



**ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ ΚΡΗΤΗΣ**  
**ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ**  
**ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ**

**Διπλωματική Εργασία**

# **Φωτοβολταϊκός Μετατροπέας DC/AC για την Παροχή Επικουρικών Υπηρεσιών σε Ηλεκτρικά Δίκτυα**

**ΣΤΑΣΙΝΟΣ ΑΠΟΣΤΟΛΟΣ**

**ΕΞΕΤΑΣΤΙΚΗ ΕΠΙΤΡΟΠΗ**

**Αναπλ. Καθηγητής Κουτρούλης Ευτύχιος (Επιβλέπων)**

**Καθηγητής Σταυρακάκης Γεώργιος**

**Αναπλ. Καθηγητής Κανέλλος Φώτιος**

Χανιά, Οκτώβριος 2020

## Περίληψη

Είναι ευρέως διαδεδομένη η εγκατάσταση φωτοβολταϊκών συστημάτων σε κτίρια για την κάλυψη των ενεργειακών αναγκών. Τα φορτία που αφορούν ένα κτίριο καταναλώνουν ενεργό και άεργο ισχύ. Τα φωτοβολταϊκά συστήματα μέσω του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα (photovoltaic inverter DC-AC) μετατρέπουν την προσπίπτουσα ηλιακή ακτινοβολία σε ενεργό ισχύ. Η άεργος ισχύς που απαιτείται παρέχεται από το ηλεκτρικό δίκτυο. Παρόλο που η άεργος ισχύς δεν παράγει έργο, επιβαρύνει το κόστος ηλεκτρικής ενέργειας.

Ο φωτοβολταϊκός αντιστροφέας όταν παράγει ισχύ εξόδου μικρότερη από την ονομαστική ισχύ έχει περίσσια χωρητικότητα η οποία δε χρησιμοποιείται. Λόγω της αύξησης των φωτοβολταϊκών συστημάτων που είναι συνδεδεμένα με το ηλεκτρικό δίκτυο (grid-tied solar system) προκύπτει η ανάγκη για νέες τεχνικές ελέγχου που θα εκμεταλλεύονται την ικανότητα του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα, όταν έχει περίσσια χωρητικότητα, να παρέχει επικουρικές υπηρεσίες στο ηλεκτρικό δίκτυο.

Η εργασία επικεντρώνεται στη σχεδίαση ενός ηλεκτρονικού συστήματος διαχείρισης ενέργειας του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα ώστε να παρέχει επικουρικές υπηρεσίες στο ηλεκτρικό δίκτυο. Έτσι το σύστημα θα εξασφαλίζει έγχυση άεργου ισχύος και αντιστάθμιση των αρμονικών ρευμάτων. Με αυτό τον τρόπο επιτυγχάνεται η μικρότερη δυνατή επιβάρυνση του ηλεκτρικού δικτύου, η βελτίωση της ποιότητας ισχύος που παρέχει και ταυτόχρονα η μείωση του κόστους παροχής ηλεκτρικής ενέργειας.

# Περιεχόμενα

<b>1. Εισαγωγή.....</b>	<b>6</b>
<b>2. Φωτοβολταϊκά Συστήματα.....</b>	<b>11</b>
2.1 Ηλιακή φωτοβολταϊκή τεχνολογία .....	11
2.2 Μοντελοποίηση των φωτοβολταϊκών συλλεκτών .....	12
2.3 Η επίδραση ομοιόμορφης προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας στις καμπύλες (P-V) και (I-V) των φωτοβολταϊκών συστοιχιών. ....	15
2.4 Η επίδραση συνθηκών μερικής σκίασης στις καμπύλες (P-V) και (I-V) των φωτοβολταϊκών συστοιχιών.....	16
2.5 Διαμορφώσεις φωτοβολταϊκών συστοιχιών .....	18
2.6 Μετατροπείς συνεχούς τάσης σε συνεχή (DC-DC converters).....	21
2.6.1 Μετατροπέας ανύψωσης συνεχούς τάσης (Boost or step-up DC-DC converter) .....	22
2.6.2 Μετατροπέας υποβιβασμού συνεχούς τάσης (Buck or Step-down DC-DC converter) .....	25
2.7 Τεχνικές ανίχνευσης σημείου μέγιστης ισχύος (MPPT).....	28
2.7.1 Μέθοδος Διαταραχής και Παρατήρησης (P&O) .....	29
2.7.2 Μέθοδος Αυξητικής Αγωγιμότητας (INC).....	30
2.7.3 Μέθοδος Βελτιστοποίησης Σμήνους Σωματιδίων (PSO) .....	31
2.8 Φωτοβολταϊκοί αντιστροφείς (PV inverters DC-AC) .....	35
2.9 Τύποι χαμηλοπερατών φίλτρων (Low-pass filters) για αντιστροφή συνδεδεμένο με το ηλεκτρικό δίκτυο .....	37
2.9.1 Χαμηλοπερατό φίλτρο τύπου LC.....	37
2.9.2 Χαμηλοπερατό φίλτρο τύπου LCL.....	39
2.10 Έλεγχος τάσης εξόδου αντιστροφέα .....	41
<b>3. Επικουρικές υπηρεσίες φωτοβολταϊκού αντιστροφέα .....</b>	<b>50</b>
3.1 Αλγόριθμοι ελέγχου φωτοβολταϊκού αντιστροφέα για παροχή επικουρικών υπηρεσιών στο ηλεκτρικό δίκτυο .....	50
3.2 Στρατηγικές ελέγχου για αντιστροφείς έγχυσης άεργου ισχύος και αντιστάθμισης αρμονικών ρευμάτων .....	51
3.3 Σχεδίαση ελεγκτή ρεύματος φωτοβολταϊκού αντιστροφέα .....	54

3.4 Δυναμικός κορεσμός στον φωτοβολταϊκό αντιστροφέα.....	56
3.4.1 Δυναμικός κορεσμός άεργης ισχύος .....	56
3.4.2 Δυναμικός κορεσμός αρμονικού ρεύματος .....	57
<b>4. Μοντελοποίηση του φωτοβολταϊκού συστήματος συνδεδεμένο με το δίκτυο σε Simulink .....</b>	<b>60</b>
4.1 Φωτοβολταϊκή συστοιχία .....	61
4.2 Υλοποίηση του μετατροπέα ανύψωσης συνεχούς τάσης (Boost or step-up DC-DC converter) σε Simulink .....	63
4.3 Πυκνωτής DC-link για τη σύνδεση του μετατροπέα ανύψωσης DC-DC με τον αντιστροφέα DC-AC .....	66
4.4 Υλοποίηση και έλεγχος του αντιστροφέα DC-AC .....	68
4.5 Υλοποίηση ελέγχου του αντιστροφέα ανύψωσης DC-AC .....	69
4.5.1 Βρόχος ελέγχου τάσης $V_{DC-link}$ .....	70
4.5.2 Υλοποίηση μονάδας ανίχνευσης αρμονικών συνιστωσών .....	71
4.5.3 Υλοποίηση του ελεγκτή PMR .....	73
4.5.4 Υλοποίηση του δυναμικού ελέγχου κορεσμού άεργης ισχύος .....	73
4.5.5 Υλοποίηση του δυναμικού ελέγχου κορεσμού αρμονικού ρεύματος.....	74
4.6 Υλοποίηση του φίλτρου LCL του αντιστροφέα DC-AC .....	75
4.7 Σύνδεση του συνολικού φωτοβολταϊκού συστήματος με το φορτίο και το ηλεκτρικό δίκτυο .....	78
4.8 Απόδοση φωτοβολταϊκού συστήματος.....	80
<b>5. Αποτελέσματα προσομοίωσης.....</b>	<b>82</b>
5.1 Προσομοίωση του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα με ικανότητα παροχής επικουρικών υπηρεσιών στο δίκτυο. ....	82
5.2 Συμπεριφορά του φωτοβολταϊκού συστήματος σε συνθήκες μερικής σκίασης. ....	90
<b>6. Συμπεράσματα .....</b>	<b>133</b>
<b>7. Βιβλιογραφία .....</b>	<b>134</b>



## Κατάλογος Συμβόλων

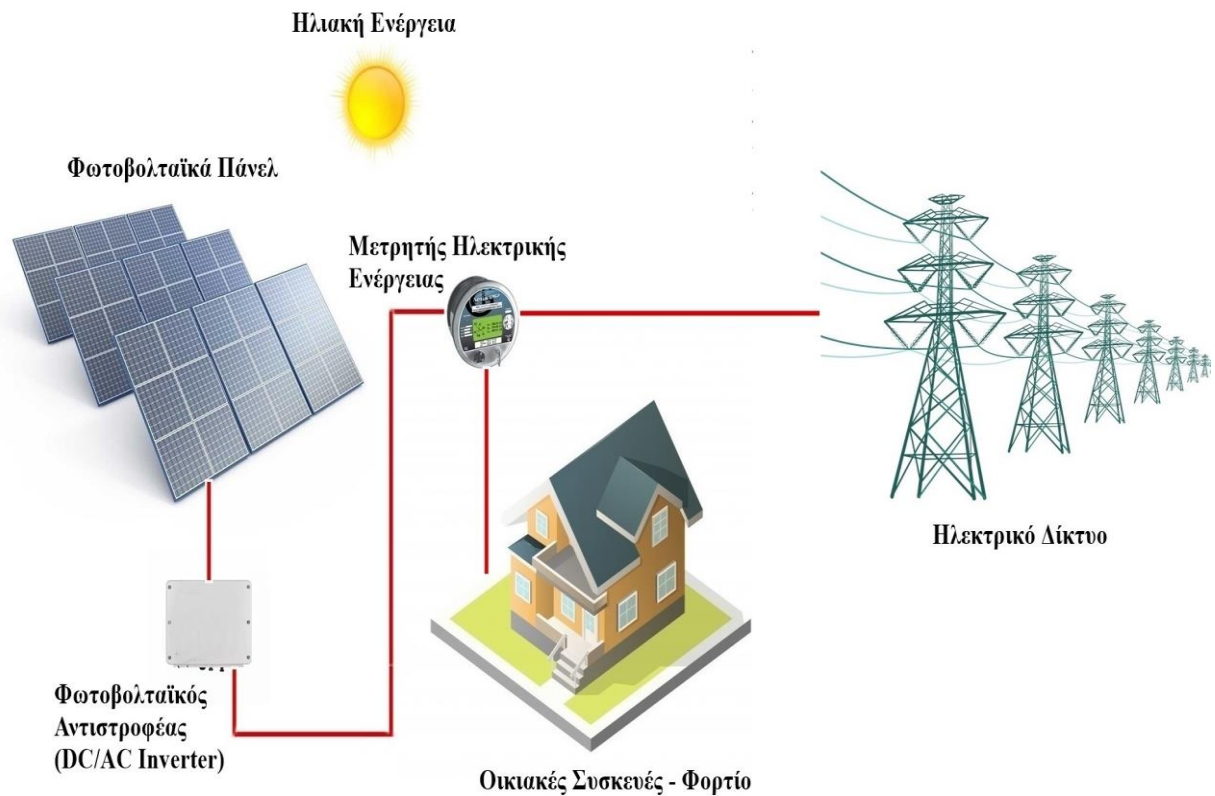
$P$	Ενεργός ισχύς (W)
$Q$	Άεργος ισχύς (VAR)
$G$	Ένταση ηλιακής ακτινοβολίας ( $W/m^2$ )
$E$	Ενέργεια (Wh)
$PV$	Φωτοβολταϊκά
$I_{sc}$	Ρεύμα βραχυκυκλώματος (A)
$V_{oc}$	Τάση ανοικτού κυκλώματος (V)
$MPP$	Σημείο μέγιστης ισχύος
$MPPT$	Ανίχνευση σημείου μέγιστης ισχύος
$GMPP$	Ολικό σημείο μέγιστης ισχύος
$I_{MPP}$	Ρεύμα στο σημείο μέγιστης ισχύος
$V_{MPP}$	Τάση στο σημείο μέγιστης ισχύος
$P_{MPP}$	Ισχύς στο σημείο μέγιστης ισχύος
$D$	Κύκλος λειτουργίας
$PWM$	Διαμόρφωση διάρκειας παλμού
$PCC$	Σημείο Κοινής Σύζευξης
$THD_V$	Συντελεστής Αρμονικής Παραμόρφωσης Τάσης
$THD_I$	Συντελεστής Αρμονικής Παραμόρφωσης ρεύματος

# 1. Εισαγωγή

---

Οι εκπομπές αερίων του θερμοκηπίου (GHG), που προκαλούν υπερθέρμανση του πλανήτη, καθώς και η μόλυνση του αέρα είναι δύο πολύ σημαντικά προβλήματα που συμβάλουν στην περιβαλλοντική καταστροφή. Έτσι, η επιστημονική κοινότητα ερευνά τρόπους μείωσης του προβλήματος. Το Ευρωπαϊκό ενεργειακό σύστημα εξελίσσεται ραγδαία για να θέσει την οικονομία της Ε.Ε. σε ένα δρόμο χαμηλών εκπομπών διοξειδίου του άνθρακα (CO<sub>2</sub>) και αποτελεσματικής χρήσης των φυσικών πόρων. Οι ανανεώσιμες πηγές ενέργειας είναι καθοριστικές για αυτό τον μετασχηματισμό. Το ποσοστό των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας στην τελική κατανάλωση αυξήθηκε από 9% το 2005 στο 17% μέχρι σήμερα, ενώ στόχος του 2020 είναι το 20%. Μελλοντικά, ο ενεργειακός στόχος για το 2030 είναι η βελτίωση της ενεργειακής απόδοσης στην Ε.Ε. κατά 32,5% και η αύξηση του ποσοστού των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας στο 32% της τελικής κατανάλωσης ενέργειας της Ε.Ε.. Επιπλέον καθοριστικό ρόλο παίζει η μείωση των εκπομπών αερίων του θερμοκηπίου (GHG) κατά 50-55% έως το 2030 σε σύγκριση με το 1990 (από το 1990 μέχρι το 2018 ήταν 23%) [1],[2]. Έτσι κάθε χώρα της Ε.Ε. θα αυξήσει το ποσοστό των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας που χρησιμοποιεί για την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας. Εκτός από τον πάροχο ηλεκτρικής ενέργειας, οι ανανεώσιμες πηγές ιδιωτών (σε κτίρια, οικόπεδα, κτλ.) μπορούν να βοηθήσουν αυτόν τον ενεργειακό στόχο. Οικοδομικές «ετικέτες» έχουν ήδη εισαχθεί σε ευρωπαϊκές χώρες, όπως το «Passive House» στη Γερμανία και η «Minenergy» στην Ελβετία για την πιστοποίηση τυποποιημένων κτιρίων χαμηλής κατανάλωσης ενέργειας [3]. Το ποσό της ενέργειας που καταναλώνουν οι οικίες στην Ευρώπη είναι στο 40-45% περίπου της συνολικής κατανάλωσης ενέργειας [4]. Στις βιομηχανικές χώρες, η κατανάλωση ενέργειας των κτιρίων είναι υπεύθυνη περίπου για το 50% των εκπομπών διοξειδίου του άνθρακα [5].

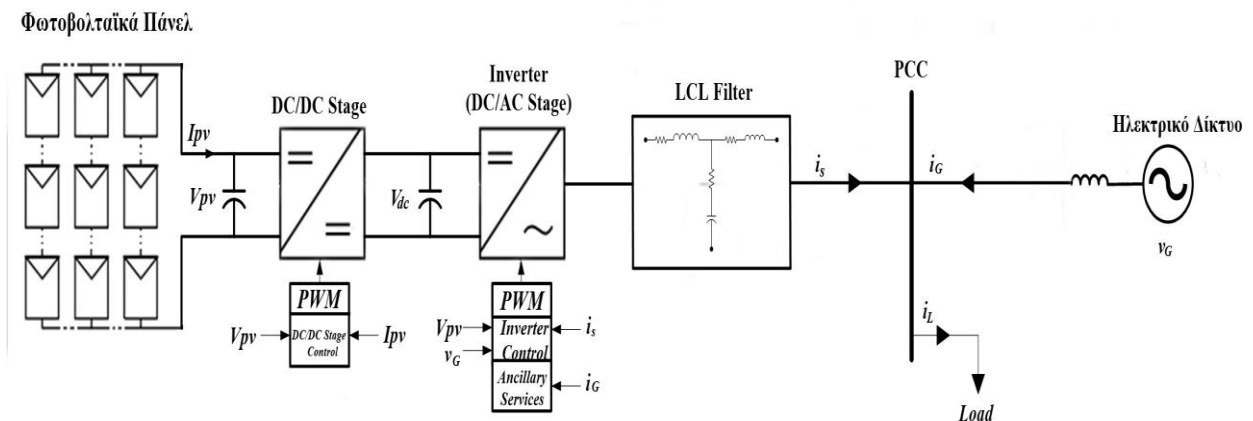
Για ένα κτίριο, οι ηλιακοί συλλέκτες (solar cells) είναι ένας από τους πιο συνηθισμένους και αποδοτικούς τρόπους για την παραγωγή ενέργειας με χρήση ανανεώσιμων πηγών. Τοποθετούνται συνήθως στην οροφή ή στην αυλή όπου συλλέγουν την ηλιακή ενέργεια και τη μετατρέπουν σε ηλεκτρική. Μεταξύ όλων των πλεονεκτημάτων των φωτοβολταϊκών πάνελ, το πιο σημαντικό είναι ότι η ηλιακή ενέργεια είναι μια ανανεώσιμη πηγή ενέργειας και θα είναι διαθέσιμη για τουλάχιστον 5 δισεκατομμύρια χρόνια, όταν σύμφωνα με τους επιστήμονες ο ήλιος πρόκειται να σβήσει. Λόγω του μεγάλου κύκλου ζωής, όπου οι πιο αξιόπιστοι κατασκευαστές ηλιακών συλλεκτών προσφέρουν εγγύηση 20-25 χρόνια, τα φωτοβολταϊκά πάνελ μπορούν να προσφέρουν ηλεκτρική ενέργεια για πολλά χρόνια. Ταυτόχρονα, ο ιδιοκτήτης του συστήματος επωφελείται με μείωση στην τελική κατανάλωση ηλεκτρικής ενέργειας και την απόσβεση του φωτοβολταϊκού συστήματος. Ειδικότερα στην περίπτωση που το φωτοβολταϊκό σύστημα είναι συνδεδεμένο με το ηλεκτρικό δίκτυο (grid-tied electrical system) πραγματοποιείται πιο γρήγορη απόσβεση του συστήματος από την πώληση της εναπομένουσας ενέργειας στο δίκτυο. Μετά την απόσβεση ο ιδιοκτήτης του συστήματος έχει καθαρό κέρδος από την πώληση της ηλεκτρικής ενέργειας.



**Σχήμα 1.1.** Απεικόνιση φωτοβολταϊκού συστήματος ιδιωτικής οικίας συνδεδεμένο στο ηλεκτρικό δίκτυο (Grid-tied solar power system) [6].

Από την άλλη πλευρά το αρχικό κόστος αγοράς ενός φωτοβολταϊκού συστήματος είναι αρκετά υψηλό. Αυτό περιλαμβάνει την πληρωμή για ηλιακούς συλλέκτες, φωτοβολταϊκό αντιστροφέα (photovoltaic inverter DC/AC), μπαταρίες, καλωδιώσεις και τέλος την εγκατάσταση. Παρόλα αυτά, οι ηλιακές τεχνολογίες αναπτύσσονται συνεχώς, επομένως το κόστος μελλοντικά θα είναι μειωμένο. Στα αρνητικά είναι και η μείωση της αποδοτικότητας του φωτοβολταϊκού συστήματος κατά τη διάρκεια συνεφιασμένων ημερών.

Σε ένα φωτοβολταϊκό σύστημα, πολλαπλές φωτοβολταϊκές μονάδες συνδέονται σε σειρά σχηματίζοντας μια φωτοβολταϊκή στοιχειοσειρά. Με αυτόν τον τρόπο επιτυγχάνουν την απαιτούμενη τάση και ισχύ εξόδου. Η απόδοση ενός φωτοβολταϊκού συστήματος εξαρτάται κατά κύριο λόγο από την απόδοση των ηλιακών συλλεκτών. Η απόδοση των ηλιακών συλλεκτών εξαρτάται από την ηλιακή ακτινοβολία και τη θερμοκρασία [7]. Όταν στη φωτοβολταϊκή συστοιχία προσπίπτει ομοιόμορφη ακτινοβολία, στο διάγραμμα ισχύος-τάσης (P-V) η καμπύλη που προκύπτει εμφανίζει μια κορυφή. Η κορυφή αυτή αντιπροσωπεύει τη μέγιστη ισχύ της φωτοβολταϊκής στοιχειοσειράς [8]. Σε συνθήκες μερικής σκίασης (PSC), εμφανίζονται πολλαπλές κορυφές στην καμπύλη του διαγράμματος P-V, λόγω της χρήσης διόδου παράκαμψης (bypass diode) [9]. Αυτή η σκίαση μπορεί να είναι προβλέψιμη λόγω διάφορων προμελετημένων συνθηκών (γειτονικό κτίριο, κοντινό δέντρο, στύλοι) ή μη προβλέψιμη (λόγω πιθανής συνεφιάς) [10].



**Σχήμα 1.2.** Σχέδιο φωτοβολταϊκού συστήματος για εφαρμογές συνδεδεμένες με το ηλεκτρικό δίκτυο (Grid-tied solar power system) [11].

Ο πιο συνηθισμένος τρόπος για να αυξηθεί η αποδοτικότητα ενός φωτοβολταϊκού συστήματος είναι η χρήση ενός ανιχνευτή σημείου μέγιστης ισχύος (MPPT). Ο MPPT είναι ένας αλγόριθμος που εφαρμόζεται σε μια ηλεκτρονική συσκευή ισχύος αυξάνοντας σημαντικά την αποδοτικότητα του συστήματος. Με τη χρήση του MPPT, το φωτοβολταϊκό σύστημα λειτουργεί στο σημείο μέγιστης ισχύος (MPP) και παράγει τη μέγιστη ισχύ στην έξοδό του. Έτσι, με τη χρήση του MPPT μεγιστοποιείται η αποδοτικότητα της φωτοβολταϊκής συστοιχίας, μειώνοντας έτσι το συνολικό κόστος του συστήματος [12]. Στην περίπτωση που στη φωτοβολταϊκή συστοιχία προσπίπτει ομοιόμορφη ακτινοβολία, οι πιο συχνοί αλγόριθμοι MPPT είναι ο αλγόριθμος P & O [13], και η μέθοδος της επαγωγικής αγωγιμότητας, η οποία είναι μια εκδοχή του αλγορίθμου P & O [14]. Στην περίπτωση μερικής σκίασης της φωτοβολταϊκής συστοιχίας, ο πιο δημοφιλής αλγόριθμος είναι η βελτιστοποίηση σμήνους σωματιδίων (particle swarm optimization PSO), όπως και πολλές παραλλαγές του, χάρη στην απλή εφαρμογή του αλγορίθμου και την ισχυρή συμπεριφορά σε συνθήκες μερικής σκίασης [15].

Για την εφαρμογή του αλγορίθμου MPPT είναι απαραίτητη η χρήση κυκλωμάτων ηλεκτρονικών ισχύος. Ο μετατροπέας DC-DC (DC-DC converter) χρησιμοποιείται συνήθως για την απευθείας τροφοδότηση DC φορτίων με ισχύ από φωτοβολταϊκά πάνελ. Επιπλέον χρησιμοποιώντας μετατροπέα ανύψωσης τάσης DC-DC με χρήση αλγορίθμου MPPT, επιτυγχάνεται η παραγωγή μέγιστης ισχύος εξόδου του φωτοβολταϊκού συστήματος. Για να τροφοδοτηθούν τα AC φορτία από φωτοβολταϊκά πάνελ είναι απαραίτητη η χρήση αντιστροφέα DC-AC (Σχήμα 1.2). Στην περίπτωση που τα φωτοβολταϊκά πάνελ παρέχουν χαμηλή τάση εξόδου είναι σημαντική η χρήση μετατροπέα DC-DC για την επίτευξη της ονομαστικής τάσης εισόδου του αντιστροφέα DC-AC. Επιπρόσθετα η επιλογή μετατροπέα DC-DC είναι απαραίτητη για την άμεση βελτίωση της ισχύος του φωτοβολταϊκού συστήματος σε κατάσταση μερικής σκίασης, λόγω του φαινομένου σκίασης (shadowing effect). Τέλος, με την εγκατάσταση μετατροπέα DC-DC στο φωτοβολταϊκό σύστημα υιοθετούνται διάφορες τοπολογίες που προσφέρουν κέρδος υψηλής τάσης, υψηλή απόδοση και μικρή ταλάντωση ρεύματος εισόδου / εξόδου. Με τα παραπάνω επιτυγχάνεται χαμηλό κόστος και μειωμένο μέγεθος στην εφαρμογή [16],[17].

Σε εφαρμογές φωτοβολταϊκών συστημάτων που απαιτείται εναλλασσόμενο ρεύμα (AC) γίνεται χρήση φωτοβολταϊκού αντιστροφέα (DC-AC inverter). Ο φωτοβολταϊκός αντιστροφέας, είναι ένας ηλεκτρονικός μετατροπέας ισχύος ο οποίος δέχεται στην είσοδο του συνεχές ρεύμα (DC), που παράγεται από τα φωτοβολταϊκά πάνελ και το μετατρέπει σε εναλλασσόμενο ρεύμα (AC) στην έξοδό του. Έτσι η ισχύς εξόδου του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα που προκύπτει έχει την δυνατότητα να τροφοδοτεί AC φορτία καθώς και να παρέχει ηλεκτρική ενέργεια στο δίκτυο όταν είναι συνδεδεμένο με αυτό [16],[17]. Ο αντιστροφέας μπορεί να συνδεθεί σε μονοφασικά (single-phase) ή σε τριφασικά (three-phase) συστήματα ισχύος. Για εφαρμογές φωτοβολταϊκών συστημάτων κατοικιών έως και 10 kW συνδεδεμένων με το ηλεκτρικό δίκτυο (grid-tied solar system) γίνεται χρήση μονοφασικού αντιστροφέα (single-phase inverter). Στις περισσότερες φωτοβολταϊκές εφαρμογές, οι αντιστροφείς (μονοφασικοί και τριφασικοί) δέχονται την ενέργεια από τους ηλιακούς συλλέκτες και την εγχέουν στο ηλεκτρικό δίκτυο με συντελεστής ισχύος (unit power factor) ίσο με τη μονάδα. Έτσι ο φωτοβολταϊκός αντιστροφέας παράγει εναλλασσόμενο ρεύμα (AC) με τη γωνία μεταξύ του διανύσματος τάσης και ρεύματος να είναι μηδέν.

Κατά τη διάρκεια της ημέρας οι φωτοβολταϊκοί αντιστροφείς παρέχουν ρεύμα εξόδου μικρότερο από το ονομαστικό ρεύμα λειτουργίας τους. Συγκεκριμένα κατά τη διάρκεια μιας τυπικής ηλιόλουστης ημέρας η καμπύλη λειτουργίας δεν υπερβαίνει το 30% της συνολικής μέγιστης λειτουργίας, με αποτελέσματα ένα 70% να μπορεί να προσφερθεί για επικουρικές υπηρεσίες στο δίκτυο ηλεκτροδότησης [11]. Επιπλέον παράδειγμα για την περίσσεια χωρητικότητα που παρουσιάζει ο φωτοβολταϊκός αντιστροφέας κατά τη διάρκεια της ημέρας αναφέρεται στη βιβλιογραφία και αφορά ένα σταθμό φόρτισης ηλιακής ενέργειας με ισχύ 10 kW στην Ολλανδία. Στην εφαρμογή αυτή η μέση μηνιαία μέγιστη ισχύς του φωτοβολταϊκού συστήματος κυμαίνεται μεταξύ 7 kW τον Ιούλιο και 2 kW το Νοέμβριο. Αυτό φανερώνει ότι το φωτοβολταϊκό σύστημα παράγει μόνο το 70% της ονομαστικής του ισχύος ακόμη και τον πιο ηλιόλουστο μήνα του έτους. Επίσης παρατηρείται ότι η παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας μέσω του φωτοβολταϊκού συστήματος περιορίζεται σε 7 με 8 ώρες το χειμώνα και σε 15 ώρες το καλοκαίρι [18].

Κατά κύριο λόγο οι επικουρικές υπηρεσίες στο ηλεκτρικό δίκτυο παρέχονται από υδροηλεκτρικές και γεωθερμικές γεννήτριες και αφορούν την έγχυση άεργου ισχύος (reactive power injection) και την υποστήριξη συχνότητας (frequency support) στο ηλεκτρικό δίκτυο [11],[19]. Ωστόσο, η ανάπτυξη της τεχνολογίας έξυπνων δικτύων (smart grids) με ανανεώσιμες πηγές ενέργειας έδωσε τη δυνατότητα και σε άλλες ανανεώσιμες πηγές ενέργειας (πέρα της υδροηλεκτρικής και γεωθερμικής ενέργειας) να παρέχουν βοηθητικές υπηρεσίες στο ηλεκτρικό δίκτυο [20]. Αυτό έχει οδηγήσει τα τελευταία χρόνια σε μελέτες γύρω από την αξιοποίηση της πλεονάζουσας χωρητικότητας της φωτοβολταϊκής εγκατάστασης (φωτοβολταϊκού αντιστροφέα) για βοηθητικές υπηρεσίες στο δίκτυο ηλεκτροδότησης [11].

Σε ένα δίκτυο ηλεκτροδότησης υπάρχει μέγιστη επιτρεπτή αρμονική παραμόρφωση ρεύματος, ανάλογα με το επίπεδο τάσης στο Σημείο Κοινής Σύζευξης (PCC) [21]. Έτσι έχουν αναπτυχθεί τεχνικές αντιστάθμισης αρμονικών συνιστωσών μέσω του φωτοβολταϊκού συστήματος προκειμένου να βελτιωθεί η ποιότητα ισχύος του δικτύου. Μεταξύ των τεχνικών που χρησιμοποιούνται είναι η μέθοδος που βασίζεται στη θεωρία στιγμιαίας ισχύος (IPT) για την ανίχνευση του αρμονικού ρεύματος του φορτίου, είτε μέσω πληροφοριών της τάσης PCC για την αντιστάθμιση των αρμονικών συνιστωσών μέσω βρόχου ελέγχου τάσης [22]. Στις μεθόδους αυτές θα πρέπει να ληφθεί υπόψη και ο περιορισμός ρεύματος που έχει ο αντιστροφέας έτσι ώστε να λειτουργεί κάτω από την τιμή του ονομαστικού ρεύματος ώστε να διασφαλιστεί η σωστή λειτουργία του.

Έχοντας υπόψη τις παραπάνω μελέτες, αυτή η διπλωματική εργασία έχει σκοπό να παρουσιάσει τον τρόπο με τον οποίο ένα μονοφασικό grid-tied φωτοβολταϊκό σύστημα μιας οικίας μπορεί να βελτιώσει την ποιότητα της ηλεκτρικής ενεργείας προσφέροντας

επικουρικές υπηρεσίες στο δίκτυο ηλεκτροδότησης. Αυτές οι υπηρεσίες είναι η έγχυση άεργου ισχύος και η αντιστάθμιση των αρμονικών συνιστωσών του ρεύματος, οι οποίες επιβαρύνουν το δίκτυο και το αναγκάζουν να παράγει επιπλέον ηλεκτρική ενέργεια. Με τις επικουρικές υπηρεσίες λοιπόν, επιτυγχάνεται άμεσα η ευστάθεια του δικτύου, η βελτίωση της ποιότητας ισχύος που παρέχει και η μείωση της παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας από το δίκτυο, που σηματοδοτεί μείωση των περιβαλλοντικών ρύπων και του κόστους ηλεκτροδότησης. Επιπλέον στην περίπτωση που το φορτίο το οποίο εξυπηρετείται είναι του ιδιοκτήτη του φωτοβολταϊκού συστήματος, τότε η παροχή επικουρικών υπηρεσιών συμβάλει στη γρηγορότερη απόσβεση του κόστους του φωτοβολταϊκού συστήματος. Έτσι, στη συνέχεια παρουσιάζονται στρατηγικές ελέγχου για έγχυση άεργου ισχύος και αντιστάθμιση των αρμονικών συνιστωσών του ρεύματος μονοφασικών συστημάτων, ενώ αναλύονται στα αποτελέσματα της προσομοίωσης η απόδοση των μονοφασικών φωτοβολταϊκών συστημάτων κατά τη διάρκεια παροχής αυτών των επικουρικών υπηρεσιών.

## 2. Φωτοβολταϊκά Συστήματα

---

### 2.1 Ηλιακή φωτοβολταϊκή τεχνολογία

Η φωτοβολταϊκή βιομηχανία ξεκινά από τις πρώτες ύλες και φτάνει μέχρι την κατασκευή των φωτοβολταϊκών συλλεκτών και τη συντήρηση των εγκατεστημένων συστημάτων. Το πυρίτιο (Si) είναι από τα πιο κυρίαρχα υλικά της ηλιακής φωτοβολταϊκής τεχνολογίας. Η κρυσταλλική δομή του πυριτίου συναντάται στα φωτοβολταϊκά στοιχεία πρώτης γενιάς. Η εφεύρεση του διπολικού τρανζίστορ το 1948 συνέβαλε στην ταχεία εξέλιξη των ηλιακών κυττάρων πυριτίου αυξάνοντας την απόδοση έως και 15%. Στη συνέχεια λόγω της ανάπτυξης της μικροηλεκτρονικής τεχνολογίας το 1970 η απόδοση έφτασε στο 17% και σχεδόν στο 25% μέχρι σήμερα. Οι δύο βασικές μορφές της κρυσταλλικής τεχνολογίας είναι οι μονοκρυσταλλικές (monocrystalline) με απόδοση φωτοβολταϊκής μονάδας 20.4% και οι πολυκρυσταλλικές (multi-crystallin) με απόδοση, μικρότερη από τις μονοκρυσταλλικές, 16.9% αλλά με χαμηλότερο κόστος παραγωγής. Το κρυσταλλικό πυρίτιο, σε σχέση με άλλες τεχνολογίες, έχει επιτύχει την υψηλότερη αποδοτικότητα της μονάδας υπό τις τυπικές συνθήκες δοκιμής μέχρι σήμερα ενώ έχει την πιο προηγμένη κατασκευαστική διαδικασία [23].

Η δεύτερη γενιά φωτοβολταϊκών στοιχείων είναι μια εναλλακτική τεχνολογία λεπτών υμενίων (Thin Film) που χρησιμοποιεί λιγότερο ή καθόλου πυρίτιο στη διαδικασία κατασκευής. Το άμορφο πυρίτιο (a-Si) είναι μη-κρυσταλλική αλλοτροπική μορφή πυριτίου και η πιο δημοφιλής μεταξύ της τεχνολογίας λεπτών υμενίων. Παρόλα αυτά όμως, η απόδοση της φωτοβολταϊκής μονάδας είναι πολύ μικρότερη από την τεχνολογία c-Si, στο 13.8%. Κάποια από τα είδη του a-Si είναι το άμορφο καρβίδιο του πυριτίου (a-SiC), το άμορφο κράμα από πυρίτιο και γερμάνιο (a-SiGe), το μικροκρυσταλλικό πυρίτιο (μ-Si) και το άμορφο νιτρίδιο του πυριτίου (a-SiN). Επίσης στην ίδια τεχνολογία ανήκει η ένωση χαλκού-ινδίου-γαλλίου-δισεληνίου (CIGS) / χαλκού-ινδίου-δισεληνίου (CIS) το οποίο είναι ένα αρκετά εξελιγμένο υλικό. Η απόδοση των κυττάρων του CIGS είναι στο 20% ενώ η μέγιστη απόδοση των φωτοβολταϊκών μονάδων CIGS / CIS είναι στο 15,0%. Όμως και τα δυο αυτά υλικά λόγω της περιορισμένης έρευνας και ανάπτυξης δεν μπορούν να ανταγωνιστούν την κρυσταλλική τεχνολογία πυριτίου. Τέλος, στα πιο εξελιγμένα και ενεργειακά αποδοτικά υλικά της τεχνολογίας λεπτών υμενίων εντάσσεται το τελλουρίδιο του καδμίου (CdTe) με απόδοση φωτοβολταϊκής μονάδας ως και 11,4% και απόδοσης κυψέλης 17,3% ενώ ένα άλλο αξιοσημείωτο υπό έρευνα υλικό αυτής της τεχνολογίας είναι η ημιαγωγική μορφή από αρσενικό του γαλλίου (GaAs). Το υλικό αυτό προσφέρει δομή όμοια των κυττάρων πυριτίου ενώ είναι ελαφρύτερο, έχει μικρότερο πάχος και υψηλή απόδοση ως και 42,3% [23].

Παρόλο την ήδη υπάρχουσα τεχνολογία, λόγω ενεργειακών πολιτικών που αφορούν την αύξηση των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας και τη μείωση των περιβαλλοντικών ρύπων, νέες τεχνολογίες υψηλής απόδοσης και χαμηλού κόστους παράγωγης τάσσονται υπό έρευνα. Μια από αυτές είναι η τεχνολογία των υβριδικών κυττάρων που βασίζεται στην αρχή του συνδυασμού κρυσταλλικού πυριτίου με μη-κρυσταλλικό πυρίτιο, με την απόδοση του ηλιακού κυττάρου να φτάνει ως και το 25,6%. Επίσης μια επαναστατική ιδέα είναι η τεχνολογία του κυττάρου νανοσωλήνων άνθρακα (CNT) στην οποία ένα διαφανές υλικό

αγωγού από CNT παρέχει ρεύμα με απόδοση έως και 15%. Αξιοσημείωτη τεχνολογία, είναι τα ηλιακά κύτταρα με ευαισθησία σε χρωστικές (DSSC). Η τεχνολογία αυτή βασίζεται στη φωτοηλεκτροχημεία (PEC) μεταξύ ημιαγωγικών υλικών μεγάλου εύρους ζώνης, όπως το οξείδιο του ψευδαργύρου (ZnO), με οργανικές χρωστικές. Παρουσιάζεται ως μία πολλά υποσχόμενη τεχνολογία υψηλής αποδοτικότητας, χαμηλού κόστους παραγωγής ενώ χρησιμοποιεί υλικά λιγότερο τοξικά από άλλες τεχνολογίες. Αν και τα ηλιακά κύτταρα αυτά βρίσκονται σε πρώιμο στάδιο ανάπτυξης, το γεγονός ότι η απόδοση τους είναι 15% υψηλότερη από αυτά των συμβατικών ηλιακών κυττάρων άμορφου πυριτίου τα κατατάσσει σε ένα από τα πιο ανταγωνιστικά ηλιακά κύτταρα νέας τεχνολογίας. Τέλος, όπως και η τεχνολογία υλικού DSSC, μια από τις νέες ιδέες που βρίσκονται σε εξέλιξη για την αύξηση της αποδοτικότητας των ηλιακών μονάδων είναι τα Tandem cells / ηλιακά κύτταρα πολλαπλών διασταυρώσεων (multi-junction solar cell). Τα υλικά αυτά ανήκουν στην τρίτη γενιά φωτοβολταϊκών στοιχείων και με εξαίρεση τα DSSC είναι ακόμη σε πειραματικό στάδιο [23].

## 2.2 Μοντελοποίηση των φωτοβολταϊκών συλλεκτών

Το Σχήμα 2.1 δείχνει το ισοδύναμο κύκλωμα του ιδανικού φωτοβολταϊκού κυττάρου. Από τη θεωρία των ημιαγωγών η εξίσωση που περιγράφει μαθηματικά το ιδανικό φωτοβολταϊκό κύτταρο είναι [24],[25],[26]:

$$I = I_{ph, cell} - I_d \quad (2.1)$$

$$I_d = I_{0, cell} \left( e^{\frac{V}{nV_t}} - 1 \right) \quad (2.2)$$

$$V_t = \frac{kT}{q} \quad (2.3)$$

όπου:

- $I_{ph, cell}$  - είναι το ρεύμα που παράγεται από το προσπίπτον φως (A)
- $I_d$  - είναι το ρεύμα διόδου (A)
- $I_{0, cell}$  - είναι το ανάστροφο ρεύμα της διόδου (A)
- $V_t$  - είναι η θερμική τάση του φωτοβολταϊκού κυττάρου
- $q$  - είναι το φορτίο του ηλεκτρονίου ( $1.60217646 \times 10^{-19}$  C)
- $k$  - είναι η σταθερά Boltzmann ( $1,3806503 \times 10^{-23}$  J / K)



- $T$  - είναι η θερμοκρασία του φωτοβολταϊκού κυττάρου (K)
- $n$  - είναι η σταθερά της ιδανικής διόδου.

Το πραγματικό μοντέλο φωτοβολταϊκών συστοιχιών αποτελείται από συνδεδεμένα φωτοβολταϊκά κύτταρα. Έτσι η μαθηματική περιγραφή του μοντέλου απαιτεί την εισαγωγή πρόσθετων παραμέτρων στη βασική εξίσωση [24],[25],[26]:

$$I = I_{ph} - I_0 \left( e^{\frac{V + R_s I}{N_s n V_t}} - 1 \right) - \frac{V + R_s I}{R_{sh}} \quad (2.4)$$

$$I_{ph} = [I_{scr} + K_I (T - T_{ref})] \frac{G}{G_{ref}} \quad (2.5)$$

$$I_0 = I_{RS} \left( \frac{T}{T_{ref}} \right)^3 e^{\frac{qE_g}{nk} \left( \frac{1}{T_{ref}} - \frac{1}{T} \right)} \quad (2.6)$$

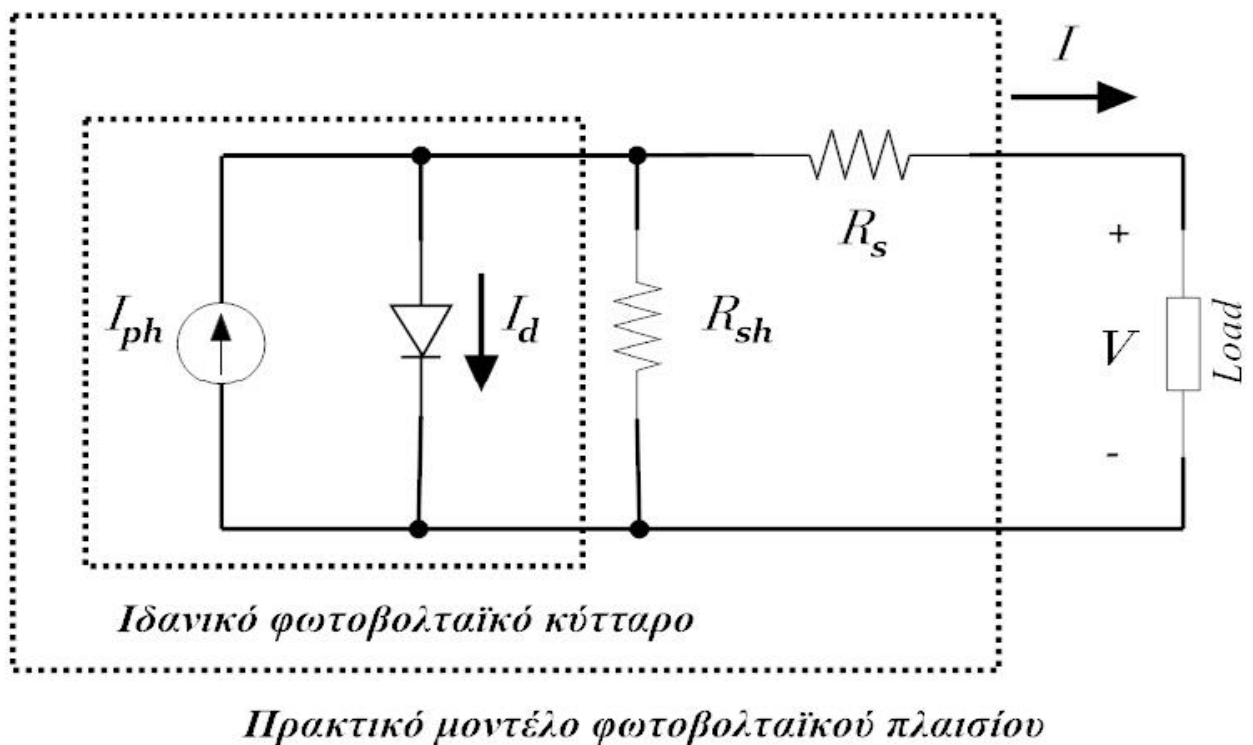
$$I_{RS} = \frac{I_{scr}}{e^{\frac{qV_{oc}}{nTk} - 1}} \quad (2.7)$$

όπου:

- $I_{ph}$  - είναι το ρεύμα που παράγεται από το προσπίπτον φως στη φωτοβολταϊκή συστοιχία (A)
- $I_0$  - είναι το ρεύμα κορεσμού στη φωτοβολταϊκή συστοιχία (A)
- $N_s$  - είναι το πλήθος φωτοβολταϊκών κυττάρων συνδεδεμένα σε σειρά
- $R_s$  - είναι η ισοδύναμη σε σειρά αντίσταση της συστοιχίας (Ohm)
- $R_p$  - είναι η ισοδύναμη παράλληλη αντίσταση της συστοιχίας (Ohm)
- $I_{scr}$  - είναι το ρεύμα βραχυκυκλώματος αναφοράς ηλιακού κυττάρου (A)
- $G$  - είναι η ηλιακή ακτινοβολία σε (W / m<sup>2</sup>)
- $G_{ref}$  - είναι η ηλιακή ακτινοβολία αναφοράς (1000 W / m<sup>2</sup>)
- $T_{ref}$  - είναι η θερμοκρασία αναφοράς των φωτοβολταϊκών κυττάρων (298 K)

- $K_I$  - είναι ο συντελεστής θερμοκρασίας ρεύματος βραχυκυκλώματος του φωτοβολταϊκού κυττάρου
- $I_{RS}$  - αντίστροφο ρεύμα κορεσμού των φωτοβολταϊκών κυττάρων σε ηλιακή ακτινοβολία και θερμοκρασία αναφοράς (A)
- $E_g$  - ενέργεια διάκενου ζώνης του φωτοβολταϊκού κυττάρου (eV)
- $V_{oc}$  - είναι η τάση ανοιχτοκύκλωσης που παράγεται λαμβάνοντας υπόψη ότι το ρεύμα εξόδου είναι μηδέν (V)

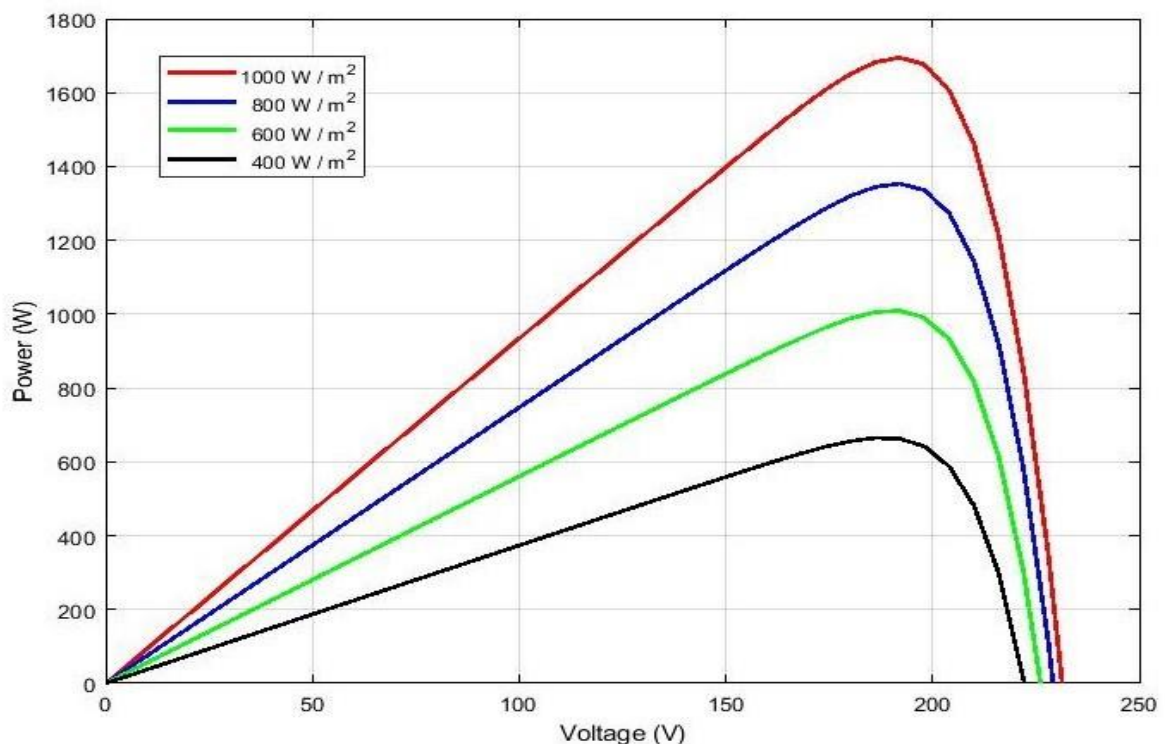
Σε μία φωτοβολταϊκή συστοιχία τα παράλληλα συνδεδεμένα φωτοβολταϊκά κύτταρα αυξάνουν το ρεύμα εξόδου ενώ τα φωτοβολταϊκά κύτταρα που συνδέονται σε σειρά παρέχουν μεγαλύτερες τάσεις εξόδου. Στην περίπτωση που η συστοιχία αποτελείται από παράλληλες συνδέσεις  $N_p$  φωτοβολταϊκών κυττάρων, τα ρεύματα  $I_{ph}$  και  $I_0$  μπορούν να εκφραστούν ως  $I_{ph} = I_{ph,cell} N_p$ ,  $I_0 = I_{0,cell} N_p$  [24].



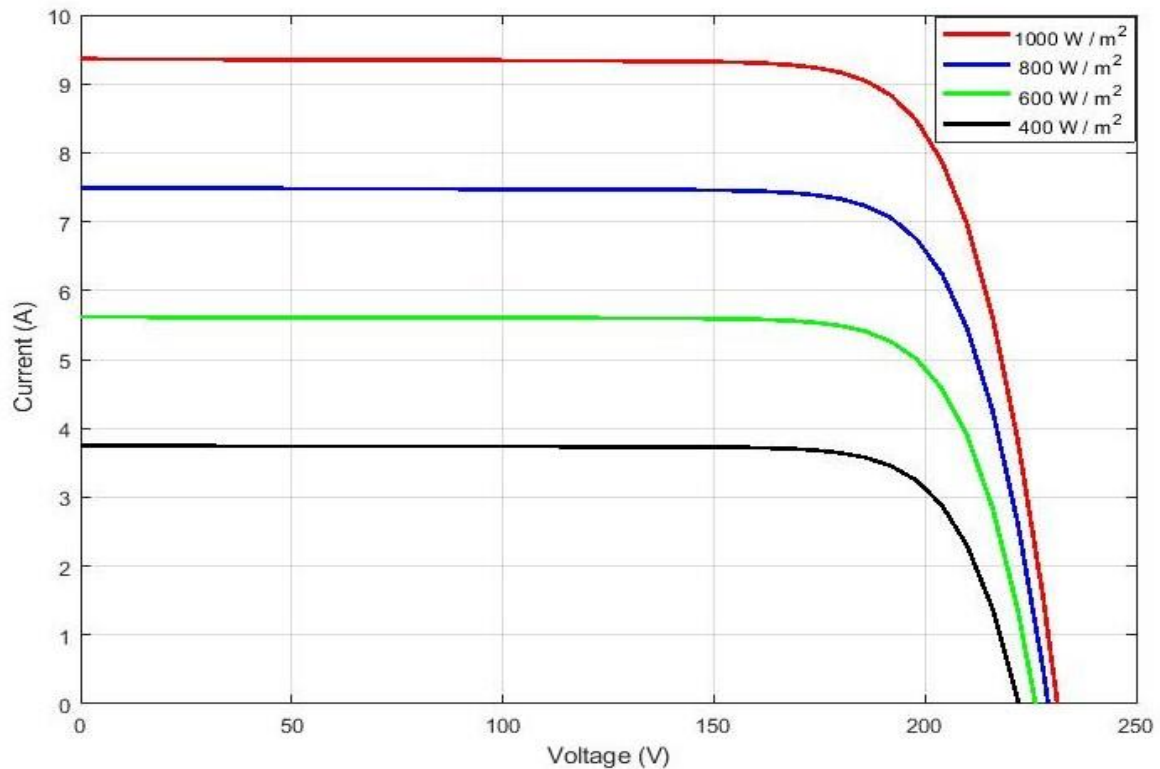
**Σχήμα 2.1.** Θεωρητικό μοντέλο φωτοβολταϊκού κυττάρου και το ισοδύναμο κύκλωμα ενός πραγματικού φωτοβολταϊκού στοιχείου ή πλαισίου [11].

## 2.3 Η επίδραση ομοιόμορφης προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας στις καμπύλες (P-V) και (I-V) των φωτοβολταϊκών συστοιχιών

Η φωτοβολταϊκή συστοιχία παράγει ηλεκτρική ενέργεια όταν προσπίπτει σε αυτή το ηλιακό φως. Η απόδοση της φωτοβολταϊκής συστοιχίας επηρεάζεται από την ηλιακή ακτινοβολία ( $G$ ) και τη θερμοκρασία των κυψελών. Ωστόσο, το επίπεδο της ηλιακής ακτινοβολίας είναι αυτό που επηρεάζει κυρίως την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας της φωτοβολταϊκής συστοιχίας. Όταν στη φωτοβολταϊκή συστοιχία προσπίπτει κάθετα ομοιόμορφη ηλιακή ακτινοβολία τα διαγράμματα Ισχύος - Τάσης (P-V) και Ρεύματος - Τάσης (I-V) αποτελούνται από μη-γραμμικές καμπύλες όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.1 και στο Σχήμα 2.2 αντίστοιχα. Παρατηρείται ότι η φωτοβολταϊκή μονάδα έχει ένα σημείο βέλτιστης τάσης ( $V_{mpp}$ ) λειτουργίας το οποίο ονομάζεται σημείο μέγιστης ισχύος (MPP). Σε αυτή τη βέλτιστη τάση, η φωτοβολταϊκή μονάδα παρέχει μέγιστη ισχύ ( $P_{mpp}$ ) [27].



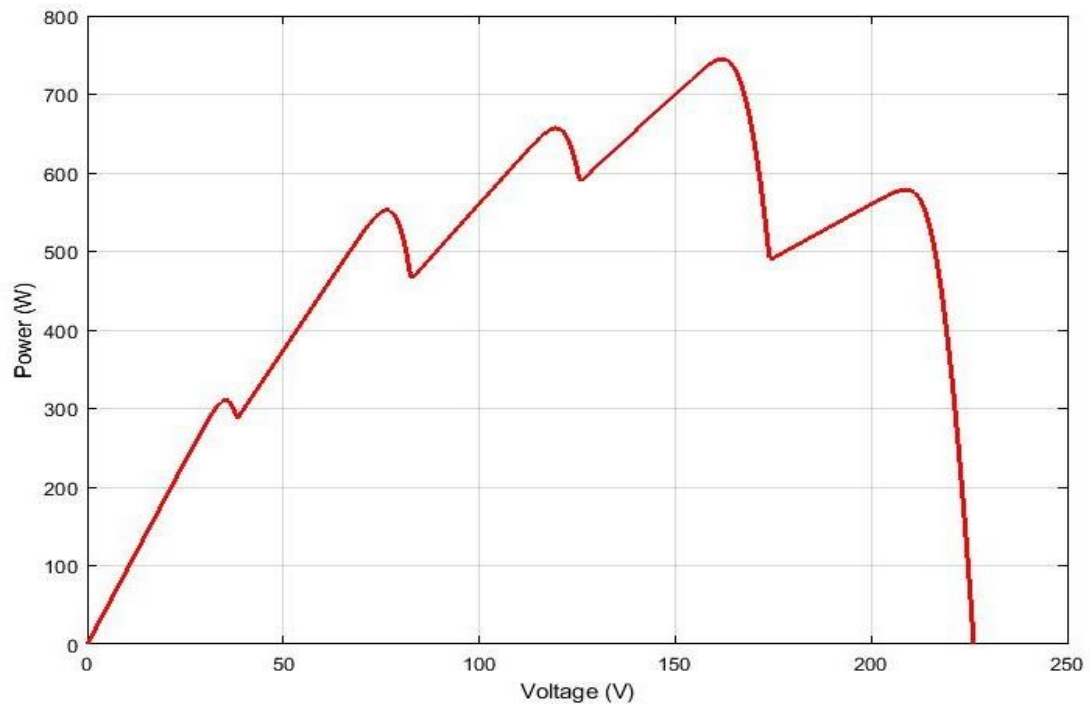
**Σχήμα 2.2.** Καμπύλη P-V φωτοβολταϊκής συστοιχίας υπό την επίδραση ομοιόμορφης προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας.



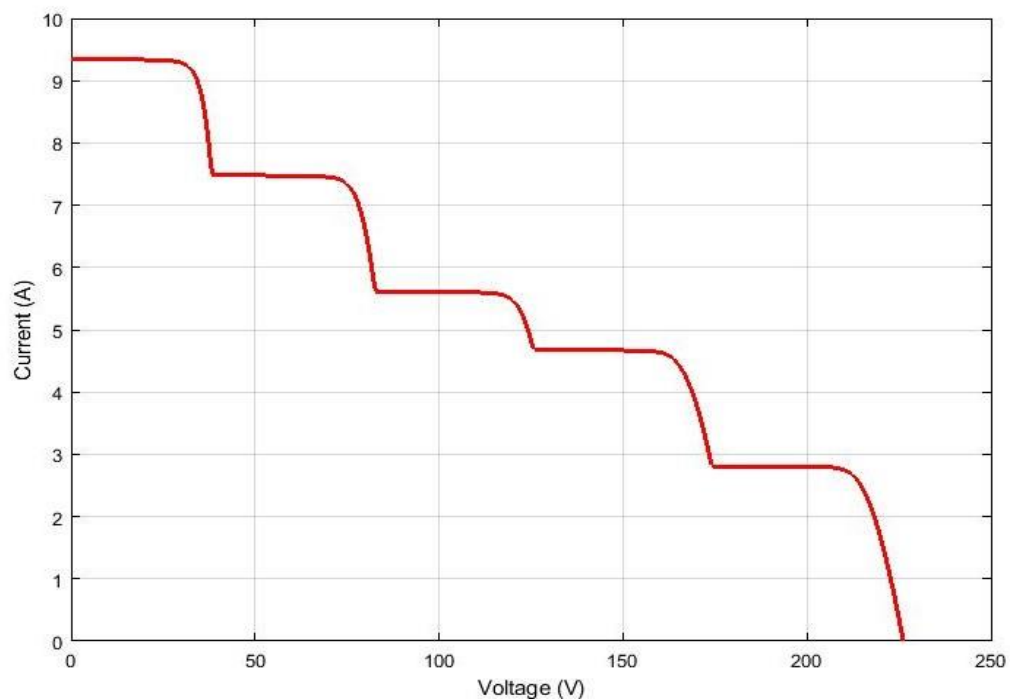
**Σχήμα 2.2.** Καμπύλη I-V φωτοβολταϊκής συστοιχίας υπό επίδραση ομοιόμορφης προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας.

## 2.4 Η επίδραση συνθηκών μερικής σκίασης στις καμπύλες (P-V) και (I-V) των φωτοβολταϊκών συστοιχιών

Στην περίπτωση που στη φωτοβολταϊκή συστοιχία προσπίπτει κάθετα ομοιόμορφη προσπίπτουσα ηλιακή ακτινοβολία είναι πολύ απλό να προσδιοριστεί το MPP. Όταν όμως η φωτοβολταϊκή συστοιχία λειτουργεί υπό συνθήκες μερικής σκίασης (PSC), όπου μία ή περισσότερες φωτοβολταϊκές μονάδες στη συστοιχία λαμβάνουν διαφορετική ποσότητα ηλιακής ακτινοβολίας, είναι πιο δύσκολος ο προσδιορισμός του MPP. Υπό την επίδραση PSC, οι σκιασμένες μονάδες θα προκαλέσουν περιορισμό του ρεύματος ολόκληρης της φωτοβολταϊκής συστοιχίας. Αυτό προκαλείται λόγω των bypass διόδων που είναι παράλληλα συνδεδεμένες με τις φωτοβολταϊκές μονάδες της συστοιχίας, με αποτελέσματα οι καμπύλες στα διαγράμματα P-V και I-V να γίνουν πιο περίπλοκες με την εμφάνιση πολλαπλών κορυφών όπως φαίνεται στα Σχήμα 2.4 και Σχήμα 2.5, αντίστοιχα. Οι πολλαπλές κορυφές στην καμπύλη P-V είναι τα τοπικά σημεία μέγιστης ισχύος και το ολικό σημείο μέγιστης ισχύος GMPP ( $P_{mpp}$ ) [27].



**Σχήμα 2.4.** Καμπύλη P-V φωτοβολταϊκής συστοιχίας υπό επίδραση PSC.



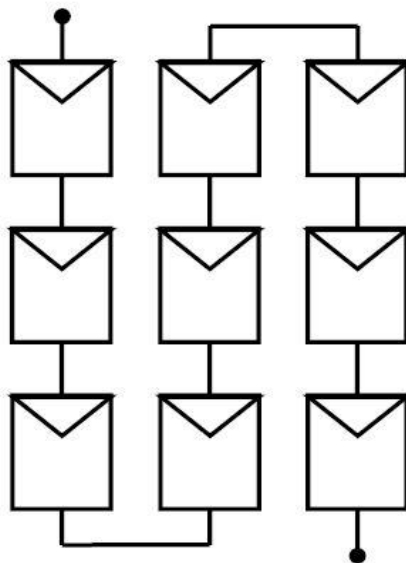
**Σχήμα 2.5.** Καμπύλη I-V φωτοβολταϊκής συστοιχίας υπό επίδραση PSC.

## 2.5 Διαμορφώσεις φωτοβολταϊκών συστοιχιών

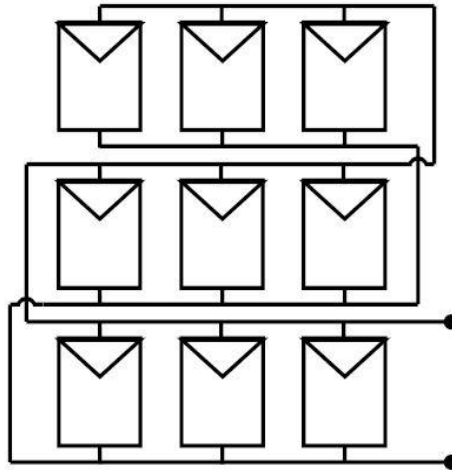
Η ισχύς που παράγεται από ένα μόνο φωτοβολταϊκό κύτταρο δεν είναι αρκετή. Για εφαρμογές που συνδέονται με το δίκτυο απαιτείται υψηλή ισχύς. Η ισχύς εξόδου και η τάση παράγεται από μια σειρά ομάδων και παράλληλων συνδυασμών φωτοβολταϊκών κυττάρων. Αυτοί οι συνδυασμοί είναι γνωστοί ως φωτοβολταϊκές μονάδες και σχηματίζουν φωτοβολταϊκά πλαίσια. Τα πλαίσια αυτά χρησιμοποιούνται για να σχηματιστεί μια επιθυμητή φωτοβολταϊκή συστοιχία. Ανάλογα με το σημείο τοποθέτησης της φωτοβολταϊκής συστοιχίας, όπως για ενσωματωμένο φωτοβολταϊκό σύστημα κτιρίου (BIPS) και φωτοβολταϊκό σύστημα οροφής (RTPS), χρησιμοποιούνται διαφορετικές διαμορφώσεις [28],[29].

Έχουν σχεδιαστεί διάφορες διαμορφώσεις φωτοβολταϊκών συστοιχιών. Αυτές αφορούν συνδυασμούς φωτοβολταϊκών σε σειρά, παράλληλα, παράλληλων σειρών (SP), σε σύνολο διασταυρούμενων δεσμών (total cross-tied TCT), με γέφυρα (bridge-linked BL) και σε σχήμα κερήθρας (Honey-comb HC) [28],[30].

Οι σε σειρά και παράλληλες διαμορφώσεις είναι οι βασικές διαμορφώσεις (Σχήμα 2.6 και Σχήμα 2.7). Τα κύρια μειονεκτήματα της χρήσης σε σειρά ή της παράλληλης διαμόρφωσης είναι ότι έχουν χαμηλές τιμές ρεύματος και τάσης, αντίστοιχα [28],[30].

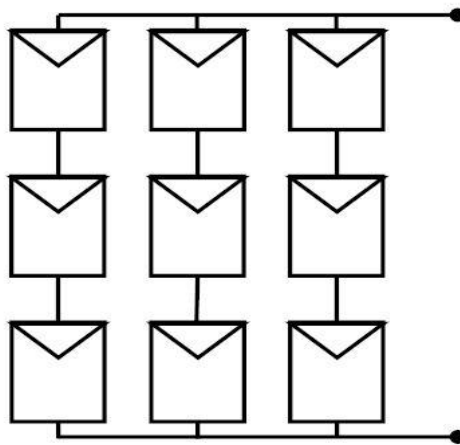


**Σχήμα 2.6.** Φωτοβολταϊκή συστοιχία με τοπολογία σύνδεσης σε σειρά [28].



**Σχήμα 2.7.** Φωτοβολταϊκή συστοιχία με τοπολογία παράλληλης σύνδεσης [28].

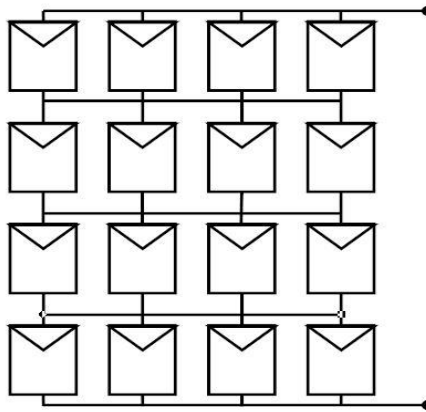
Η τοπολογία SP είναι η συνηθέστερη σύνδεση, στις εφαρμογές φωτοβολταϊκών συστημάτων, λόγω του χαμηλού κόστους υλοποίησης. Αρχικά πραγματοποιείται η σύνδεση των φωτοβολταϊκών πλαισίων σε σειρά για την επίτευξη της τάσης που απαιτείται στην είσοδο του ηλεκτρονικού μετατροπέα ισχύος. Στη συνέχεια, οι σειρές συνδέονται παράλληλα για να αυξήσουν το συνολικό ρεύμα και την ισχύ (Σχήμα 2.8) [28],[30].



**Σχήμα 2.8.** Φωτοβολταϊκή συστοιχία με τοπολογία σύνδεσης SP [28].

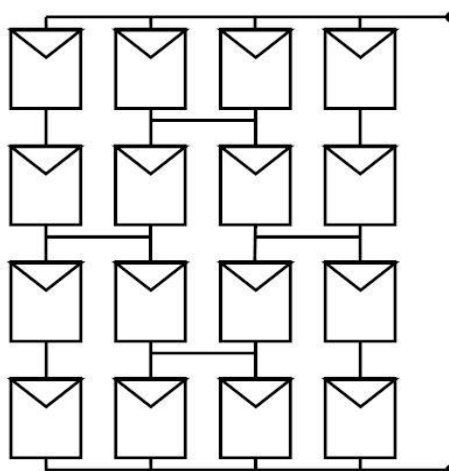
Στην τοπολογία TCT (Σχήμα 2.9), η τάση κάθε σειράς της φωτοβολταϊκής συστοιχίας είναι ίση με την τάση της φωτοβολταϊκής μονάδας και η τάση της φωτοβολταϊκής συστοιχίας είναι ίση με το άθροισμα των τάσεων της κάθε σειράς. Επιπλέον το συνολικό ρεύμα της φωτοβολταϊκής συστοιχίας ισούται με το άθροισμα των ρευμάτων από τις φωτοβολταϊκές μονάδες μιας σειράς. Υπό ομοιόμορφες συνθήκες η σύνδεση των μονάδων SP και TCT παρέχει την ίδια απόδοση ισχύος όμως η τοπολογία TCT μειώνει τη συνολική επίδραση της

αναντιστοιχίας (mismatch effect). Η αναντιστοιχία προκαλείται από τη διασύνδεση φωτοβολαϊκών μονάδων που δεν έχουν πανομοιότυπες ιδιότητες ή αντιμετωπίζουν διαφορετικές συνθήκες (ακτινοβολίας, θερμοκρασίας, κτλ.). Έτσι η αναντιστοιχία προκαλεί απώλειες ισχύος, επειδή η έξοδος της φωτοβολταϊκής συστοιχίας επηρεάζεται από τις φωτοβολαϊκές μονάδες με τη χαμηλότερη απόδοση. Τέλος, το μειονέκτημα της τοπολογίας TCT είναι ο χρόνος κατασκευής και το κόστος καλωδίωσης της εγκατάστασης [28],[30].



**Σχήμα 2.9.** Φωτοβολταϊκή συστοιχία με τοπολογία σύνδεσης TCT [28].

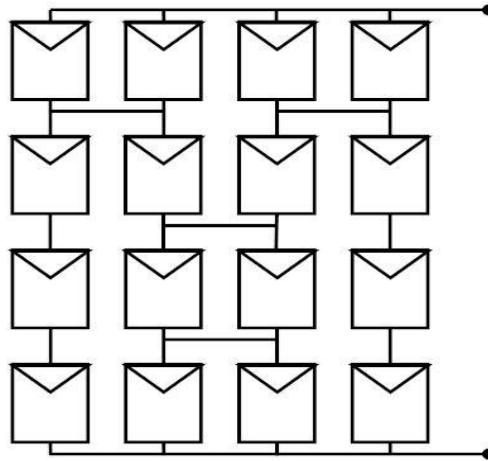
Στην τοπολογία BL μια γέφυρα αποτελείται από τη σύνδεση δύο μονάδων σε σειρά και δύο παράλληλων (Σχήμα 2.10) με αποτέλεσμα να παίρνει το άθροισμα των τάσεων και των ρευμάτων. Η τοπολογία αυτή έχει πολύ μικρότερο αριθμό διασυνδέσεων από την TCT με αποτέλεσμα να μειώνονται οι απώλειες καλωδίων, ο χρόνος κατασκευής και το κόστος καλωδίωσης της εγκατάστασης. Το αρνητικό αυτής της τοπολογίας είναι το γεγονός ότι λόγω των πολλών σε σειρά μονάδων οδηγεί σε απώλειες ισχύος σε περιπτώσεις αναντιστοιχίας [28],[30].



**Σχήμα 2.10.** Φωτοβολταϊκή συστοιχία με τοπολογία σύνδεσης BL [28].



Η τοπολογία HC είναι μια τροποποίηση της τοπολογίας BL, ενώ η σύνδεση των μονάδων θυμίζει το εξάγωνο της κερήθρας (Σχήμα 2.11). Η τοπολογία αυτή εμφανίζει τα πλεονεκτήματα και των δύο TCT και BL τοπολογιών. Έτσι μειώνει τη συνολική επίδραση της αναντιστοιχίας και έχει χαμηλό κόστος κατασκευής. Αν οι μονάδες με παρόμοια σκίαση είναι ομαδοποιημένες σε μια σειρά, το HC είναι καλύτερο ενώ έχει λιγότερους συνδέσμους σε σύγκριση με το TCT. Σε διαφορετική περίπτωση σκίασης μπορεί να οδηγήσει σε απώλεια ισχύος λόγω αναντιστοιχίας. Παρόλα αυτά, σε σύγκριση με τις άλλες τοπολογίες, είναι η καλύτερη στις περιπτώσεις απωλειών ισχύος λόγω αναντιστοιχίας μετά την TCT [28],[30].



Σχήμα 2.11. Φωτοβολταϊκή συστοιχία με τοπολογία σύνδεσης HC [28].

## 2.6 Μετατροπείς συνεχούς τάσης σε συνεχή (DC-DC converters)

Οι μετατροπείς συνεχούς τάσης σε συνεχή (DC-DC converters) είναι ηλεκτρονικά κυκλώματα ισχύος που υλοποιούνται από ημιαγωγούς όπως IGBT, MOSFET, θυρίστορ ή άλλο ημιαγωγό ισχύος που λειτουργεί ως διακόπτης, με διόδους και LC κυκλώματα. Οι μετατροπείς αυτοί έχοντας είσοδο πηγές συνεχούς τάσης τις μετατρέπουν σε πηγές συνεχούς τάσης άλλης τιμής ή/και αντίθετης πολικότητας. Η χρήση των DC-DC converters συναντάται σε διάφορες βιομηχανικές εφαρμογές. Μερικές από αυτές είναι στα Διαστημικά Συστήματα, στις Τηλεπικοινωνίες καθώς και σε συστήματα ελέγχου ηλεκτρικών κινητήρων (σε ηλεκτρικά αυτοκίνητα και ηλεκτρικά τρένα). Επιπλέον βρίσκει εφαρμογή στα συστήματα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας καθώς και στα φωτοβολταϊκά συστήματα [17]. Ο DC-DC converter επιτρέπει τον ξεχωριστό έλεγχο της τάσης στο φωτοβολταϊκό σύστημα και της τάσης στο φορτίο. Υπάρχουν δύο κύριοι τύποι μετατροπέων DC-DC ανάλογα με την αλλαγή στην τιμή της τάσης: (1) οι μετατροπείς ανύψωσης συνεχούς τάσης (Boost or step-up DC-DC converters) και (2) οι μετατροπείς υποβιβασμού συνεχούς τάσης (Buck or step-down DC-DC converters). Οι δύο αυτοί τύποι μετατροπέων DC-DC έχουν υψηλές αποδόσεις οπότε η επιλογή του μετατροπέα DC-DC εξαρτάται από την επιθυμητή τάση εξόδου της εφαρμογής του φωτοβολταϊκού συστήματος.

### 2.6.1 Μετατροπέας ανύψωσης συνεχούς τάσης (Boost or step-up DC-DC converter)

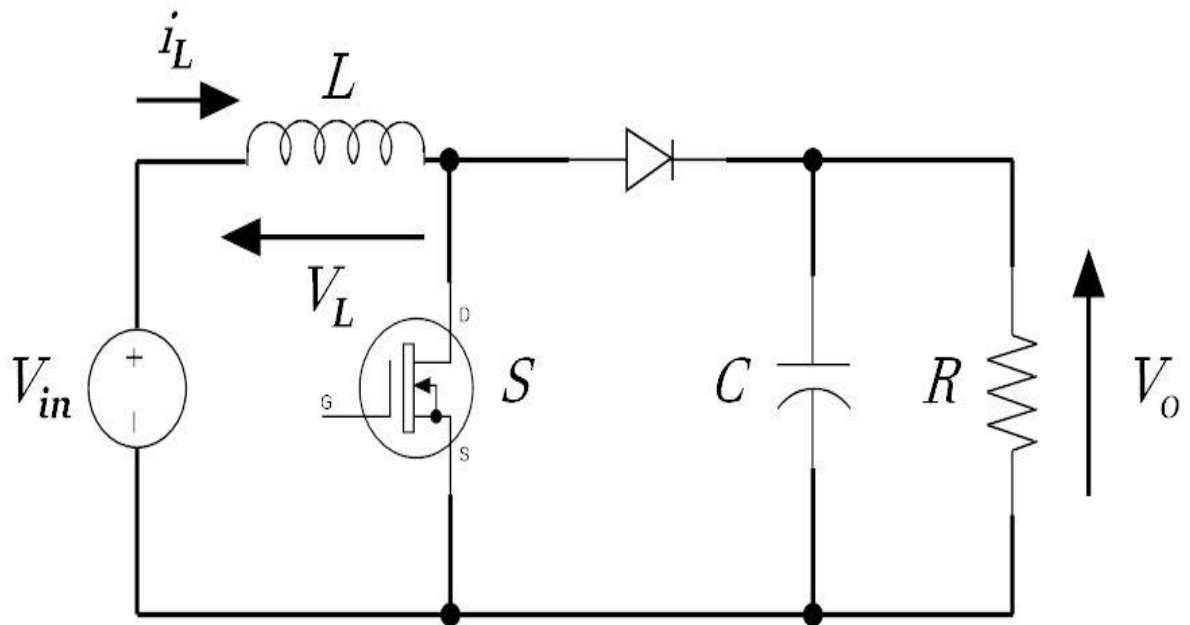
Το κύκλωμα ισχύος ενός μετατροπέα ανύψωσης συνεχούς τάσης παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.12. Ο μετατροπέας αυτός μετατρέπει μία συνεχή τάση εισόδου σε μία μεγαλύτερης τιμής, συνεχή τάση εξόδου. Η τάση εξόδου μπορεί να είναι έως και τέσσερις φορές πάνω από την τάση τροφοδοσίας ανάλογα με την τιμή του πηνίου και του βαθμού χρησιμοποίησης του διακόπτη (D) ενώ η ελάχιστη τιμή της είναι ίση με την τάση εισόδου [17].

Η λειτουργία του μετατροπέα αυτού περιγράφεται σε τρεις φάσεις στις οποίες οι δύο πρώτες αφορούν το διακόπτη του μετατροπέα, αν άγει ή όχι και η τρίτη το ρεύμα του πηνίου σε περίπτωση που αυτό είναι ασυνεχές. Η πρώτη φάση αφορά την φόρτιση του πηνίου. Σε αυτή τη φάση εφαρμόζεται παλμός οδήγησης στην πύλη του διακόπτη S, δηλαδή ο διακόπτης S άγει ( $t_{on}$ ). Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα η τάση τροφοδοσίας να εφαρμόζεται στα άκρα του πηνίου ανύψωσης και να το φορτίζει. Κατά τη φάση αυτή το φορτίο εξόδου τροφοδοτείται από τον πυκνωτή. Στη δεύτερη φάση ο διακόπτης S δεν άγει ( $t_{off}$ ) ενώ η δίοδος άγει. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να μεταφέρει την ενέργεια της πηγής εισόδου και της αποθηκευμένης ενέργειας του πηνίου (από την προηγούμενη φάση) στον πυκνωτή που τροφοδοτεί το φορτίο εξόδου. Οι δύο αυτές φάσεις αφορούν τον μετατροπέα ανύψωσης όταν λειτουργεί με συνεχές ρεύμα πηνίου και παρουσιάζονται στο Σχήμα 2.13. Σε αυτή την περίπτωση η σχέση των τάσεων εισόδου-εξόδου του μετατροπέα ανύψωσης είναι [17]:

$$\frac{V_{in}}{V_o} = 1 - D \quad (2.8)$$

όπου:

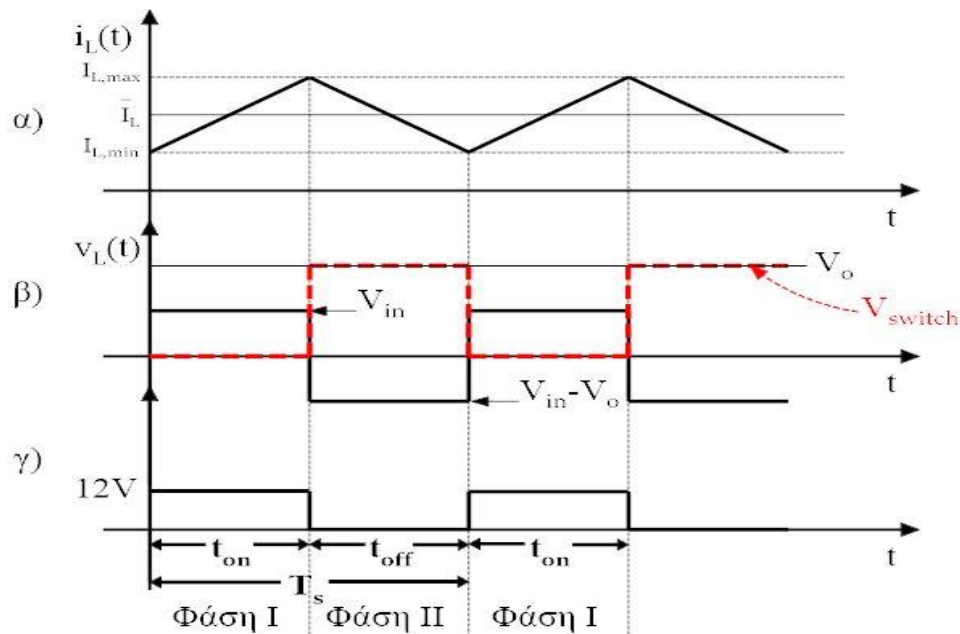
- $V_o$  - είναι η τάση εξόδου του μετατροπέα ανύψωσης (V)
- $V_{in}$  - είναι η τάση εισόδου του μετατροπέα ανύψωσης (V)
- $D$  - είναι ο βαθμός χρησιμοποίησης του διακόπτη  $\frac{t_{on}}{T_s}$
- $T_s$  - είναι η διακοπτική περίοδος λειτουργίας του διακόπτη (s)



**Σχήμα 2.12.** Κύκλωμα του μετατροπέα ανύψωσης συνεχούς τάσης (Boost DC-DC converter) [17].

όπου:

- $V_{in}$  - είναι η πηγή εισόδου (V)
- $V_o$  - είναι η πηγή εξόδου (V)
- $i_L$  - είναι το ρεύμα του πηνίου (A)
- $L$  - είναι ο συντελεστής αυτεπαγωγής (H)
- $V_L$  - είναι η τάση του πηνίου (V)
- $S$  - είναι ο ημιαγωγικός διακόπτης
- $C$  - είναι η χωρητικότητα του πυκνωτή (F)
- $R$  - είναι το φορτίο εξόδου του μετατροπέα ανύψωσης (Ohm)



**Σχήμα 2.13.** Κυματομορφές μετατροπέα ανύψωσης όταν το ρεύμα πηνίου είναι συνεχές [17].  
α) Ρεύμα πηνίου ανύψωσης. β) Τάση πηνίου ανύψωσης. γ) Παλμοί οδήγησης.

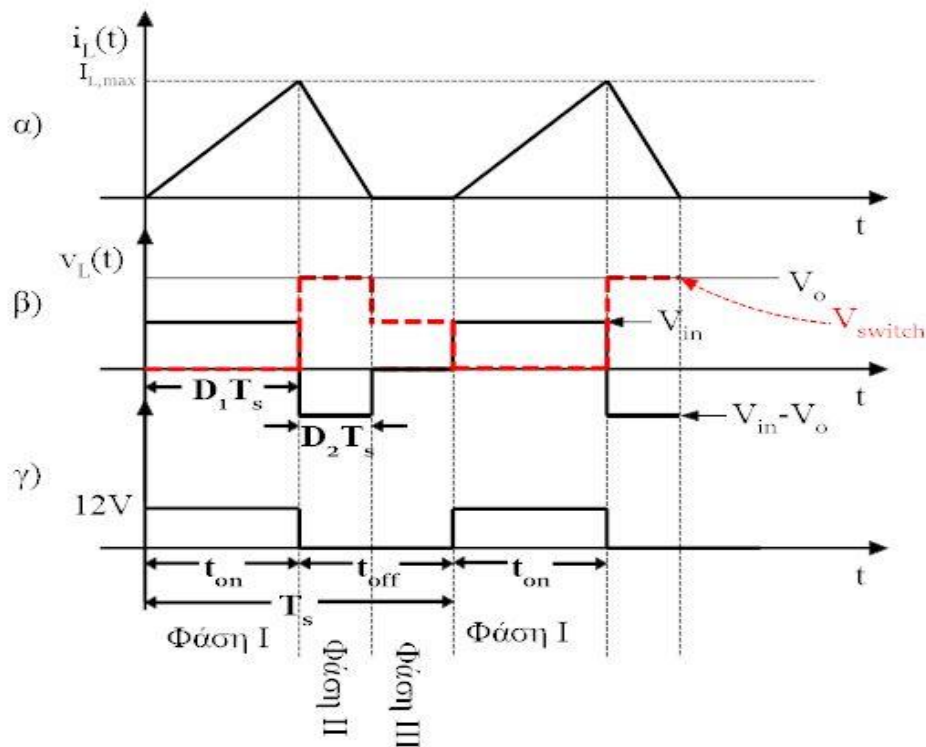
Η τρίτη φάση λειτουργίας του μετατροπέα, της ασυνεχούς λειτουργίας, εμφανίζεται μόνο στην περίπτωση που το ρεύμα του πηνίου είναι ασυνεχές. Κατά την φάση αυτή δεν άγει κανένα ημιαγωγικό στοιχείο (διακόπτης, δίοδος) διότι το ρεύμα του πηνίου έχει μηδενικές τιμές ενώ το φορτίο εξόδου τροφοδοτείται μόνο από τον πυκνωτή. Η συνεχής ή ασυνεχής λειτουργία εξαρτάται από την τιμή του πηνίου, το χρόνο αγωγής του διακόπτη  $S$  ( $t_{on}$ ) καθώς και από τη διακοπτική συχνότητα  $f_s$ . Οι τρεις φάσεις που αφορούν την ασυνεχή λειτουργία του μετατροπέα ανύψωσης παρουσιάζονται στο Σχήμα 2.14. Στην περίπτωση που ο μετατροπέας ανύψωσης λειτουργεί με ασυνεχές ρεύμα πηνίου η σχέση των τάσεων εισόδου-εξόδου είναι [17]:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4 D_1^2}{K}}}{2} \quad (2.9)$$

όπου:

- $V_o$  - είναι η τάση εξόδου του μετατροπέα ανύψωσης (V)
- $V_{in}$  - είναι η τάση εισόδου του μετατροπέα ανύψωσης (V)
- $D_1$  - είναι ο βαθμός χρησιμοποίησης του διακόπτη

- $K$  - είναι συντελεστής ίσος με  $\frac{2 L}{RT_s}$
- $T_s$  - είναι η διακοπτική περίοδος



**Σχήμα 2.14.** Κυματομορφές μετατροπέα ανύψωσης όταν το ρεύμα πηνίου είναι ασυνεχές [17]. α) Ρεύμα πηνίου ανύψωσης. β) Τάση πηνίου ανύψωσης. γ) Παλμοί οδήγησης.

## 2.6.2 Μετατροπέας υποβιβασμού συνεχούς τάσης (Buck or Step-down DC-DC converter)

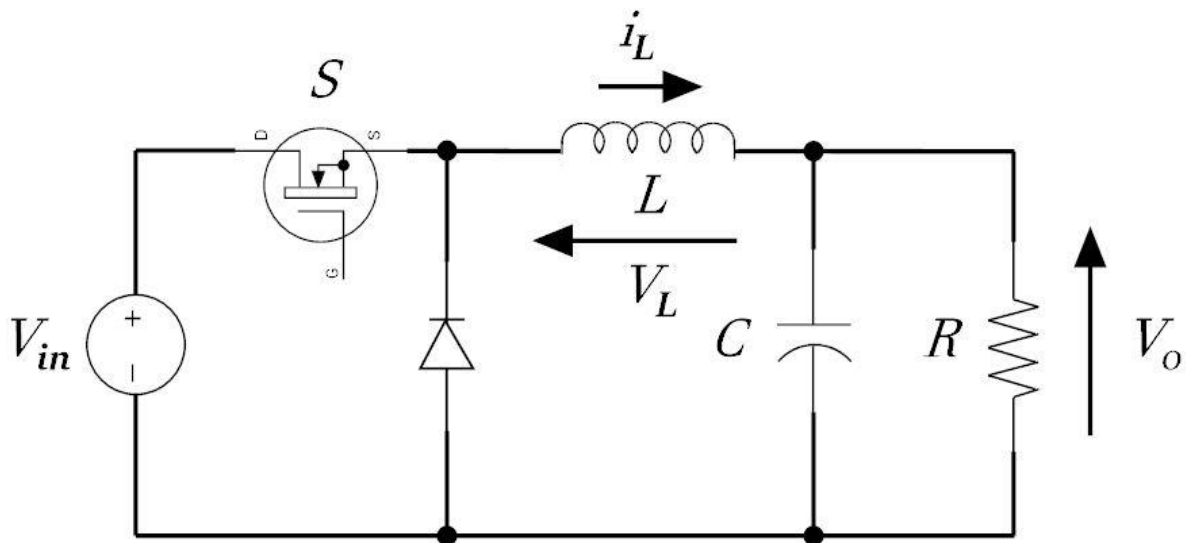
Το κύκλωμα ισχύος ενός μετατροπέα υποβιβασμού συνεχούς τάσης παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.15. Ο μετατροπέας αυτός μπορεί να παράγει τιμές εξόδου από μηδέν μέχρι την τιμή της τάσης τροφοδοσίας [17]. Η λειτουργία του μετατροπέα αυτού, όπως και του μετατροπέα ανύψωσης, περιγράφεται σε τρεις φάσεις στις οποίες οι δύο πρώτες αφορούν το διακόπτη του μετατροπέα, αν άγει ή όχι και η τρίτη το ρεύμα του πηνίου εξόδου στην περίπτωση που είναι ασυνεχές. Η πρώτη φάση είναι η φόρτιση πηνίου και πυκνωτή. Σε αυτή την φάση εφαρμόζεται παλμός οδήγησης στην πύλη του διακόπτη  $S$ , δηλαδή ο διακόπτης  $S$  άγει ( $t_{on}$ ). Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα η τάση τροφοδοσίας να εφαρμόζεται στα άκρα της διόδου και του φίλτρου εξόδου. Με αυτό τον τρόπο η διόδος πολώνεται αρνητικά και δεν άγει. Κατά την φάση αυτή ο πυκνωτής και το πηνίο εξόδου φορτίζονται ενώ το φορτίο εξόδου τροφοδοτείται από τον πυκνωτή. Στη δεύτερη φάση ο διακόπτης  $S$  δεν άγει ( $t_{off}$ ) και άγει η διόδος. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα το πηνίο να εκφορτίζεται μέσω της διόδου. Κατά τη φάση αυτή ο πυκνωτής

τροφοδοτεί το φορτίο εξόδου. Οι δύο αυτές φάσεις αφορούν τον μετατροπέα υποβιβασμού όταν λειτουργεί με συνεχές ρεύμα πηνίου και παρουσιάζονται στο Σχήμα 2.16. Σε αυτή την περίπτωση η σχέση των τάσεων εισόδου-εξόδου του μετατροπέα υποβιβασμού είναι [17]:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = D \quad (2.10)$$

όπου:

- $V_o$  - είναι η τάση εξόδου του μετατροπέα υποβιβασμού (V)
- $V_{in}$  - είναι η τάση εισόδου του μετατροπέα υποβιβασμού (V)
- $D$  - είναι ο βαθμός χρησιμοποίησης του διακόπτη  $\frac{t_{on}}{T_s}$
- $T_s$  - είναι η διακοπτική περίοδος λειτουργίας του διακόπτη (s)

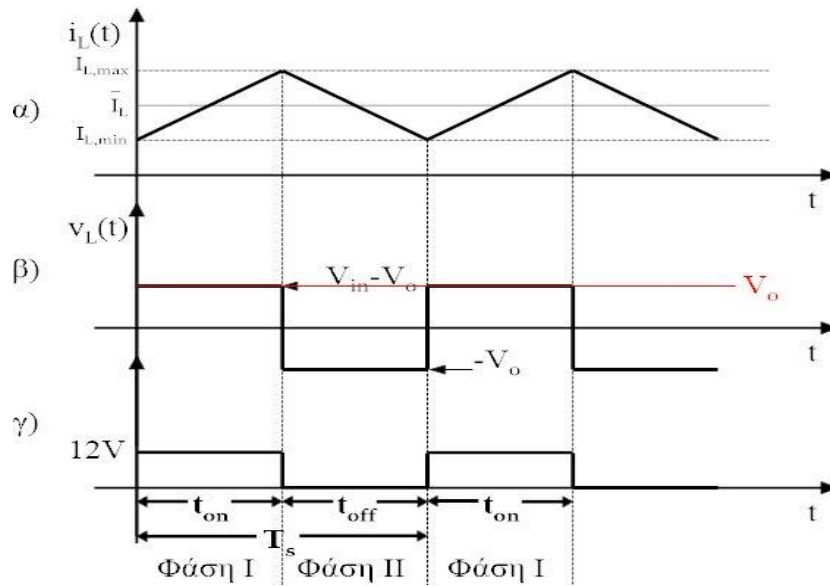


**Σχήμα 2.15.** Κύκλωμα του μετατροπέα υποβιβασμού συνεχούς τάσης (Buck DC-DC converter) [17].

όπου:

- $V_{in}$  - είναι η πηγή εισόδου (V)
- $V_o$  - είναι η πηγή εξόδου (V)
- $i_L$  - είναι το ρεύμα του πηνίου (A)

- $L$  - είναι ο συντελεστής αυτεπαγωγής (H)
- $V_L$  - είναι η τάση του πηνίου (V)
- $S$  - είναι ο ημιαγωγικός διακόπτης
- $C$  - είναι η χωρητικότητα του πυκνωτή (F)
- $R$  - είναι το φορτίο εξόδου του μετατροπέα υποβιβασμού (Ohm)



**Σχήμα 2.16.** Κυματομορφές μετατροπέα υποβιβασμού όταν το ρεύμα πηνίου είναι συνεχές [17]. α) Ρεύμα πηνίου υποβιβασμού. β) Τάση πηνίου υποβιβασμού. γ) Παλμοί οδήγησης.

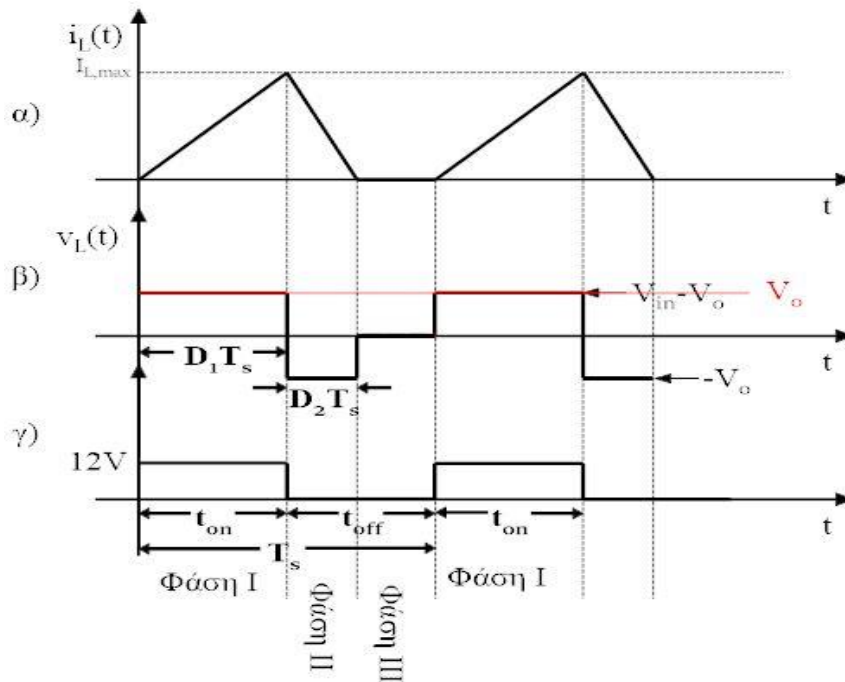
Η τρίτη φάση λειτουργίας του μετατροπέα (ασυνεχή λειτουργία) εμφανίζεται μόνο στην περίπτωση που το ρεύμα του πηνίου είναι ασυνεχές. Κατά την φάση αυτή δεν άγει κανένα ημιαγωγικό στοιχείο (διακόπτης, δίοδος) με αποτέλεσμα το φορτίο εξόδου να τροφοδοτείται μόνο από τον πυκνωτή. Οι τρεις φάσεις που αφορούν την ασυνεχή λειτουργία του μετατροπέα ανύψωσης παρουσιάζονται στο Σχήμα 2.17. Στην περίπτωση που ο μετατροπέας ανύψωσης λειτουργεί με ασυνεχές ρεύμα πηνίου η συνάρτηση μεταφοράς είναι [17]:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D_1}{D_1 + D_2} \quad (2.11)$$

όπου:

- $V_o$  - είναι η τάση εξόδου του μετατροπέα υποβιβασμού (V)
- $V_{in}$  - είναι η τάση εισόδου του μετατροπέα υποβιβασμού (V)

- $D_1$  - είναι ο βαθμός χρησιμοποίησης του διακόπτη  $\frac{t_{on}}{T_s}$
- $D_2$  - είναι ο βαθμός χρησιμοποίησης του διακόπτη  $\frac{t_1 - t_{on}}{T_s}$
- $T_s$  - είναι η διακοπτική περίοδος λειτουργίας του διακόπτη (s)



**Σχήμα 2.17.** Κυματομορφές μετατροπέα υποβιβασμού όταν το ρεύμα πηνίου είναι ασυνεχές [17]. α) Ρεύμα πηνίου υποβιβασμού. β) Τάση πηνίου υποβιβασμού. γ) Παλμοί οδήγησης.

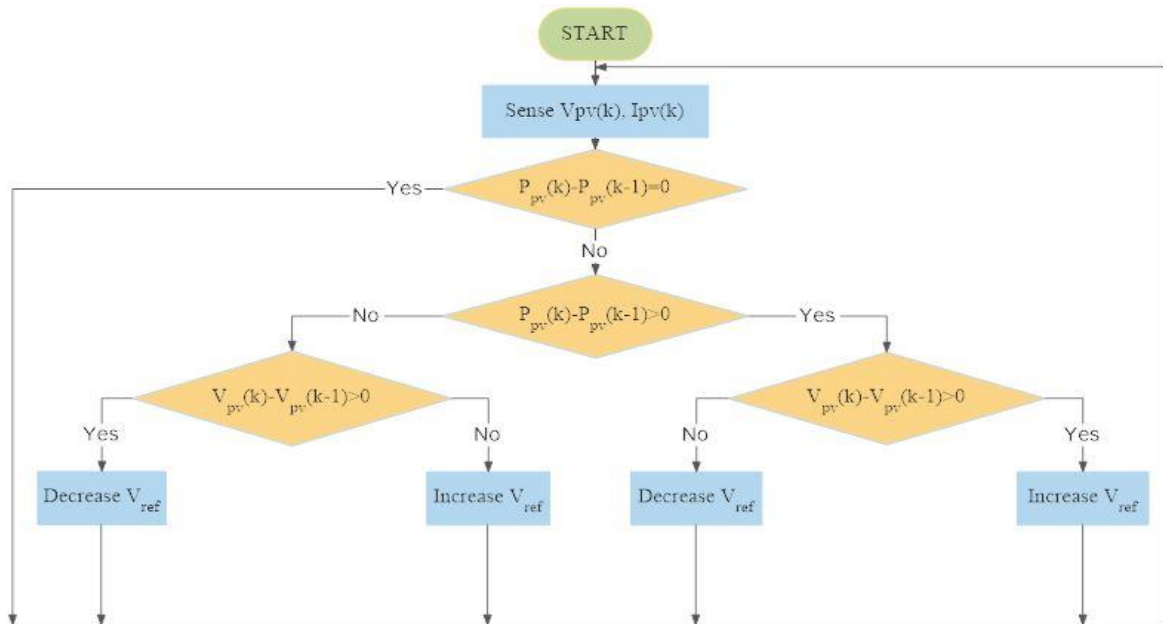
## 2.7 Τεχνικές ανίχνευσης σημείου μέγιστης ισχύος (MPPT)

Η συνολική απόδοση της φωτοβολταϊκής συστοιχίας αυξάνεται με τη λειτουργία του συστήματος στο σημείο μέγιστης ισχύος (MPP). Η ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος στην καμπύλη P-V ανεξάρτητα από τις περιβαλλοντικές αλλαγές, όπως η θερμοκρασία και η ακτινοβολία, ονομάζεται ανίχνευση σημείου μέγιστης ισχύος (MPPT). Για τη διατήρηση του σημείου λειτουργίας στο MPP απαιτείται κατάλληλη μέθοδος MPPT, έτσι ώστε να εξάγεται από το φωτοβολταϊκό σύστημα η μέγιστη δυνατή ισχύς. Έχουν αναπτυχθεί διάφοροι μέθοδοι για την ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος. Οι μέθοδοι Διαταραχής και Παρατήρησης (Perturb and Observe P&O), Αυξητικής Αγωγιμότητας (Incremental Conductance INC) και το Particle Swarm Optimization (PSO) χρησιμοποιούνται ευρέως τόσο για τη σύνδεση της φωτοβολταϊκής συστοιχίας με το δίκτυο (grid-tied) όσο και για εφαρμογές εκτός δικτύου (off



grid). Ο PSO είναι ο πιο δημοφιλής αλγόριθμος, χάρη στην απλή εφαρμογή του και την ισχυρή συμπεριφορά του σε περιπτώσεις μερικής σκίασης (PSC) [28],[15],[31].

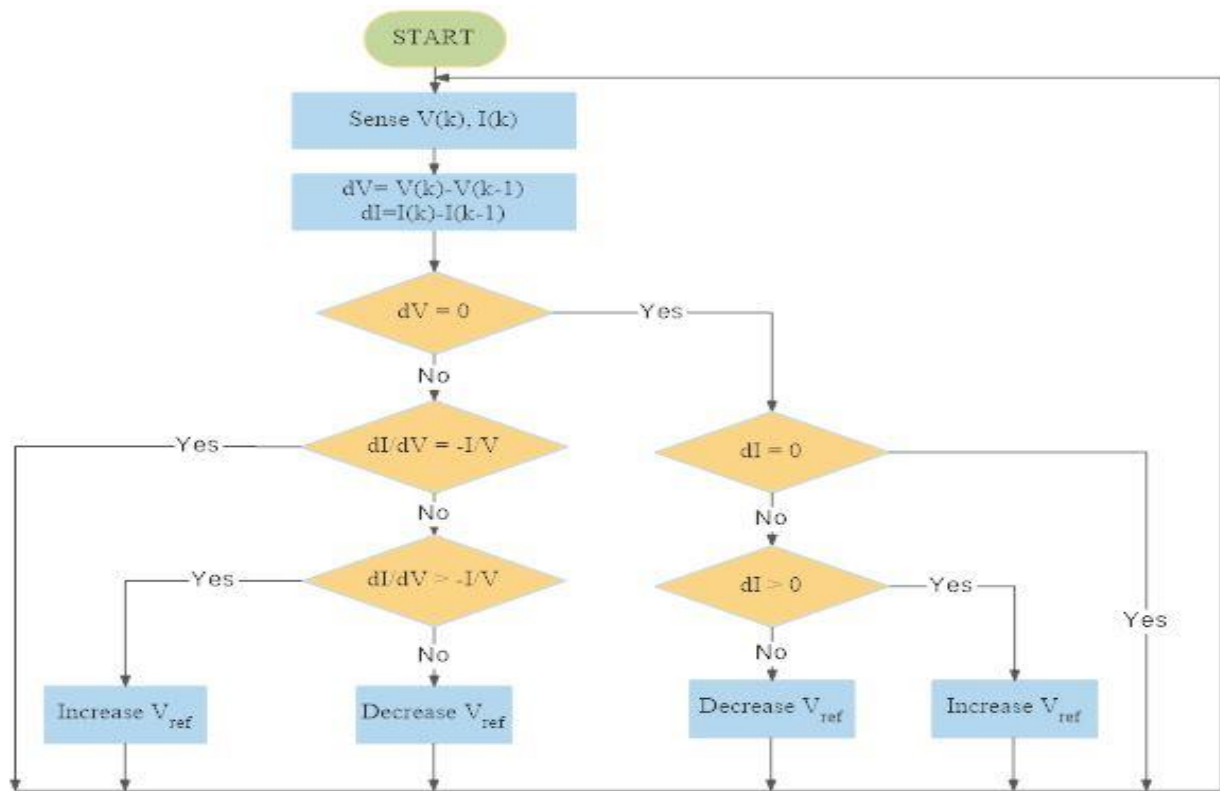
### 2.7.1 Μέθοδος Διαταραχής και Παρατήρησης (P&O)



Σχήμα 2.18. Διάγραμμα ροής του αλγορίθμου P & O MPPT [31].

Η μέθοδος διαταραχής και παρατήρησης (P&O) χρησιμοποιείται ευρέως σε εμπορικές εφαρμογές λόγω του χαμηλού κόστους, της απλότητας και της ευκολίας στην εφαρμογή της, ενώ αποτελεί τη βάση των πιο εξελιγμένων αλγορίθμων MPPT. Ο αλγόριθμος P&O (Σχήμα 2.18) λειτουργεί περιοδικά με τη διατάραξη του σημείου τάσης λειτουργίας της φωτοβολταϊκής συστοιχίας και την παρατήρηση της μεταβολής ισχύος  $P_{pv}$ , ώστε να ανιχνευθεί η κατεύθυνση της τάσης αναφοράς  $V_{ref}$ . Έτσι, αν η τάση λειτουργίας  $V_{pv}$  της φωτοβολταϊκής συστοιχίας διαταράσσεται σε μια δεδομένη κατεύθυνση και η ισχύς  $P_{pv}$  που αντλείται από τη φωτοβολταϊκή διάταξη αυξάνεται, αυτό σημαίνει ότι το σημείο λειτουργίας έχει μετακινηθεί προς το MPP και επομένως η τάση λειτουργίας πρέπει να διαταραχθεί περαιτέρω προς την κατεύθυνση αυτή. Εάν όμως μειωθεί η ισχύς  $P_{pv}$ , αυτό σημαίνει ότι το σημείο λειτουργίας έχει απομακρυνθεί από το MPP και θα πρέπει να αλλάξει κατεύθυνση η διατάραξη του σημείου λειτουργίας. Μόλις επιτευχθεί λειτουργία στο MPP, η τάση λειτουργίας  $V_{pv}$  θα ταλαντώνεται γύρω από την τάση λειτουργίας  $V_{mpp}$ . Τα μειονεκτήματα του P&O είναι η απώλεια ισχύος λόγω της ταλάντωσης γύρω από το MPP και η απόκλιση από το μέγιστο σημείο λειτουργίας υπό ταχέως μεταβαλλόμενες μετεωρολογικές συνθήκες (πχ. ηλιακή ακτινοβολία) [31],[32].

## 2.7.2 Μέθοδος Αυξητικής Αγωγιμότητας (INC)



Σχήμα 2.19. Διάγραμμα ροής του αλγορίθμου INC MPPT [31].

Στη μέθοδο της αυξητικής αγωγιμότητας (INC) παρακολουθείται η τάση εξόδου  $V$  και το ρεύμα  $I$  από τη φωτοβολταϊκή συστοιχία για τον υπολογισμό της αγωγιμότητας  $I/V$  και της αυξητικής αγωγιμότητας  $dI/dV$ . Η ισχύς εξόδου της φωτοβολταϊκής συστοιχίας μπορεί να εκφραστεί μαθηματικά ως  $P = VI$ . Η παράγωγος δίνει [31]:

$$\frac{dP}{dV} = d \left( \frac{VI}{dV} \right) = I + V \frac{dI}{dV} \quad (2.12)$$

όπου:

- $dP$  - είναι η διαφορά μεταξύ της προηγούμενης και της τρέχουσας τιμής ισχύος της φωτοβολταϊκής συστοιχίας
- $dV$  - είναι η διαφορά μεταξύ της προηγούμενης και της τρέχουσας τιμής τάσης της φωτοβολταϊκής συστοιχίας

- $dI$  - είναι η διαφορά μεταξύ της προηγούμενης και της τρέχουσας τιμής ρεύματος της φωτοβολταϊκής συστοιχίας
- $I$  - είναι η τρέχουσα τιμή ρεύματος της φωτοβολταϊκής συστοιχίας
- $V$  - είναι η τρέχουσα τιμή τάσης της φωτοβολταϊκής συστοιχίας

Η σχέση (2.12) δίνει την βασική σχέση για την μέθοδο της αυξητικής αγωγιμότητας [31]:

$$\frac{1}{V} \frac{dP}{dV} = \frac{I}{V} + \frac{dI}{dV} \quad (2.13)$$

Η μέθοδος της αυξητικής αγωγιμότητας βασίζεται στο γεγονός ότι η κλίση της καμπύλης ισχύος  $P_{pv}$  της φωτοβολταϊκής συστοιχίας με την τάση  $V_{pv}$  είναι μηδενική στο MPP, θετική στα αριστερά και αρνητική στα δεξιά του MPP. Αυτό εκφράζεται από τις ακόλουθες εξισώσεις [31]:

$$\frac{dP}{dV} = 0 \quad \text{αν ισχύει} \quad \frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} \quad (\text{στο MPP}) \quad (2.14)$$

$$\frac{dP}{dV} > 0 \quad \text{αν ισχύει} \quad \frac{dI}{dV} > -\frac{I}{V} \quad (\text{αριστερά του στο MPP}) \quad (2.15)$$

$$\frac{dP}{dV} < 0 \quad \text{αν ισχύει} \quad \frac{dI}{dV} < -\frac{I}{V} \quad (\text{δεξιά του στο MPP}) \quad (2.16)$$

Η μέθοδος αυτή βελτιώνει την ακρίβεια παρακολούθησης και έχει υψηλές επιδόσεις υπό ταχέως μεταβαλλόμενες συνθήκες. Το διάγραμμα ροής της INC παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.19 [31].

### 2.7.3 Μέθοδος Βελτιστοποίησης Σμήνους Σωματιδίων (PSO)

Η μέθοδος βελτιστοποίησης σμήνους σωματιδίων (PSO) είναι η πιο δημοφιλής μέθοδος χάρη στην απλή εφαρμογή της και την ισχυρή συμπεριφορά σε περιπτώσεις μερικής σκίασης (PSC). Αποτελείται από ένα σμήνος σωματιδίων, όπου κάθε σωματίδιο αντιπροσωπεύει μια υποψήφια λύση. Τα σωματίδια ακολουθούν την επιτυχία των γειτονικών σωματιδίων και

προοδευτικά μετακινούνται προς τη θέση που αντιστοιχεί στη βέλτιστη λύση. Έτσι λοιπόν η θέση ενός σωματιδίου επηρεάζεται από το καλύτερο γειτονικό σωματίδιο,  $p_{best}$ , καθώς η καλύτερη λύση βρίσκεται από όλα τα σωματίδια του πληθυσμού,  $g_{best}$ . Η θέση του κάθε σωματιδίου,  $x_i$ , ρυθμίζεται ως εξής [33],[34]:

$$x_i(k+1) = x_i(k) + v_i(k+1) \quad (2.17)$$

όπου το στοιχείο ταχύτητας,  $v_i$ , αντιπροσωπεύει το μέγεθος βήματος. Η ταχύτητα υπολογίζεται από [33],[34]:

$$v_i(k+1) = wv_i(k) + c_1 r_1 (p_{best,i} - x_i(k)) + c_2 r_2 (g_{best} - x_i(k)) \quad , i = 1, 2, \dots, N \quad (2.18)$$

όπου:

- $x_i$  - είναι η θέση του σωματιδίου  $i$
- $v_i$  - είναι η ταχύτητα του το σωματιδίου στο  $i$
- $k$  - είναι ο αριθμός της επανάληψης
- $w$  - είναι το βάρος αδράνειας
- $r_1, r_2$  - είναι ομοιόμορφα κατανεμημένες τυχαίες μεταβλητές εντός  $[0, 1]$
- $c_1, c_2$  - είναι ο γνωστικός και ο κοινωνικός συντελεστής, αντίστοιχα
- $p_{best,i}$  - είναι η μεταβλητή για την αποθήκευση της καλύτερης θέσης σωματιδίου που έχει βρεθεί μέχρι τώρα από τα σωματίδια του  $i$
- $g_{best}$  - είναι η μεταβλητή για την αποθήκευση της καλύτερης θέσης όλων των σωματιδίων

Η μέθοδος PSO (Σχήμα 2.20) ξεκινά με την αρχικοποίηση των σωματιδίων, συνήθως τυχαία, ακολουθώντας μια ομοιόμορφη κατανομή στο χώρο αναζήτησης ή αρχικοποιούνται σε κόμβους πλέγματος που καλύπτουν το χώρο αναζήτησης με ισαπέχοντα σημεία. Η θέση του κάθε σωματιδίου αντιπροσωπεύεται από τον κύκλο λειτουργίας (duty cycle) του μετατροπέα ισχύος. Έτσι λοιπόν τα σωματίδια αρχικοποιούνται σε σταθερές θέσεις που καλύπτουν το χώρο αναζήτησης μεταξύ  $D_{min}$  και  $D_{max}$  με ίσες αποστάσεις, όπου  $D_{max}$  και  $D_{min}$  είναι ο μέγιστος και ο ελάχιστος κύκλος λειτουργίας του μετατροπέα ισχύος αντίστοιχα. Το πλήθος των αρχικών σωματιδίων είναι  $N$  και επιλέγεται να είναι ο αριθμός των συνδεδεμένων πλαισίων σε σειρά στο φωτοβολταϊκό σύστημα, ενώ οι αρχικές ταχύτητες λαμβάνονται τυχαία [33],[34].

Στη συνέχεια μετρούνται η τάση  $V_{pv}$  και η τιμή ρεύματος  $I_{pv}$  της φωτοβολταϊκής συστοιχίας για τον υπολογισμό της τιμής ισχύος  $P_{pv}$  του σωματιδίου  $i$ . Για να ληφθούν σωστά δείγματα, το χρονικό διάστημα μεταξύ διαδοχικών αξιολογήσεων των σωματιδίων πρέπει να είναι μεγαλύτερο από το χρόνο σταθεροποίησης του μετατροπέα ισχύος [33],[34].

Αν η τιμή ισχύος ( $P_{pv}$ ) του σωματιδίου  $i$  είναι καλύτερη από την καλύτερη τιμή ισχύος της υπάρχουσας  $p_{best,i}$ , η τρέχουσα τιμή ορίζεται ως νέα  $p_{best,i}$ . Τελικά το σωματίδιο με την καλύτερη τιμή ισχύος όλων των σωματιδίων θα οριστεί ως το  $g_{best}$  [33],[34].

Αφού αξιολογηθούν όλα τα σωματίδια, η θέση  $x_i$  και η ταχύτητα  $v_i$  κάθε σωματιδίου στο σμήνος πρέπει να ενημερωθούν. Η ενημέρωση πραγματοποιείται χρησιμοποιώντας τις (2.17) και (2.18) [33],[34].

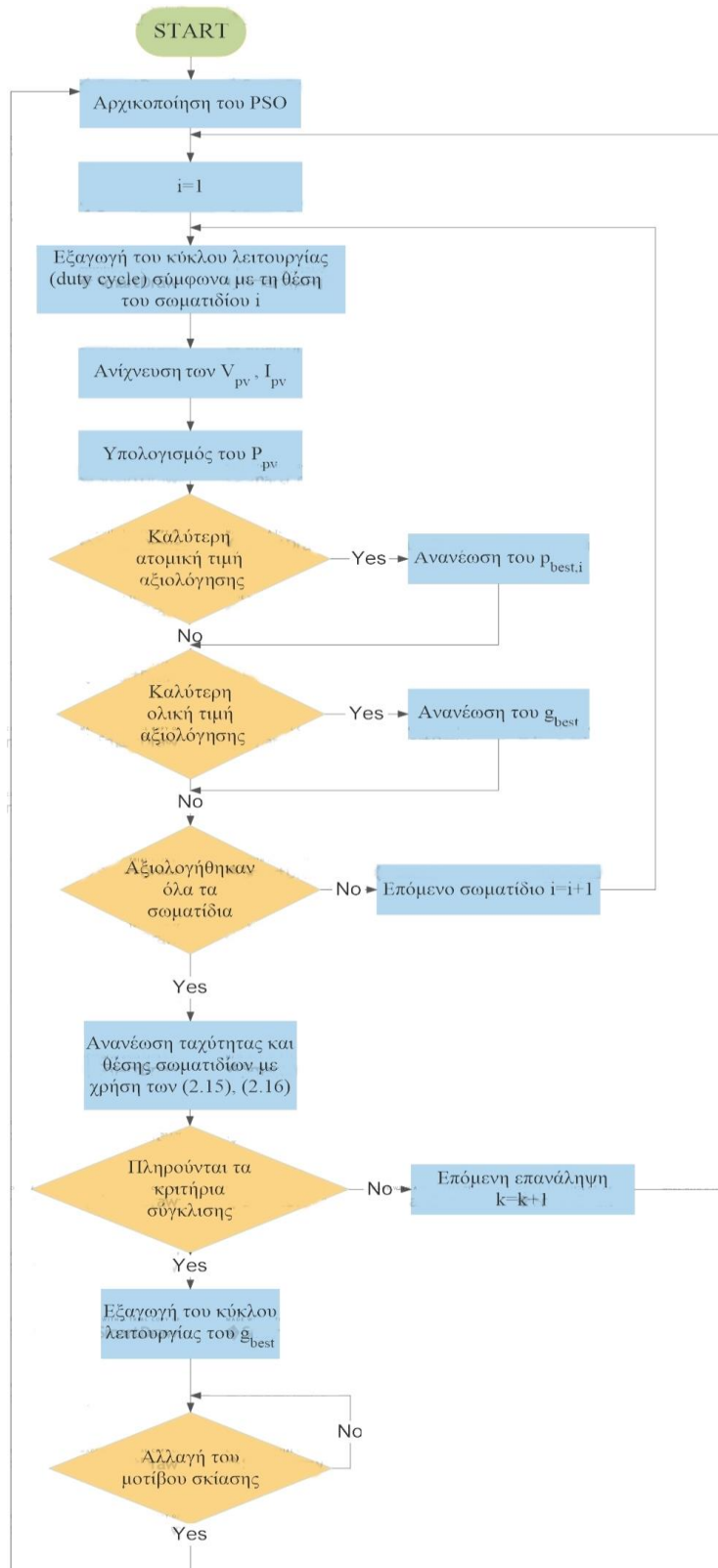
Ο αλγόριθμος τερματίζει με αποτέλεσμα να εξάγει τη τελική λύση  $g_{best}$ , αν οι ταχύτητες όλων των σωματιδίων γίνουν μικρότερες από ένα όριο ή αν επιτευχθεί ο μέγιστος αριθμός επαναλήψεων [33],[34].

Ο αλγόριθμος αρχικοποιείται ξανά με την ανίχνευση αλλαγής της ηλιακής ακτινοβολίας και των αλλαγών στα μοτίβα σκίασης. Για να συμβεί αυτό θα πρέπει να ισχύει ο ακόλουθος περιορισμός [33],[34]:

$$\frac{|P_{pv,new} - P_{pv,old}|}{P_{pv,old}} = \Delta P(\%) \quad (2.19)$$

όπου:

- $P_{pv,new}$  - είναι η νέα φωτοβολταϊκή ισχύς
- $P_{pv,old}$  - είναι η παλιά φωτοβολταϊκή ισχύς στο ολικό μέγιστο ισχύος του τελευταίου μοτίβου σκίασης
- $\Delta P(\%)$  - είναι η επί της εκατό (%) τιμή του περιορισμού



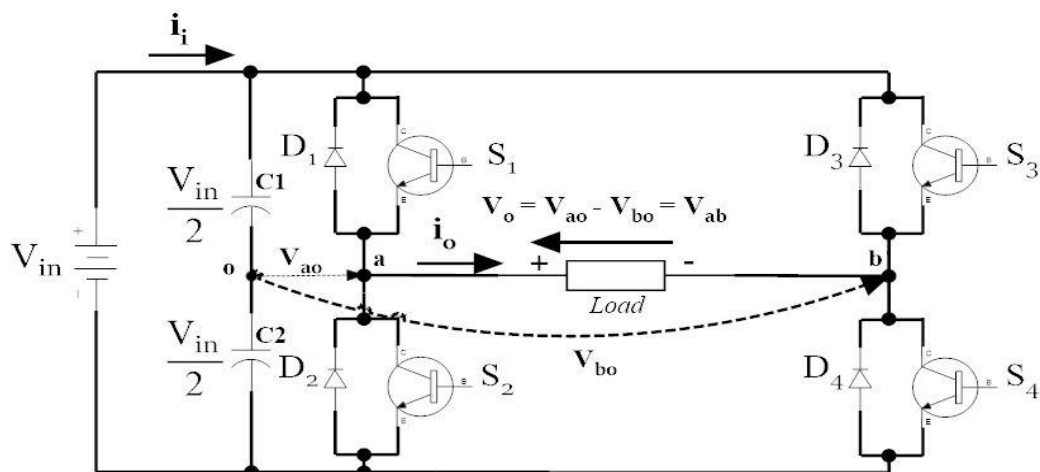
Σχήμα 2.20. Διάγραμμα ροής του αλγορίθμου PSO MPPT [34].

## 2.8 Φωτοβολταϊκοί αντιστροφείς (PV inverters DC-AC)

Οι αντιστροφείς είναι ένα είδος ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος οι οποίοι χρησιμοποιούνται για τη μετατροπή της σταθερής (DC) τάσης ή ρεύματος εισόδου σε εναλλασσόμενη (AC) μεταβλητής συχνότητας και μεταβλητής rms τιμής ανάλογα με τις απαιτήσεις της εφαρμογής.

Οι εγκαταστάσεις φωτοβολταϊκών συστημάτων που συνδέονται με το ηλεκτρικό δίκτυο (grid-tied) αυξάνονται εξαιτίας της ταχείας ανάπτυξης στην τεχνολογία ηλεκτρονικών ισχύος. Ο αντιστροφέας έχει πρωταγωνιστικό ρόλο στη σύνδεση της φωτοβολταϊκής συστοιχίας με το δίκτυο, επειδή λειτουργεί ως μέσο διασύνδεσης μεταξύ του φωτοβολταϊκού συστήματος και του δικτύου. Υπάρχουν διάφορα είδη αντιστροφέων που συνδέονται με το δίκτυο και επιλέγονται ανάλογα με τις απαιτήσεις της εφαρμογής. Σε μετατροπέα μονού σταδίου (δεν έχει DC-DC στάδιο), ο μετατροπέας δικτύου θα εκτελέσει τόσο MPPT όσο και το συγχρονισμό με το δίκτυο [17]. Ο μονοφασικός αντιστροφέας πλήρους γέφυρας (single-phase inverter) χρησιμοποιείται ευρέως για τη σύνδεση της φωτοβολταϊκής συστοιχίας με το δίκτυο (grid-tied) για εφαρμογές (συνήθως εγκαταστάσεις φωτοβολταϊκού συστήματος σε κτίριο) έως 10 kW. Για μεγαλύτερες εφαρμογές όπως μεγάλα φωτοβολταϊκά πάρκα γίνεται χρήση τριφασικού αντιστροφέα (three-phase inverter) [11].

Σε εφαρμογές μονοφασικών φωτοβολταϊκών συστημάτων, πιο συχνά χρησιμοποιείται ο μονοφασικός αντιστροφέας με πηγή τάσης σε συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας (Single-phase full bridge inverter, VSI). Το κύκλωμα ισχύος του μονοφασικού αντιστροφέα σε συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.21, όπου ως διακόπτες  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_3$  και  $S_4$ , μπορούν να χρησιμοποιηθούν ημιαγωγικά στοιχεία IGBTs, MOSFETs ή κάποιος άλλος ημιαγωγός ανάλογα με την απαιτούμενη ισχύ εξόδου.



**Σχήμα 2.21.** Κύκλωμα ισχύος του μονοφασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας [17].

όπου:

- $V_{in}$  - είναι η πηγή εισόδου (V)
- $v_o$  - είναι η εναλλασσόμενη τάση εξόδου (V)
- $i_i$  - είναι το ρεύμα της πηγής (ρεύμα εισόδου) (A)
- $C1, C2$  - είναι οι χωρητικότητες των πυκνωτών (F)
- $S_1, S_2, S_3, S_4$  - είναι οι ημιαγωγικοί διακόπτες
- $D_1, D_2, D_3, D_4$  - είναι οι δίοδοι
- $Load$  - είναι το φορτίο εξόδου του μονοφασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας (Ohm)

Οι βασικές εξισώσεις για ένα μονοφασικό αντιστροφέα πλήρους γέφυρας είναι [17]:

$$v_o = V_{in} S(\omega t) \quad (2.20)$$

$$i_i = i_o S(\omega t) \quad (2.21)$$

$$THD_v = \frac{\sqrt{\sum V_{o,n}^2}}{V_{o,1}} \% \quad \text{για } n=3,5,7... \quad (2.22)$$

$$THD_i = \frac{\sqrt{\sum I_{o,n}^2}}{I_{o,1}} \% \quad \text{για } n=3,5,7... \quad (2.23)$$

όπου:

- $v_o$  - είναι η τάση εξόδου του αντιστροφέα
- $v_i$  - είναι η τάση εισόδου του αντιστροφέα
- $S(\omega t)$  - είναι η διακοπτική συνάρτηση
- $i_o$  - είναι το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα
- $i_i$  - είναι το ρεύμα εισόδου του αντιστροφέα
- $THD_v$  - είναι ο συντελεστής παραμόρφωσης για την τάση εξόδου του αντιστροφέα (η τάση εξόδου δεν είναι καθαρό ημιτονοειδές σήμα)
- $V_{o,1}$  - είναι η rms τιμή ή το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής συνιστώσας της τάσης εξόδου του αντιστροφέα
- $V_{o,n}$  - είναι η rms τιμή ή το πλάτος της n-οστής θεμελιώδους αρμονικής συνιστώσας της τάσης εξόδου του αντιστροφέα



- $THD_i$  - είναι ο συντελεστής παραμόρφωσης για το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα (το ρεύμα εξόδου δεν είναι καθαρό ημιτονοειδές σήμα).
- $I_{o,1}$  - είναι η rms τιμή ή το πλάτος της θεμελιώδης αρμονικής συνιστώσας του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα
- $I_{o,n}$  - είναι η rms τιμή ή το πλάτος της n-οστής θεμελιώδης αρμονικής συνιστώσας του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα

## 2.9 Τύποι χαμηλοπερατών φίλτρων (Low-pass filters) για αντιστροφέα συνδεδεμένο με το ηλεκτρικό δίκτυο

Λόγω της διαμόρφωσης διάρκειας παλμών (PWM, SPWM), που ελέγχει την τάση εξόδου του αντιστροφέα VSI και περιγράφεται στο Κεφάλαιο 2.10, δημιουργούνται υψηλής συχνότητας τάσεις με αποτέλεσμα να προκαλούν παραμόρφωση στο ρεύμα του δικτύου. Για την εξάλειψη των αρμονικών ρευμάτων γύρω από την διακοπτική συχνότητα και τη συμμόρφωση με τα διεθνή πρότυπα IEEE 1547, IEEE 519 και IEC 61000-3-6 για τις Ευρωπαϊκές προδιαγραφές, ένας φωτοβολταϊκός αντιστροφέας απαιτεί ένα χαμηλοπερατό φίλτρο εξόδου για τη διασύνδεση του με το ηλεκτρικό δίκτυο. Οι μετρήσεις της τάσης και των αρμονικών ρευμάτων γίνονται στο Σημείο Κοινής Σύνδεσης (ΣΚΣ, Point of Common Coupling, PCC) το οποίο είναι το σημείο σύνδεσης του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα με το δίκτυο διανομής. Στο ΣΚΣ ο συντελεστής Ολικής Αρμονικής Παραμόρφωσης THD θα πρέπει να είναι μικρότερος ή ίσος του 5% (για καθαρά ημιτονοειδή σήματα τάσης ή ρεύματος ισχύει ότι  $THD = 0\%$ ). Ένα φίλτρο με χαμηλή συχνότητα αποκοπής και υψηλή εξασθένηση στις υψηλές διακοπτικές συχνότητες μπορεί να εξαλείψει αποτελεσματικά την κυμάτωση που προκαλείται από τις εναλλαγές στη λειτουργία των διακοπών (switching ripple). Έτσι τα φίλτρα που χρησιμοποιούνται συνήθως για τη διασύνδεση του αντιστροφέα με το ηλεκτρικό δίκτυο είναι χαμηλοπερατά φίλτρα τύπου LC και LCL. Αυτές οι διατάξεις βελτιώνουν και διασφαλίζουν τη συνολική ποιότητα ισχύος της παραγόμενης ενέργειας. [17], [35], [36].

### 2.9.1 Χαμηλοπερατό φίλτρο τύπου LC

Το χαμηλοπερατό φίλτρο τύπου LC προτείνεται για διαμορφώσεις όπου η αντίσταση φορτίου στον πυκνωτή του φίλτρου είναι σχετικά υψηλή στη διακοπτική συχνότητα και πάνω από αυτή. Για να μειωθούν οι απώλειες και το κόστος, η χωρητικότητα του πυκνωτή του φίλτρου θα πρέπει να είναι υψηλή ώστε να μειωθεί η επαγωγή του πηνίου. Ωστόσο μια πολύ υψηλή χωρητικότητα πυκνωτή δε συνιστάται διότι το σύστημα μπορεί να αντιμετωπίσει ένα μεγάλο ρεύμα άεργης ισχύος. Το ρεύμα αυτό φορτίζει τον πυκνωτή στη θεμελιώδη συχνότητα με πιθανό αποτέλεσμα το φαινόμενο συντονισμού στην πλευρά δικτύου [35]. Το μοντέλο ενός μονοφασικού φίλτρου LC (Σχήμα 2.22) περιγράφεται από τις εξισώσεις [37]:

$$u_m - u_c = i_s R_s + L_s \frac{di_s}{dt} \quad (2.24)$$

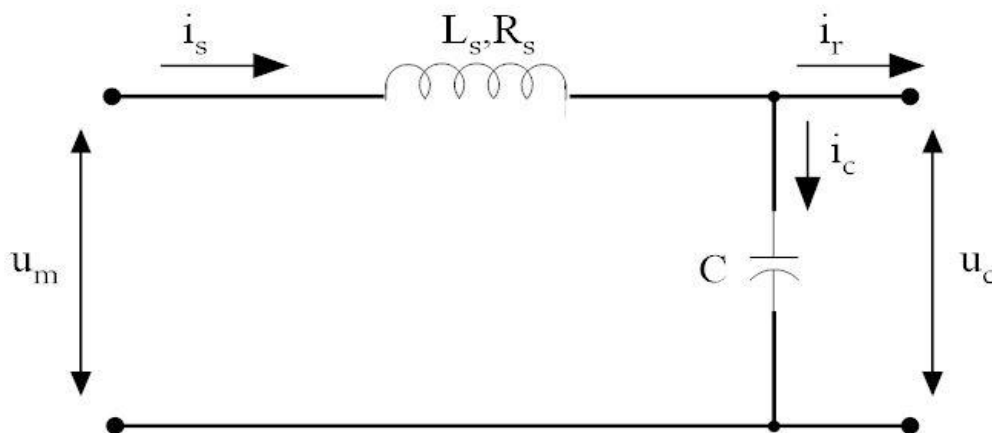
$$i_s - i_r = C \frac{du_c}{dt} \quad (2.25)$$

Η συνάρτηση μεταφοράς του χαμηλοπερατού φίλτρου τύπου LC είναι [38]:

$$F(s) = \frac{1}{1 + sL_s + s^2 L_s C} \quad (2.26)$$

όπου:

- $u_m$  - είναι η τάση εισόδου του φίλτρου (V)
- $u_c$  - είναι η τάση του πυκνωτή (τάση εξόδου του φίλτρου) (V)
- $i_s$  - είναι το ρεύμα του πηνίου (ρεύμα εισόδου του φίλτρου) (A)
- $R_s$  - είναι η αντίσταση του πηνίου (Ohm)
- $L_s$  - είναι η αυτεπαγωγή του πηνίου (H)
- $\frac{di_s}{dt}$  - είναι η μεταβολή του ρεύματος του πηνίου
- $i_r$  - είναι το ρεύμα εξόδου του φίλτρου (A)
- $C$  - είναι η χωρητικότητα του πυκνωτή (F)
- $\frac{du_c}{dt}$  - είναι η μεταβολή της τάσης του πυκνωτή



**Σχήμα 2.22.** Αναπαράσταση χαμηλοπερατού μονοφασικού (single-phase) φίλτρου τύπου LC [37].

όπου:

- $u_m$  - είναι η τάση εισόδου του φίλτρου (V)
- $u_c$  - είναι η τάση του πυκνωτή (τάση εξόδου του φίλτρου) (V)
- $i_s$  - είναι το ρεύμα του πηνίου (ρεύμα εισόδου του φίλτρου) (A)
- $R_s$  - είναι η αντίσταση του πηνίου (Ohm)
- $L_s$  - είναι η αυτεπαγωγή του πηνίου (H)
- $i_r$  - είναι το ρεύμα εξόδου του φίλτρου (A)
- $i_c$  - είναι το ρεύμα του πυκνωτή (A)
- $C$  - είναι η χωρητικότητα του πυκνωτή (F)

## 2.9.2 Χαμηλοπερατό φίλτρο τύπου LCL

Το χαμηλοπερατό φίλτρο τύπου LCL παράγει καλύτερη εξασθένιση στη διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα. Επιπλέον μπορεί να προσφέρει καλύτερη απόζευξη μεταξύ του φίλτρου και της σύνθετης αντίστασης του δικτύου. Το φίλτρο αυτό παρέχει μικρότερη κυμάτωση στο ρεύμα του πηνίου του φίλτρου προς την πλευρά του δικτύου ( $L_{grid}$ ), καθώς η κυμάτωση του ρεύματος μειώνεται από τον πυκνωτή. Πρέπει να σημειωθεί ότι το φίλτρο τύπου LCL μπορεί να παρέχει μια ικανοποιητική εξασθένιση στη διακοπτική συχνότητα ακόμη και με μικρές τιμές αυτεπαγωγής  $L$  και χωρητικότητας  $C$ . Παρόλα αυτά κατά το σχεδιασμό του φίλτρου LCL πρέπει να μελετηθούν διάφοροι περιορισμοί, όπως το φαινόμενο συντονισμού, η κυμάτωση των ρευμάτων στα πηνία, η συνολική αντίσταση του φίλτρου, η εξασθένιση των αρμονικών ρευμάτων στη διακοπτική συχνότητα και η άεργος ισχύς που απορροφάται από τον πυκνωτή του φίλτρου, κλπ. Η διαδικασία αυτή επαναλαμβάνεται μέχρι να επιτευχθεί συντελεστής Ολικής Αρμονικής Παραμόρφωσης THD μικρότερος του 5%. Σε σύγκριση με το φίλτρο LC, το φίλτρο LCL έχει καλύτερη απόδοση [35]. Το μοντέλο ενός μονοφασικού φίλτρου LCL (Σχήμα 2.23) περιγράφεται από τις παρακάτω εξισώσεις [37]:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_{inv} + L_{grid}}{L_{inv} L_{grid} C_f}} \quad (2.27)$$

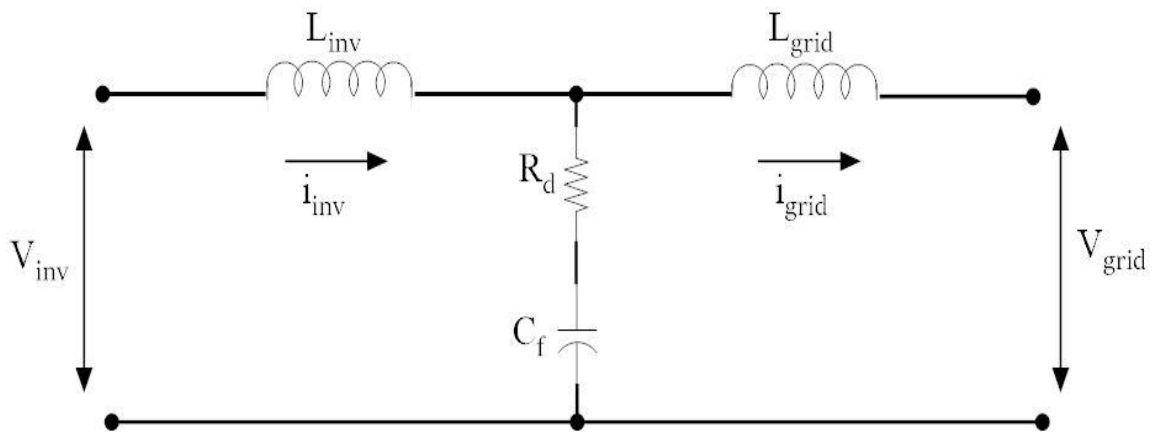
$$R_d = \frac{1}{3\omega_{res} C_f} \quad (2.28)$$

$$H_{LCL} = \frac{i_{grid}}{v_{inv}} \quad (2.29)$$

$$Hd_{LCL}(s) = \frac{C_f R_d s + 1}{L_{inv} C_f L_{grid} s^3 + C_f (L_{inv} + L_{grid}) R_d s^2 + (L_{inv} + L_{grid}) s} \quad (2.30)$$

όπου:

- $f_{res}$  - είναι η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου (Hz)
- $L_{inv}$  - είναι η αυτεπαγωγή του πηνίου από την πλευρά του αντιστροφέα (H)
- $L_{grid}$  - είναι η αυτεπαγωγή του πηνίου από την πλευρά του ηλεκτρικού δικτύου (H)
- $C_f$  - είναι η χωρητικότητα του πυκνωτή (F)
- $\omega_{res}$  - είναι η γωνιακή συχνότητα αποκοπής του φίλτρου (rad/s)
- $R_d$  - είναι η αντίσταση απόσβεσης του φίλτρου (Ohm)
- $H_{LCL}$  - είναι η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου
- $Hd_{LCL}(s)$  - είναι η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου με αντίσταση απόσβεσης
- $v_{inv}$  - είναι η τάση εισόδου του φίλτρου (V)
- $i_{grid}$  - είναι το ρεύμα του πηνίου από την πλευρά του δικτύου (A)



**Σχήμα 2.23.** Μοντέλο χαμηλοπερατού μονοφασικού (single-phase) φίλτρου τύπου LCL [37].

όπου:

- $v_{inv}$  - είναι η τάση εισόδου του φίλτρου (V)
- $i_{inv}$  - είναι το ρεύμα του πηνίου από την πλευρά του αντιστροφέα (A)
- $L_{inv}$  - είναι η αυτεπαγωγή του πηνίου από την πλευρά του αντιστροφέα (H)

- $C_f$  - είναι η χωρητικότητα του πυκνωτή (F)
- $R_d$  - είναι η αντίσταση απόσβεσης του φίλτρου (Ohm)
- $L_{grid}$  - είναι η αυτεπαγωγή του πηνίου από την πλευρά του ηλεκτρικού δικτύου (H)
- $i_{grid}$  - είναι το ρεύμα του πηνίου από την πλευρά του δικτύου (A)
- $v_{grid}$  - είναι η τάση από την πλευρά του αντιστροφέα (V)

## 2.10 Έλεγχος τάσης εξόδου αντιστροφέα

Η τάση εξόδου του αντιστροφέα είναι μία τετραγωνική παλμοσειρά η οποία αποτελείται από τη θεμελιώδη αρμονική συνιστώσα και από ανώτερες αρμονικές συνιστώσες οι οποίες πρέπει να εξαλειφθούν μέσω του φίλτρου εξόδου που αναλύθηκε στο Κεφάλαιο 2.9. Εκτός από το φίλτρο, η τεχνική που ελέγχει τη διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα έχει σημαντικό ρόλο στη βελτίωση της ποιότητας της τάσης εξόδου. Υπάρχουν διάφορες τεχνικές για τον έλεγχο και την ποιότητα της τάσης εξόδου για ένα μονοφασικό αντιστροφέα [17].

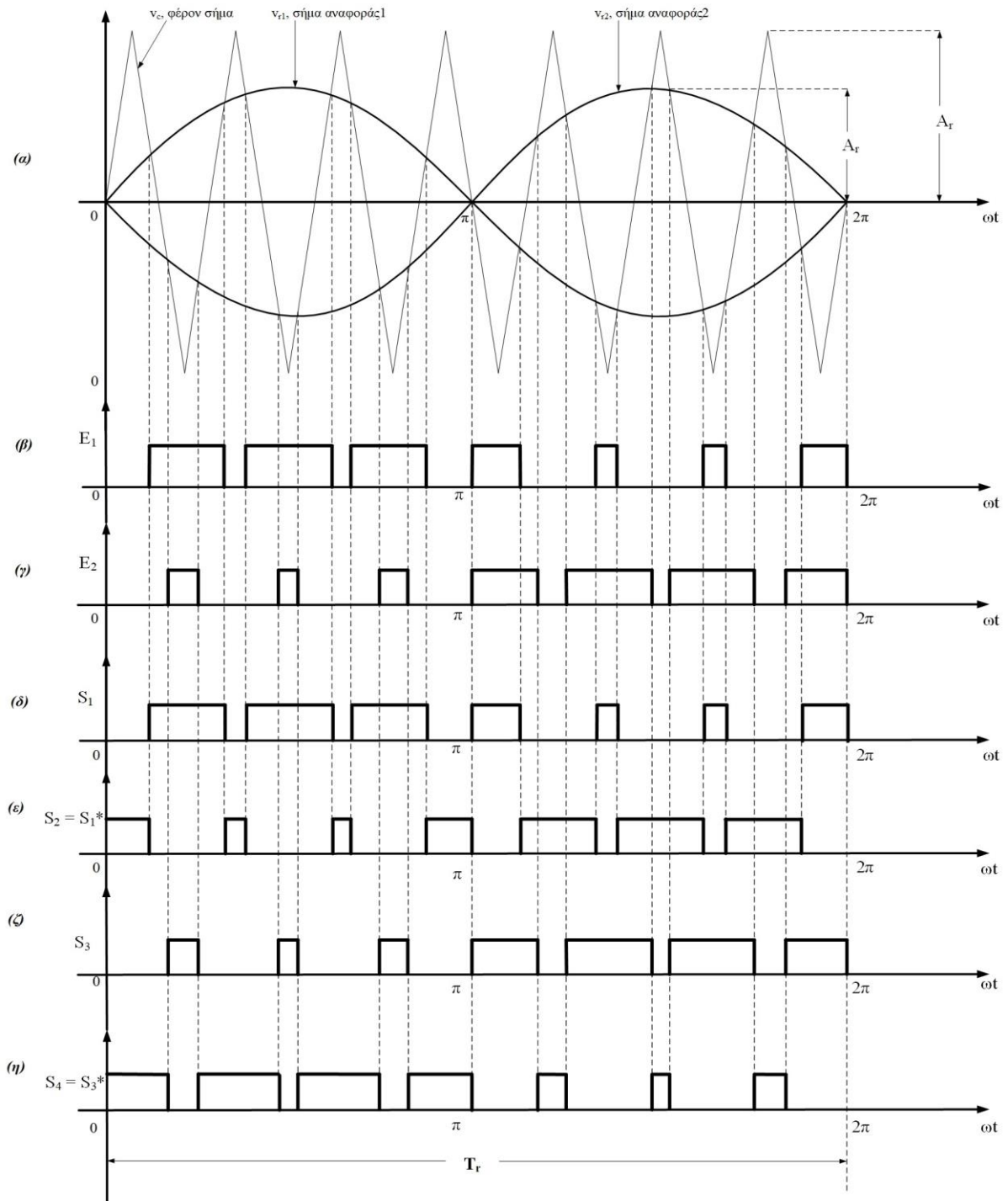
Η πιο δημοφιλής τεχνική στη βιβλιογραφία για ένα μονοφασικό φωτοβολταϊκό αντιστροφέα συνδεδεμένο με το δίκτυο είναι η τεχνική Ημιτονοειδούς Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (Sinusoidal Pulse With Modulation, SPWM) λόγω της παραγωγής λιγότερων αρμονικών συνιστωσών, της απαίτησης μικρότερου φίλτρου στην εξόδου του αντιστροφέα και των μικρότερων απωλειών κατά τη διακοπτική λειτουργία. Για τη λειτουργία της τεχνικής SPWM (Σχήμα 2.24) ισχύει ότι [17], [11]:

- Για τον έλεγχο χρησιμοποιούνται δύο ημιτονοειδή σήματα αναφοράς με διαφορά φάσης  $180^\circ$ , ένα για κάθε μία φάση της γέφυρας του αντιστροφέα (Σχήμα 2.25), και ένα τριγωνικό σήμα που αναφέρεται ως κυματομορφή φέροντος σήματος. Τα σήματα αυτά είναι συγχρονισμένα μεταξύ τους (Σχήμα 2.25). Οι κυματομορφές των αναφορών και του φέροντος παρουσιάζονται στο Σχήμα 2.24 (α) και για την περιγραφή τους γίνεται χρήση των μεταβλητών [17]:

$$m_a = A_r/A_c - \text{είναι ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους (από 0 ως 1)} \quad (2.31)$$

$$m_f = f_o/f_r = T_r/T_c - \text{είναι ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας} \quad (2.32)$$

- Η συχνότητα του σήματος αναφοράς  $f_r$  προσδιορίζει την επιθυμητή συχνότητα της τάσης εξόδου του αντιστροφέα  $f_o$  [17].
- Η συχνότητα του φέροντος σήματος  $f_c$  προσδιορίζει την επιθυμητή διακοπτική συχνότητα των ημιαγωγικών διακοπών του αντιστροφέα όπως και τη συχνότητα των ανωτέρων αρμονικών συνιστωσών [17].



**Σχήμα 2.24.** Η τεχνική SPWM [17]. α) Κυματομορφή σημάτων αναφοράς και φέροντος. β) Κυματομορφή της τάσης εξόδου του συγκριτή Α. γ) Κυματομορφή της τάσης εξόδου του συγκριτή Β. δ) Παλμοί οδήγησης διακόπτη  $S_1$ . ε) Παλμοί οδήγησης διακόπτη  $S_2$ . ζ) Παλμοί οδήγησης διακόπτη  $S_3$ . η) Παλμοί οδήγησης διακόπτη  $S_4$ .

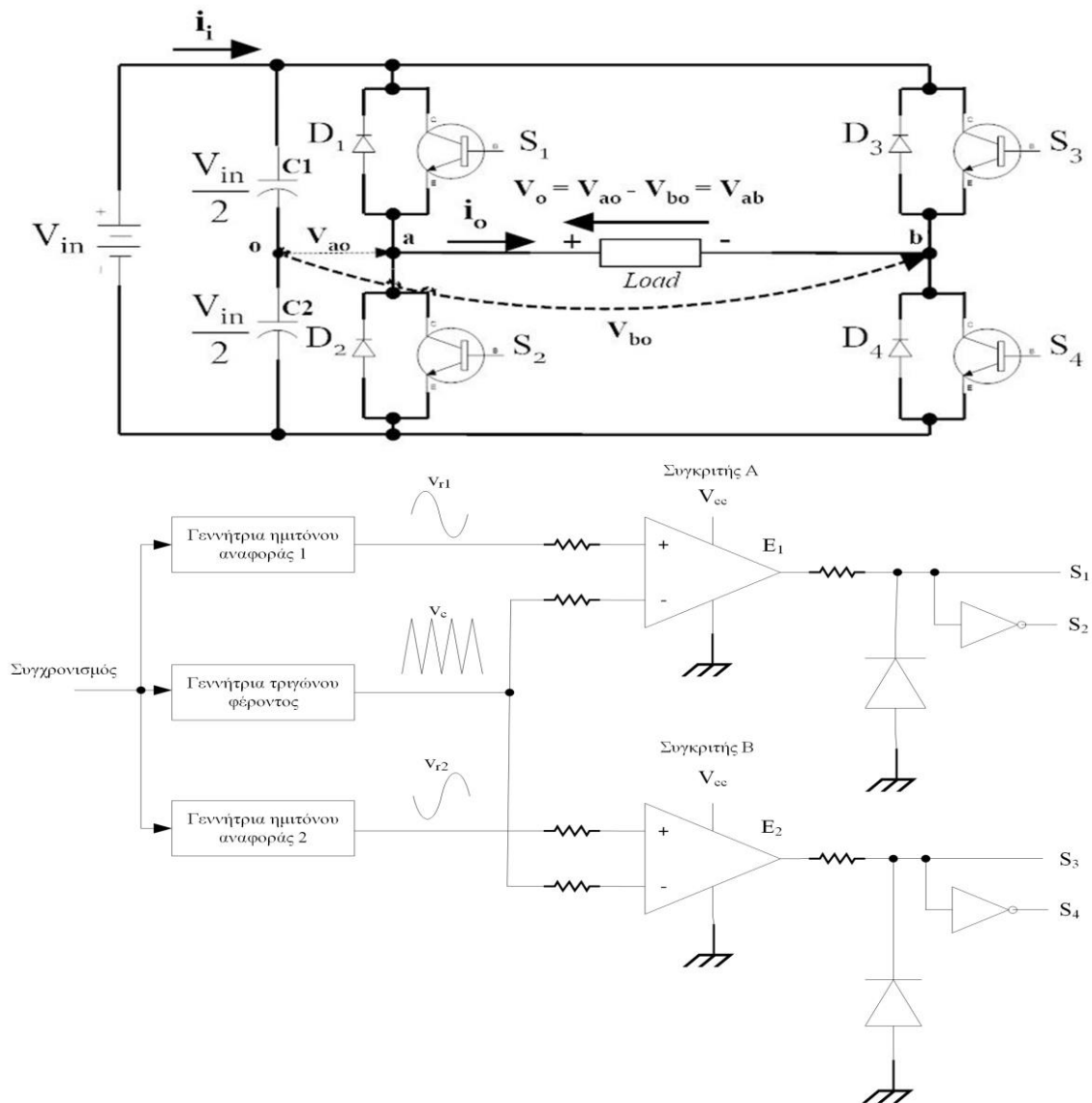
όπου:

- $A_r$  - είναι το πλάτος σήματος αναφοράς
  - $A_c$  - είναι το πλάτος φέροντος σήματος
  - $T_c = 1/f_c$  - είναι η περίοδος του φέροντος σήματος
  - $T_r = 1/f_r$  - είναι η περίοδος του σήματος αναφοράς
- 
- Η μία κυματομορφή αναφοράς και η τριγωνική κυματομορφή (φέρων σήμα) εφαρμόζονται στην είσοδο του συγκριτή Α (Σχήμα 2.25). Στην έξοδο του συγκριτή δημιουργείται η κυματομορφή  $E_1(\omega t)$  όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.24 (β). Παράλληλα εφαρμόζονται στην είσοδο του συγκριτή Β η άλλη κυματομορφή αναφοράς και η ίδια τριγωνική κυματομορφή (Σχήμα 2.25). Στην έξοδο του συγκριτή δημιουργείται η κυματομορφή  $E_2(\omega t)$  όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.24 (γ). Το αποτέλεσμα του συγκριτή είναι 1 όταν  $v_r > v_c$  και 0 στην περίπτωση όπου  $v_r < v_c$ . Με βάση το Σχήμα 2.24 (β), (γ) συμπεραίνεται ότι οι κυματομορφές  $E_1(\omega t)$  και  $E_2(\omega t)$  ορίζονται από τα σημεία τομής μεταξύ των κυματομορφών αναφοράς και του φέροντος, ενώ τα σημεία τομής από την τιμή του συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους  $m_a$  [17].
  - Η κυματομορφή  $E_1(\omega t)$  ορίζει τους παλμούς οδήγησης του ημιαγωγικού διακόπτη  $S_1$  (Σχήμα 2.24 (δ)), ενώ η αντίθετη της τους παλμούς οδήγησης του ημιαγωγικού διακόπτη  $S_2$  (Σχήμα 2.24 (ε)). Από την άλλη, η κυματομορφή  $E_2(\omega t)$  ορίζει τους παλμούς οδήγησης του ημιαγωγικού διακόπτη  $S_3$  (Σχήμα 2.24 (ζ)), ενώ η αντίθετη της τους παλμούς οδήγησης του ημιαγωγικού διακόπτη  $S_4$  (Σχήμα 2.24 (η)) [17].
  - Ο συντελεστής διαμόρφωσης  $m_f$  είναι ίσος με τον αριθμό των παλμών οδήγησης του κάθε διακόπτη ανά περίοδο καθώς και με τον αριθμό των παλμών της τάσης εξόδου  $v_{ao}$ . Με βάση το Σχήμα 2.24 για  $m_f = 7$  δημιουργούνται 7 παλμοί οδήγησης ανά περίοδο [17].
  - Οι κοιματομορφές των τάσεων εξόδου που δημιουργούνται λόγω των παλμών οδήγησης των διακοπών του αντιστροφέα παρουσιάζονται στο Σχήμα 2.26. Η πολική τάση του αντιστροφέα περιγράφεται από τη σχέση [17]:

$$V_o = V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \quad (2.33)$$

όπου:

- $v_o$  - είναι η πολική τάση του αντιστροφέα (V)
- $v_{ab}$  - είναι η τάση μεταξύ των σημείων a και b (πολική τάση του αντιστροφέα) (V)
- $v_{ao}$  - είναι η τάση μεταξύ των σημείων a και O (φασική τάση αντιστροφέα) (V)
- $v_{bo}$  - είναι η τάση μεταξύ των σημείων b και O (φασική τάση αντιστροφέα) (V)
- O - είναι υποθετικό ουδέτερο σημείο για την ανάλυση της λειτουργίας του αντιστροφέα



**Σχήμα 2.25.** Κύκλωμα ισχύος και κύκλωμα παραγωγής παλμών οδήγησης ημιαγωγικών διακοπών (κύκλωμα ελέγχου) αντιστροφέα ο οποίος χρησιμοποιεί την τεχνική SPWM [17].

όπου:

- $V_{in}$  - είναι η πηγή εισόδου (V)
- $v_o$  - είναι η εναλλασσόμενη τάση εξόδου (V)
- $i_i$  - είναι το ρεύμα της πηγής (ρεύμα εισόδου) (A)
- $C1, C2$  - είναι οι χωρητικότητες των πυκνωτών (F)
- $S_1, S_2, S_3, S_4$  - είναι οι ημιαγωγοί διακόπτες
- $D_1, D_2, D_3, D_4$  - είναι οι διόδοι
- $Load$  - είναι το φορτίο εξόδου του μονοφασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας (Ohm)



- $v_{r1}$  - είναι η πρώτη κυματομορφή αναφοράς
- $v_{r2}$  - είναι η δεύτερη κυματομορφή αναφοράς
- $v_c$  - είναι η τριγωνική κυματομορφή (φέρων σήμα)
- $V_{cc}$  - είναι η τάση τροφοδοσίας των συγκριτών (V)

Από το Σχήμα 2.25 συμπεραίνεται ότι τα σημεία τομής των σημάτων αναφοράς και φέροντος ορίζουν τους παλμούς των τάσεων  $v_{ao}$ ,  $v_{bo}$  και  $v_{ab}$ . Για τη φασική και την πολική τάση του αντιστροφέα ισχύουν οι ακόλουθες σχέσεις [17]:

$$V_{ao,1} = V_{bo,1} = \frac{V_{in} m_a}{2} \quad (2.34)$$

$$V_{ab,1} = V_{in} m_a \quad (2.35)$$

Η πολική τάση του αντιστροφέα ως συνάρτηση της διακοπτικής συνάρτησης είναι [17]:

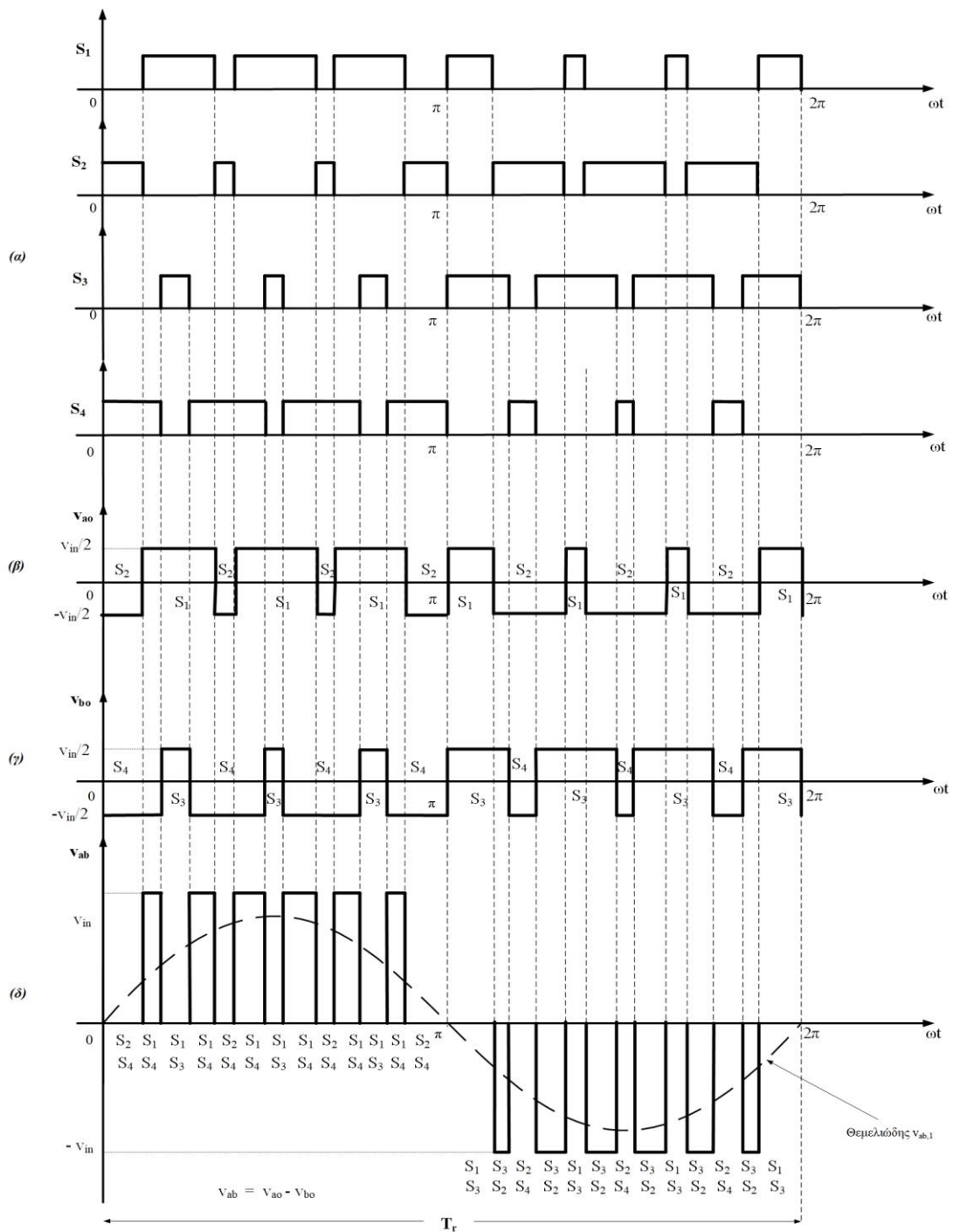
$$v_o = V_{in} S(\omega t) \quad (2.36)$$

Το ρεύμα εισόδου του αντιστροφέα ως συνάρτηση της διακοπτικής συνάρτησης είναι [17]:

$$i_i = i_o S(\omega t) \quad (2.37)$$

Η διακοπτική συνάρτηση  $S(\omega t)$  μπορεί να αναλυθεί ως εξής [17]:

$$S(\omega t) = m_a \sin(\omega_o t) + \sum_{n=d}^{\infty} A_n \sin(n\omega_o t) = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} A_n \sin(n\omega_o t) \quad (2.38)$$



**Σχήμα 2.25.** Κυματομορφές της τεχνικής SPWM με  $m_a = 0.7$  και  $m_f = 7$  [17].

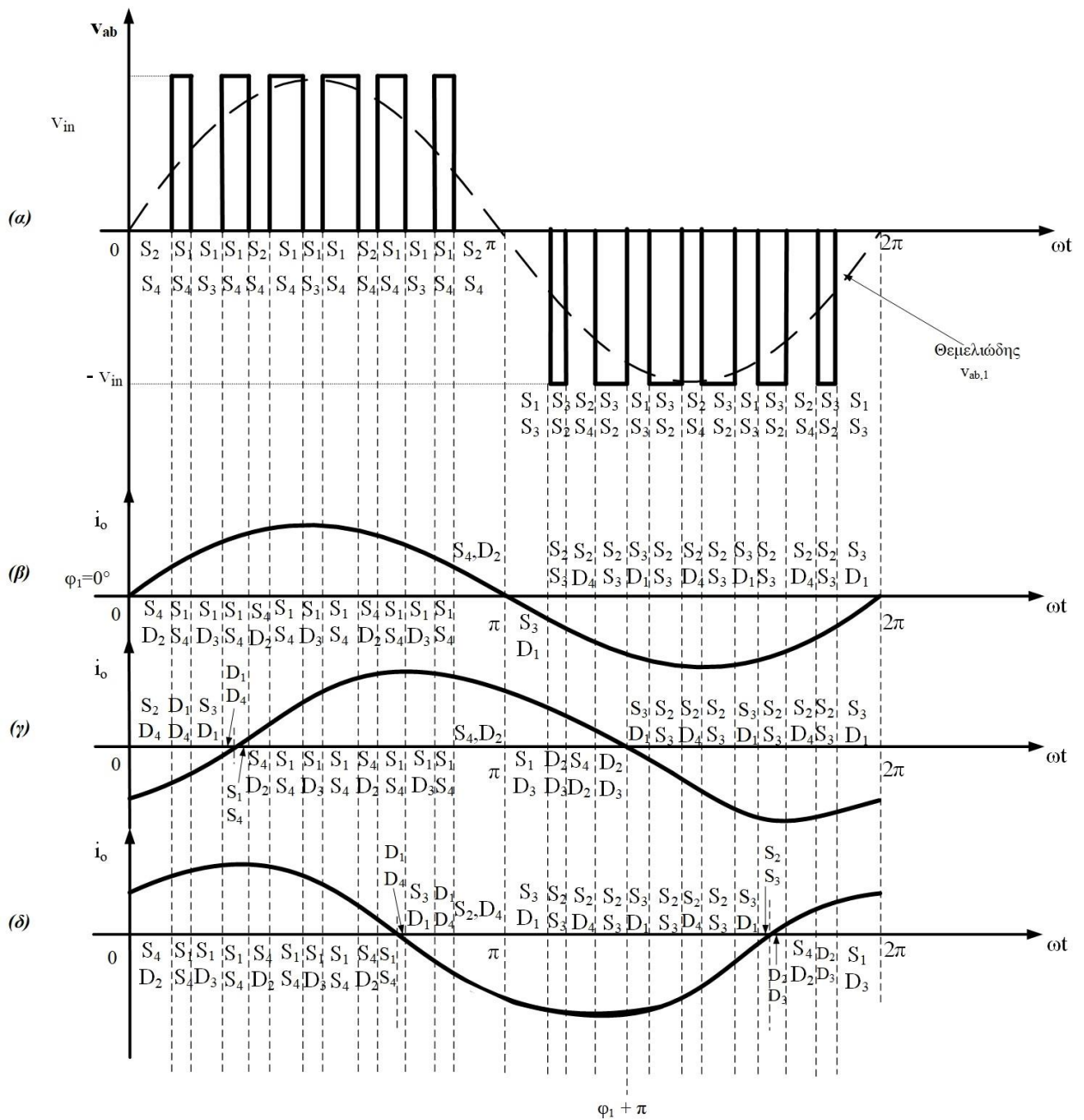
- α) Παλμοί οδήγησης ημιαγωγικών διακοπών.
- β) Κυματομορφή της φασικής τάσης του αντιστροφέα  $v_{ao}$ .
- γ) Κυματομορφή της φασικής τάσης του αντιστροφέα  $v_{bo}$ .
- δ) Κυματομορφή της πολικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα  $v_{ab}$ .

Από τη σχέση (2.37) και (2.38) προκύπτει η σχέση [17]:

$$v_o(\omega t) = V_{in} m_a \sin(\omega_o t) + V_{in} \sum_{n=d}^{\infty} A_n \sin(n\omega_o t) \quad (2.39)$$

όπου:

- $V_{ao,1} = V_{bo,1}$  - είναι το πλάτος της θεμελιώδους φασικής τάσης εξόδου (V)
- $V_{ab,1}$  - είναι το πλάτος της θεμελιώδους πολικής τάσης εξόδου (V)
- $V_{in}$  - είναι η τάση εισόδου του αντιστροφέα (V)
- $v_o$  - είναι η τάση εξόδου του αντιστροφέα (πολική τάση) (V)
- $v_i$  - είναι η τάση εισόδου του αντιστροφέα (V)
- $S(\omega t)$  - είναι η διακοπτική συνάρτηση της SPWM
- $i_o$  - είναι το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα (A)
- $i_i$  - είναι το ρεύμα εισόδου του αντιστροφέα (A)
- $m_a$  - είναι ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους
- $\omega_o$  - είναι η γωνιακή συχνότητα της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου του αντιστροφέα
- $A_1 = m_a$  - είναι το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της διακοπτικής συνάρτησης  $S(\omega t)$
- $A_l$  - είναι το πλάτος της n-οστής αρμονικής συνιστώσας της διακοπτικής συνάρτησης  $S(\omega t)$
- $d$  - είναι η τάξη της κυριαρχούσας αρμονικής συνιστώσας της διακοπτικής συνάρτησης  $S(\omega t)$



**Σχήμα 2.26.** Κυματομορφές μονοφασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας με παλμοδότηση SPWM.

- α) Τάση εξόδου τριών επιπέδων ( $V_{in}, 0, -V_{in}$ )
- β) ρεύμα εξόδου για ωμικό φορτίο.
- γ) ρεύμα εξόδου για ωμικό-επαγωγικό φορτίο.
- δ) ρεύμα εξόδου για ωμικό-χωρητικό φορτίο.

Από το Σχήμα 2.25 φαίνεται ότι με παλμοσειρά οδήγησης SPWM στους ημιαγωγικούς διακόπτες του αντιστροφέα παράγεται μια εναλλασσόμενη τάση εξόδου τριών επιπέδων  $V_{in}$ , 0 και  $-V_{in}$ . Στο παράδειγμα αυτό το χαμηλοπερατό φίλτρο εξόδου δίνει ημιτονοειδές ρεύμα εξόδου. Έτσι από το Σχήμα 2.26 για την λειτουργία του αντιστροφέα ισχύει ότι [17]:

- Όταν το ρεύμα και η τάση εξόδου έχουν ταυτόχρονα θετικές τιμές τότε άγουν οι  $S_1$  και  $S_4$  ενώ όταν έχουν ταυτόχρονα αρνητικές τιμές άγουν οι  $S_2$  και  $S_3$ . Και στις δύο περιπτώσεις η ενεργός ισχύς  $P_o$ , η οποία είναι θετική, μεταφέρεται από την είσοδο του αντιστροφέα προς την έξοδο. Στις δύο αυτές φάσεις, ηλεκτρική ενέργεια μεταφέρεται από την είσοδο προς το φορτίο με αποτελέσματα ο μετατροπέας να λειτουργεί ως αντιστροφέας [17].
- Όταν το ρεύμα εξόδου έχει θετική τιμή και την ίδια στιγμή η τάση εξόδου είναι μηδέν, δηλαδή η ισχύς εξόδου  $P_o$  είναι μηδενική, τότε άγουν είτε τα ημιαγωγικά στοιχεία  $S_4$  και  $D_2$  είτε τα  $S_1$  και  $D_3$  με αποτέλεσμα το ρεύμα εξόδου να κυκλοφορεί στα παραγόμενα υποκυκλώματα. Το ίδιο ισχύει και στην περίπτωση που το ρεύμα έχει αρνητική τιμή αλλά άγουν είτε τα ζεύγη  $S_3$  και  $D_1$  είτε τα  $S_2$  και  $D_4$ . Στις καταστάσεις αυτές ο αντιστροφέας λειτουργεί στη λεγόμενη φάση ελεύθερης διέλευσης στην οποία δε μεταφέρεται ηλεκτρική ενέργεια μεταξύ εισόδου και εξόδου [17].
- Όταν ταυτόχρονα το ρεύμα εξόδου έχει αρνητική τιμή και η τάση εξόδου θετική, ο αντιστροφέας έχει επαγωγικό φορτίο και άγουν οι δίοδοι  $D_1$  και  $D_4$ . Έτσι λοιπόν το ρεύμα κυκλοφορεί στο υποκύκλωμα πηγή- $D_1$ -φορτίο- $D_4$ . Όμως όταν ταυτόχρονα το ρεύμα εξόδου έχει θετική τιμή και η τάση εξόδου αρνητική, ο αντιστροφέας έχει χωρητικό φορτίο και άγουν οι δίοδοι  $D_2$  και  $D_3$ . Έτσι λοιπόν το ρεύμα κυκλοφορεί στο υποκύκλωμα πηγή- $D_2$ -φορτίο- $D_3$ . Και στις δύο περιπτώσεις η ισχύς εξόδου είναι αρνητική με αποτέλεσμα να μεταφέρεται ενεργός ισχύς από το φορτίο στην είσοδο και ο αντιστροφέας να λειτουργεί ως ανορθωτής [17].

Έτσι λοιπόν ο αντιστροφέας έχει την ικανότητα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας από την πηγή εισόδου προς το φορτίο και από το φορτίο προς την πηγή εισόδου (αμφίπλευρος αντιστροφέας). Επιπλέον λόγω του ότι η τάση εξόδου του αντιστροφέα δεν είναι καθαρό ημιτονοειδές σήμα έχει περισσότερες από μία αρμονικές συνιστώσες. Οι συνιστώσες αυτές μειώνονται με τη χρήση της τεχνικής SPWM για τον έλεγχο του αντιστροφέα και με χαμηλοπερατά φίλτρα εξόδου που αναλύθηκαν στο Κεφάλαιο 2.9.

## 3. Επικουρικές υπηρεσίες φωτοβολταϊκού αντιστροφέα

---

### 3.1 Αλγόριθμοι ελέγχου φωτοβολταϊκού αντιστροφέα για παροχή επικουρικών υπηρεσιών στο ηλεκτρικό δίκτυο

Η φωτοβολταϊκή εγκατάσταση μιας οικίας που είναι συνδεδεμένη με το δίκτυο (grid-tied) θα πρέπει να βρίσκεται σε συγχρονισμό με αυτό. Οι αλγόριθμοι ελέγχου είναι πολύ σημαντικοί για τη λειτουργία των grid-tied φωτοβολταϊκών συστημάτων. Στη βιβλιογραφία συμπεριλαμβάνονται ορισμένοι βασικοί αλγόριθμοι για τον έλεγχο του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα [28].

Γενικά απαιτούνται δύο βρόχοι ελέγχου για το συγχρονισμό του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα με το ηλεκτρικό δίκτυο. Οι βρόχοι αυτοί είναι ο εσωτερικός βρόχος ρεύματος και ο εξωτερικός βρόχος τάσης. Με αυτό τον τρόπο ο φωτοβολταϊκός αντιστροφέας εξασφαλίζει την ελεγχόμενη ροή ενεργού και άεργου ισχύος στο ηλεκτρικό δίκτυο. Επιπλέον οι αλγόριθμοι ελέγχου αντιστροφέα διατηρούν την τάση εισόδου (DC-link) του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα σε μία τάση αναφοράς. Στην παρούσα εργασία η τάση αναφοράς είναι σταθερή και ίση με την ονομαστική τάση του αντιστροφέα. Τέλος οι αλγόριθμοι ελέγχου ανταποκρίνονται σε καλό βαθμό στις διάφορες συνθήκες του φορτίου που είναι συνδεδεμένο στην έξοδο του αντιστροφέα [28].

Η έγχυση άεργου ισχύος είναι μια σημαντική επικουρική υπηρεσία που μπορεί να πραγματοποιηθεί από τους φωτοβολταϊκούς αντιστροφέες. Στην περίπτωση που ο φωτοβολταϊκός αντιστροφέας διαχειρίζεται ενεργό ισχύ κάτω από τη μέγιστη ισχύ λειτουργίας του, ενεργοποιείται η λειτουργία για την έγχυση άεργου ισχύος. Έτσι ο φωτοβολταϊκός αντιστροφέας εξυπηρετεί την ανάγκη διάφορων οικιακών συσκευών, για άεργο ισχύ. Οι συσκευές που απορροφούν άεργο ισχύ είναι συνήθως αυτές που έχουν ηλεκτρικούς κινητήρες και μετασχηματιστές όπως ανεμιστήρες, ηλεκτρικές σκούπες, πλυντήρια πιάτων, πλυντήρια ρούχων καθώς και συμπιεστές σε ψυγεία και κλιματιστικά κτλ. Με τη λειτουργία της έγχυσης άεργου ισχύος από το φωτοβολταϊκό αντιστροφέα επιτυγχάνεται μείωση του περιττού βάρους της άεργου ισχύος στο ηλεκτρικό δίκτυο, η μείωση της κατανάλωσης ισχύος από το ηλεκτρικό δίκτυο, η μείωση της αρνητικής επίδρασης στην αποδοτικότητα της ηλεκτρικής εγκατάστασης που προκαλούν τα επαγωγικά φορτία και η βελτίωση της ευστάθειας του συστήματος [11],[22].

Μια άλλη σημαντική λειτουργία που επιτυγχάνεται με την εισαγωγή της ικανότητας ελέγχου της άεργου ισχύος στον φωτοβολταϊκό αντιστροφέα είναι η ρύθμιση της τάσης του δικτύου. Ο έλεγχος της ροής ενεργού και άεργου ισχύος μπορεί να βοηθήσει στην ανάκτηση της τάσης στο PCC κατά τη διάρκεια φαινομένου υπέρτασης, που συνήθως καταστρέφει τις συσκευές που είναι συνδεδεμένες στο δίκτυο, ή μείωσης της rms τιμής της τάσης για μικρό χρονικό διάστημα (φαινόμενο sag) [11],[39].

Οι σύγχρονες οικίες χρησιμοποιούν πληθώρα συσκευών για καθημερινή χρήση που αποτελούνται από ηλεκτρονικά ισχύος. Αυτές οι συσκευές δημιουργούν αρμονική ρύπανση

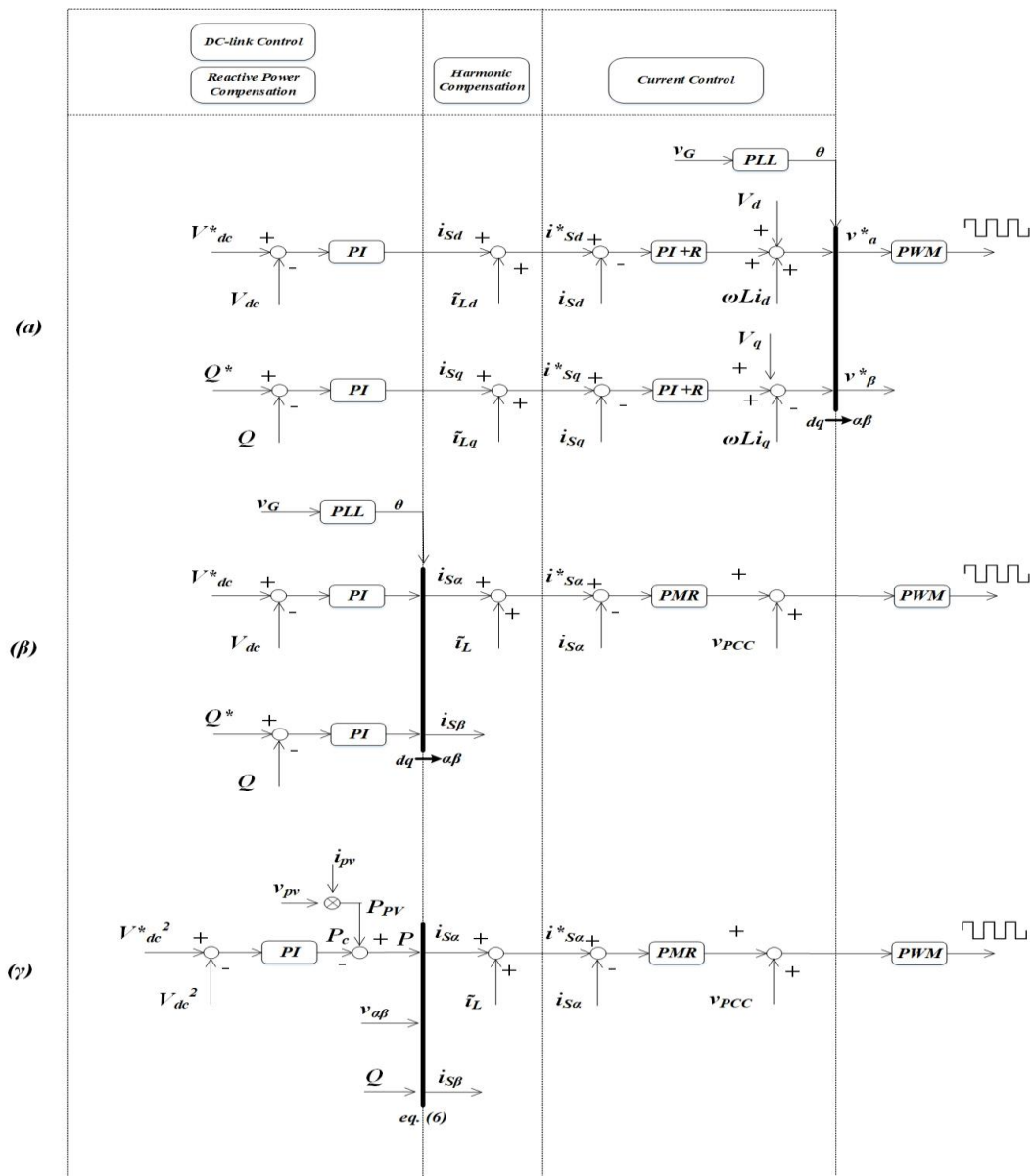
ρεύματος με αποτέλεσμα να αυξάνουν τα επίπεδα της αρμονικής παραμόρφωσης τάσης (THDv) στο ηλεκτρικό δίκτυο. Η παραμόρφωση της τάσης τροφοδοσίας προκαλεί, μέσω των περισσότερων συσκευών, πιο πολλές αρμονικές ρυπάνσεις ρεύματος. Έτσι τα υψηλά επίπεδα αρμονικών ρευμάτων αυξάνουν τις απώλειες ισχύος στο ηλεκτρικό δίκτυο και μειώνουν την ποιότητα ισχύος του δικτύου [11],[40],[41]. Για την αντιστάθμιση των αρμονικών ρευμάτων που παράγονται από μη-γραμμικά φορτία προτείνεται στη βιβλιογραφία η ανίχνευση της αρμονικής περιεκτικότητας φορτίου και η προσθήκη της στη στρατηγική ελέγχου του αντιστροφέα. Με τον τρόπο αυτόν είναι δυνατό να μειωθεί το αρμονικό ρεύμα που εισάγεται στο κύριο ηλεκτρικό δίκτυο από το φορτίο της εκάστοτε οικίας που έχει φωτοβολταϊκή εγκατάσταση. Αυτή η στρατηγική επιτρέπει στον φωτοβολταϊκό αντιστροφέα να λειτουργεί ως ενεργό φίλτρο ισχύος, βελτιώνοντας την ποιότητα ισχύος του δικτύου λόγω της θετικής επίδρασης στη συνολική αρμονική παραμόρφωση (THD) [11],[22].

### **3.2 Στρατηγικές ελέγχου για αντιστροφείς έγχυσης άεργου ισχύος και αντιστάθμισης αρμονικών ρευμάτων**

Ο σχεδιασμός ενός φωτοβολταϊκού αντιστροφέα με ικανότητα έγχυσης άεργου ισχύος και αντιστάθμισης αρμονικών ρευμάτων είναι παρόμοιος με το γενικό σχεδιασμό ενός φωτοβολταϊκού αντιστροφέα (Σχήμα 1.2). Για τους μονοφασικούς φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς αναφέρονται στη βιβλιογραφία στρατηγικές ελέγχου που αφορούν διαφορετικά πλαίσια αναφοράς (dq-πλαίσιο, κτλ). Για στρατηγικές ελέγχου που αφορούν πλαίσια αναφοράς dq και αβ για μονοφασικούς και τριφασικούς φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς γίνεται αναφορά στο [42],[43]. Οι στρατηγικές που χρησιμοποιούνται ευρέως για τον έλεγχο ενός μονοφασικού φωτοβολταϊκού αντιστροφέα που παρέχει επικουρικές υπηρεσίες στο δίκτυο παρουσιάζονται στο Σχήμα 3.1 [11]. Οι στρατηγικές ελέγχου αποτελούνται από εξωτερικούς βρόχους για τον έλεγχο της τάσης εισόδου του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα (DC-link) καθώς και τον έλεγχο της άεργου ισχύος που εισάγεται στο PCC. Επιπλέον αποτελείται από εσωτερικούς βρόχους για τον έλεγχο του ρεύματος του αντιστροφέα [11].

Η στρατηγική ελέγχου σε πλαίσιο αναφοράς dq φαίνεται στο Σχήμα 3.1 (α). Σε αυτήν εκδοχή, ο έλεγχος βρόχου ρεύματος του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα συγχρονίζεται με την τάση του ηλεκτρικού δικτύου. Κατά τον έλεγχο τα ρεύματα και οι τάσεις στη θεμελιώδη συχνότητα μετατρέπονται σε dc συνιστώσες [42],[44]. Έτσι οι στρατηγικές ελέγχου dq συνδέονται συχνά με αναλογικούς ελεγκτές PI, καθώς είναι αρκετά αξιόλογοι για την παρακολούθηση σημάτων dc [11]. Κατά τον έλεγχο της αντιστάθμισης αρμονικών ρευμάτων, το ρεύμα αναφοράς αντιστροφέα έχει μία ή περισσότερες αρμονικές συνιστώσες. Έτσι μόνο με την χρήση ελεγκτή PI λόγω της περιορισμένης ικανότητας παρακολούθησης στις υψηλές συχνότητες μπορεί να εισαχθεί σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση [45]. Επομένως, για να ξεπεραστεί αυτό το μειονέκτημα, προστίθενται ελεγκτές συντονισμού R [46,48]. Ο ελεγκτής συντονισμού παρέχει υψηλό κέρδος στη συχνότητα συντονισμού και μειώνει το σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση. Ωστόσο, πρέπει να σχεδιαστεί ένας ελεγκτής συντονισμού για κάθε αντισταθμιζόμενη αρμονική συνιστώσα. Επομένως, χρησιμοποιείται ο αναλογικός ελεγκτής πολλαπλών συντονισμών (PMR). Σε αυτήν την τοπολογία, ο φωτοβολταϊκός αντιστροφέας πρέπει να συγχρονιστεί με το ηλεκτρικό δίκτυο. Για να πραγματοποιηθεί ο συγχρονισμός χρησιμοποιείται η μέθοδος που βασίζεται σε βρόχο κλειδώματος φάσης σε σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς (SRF-PLL). Στην περίπτωση που υπάρχουν έντονες παραμορφώσεις στο δίκτυο, για να βρεθεί η θεμελιώδης γωνία τάσης, χρησιμοποιούνται και

άλλες τεχνικές συγχρονισμού, όπως το PLL που βασίζεται σε ολοκληρωτή δεύτερης τάξης (second order generalized integrator SOGI-PLL). [46],[11].



**Σχήμα 3.1.** Στρατηγικές ελέγχου για μονοφασικό φωτοβολταϊκό αντιστροφέα παροχής επικουρικών υπηρεσιών στο δίκτυο [11]: (α) Έλεγχος ρεύματος σε πλαίσιο αναφοράς dq. (β) Έλεγχος ρεύματος σε πλαίσιο αναφοράς αβ. (γ) Έλεγχος ρεύματος σε πλαίσιο αναφοράς αβ με στρατηγική  $V_{dc}^2$  για έλεγχο της τάσης εισόδου του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα (DC-link).

Η στρατηγική ελέγχου σε πλαίσιο αναφοράς αβ φαίνεται στο Σχήμα 3.1 (β). Ο έλεγχος αυτός, σε σχέση με τη στρατηγική ελέγχου πλαισίου αναφοράς dq, κάνει χρήση λιγότερων όρων. Επίσης κατά την αντιστάθμιση αρμονικών συνιστωσών του ρεύματος γίνεται χρήση ενός ελεγκτή συντονισμού R για κάθε αντισταθμιζόμενη αρμονική συνιστώσα. Τέλος, και σε



αυτή τη στρατηγική θα πρέπει να υπολογιστεί η γωνία φάσης της τάσης δικτύου με χρήση στρατηγικής συγχρονισμού [11].

Η μέθοδος που χρησιμοποιήθηκε σε αυτή την διπλωματική εργασία, είναι η στρατηγική ελέγχου του τετραγώνου της τάσης DC-link (Σχήμα 3.1 (γ)). Η στρατηγική αυτή ενώ αφορά συνήθως τριφασικά συστήματα, μπορεί να χρησιμοποιηθεί και σε μονοφασικά συστήματα. Το βασικό πλεονέκτημα αυτής της μεθόδου είμαι η μη χρήση στρατηγικών συγχρονισμού. Παρόλα αυτά σε συνθήκες όπου παρατηρείται παραμόρφωση της τάσης δικτύου, θα πρέπει να προστεθεί ένας βρόχος κλειδώματος συχνότητας (FLL) για την ανίχνευση της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης δικτύου. Η ενεργός ισχύς  $P$  που παρέχεται από το βρόχο ελέγχου τάσης DC-link και η άεργος ισχύς  $Q$  του φορτίου, χρησιμοποιούνται στην εξίσωση της θεωρίας στιγμιαίας ισχύος για τη δημιουργία της αναφοράς ρεύματος του εσωτερικού βρόχου  $i_a$ . Για μονοφασικό σύστημα η εξίσωση έχει ως εξής [11]:

$$i_a = \frac{2}{v_a^2 + v_\beta^2} (v_a P + v_\beta Q) \quad (3.1)$$

όπου:

- $i_a$  - είναι η αναφορά ρεύματος του εσωτερικού βρόχου (A)
- $v_a$  - είναι η τρέχουσα τιμή τάσης στο σημείο PCC (V)
- $v_\beta$  - είναι η τρέχουσα τιμή τάσης στο σημείο PCC με αρχική φάση  $\pi/2$  (V)
- $P$  - είναι η ενεργός ισχύς (P) που παρέχεται από το βρόχο ελέγχου τάσης DC-link (W)
- $Q$  - είναι η άεργος ισχύς (Q) του φορτίου (Var)

Για την αντιστάθμιση του αρμονικού ρεύματος θα πρέπει να γίνει η ανίχνευση του αρμονικού περιεχομένου  $\tilde{i}_L$  του ρεύματος του φορτίου. Οι πιο συχνές μέθοδοι για την ανίχνευση του  $\tilde{i}_L$  βασίζονται στη θεωρία στιγμιαίας ισχύος (instantaneous power theory) [47] και στη θεωρία συντηρητικής ισχύος (conservative power theory). Από τις στρατηγικές ελέγχου που παρουσιάζονται στο Σχήμα 3.1 για την αντιστάθμιση του αρμονικού ρεύματος, η στρατηγική dq έχει το πλεονέκτημα έναντι των άλλων στρατηγικών, γιατί επιτρέπει την αντιστάθμιση δύο αρμονικών συνιστωσών με ένα μόνο ελεγκτή συντονισμού [11].

Συνοπτικά παρατηρούμε ότι η στρατηγική dq (Σχήμα 3.1 (α)) απαιτεί δύο ελεγκτές ρεύματος ενώ οι άλλες δύο στρατηγικές μόνο έναν. Στην dq στρατηγική οι ελεγκτές ρεύματος είναι τύπου PI και R ενώ στις άλλες δύο στρατηγικές (Σχήμα 3.1 (β), (γ)) γίνεται χρήση PMR ελεγκτών. Αυτό σημαίνει ότι η στρατηγική dq χρησιμοποιεί λιγότερους ελεγκτές συντονισμού, μειώνοντας έτσι την πολυπλοκότητα υλοποίησης. Όσον αφορά τον συγχρονισμό με το δίκτυο, η στρατηγική ελέγχου του τετραγώνου τάσης dc-link (Σχήμα 3.1 (γ)) έχει το πλεονέκτημα ότι δε χρησιμοποιεί στρατηγικές συγχρονισμού PLL. Ο Πινάκας 3.1 συνοψίζει τα βασικά χαρακτηριστικά των στρατηγικών ελέγχου [11].

**Πίνακας 3.1.**  
**Σύγκριση μεταξύ των στρατηγικών του σχήματος Σχήμα 3.1 [11].**

	Στρατηγική (α)	Στρατηγική (β)	Στρατηγική (γ)
<b>Πλήθος ελεγκτών ρεύματος</b>	2	1	1
<b>Τύπος ελεγκτή</b>	PI, MR	PMR	PMR
<b>Απαίτηση PLL</b>	✓	✓	✗
<b>Πολυπλοκότητα ελεγκτή συντονισμού</b>	Μικρότερη (λιγότεροι ελεγκτές συντονισμού)	Μεγαλύτερη (περισσότεροι ελεγκτές συντονισμού)	Μεγαλύτερη (περισσότεροι ελεγκτές συντονισμού)

### 3.3 Σχεδίαση ελεγκτή ρεύματος φωτοβολταϊκού αντιστροφέα

Οι ελεγκτές χωρίζονται σε δύο κατηγορίες: on / off και σε αυτούς που βασίζονται στη διαμόρφωση διάρκειας παλμών PWM (SPWM, κτλ). Η μέθοδος on / off ενώ έχει απλή εφαρμογή είναι απαραίτητο να οριστεί μια ζώνη υστέρησης. Το μειονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι ότι οι ελεγκτές υστέρησης ρεύματος δεν έχουν καλή απόδοση με την παρουσία αρμονικών [48]. Οι ελεγκτές που βασίζονται στη διαμόρφωση διάρκειας παλμών είναι γραμμικοί και μη-γραμμικοί ελεγκτές. Μία μη-γραμμική τεχνική ελέγχου που χρησιμοποιείται συχνά στη βιβλιογραφία είναι η passivity-based-control (PBC). Σε αυτήν την τεχνική, το σύστημα περιγράφεται από συναρτήσεις (ενέργειας, απωλειών κτλ.). Έτσι ο ελεγκτής PBC δημιουργείται με προσθήκη απόσβεσης στη συνάρτηση της ενέργειας του συστήματος. Η προσθήκη απόσβεσης πραγματοποιείται με τροποποίηση των όρων απωλειών ενέργειας (π.χ. προσθήκη μεταβλητής με το ρόλο της ωμικής αντίστασης) στη συνάρτηση της ενέργειας του συστήματος. Αυτή η τεχνική έχει δοκιμαστεί σε μονοφασικούς και τριφασικούς αντιστροφείς εξασφαλίζοντας μεγάλη σταθερότητα στο σήμα [45],[11]. Παρόλα αυτά οι γραμμικοί ελεγκτές καλύπτουν μεγαλύτερη έκταση εφαρμογών λόγω της υψηλής τους απόδοσης στην παρακολούθηση των σημάτων, ακόμη και όταν τα σήματα έχουν μεγάλο εύρος συχνοτήτων. Οι γραμμικοί ελεγκτές, όπως οι PI, έχουν υψηλό κέρδος στη μηδενική συχνότητα. Έτσι η χρήση αυτού του ελεγκτή συνιστάται για τον έλεγχο ρεύματος φωτοβολταϊκής εφαρμογής, όταν ο έλεγχος ρεύματος του αντιστροφέα βασίζεται σε σύγχρονο πλαίσιο αναφοράς (Σχήμα 3.1 (α)). Στην περίπτωση αυτή το ρεύμα αναφοράς του αντιστροφέα είναι σταθερό ενώ δεν υποστηρίζεται αντιστάθμιση αρμονικού ρεύματος [42],[44]. Ο περιορισμός στη συχνότητα χαρακτηρίζει τον ελεγκτή ανεπαρκή ως προς την ικανότητα παρακολούθησης του ρεύματος. Η συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή PI είναι [11]:

$$G_{PI(s)} = K_P^{PI} + \frac{K_i^{PI}}{s} \quad (3.2)$$

όπου:

- $G_{PI(s)}$  - είναι η συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή PI
- $K_P^{PI}$  - είναι το αναλογικό κέρδος (proportional gain)
- $K_i^{PI}$  - είναι το ολοκληρωτικό κέρδος (integral gain.)

Όταν γίνεται χρήση της στρατηγικής ελέγχου αβ ή στην περίπτωση που ο έλεγχος του αντιστροφέα έχει τη δυνατότητα αντιστάθμισης αρμονικού ρεύματος, στη βιβλιογραφία προτείνονται συνήθως οι γραμμικοί ελεγκτές PMR [42],[44] και οι ελεγκτές επανάληψης (repetitive controllers). Σε γενικές γραμμές ένας ελεγκτής επανάληψης δίνει άπειρο κέρδος στις αρμονικές συχνότητες του σήματος μέσω ανάδρασης με τιμή καθυστέρησης που σχετίζεται με τις συχνότητες του σήματος για τις οποίες γίνεται ο έλεγχος. Έτσι πραγματοποιείται η ανίχνευση των αρμονικών συνιστωσών του σήματος με ελεγκτή επανάληψης [42],[49],[11].

Ο ελεγκτής PMR αποτελείται από έναν αναλογικό ελεγκτή και μπορεί να έχει πολλούς ελεγκτές R συντονισμένους σε κάθε συχνότητα που υπάρχει στο σήμα. Η συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή PMR είναι:

$$G_{PR(s)} = K_P^{PR} + R_{h(s)} \quad (3.3)$$

$$R_{h(s)} = \sum_{h=1}^n K_{ih}^{PR} \frac{s}{s^2 + \omega_h} \quad (3.4)$$

όπου:

- $G_{PR(s)}$  - είναι η συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή PMR
- $K_P^{PR}$  - είναι το αναλογικό κέρδος (proportional gain)
- $R_{h(s)}$  - είναι οι όροι που είναι υπεύθυνοι για την παρακολούθηση των στοιχείων του ρεύματος των  $\omega_h$  συχνοτήτων
- $h$  - είναι οι αρμονικές συνιστώσες ( $h = 1, 2, 3, \dots, n$ )
- $\omega_h$  - είναι οι συχνότητες συντονισμού
- $K_{ih}^{PR}$  - είναι τα ολοκληρωτικά κέρδη κάθε αρμονικής συχνότητας (integral gains)

Σε αντίθεση με τους ελεγκτές PI όπου ο συντονισμός γίνεται με τον ορισμό περιθωρίου φάσης και ανάλυσης της συχνότητας διασταύρωσης (crossover frequency), ο συντονισμός

PMR λαμβάνει υπόψη τη συχνότητα διασταύρωσης του ελεγκτή και τη σχέση του με το κρίσιμο σημείο του διαγράμματος Nyquist  $(-1, 0j)$  [50]. Επίσης ο ελεγκτής PMR έχει υψηλά κέρδη στις συχνότητες συντονισμού του. Όσον αφορά την παρακολούθηση των στοιχείων του ρεύματος των  $\omega_h$  συχνοτήτων, πραγματοποιείται από τους όρους  $R_{h(s)}$  [50].

Από την βιβλιογραφία για μονοφασικό φωτοβολταϊκό αντιστροφέα, ο ελέγχου που βασίζεται στη στρατηγική  $V^2_{dc}$  για τον έλεγχο τάσης DC-link χρησιμοποιεί τους ελεγκτές PMR κατά την επικουρική υπηρεσία της αντιστάθμισης των αρμονικών συνιστωσών του ρεύματος. Επίσης λόγω του ότι ο PI ελεγκτής χαρακτηρίζεται ανεπαρκής ως προς την ικανότητα παρακολούθησης του ρεύματος για τον περιορισμό που έχει στη συχνότητα, ο PMR αποτελεί τον καταλληλότερο ελεγκτή για τον έλεγχο του ρεύματος σε φωτοβολταϊκό αντιστροφέα που εκτελεί επικουρικές υπηρεσίες [11].

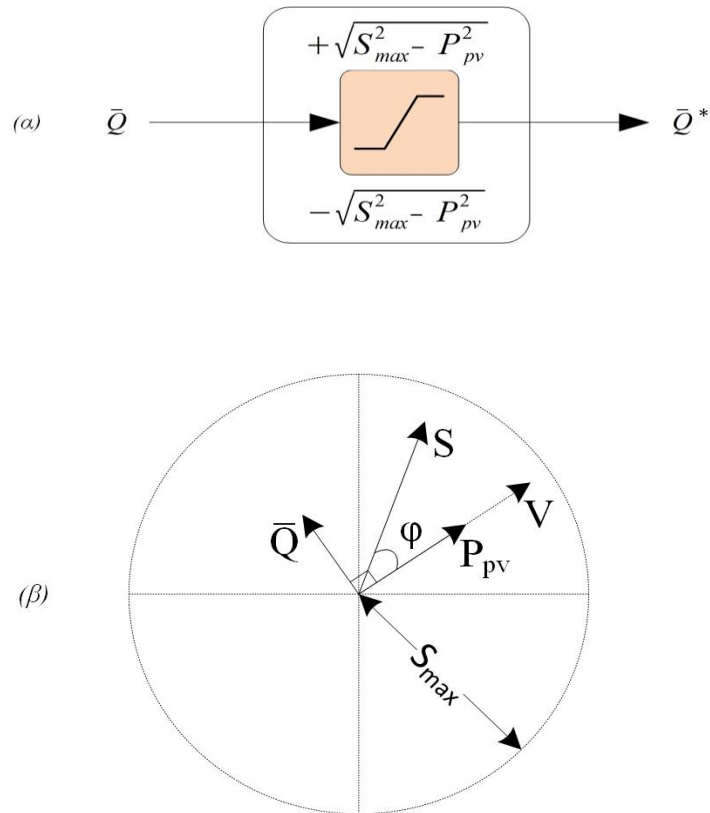
### 3.4 Δυναμικός κορεσμός στον φωτοβολταϊκό αντιστροφέα

Με την προσθήκη των επικουρικών υπηρεσιών προκύπτουν θέματα ασφάλειας στο φωτοβολταϊκό αντιστροφέα. Αρχικά το ρεύμα του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα δε θα πρέπει να ξεπερνά το ονομαστικό ρεύμα του κατασκευαστή. Σε περίπτωση που δεν τηρηθεί το ονομαστικό ρεύμα, υπάρχει αρνητική επίδραση στη διάρκεια ζωής και στην ασφάλεια του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα. Έτσι προκύπτει η ανάγκη για μεθόδους περιορισμού ρεύματος του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα κατά την υποστήριξη επικουρικών υπηρεσιών. Ο περιορισμός ρεύματος γίνεται πιο περίπλοκος στην περίπτωση που εκτελείται, από τον φωτοβολταϊκό αντιστροφέα η επικουρική υπηρεσία αντιστάθμισης του αρμονικού ρεύματος λόγω της ανάγνωσης αρμονικών συνιστωσών στο ρεύμα του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα. Στη βιβλιογραφία προτείνονται στρατηγικές ιεραρχικού ελέγχου ώστε να τηρείται το μέγιστο επιτρεπτό ρεύμα του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα [43].

Οι μέθοδοι δυναμικού κορεσμού χρησιμοποιούνται σε όλες τις στρατηγικές ελέγχου του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα (Σχήμα 3.1). Μεταξύ των στρατηγικών (Σχήμα 3.1), ο βρόχος ελέγχου που βασίζεται στη στρατηγική  $V^2_{dc}$  για έλεγχο τάσης DC-link έχει το πλεονέκτημα ότι παρέχει ήδη την αναφορά ενεργού ισχύος  $P$  που εγχέεται μέσω του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα [11].

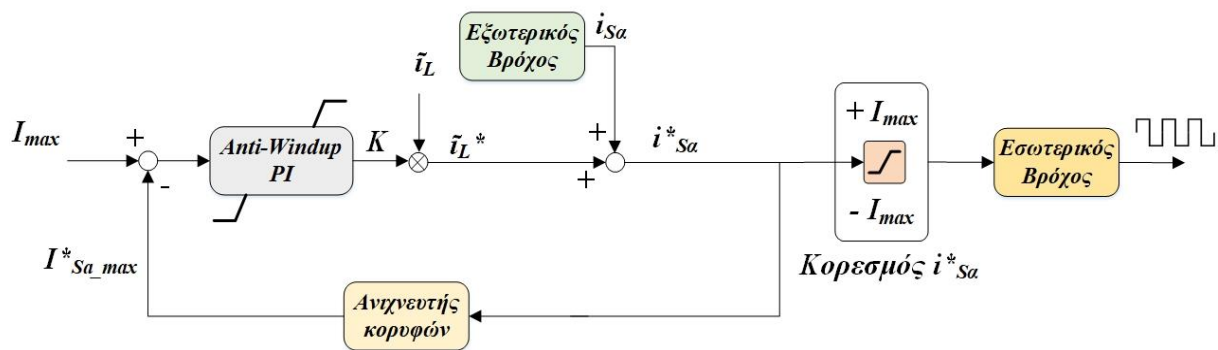
#### 3.4.1 Δυναμικός κορεσμός άεργης ισχύος

Η διάταξη ελέγχου κορεσμού άεργης ισχύος του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.2 (α), όπου το  $S_{max}$  είναι η ονομαστική ισχύς του αντιστροφέα, το  $P_{PV}$  είναι η ενεργός ισχύς που εγχέεται από τον φωτοβολταϊκό αντιστροφέα και  $Q$  είναι η άεργος ισχύς του φορτίου. Το όριο του κορεσμού υπολογίζεται με εύρεση του φάσσορα όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.2 (β). Έτσι η ισχύς  $S$  του αθροίσματος του φάσσορα μεταξύ  $P$  και  $Q$  θα πρέπει να ανήκει στην περιφέρεια της ακτίνας  $S_{max}$ . Διαφορετικά η αντιστάθμιση άεργου ισχύος θα είναι μερική, ώστε η λειτουργία του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα να είναι πάντα κάτω από το ονομαστικό ρεύμα [11].



**Σχήμα 3.2.** (α) Διάταξη ελέγχου κορεσμού άεργου ισχύος [11]. (β) Υπολογισμός φάσης για προσδιορισμό του ορίου κορεσμού [11].

### 3.4.2 Δυναμικός κορεσμός αρμονικού ρεύματος



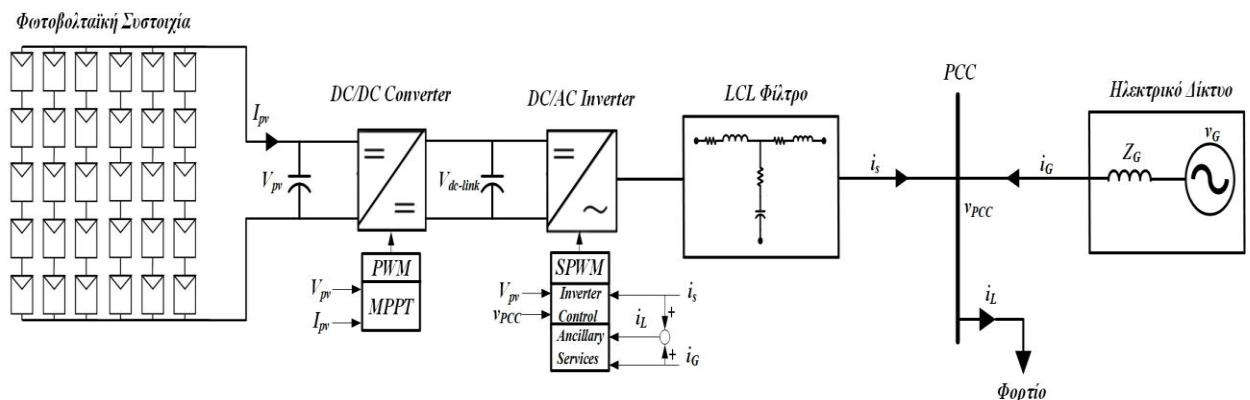
**Σχήμα 3.3.** Βρόχος ελέγχου κορεσμού αρμονικού ρεύματος για μονοφασικό αντιστροφέα [11].

Ο βρόχος ελέγχου κορεσμού του αρμονικού ρεύματος για μονοφασικό φωτοβολταϊκό αντιστροφέα βασίζεται σε σύστημα συντεταγμένων αβ (Σχήμα 3.1) και παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.3. Αρχικά υπολογίζεται το ρεύμα  $i_{sa}$  από τον εξωτερικό βρόχο και προστίθεται σε αυτό το αρμονικό ρεύμα φορτίου  $\tilde{i}_L$ , με αποτέλεσμα το  $i_{sa}^*$  το οποίο είναι το ρεύμα αναφοράς του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα. Η μέγιστη τιμή του  $i_{sa}^*$  εντοπίζεται μέσω αλγορίθμου ο

οποίος πραγματοποιεί ανίχνευση μεγίστων τιμών του σήματος  $i_{sa}^*$ . Κάθε φορά ανά περίοδο, η μέγιστη τιμή του σήματος  $i_{sa}^*$  που εντοπίζεται, συγκρίνεται με το ονομαστικό ρεύμα του αντιστροφέα  $I_{max}$ . Στη συνέχεια ένας ελεγκτής anti-windup PI, που περιορίζεται μεταξύ 0 και 1, δημιουργεί τον δυναμικό συντελεστή  $K$  ο οποίος δείχνει εάν πραγματοποιείται ολική ή μερική αντιστάθμιση αρμονικού ρεύματος. Ο κορεσμός στο Σχήμα 3.3, πριν τον εσωτερικό βρόχο, με όρια  $I_{max}$  και  $-I_{max}$  εξασφαλίζει ότι το στιγμιαίο ρεύμα του αντιστροφέα δεν υπερβαίνει το ονομαστικό ρεύμα κατά τη διάρκεια που ο συντελεστής  $K$  δεν έχει φθάσει στη μόνιμη κατάσταση [11].

## 4. Μοντελοποίηση του φωτοβολταϊκού συστήματος συνδεδεμένο με το δίκτυο σε Simulink

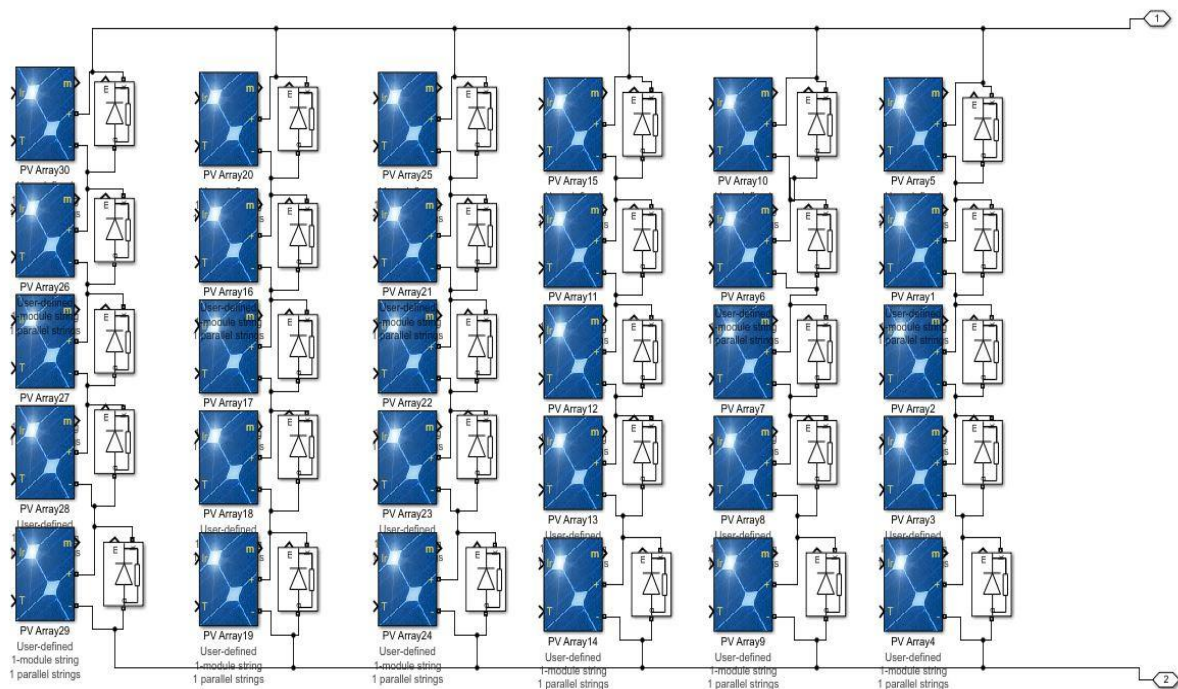
Στην παρούσα διπλωματική εργασία μελετήθηκε ένα μονοφασικό φωτοβολταϊκό σύστημα 10 kW, συνδεδεμένο με το ηλεκτρικό δίκτυο (grid-tied PV system) (Σχήμα 4.1). Το σύστημα αυτό έχει τη δυνατότητα να τροφοδοτεί με ηλεκτρική ενέργεια μία μεγάλη οικία και επιπλέον να παρέχει επικουρικές υπηρεσίες στο ηλεκτρικό δίκτυο. Το grid-tied φωτοβολταϊκό σύστημα αποτελείται από τις εξής μονάδες: (α) μία φωτοβολταϊκή συστοιχία σε εν σειρά και παράλληλη σύνδεση (τοπολογία SP), (β) ένα μετατροπέα ανύψωσης συνεχούς τάσης (Boost or step-up DC-DC converter), (γ) μία μονάδα ελέγχου MPPT, (δ) ένα αντιστροφέα DC-AC (inverter DC-AC), (ε) ένα κεντρικό σύστημα ελέγχου του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα για την τροφοδοσία ηλεκτρικής ενέργειας στην οικία και την παροχή επικουρικών υπηρεσιών στο δίκτυο, (ζ) ένα χαμηλοπερατό φίλτρο LCL, το οποίο είναι συνδεδεμένο στην έξοδο του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα, (η) το φορτίο που αντιπροσωπεύει τις ηλεκτρικές συσκευές της οικίας (ανάγκες της οικίας σε ηλεκτρική ενέργεια) και είναι συνδεδεμένο στο LCL φίλτρο και (θ) το ηλεκτρικό δίκτυο το οποίο είναι συνδεδεμένο με το φορτίο και τον φωτοβολταϊκό αντιστροφέα στο Σημείο Κοινής Σύζευξης (PCC). Η υλοποίηση των παραπάνω μονάδων έγινε με χρήση του λογισμικού Simulink-MATLAB.



**Σχήμα 4.1.** Το διάγραμμα του φωτοβολταϊκού συστήματος σε σύνδεση με το ηλεκτρικό δίκτυο (Grid-tied solar power system).

## 4.1 Φωτοβολταϊκή συστοιχία

Όπως αναφέρεται στο Κεφάλαιο 2.5 οι σημερινές εγκαταστάσεις φωτοβολταϊκών χρησιμοποιούν συνήθως τοπολογία SP λόγω του χαμηλού κόστους υλοποίησης. Στην τοπολογία αυτή, αρχικά γίνεται η σύνδεση των φωτοβολταϊκών πλαισίων σε σειρά ώστε να σχηματιστεί στα άκρα η τάση που απαιτείται από την εφαρμογή. Στη συνέχεια οι σειρές συνδέονται παράλληλα για να επιτευχθεί το ζητούμενο ρεύμα. Τέλος συνδέονται δίοδοι παράκαμψης (bypass diode) παράλληλα με τα άκρα σύνδεσης κάθε φωτοβολταϊκού πλαισίου της συστοιχίας. Η σύνδεση αυτή μειώνει τις απώλειες ισχύος και ενισχύει την προστασία των ηλιακών πλαισίων από αντίστροφα ρεύματα, σε κανονική ή υπό σκίαση λειτουργία. Αυτό το φαινόμενο παρατηρείται διότι το ρεύμα ρέει από υψηλή σε χαμηλή τάση. Έτσι όταν ένας ηλιακός συλλέκτης έχει κελιά που είναι μερικώς σκιασμένα, το ρεύμα ωθείται μέσω των σκιασμένων κυψελών χαμηλής τάσης.



Σχήμα 4.2. Η φωτοβολταϊκή συστοιχία τοπολογίας SP στο λογισμικό Simulink.

Για την υλοποίηση της φωτοβολταϊκής συστοιχίας στο λογισμικό Simulink έγινε χρήση του μπλοκ PV array από τη βιβλιοθήκη Simscape. Η φωτοβολταϊκή συστοιχία που υλοποιήθηκε στο λογισμικό Simulink παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.2 ενώ τα δεδομένα των ηλιακού πλαισίου και οι παράμετροι της διόδου παράκαμψης στον Πίνακα 4.1 και στον Πίνακα 4.2 αντίστοιχα.



**Πίνακας 4.1.****Λεδομένα μονάδας φωτοβολταϊκού πλαισίου**

Μέγιστη ισχύς (W)	339,84
Τάση ανοιχτοκύκλωσης $V_{OC}$ (V)	46,3
Τάση στο σημείο μέγιστης ισχύος $V_{mp}$ (V)	38,4
Συντελεστής θερμοκρασίας της $V_{OC}$ (%/deg.C)	-0,4
Κύτταρα ανά μονάδα (Ncell)	72
Ρεύμα βραχυκύκλωσης $I_{SC}$ (A)	9,35
Ρεύμα στο σημείο μέγιστης ισχύος $I_{mp}$ (A)	8,85
Συντελεστής θερμοκρασίας του $I_{SC}$ (%/deg.C)	0,05

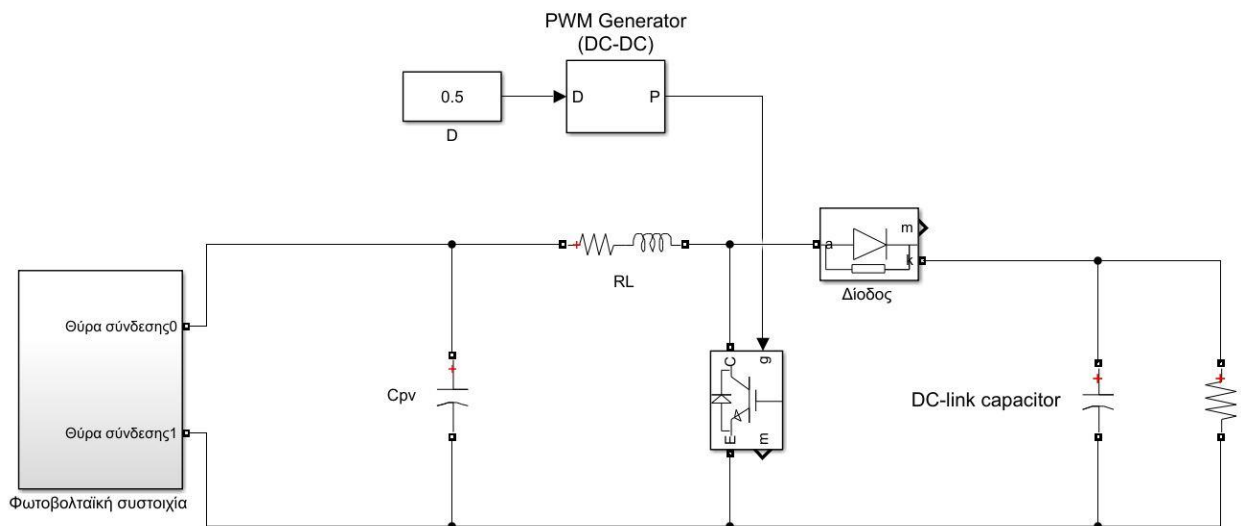
**Πίνακας 4.2.****Παράμετροι διόδου παράκαμψης (bypass diode)**

Αντίσταση $R_{on}$ (mOhm)	1
Τάση κατωφλίου $V_f$ (V)	0,8
Αντίσταση Snubber $R_s$ (Ohm)	500
Χωρητικότητα Snubber $\mu C_s$ (F)	0,25

## 4.2 Υλοποίηση του μετατροπέα ανύψωσης συνεχούς τάσης (Boost or step-up DC-DC converter) σε Simulink

Ο μετατροπέας DC-DC (DC-DC converter) είναι σημαντικός σε μονοφασικές εφαρμογές φωτοβολταϊκού συστήματος που είναι συνδεδεμένο με το δίκτυο. Ο πυκνωτής που εισάγεται στην έξοδο του μετατροπέα ανύψωσης DC-DC ονομάζεται πυκνωτής DC-link (Σχήμα 4.1 και Σχήμα 4.3) και αναφέρεται πιο αναλυτικά στο Κεφάλαιο 4.3. Ο πυκνωτής DC-link λειτουργεί ως διάυλος μεταξύ του μετατροπέα ανύψωσης DC-DC και του αντιστροφέα DC-AC. Ένας μετατροπέας ανύψωσης DC-DC παρέχει μια πιο ποιοτική τάση εξόδου με υψηλότερο δυναμικό, σε σχέση με τα συστήματα χωρίς μετατροπέα DC-DC. Έτσι, επειδή τα φωτοβολταϊκά πάνελ παρέχουν χαμηλή τάση εξόδου, χρησιμοποιείται ένας μετατροπέας ανύψωσης DC-DC για την επίτευξη της ονομαστικής τάσης εισόδου του αντιστροφέα DC-AC. Επίσης η επιλογή μετατροπέα DC-DC είναι απαραίτητη για την

αποτελεσματικότερη βελτιστοποίηση της ισχύος του φωτοβολταϊκού συστήματος σε κατάσταση μερικής σκίασης λόγω του φαινομένου σκίασης (shadowing effect). Το φαινόμενο σκίασης εμφανίζεται όταν ένα φωτοβολταϊκό σύστημα δε λαμβάνει το ίδιο επίπεδο προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας σε όλα τα φωτοβολταϊκά πλαίσια που περιέχει λόγω πχ. εμποδίων. Υπό αυτές τις συνθήκες, τα κύτταρα που δέχονται χαμηλότερο επίπεδο ακτινοβολίας μπορούν να απορροφήσουν ισχύ αντί να την παράγουν. Κατά το φαινόμενο αυτό είναι πιο δύσκολος ο προσδιορισμός του MPP [17].



**Σχήμα 4.3.** Ο μετατροπέας ανύψωσης τάσης DC-DC στο λογισμικό Simulink.

Ο μετατροπέας ανύψωσης τάσης DC-DC σχεδιάστηκε ξεχωριστά από το υπόλοιπο σύστημα έτσι ώστε να εξασφαλιστεί η σωστή λειτουργία του. Τοποθετήθηκε πηγή τάσης DC ως είσοδος και αντίσταση για την έξοδο. Οι μαθηματικές εξισώσεις για τον μετατροπέα ανύψωσης DC-DC που χρησιμοποιήθηκαν για την υλοποίηση του είναι [16]:

$$L_{min} = V_{in} \frac{(V_{out} - V_{in})}{\Delta I_L f_s V_{out}} \quad (4.1)$$

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (4.2)$$

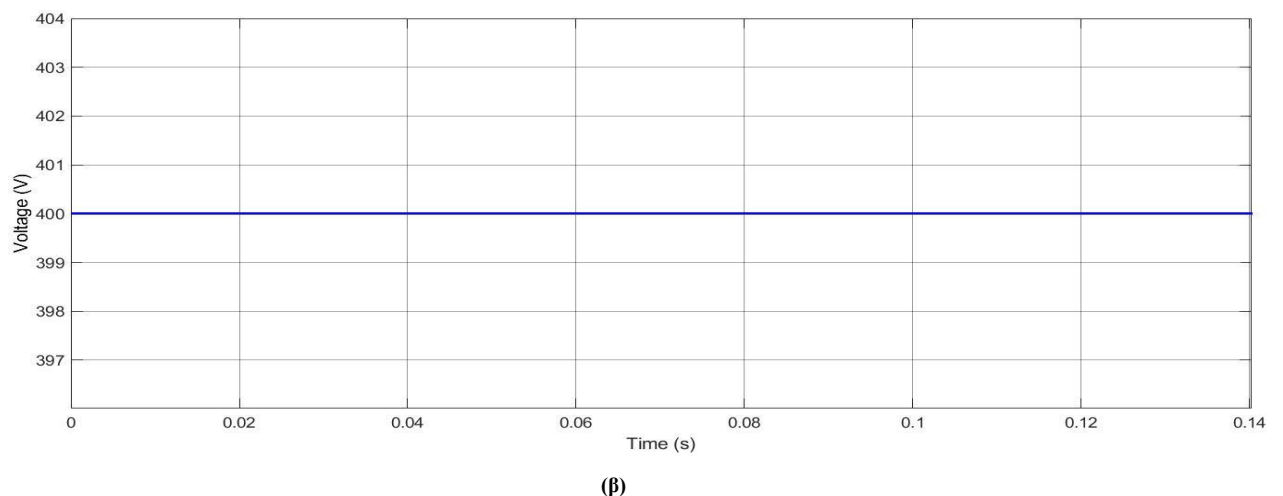
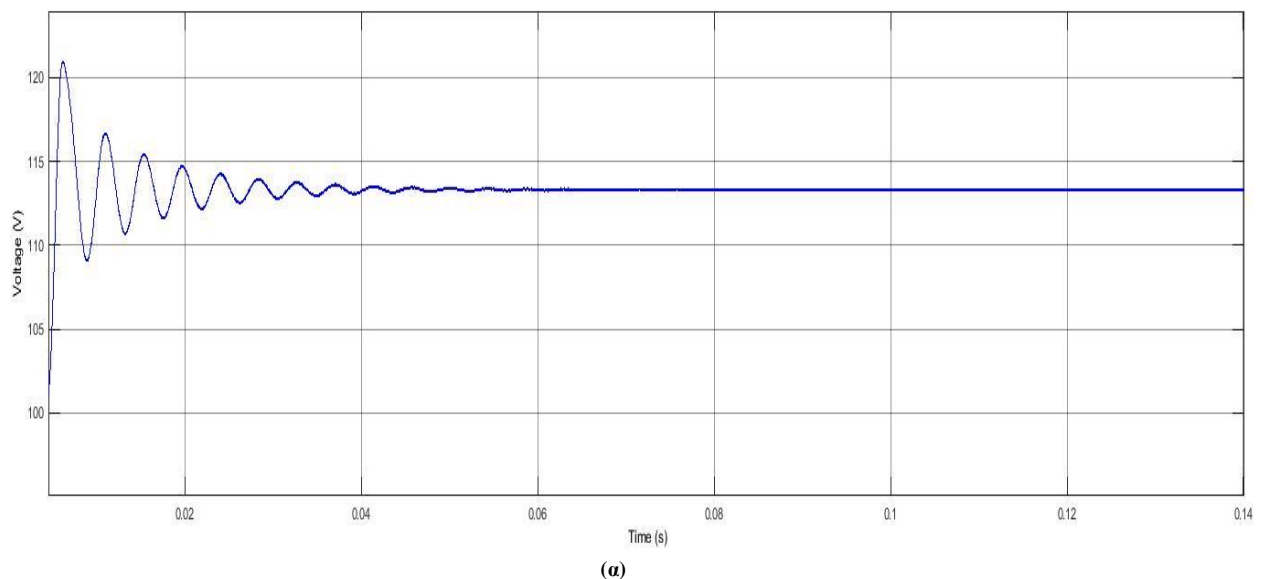
$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad (4.3)$$

όπου:

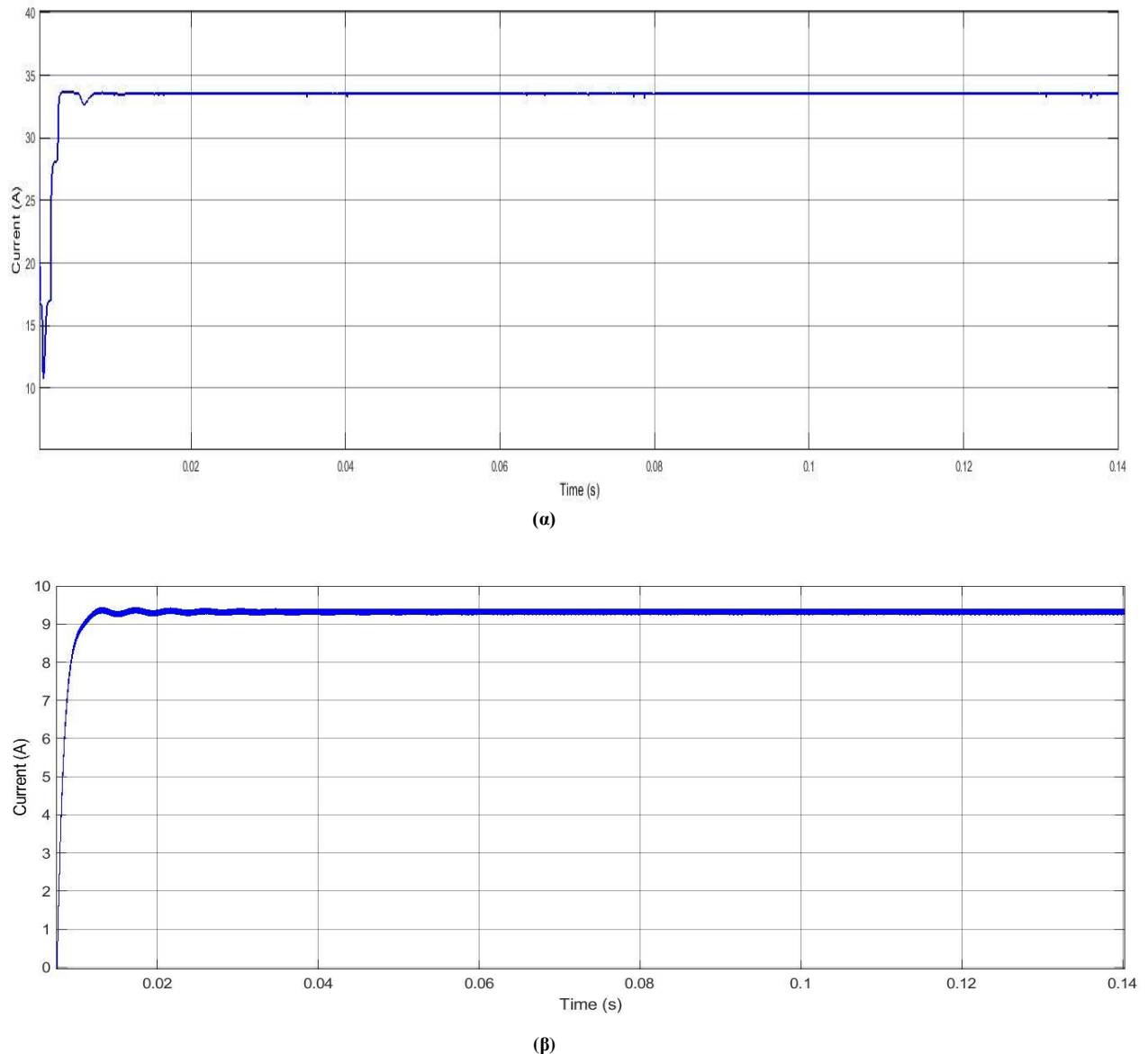
- $L_{min}$  - είναι η τιμή της ελάχιστης αυτεπαγωγής εισόδου του μετατροπέα ανύψωσης DC-DC, η οποία μέσω της (4.1) υπολογίζεται στα 5 mH
- $V_{in}$  - είναι η τάση εισόδου του μετατροπέα ανύψωσης DC-DC (V)

- $V_{out}$  - είναι η τάση εξόδου του μετατροπέα ανύψωσης DC-DC (V)
- $\Delta I_L$  - είναι το ρεύμα κυμάτωσης (A)
- $f_s$  - είναι η διακοπτική συχνότητα (Hz)
- $D$  - είναι ο κύκλος λειτουργίας (duty cycle)
- $t_{on}$  - είναι ο χρόνος για τον οποίο ο διακόπτης είναι ενεργοποιημένος (s)
- $T$  - είναι η περίοδος του παλμού (s)

Στη συνέχεια το μοντέλο του μετατροπέα ανύψωσης τάσης DC-DC θα πρέπει να προσαρμοστεί ώστε να έχει στην είσοδό του τη φωτοβολταϊκή συστοιχία και τον πυκνωτή εισόδου για να φιλτράρεται το ρεύμα που παράγεται από τη φωτοβολταϊκή συστοιχία. Επιπλέον τοποθετείται ως φίλτρο εξόδου ένας πυκνωτής καθώς και μια αντίσταση παράλληλα με τον πυκνωτή που αντιπροσωπεύει το φορτίο.



**Σχήμα 4.4.** Η τάση (α) εισόδου και (β) εξόδου του μετατροπέα ανύψωσης DC-DC σε συνάρτηση με το χρόνο.



**Σχήμα 4.5.** Το ρεύμα (α) εισόδου και (β) εξόδου του μετατροπέα ανύψωσης DC-DC σε συνάρτηση με το χρόνο.

Η λειτουργία του μετατροπέα ανύψωσης DC-DC ελέγχεται με την εφαρμογή παλμού PWM με διακοπτική συχνότητα 12kHz. Κατά τη λειτουργία του, ο κυματισμός (ripple) μετά τη σταθεροποίηση της τάσης και του ρεύματος εισόδου θα πρέπει να είναι μικρότερος του 1%.

Μετά από έλεγχο της κυμάτωσης της τάσης και του ρεύματος στην είσοδο και έξοδο του μετατροπέα DC-DC ώστε να είναι μικρότερη του 1%, υλοποιήθηκε το μοντέλο που φαίνεται στο Σχήμα 4.3. Το μοντέλο αυτό πληροί τις παραπάνω προδιαγραφές με χρήση πηνίου αυτεπαγωγής  $L = 5 \text{ mH}$ , πυκνωτή εισόδου  $C_{PV} = 93 \text{ } \mu\text{F}$  και πυκνωτή εξόδου  $C_{DC-link} = 90 \text{ mF}$ . Επίσης η τάση και το ρεύμα εισόδου και εξόδου του μετατροπέα DC-DC παρουσιάζονται στο Σχήμα 4.4 (α), (β) και Σχήμα 4.5 (α), (β) αντίστοιχα. Τα στοιχεία του μετατροπέα ανύψωσης παρουσιάζονται στον Πίνακα 4.3, ενώ οι παράμετροι του IGBT και της διόδου παρουσιάζονται στον Πίνακα 4.4.

**Πίνακας 4.3.**  
**Τα στοιχεία του μετατροπέα ανύψωσης τάσης DC-DC**

Αυτεπαγωγή πηνίου $L$ (mH)	5
Αντίσταση πηνίου $R_L$ (mOhm)	1
Χωρητικότητα πυκνωτή εισόδου $C_{PV}$ ( $\mu F$ )	93
Χωρητικότητα πυκνωτή εξόδου $C_{DC-link}$ (mF)	90

**Πίνακας 4.4.**  
**Παράμετροι του διακόπτη IGBT και της διόδου του μετατροπέα ανύψωσης DC-DC**

Εσωτερική αντίσταση του IGBT $R_{on}$ (mOhm)	10
Αντίσταση snubber του IGBT $R_s$ (kOhm)	100
Χωρητικότητα snubber του IGBT $C_s$ (F)	άπειρο
Αντίσταση της διόδου $R_{on}$ (mOhm)	1
Τάση κατωφλίου της διόδου $V_f$ (V)	0,8
Αντίσταση snubber της διόδου $R_s$ (Ohm)	500
Χωρητικότητα snubber της διόδου $C_s$ ( $\mu F$ )	0,25

**Πίνακας 4.5.**  
**Ισχύς εισόδου  $P_{in}$  και ισχύς εξόδου  $P_{out}$  του μετατροπέα ανύψωσης τάσης DC-DC**

Προσπίπτουσα ηλιακή ακτινοβολία ( $W/m^2$ )	$P_{in}$ (W)	$P_{out}$ (W)	$\eta$
500	1967	1946	98,97%
600	2830	2801	98,96%
700	3847	3810	99,04%
800	5021	4972	99,02%
900	6347	6285	99,02%
1000	7824	7751	99,06%

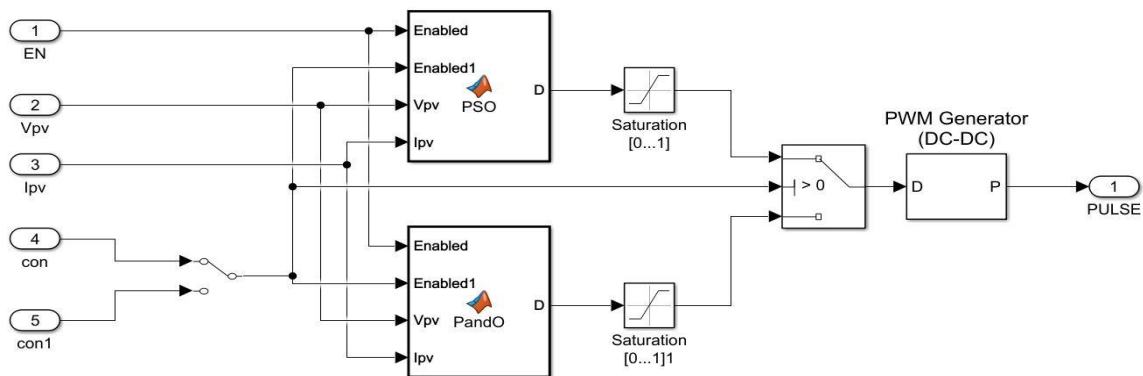
Ένα σημαντικό χαρακτηριστικό του μετατροπέα ανύψωσης τάσης DC-DC είναι η απόδοσή του ( $\eta$ ) η οποία υπολογίζεται συγκρίνοντας την ισχύ εισόδου  $P_{in}$  με την ισχύ εξόδου  $P_{out}$  (4.4). Στον Πίνακα 4.5 παρουσιάζονται οι μετρήσεις ισχύος που έγιναν με αλλαγή στις συνθήκες προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας και με φορτίο εξόδου μετατροπέα DC-DC στα 100 Ohm. Επιπλέον, οι μετρήσεις ισχύος δεν έγιναν με χρήση MPPT ενώ η θερμοκρασία της φωτοβολταϊκής συστοιχίας ήταν 25 °C. Η απόδοση ( $\eta$ ) του μετατροπέα ανύψωσης DC-DC δίνεται από τη σχέση:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (4.4)$$

όπου:

- $P_{in}$  - είναι η ισχύς εισόδου του μετατροπέα ανύψωσης τάσης DC-DC (W)
- $P_{out}$  - είναι η ισχύς εξόδου του μετατροπέα ανύψωσης τάσης DC-DC (W)

Τέλος, εφαρμόζεται αλγόριθμος ανίχνευσης σημείου μέγιστης ισχύος MPPT για τον έλεγχο του μετατροπέα και την εύρεση του σημείου μέγιστης ισχύος MPP της φωτοβολταϊκής συστοιχίας. Στο φωτοβολταϊκό σύστημα που υλοποιήθηκε γίνεται χρήση της μεθόδου P&O MPPT για ομοιόμορφες συνθήκες προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας και της μεθόδου PSO MPPT για μη-ομοιόμορφες συνθήκες προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας (περιπτώσεις μερικής σκίασης). Η μερική σκίαση που επηρεάζει περισσότερο την απόδοση του φωτοβολταϊκού συστήματος είναι η προβλέψιμη που προκαλείται λόγω διάφορων προμελετημένων συνθηκών (γειτονικό κτίριο, κοντινό δέντρο, στύλοι). Αυτή η μελέτη μπορεί να γίνει και με 3D αναπαράσταση του περιβάλλοντος ώστε να βρεθεί ποιες ώρες της ημέρας παρουσιάζεται μερική σκίαση στα φωτοβολταϊκά πάνελ [53]. Έτσι τις ώρες αυτές λειτουργεί ο αλγόριθμος PSO MPPT ενώ τις υπόλοιπες ο αλγόριθμος P&O MPPT. Στην προσομοίωση αυτό ενεργοποιείται χειροκίνητα, με διακόπτη. Για την υλοποίηση των αλγορίθμων MPPT (Σχήμα 4.6) γίνεται χρήση κώδικα Matlab. Όσον αφορά τη σύνδεσή του κώδικα MPPT με το υπόλοιπο μοντέλο στο Simulink, χρησιμοποιήθηκε η μονάδα MATLAB Function της βιβλιοθήκης του Simulink.



Σχήμα 4.6. Υλοποίηση MPPT στο λογισμικό Simulink.

### 4.3 Πυκνωτής DC-link για τη σύνδεση του μετατροπέα ανύψωσης DC-DC με τον αντιστροφέα DC-AC

Κατά τη σύνδεση μεταξύ των DC τμημάτων του μετατροπέα ανύψωσης DC-DC και του αντιστροφέα DC-AC δημιουργούνται διακυμάνσεις στην τάση. Οι διακυμάνσεις αυτές θα πρέπει να είναι μικρότερες του 1% της τάσης αναφοράς  $V_{dc}^*$ . Για τον περιορισμό αυτών των διακυμάνσεων, χρησιμοποιείται ο πυκνωτής DC-link ο οποίος λειτουργεί ως διάυλος μεταξύ του μετατροπέα DC-DC και του αντιστροφέα. Η ενέργεια που ρέει από τη φωτοβολταϊκή συστοιχία προς τον κόμβο του DC-link φορτίζει τον πυκνωτή, συνεπώς η τάση του αυξάνεται. Στην περίπτωση που το δίκτυο αντλεί ενέργεια ο πυκνωτής εκφορτίζεται με αποτέλεσμα η τάση του να μειώνεται. Με την επιλογή της κατάλληλης χωρητικότητας, ο πυκνωτής DC-link χρησιμοποιείται για τη διατήρηση των διακυμάνσεων της τάσης εισόδου του αντιστροφέα DC-AC κάτω από το 1% της τάσης αναφοράς  $V_{dc}^*$ . Έτσι μέσω του έλεγχου της τάσης του DC-link, που αναλύεται στο Κεφάλαιο 4.5.1, η τάση εισόδου του αντιστροφέα

DC-AC διατηρείται γύρω από την ονομαστική του τάση κρατώντας τον αντιστροφέα σε ασφαλή λειτουργία. Επιπλέον με το να λειτουργεί ο αντιστροφέας DC-AC στην ονομαστική του τάση διατηρείται η σωστή αντιστοιχία τάσης εισόδου αντιστροφέα DC-AC και τάσης δικτύου ώστε να μεταφέρεται με την καλύτερη δυνατή απόδοση η ισχύς εισόδου του αντιστροφέα DC-AC στο φορτίο ή και στο δίκτυο.

Η συχνότητα που εμφανίζεται στη σύνδεση DC είναι ίση με το διπλάσιο της συχνότητας του δικτύου (double line frequency). Αυτή η συχνότητα προκαλεί κυμάτωση (ripple) στην τάση του DC-link, η οποία υπολογίζεται με τον παρακάτω τύπο:

$$RF \% = \left[ \frac{V_{dcmax} - V_{dcmin}}{V_{ref}} \right] 100 \quad (4.5)$$

όπου:

- $V_{dcmax}$  - είναι η μέγιστη τιμή της κυμάτωσης της τάσης του DC-link (V)
- $V_{dcmin}$  - είναι η ελάχιστη τιμή της κυμάτωσης της τάσης του DC-link (V)
- $V_{ref}$  - είναι η τάση αναφοράς του DC-link (V). Η τάση αυτή αντιστοιχεί στην ονομαστική τάση εισόδου του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα DC-AC η οποία είναι 400 V και διατηρείται σε αυτή την τιμή μέσω του ελέγχου της τάσης του DC-link (Κεφάλαιο 4.5.1).

Η εξίσωση για τον υπολογισμό της χωρητικότητας του πυκνωτή DC-link ( $C_{DC-link}$ ) είναι:

$$C_{DC-link} = \frac{P_{pv}}{2 \omega V_{ripple} V_{DC-link}} \quad (4.6)$$

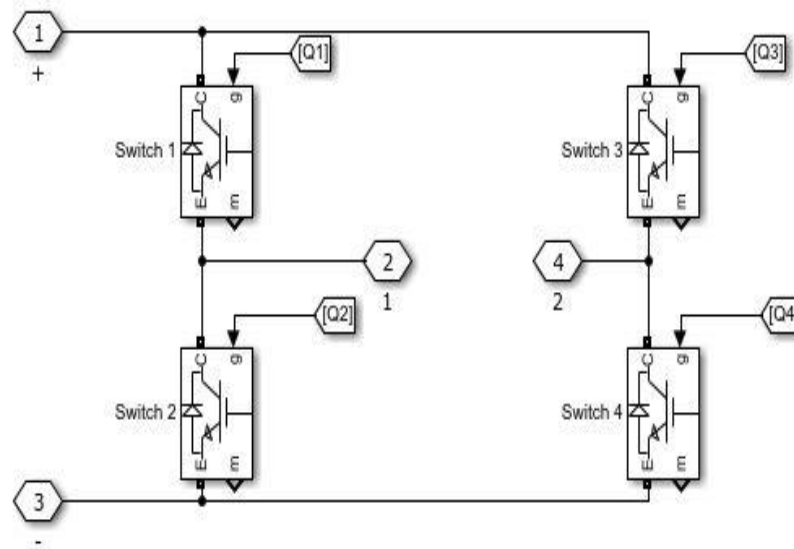
όπου:

- $P_{pv}$  - είναι η ισχύς της φωτοβολταϊκής συστοιχίας (W)
- $\omega$  - είναι η γωνιακή συχνότητα του δικτύου (rad/s)
- $V_{ripple}$  - είναι η κυμάτωσης της τάσης (ripple)
- $V_{DC-link}$  - είναι η DC τάση στο DC-link (V)

Στη συνέχεια με τη βοήθεια των (4.5) και (4.6) υπολογίζεται η χωρητικότητα του πυκνωτή DC-link ( $C_{DC-link}$ ). Η κατάλληλη κυμάτωση της τάσης στο DC-link ώστε να εξασφαλίζεται καλύτερη απόδοση των αλγορίθμων MPPT (P&O, PSO) θα πρέπει είναι μικρότερη του 1% της ονομαστικής τάσης εισόδου του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα DC-AC ( $V_o = 400$  V). Επίσης όταν λειτουργεί ο φωτοβολταϊκός αντιστροφέας στην ονομαστική του τάση με πολύ μικρή απόκλιση (μικρότερη του 1% της ονομαστικής τάσης) μεταφέρει την

ισχύ από την είσοδό του στην έξοδο (φορτίο) με την καλύτερη δυνατή απόδοση. Τα παραπάνω επιτυγχάνονται με πυκνωτή  $C_{DC-link} = 90 \text{ mF}$ .

#### 4.4 Υλοποίηση και έλεγχος του αντιστροφέα DC-AC



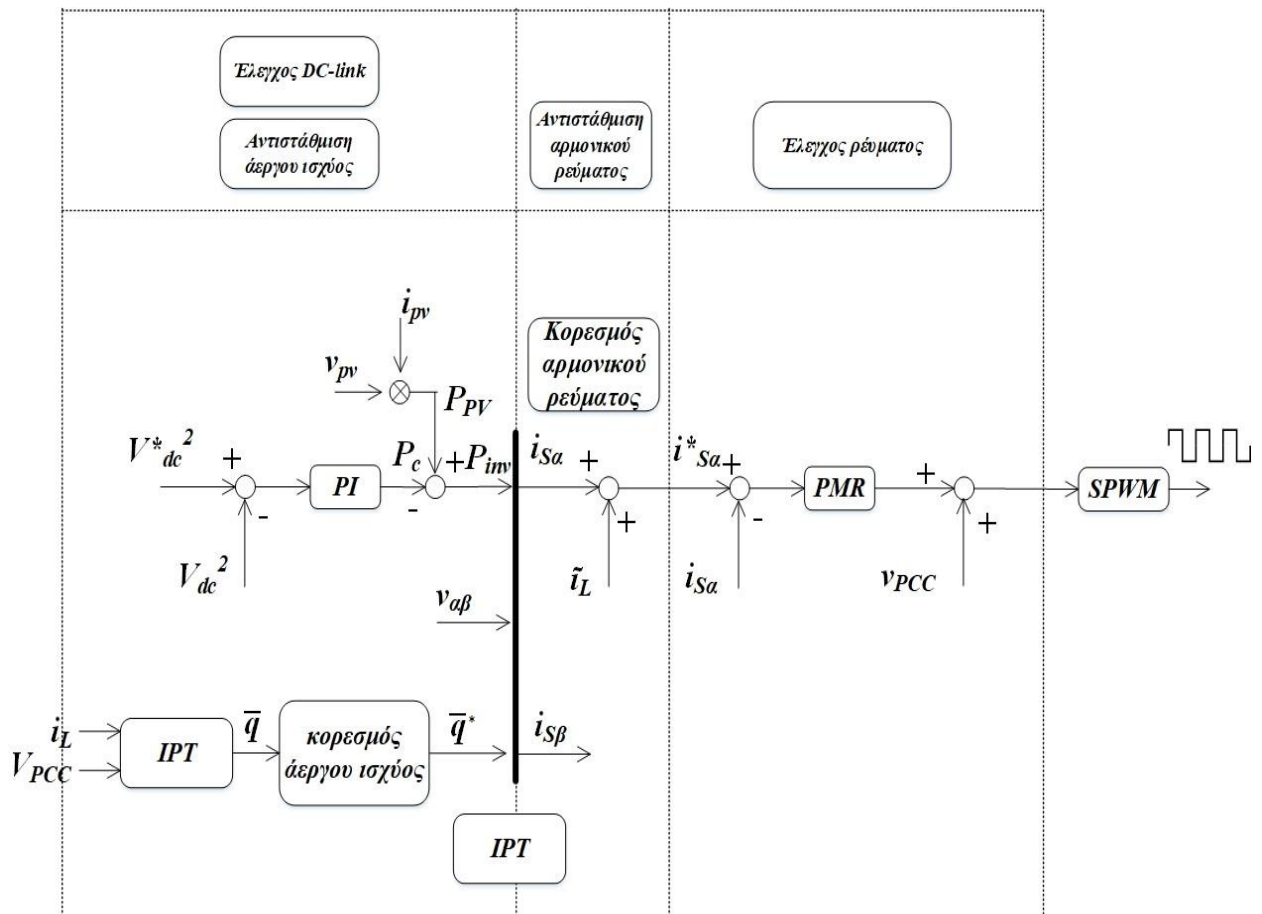
**Σχήμα 4.7.** Το μοντέλο του αντιστροφέα DC-AC με ημιαγωγικούς διακόπτες IGBT στο λογισμικό Simulink.

Για το φωτοβολταϊκό σύστημα χρησιμοποιήθηκε μονοφασικός αντιστροφέας DC-AC δύο επιπέδων (μέσω των παλμών οδήγησης των διακοπών ο φωτοβολταϊκός αντιστροφέας παράγει τάση εξόδου  $+V$ ,  $0$ ,  $-V$ ), όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.7. Οι διακόπτες του φωτοβολταϊκού αντιστροφέας είναι IGBT και οι παράμετροι τους αναφέρονται στον Πίνακα 4.6. Ο πυκνωτής DC-link ( $C_{DC-link}$ ) τοποθετείται στην είσοδο του αντιστροφέα όπως αναφέρεται στο Κεφάλαιο 4.3.

Πίνακας 4.6. Παράμετροι των διακοπών IGBT του αντιστροφέα DC-AC	
Εσωτερική αντίσταση των IGBT $R_{on}$ (mOhm)	10
Αντίσταση snubber των IGBT $R_s$ (kOhm)	100
Χωρητικότητα snubber των IGBT $C_s$ (F)	άπειρο

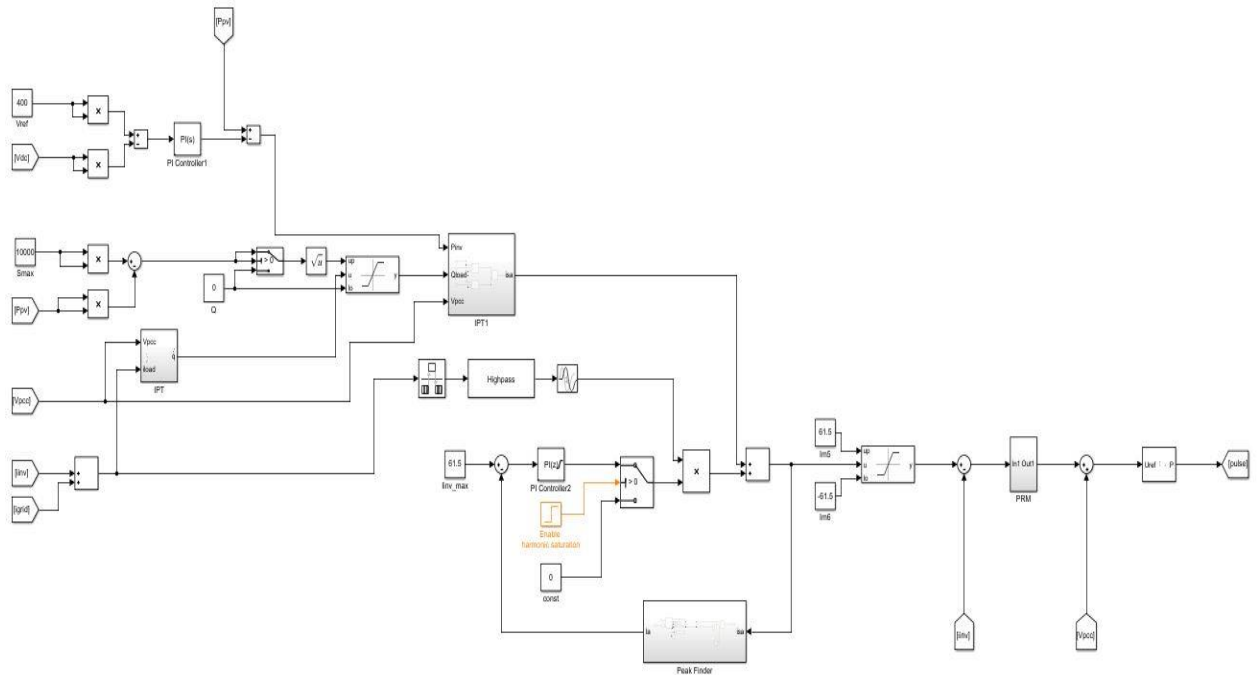


#### 4.5 Υλοποίηση ελέγχου του αντιστροφέα DC-AC



**Σχήμα 4.8.** Το διάγραμμα του συστήματος ελέγχου του αντιστροφέα DC-AC με στρατηγική  $V_{DC-link}^2$ .

Ο έλεγχος του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα DC-AC είναι πολύ σημαντικός για τη σωστή λειτουργία του φωτοβολταϊκού συστήματος. Η δομή ελέγχου του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα είναι υπεύθυνη για τη ροή ισχύος, το συγχρονισμό με το ηλεκτρικό δίκτυο, την παροχή επικουρικών υπηρεσιών σε αυτό και την ασφαλή λειτουργία του ίδιου του αντιστροφέα. Το μοντέλο ελέγχου που υλοποιήθηκε στο λογισμικό Simulink ακολουθεί τη στρατηγική ελέγχου που βασίζεται στον έλεγχο του τετραγώνου της τάσης του DC-link σε πλαίσιο αναφοράς αβ για μονοφασικούς αντιστροφείς, όπως έχει περιγραφεί στο Κεφάλαιο 3.2. Το διάγραμμα ελέγχου και η υλοποίηση σε Simulink φαίνονται αναλυτικά στο Σχήμα 4.8 και στο Σχήμα 4.9, αντίστοιχα. Η στρατηγική αυτή χρησιμοποιεί τη θεωρία στιγμιαίας ισχύος (instantaneous power theory - IPT), για μονοφασικά συστήματα, με σκοπό την εύρεση του ρεύματος αναφοράς του αντιστροφέα (3.1).



**Σχήμα 4.9.** Υλοποίηση ελέγχου του αντιστροφέα με στρατηγική  $V_{DC-link}^2$  στο λογισμικό Simulink.

#### 4.5.1 Βρόχος ελέγχου τάσης $V_{DC-link}$

Η τάση  $V_{DC-link}$  μεταξύ του μετατροπέα ανύψωσης τάσης DC-DC και του αντιστροφέα DC-AC (Σχήμα 4.9) θα πρέπει να είναι σταθερή. Έτσι εισάγεται ένας εξωτερικός βρόχος τάσης με PI ελεγκτή που παρακολουθεί την τάση αναφοράς  $V_{DC-link}^*$  για τη ρύθμιση της τάσης στον πυκνωτή DC-link. Η τάση αναφοράς  $V_{DC-link}^*$  είναι η ονομαστική τάση του αντιστροφέα που καθορίζει ο σχεδιαστής.

Η μέθοδος χρησιμοποιεί την τετραγωνική τάση του πυκνωτή  $C_{DC-link}$  για τον έλεγχο της τάσης DC-link διότι βασίζεται στην αυξητική αγωγιμότητα. Η συμπεριφορά του πυκνωτή μπορεί να αναπαρασταθεί από την ενέργεια  $W$  που είναι αποθηκευμένη σε αυτόν:

$$W = \frac{1}{2} C_{DC-link} V_{DC-link}^2 \quad (4.7)$$

όπου:

- $C_{DC-link}$  - είναι ο πυκνωτής στον κόμβο του DC-link (F)
- $V_{DC-link}$  - είναι η τάση στον κόμβο του DC-link (V)

Η παράγωγος της ενέργειας του πυκνωτή  $W$  ως προς τον χρόνο αντιπροσωπεύει τη στιγμιαία ισχύ  $P_c$  που είναι αποθηκευμένη στον πυκνωτή. Με αυτόν τον τρόπο για τη σχέση  $V_{DC-link}^2$  και  $P_c$  ισχύει ότι:

$$V_{DC-link}^2 = \frac{P_c}{2C_{DC-link} s} \quad (4.8)$$

Έτσι κατά τη σύγκριση του  $V_{DC-link}$  με το  $V_{DC-link}^*$ , το αποτέλεσμα ελέγχεται από τον PI ελεγκτή και προκύπτει η στιγμιαία μεταβολή ισχύος του πυκνωτή  $P_c$ . Οι παράμετροι του PI ελεγκτή  $K_p$  και  $K_i$ , ρυθμίζονται με την μέθοδο Ziegler–Nichols, εξασφαλίζοντας την επιθυμητή απόκριση της τάσης DC-link. Στη συνέχεια για την εύρεση του ρεύματος αναφοράς του αντιστροφέα  $i_{sa}$ , που διατηρεί την τάση στο DC-link σταθερή, αφαιρείται η  $P_c$  από την ισχύ της φωτοβολταϊκής συστοιχίας  $P_{pv}$  με βάση την παρακάτω σχέση που αφορά την ισχύ  $P_{inv}$  που εγχέεται μέσω του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα:

$$P_{inv} = P_{pv} + P_c \quad (4.9)$$

Λόγω της προσθήκης επικουρικών υπηρεσιών αντιστάθμισης άεργου ισχύος, για την εύρεση του ρεύματος αναφοράς  $i_{sa}$  θα πρέπει να υπολογιστεί η άεργος ισχύς  $Q$  του φορτίου. Έτσι, η  $Q$  ανιχνεύεται μέσω της θεωρίας στιγμιαίας ισχύος (IPT). Στη συνέχεια πραγματοποιείται έλεγχος κορεσμού άεργου ισχύος ώστε να μην ξεπεραστεί η μέγιστη ισχύς που εγχέεται από τον αντιστροφέα. Έτσι προκύπτει η επιτρεπτή άεργος ισχύς  $Q^*$  που μπορεί να προσφέρει ο φωτοβολταϊκός αντιστροφέας στο φορτίο. Στη συνέχεια μέσω της (3.1) με χρήση των  $P_{inv}$ ,  $Q^*$  και της τάσης  $V_{pcc}$  υπολογίζεται το θεμελιώδες ρεύμα του φορτίου  $i_a$ .

Στην περίπτωση που το σύστημα έχει αρμονικές συνιστώσες, το ρεύμα αναφοράς στη βασική συχνότητα  $i_a$  αθροίζεται με το ρεύμα ταλάντωσης  $\tilde{i}_L$ , δημιουργώντας την αναφορά ρεύματος του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα  $i_{sa}^*$ . Τέλος, ο αναλογικός ελεγκτής πολλαπλών συντονισμών (PMR) του ρεύματος συντονίζεται, σύμφωνα με το Κεφάλαιο 3.3, για κάθε συχνότητα ρεύματος για την οποία εκτελείται απόσβεση αρμονικών μέσω του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα. Στη συνέχεια μέσω του ελεγκτή PMR προκύπτει η τάση διαμόρφωσης του αντιστροφέα  $v_{sa}^*$ , που αθροίζεται με την τάση  $V_{PCC}$  και ρυθμίζει τους παλμούς του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα μέσω του αλγορίθμου SPWM (Σχήμα 4.8 και Σχήμα 4.9).

#### 4.5.2 Υλοποίηση μονάδας ανίχνευσης αρμονικών συνιστωσών

Η ανίχνευση αρμονικών γίνεται συνήθως με βάση τη θεωρία στιγμιαίας ισχύος (IPT) για μονοφασικά συστήματα όπως αναφέρεται και στο Κεφάλαιο 3.2. Έτσι, αρχικά υπολογίζεται η ενεργός ισχύς  $P$  και η άεργος ισχύς  $Q$  από τις σχέσεις (4.10) και (4.11) αντίστοιχα:

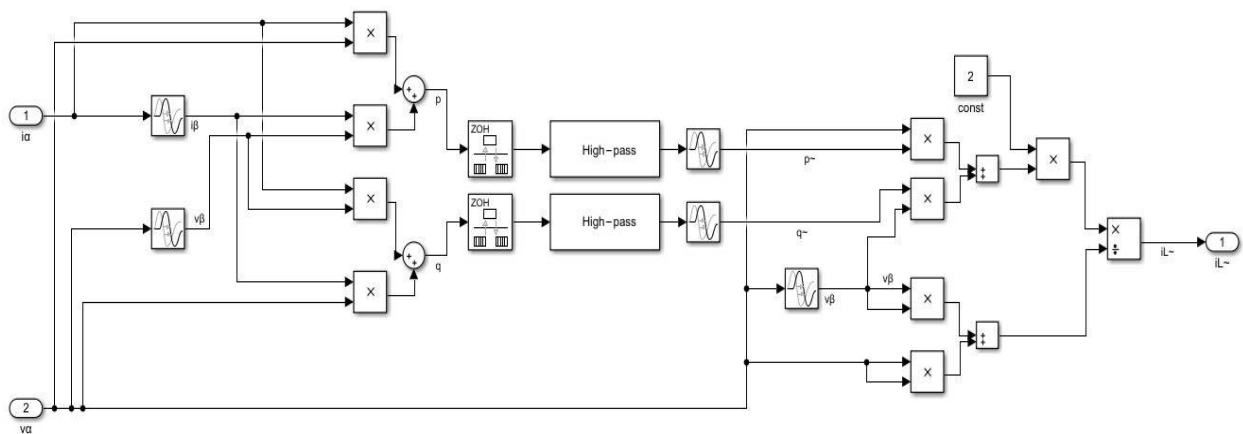
$$P = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \quad (4.10)$$

$$Q = v_\alpha i_\beta - v_\beta i_\alpha \quad (4.11)$$

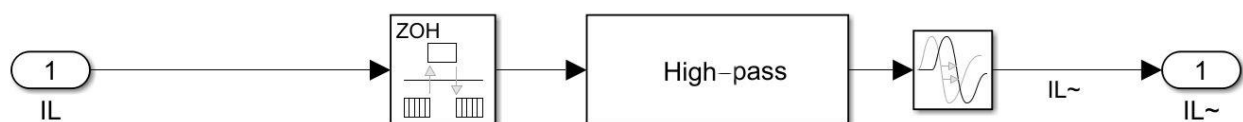
όπου:

- $v_\alpha$  - είναι η τάση  $V_{PCC}$  (V)
- $v_\beta$  - είναι η τάση  $v_\alpha$  με αρχική φάση  $\pi/2$  (V)
- $i_\alpha$  - είναι το ρεύμα (A)
- $i_\beta$  - είναι το ρεύμα  $i_\alpha$  με αρχική φάση  $\pi/2$  (A)

Το ρεύμα και η τάση στο PCC μπορεί να περιέχουν αρμονικές συνιστώσες. Μέσω υψιπερατού φίλτρου (high-pass filter) διαχωρίζεται από την P και Q, η ισχύς που έχει δημιουργηθεί από αρμονικές συνιστώσες του ρεύματος και της τάσης στο PCC. Στη συνέχεια το ρεύμα που περιέχει τις αρμονικές συνιστώσες υπολογίζεται με βάση την (3.1). Η υλοποίηση αυτή παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.10. Επίσης το ρεύμα που περιέχει τις αρμονικές συνιστώσες μπορεί να υπολογιστεί με απευθείας φιλτράρισμα του ρεύματος του φορτίου  $i_L$  μέσω υψιπερατού φίλτρου (Σχήμα 4.11). Η υλοποίηση αυτή κάνει τον έλεγχο πιο γρήγορο αν θεωρηθεί ότι όλες οι αρμονικές συνιστώσες είναι στο ρεύμα του φορτίου.



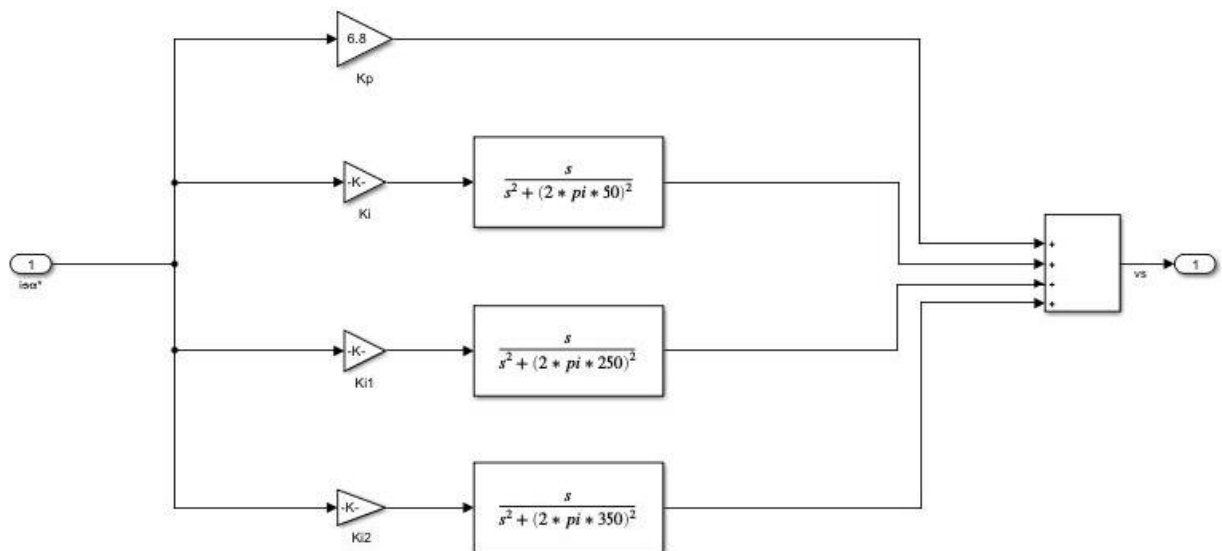
**Σχήμα 4.10.** Υλοποίηση της ανίχνευσης αρμονικών συνιστωσών μέσω IPT στο λογισμικό Simulink.



**Σχήμα 4.11.** Εναλλακτική υλοποίηση για την ανίχνευση αρμονικών συνιστωσών με διαχωρισμό των αρμονικών συνιστωσών από το ρεύμα του φορτίου μέσω υψιπερατού φίλτρου στο λογισμικό Simulink.

### 4.5.3 Υλοποίηση του ελεγκτή PMR

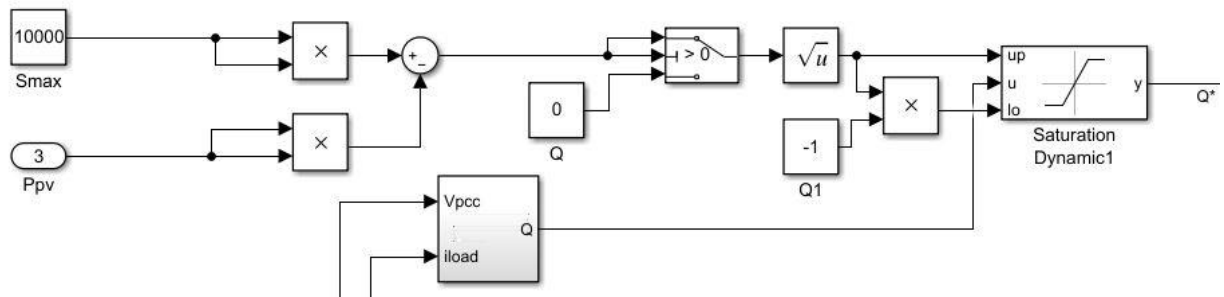
Τα κέρδη του ελεγκτή PMR ρυθμίστηκαν με βάση τη μεθοδολογία που αναφέρθηκε στο Κεφάλαιο 3.3. Για κάθε αρμονική συνιστώσα χρησιμοποιείται και ένας ελεγκτής R ο οποίος ρυθμίζεται ξεχωριστά. Στη συνέχεια αθροίζονται οι έξοδοι των ελεγκτών R και σχηματίζεται ένας ελεγκτής PMR. Στη υλοποίηση του PMR χρησιμοποιήθηκε η συχνότητα δικτύου 50 Hz. Επιπλέον για τις αντισταθμίσεις των αρμονικών συνιστωσών του ρεύματος των μη-γραμμικών φορτίων της προσομοίωσης, χρησιμοποιήθηκαν οι συχνότητες 250 Hz (5η αρμονική) και 350 Hz (7η αρμονική). Έτσι ο ελεγκτής PMR κάνει χρήση ενός PR ελεγκτή για την θεμελιώδη συχνότητα και δύο ακόμη για τις αρμονικές αντισταθμίσεις της 5ης και 7ης αρμονικής όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.12.



Σχήμα 4.12. Υλοποίηση του PMR ελεγκτή στο λογισμικό Simulink.

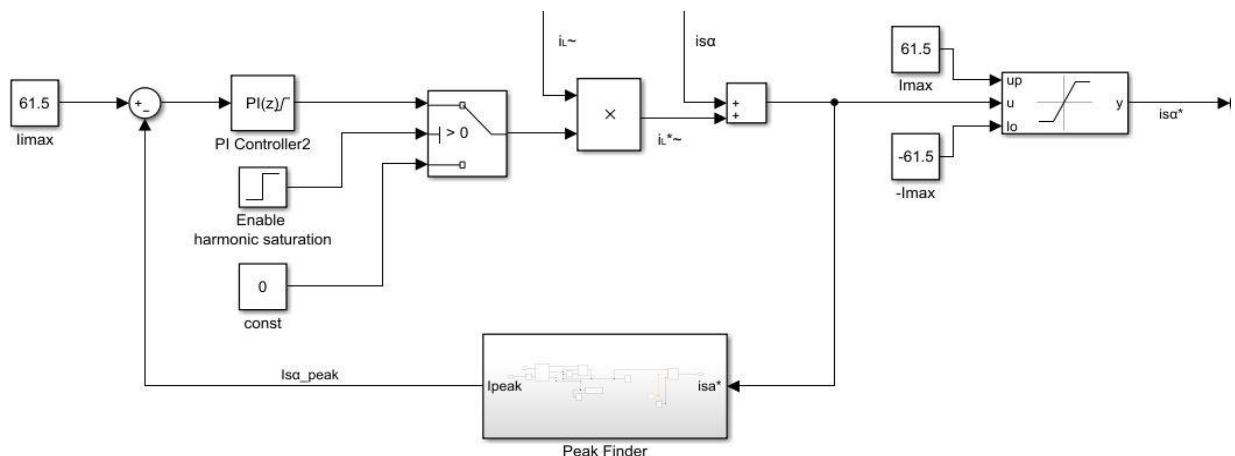
### 4.5.4 Υλοποίηση του δυναμικού ελέγχου κορεσμού άεργης ισχύος

Η υλοποίηση του δυναμικού ελέγχου κορεσμού άεργου ισχύος αποσκοπεί στο να διατηρείται η ισχύς του αντιστροφέα κάτω από την ονομαστική ισχύ ώστε να διασφαλίζεται η σωστή λειτουργία του. Ο αντιστροφέας κατά κύριο λόγο προσφέρει ενεργό ισχύ στα φορτία και στο δίκτυο. Όμως, σε περίπτωση που λειτουργεί κάτω από το ονομαστικό ρεύμα μπορεί να λειτουργεί και ως αντισταθμιστής άεργου ισχύος. Έτσι με βάση το Κεφάλαιο 3.4.1 η σχεδίαση του δυναμικού κορεσμού άεργου ισχύος στο λογισμικό Simulink παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.13.



**Σχήμα 4.13.** Υλοποίηση του δυναμικού ελέγχου κορεσμού άεργου ισχύος στο λογισμικό Simulink.

#### 4.5.5 Υλοποίηση του δυναμικού ελέγχου κορεσμού αρμονικού ρεύματος



**Σχήμα 4.14.** Υλοποίηση του δυναμικού ελέγχου κορεσμού αρμονικού ρεύματος στο λογισμικό Simulink.

Η χρήση ελέγχου κορεσμού αρμονικού ρεύματος στην υλοποίηση του φωτοβολταϊκού συστήματος αποσκοπεί στην διασφάλιση ότι ο αντιστροφέας θα εκτελεί την επικοινωνία της αντιστάθμισης αρμονικού ρεύματος μόνο όταν λειτουργεί με ρεύμα χαμηλότερο του ονομαστικού. Ο σχεδιασμός της μονάδας έχει περιγραφεί στο Κεφάλαιο 3.4.2 και η υλοποίηση σε Simulink παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.14.

Η εύρεση της μέγιστης τιμής του ρεύματος αναφοράς του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα  $i_{sa}^*$  από τη μονάδα Peak Finder (Σχήμα 4.14), πραγματοποιείται μέσω κώδικα Matlab και εισάγεται στο Simulink με τη χρήση της μονάδας Matlab Function. Κατά την εκτέλεση, ελέγχονται δείγματα του ρεύματος αναφοράς του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα  $i_{sa}^*$  ανά θεμελιώδη περίοδο. Έτσι, η μέγιστη τιμή της κάθε περιόδου, που είναι η έξοδος του Peak

Finder, συγκρίνεται στη συνέχεια με το ονομαστικό ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα. Τέλος, οι παράμετροι  $K_p$  και  $K_i$  του anti-wind-up PI ελεγκτή, που παράγει τον συντελεστή  $K$  της διαδικασίας απόσβεσης αρμονικών, ρυθμίζονται με την μέθοδο Ziegler–Nichols.

## 4.6 Υλοποίηση του φίλτρου LCL του αντιστροφέα DC-AC

Στην υλοποίηση του grid-tied φωτοβολταϊκού συστήματος (Σχήμα 4.1), στην έξοδο του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα τοποθετείται ένα χαμηλοπερατό φίλτρο LCL. Στη συνέχεια το φίλτρο συνδέεται με το φορτίο και με το ηλεκτρικό δίκτυο. Το φίλτρο LCL αποσκοπεί στη βελτίωση της ποιότητας ισχύος με βάση το συντελεστή THD. Οι διαταραχές στην ποιότητα ισχύος προκαλούνται κυρίως από τους ημιαγωγικούς διακόπτες του αντιστροφέα DC-AC καθώς και από μη-γραμμικά φορτία που είναι συνδεδεμένα σε αυτόν. Το πρώτο βήμα για τον σχεδιασμό του φίλτρου LCL είναι ο υπολογισμός του πηνίου από την πλευρά του αντιστροφέα DC-AC, με τη σχέση [51]:

$$L_{inv} = \frac{V_{DC-link}}{16f_s \Delta I_L} \quad (4.12)$$

όπου:

- $L_{inv}$  - είναι το πηνίο στην πλευρά του αντιστροφέα DC-AC (H)
- $f_s$  - είναι η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα DC-AC (Hz)
- $V_{DC-link}$  - είναι η απαιτούμενη τάση στον κόμβο DC-link (V)
- $\Delta I_L$  - είναι η κυμάτωση του ρεύματος του αντιστροφέα DC-AC (10% του ονομαστικού ρεύματος της φάσης)

Η κυμάτωση (ripple) του ρεύματος του αντιστροφέα DC-AC υπολογίζεται ως [51]:

$$\Delta I_L = 0.1 \frac{\sqrt{2}P}{V_G} \quad (4.13)$$

όπου:

- $P$  - είναι η ονομαστική ισχύς του συστήματος (W)
- $V_G$  - είναι η τάση του δικτύου (V)

Στη συνέχεια με τη χρήση των (4.12) και (4.13) υπολογίζεται το πηνίο  $L_{inv}$ . Για να ισχύει ότι η κυμάτωση του ρεύματος στο πηνίο από την πλευρά του αντιστροφέα είναι μικρότερη από 10% ρυθμίζεται στην τιμή  $L_{inv} = 2 \text{ mH}$ . Μετά τον υπολογισμό του πηνίου  $L_{inv}$ , υπολογίζεται το πηνίο  $L_{grid}$  του φίλτρου LCL στην πλευρά του ηλεκτρικού δικτύου, με τη σχέση [51]:

$$L_{grid} = 0.6 L_{inv} \quad (4.14)$$

Η χωρητικότητα του πυκνωτή  $C_f$  του φίλτρου LCL υπολογίζεται από τη σχέση [51]:

$$C_f = 0.05 \frac{P}{\omega_G V_G^2} \quad (4.15)$$

όπου:

- $P$  – είναι η ονομαστική ισχύς του συστήματος (W)
- $\omega_G$  – είναι η γωνιακή συχνότητα του δικτύου (rad/s)
- $V_G$  – είναι η τάση του δικτύου (V)

Στη συνέχεια, με τη βοήθεια της (4.15) υπολογίζεται ο πυκνωτής  $C_f$ , στα 6,33  $\mu\text{F}$ . Λόγω του ότι το φίλτρο LCL παρουσιάζει συχνότητα συντονισμού που επηρεάζει την λειτουργία του φίλτρου LCL και κάνει ασταθές το σύστημα θα πρέπει να προστεθεί μια αντίσταση απόσβεσης  $r_d$  σε σειρά με τον πυκνωτή φίλτρου. Η αντίσταση αυτή αποτρέπει τα παραπάνω και προκύπτει από τη σχέση [51]:

$$r_d = \frac{1}{3 \omega_o C_f} \quad (4.16)$$

όπου:

- $r_d$  – είναι η αντίσταση απόσβεσης του φίλτρου LCL (Ohm)
- $\omega_o$  – είναι η γωνιακή συχνότητα συντονισμού του φίλτρου LCL (rad/s)
- $V_G$  – είναι η τάση του δικτύου (V)
- $C_f$  – είναι η χωρητικότητα πυκνωτή (F)



Η συχνότητα συντονισμού  $f_o$  του φίλτρου LCL υπολογίζεται με τη χρήση της σχέσης [51]:

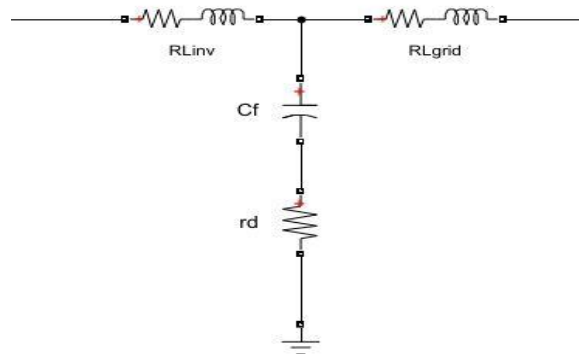
$$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_{inv} + L_{grid}}{L_{inv} L_{grid} C_f}} \quad (4.17)$$

όπου:

- $f_o$  – είναι η συχνότητα συντονισμού του φίλτρου LCL (Hz)
- $L_{inv}$  – είναι το πηνίο στην πλευρά του αντιστροφέα DC-AC (H)
- $L_{grid}$  – είναι το πηνίο στην πλευρά του δικτύου (H)
- $C_f$  – είναι η χωρητικότητα πυκνωτή (F)

Η αντίσταση απόσβεσης  $r_d$  με τη βοήθεια των (4.16) και (4.17) υπολογίζεται στην τιμή  $r_d = 5$  Ohm. Η υλοποίηση σε Simulink απεικονίζεται στο Σχήμα 4.15, ενώ στον Πίνακα 4.7 καταγράφονται όλες οι παράμετροι του φίλτρου LCL που σχεδιάστηκε.

Πίνακας 4.7. Παράμετροι του χαμηλοπερατού φίλτρου LCL	
Αντιστάσεις πηνίων $R_L$ (mOhm)	10
Πηνίο $L_{inv}$ (mH)	2
Πηνίο $L_{grid}$ (mH)	1,2
Πυκνωτής $C_f$ (μF)	6,33
Αντίσταση $r_d$ (Ohm)	5
Συχνότητα συντονισμού $f_o$ (Hz)	2309,87

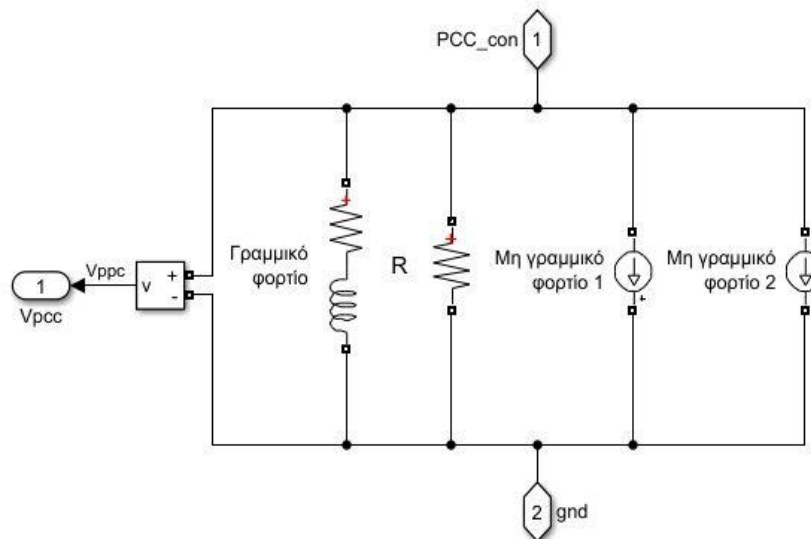


**Σχήμα 4.15.** Υλοποίηση του χαμηλοπερατού φίλτρου LCL στο λογισμικό Simulink.

## 4.7 Σύνδεση του συνολικού φωτοβολταϊκού συστήματος με το φορτίο και το ηλεκτρικό δίκτυο

Με βάση το Σχήμα 4.1 στο φίλτρο εξόδου του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα συνδέεται παράλληλα το φορτίο και το ηλεκτρικό δίκτυο στο σημείο PCC. Το φορτίο αναπαριστά την ενεργό και άεργο ισχύ των συσκευών μιας μεγάλης οικίας. Η συνολική ισχύς του φορτίου είναι  $S = 10526 \text{ kVA}$  με συντελεστή ισχύος  $Pf = 0,95$ . Έτσι το φορτίο είναι ωμικό και επαγωγικό. Επιπλέον το φορτίο, όπως έχει αναφερθεί στο Κεφάλαιο 3.1, μπορεί να δημιουργεί αρμονικές συνιστώσες στην περίπτωση που χρησιμοποιεί ηλεκτρονικά ισχύος. Τα μη-γραμμικά φορτία δημιουργούν αρμονικές συνιστώσες. Για την αναπαράσταση του μη-γραμμικού φορτίου δημιουργούνται αρμονικά ρεύματα με τη χρήση δύο πηγών εναλλασσόμενου ρεύματος  $I_{p1} = 9 \text{ A}$  με συχνότητα  $f_1 = 250 \text{ Hz}$  και  $I_{p2} = 3 \text{ A}$  με συχνότητα  $f_2 = 350 \text{ Hz}$ . Η υλοποίηση του φορτίου στο Simulink παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.16 και οι παράμετροι του στον Πίνακα 4.8.

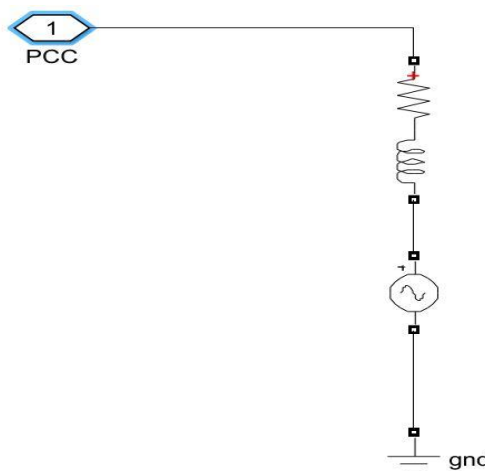
Πίνακας 4.8. Παράμετροι του φορτίου	
Ενεργός ισχύς $P \text{ (W)}$	10000
Επαγωγική άεργος ισχύς $Q_L \text{ (W)}$	3287
Συντελεστής ισχύος $Pf$	0,95
Ονομαστική τάση $V_{n\_rms} \text{ (V)}$	230
Ονομαστική συχνότητα του φορτίου $RL \text{ } f_n \text{ (Hz)}$	50
Πηγή ρεύματος #1 $I_{p1} \text{ (A)}$	9
Συχνότητα πηγής ρεύματος #1 $f_1 \text{ (Hz)}$	250
Πηγή ρεύματος #2 $I_{p2} \text{ (A)}$	2
Συχνότητα πηγής ρεύματος #2 $f_2 \text{ (Hz)}$	350
Βοηθητική αντίσταση σύνδεσης $R \text{ (kOhm)}$	10



**Σχήμα 4.16.** Υλοποίηση του φορτίου στο λογισμικό Simulink.

Τέλος το ηλεκτρικό δίκτυο αναπαριστάται από μια πηγή εναλλασσόμενης τάσης καθώς και ένα δίκτυο RL σε σειρά συνδεδεμένο σε σειρά στο θετικό πόλο της πηγής. Το δίκτυο RL αντιπροσωπεύει την αυτεπαγωγή της γραμμής σύνδεσης με το ηλεκτρικό δίκτυο. Η υλοποίηση του ηλεκτρικού δικτύου έγινε με χρήση του λογισμικού Simulink και παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.17 ενώ οι παράμετροί του στον Πίνακα 4.9.

Πίνακας 4.9. Παράμετροι του ηλεκτρικού δικτύου	
Τάση $V_{G\_rms}$ (V)	230
Συχνότητα δικτύου $f$ (Hz)	50

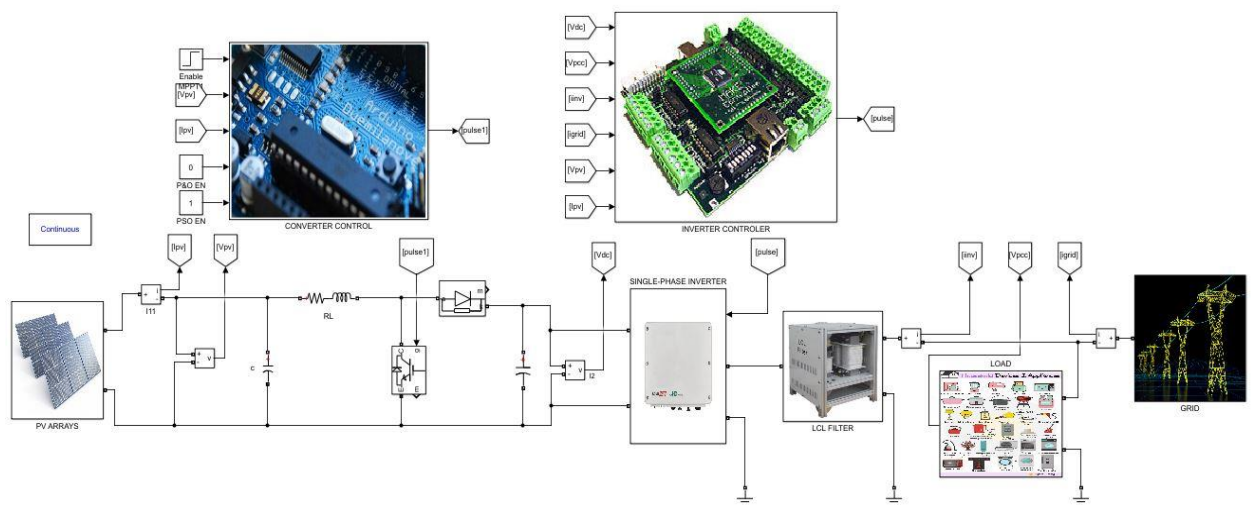


**Σχήμα 4.17.** Υλοποίηση του ηλεκτρικού δικτύου στο λογισμικό Simulink.

## 4.8 Απόδοση φωτοβολταϊκού συστήματος

Μετά την υλοποίηση του φωτοβολταϊκού συστήματος στο Simulink (Σχήμα 4.18) υπολογίζεται η απόδοση του  $\eta_{inv}$  με βάση τη σχέση (4.4). Έτσι η απόδοση  $\eta_{inv}$  του φωτοβολταϊκού συστήματος καθορίζεται συγκρίνοντας την ισχύ εισόδου του μετατροπέα DC-DC  $P_{PV}$  με την ισχύ εξόδου DC-AC  $P_{out\_inv}$ . Οι μετρήσεις ισχύος  $P_{PV}$  και  $P_{out\_inv}$  έγιναν με αλλαγή στις συνθήκες προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας, με χρήση P&O MPPT για τη μέγιστη απόδοση της φωτοβολταϊκής συστοιχίας και σε θερμοκρασία 25 °C. Επιπλέον οι  $P_{PV}$  και  $P_{out\_inv}$  παρουσιάζονται στον Πίνακα 4.10 ενώ οι παράμετροι του φορτίου εξόδου του αντιστροφέα στον Πίνακα 4.8. Από τα αποτελέσματα παρατηρείται ότι η απόδοση του φωτοβολταϊκού συστήματος είναι υψηλή και ανάλογη της ισχύος εισόδου (αυξάνεται με την αύξηση της ισχύος εισόδου).

Πίνακας 4.10. Απόδοση του Grid-tied PV System			
Προσπίπτουσα ηλιακή ακτινοβολία (W/m <sup>2</sup> )	$P_{PV}$ (W)	$P_{out\_inv}$ (W)	$\eta$ (%)
500	5005,5	4901,8	97,93
600	6034,5	5923,5	98,17
700	7062,5	6943	98,31
800	8087,5	7959	98,41
900	9109,5	8970,7	98,48
1000	10126,8	9975,9	98,51



**Σχήμα 4.18.** Τελική υλοποίηση του φωτοβολταϊκού συστήματος το οποίο είναι συνδεδεμένο στο δίκτυο.

Τέλος, στον Πίνακα 4.11 παρουσιάζονται συνοπτικά οι παράμετροι του τελικού φωτοβολταϊκού συστήματος.

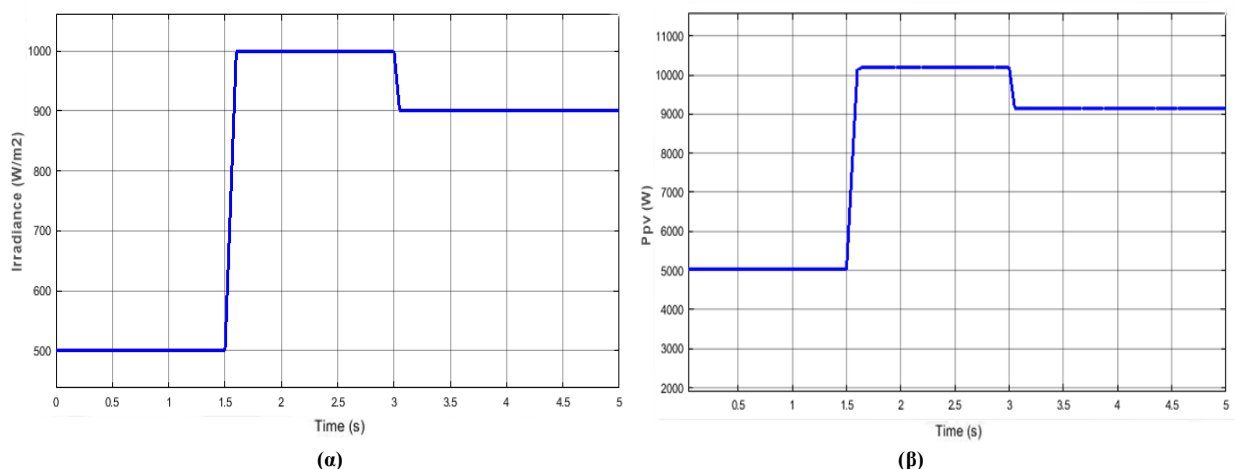
<b>Πίνακας 4.11. Παράμετροι του μονοφασικού φωτοβολταϊκού συστήματος το οποίο είναι συνδεδεμένο με το δίκτυο</b>	
Διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα (kHz)	12
Θεμελίωσης συχνότητα $f_{\text{grid}}$ (Hz)	50
Τάση στο PCC $V_{\text{PCC}}$ (V)	230
$V_{\text{DC-link}}^*$ (V)	400
Κέρδη του PMR ελεγκτή $K_p / K_i$	6,4 / 1500
Κέρδη του PI ελεγκτή $K_p / K_i$	0,46 / 17
Κέρδη του anti-windup PI ελεγκτή $K_p / K_i$	0,02 / 2,25
Διακοπτική συχνότητα του μετατροπέα ανύψωσης (kHz)	12
Πηνίο μετατροπέα ανύψωσης $L_{\text{conv}}$ (mH)	5
Αντίσταση πηνίου μετατροπέα ανύψωσης $R_{L_{\text{conv}}}$ (mOhm)	1
Πυκνωτής φωτοβολταϊκής συστοιχίας $C_{\text{PV}}$ ( $\mu\text{F}$ )	94
Πηνίο $L_{\text{inv}}$ του φίλτρου LCL (mH)	2
Πηνίο $L_{\text{grid}}$ του φίλτρου LCL (mH)	1,2
Πυκνωτής $C_f$ του φίλτρου LCL ( $\mu\text{F}$ )	6,33
Αντίσταση απόσβεσης $r_d$ του φίλτρου LCL (Ohm)	5

## 5. Αποτελέσματα προσομοίωσης

### 5.1 Προσομοίωση του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα με ικανότητα παροχής επικουρικών υπηρεσιών στο δίκτυο

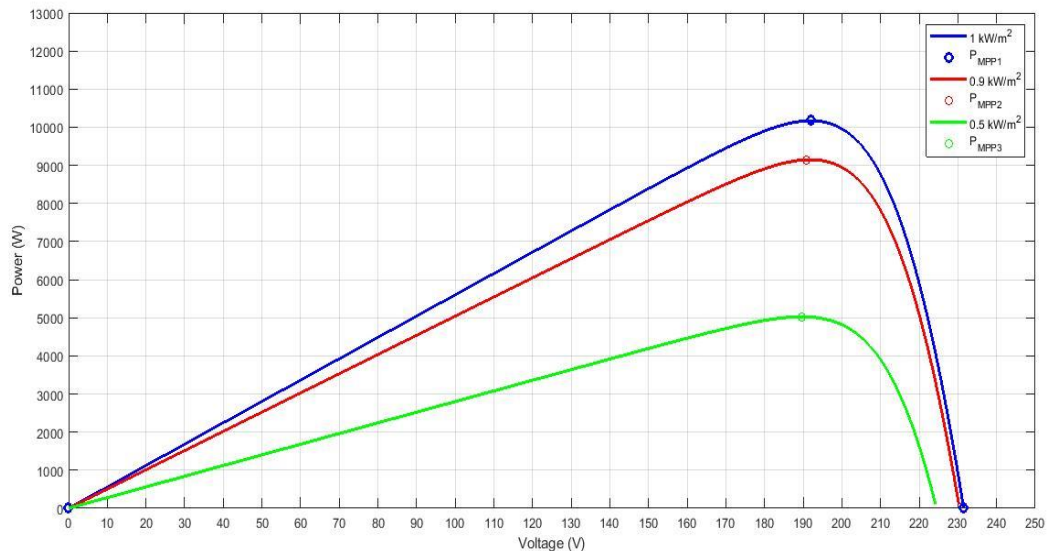
Η υλοποίηση και η προσομοίωση του φωτοβολταϊκού συστήματος πραγματοποιήθηκε στο λογισμικό Simulink. Η φωτοβολταϊκή συστοιχία που χρησιμοποιήθηκε αναφέρεται στο Κεφάλαιο 4.1 και παρέχει ισχύ της τάξης των 10,19 kW. Η ονομαστική ισχύς του μονοφασικού αντιστροφέα είναι 10 kW. Η διακοπτική συχνότητα τόσο του μετατροπέα ανύψωσης όσο και του αντιστροφέα είναι 12 kHz. Η τάση στο PCC είναι 230 V. Το συνολικό μονοφασικό φορτίο που συνδέεται στο PCC αποτελείται από μονοφασικό επαγωγικό φορτίο με συντελεστή ισχύος 0,95 και δύο μη-γραμμικά φορτία που αναπαριστώνται με πηγές εναλλασσόμενου ρεύματος πλάτους  $I_1 = 9$  A με συχνότητα 250 Hz και  $I_2 = 2$  A με συχνότητα 350 Hz. Έτσι οι ελεγκτές του PMR είναι ρυθμισμένοι σε συχνότητες 50 Hz, 250 Hz, και 350 Hz.

Αρχικά πραγματοποιείται προσομοίωση του φωτοβολταϊκού συστήματος με επίδραση ομοιόμορφης προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας. Στο Σχήμα 5.1 (α) παρουσιάζεται το μοτίβο της προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας κατά τη διάρκεια της προσομοίωσης. Επιπλέον η επίδραση της προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας στην ισχύ της φωτοβολταϊκής συστοιχίας παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.1 (β). Η ισχύς της φωτοβολταϊκής συστοιχίας, για ομοιόμορφη προσπίπτουσα ηλιακή ακτινοβολία, γίνεται μέγιστη με τη χρήση P&O MPPT.

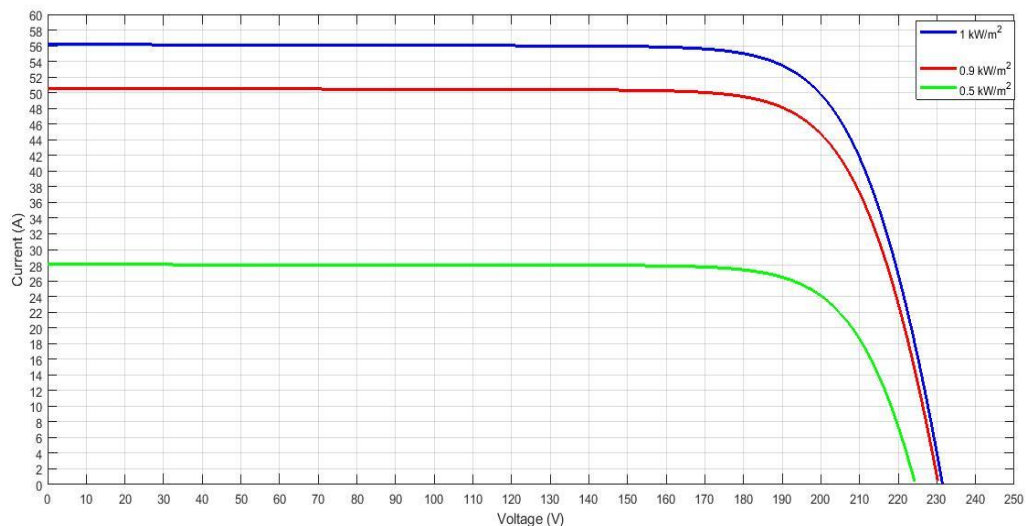


**Σχήμα 5.1.** (α) Προσπίπτουσα ηλιακή ακτινοβολία (β) Ισχύς φωτοβολταϊκής συστοιχίας.

Στο Σχήμα 5.2 (α) παρουσιάζονται οι καμπύλες P-V και στο Σχήμα 5.2 (β) οι καμπύλες I-V της φωτοβολταϊκής συστοιχίας για τις ακτινοβολίες  $500 \text{ kW/m}^2$ ,  $900 \text{ kW/m}^2$  και  $1000 \text{ kW/m}^2$  οι οποίες είναι οι τρεις ακτινοβολίες του μοτίβου της προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας (Σχήμα 5.1 (α)). Επιπλέον στον Πίνακα 5.1. καταγράφεται το θεωρητικό σημείο μέγιστης ισχύος (MPP) και η αντίστοιχη μέγιστη ισχύς της φωτοβολταϊκής συστοιχίας μέσω του αλγορίθμου P&O MPPT για τις τρεις ακτινοβολίες του μοτίβου της προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας. Συγκρίνοντας το Σχήμα 5.1 (β) με το Σχήμα 5.2 (α) και με την βοήθεια του Πίνακα 5.1, παρατηρούμε ότι πραγματοποιείται σωστά το MPPT μέσω του αλγορίθμου P&O MPPT και με μεγάλη απόδοση (πάνω από 99%).



(α)

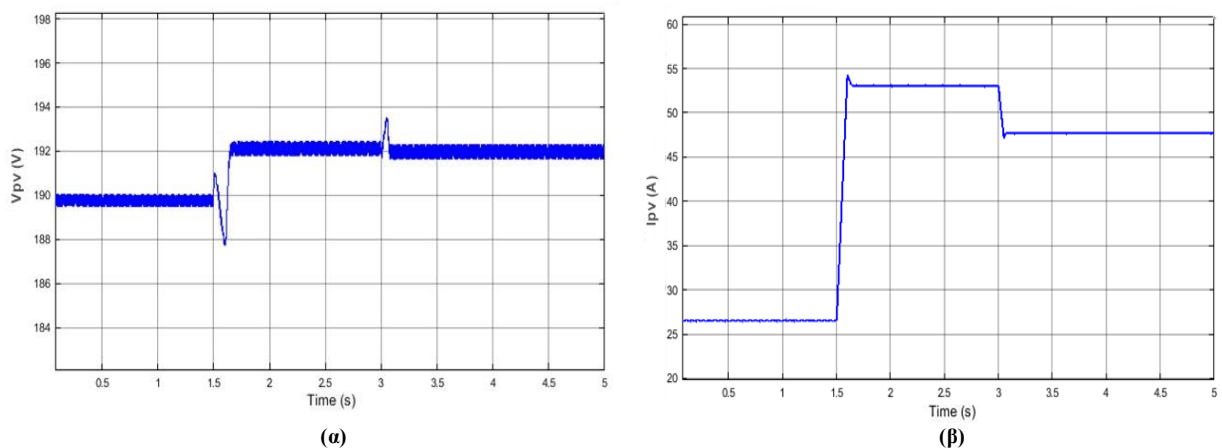


(β)

**Σχήμα 5.2.** Διάγραμμα (α) P-V και (β) I-V της φωτοβολταϊκής συστοιχίας με τις τρεις ακτινοβολίες του μοτίβου της προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας.

<b>Πίνακας 5.1.</b> <b>Θεωρητικό σημείο μέγιστης ισχύος (MPP) και η αντίστοιχη μέγιστη ισχύς της φωτοβολταϊκής συστοιχίας μέσω αλγορίθμου P&amp;O MPPT για τις τρεις ακτινοβολίες του μοτίβου της προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας</b>			
Προσπίπτουσα ηλιακή ακτινοβολία ( $\text{W/m}^2$ )	$P_{\text{MPP}}$ (W)	$P_{\text{PV}}$ (W)	$\eta$ (%)
500	5027,1	5005,5	99,57
900	9146,4	9109,5	99,6
1000	10195,2	10126,8	99,33

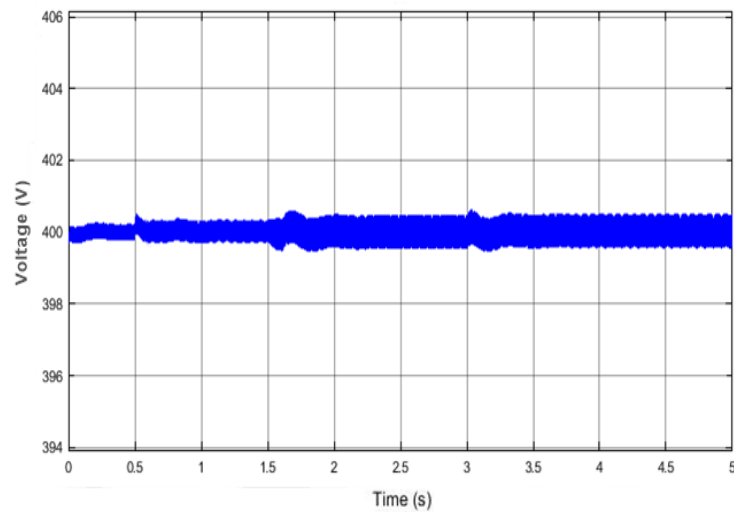
Για τη σωστή λειτουργία του αλγορίθμου MPPT και για τη βέλτιστη λειτουργία του συστήματος, η τάση  $V_{\text{pv}}$  του πυκνωτή  $C_{\text{pv}}$  (Σχήμα 5.3 (α)) και το ρεύμα της συστοιχίας  $I_{\text{pv}}$  (Σχήμα 5.3 (β)) έχουν κυμάτωση (ripple) μικρότερη του 1%.



**Σχήμα 5.3.** (α) Τάση  $V_{\text{pv}}$  του πυκνωτή  $C_{\text{pv}}$  και (β) ρεύμα  $I_{\text{pv}}$  της φωτοβολταϊκής συστοιχίας.

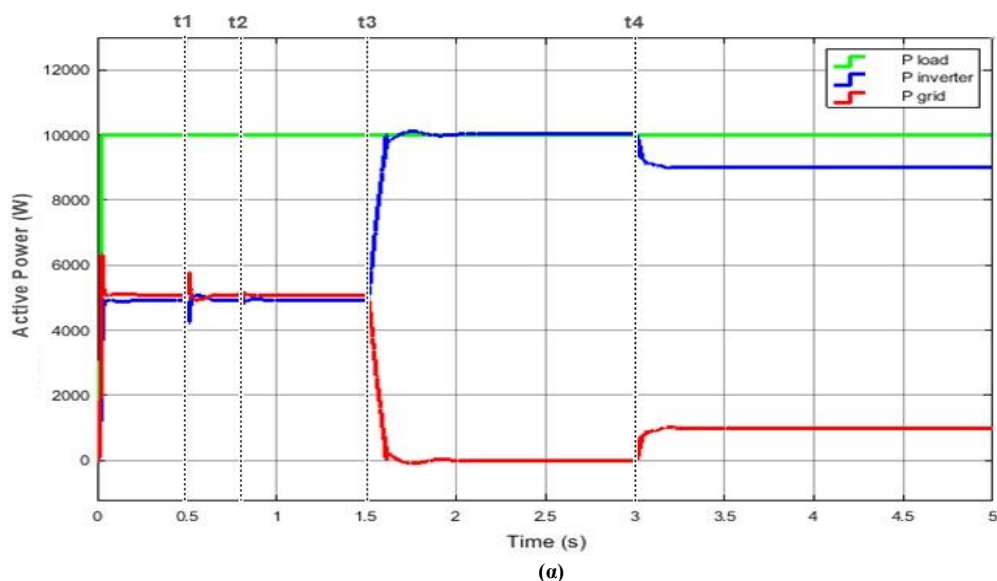
Η έγχυση άεργου ισχύος ενεργοποιείται τη στιγμή  $t_1 = 0,5$  s, ενώ η αντιστάθμιση των αρμονικών συνιστωσών του ρεύματος τη στιγμή  $t_2 = 0,8$  s. Η μεταβολές της άεργου ισχύος παρουσιάζονται στο Σχήμα 5.5 (β). Η επίδραση των αλλαγών στην τάση DC-link ( $V_{\text{DC-link}}$ ) παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.4, όπου λόγω της χρήσης του ελεγκτή τάσης, η τάση  $V_{\text{DC-link}}$  διατηρείται γύρω από την τάση αναφοράς  $V_{\text{dc}}^* = 400$  V. Επιπλέον στο Σχήμα 5.4 παρατηρείται χαμηλή κυμάτωση της τάσης  $V_{\text{DC-link}}$  (μικρότερη από 1%). Έτσι ο αντιστροφέας λειτουργεί στην ονομαστική του τάση  $V_o = 400$  V με αποτέλεσμα να μεταφέρει βέλτιστα την ισχύ από την είσοδο του στο φορτίο εξόδου. Τέλος λόγω της διατήρησης χαμηλής κυμάτωσης της τάσης  $V_{\text{DC-link}}$  μετά τη στιγμή  $t_2 = 0,8$ s, ενώ εκτελούνται οι επικουρικές υπηρεσίες, δεν επηρεάζεται η λειτουργία του αλγορίθμου MPPT.

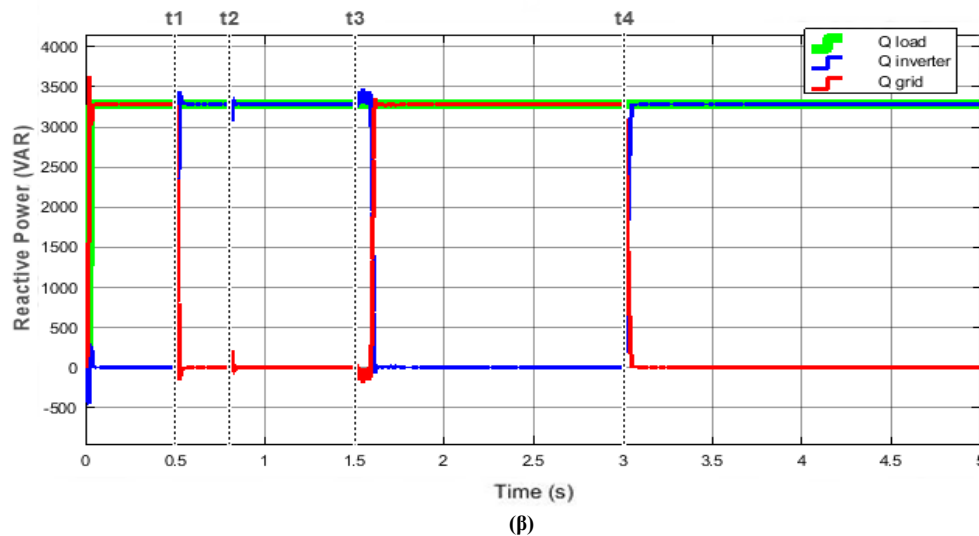




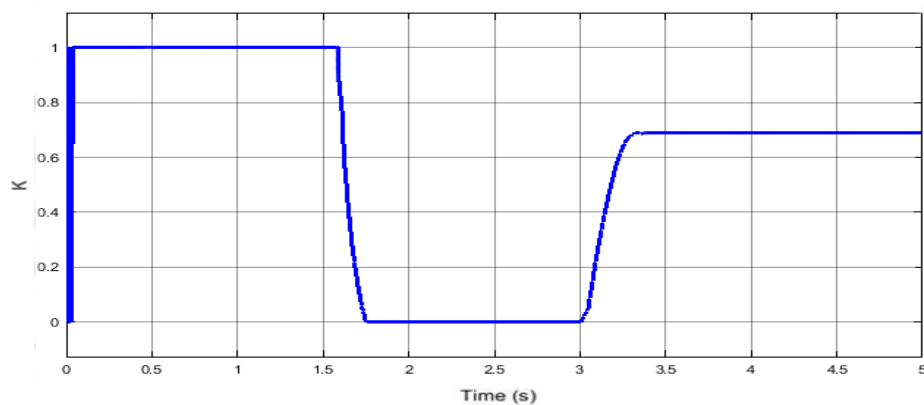
**Σχήμα 5.4.** Τάση  $V_{DC-link}$  πυκνωτή του DC-link.

Κατά την έναρξη της προσομοίωσης, η ηλιακή ακτινοβολία που προσπίπτει κάθετα στη φωτοβολταϊκή συστοιχία ρυθμίζεται στα  $500 \text{ W} / \text{m}^2$ . Σε αυτή την περίπτωση ο φωτοβολταϊκός αντιστροφέας λειτουργεί κάτω από το ονομαστικό ρεύμα. Έτσι από τη χρονική στιγμή  $t_1 = 0,5 \text{ s}$  ως την  $t_3 = 1,5 \text{ s}$  έχει την δυνατότητα να τροφοδοτεί πλήρως το φορτίο με άεργο ισχύ (Σχήμα 5.5). Ο συντελεστής  $K$  (Σχήμα 5.6) από τη στιγμή  $t_2 = 0,8 \text{ s}$ , που ενεργοποιείται η λειτουργία αντιστάθμισης αρμονικών ρευμάτων ως την  $t_3$ , έχει τιμή 1. Έτσι ο αντιστροφέας παρέχει πλήρη αρμονική αντιστάθμιση των αρμονικών του φορτίου (Σχήμα 5.7). Οι παραπάνω επικουρικές υπηρεσίες από τον αντιστροφέα έχουν σαν αποτέλεσμα τη βελτίωση της ποιότητας του ρεύματος δικτύου κατά τα αντίστοιχα χρονικά διαστήματα που εκτελούνται, όπως παρατηρείται στο Σχήμα 5.8.





**Σχήμα 5.5.** (α) Ενεργός ισχύς  $P$  και (β) Άεργος ισχύς  $Q$  του δικτύου, του αντιστροφέα και του φορτίου.

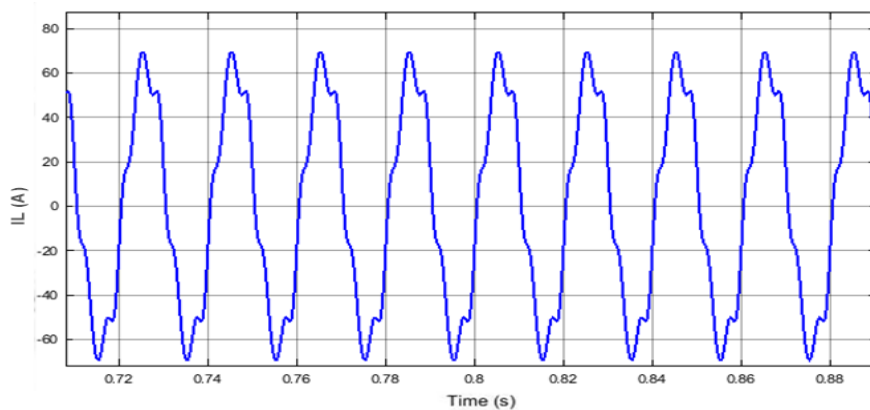


**Σχήμα 5.6.** Συντελεστής ( $K$ ) αντιστάθμισης αρμονικών του ρεύματος.

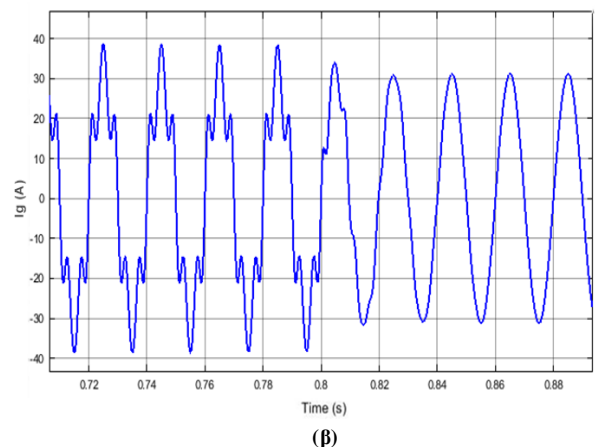
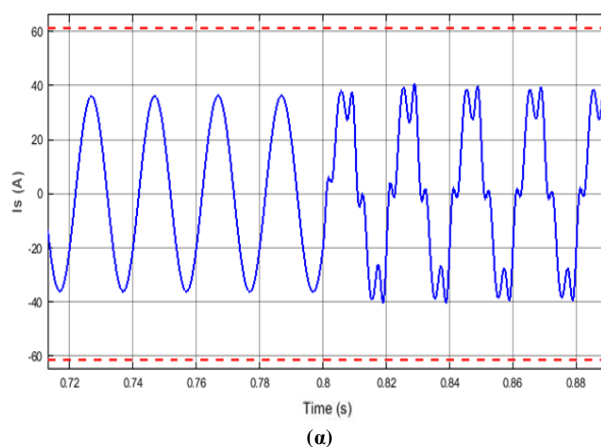
Η ποιότητα του ρεύματος περιγράφεται με τον συντελεστή συνολικής αρμονικής παραμόρφωσης (THD). Οι συντελεστές THD του ρεύματος φορτίου  $THDi_L$ , του ρεύματος αντιστροφέα  $THDi_s$  και του ρεύματος δικτύου  $THDi_G$  καταγράφονται στον Πίνακα 5.2. Η μέτρηση του συντελεστή  $THDi_s$  πραγματοποιείται στο ρεύμα εξόδου  $i_s$ , του φίλτρου LCL του αντιστροφέα DC-AC, που μέσω του PCC ρέει στο φορτίο ενώ η μέτρηση του συντελεστή  $THDi_G$  πραγματοποιείται στο ρεύμα του δικτύου  $i_G$  που και σε αυτή την περίπτωση μέσω του PCC ρέει στο φορτίο (Σχήμα 4.1). Επιπλέον η μέτρηση του συντελεστή  $THDi_L$  πραγματοποιείται στο ρεύμα του φορτίου  $i_L$  (Σχήμα 4.1). Ο συντελεστής  $THDi_L$  είναι σταθερός και δείχνει την ποιότητα ρεύματος που έχει το φορτίο ενώ οι συντελεστές  $THDi_s$  και  $THDi_G$  μεταβάλλονται ανάλογα το ποιο (αντιστροφέα DC-AC ή δίκτυο) πραγματοποιεί την απόσβεση των αρμονικών συνιστωσών του ρεύματος του φορτίου. Με βάση τα αποτελέσματα αυτά, μετά την έναρξη της αντιστάθμισης των αρμονικών ρευμάτων τη στιγμή  $t_2$ , ο συντελεστής ρεύματος δικτύου  $THDi_G$  μειώνεται από 29,5% στο 0,33% ενώ λόγω της αντιστάθμισης αρμονικών συνιστωσών του ρεύματος από το φωτοβολταϊκό αντιστροφέα DC/AC, το  $THDi_s$  αυξάνεται από 0,1% στο 25,3%. Έτσι η 5η και 7η αρμονική συνιστώσα του μη-γραμμικού φορτίου σχεδόν εξαλείφονται (Σχήμα 5.9) από το ρεύμα του δικτύου. Το επιτρεπτό όριο THD ρεύματος για την 3<sup>η</sup> ως 9<sup>η</sup> αρμονική συνιστώσα

του ρεύματος δικτύου με βάση τα διεθνή πρότυπα IEEE 929 και IEEE 1547 είναι 4%. Έτσι με το  $THDi_G = 0,33\%$  επιβεβαιώνεται η ικανότητα του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα να αποσβένει αρμονικές συνιστώσες στο ρεύμα του δικτύου. Η αλλαγή της ποιότητας ρεύματος του δικτύου και του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα DC/AC παρουσιάζονται στο Σχήμα 5.8. Επιπλέον παρατηρείται ότι τα ρεύματα αυτά σταθεροποιούνται με την σταθεροποίηση της προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας και του συντελεστή K [54], [55].

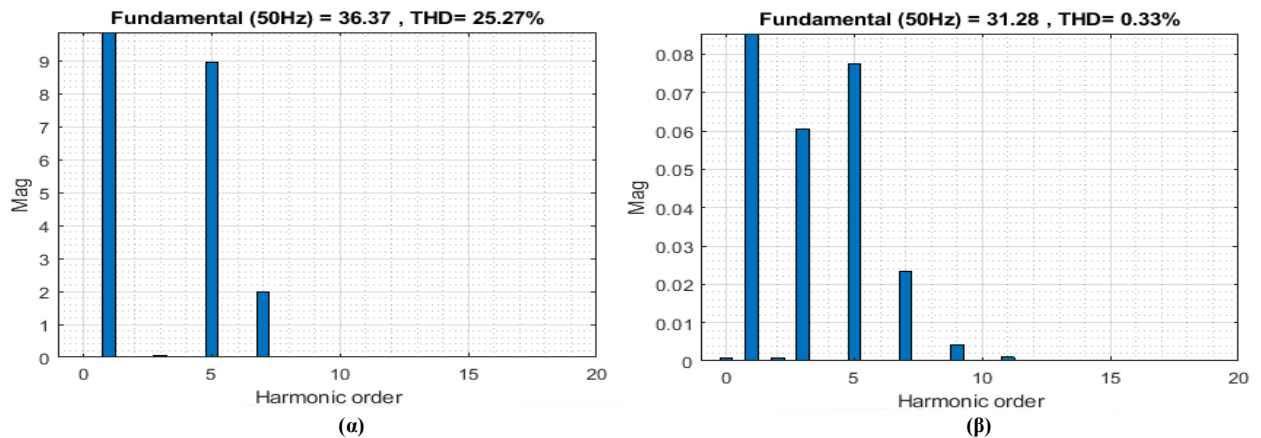
<b>Πίνακας 5.2.</b> <b>Συντελεστές THD ρεύματος του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα, του ηλεκτρικού δικτύου και του φορτίου του συστήματος</b>			
Χρονική περίοδος (s)	THD $i_s$ (%)	THD $i_G$ (%)	THD $i_L$ (%)
$0 \leq t < t_2$	0,1	29,5	14,23
$t_2 \leq t < t_3$	25,27	0,33	14,23
$t_3 \leq t < t_4$	0,6	44,12	14,23
$t_4 \leq t < 5$	11,38	37,35	14,23



Σχήμα 5.7. Ρεύμα φορτίου  $i_L$  (σταθερό για όλη την προσομοίωση).



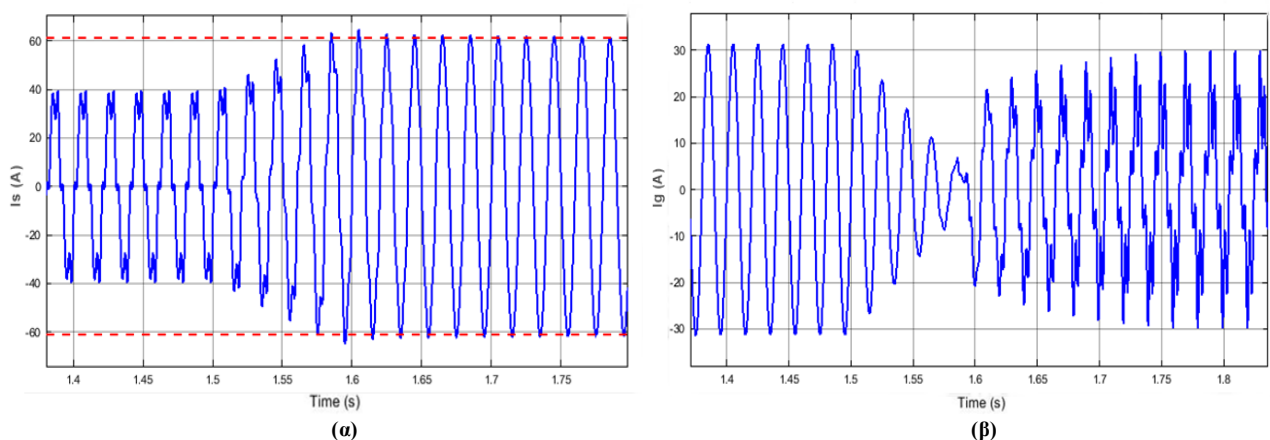
Σχήμα 5.8. Τα ρεύματα του συστήματος όταν ενεργοποιείται η αντιστάθμιση αρμονικών συνιστωσών του ρεύματος από τον αντιστροφέα τη στιγμή  $t_2 = 0,8s$  (α) Ρεύμα αντιστροφέα  $i_s$ , (β) Ρεύμα ηλεκτρικού δικτύου  $i_G$ .



Σχήμα 5.9. Φάσματα ρεύματος (α) αντιστροφέα και (β) δικτύου μεταξύ  $t_2$  και  $t_3$ .

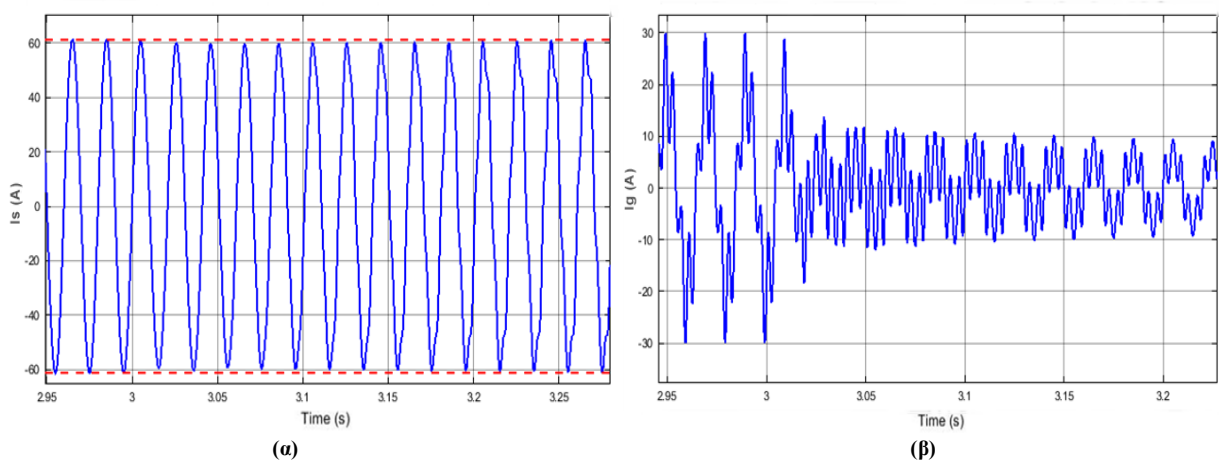
Στη συνέχεια η ηλιακή ακτινοβολία που προσπίπτει κάθετα στη φωτοβολταϊκή συστοιχία, αυξάνεται από  $500 \text{ W} / \text{m}^2$  στα  $1000 \text{ W} / \text{m}^2$  τη στιγμή  $t_3 = 1,5 \text{ s}$ . Η αλλαγή αυτή προκαλεί αύξηση της ισχύος (Σχήμα 5.5 (α)) και του ρεύματος (Σχήμα 5.10 (α)) που διαχειρίζεται ο φωτοβολταϊκός αντιστροφέας DC/AC. Παράλληλα η αντιστάθμιση άεργου ισχύος από το φωτοβολταϊκό αντιστροφέα DC/AC μηδενίζεται (Σχήμα 5.5 (β)). Αυτό συμβαίνει διότι ο αντιστροφέας λειτουργεί με μέγιστη ισχύ εισόδου. Επιπλέον ο παράγοντας  $K$  (Σχήμα 5.6) μηδενίζεται. Έτσι ο αντιστροφέας παύει να αντισταθμίζει τα αρμονικά ρεύματα (Σχήμα 5.10 (α)). Έτσι ο έλεγχος διασφαλίζει ότι ο φωτοβολταϊκός αντιστροφέας DC/AC λειτουργεί κάτω από το ονομαστικό ρεύμα.

Για το φορτίο ο αντιστροφέας παρέχει πλήρως την ενεργό ισχύ ενώ το δίκτυο παρέχει την απαιτούμενη άεργο ισχύ (Σχήμα 5.5 (α), (β)). Κατά την κατάσταση αυτή παρατηρείται αύξηση των παραμορφώσεων στο ρεύμα του δικτύου (Σχήμα 5.10 (β)), λόγω των αρμονικών συνιστωσών του μη-γραμμικού φορτίου. Έτσι, με βάση τον Πίνακα 5.2, το THD του δικτύου αυξάνεται από το 0,33% στο 44,12% ενώ λόγω της μηδενικής αντιστάθμισης αρμονικών συνιστωσών από τον φωτοβολταϊκό αντιστροφέα DC/AC, το  $\text{THDi}_s$  μειώνεται από το 25,3% στο 0,6%.

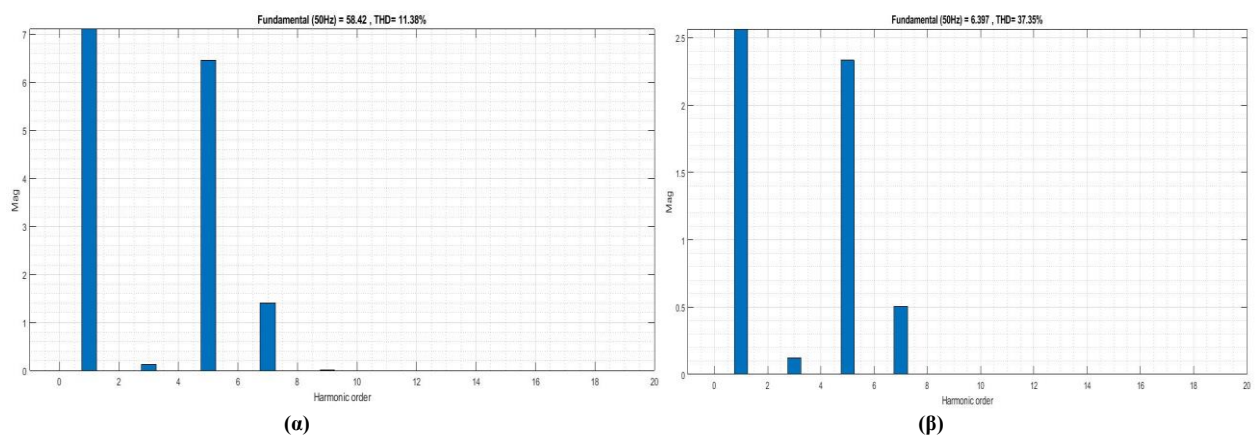


Σχήμα 5.10. Τα ρεύματα του συστήματος όταν η προσπίπτουσα ακτινοβολία αυξάνεται από τα  $500 \text{ W} / \text{m}^2$  στα  $1000 \text{ W} / \text{m}^2$  τη στιγμή  $t_3 = 1,5 \text{ s}$  (α) Ρεύμα αντιστροφέα  $i_s$ , (β) Ρεύμα ηλεκτρικού δικτύου  $i_g$ .

Τέλος η ηλιακή ακτινοβολία που προσπίπτει κάθετα στη φωτοβολταϊκή συστοιχία μειώνεται από τα  $1000 \text{ W/m}^2$  στα  $900 \text{ W/m}^2$ , τη χρονική στιγμή  $t_4 = 3 \text{ s}$ . Με βάση το Σχήμα 5.5 (β), μετά τη χρονική στιγμή  $t_4$  εκτελείται πλήρης αντιστάθμιση άεργου ισχύος από το φωτοβολταϊκό αντιστροφέα DC/AC. Επιπλέον από το Σχήμα 5.6, σύμφωνα με τον συντελεστή K, η αντιστάθμιση των αρμονικών συνιστωσών του ρεύματος που παρέχεται από τον φωτοβολταϊκό αντιστροφέα DC/AC είναι περίπου το 68% της συνολικής αρμονικής παραμόρφωσης. Με βάση τον Πίνακα 5.2, το THD του δικτύου μειώνεται από το 44,12% στο 37,6% ενώ λόγω της μερικής αντιστάθμισης αρμονικών συνιστωσών από τον φωτοβολταϊκό αντιστροφέα DC/AC, το THDi<sub>s</sub> αυξάνεται από το 0,6% στο 11,38%. Μετά από τη στιγμή  $t_4$  για  $t = 4,5 \text{ s}$ , η αντιστάθμιση αρμονικών συνιστωσών είναι μερική και το δίκτυο παρουσιάζει συνιστώσες ρεύματος 5ης και 7ης αρμονικής (Σχήμα 5.12 (β)). Η 3η αρμονική που εμφανίζεται στο ρεύμα του δικτύου (Σχήμα 5.12 (β)), προκαλείται λόγω της ταλάντωσης της τάσης του πυκνωτή στο DC-link, όπως έχει αναφερθεί στο Κεφάλαιο 4.3.



**Σχήμα 5.11.** Τα ρεύματα του συστήματος όταν η προσπίπτουσα ακτινοβολία μειώνεται από τα  $1000 \text{ W/m}^2$  στα  $900 \text{ W/m}^2$  τη στιγμή  $t_4 = 3 \text{ s}$  (α) Ρεύμα αντιστροφέα  $i_s$ , (β) Ρεύμα ηλεκτρικού δικτύου  $i_g$ .



**Σχήμα 5.12.** Φάσματα ρεύματος (α) αντιστροφέα και (β) δικτύου μετά την χρονική στιγμή  $t_4 = 3 \text{ s}$ .

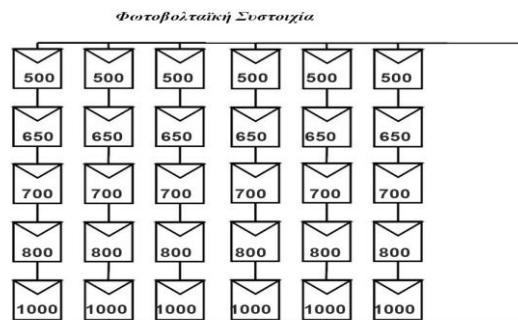
Η αλλαγή στην ποιότητα ρεύματος του δικτύου και του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα κατά τη χρονική στιγμή  $t_4 = 3 \text{ s}$  φαίνεται στο Σχήμα 5.11. Επιπλέον, στο σχήμα αυτό παρατηρείται η μεγάλη μείωση του ρεύματος του δικτύου λόγω της πλήρους αντιστάθμισης έργου ισχύος από τον φωτοβολταϊκό αντιστροφέα.

Τα αποτελέσματα δείχνουν ότι ένα φωτοβολταϊκό σύστημα που είναι συνδεδεμένο με το δίκτυο και έχει την ικανότητα παροχής έργου ισχύος και αντιστάθμισης του αρμονικού ρεύματος βελτιώνει την ποιότητα ηλεκτρικής ενέργειας του δικτύου, όταν ο φωτοβολταϊκός αντιστροφέας λειτουργεί με ρεύμα κάτω από το ονομαστικό. Επιπλέον, λόγω του ότι ο φωτοβολταϊκός αντιστροφέας λειτουργεί με ρεύμα μικρότερο από το ονομαστικό για μεγάλο χρονικό διάστημα της ημέρας, οι επικουρικές υπηρεσίες ενισχύουν τη χρησιμότητα του φωτοβολταϊκού συστήματος.

## 5.2 Συμπεριφορά του φωτοβολταϊκού συστήματος σε συνθήκες μερικής σκίασης

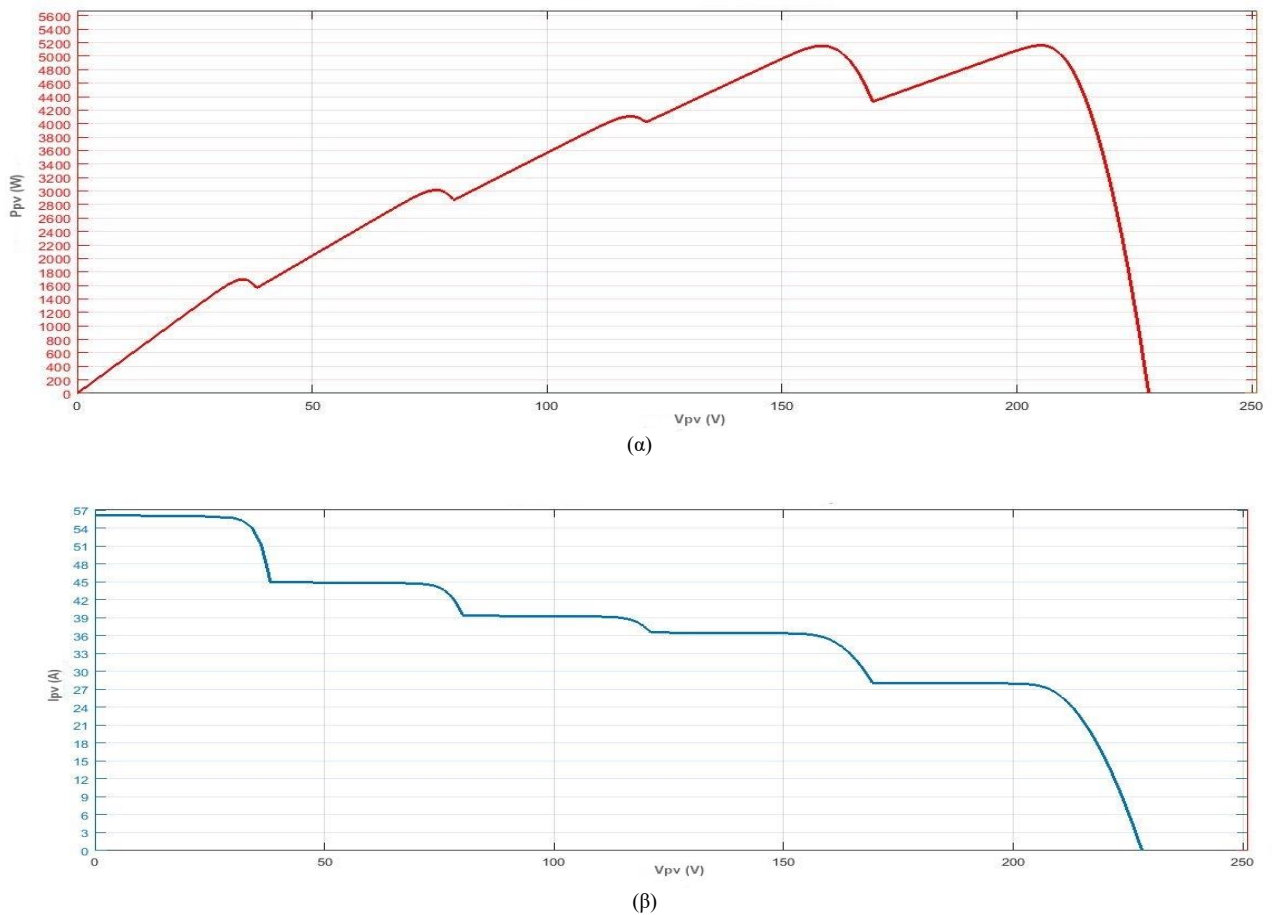
Όπως αναφέρεται στο Κεφάλαιο 4.1, για την ανίχνευση του σημείου ολικής μέγιστης ισχύος (GMPP) υπό συνθήκες μερικής σκίασης χρησιμοποιείται η μέθοδος PSO MPPT, η οποία εκτελείται σε 7 μοτίβα σκίασης. Τα δύο πρώτα μοτίβα παρουσιάζουν πολλές καμπύλες ισχύος ώστε να ελεγχθεί η σωστή λειτουργία της μεθόδου. Τα άλλα πέντε αφορούν την αναπαράσταση μιας σκίασης από γειτονικό κτίριο κατά τη διάρκεια της ημέρας. Το πρώτο μοτίβο σκίασης παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.13 ενώ οι παράμετροι της μεθόδου PSO MPPT στον Πίνακα 5.3.

Πίνακας 5.3. Παράμετροι της μεθόδου PSO-MPPT	
Αριθμός σωματιδίων	5
Μέγιστος συντελεστής διαρκείας παλμού $D_{\max}$	0,93
Ελάχιστος συντελεστής διαρκείας παλμού $D_{\min}$	0,45
$w$	0,4
$c_1$	1,2
$c_2$	1,5



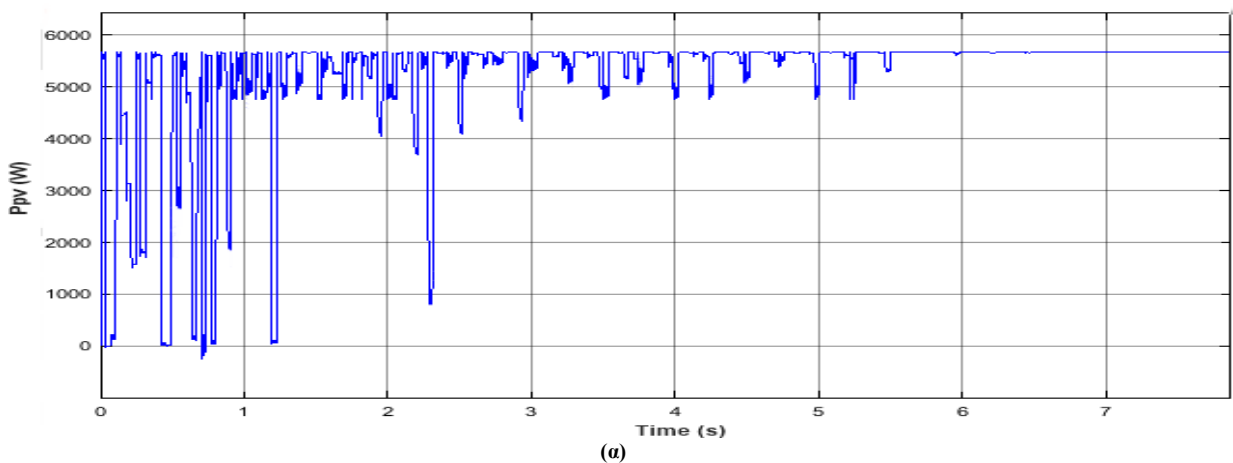
**Σχήμα 5.13.** Προσπίπτουσα ηλιακή ακτινοβολία του πρώτου μοτίβου σκίασης.

Τα διαγράμματα P-V και I-V του πρώτου μοτίβου (Σχήμα 5.13) παρουσιάζονται στο Σχήμα 5.14.

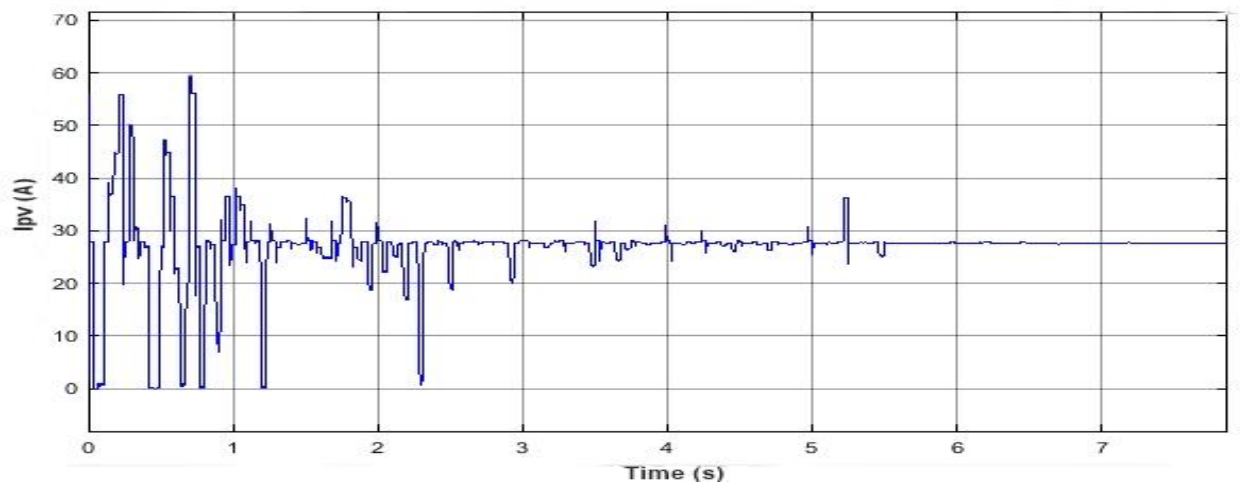


**Σχήμα 5.14.** (α) Διάγραμμα P-V και (β) I-V της φωτοβολταϊκής συστοιχίας του πρώτου μοτίβου σκίασης.

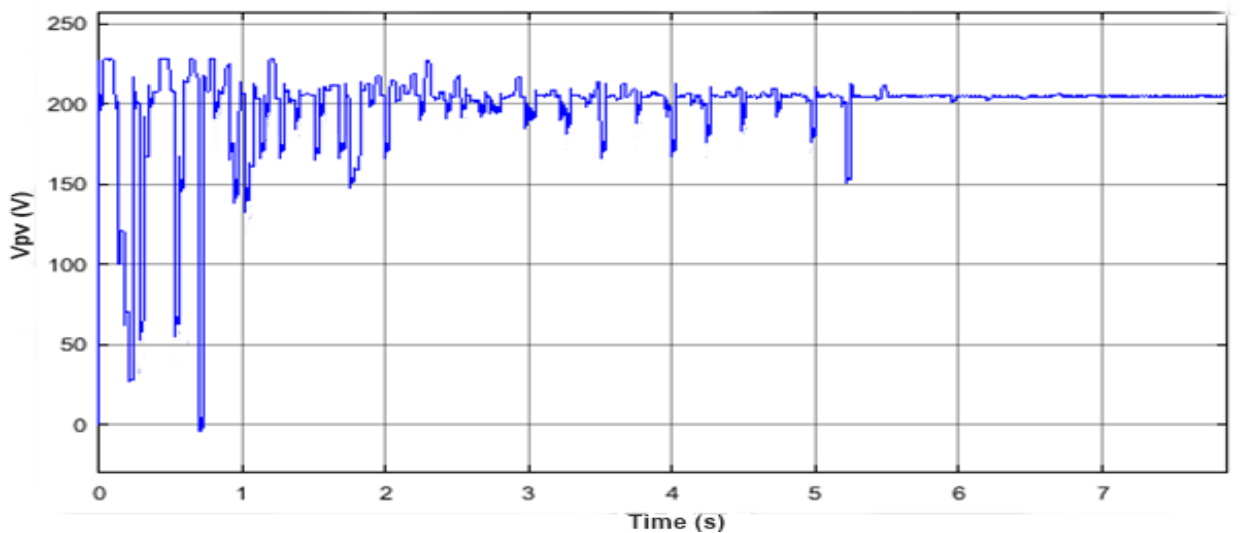
Το πρώτο μοτίβο σκίασης (Σχήμα 5.13) είναι ένα καλό παράδειγμα για τον έλεγχο της σωστής λειτουργίας του αλγορίθμου PSO MPPT. Αυτό συμβαίνει γιατί η κυματομορφή  $P_{pv}$ - $V_{pv}$  περιέχει δυο κορυφές οι οποίες έχουν πολύ κοντινές τιμές ισχύος και η μία από αυτές είναι το GMPP.







(β)

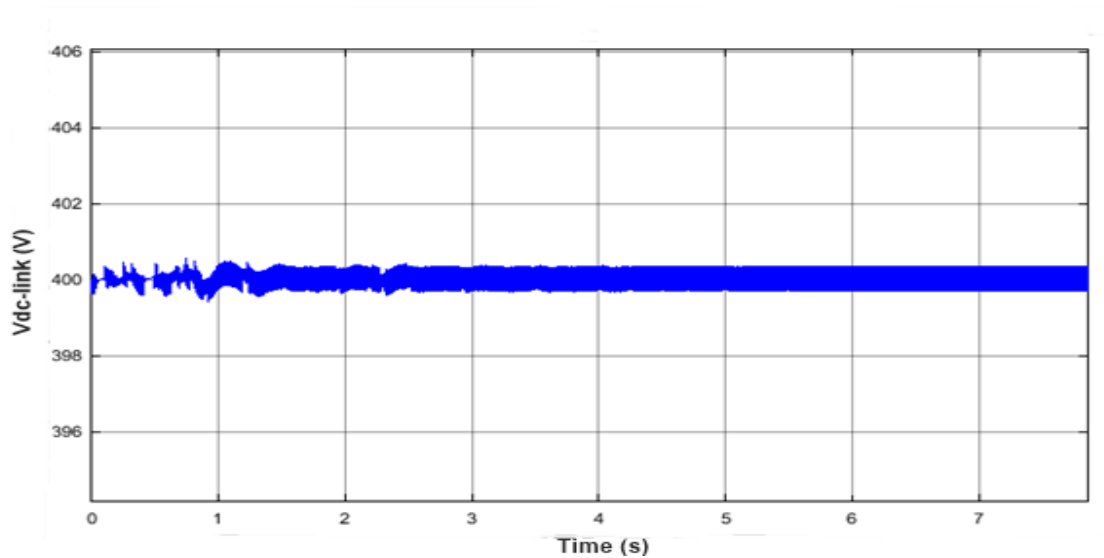


(γ)

**Σχήμα 5.15.** Κυματομορφές κατά την εύρεση του GMPP του πρώτου μοτίβου με τη μέθοδο PSO MPPT: (α) Κυματομορφή ισχύος  $P_{PV}$ , (β) τάσης  $V_{PV}$  και ρεύματος  $I_{PV}$ .

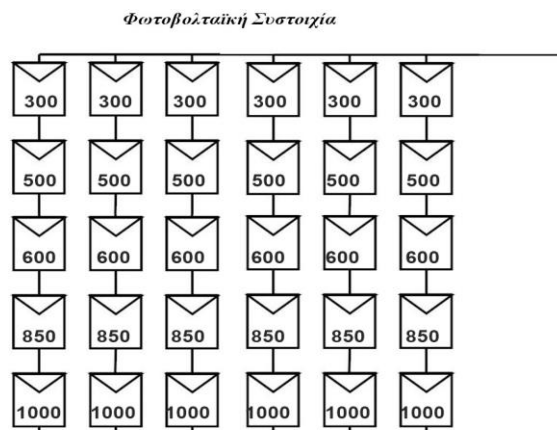
Από το Σχήμα 5.15 (α) φαίνεται ότι το GMPP που ανιχνεύεται από τη μέθοδο PSO MPPT, σταθεροποιείται στα 6,5 s και κατά προσέγγιση ταυτίζεται με το θεωρητικό GMPP του Σχήματος 5.14 (α). Επίσης από Σχήμα 5.15 είναι αντιληπτό ότι πραγματοποιούνται αλλαγές τόσο στην ισχύ  $P_{PV}$  όσο και στο ρεύμα  $I_{PV}$  της φωτοβολταϊκής συστοιχίας κατά την εύρεση του GMPP. Αυτό συμβαίνει διότι ο αλγόριθμος του PSO MPPT ανιχνεύει το GMPP, με αλλαγές στην τάση  $V_{PV}$  της φωτοβολταϊκής συστοιχίας.





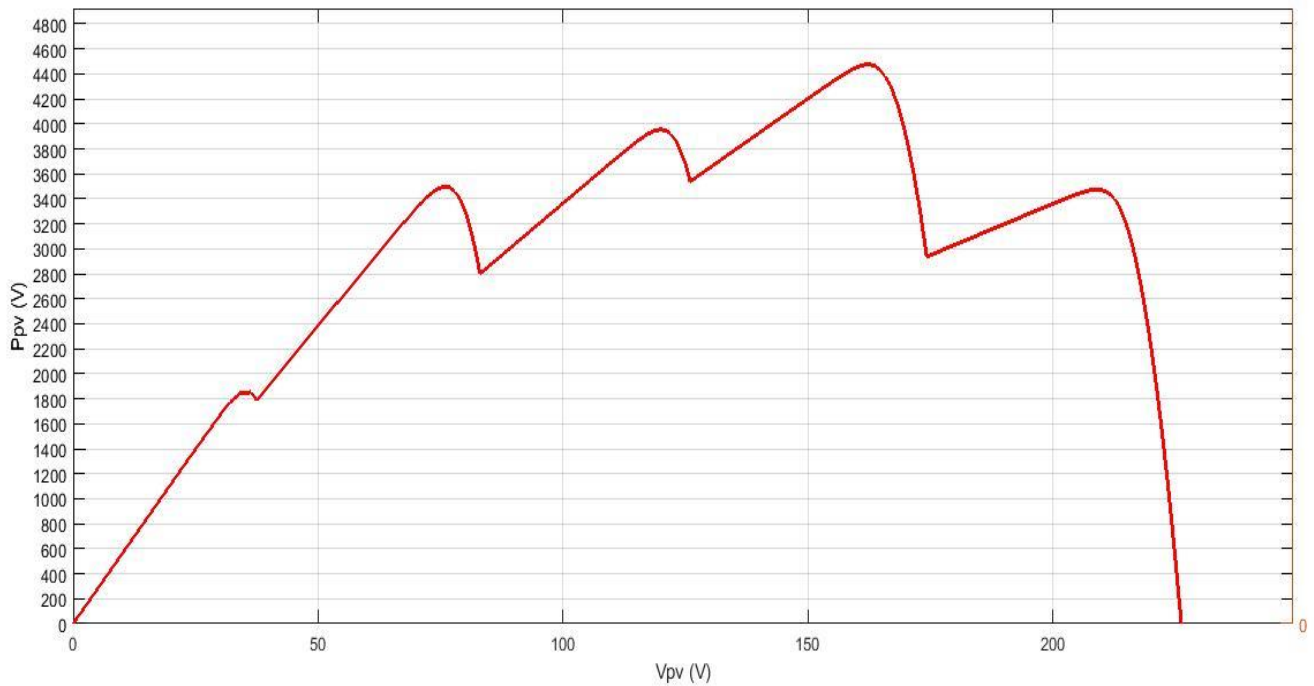
**Σχήμα 5.16.** Η κυματομορφή της τάσης  $V_{DC-link}$  του πυκνωτή  $C_{DC-link}$  στο DC-link.

Από το Σχήμα 5.16 φαίνεται ότι η τιμή της τάσης  $V_{DC-link}$  διατηρείται σταθερή, με βάση την τάση αναφοράς  $V_{DC-link}^* = 400$  V. Επιπλέον έχει κυμάτωση μικρότερη του 1% που εξασφαλίζει την ακρίβεια του αλγορίθμου PSO MPPT και τη σωστή λειτουργία του αντιστροφέα.

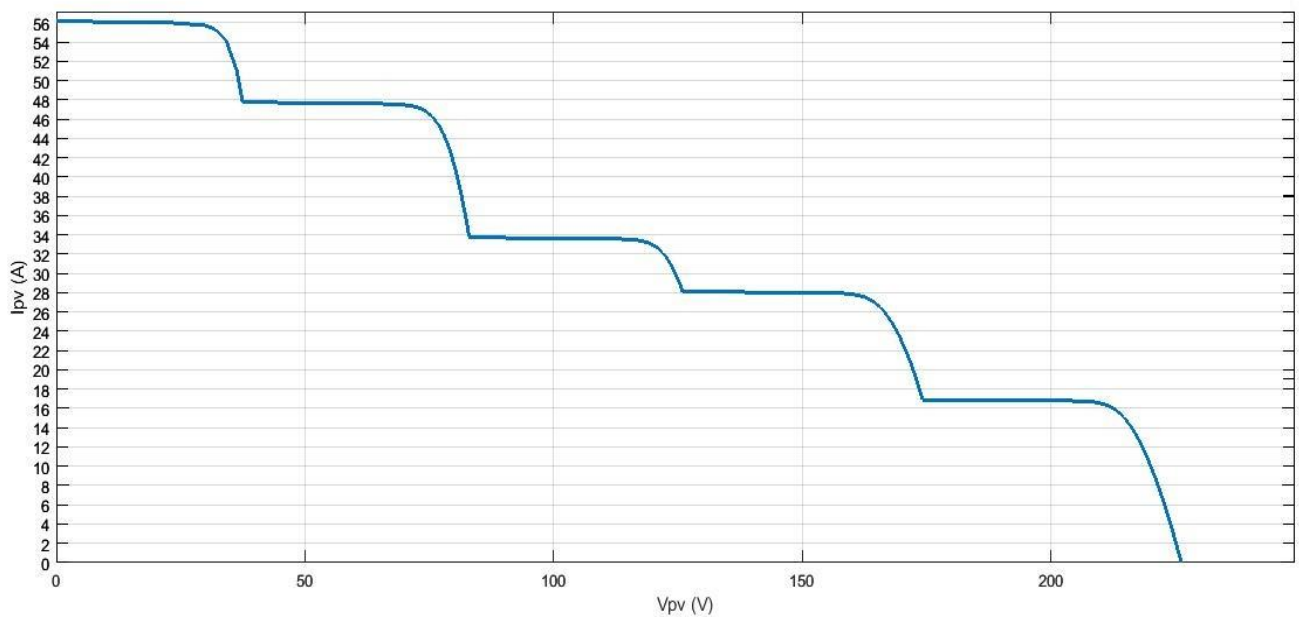


**Σχήμα 5.17.** Προσπίπτουσα ηλιακή ακτινοβολία του δεύτερου μοτίβου σκίασης.

Το δεύτερο μοτίβο σκίασης παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.17 και ακολουθεί την ίδια λογική σκίασης με το πρώτο (Σχήμα 5.13). Τα διαγράμματα P-V και I-V του δεύτερου μοτίβου παρουσιάζονται στο Σχήμα 5.18.



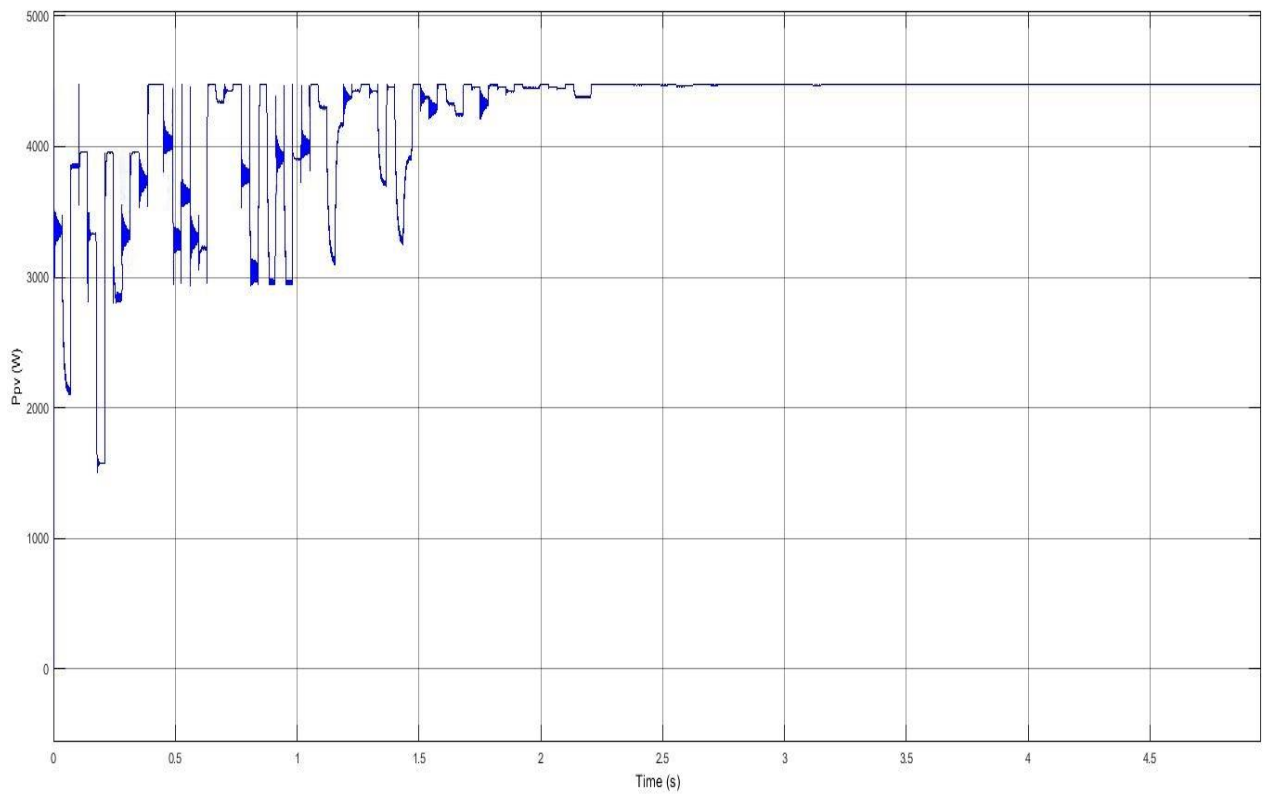
(α)



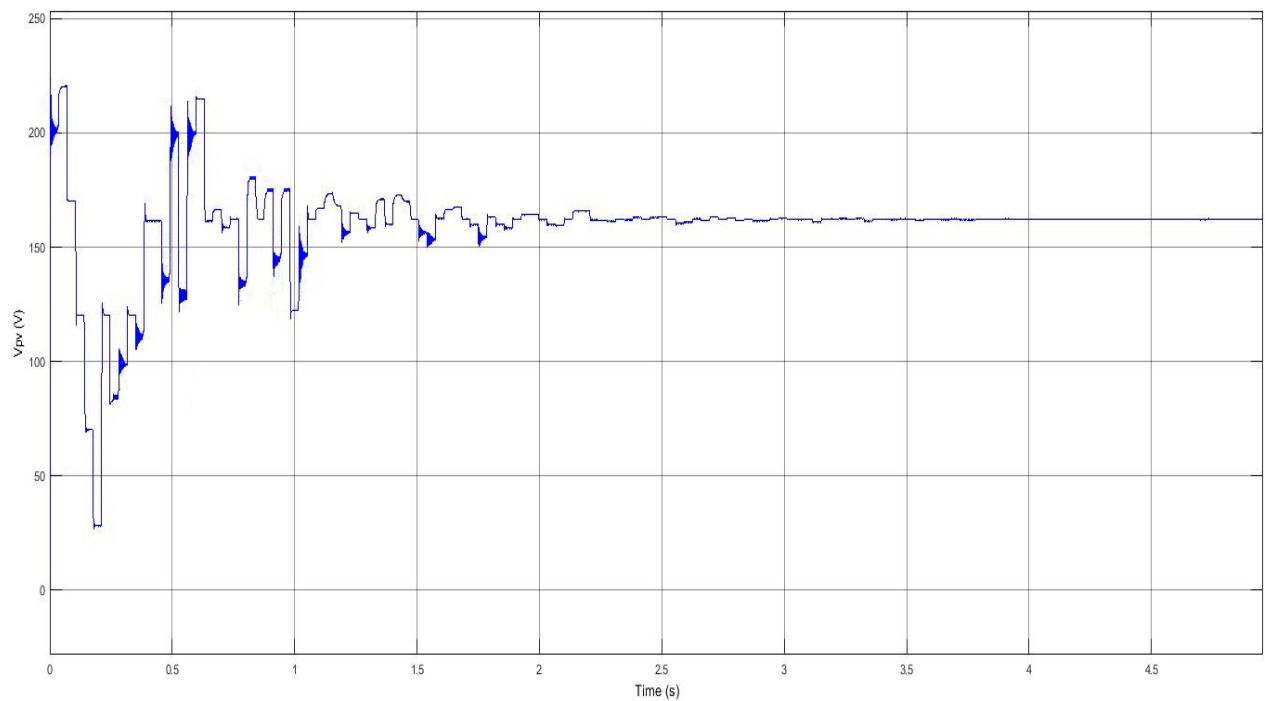
(β)

**Σχήμα 5.18.** (α) Διάγραμμα P-V και (β) I-V του δεύτερου μοτίβου σκίασης.

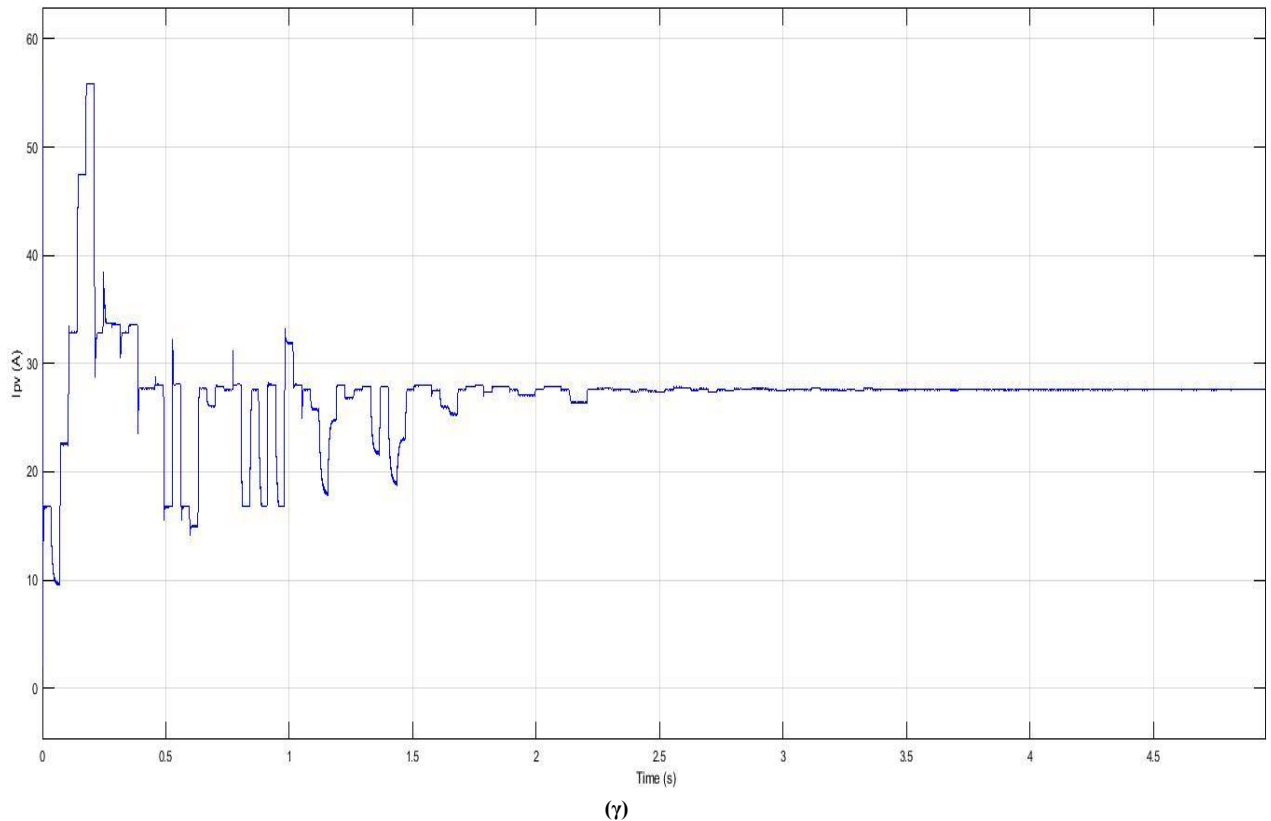
Το δεύτερο μοτίβο σκίασης (Σχήμα 5.17) έχει το GMPP στην καμπύλη  $P_{PV} - V_{PV}$  (Σχήμα 5.18) σε διαφορετική τιμή τάσης από το προηγούμενο μοτίβο. Έτσι τα δύο πρώτα μοτίβα χρησιμοποιήθηκαν στην προσομοίωση για να ελεγχθεί η σωστή λειτουργία του αλγορίθμου PSO MPPT.



(α)

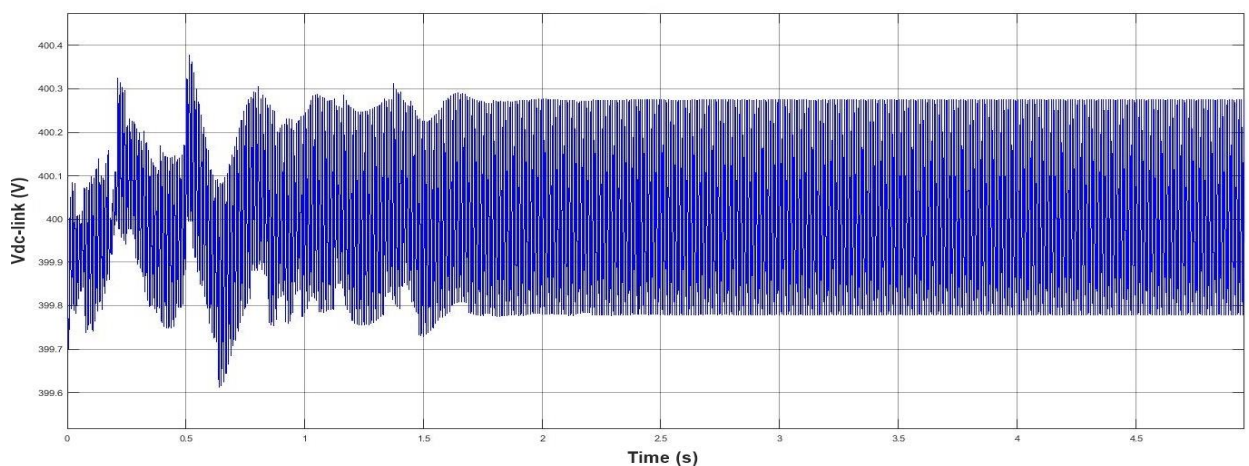


(β)



**Σχήμα 5.19.** Κυματομορφές κατά την εύρεση του GMPP του δεύτερου μοτίβου με τη μέθοδο PSO MPPT: (α) Κυματομορφή ισχύος  $P_{PV}$ , (β) τάσης  $V_{PV}$  και ρεύματος  $I_{PV}$ .

Από το Σχήμα 5.19 (α) φαίνεται ότι το GMPP, που ανιχνεύεται με τη μέθοδο PSO MPPT, σταθεροποιείται στα 3,8 s και κατά προσέγγιση ταυτίζεται με το θεωρητικό GMPP του Σχήματος 5.18 (α). Επίσης από Σχήμα 5.19 είναι αντιληπτό ότι πραγματοποιούνται αλλαγές τόσο στην ισχύ  $P_{PV}$  όσο και στο ρεύμα  $I_{PV}$  της φωτοβολταϊκής συστοιχίας κατά την εύρεση του GMPP. Αυτό συμβαίνει διότι ο αλγόριθμος του PSO MPPT ανιχνεύει το GMPP, με αλλαγές στην τάση  $V_{PV}$  της φωτοβολταϊκής συστοιχίας.



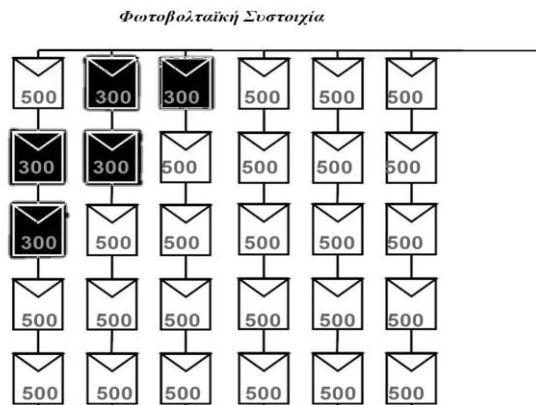
**Σχήμα 5.20.** Η κυματομορφή της τάσης  $V_{DC-link}$  του πυκνωτή  $C_{DC-link}$  στο DC-link.

Από το Σχήμα 5.20 φαίνεται ότι η τιμή της τάσης  $V_{DC-link}$  διατηρείται σταθερή, με βάση την τάση αναφοράς  $V_{DC-link}^* = 400$  V. Επιπλέον έχει κυμάτωση μικρότερη από 1% που εξασφαλίζει την ακρίβεια του αλγορίθμου PSO MPPT και τη σωστή λειτουργία του αντιστροφέα.

Τέλος, στον Πίνακα 5.4 παρουσιάζονται τα GMPP των μοτίβων σκίασης και η απόδοση της μεθόδου PSO MPPT. Παρατηρείται η γρήγορη εύρεση του GMPP, που είναι χαρακτηριστικό του αλγορίθμου PSO MPPT για συνθήκες μερικής σκίασης, και η μεγάλη απόδοση της μεθόδου.

<b>Πίνακας 5.4.</b> <b>Αποτελέσματα της μεθόδου PSO MPPT στα δύο μοτίβα</b>				
	Χρόνος εύρεσης GMPP	Μέγιστη ισχύς θεωρητικής καμπύλης ισχύος	Μέγιστη ισχύς με την μέθοδο PSO MPPT	Απόδοση της μεθόδου PSO MPPT (%)
<b>Μοτίβο σκίασης 1</b>	6,5	5675,1	5674,5	99,9
<b>Μοτίβο σκίασης 2</b>	3,8	4477	4476,6	99,9

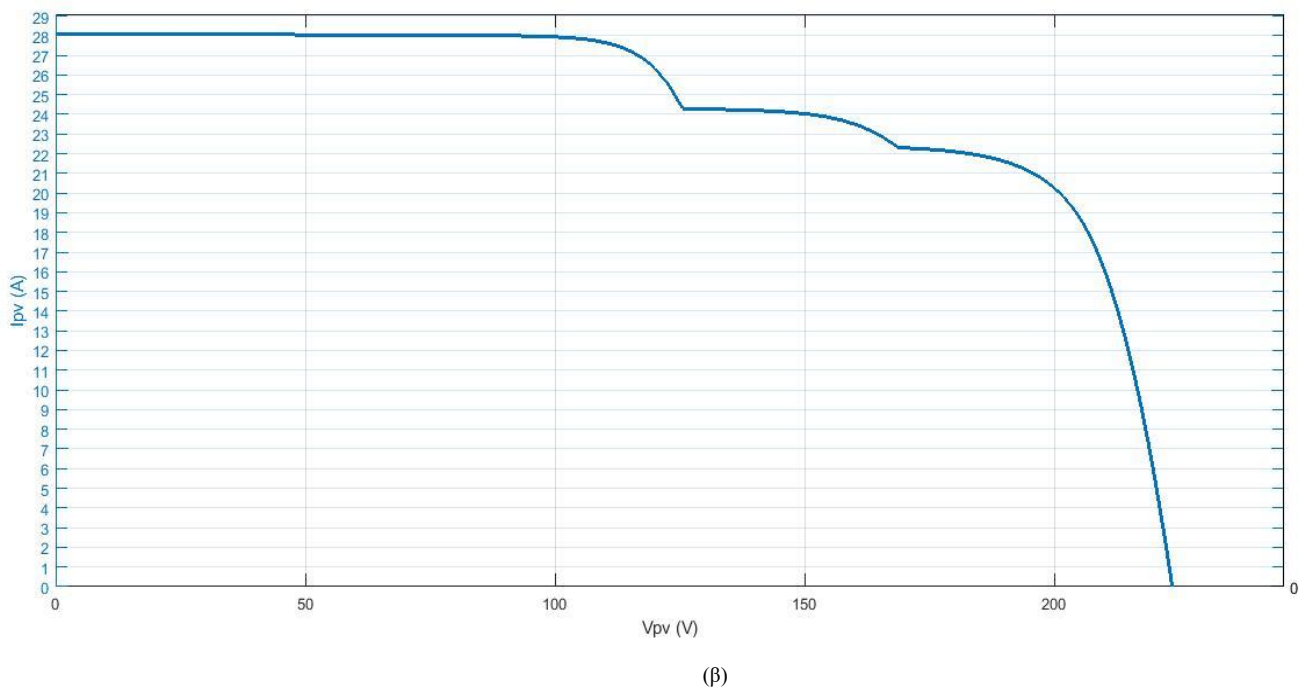
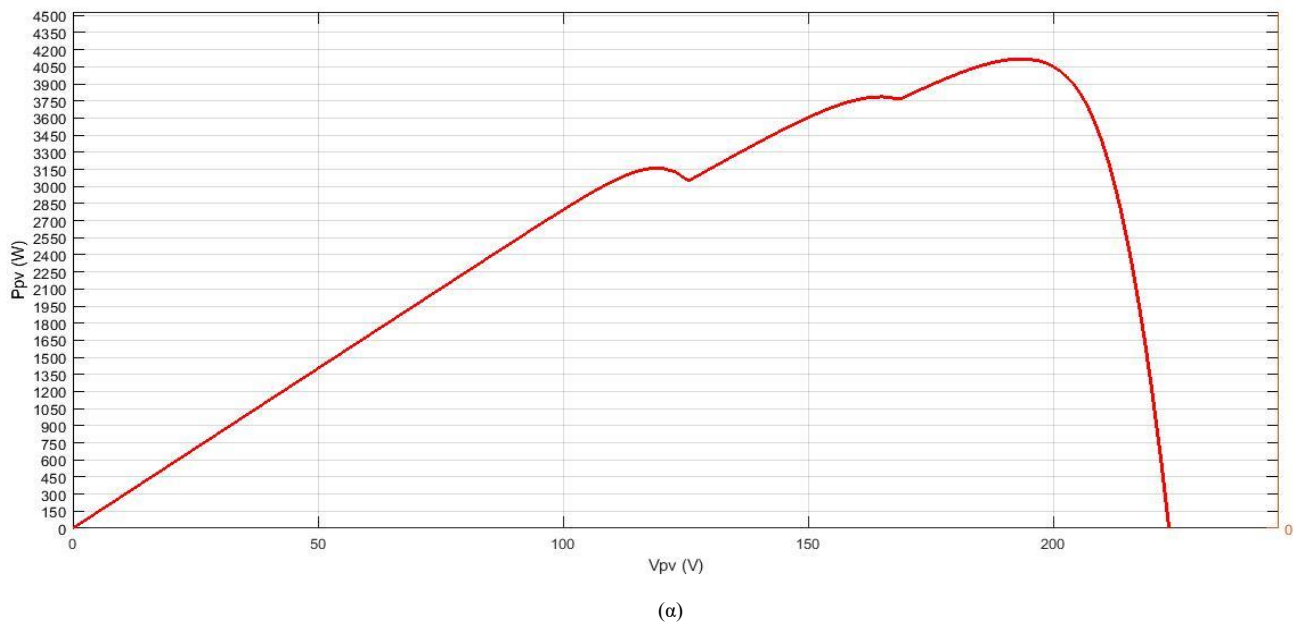
Με τη χρήση των προηγούμενων δύο μοτίβων προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας, διαπιστώθηκε η σωστή λειτουργία του αλγορίθμου PSO MPPT υπό συνθήκες μερικής σκίασης. Στη συνέχεια γίνεται προσομοίωση με μία σειρά από μοτίβα προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας. Τα μοτίβα αυτά εμφανίζονται από τη μερική σκίαση που προκαλεί ένα γειτονικό κτίριο στη φωτοβολταϊκή συστοιχία της οικίας κατά τη διάρκεια της ημέρας.



**Σχήμα 5.21.** Προσπίπτουσα ηλιακή ακτινοβολία του πρώτου μοτίβου σκίασης λόγω γειτονικού κτιρίου.

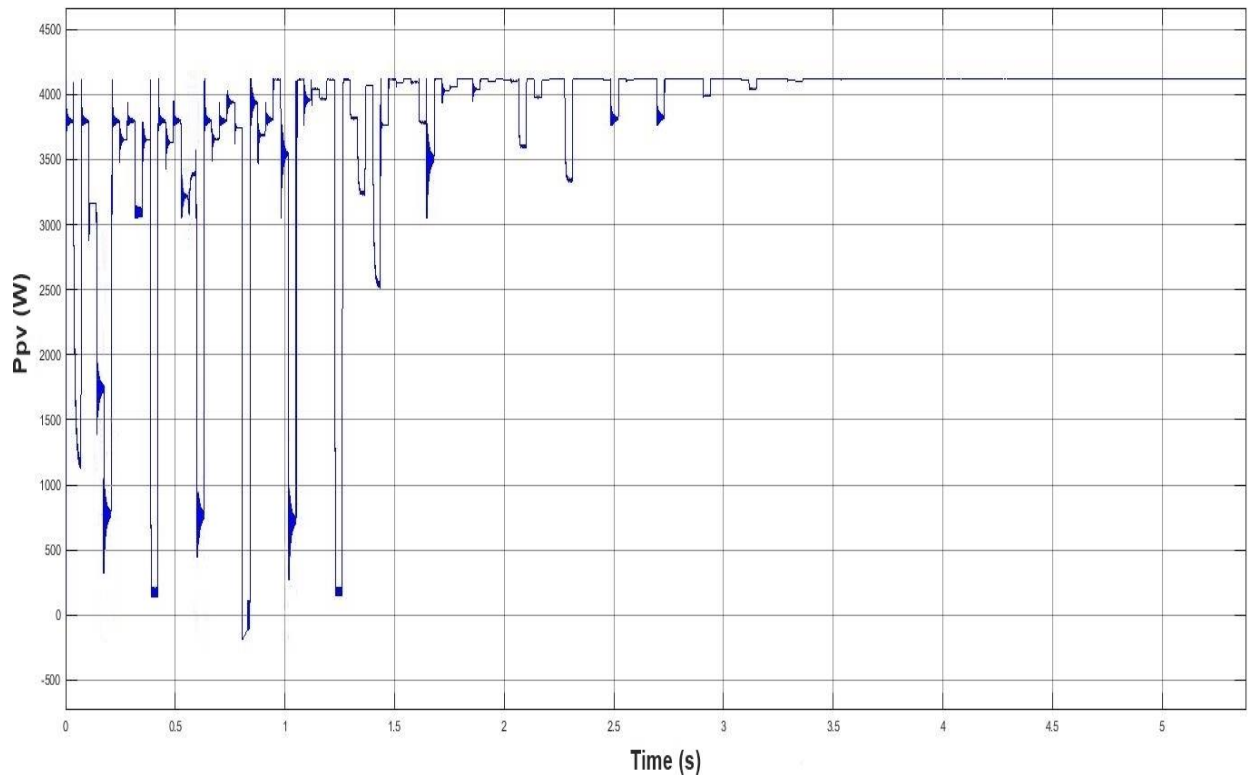
Το πρώτο μοτίβο σκίασης, λόγω του γειτονικού κτιρίου, παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.21. Το μοτίβο αυτό αφορά πρωινές ώρες κατά τις οποίες αρχίζει να πέφτει η σκιά από το γειτονικό κτίριο. Την ώρα αυτή, υπό φυσιολογικές συνθήκες η ηλιακή ακτινοβολία που προσπίπτει κάθετα στη φωτοβολταϊκή συστοιχία είναι  $500 \text{ W/m}^2$ .

Τα διαγράμματα P-V και I-V του πρώτου μοτίβου (Σχήμα 5.21) παρουσιάζονται στο Σχήμα 5.22.

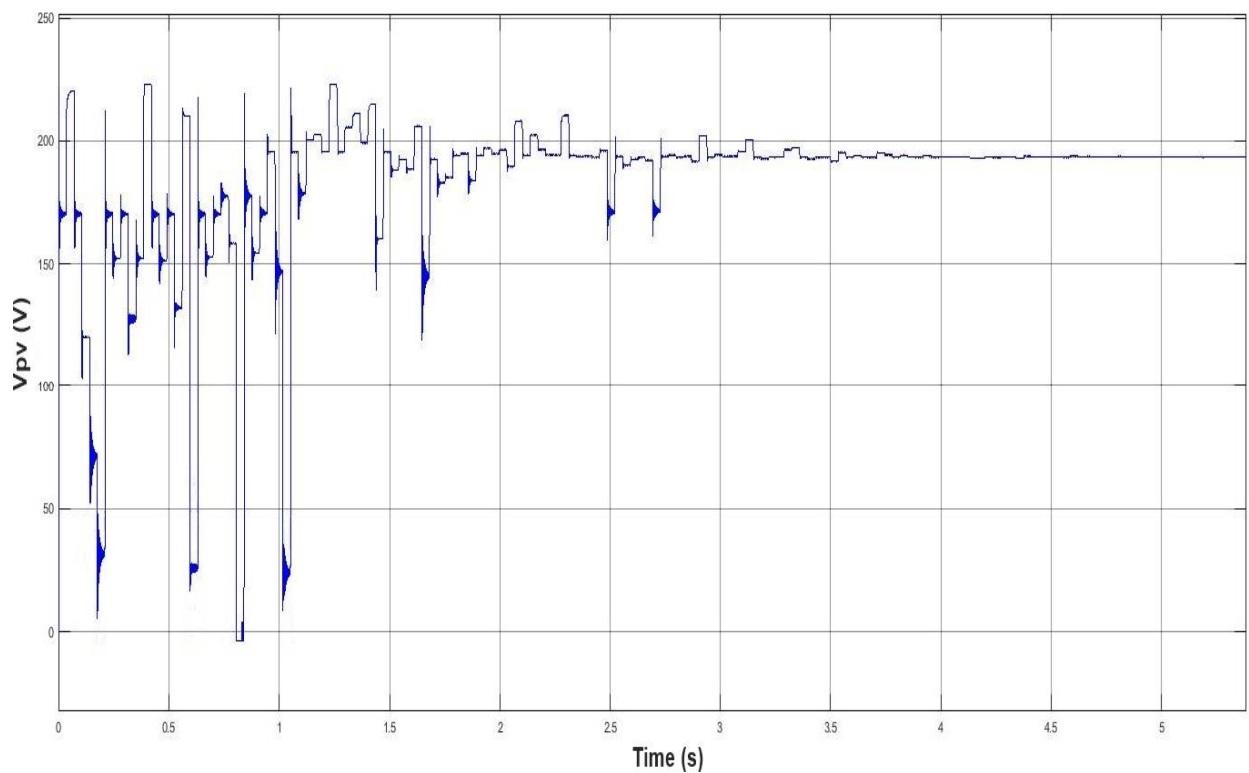


**Σχήμα 5.22.** (α) Διάγραμμα P-V και (β) I-V του πρώτου μοτίβου σκίασης λόγω γειτονικού κτιρίου.

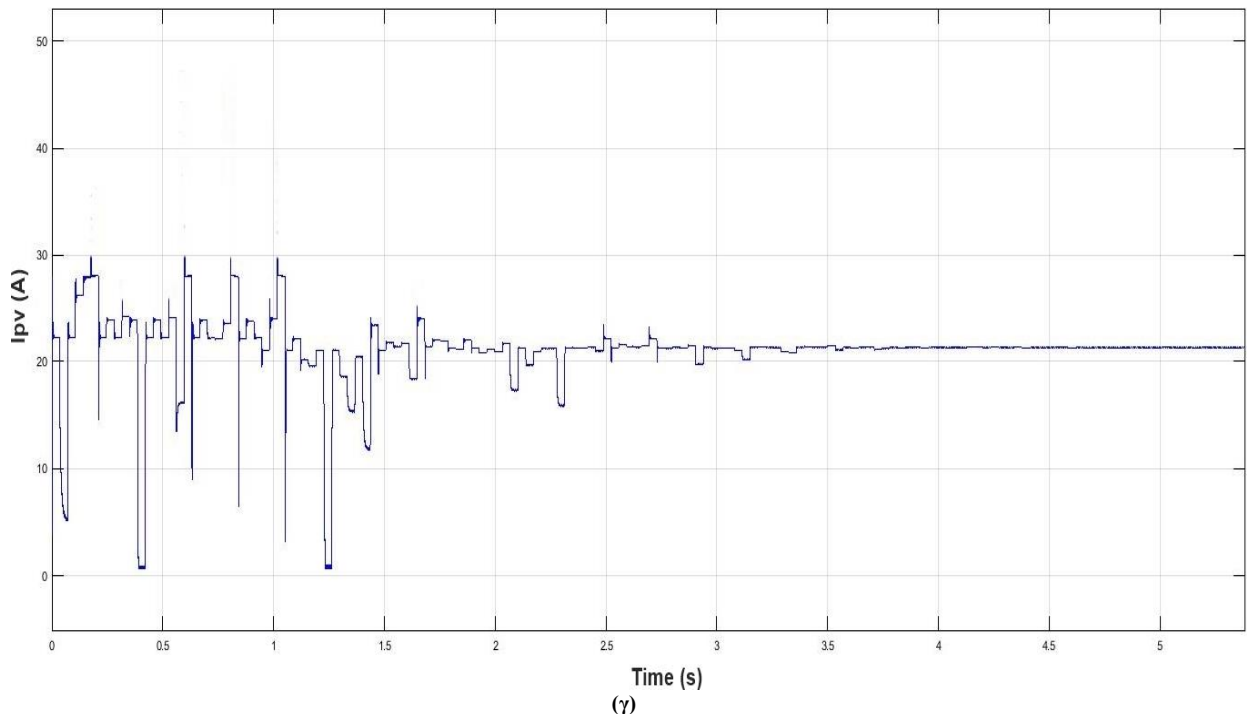
Το μοτίβο στο Σχήμα 5.21 έχει τρεις κορυφές στην καμπύλη  $P_{pv} - V_{pv}$  (Σχήμα 5.22 (α)), με το GMPP στην τρίτη καμπύλη από αριστερά. Το ακριβές σημείο GMPP στο φωτοβολταϊκό σύστημα ανιχνεύεται από τον αλγόριθμο PSO MPPT.



(α)

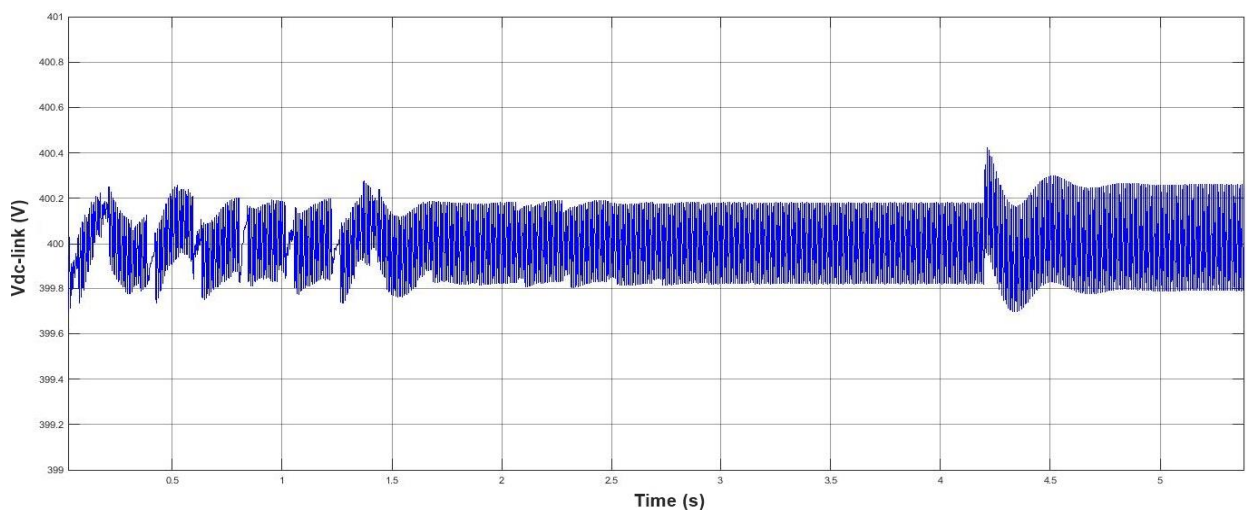


(β)



**Σχήμα 5.23.** Κυματομορφές κατά την εύρεση του GMPP του πρώτου μοτίβου λόγω γειτονικού κτιρίου με τη μέθοδο PSO MPPT: (α) Κυματομορφή ισχύος  $P_{PV}$ , (β) τάσης  $V_{PV}$  και (γ) ρεύματος  $I_{PV}$ .

Από το Σχήμα 5.23 (α) παρατηρείται ότι το GMPP, που ανιχνεύεται με τη μέθοδο PSO MPPT, σταθεροποιείται στα 3.9 s και κατά προσέγγιση ταυτίζεται με το GMPP του Σχήματος 5.22 (α). Λόγω της λειτουργίας του αλγορίθμου PSO MPPT, ο οποίος ανιχνεύει το GMPP με αλλαγές στην τάση  $V_{PV}$  της φωτοβολταϊκής συστοιχίας (Σχήμα 5.23 (β)), πραγματοποιούνται αλλαγές στην ισχύ  $P_{PV}$  (5.22 (α)) και στο ρεύμα  $I_{PV}$  (5.22 (γ)) της φωτοβολταϊκής συστοιχίας κατά την εύρεση του GMPP.

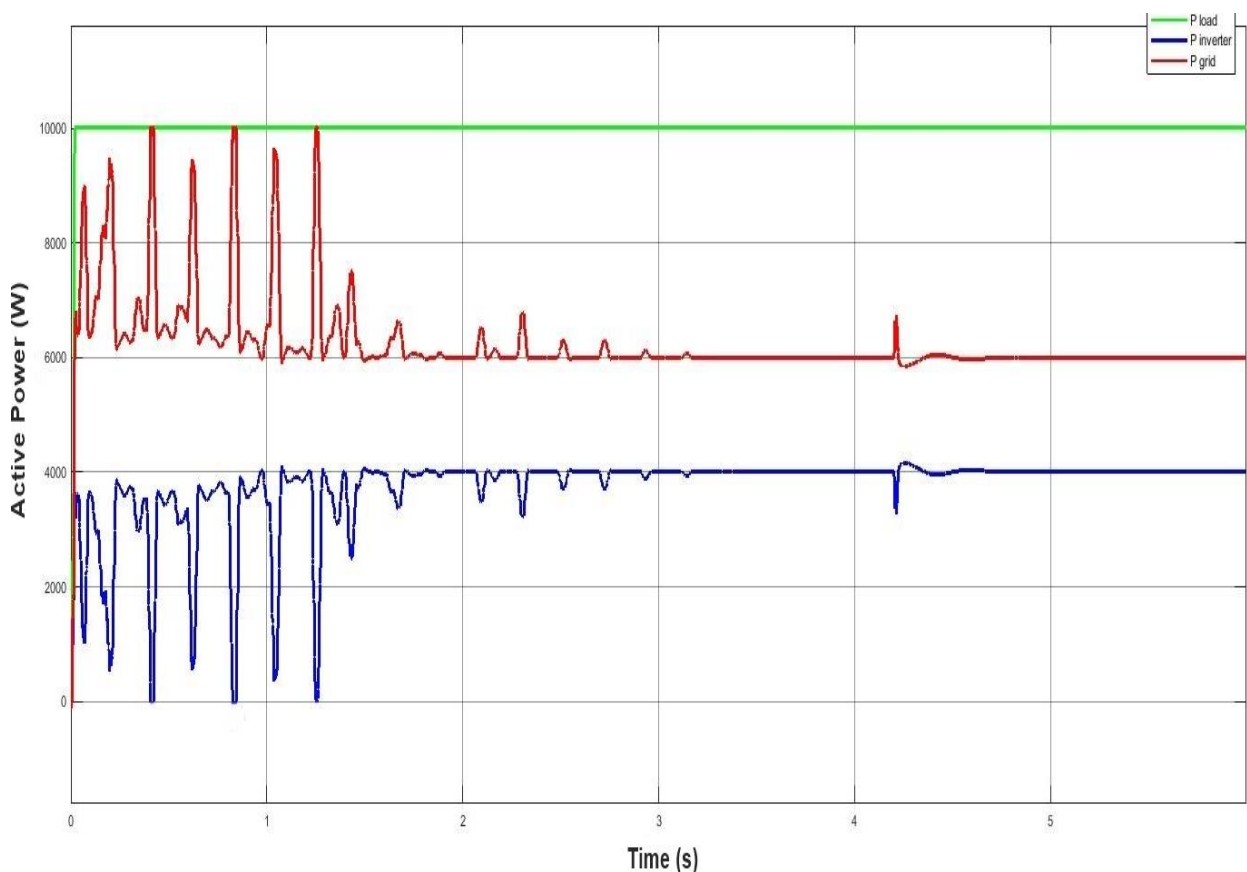


**Σχήμα 5.24.** Η κυματομορφή της τάσης  $V_{DC-link}$  του πυκνωτή  $C_{DC-link}$  στο DC-link για το πρώτο μοτίβο λόγω γειτονικού κτιρίου.

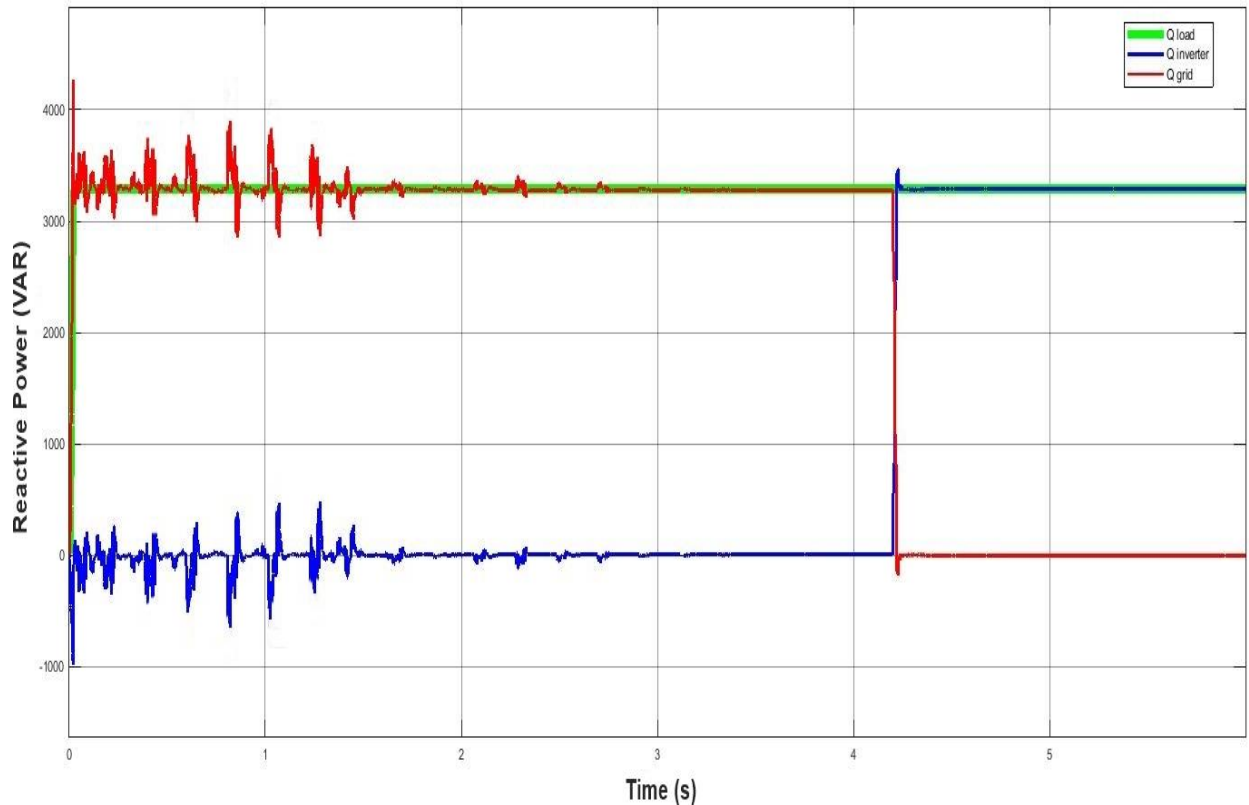


Από το Σχήμα 5.24 παρατηρείται ότι η τιμή της τάσης  $V_{DC-link}$  διατηρείται σταθερή, με βάση την τάση αναφοράς  $V_{DC-link}^* = 400$  V. Επιπλέον έχει κυμάτωση μικρότερη του 1% που εξασφαλίζει την ακρίβεια του αλγορίθμου PSO MPPT και τη σωστή λειτουργία του αντιστροφέα.

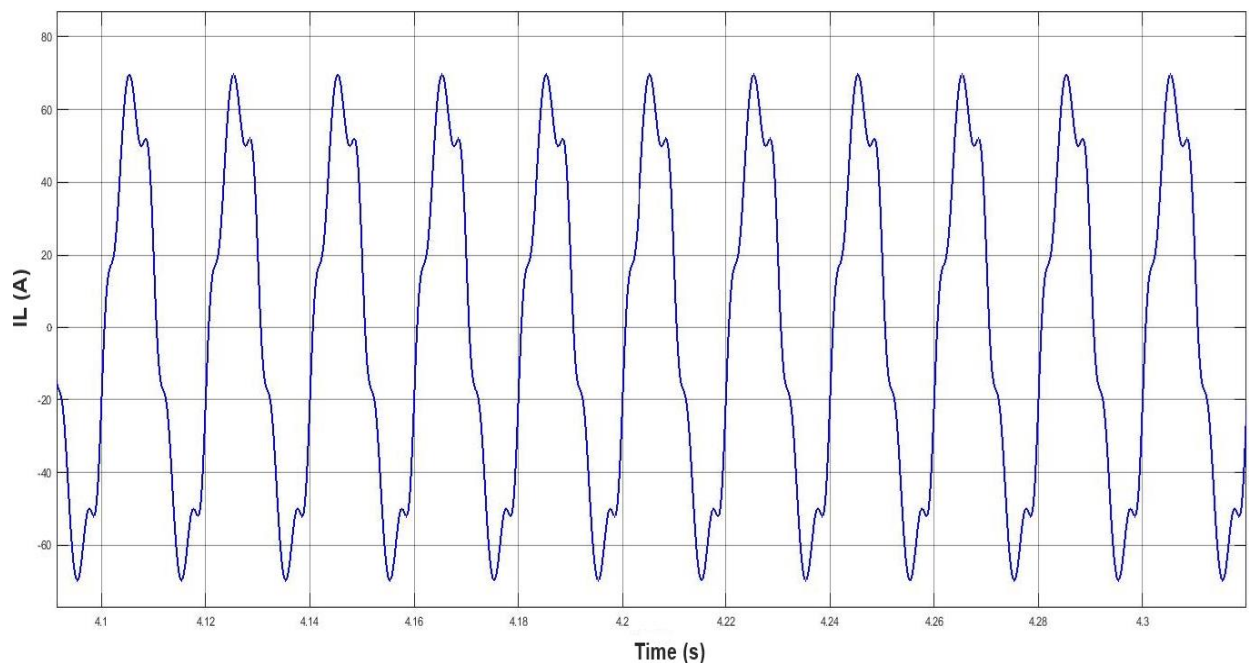
Στο Σχήμα 5.25 και στο Σχήμα 5.26 παρουσιάζεται η ενεργός και η άεργος ισχύς του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα, του δικτύου και του φορτίου κατά τη διάρκεια εύρεσης του GMPP. Λόγω της αλλαγής τιμών ισχύος στην έξοδο της φωτοβολταϊκής συστοιχίας (Σχήμα 5.23 (α)), μέχρι την ανίχνευση του GMPP τη στιγμή  $t = 3,9$  s, υπάρχει μία συνεχής αλλαγή τιμών στην ενεργό ισχύ του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα και του δικτύου (Σχήμα 5.25). Το ίδιο χρονικό διάστημα παρατηρείται μια διακύμανση της άεργου ισχύος του αντιστροφέα και του δικτύου. Αυτό εμφανίζεται διότι κατά τη διάρκεια του MPPT, τα grid-tied φωτοβολταϊκά συστήματα παρουσιάζουν ενδοαρμονικές (interharmonics) στο ρεύμα του δικτύου ειδικά όταν λειτουργούν σε χαμηλή ισχύ. Οι ενδοαρμονικές ορίζονται ως τα στοιχεία συχνότητας που δεν είναι ακέραια πολλαπλάσια της θεμελιώδους συχνότητας. Για αυτό το λόγο δημιουργούν διακυμάνσεις στην άεργο ισχύ του δικτύου και του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα [52]. Παρόλα αυτά η τάση στο DC-link  $V_{DC-link}$  διατηρείται γύρω από την τάση αναφοράς  $V_{DC-link}^* = 400$  V (Σχήμα 5.24). Έτσι εξασφαλίζεται η σωστή λειτουργία του αντιστροφέα ενώ η ενεργός και η άεργος ισχύς του φορτίου παραμένουν σταθερές (Σχήμα 5.25 και Σχήμα 5.26).



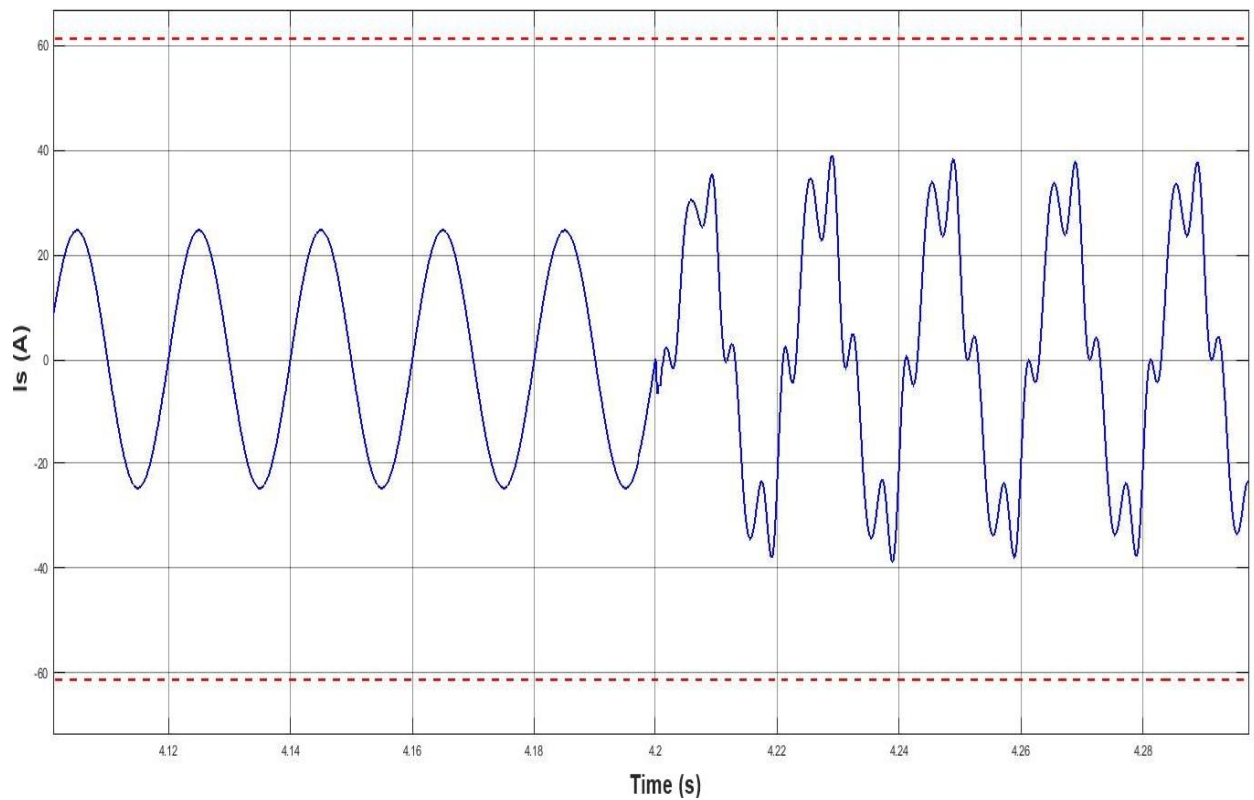
**Σχήμα 5.25.** Ενεργός ισχύς του συστήματος που συμπεριλαμβάνει την ενεργό ισχύ του φορτίου (πράσινο), του αντιστροφέα (μπλε) και του ηλεκτρικού δικτύου (κόκκινο) υπό την επίδραση του πρώτου μοτίβου σκίασης λόγω γειτονικού κτιρίου.



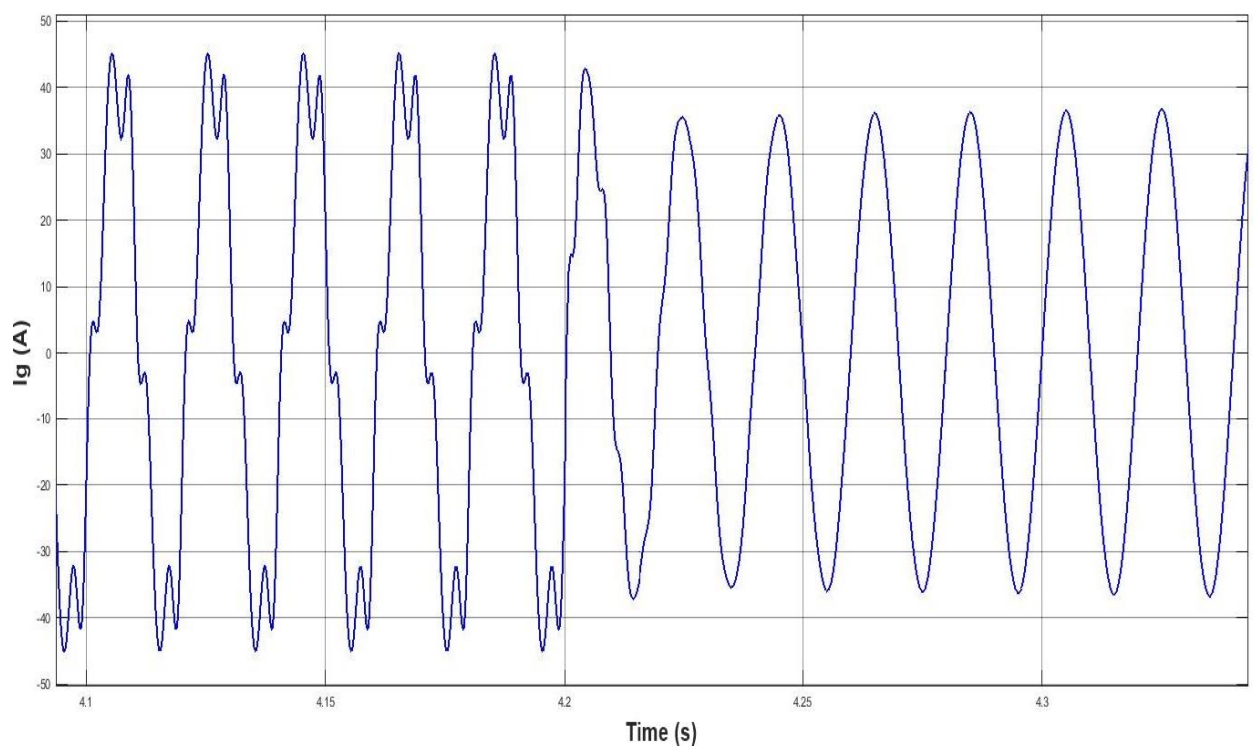
**Σχήμα 5.26.** Άεργος ισχύς του συστήματος που συμπεριλαμβάνει την άεργο ισχύ του φορτίου (πράσινο), του αντιστροφέα (μπλε) και του ηλεκτρικού δικτύου (κόκκινο) υπό την επίδραση του πρώτου μοτίβου σκίασης λόγω γειτονικού κτιρίου.



**Σχήμα 5.27.** Ρεύμα φορτίου  $i_L$  (σταθερό για όλη την προσομοίωση).



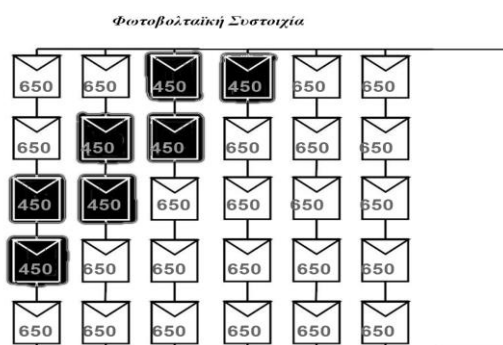
(α)



(β)

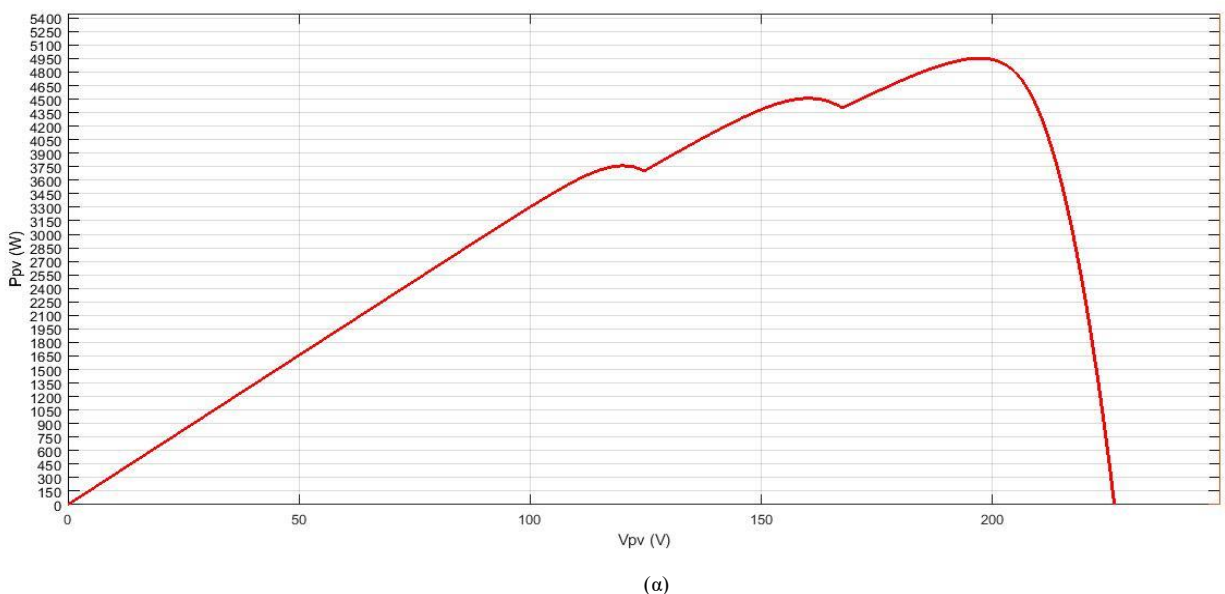
**Σχήμα 5.28.** Τα ρεύματα του συστήματος κατά την ενεργοποίηση και των επικουρικών υπηρεσιών τη στιγμή  $t = 4,2 \text{ s}$  (α) Ρεύμα αντιστροφείας  $i_s$ , (β) Ρεύμα ηλεκτρικού δικτύου  $i_g$ .

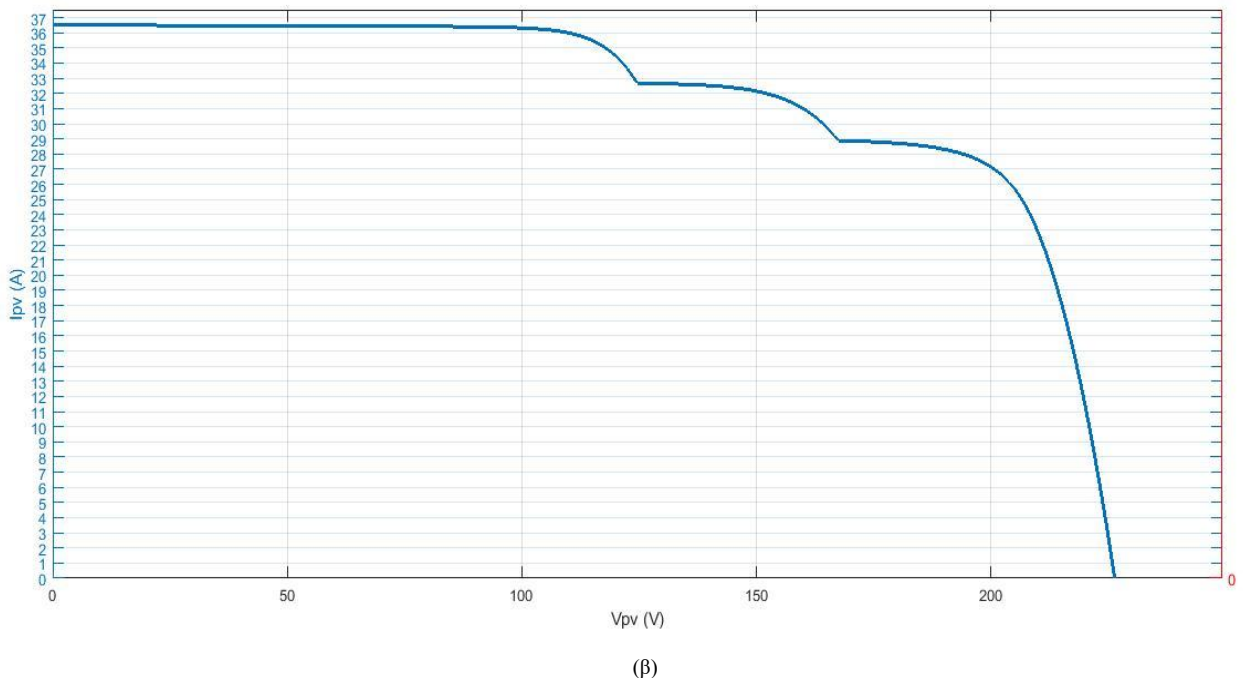
Από το Σχήμα 5.27 φαίνεται ότι το ρεύμα του φορτίου  $i_L$  δεν επηρεάζεται κατά τη διάρκεια της προσομοίωσης. Αυτό συμβαίνει διότι η τάση στο PCC διατηρείται σταθερή. Επίσης στα Σχήματα 5.28 (α), (β), όπου παρουσιάζεται το ρεύμα του αντιστροφέα και του ηλεκτρικού δικτύου, αντίστοιχα, παρατηρείται ότι ο φωτοβολταϊκός αντιστροφέας και το δίκτυο μετά την εύρεση του GMPP έχουν την ίδια συμπεριφορά λειτουργίας κατά την εκτέλεση επικουρικών υπηρεσιών με αυτή του Κεφαλαίου 5.1. Έτσι πραγματοποιείται αρμονική αντιστάθμιση ρεύματος από το φωτοβολταϊκό αντιστροφέα και το THD του ρεύματος δικτύου διατηρείται κάτω από το 5%. Επιπλέον από τα Σχήματα 5.25 και το Σχήμα 5.26 όπου παρουσιάζεται η ενεργός και η άεργος ισχύς, αντίστοιχα, του φωτοβολταϊκού συστήματος και του δικτύου, παρατηρείται ότι η άεργος ισχύς του φορτίου εξυπηρετείται από τον φωτοβολταϊκό αντιστροφέα, διότι η ισχύς που διαχειρίζεται ο αντιστροφέας είναι μικρότερη από την ονομαστική του ισχύ.



**Σχήμα 5.29.** Προσπίπτουσα ηλιακή ακτινοβολία του δεύτερου μοτίβου σκίασης λόγω του γειτονικού κτιρίου.

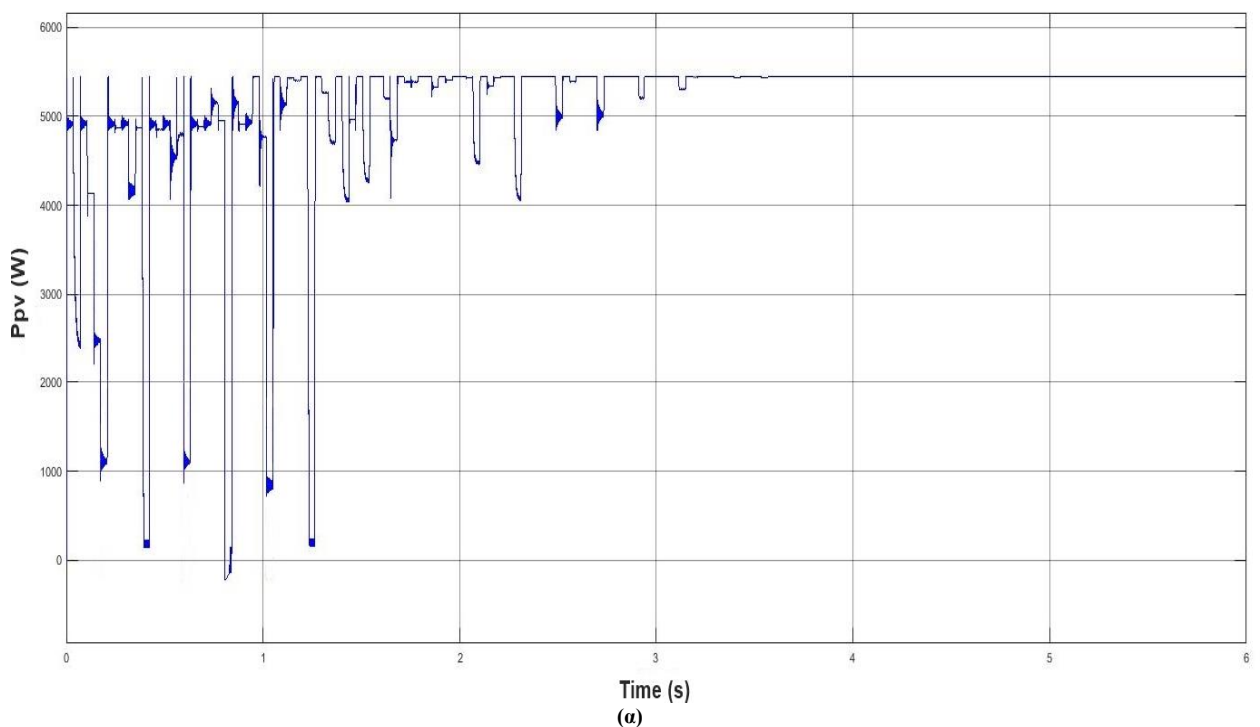
Το δεύτερο μοτίβο σκίασης, λόγω του γειτονικού κτιρίου, παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.29. Το μοτίβο αυτό αφορά επίσης πρωινές ώρες, όπως το μοτίβο από το Σχήμα 5.21. Την ώρα αυτή, υπό φυσιολογικές συνθήκες η ηλιακή ακτινοβολία που προσπίπτει κάθετα στη φωτοβολταϊκή συστοιχία είναι  $650 \text{ W/m}^2$ .

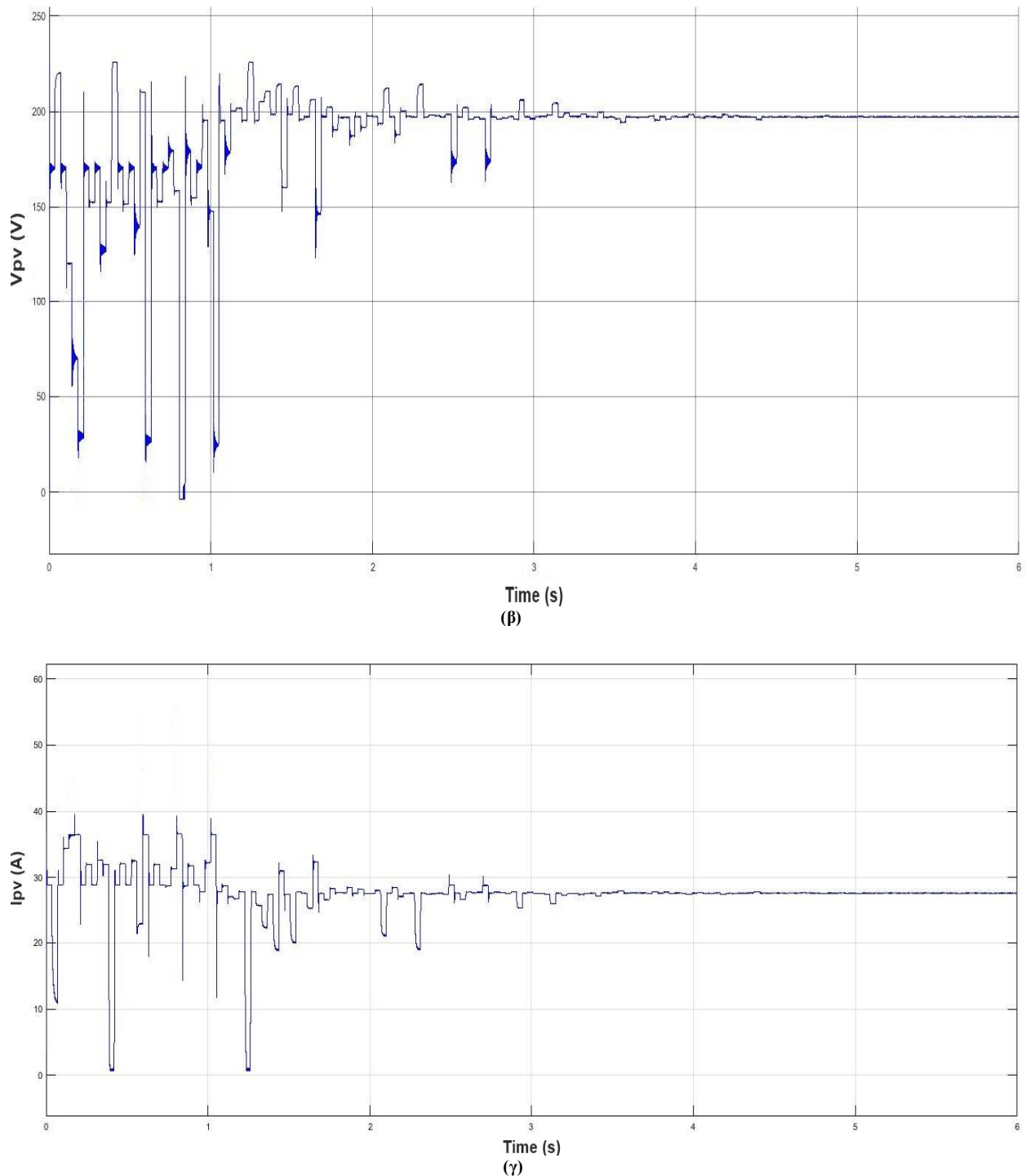




**Σχήμα 5.30.** (α) Διάγραμμα P-V και (β) I-V του δεύτερου μοτίβου σκίασης λόγω γειτονικού κτιρίου.

Το μοτίβο από το Σχήμα 5.29 έχει τρεις κορυφές στην καμπύλη  $P_{PV} - V_{PV}$  (Σχήμα 5.30 (α)), με το GMPP στην τρίτη καμπύλη από αριστερά. Το ακριβές σημείο GMPP στο φωτοβολταϊκό σύστημα ανιχνεύεται από τον αλγόριθμο PSO MPPT.

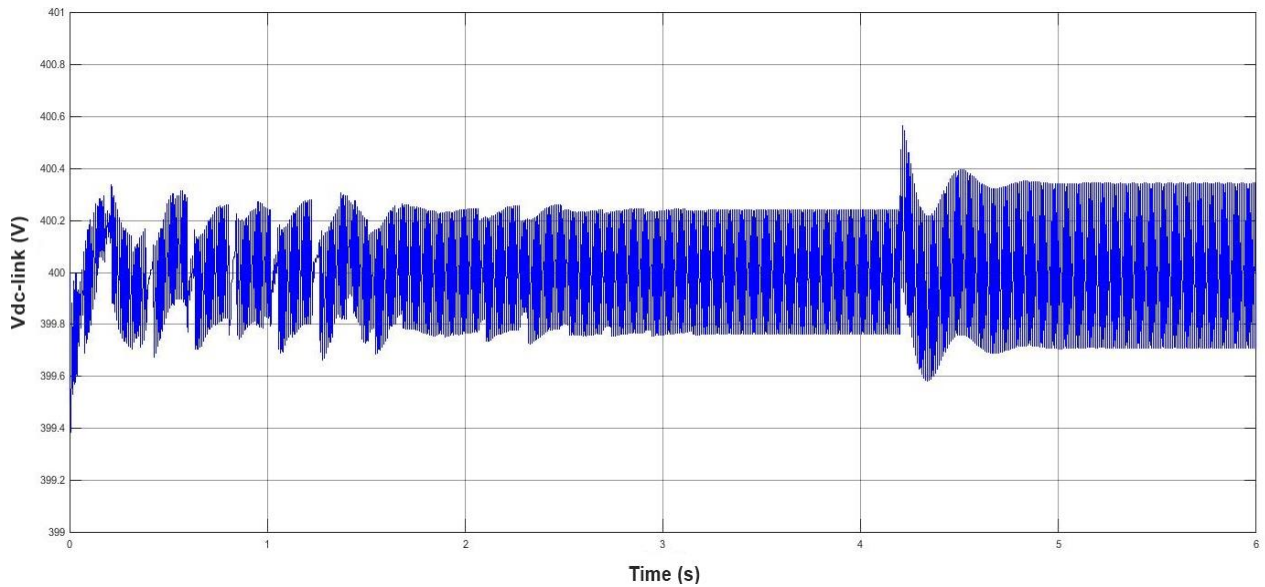




**Σχήμα 5.31.** Κυματομορφές κατά την εύρεση GMPP του δευτέρου μοτίβου με μέθοδο PSO MPPT. (α) Κυματομορφή ισχύος  $P_{pv}$ , (β) τάσης  $V_{pv}$  και (γ) ρεύματος  $I_{pv}$ .

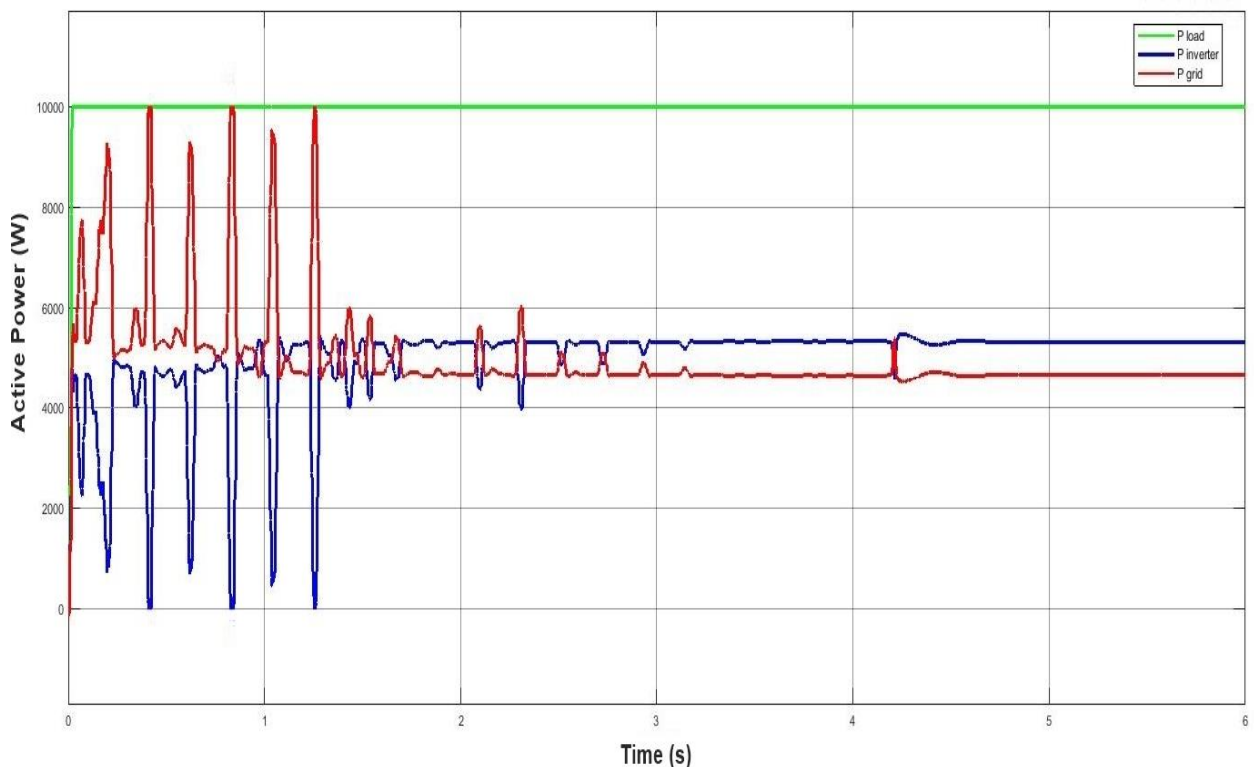
Από το Σχήμα 5.31 (α) παρατηρείται ότι το GMPP που ανιχνεύεται με τη μέθοδο PSO MPPT, σταθεροποιείται στα 3.7 s και ταυτίζεται κατά προσέγγιση με το GMPP του Σχήματος 5.30 (α). Για να γίνει η ανίχνευσή του GMPP πραγματοποιούνται εναλλαγές στην τάση  $V_{pv}$  (Σχήμα 5.31 (β)) με αποτέλεσμα να αλλάζει τόσο η ισχύς  $P_{pv}$  (Σχήμα 5.31 (α)) όσο και το ρεύμα  $I_{pv}$  (Σχήμα 5.31 (γ)) της φωτοβολταϊκής συστοιχίας.



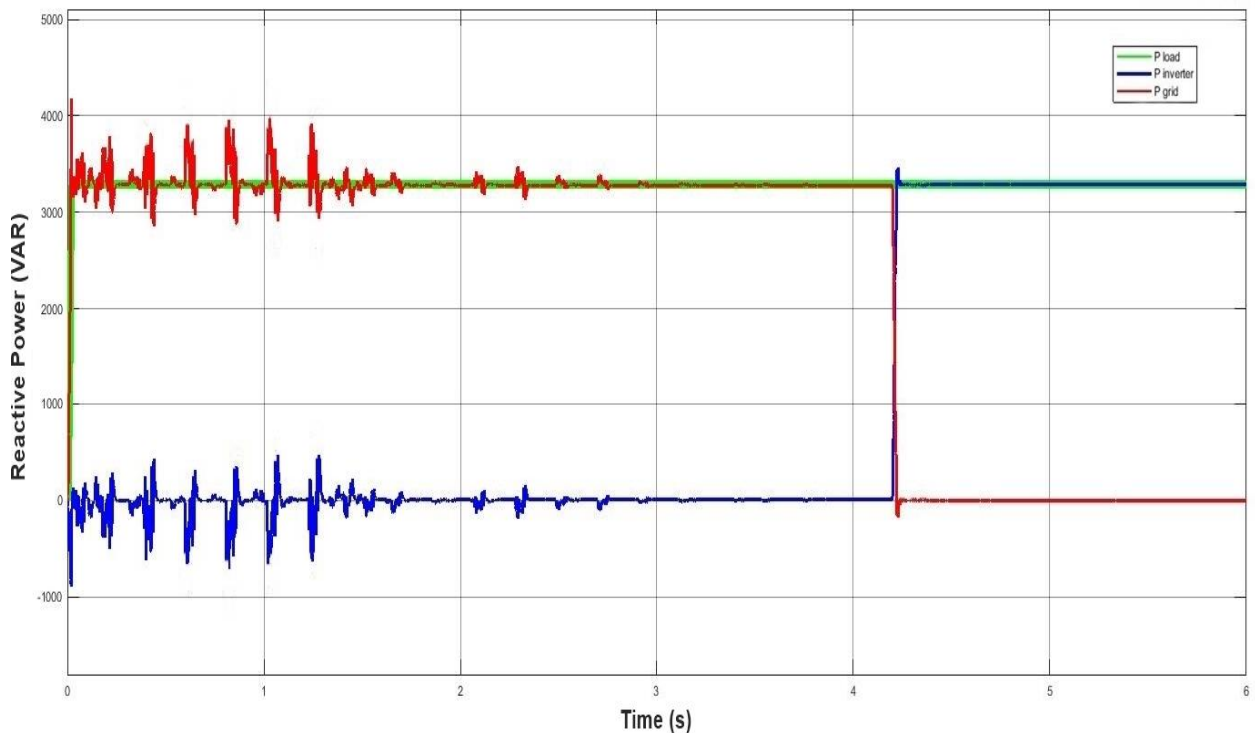


**Σχήμα 5.32.** Τάση  $V_{DC-link}$  του πυκνωτή  $C_{DC-link}$  στο DC-link για το δεύτερο μοτίβο.

Από το Σχήμα 5.32 παρατηρείται ότι η τιμή της τάσης  $V_{DC-link}$  διατηρείται σταθερή, με βάση την τάση αναφοράς  $V_{DC-link}^* = 400$  V. Επιπλέον έχει κυμάτωση μικρότερη του 1% που εξασφαλίζει την ακρίβεια του αλγορίθμου PSO MPPT και τη σωστή λειτουργία του αντιστροφέα.



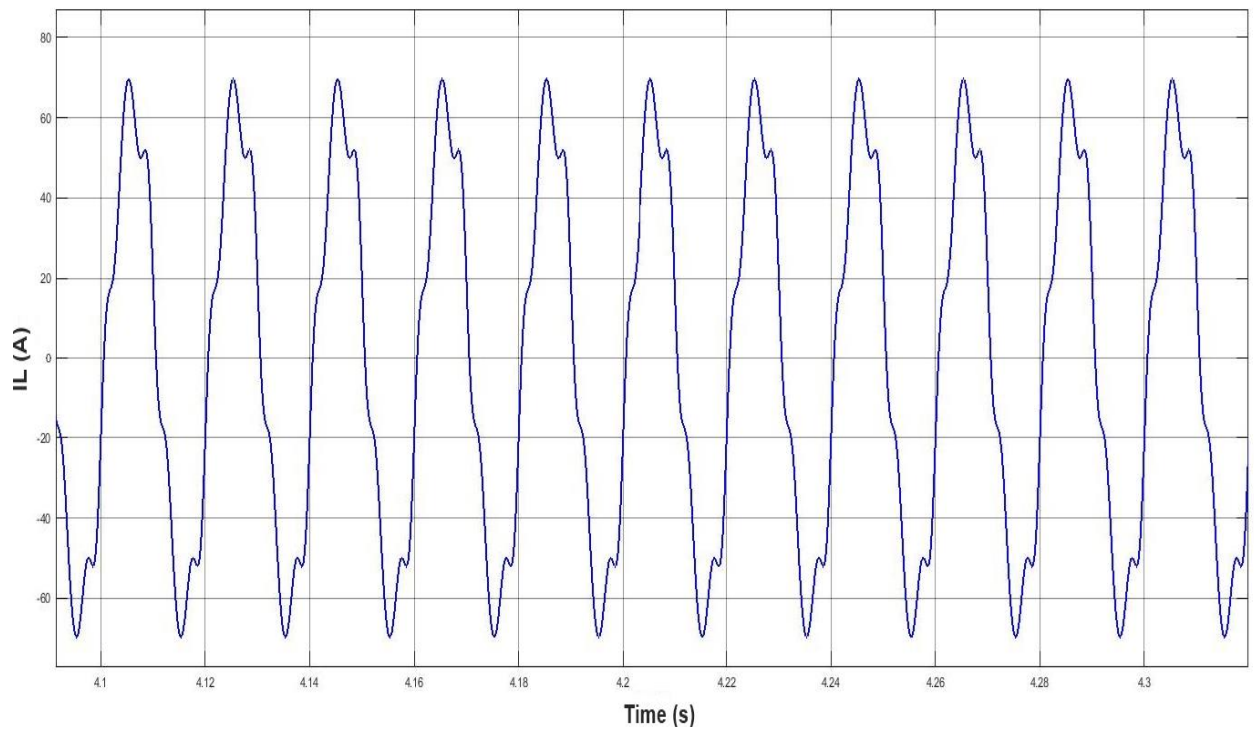
**Σχήμα 5.33.** Ενεργός ισχύς του συστήματος που συμπεριλαμβάνει την ενεργό ισχύ του φορτίου (πράσινο), του αντιστροφέα (μπλε) και του ηλεκτρικού δικτύου (κόκκινο) υπό την επίδραση του δεύτερου μοτίβου σκίασης λόγω γειτονικού κτιρίου.



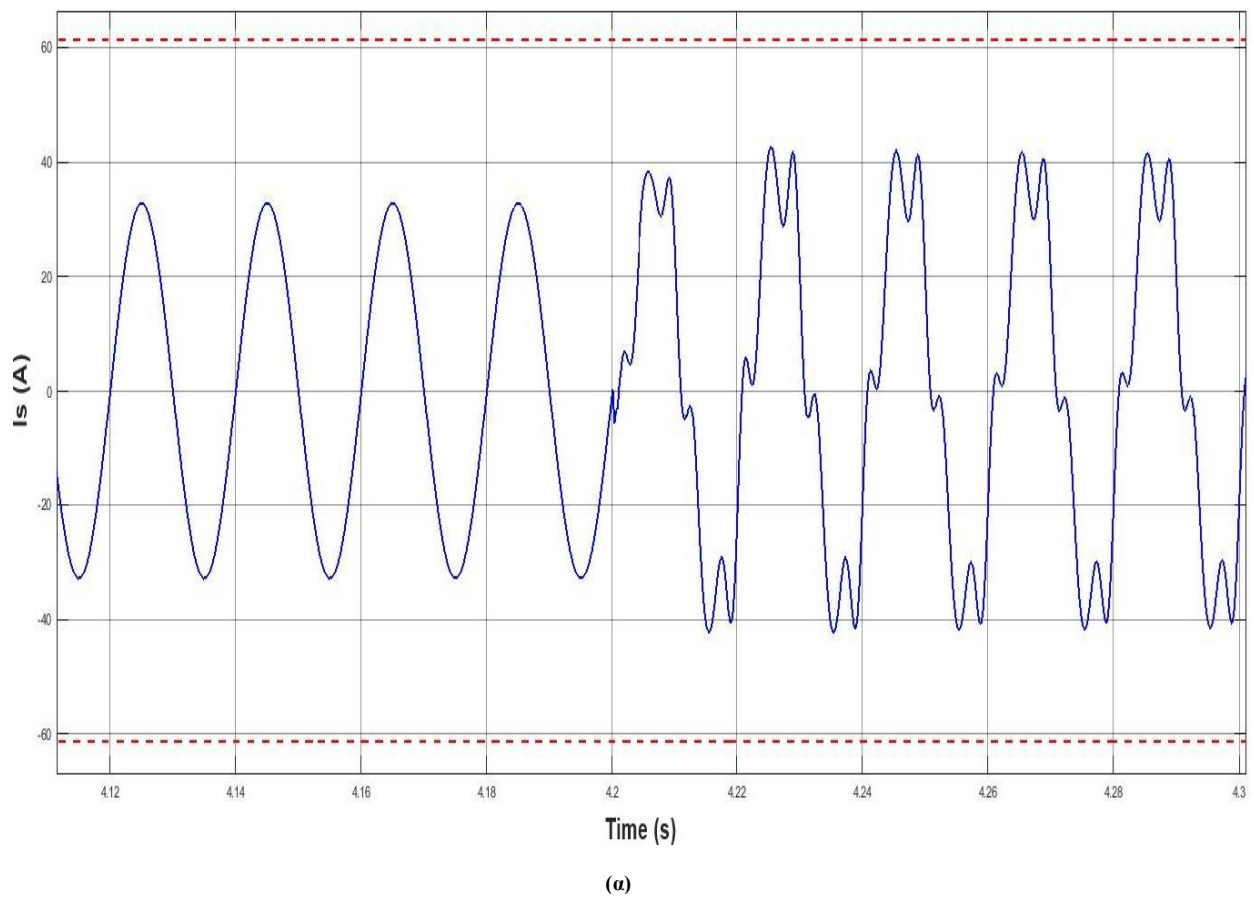
**Σχήμα 5.34.** Άεργος ισχύς του συστήματος που συμπεριλαμβάνει την άεργο ισχύ του φορτίου (πράσινο), του αντιστροφέα (μπλε) και του ηλεκτρικού δικτύου (κόκκινο) υπό την επίδραση του δεύτερου μοτίβου σκίασης λόγω γειτονικού κτιρίου.

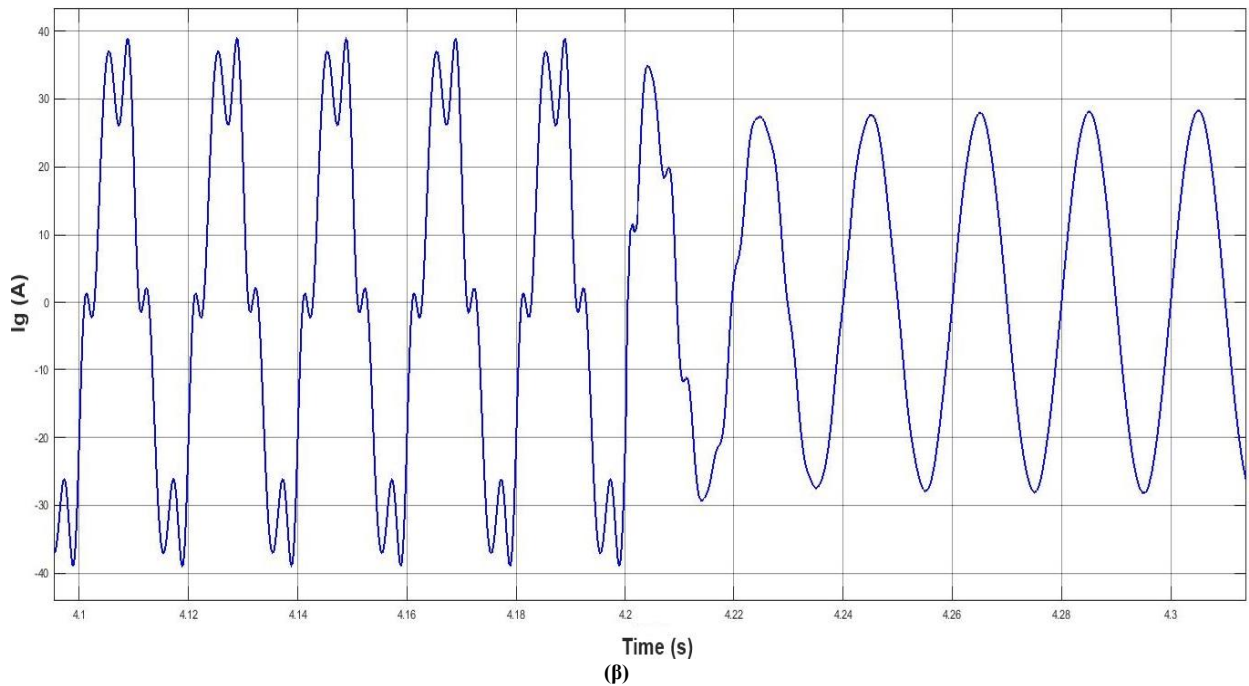
Στο Σχήμα 5.33 και στο Σχήμα 5.34 φαίνεται η ενεργός και η άεργος ισχύς του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα, του δικτύου και του φορτίου κατά τη διάρκεια λειτουργίας του αλγορίθμου PSO MPPT. Έτσι λόγω της αλλαγής τιμών ισχύος εξόδου της φωτοβολταϊκής συστοιχίας (Σχήμα 5.31 (α)), μέχρι την ανίχνευση του GMPP, υπάρχει μία συνεχή αλλαγή τιμών στην ενεργό ισχύ του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα και του δικτύου (Σχήμα 5.33). Επίσης παρατηρείται μια διακύμανση της άεργου ισχύος του αντιστροφέα και του δικτύου. Όπως εξηγήθηκε στα αποτελέσματα του προηγούμενου μοτίβου, κατά τη διάρκεια του MPPT σε grid-tied φωτοβολταϊκό σύστημα παρουσιάζονται ενδοαρμονικές στο ρεύμα του δικτύου που δημιουργούν διακυμάνσεις στην άεργο ισχύ του δικτύου και του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα [52]. Παρόλα αυτά η τάση στο DC-link  $V_{DC-link}$  διατηρείται γύρω από την τάση αναφοράς  $V_{DC-link}^* = 400 \text{ V}$  (Σχήμα 5.32). Έτσι εξασφαλίζεται η σωστή λειτουργία του αντιστροφέα, ενώ η ενεργός και η άεργος ισχύς του φορτίου παραμένουν σταθερές (Σχήμα 5.33 και Σχήμα 5.34).





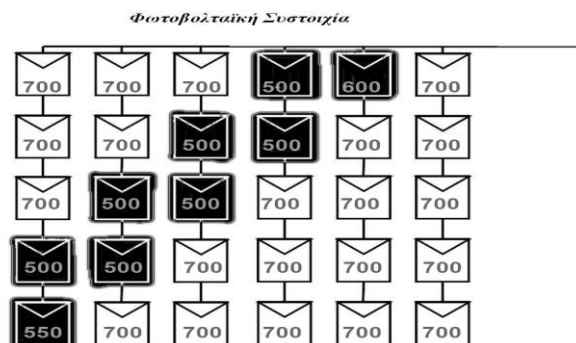
**Σχήμα 5.35.** Ρεύμα φορτίου  $i_L$  (σταθερό για όλη την προσομοίωση).





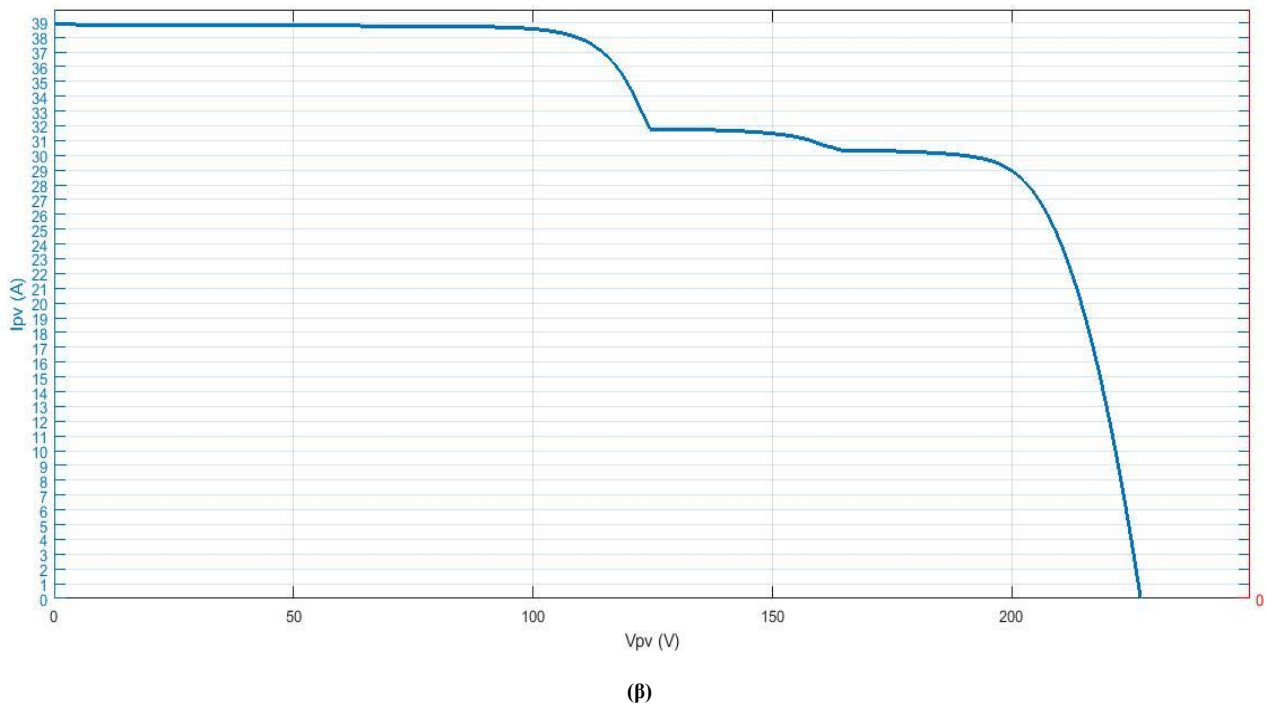
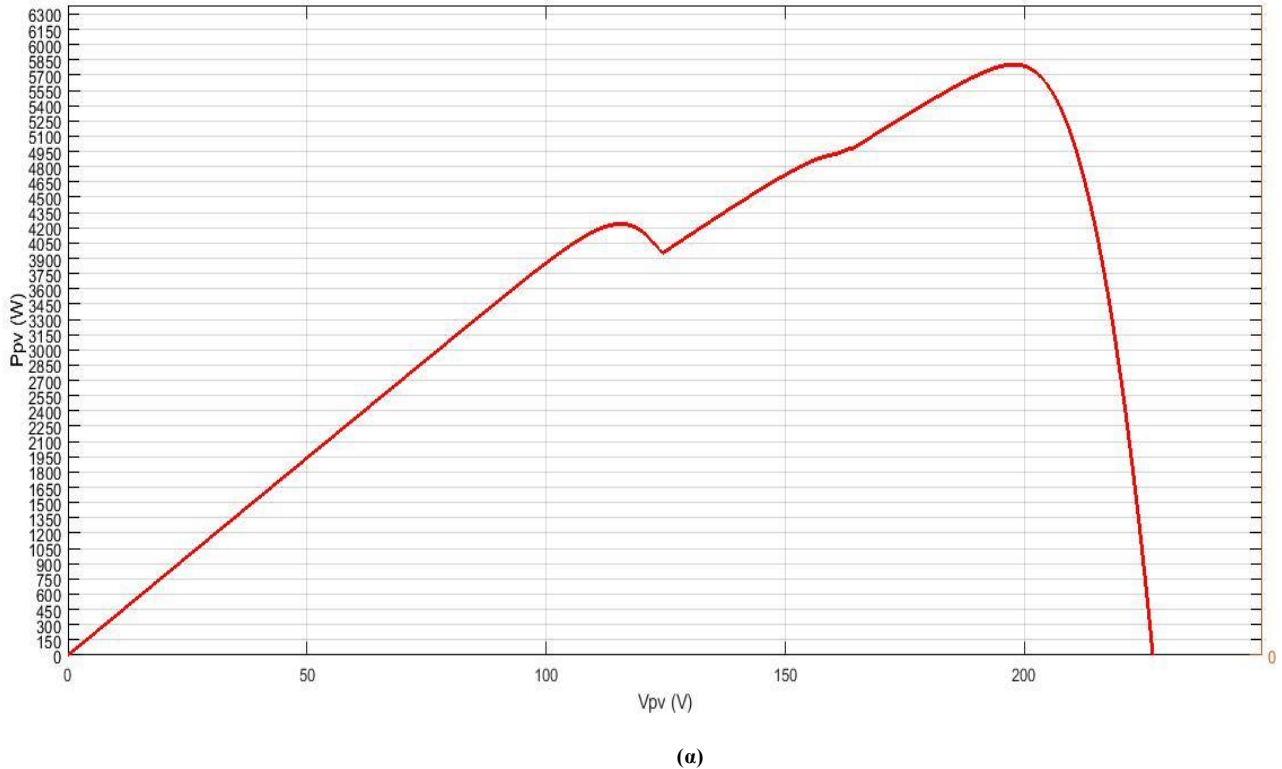
**Σχήμα 5.36.** Τα ρεύματα του συστήματος κατά την ενεργοποίηση και των επικουρικών υπηρεσιών τη στιγμή  $t = 4,2 \text{ s}$  (α) Ρεύμα αντιστροφέα  $i_s$ , (β) Ρεύμα ηλεκτρικού δικτύου  $i_g$ .

Από το Σχήμα 5.35 φαίνεται ότι το ρεύμα του φορτίου  $i_L$  δεν επηρεάζεται κατά τη διάρκεια της προσομοίωσης. Αυτό συμβαίνει διότι η τάση στο PCC διατηρείται σταθερή. Επίσης στα Σχήματα 5.36 (α), (β), όπου παρουσιάζεται το ρεύμα του αντιστροφέα και του ηλεκτρικού δικτύου αντίστοιχα, παρατηρείται ότι ο φωτοβολταϊκός αντιστροφέας και το δίκτυο μετά την εύρεση του GMPP έχουν την ίδια συμπεριφορά λειτουργίας κατά την εκτέλεση επικουρικών υπηρεσιών με αυτή του Κεφαλαίου 5.1. Έτσι πραγματοποιείται αρμονική αντιστάθμιση ρεύματος από το φωτοβολταϊκό αντιστροφέα και το THD του ρεύματος δικτύου διατηρείται κάτω από το 5%. Επιπλέον από το Σχήμα 5.33 και το Σχήμα 5.34 όπου παρουσιάζεται η ενεργός και η άεργος ισχύς, αντίστοιχα, του φωτοβολταϊκού συστήματος και του δικτύου, παρατηρείται ότι η άεργος ισχύς του φορτίου εξυπηρετείται από το φωτοβολταϊκό αντιστροφέα, διότι η ισχύς που διαχειρίζεται ο αντιστροφέας είναι μικρότερη από την ονομαστική του ισχύ.



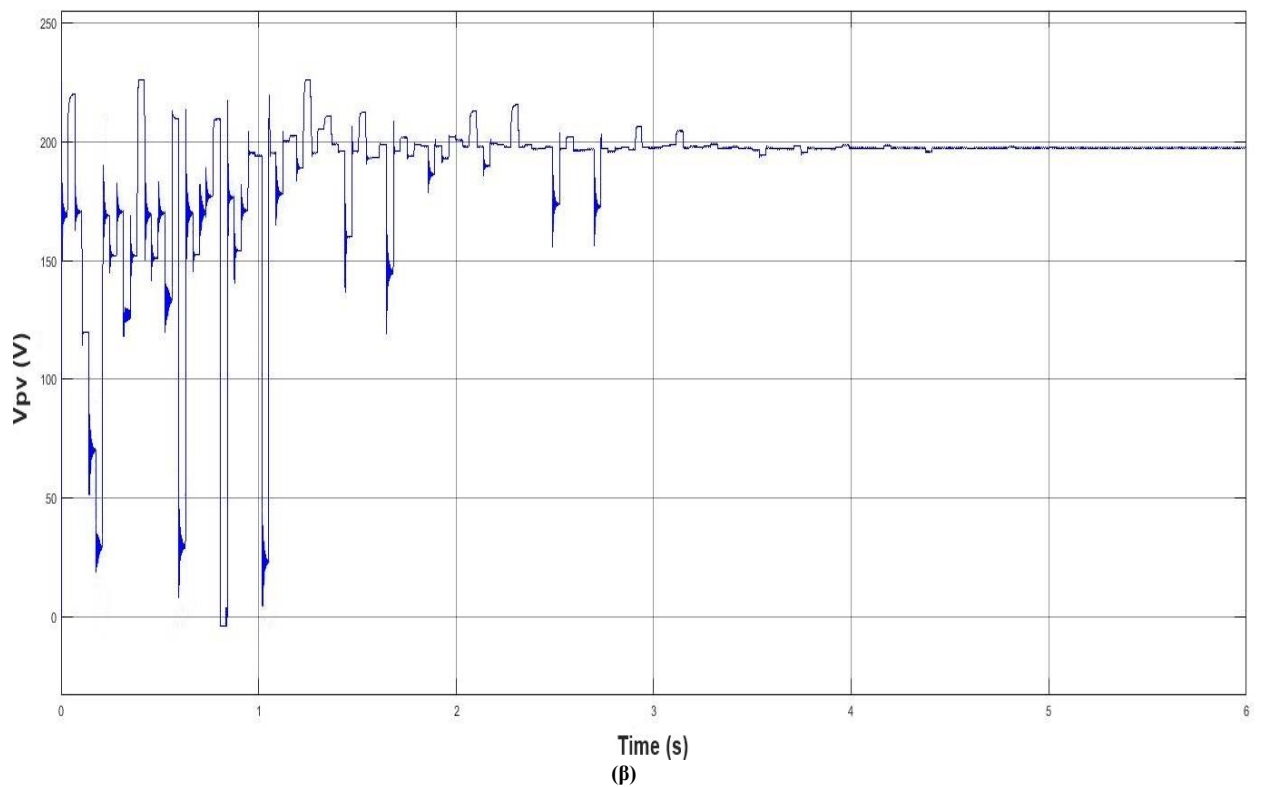
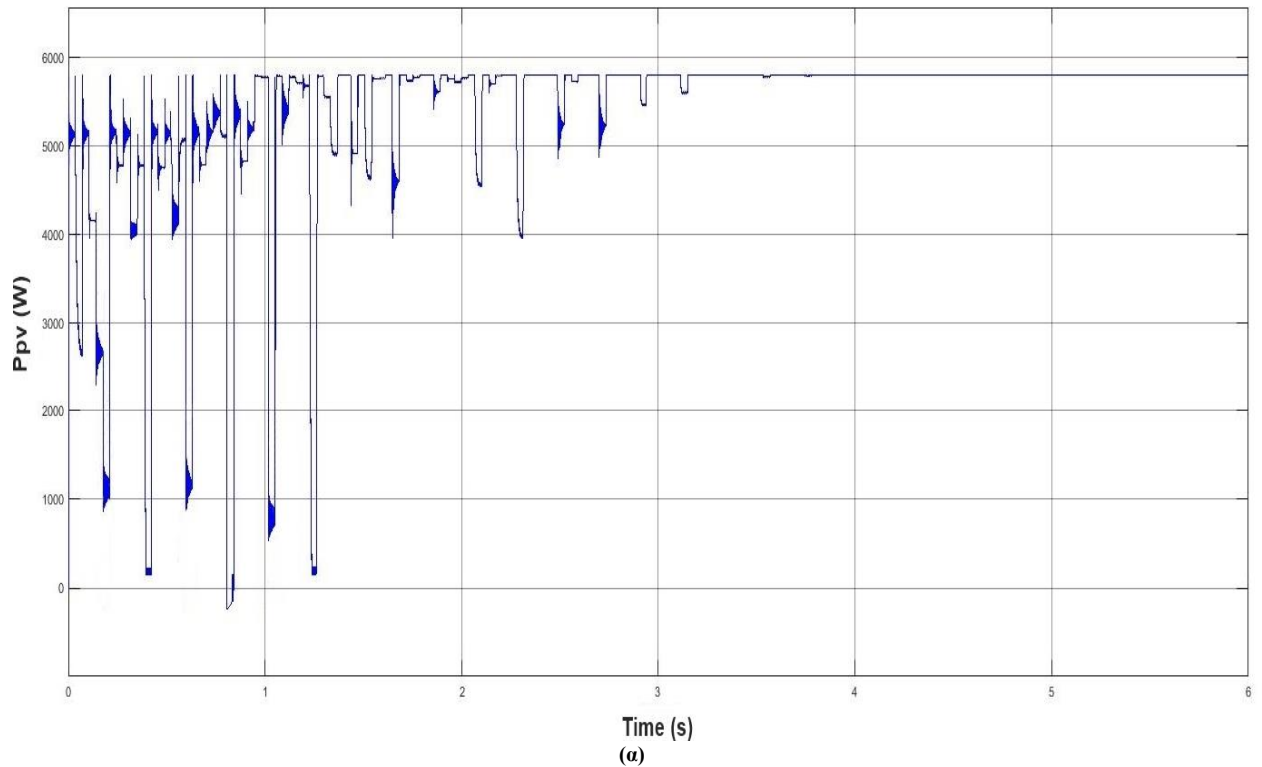
**Σχήμα 5.37.** Προσπίπτουσα ηλιακή ακτινοβολία του τρίτου μοτίβου σκίασης λόγω του γειτονικού κτιρίου.

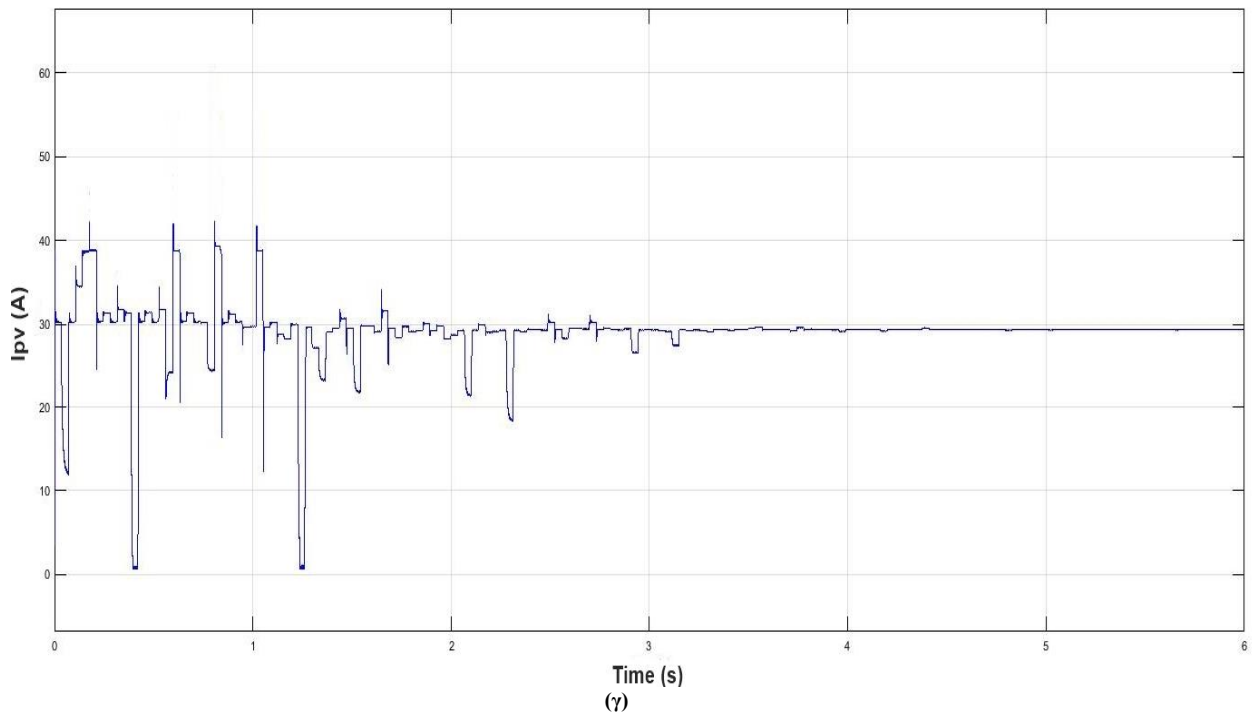
Το τρίτο μοτίβο σκίασης, λόγω του γειτονικού κτιρίου, παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.37. Το μοτίβο αυτό αφορά επίσης πρωινές ώρες, όπως τα προηγούμενα δύο μοτίβα που έχουν αναλυθεί πιο πάνω. Την ώρα αυτή, υπό φυσιολογικές συνθήκες η ηλιακή ακτινοβολία που προσπίπτει κάθετα στη φωτοβολταϊκή συστοιχία είναι  $700 \text{ W/m}^2$ .



**Σχήμα 5.38.** (α) Διάγραμμα P-V και (β) I-V του τρίτου μοτίβου σκίασης λόγω γειτονικού κτιρίου.

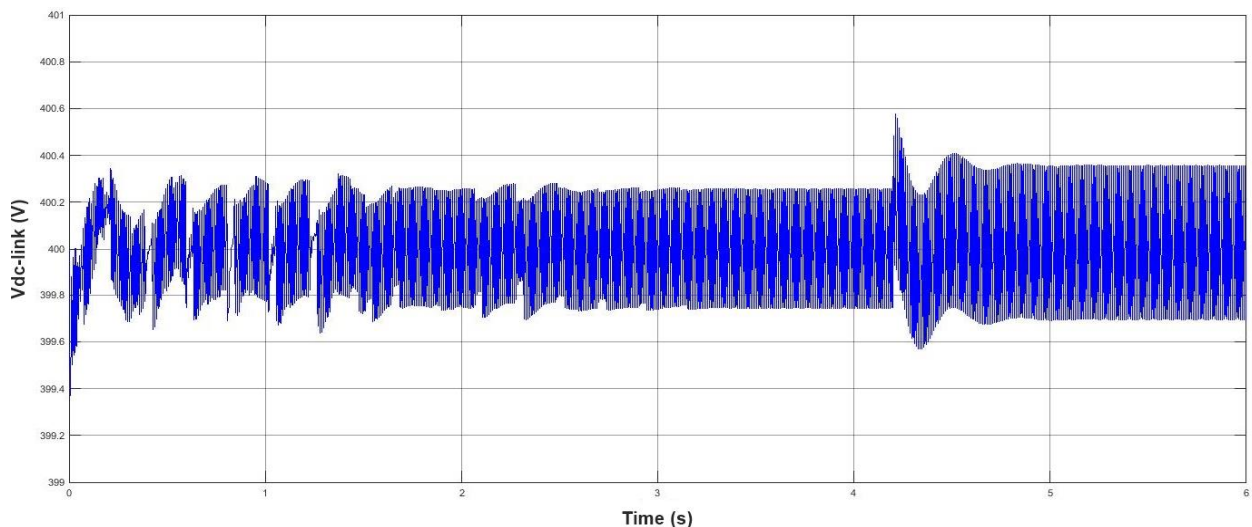
Το μοτίβο από το Σχήμα 5.36 έχει τρεις κορυφές στην καμπύλη  $P_{PV} - V_{PV}$  (Σχήμα 5.37 (α)), με την δεύτερη καμπύλη να διακρίνεται πιο λίγο σε σχέση με τις άλλες δύο, ενώ το GMPP βρίσκεται στην τρίτη καμπύλη από τα αριστερά. Το ακριβές σημείο GMPP στο φωτοβολταϊκό σύστημα ανιχνεύεται από τον αλγόριθμο PSO MPPT.





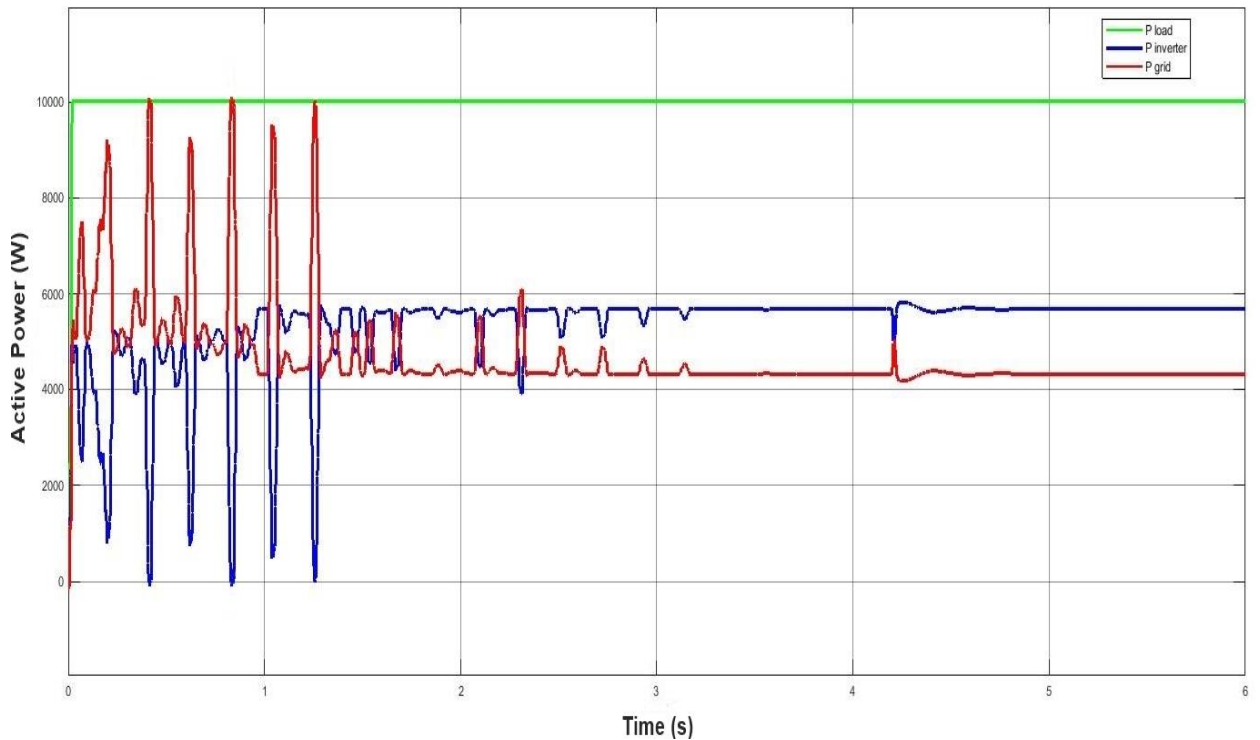
**Σχήμα 5.39.** Κυματομορφές κατά την εύρεση GMPP του τρίτου μοτίβου με μέθοδο PSO MPPT. (α) Κυματομορφή ισχύος  $P_{PV}$ , (β) τάσης  $V_{PV}$  και (γ) ρεύματος  $I_{PV}$ .

Από το Σχήμα 5.39 (α) φαίνεται ότι το GMPP που ανιχνεύεται από τη μέθοδο PSO MPPT, σταθεροποιείται στα 4,1s και κατά προσέγγιση ταυτίζεται με το θεωρητικό GMPP του Σχήματος 5.38(α). Επίσης από Σχήμα 5.39 είναι αντιληπτό ότι πραγματοποιούνται αλλαγές τόσο στην ισχύ  $P_{PV}$  όσο και στο ρεύμα  $I_{PV}$  της φωτοβολταϊκής συστοιχίας κατά την εύρεση του GMPP. Αυτό συμβαίνει διότι ο αλγόριθμος του PSO MPPT ανιχνεύει το GMPP, με αλλαγές στην τάση  $V_{PV}$  της φωτοβολταϊκής συστοιχίας.

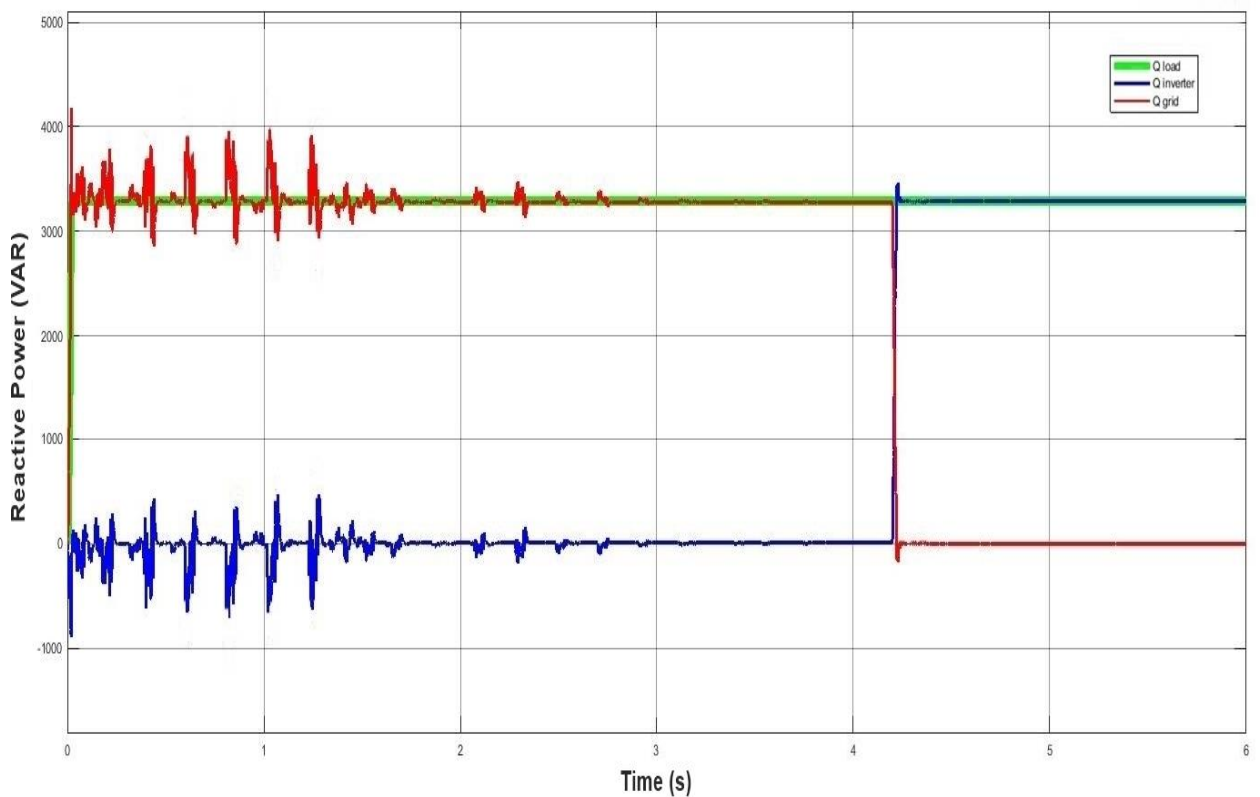


**Σχήμα 5.40.** Τάση  $V_{DC-link}$  του πυκνωτή  $C_{DC-link}$  στο DC-link για το τρίτο μοτίβο.

Από το Σχήμα 5.40 παρατηρείται ότι η τιμή της τάσης  $V_{DC-link}$  διατηρείται σταθερή, με βάση την τάση αναφοράς  $V_{DC-link}^* = 400$  V. Επιπλέον έχει κυμάτωση μικρότερη του 1% που εξασφαλίζει την ακρίβεια του MPPT και τη σωστή λειτουργία του αντιστροφέα.



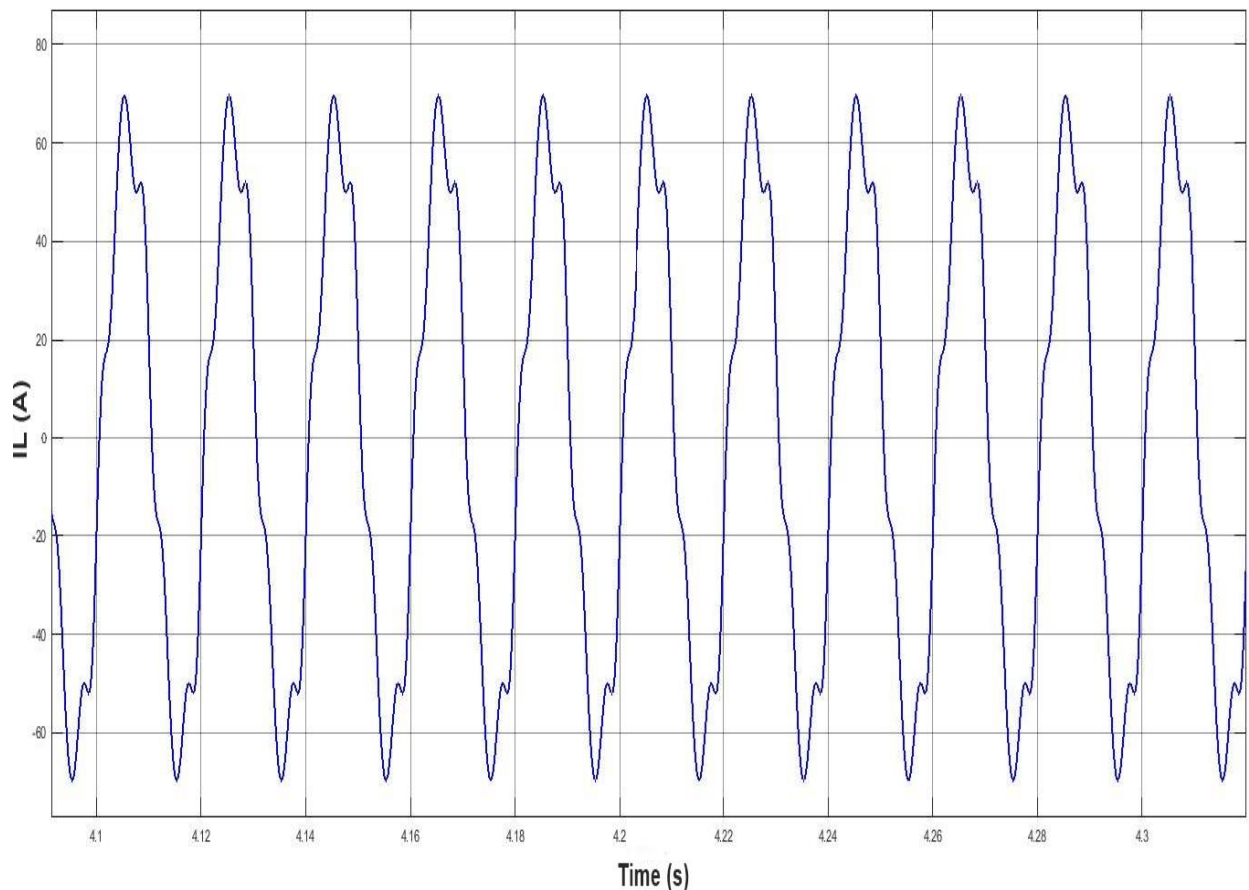
**Σχήμα 5.41.** Ενεργός ισχύς του συστήματος που συμπεριλαμβάνει την ενεργό ισχύ του φορτίου (πράσινο), του αντιστροφέα (μπλε) και του ηλεκτρικού δικτύου (κόκκινο) υπό την επίδραση του τρίτου μοτίβου σκίασης λόγω γειτονικού κτιρίου.



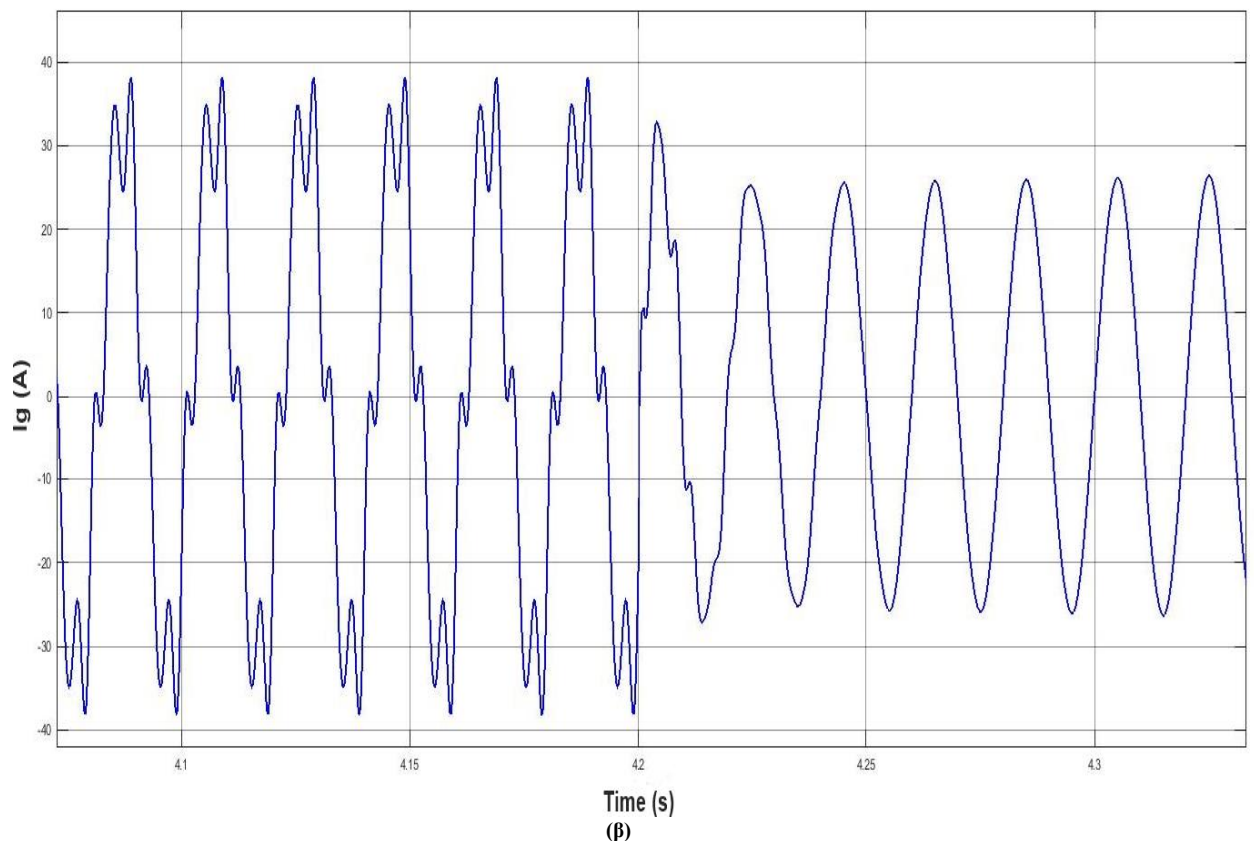
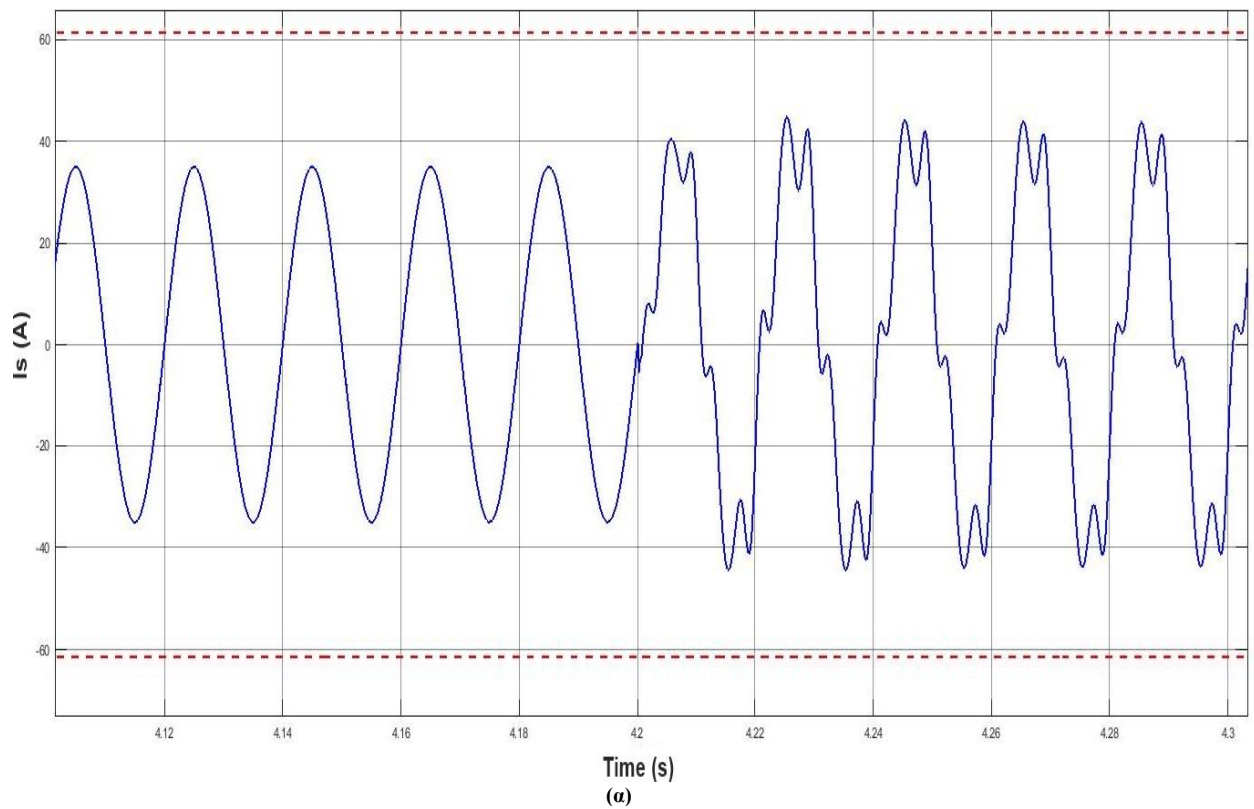
**Σχήμα 5.42.** Άεργος ισχύς του συστήματος που συμπεριλαμβάνει την άεργο ισχύ του φορτίου (πράσινο), του αντιστροφέα (μπλε) και του ηλεκτρικού δικτύου (κόκκινο) υπό την επίδραση του τρίτου μοτίβου σκίασης λόγω γειτονικού κτιρίου.



Στο Σχήμα 5.41 και στο Σχήμα 5.42 παρουσιάζεται η ενεργός και η άεργος ισχύς του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα, του δικτύου και του φορτίου κατά τη διάρκεια λειτουργίας του αλγορίθμου PSO MPPT. Έτσι λόγω της αλλαγής τιμών ισχύος εξόδου της φωτοβολταϊκής συστοιχίας (Σχήμα 5.39) (α), μέχρι την ανίχνευση του GMPP, υπάρχει μία συνεχή αλλαγή τιμών στην ενεργό ισχύ του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα και του δικτύου (Σχήμα 5.41). Επίσης παρατηρείται μια διακύμανση της άεργου ισχύος του αντιστροφέα και του δικτύου. Όπως και στα προηγούμενα αποτελέσματα, κατά τη διάρκεια του MPPT σε grid-tied φωτοβολταϊκό σύστημα παρουσιάζονται ενδοαρμονικές στο ρεύμα του δικτύου που δημιουργούν διακυμάνσεις στην άεργο ισχύ του δικτύου και του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα [52]. Παρόλα αυτά η τάση στο DC-link  $V_{DC-link}$  διατηρείται γύρω από την τάση αναφοράς  $V_{DC-link}^* = 400 \text{ V}$  (Σχήμα 5.40). Έτσι εξασφαλίζεται η σωστή λειτουργία του αντιστροφέα, ενώ η ενεργός και η άεργος ισχύς του φορτίου παραμένουν σταθερές (Σχήμα 5.41 και Σχήμα 5.42).



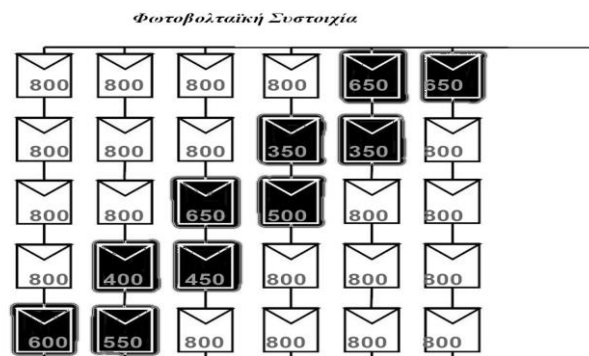
**Σχήμα 5.43.** Ρεύμα φορτίου  $i_L$  (σταθερό για όλη την προσομοίωση).



**Σχήμα 5.44.** Τα ρεύματα του συστήματος κατά την ενεργοποίηση και των επικουρικών υπηρεσιών τη στιγμή  $t = 4,2$  s (α) Ρεύμα αντιστροφείας  $i_s$ , (β) Ρεύμα ηλεκτρικού δικτύου  $i_g$ .

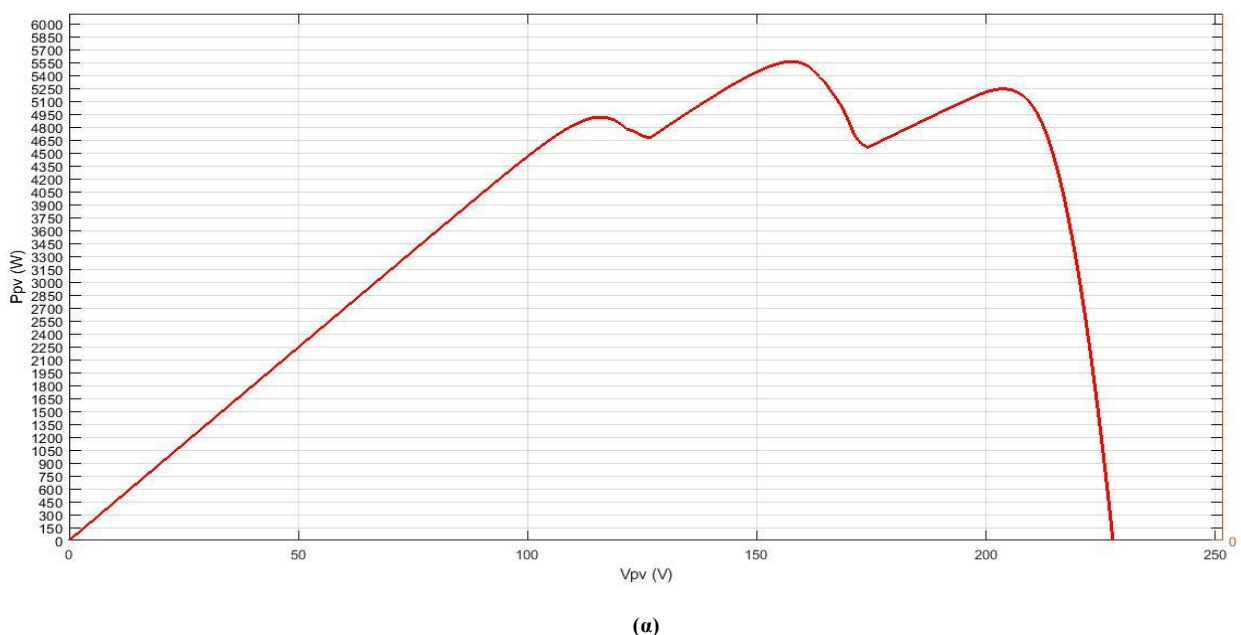


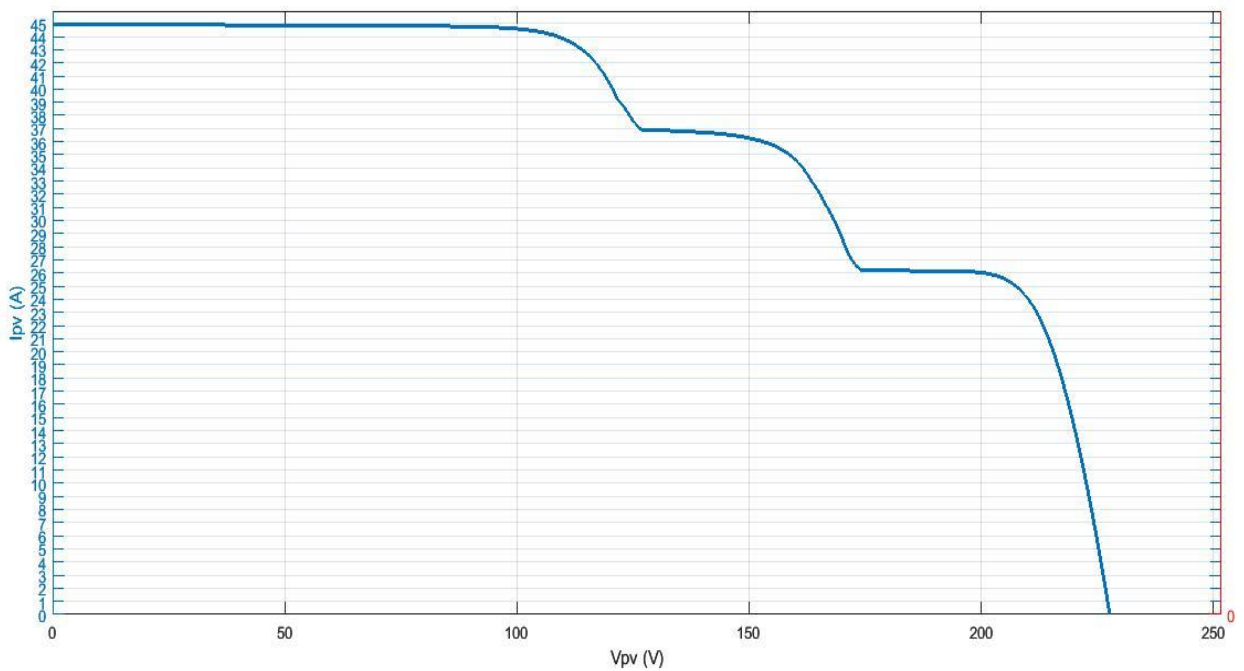
Από το Σχήμα 5.43 φαίνεται ότι το ρεύμα του φορτίου  $i_L$  δεν επηρεάζεται κατά τη διάρκεια της προσομοίωσης. Αυτό συμβαίνει διότι η τάση στο PCC διατηρείται σταθερή. Επίσης στα Σχήματα 5.44 (α), (β), όπου παρουσιάζεται το ρεύμα του αντιστροφέα και του ηλεκτρικού δικτύου αντίστοιχα, παρατηρείται ότι ο φωτοβολταϊκός αντιστροφέας και το δίκτυο μετά την εύρεση του GMPP έχουν την ίδια συμπεριφορά λειτουργίας κατά την εκτέλεση επικουρικών υπηρεσιών με αυτή του Κεφαλαίου 5.1. Έτσι πραγματοποιείται αρμονική αντιστάθμιση ρεύματος από το φωτοβολταϊκό αντιστροφέα και το THD του ρεύματος δικτύου διατηρείται κάτω από το 5%. Επιπλέον από το Σχήμα 5.41 και το Σχήμα 5.42 όπου παρουσιάζεται η ενεργός και η άεργος ισχύς, αντίστοιχα, του φωτοβολταϊκού συστήματος και του δικτύου παρατηρείται ότι η άεργος ισχύς του φορτίου εξυπηρετείται από το φωτοβολταϊκό αντιστροφέα, διότι η ισχύς που διαχειρίζεται ο αντιστροφέας είναι μικρότερη από την ονομαστική του ισχύ.



**Σχήμα 5.45.** Προσπίπτουσα ηλιακή ακτινοβολία του τέταρτου μοτίβου σκίασης λόγω του γειτονικού κτιρίου.

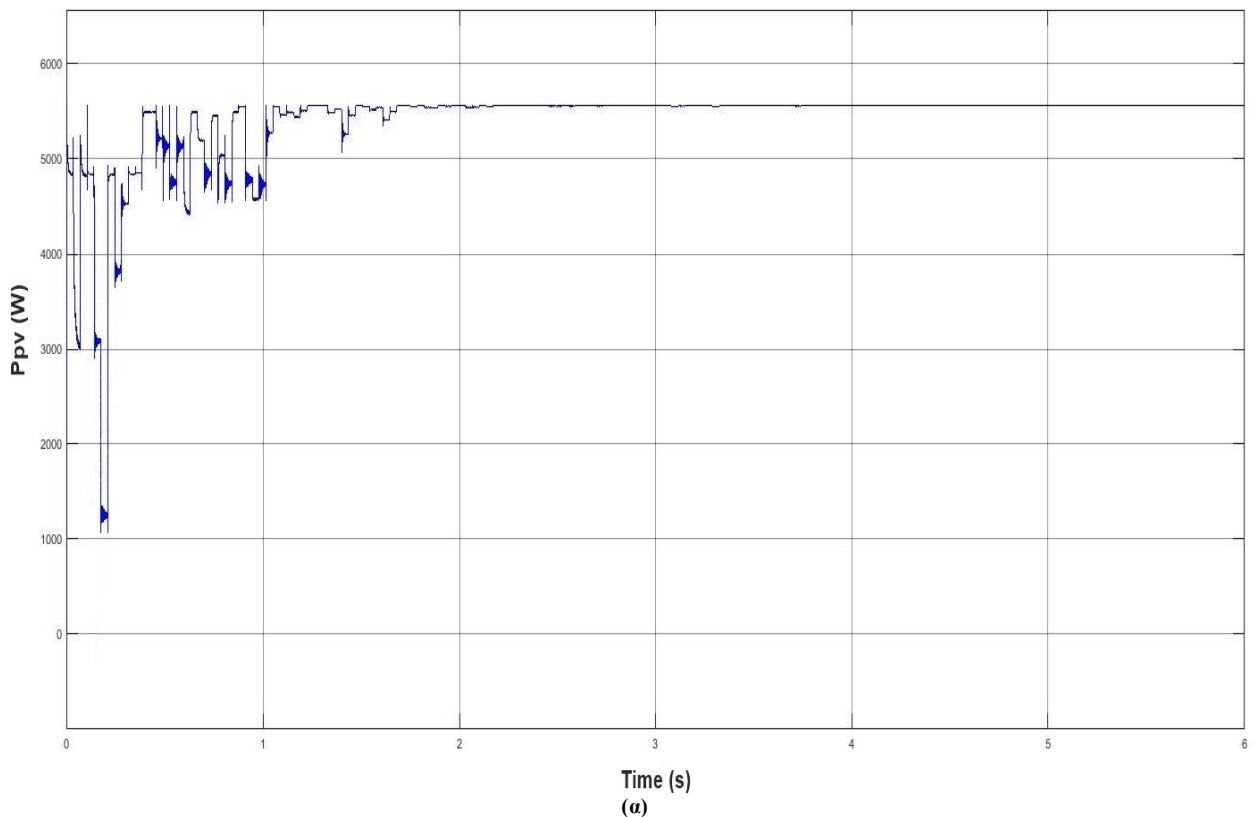
Το τέταρτο μοτίβο σκίασης λόγω του γειτονικού κτιρίου, παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.45. Το μοτίβο αυτό αφορά ώρες λίγο πριν το μεσημέρι. Την ώρα αυτή, υπό φυσιολογικές συνθήκες η ηλιακή ακτινοβολία που προσπίπτει κάθετα στη φωτοβολταϊκή συστοιχία είναι  $800 \text{ W/m}^2$ .

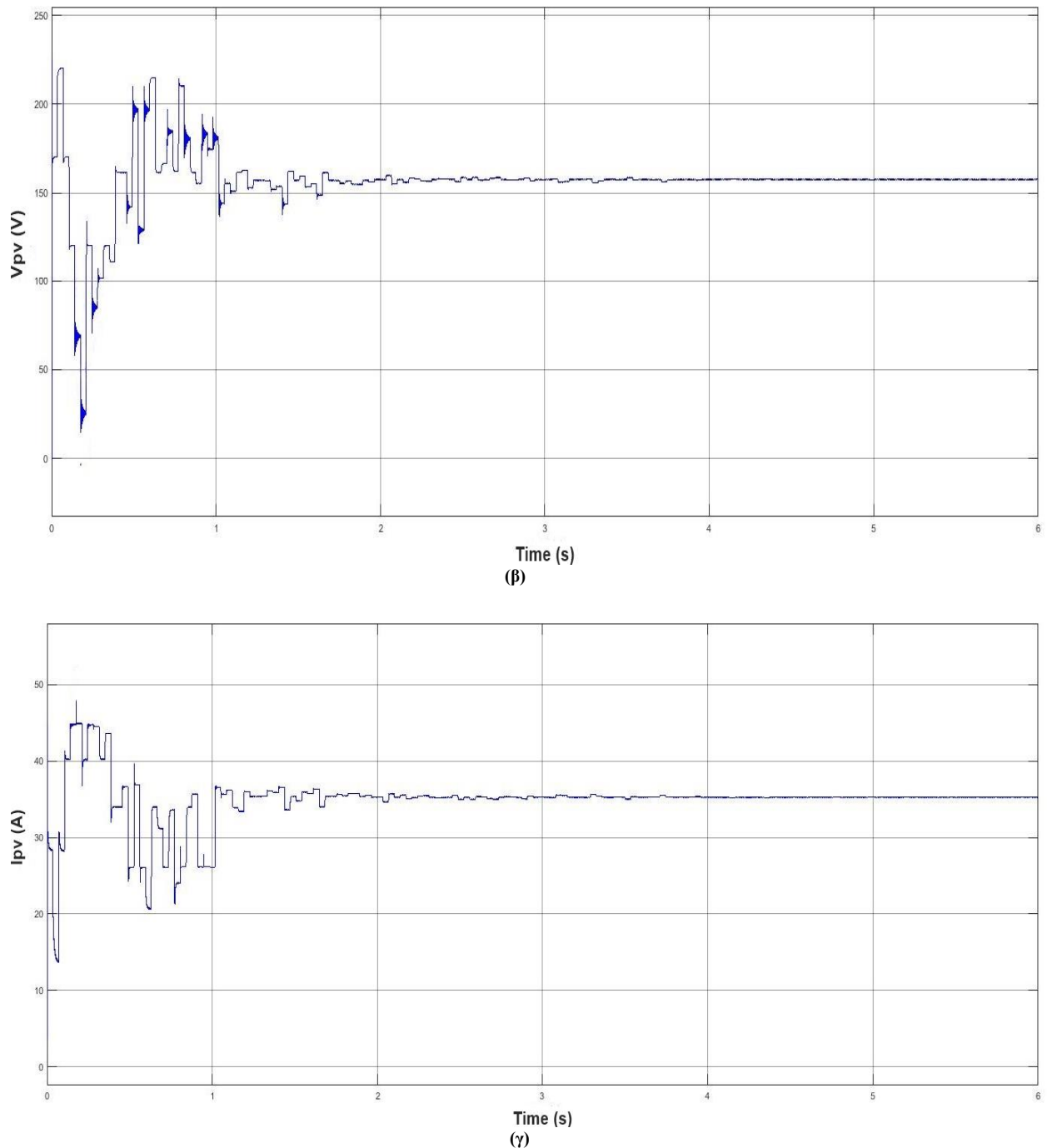




(β)  
**Σχήμα 5.46.** (α) Διάγραμμα P-V και (β) I-V του τέταρτου μοτίβου σκίασης λόγω γειτονικού κτιρίου.

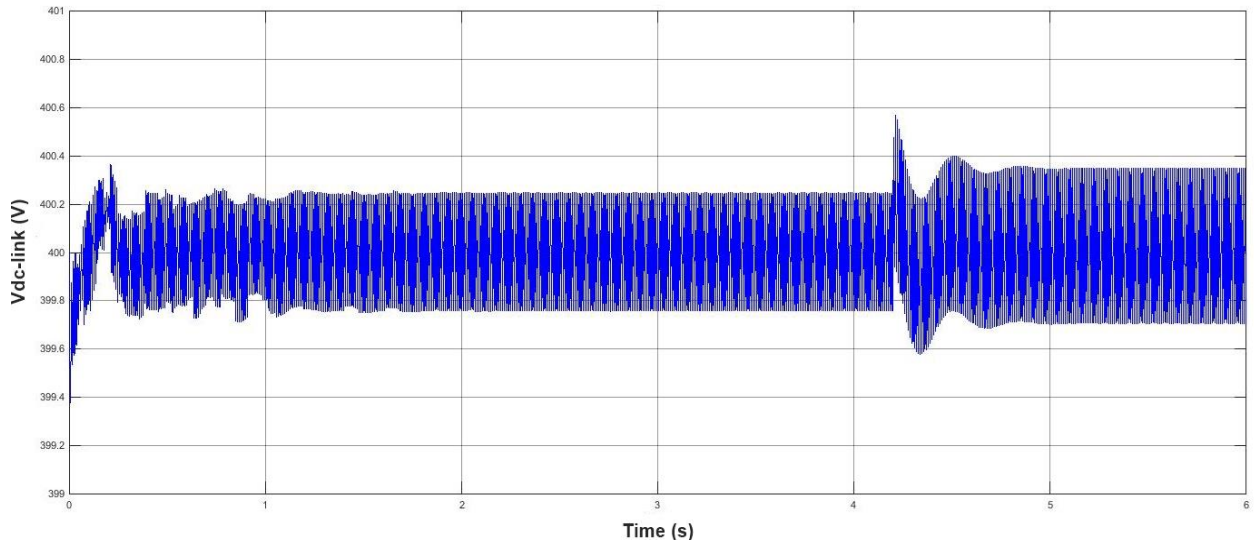
Το μοτίβο από το Σχήμα 5.46 έχει τρεις κορυφές στην καμπύλη  $P_{PV} - V_{PV}$  (Σχήμα 5.46 (α)), με το GMPP στη δεύτερη καμπύλη από αριστερά. Το ακριβές σημείο GMPP στο φωτοβολταϊκό σύστημα ανιχνεύεται από τον αλγόριθμο PSO MPPT.





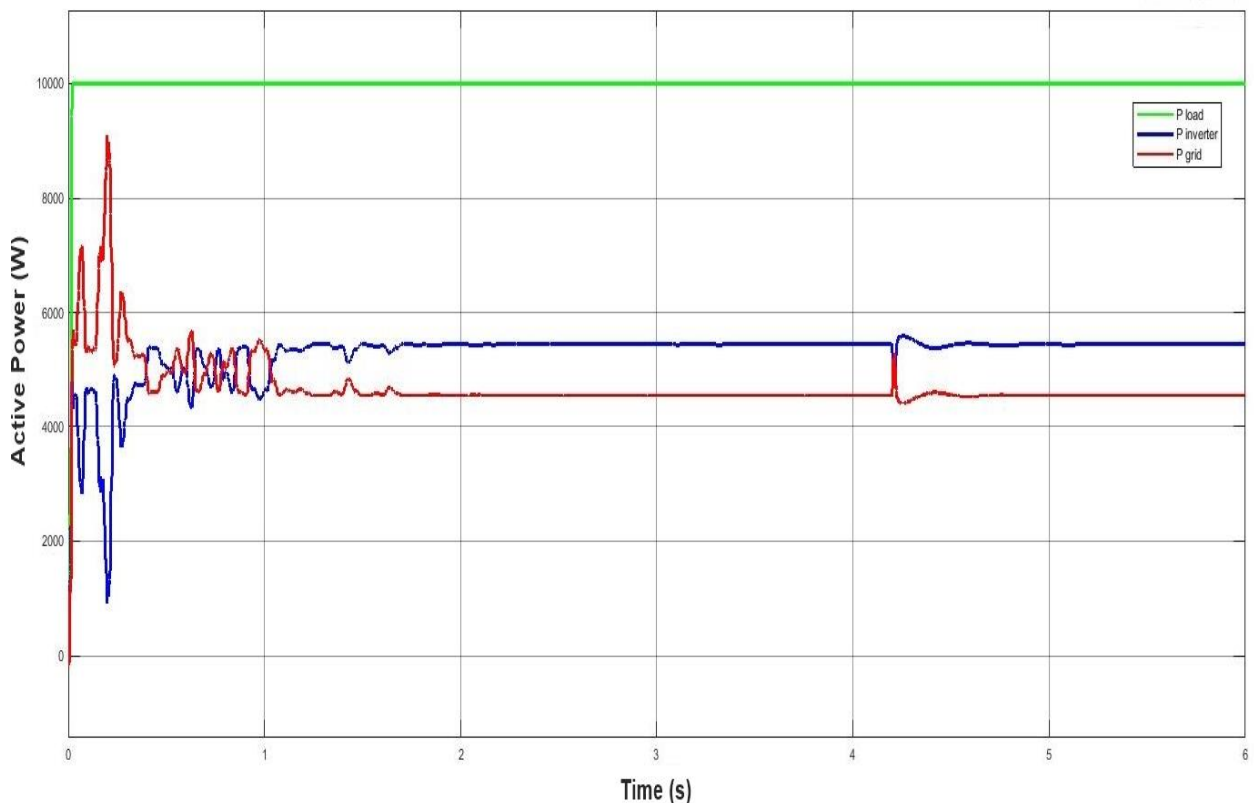
**Σχήμα 5.47.** Κυματομορφές κατά την εύρεση GMPP του τέταρτου μοτίβου λόγω γειτονικού κτιρίου με μέθοδο PSO MPPT. (α) Κυματομορφή ισχύος  $P_{PV}$ , (β) τάσης  $V_{PV}$  και (γ) ρεύματος  $I_{PV}$ .

Από το Σχήμα 5.47 (α) φαίνεται ότι το GMPP που ανιχνεύεται από τη μέθοδο PSO MPPT, σταθεροποιείται στα 3 s και κατά προσέγγιση ταυτίζεται με το θεωρητικό GMPP του Σχήματος 5.46 (α). Επίσης από Σχήμα 5.47 είναι αντιληπτό ότι πραγματοποιούνται αλλαγές τόσο στην ισχύ  $P_{PV}$  όσο και στο ρεύμα  $I_{PV}$  της φωτοβολταϊκής συστοιχίας κατά την εύρεση του GMPP. Αυτό συμβαίνει διότι ο αλγόριθμος του PSO MPPT ανιχνεύει το GMPP, με αλλαγές στην τάση  $V_{PV}$  της φωτοβολταϊκής συστοιχίας (Σχήμα 5.47 (β)).

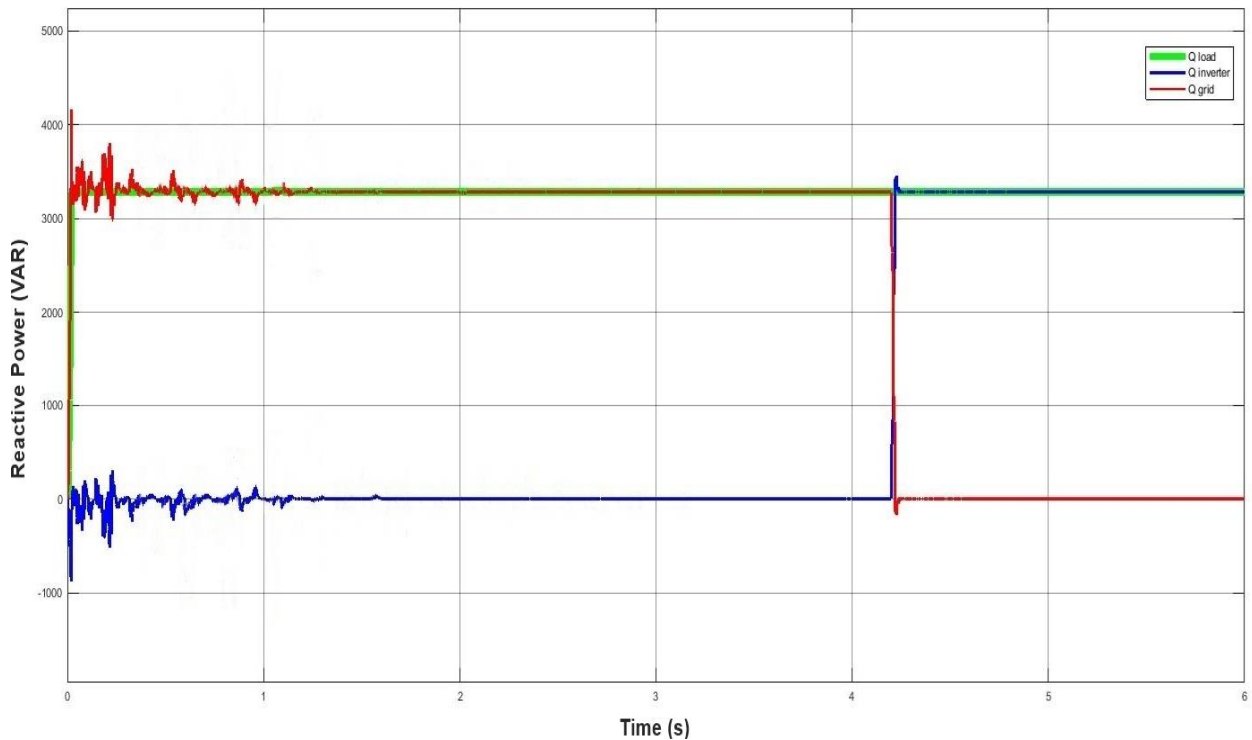


**Σχήμα 5.48.** Τάση  $V_{DC-link}$  του πυκνωτή  $C_{DC-link}$  στο DC-link για το τέταρτο μοτίβο.

Από το Σχήμα 5.48 παρατηρείται ότι η τιμή της τάσης  $V_{DC-link}$  διατηρείται σταθερή, με βάση την τάση αναφοράς  $V_{DC-link}^* = 400$  V. Επιπλέον έχει κυμάτωση μικρότερη από το 1%, που εξασφαλίζει την ακρίβεια του MPPT και τη σωστή λειτουργία του αντιστροφέα.

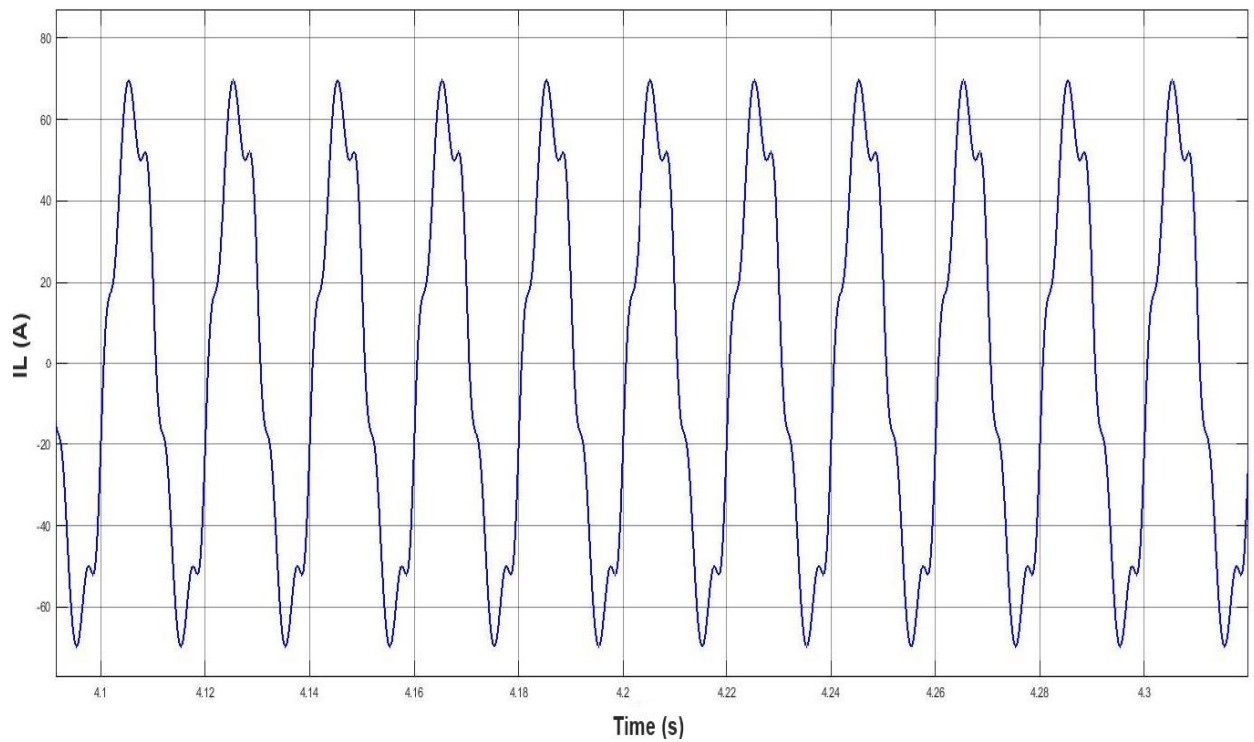


**Σχήμα 5.49.** Ενεργός ισχύς του συστήματος που συμπεριλαμβάνει την ενεργό ισχύ του φορτίου (πράσινο), του αντιστροφέα (μπλε) και του ηλεκτρικού δικτύου (κόκκινο) υπό την επίδραση του τέταρτου μοτίβου σκίασης λόγω γειτονικού κτιρίου.

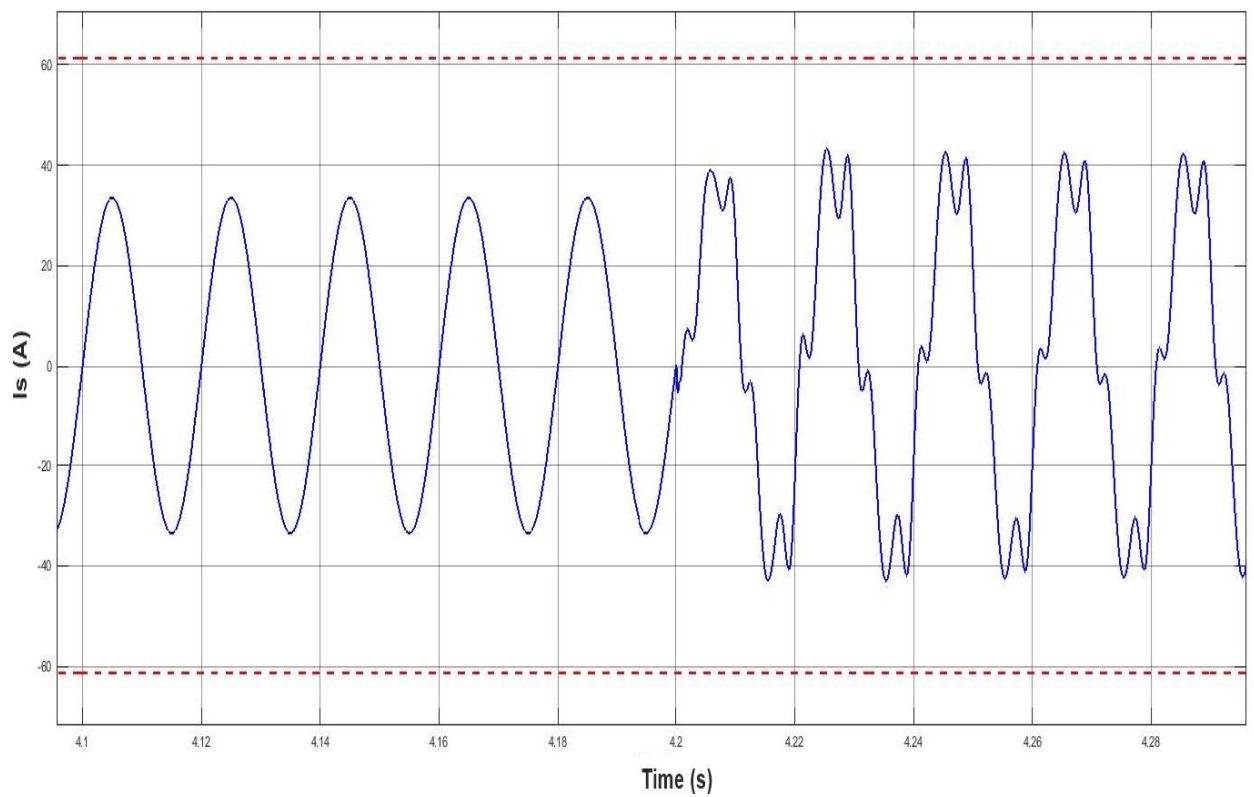


**Σχήμα 5.50.** Άεργος ισχύς του συστήματος που συμπεριλαμβάνει την άεργο ισχύ του φορτίου (πράσινο), του αντιστροφέα (μπλε) και του ηλεκτρικού δικτύου (κόκκινο) υπό την επίδραση του τέταρτου μοτίβου σκίασης λόγω γειτονικού κτιρίου.

Στο Σχήμα 5.49 και στο Σχήμα 5.50 απεικονίζεται η ενεργός και η άεργος ισχύς του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα, του δικτύου και του φορτίου κατά τη διάρκεια λειτουργίας του αλγορίθμου PSO MPPT. Έτσι λόγω της αλλαγής τιμών ισχύος εξόδου της φωτοβολταϊκής συστοιχίας (Σχήμα 5.47 (α)), μέχρι την ανίχνευση του GMPP, υπάρχει μία συνεχής αλλαγή τιμών στην ενεργό ισχύ του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα και του δικτύου (Σχήμα 5.49). Επίσης, όπως και στα προηγούμενα αποτελέσματα, παρατηρείται μια διακύμανση της άεργου ισχύος του αντιστροφέα και του δικτύου. Όπως εξηγήθηκε και στα προηγούμενα μοτίβα, αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι κατά τη διάρκεια του MPPT σε grid-tied φωτοβολταϊκό σύστημα παρουσιάζονται ενδοαρμονικές στο ρεύμα του δικτύου που δημιουργούν διακυμάνσεις στην άεργο ισχύ του δικτύου και του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα [52]. Όμως η διακύμανση της άεργου ισχύος δεν είναι τόσο έντονη σε αυτή την περίπτωση διότι η εύρεση του GMPP είναι πιο γρήγορη και δε δημιουργούνται πολλές αλλαγές στην τιμή της ισχύος εισόδου. Όπως και στις προηγούμενες περιπτώσεις η τάση στο DC-link  $V_{DC-link}$  διατηρείται γύρω από την τάση αναφοράς  $V_{DC-link}^* = 400 \text{ V}$  (Σχήμα 5.48). Έτσι εξασφαλίζεται η σωστή λειτουργία του αντιστροφέα ενώ η ενεργός και η άεργος ισχύς του φορτίου παραμένουν σταθερές (Σχήμα 5.49 και Σχήμα 5.50).

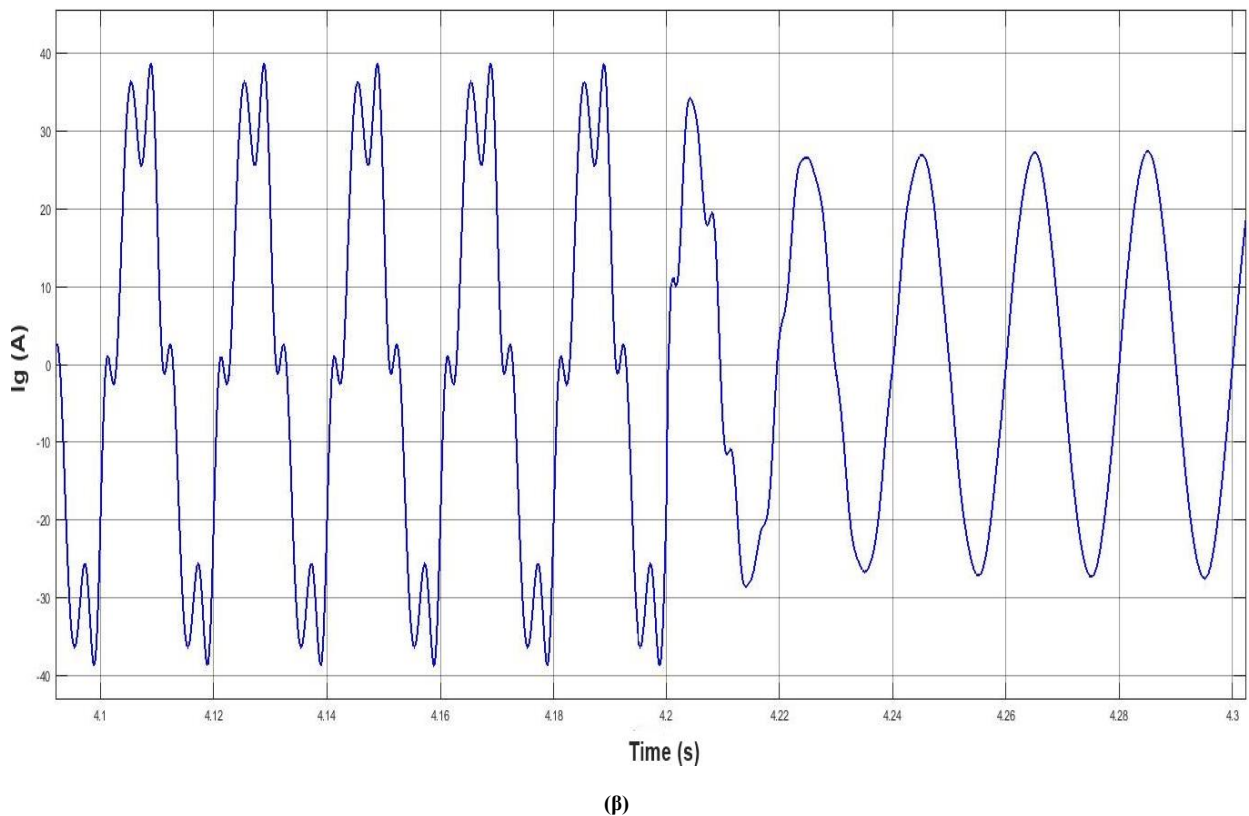


**Σχήμα 5.51.** Ρεύμα φορτίου  $i_L$  (σταθερό για όλη την προσομοίωση).



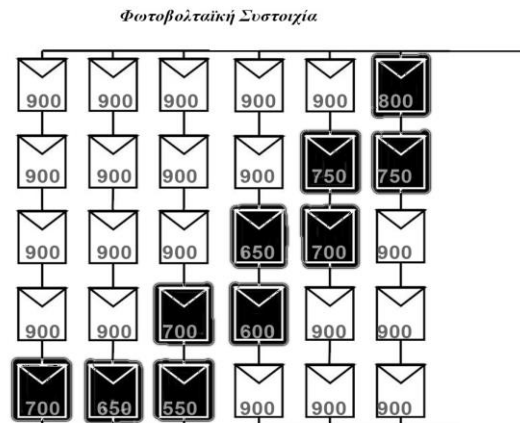
(α)





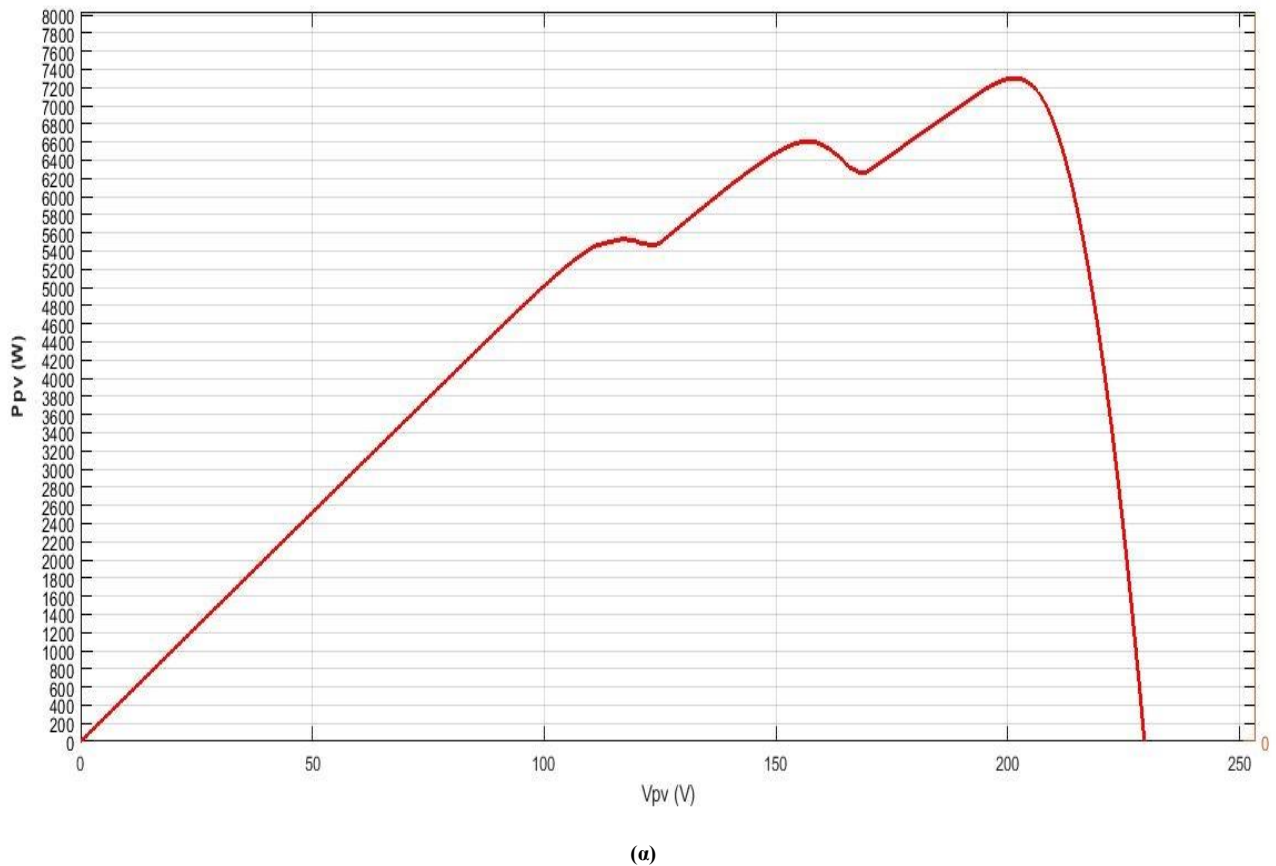
**Σχήμα 5.52.** Τα ρεύματα του συστήματος κατά την ενεργοποίηση και των επικουρικών υπηρεσιών τη στιγμή  $t = 4,2 \text{ s}$  (α) Ρεύμα αντιστροφείας  $i_s$ , (β) Ρεύμα ηλεκτρικού δικτύου  $i_g$ .

Από το Σχήμα 5.51 φαίνεται ότι το ρεύμα του φορτίου  $i_L$  δεν επηρεάζεται κατά τη διάρκεια της προσομοίωσης. Αυτό συμβαίνει διότι η τάση στο PCC διατηρείται σταθερή. Επίσης στα Σχήματα 5.52 (α) και (β), όπου παρουσιάζεται το ρεύμα του αντιστροφείας και του ηλεκτρικού δικτύου αντίστοιχα, παρατηρείται ότι ο φωτοβολταϊκός αντιστροφείας και το δίκτυο μετά την εύρεση του GMPP έχουν την ίδια συμπεριφορά λειτουργίας κατά την εκτέλεση επικουρικών υπηρεσιών με αυτή του Κεφαλαίου 5.1. Έτσι πραγματοποιείται αρμονική αντιστάθμιση ρεύματος από το φωτοβολταϊκό αντιστροφείας και το THD του ρεύματος δικτύου διατηρείται κάτω από το 5%. Επιπλέον από το Σχήμα 5.49 και το Σχήμα 5.50 όπου παρουσιάζεται η ενεργός και η άεργος ισχύς, αντίστοιχα, του φωτοβολταϊκού συστήματος και του δικτύου, παρατηρείται ότι η άεργος ισχύς του φορτίου εξυπηρετείται από το φωτοβολταϊκό αντιστροφείας, διότι η ισχύς που διαχειρίζεται ο αντιστροφείας είναι μικρότερη από την ονομαστική του ισχύ.

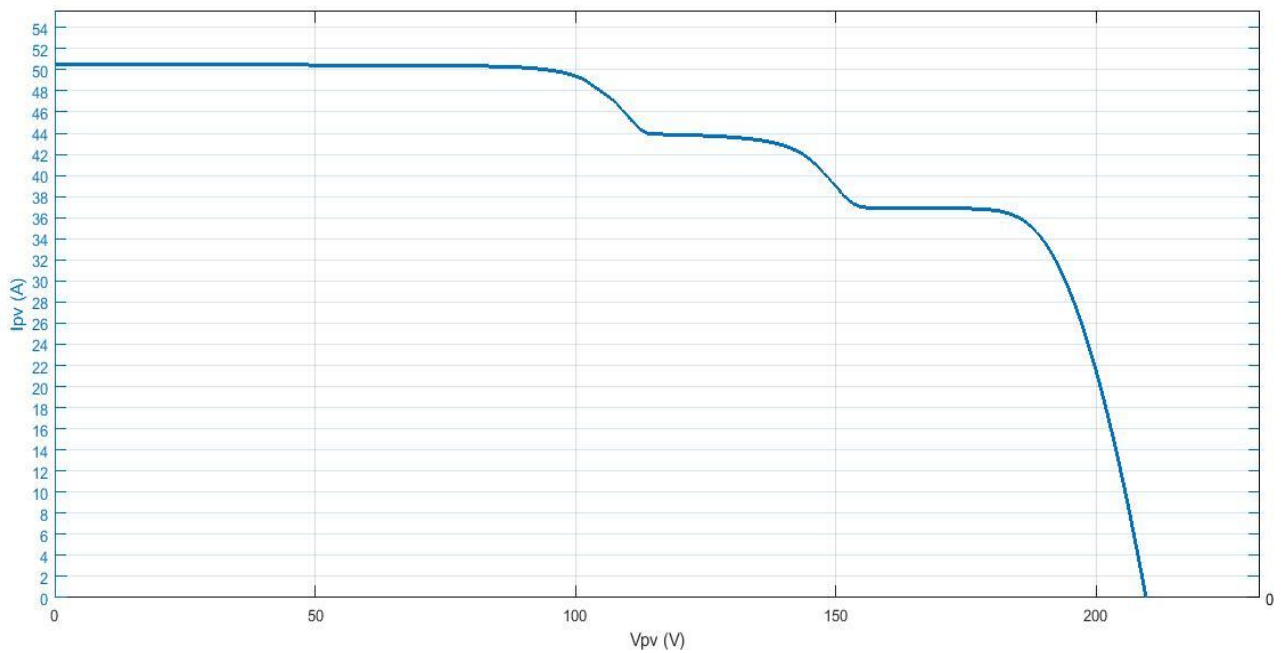


**Σχήμα 5.53.** Προσπίπτουσα ηλιακή ακτινοβολία του πέμπτου μοτίβου σκίασης λόγω του γειτονικού κτιρίου.

Το πέμπτο μοτίβο σκίασης λόγω του γειτονικού κτιρίου παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.53. Το μοτίβο αυτό αφορά μεσημεριανές ώρες. Την ώρα αυτή, υπό φυσιολογικές συνθήκες η ηλιακή ακτινοβολία που προσπίπτει κάθετα στη φωτοβολταϊκή συστοιχία είναι  $900 \text{ W/m}^2$ .

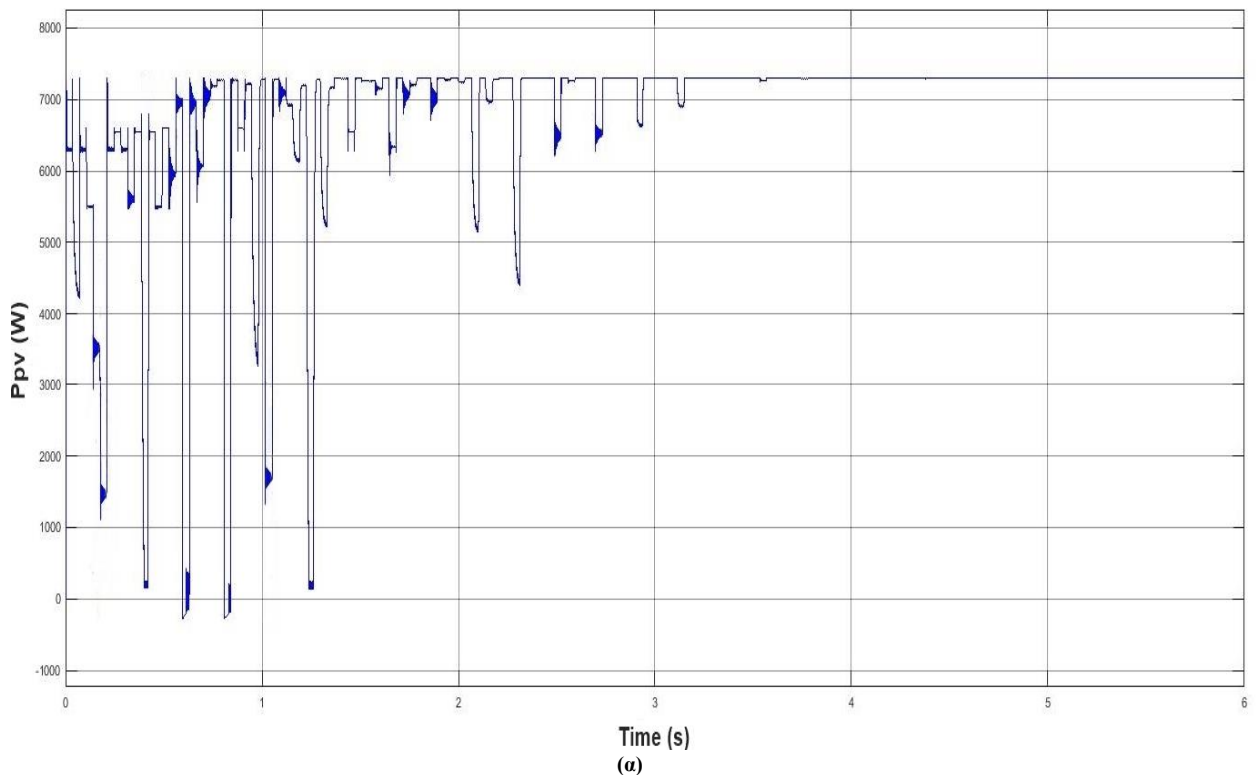


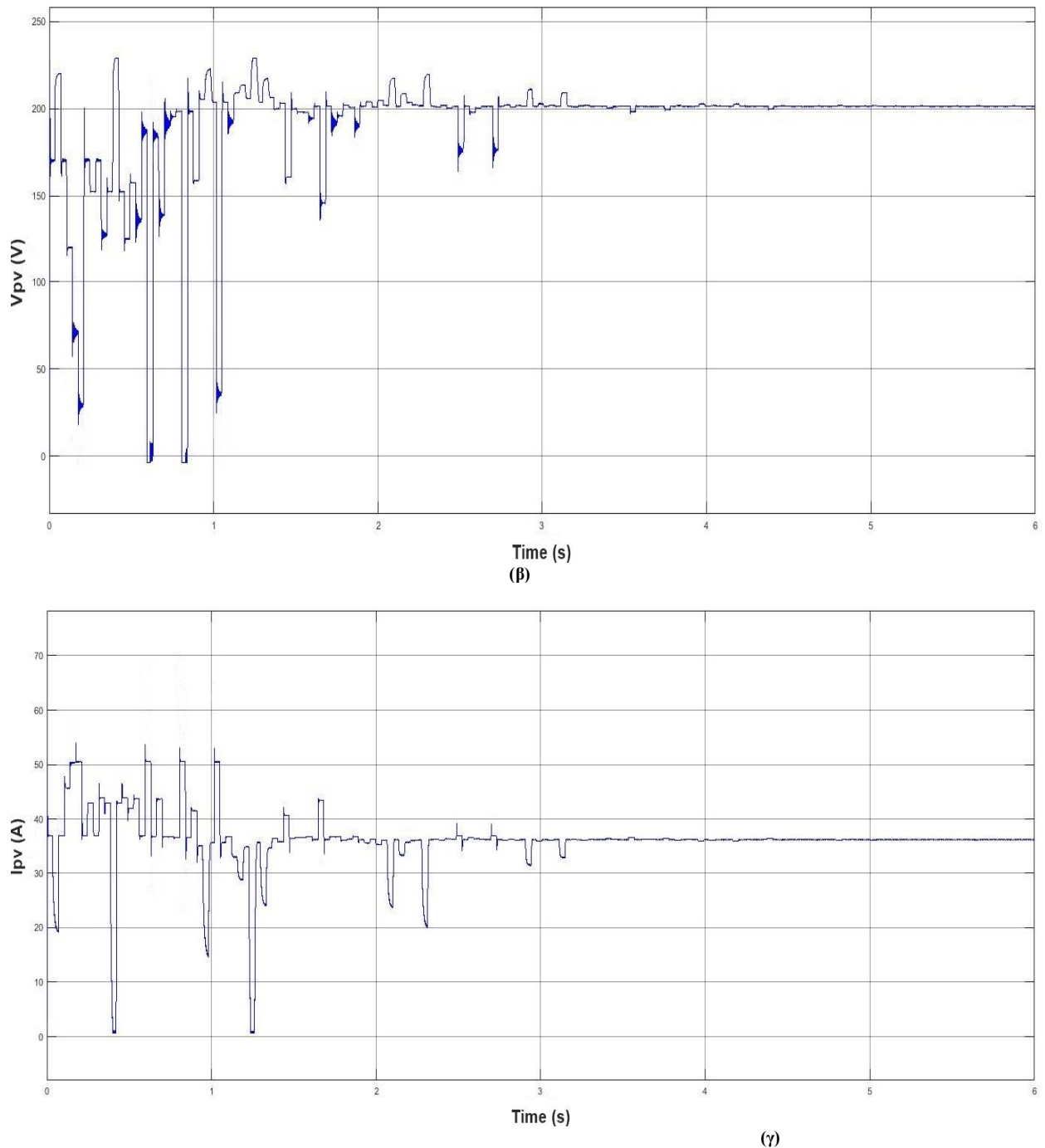




(β)  
**Σχήμα 5.54.** (α) Διάγραμμα P-V και (β) I-V του πέμπτου μοτίβου σκίασης λόγω γειτονικού κτιρίου.

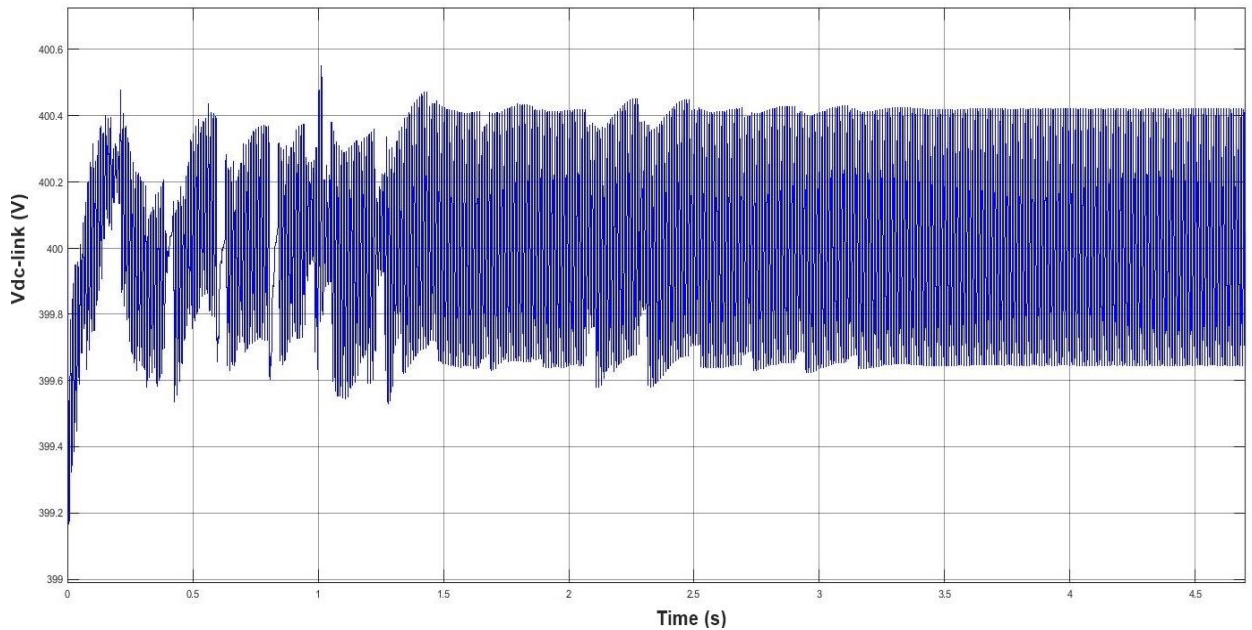
Το μοτίβο από το Σχήμα 5.53 έχει τρεις κορυφές στην καμπύλη  $P_{PV} - V_{PV}$  (Σχήμα 5.54 (α)), με το GMPP στην τρίτη καμπύλη από αριστερά. Το ακριβές σημείο GMPP στο φωτοβολταϊκό σύστημα ανιχνεύεται από τον αλγόριθμο PSO MPPT.





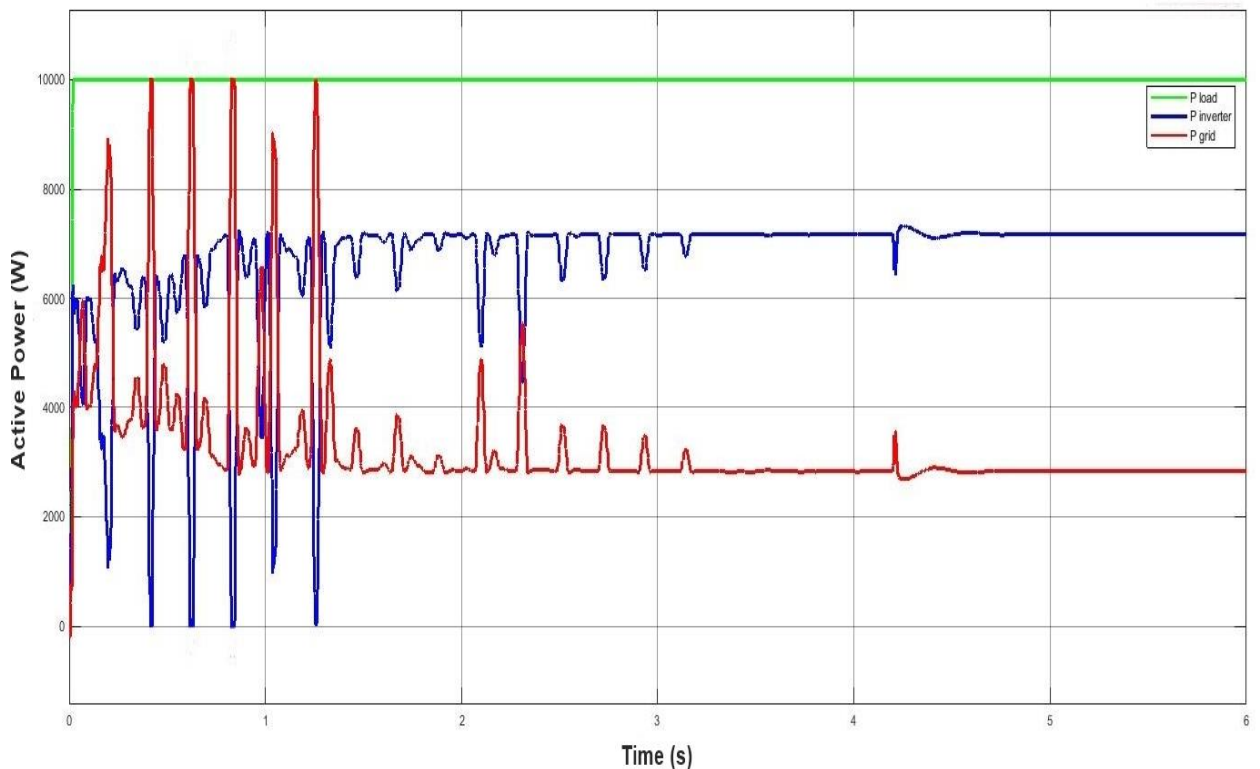
**Σχήμα 5.55.** Κυματομορφές κατά την εύρεση GMPP του πέμπτου μοτίβου με μέθοδο λόγω γειτονικού κτιρίου με τη μέθοδο PSO MPPT: (α) Κυματομορφή ισχύος  $P_{pv}$ , (β) τάσης  $V_{pv}$  και (γ) ρεύματος  $I_{pv}$ .

Από το Σχήμα 5.55 (α) φαίνεται ότι το GMPP που ανιχνεύεται από τη μέθοδο PSO MPPT, σταθεροποιείται στα 3.8 s και κατά προσέγγιση ταυτίζεται με το θεωρητικό GMPP του Σχήματος 5.54 (α). Επίσης από Σχήμα 5.55 είναι αντιληπτό ότι πραγματοποιούνται αλλαγές τόσο στην ισχύ  $P_{pv}$  όσο και στο ρεύμα  $I_{pv}$  της φωτοβολταϊκής συστοιχίας κατά την εύρεση του GMPP. Αυτό συμβαίνει διότι ο αλγόριθμος του PSO MPPT ανιχνεύει το GMPP με αλλαγές στην τάση  $V_{pv}$  της φωτοβολταϊκής συστοιχίας (Σχήμα 5.55 (β)).

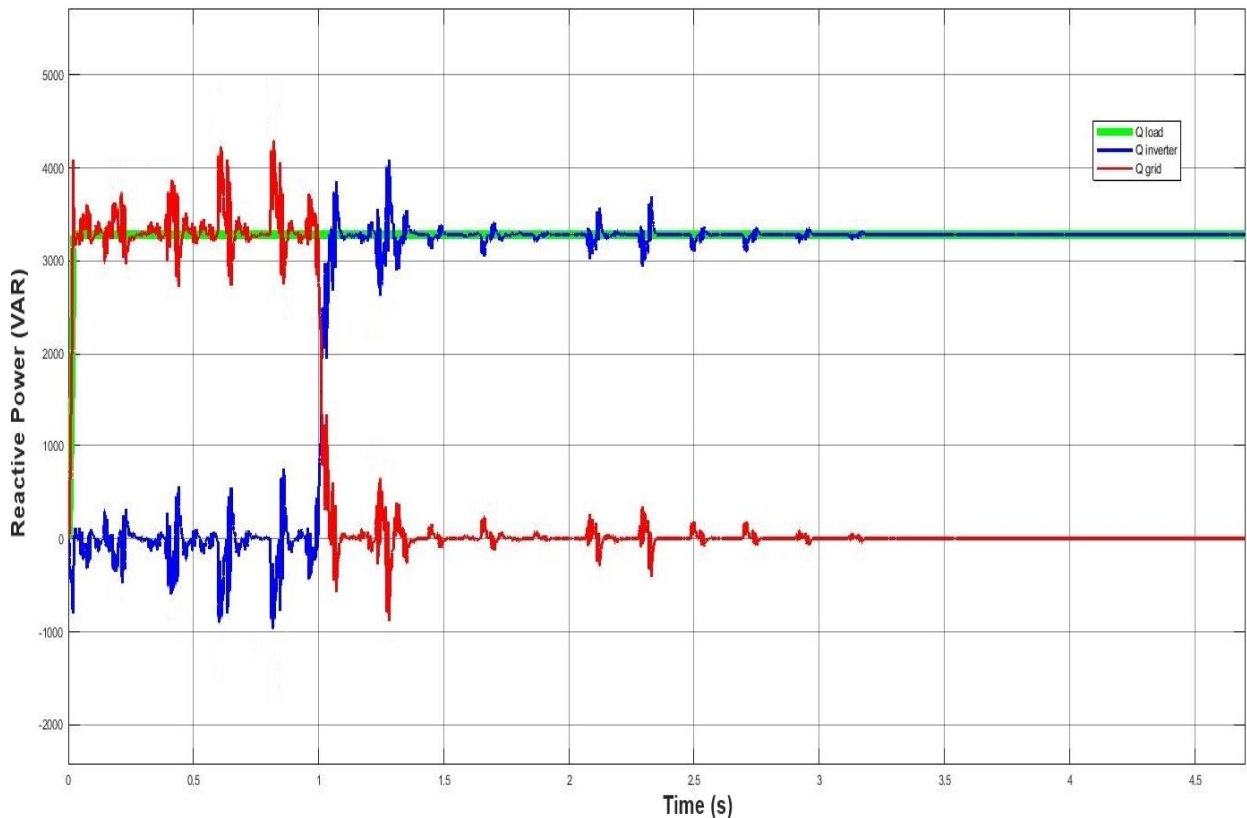


**Σχήμα 5.56.** Τάση  $V_{DC-link}$  του πυκνωτή  $C_{DC-link}$  στο DC-link για το πέμπτο μοτίβο.

Από το Σχήμα 5.56 παρατηρείται ότι η τιμή της τάσης  $V_{DC-link}$  διατηρείται σταθερή, με βάση την τάση αναφοράς  $V_{DC-link}^* = 400$  V. Επιπλέον έχει κυμάτωση μικρότερη του 1% που εξασφαλίζει την ακρίβεια του αλγορίθμου PSO MPPT και τη σωστή λειτουργία του αντιστροφέα.

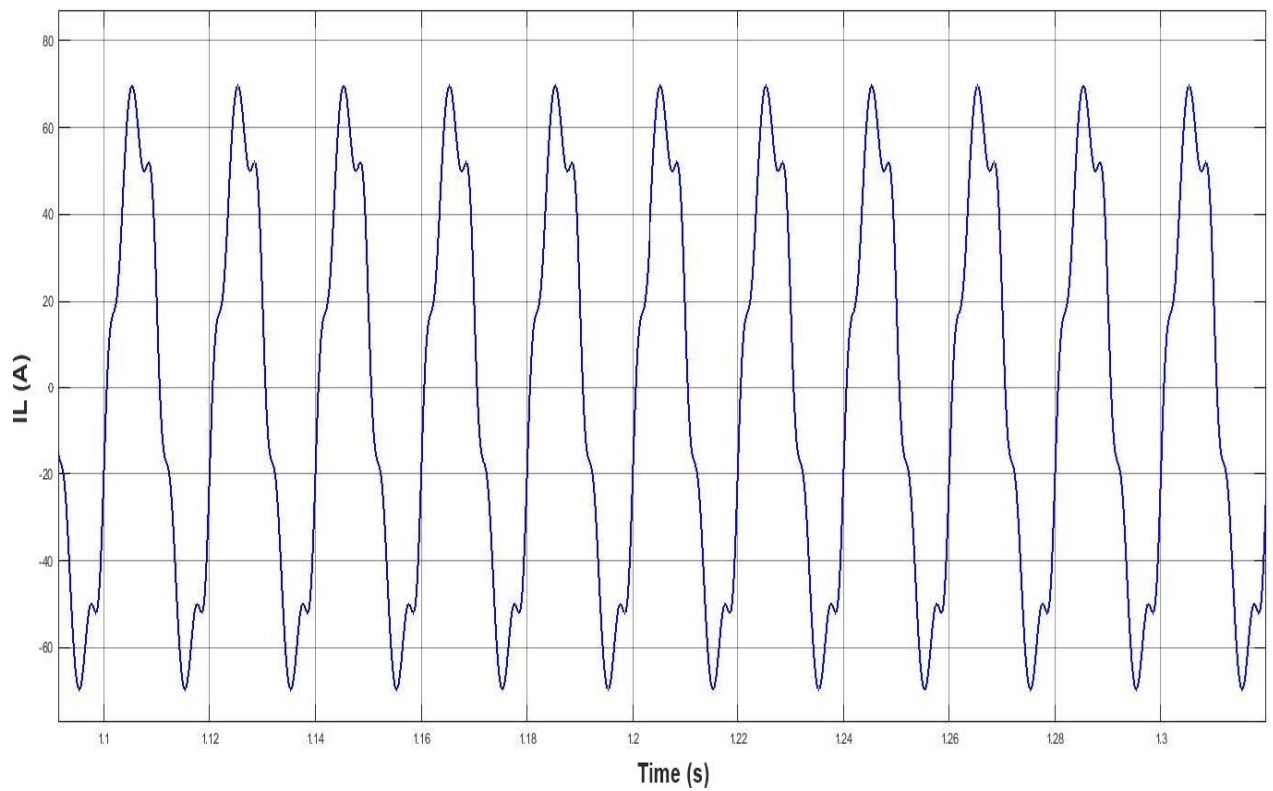


**Σχήμα 5.56.** Ενεργός ισχύς του συστήματος που συμπεριλαμβάνει την ενεργό ισχύ του φορτίου (πράσινο), του αντιστροφέα (μπλε) και του ηλεκτρικού δικτύου (κόκκινο) υπό την επίδραση του πέμπτου μοτίβου σκίασης λόγω γειτονικού κτιρίου.

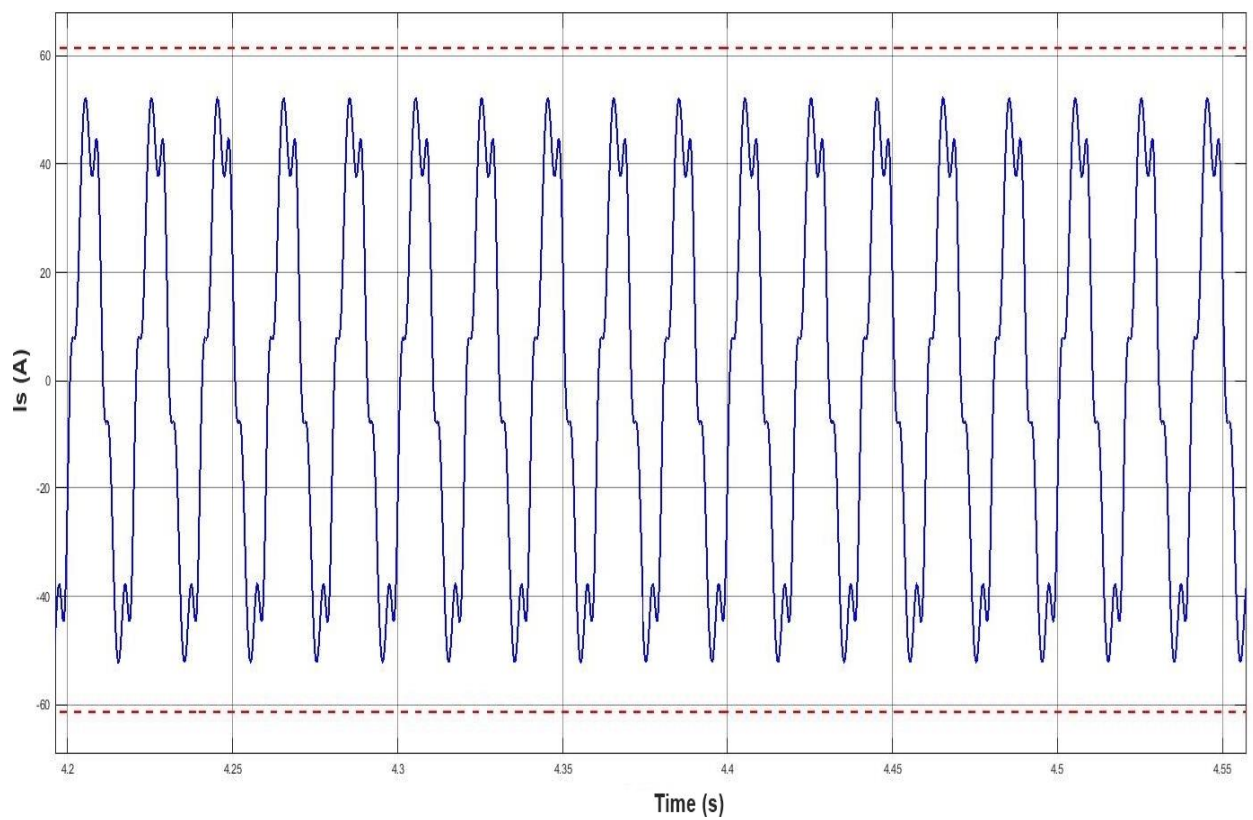


**Σχήμα 5.57.** Άεργος ισχύς του συστήματος που συμπεριλαμβάνει την άεργο ισχύ του φορτίου (πράσινο), του αντιστροφέα (μπλε) και του ηλεκτρικού δικτύου (κόκκινο) υπό την επίδραση του πέμπτου μοτίβου σκίασης λόγω γειτονικού κτιρίου.

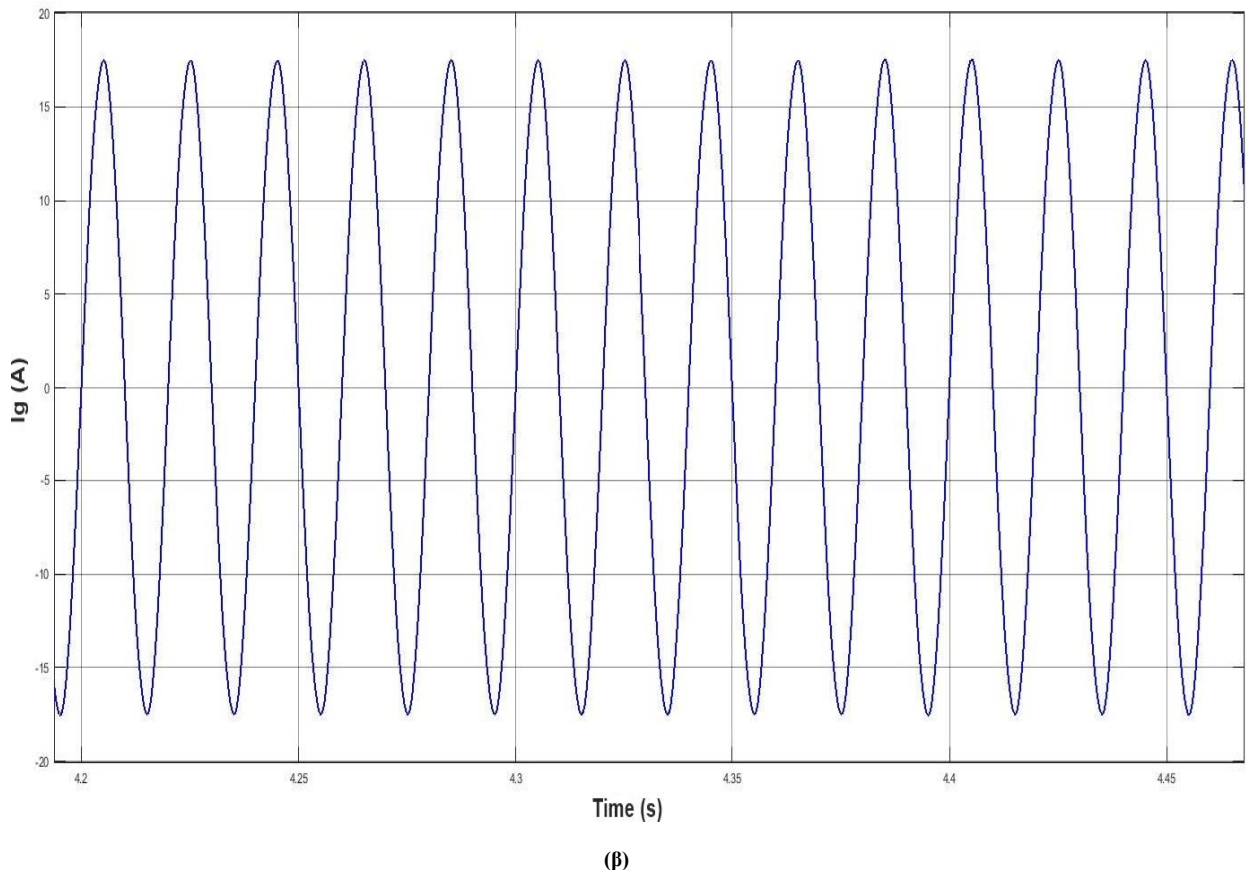
Στο Σχήμα 5.56 και στο Σχήμα 5.57 παρουσιάζεται η ενεργός και η άεργος ισχύς του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα, του δικτύου και του φορτίου κατά τη διάρκεια λειτουργίας του αλγορίθμου PSO MPPT. Έτσι, λόγω της αλλαγής τιμών ισχύος εξόδου της φωτοβολταϊκής συστοιχίας (Σχήμα 5.54 (α)), μέχρι την ανίχνευση του GMPP, υπάρχει μία συνεχής αλλαγή τιμών στην ενεργό ισχύ του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα και του δικτύου (Σχήμα 5.56). Επίσης σε όλα τα αποτελέσματα παρατηρείται μια διακύμανση της άεργου ισχύος του αντιστροφέα και του δικτύου. Όπως εξηγήθηκε στα προηγούμενα αποτελέσματα, αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι κατά τη διάρκεια του MPPT σε grid-tied φωτοβολταϊκό σύστημα παρουσιάζονται ενδοαρμονικές στο ρεύμα του δικτύου που δημιουργούν διακυμάνσεις στην άεργο ισχύ του δικτύου και του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα [52]. Παρόλα αυτά η τάση στο DC-link  $V_{DC-link}$  διατηρείται γύρω από την τάση αναφοράς (Σχήμα 5.55). Έτσι εξασφαλίζεται η σωστή λειτουργία του αντιστροφέα ενώ η ενεργός και η άεργος ισχύς του φορτίου παραμένουν σταθερές (Σχήμα 5.56 και Σχήμα 5.57).



Σχήμα 5.58. Ρεύμα φορτίου  $i_L$  (σταθερό για όλη την προσομοίωση)



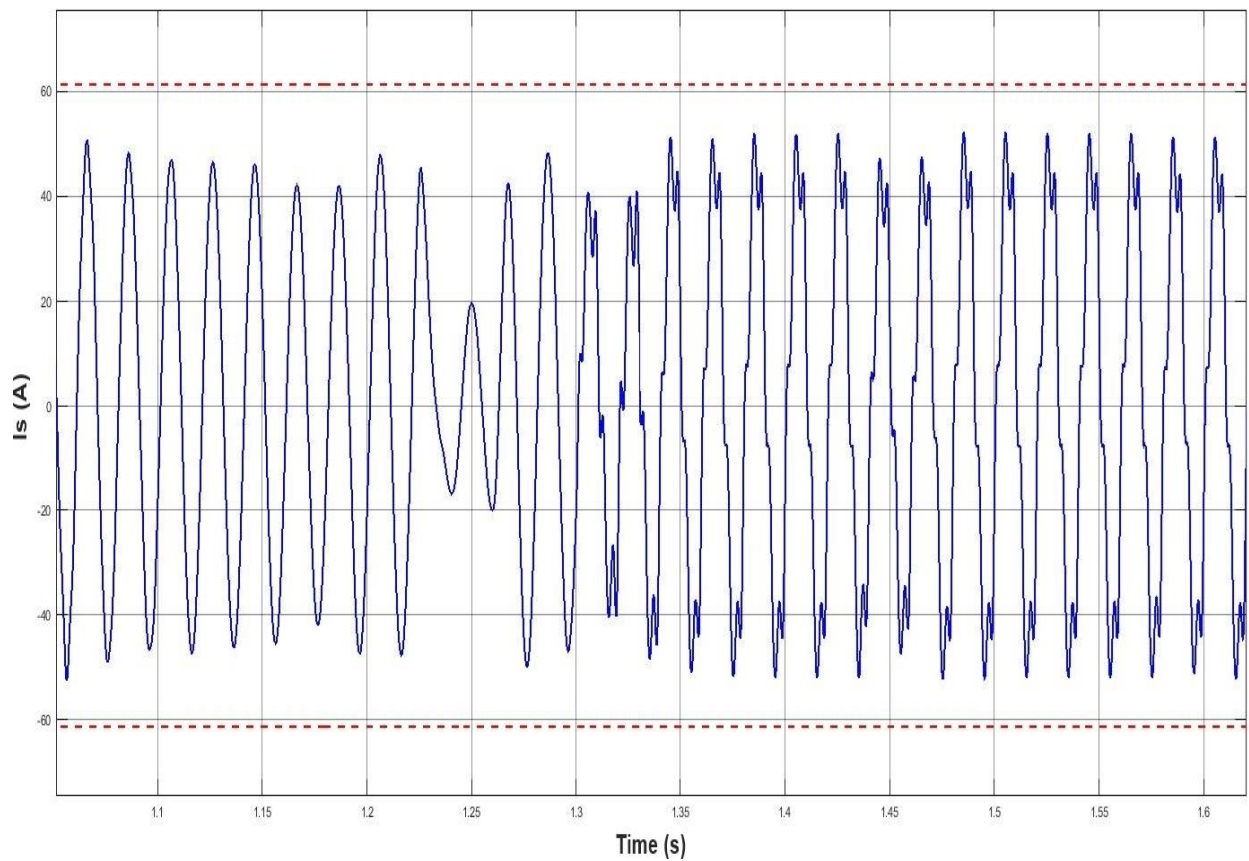
(α)



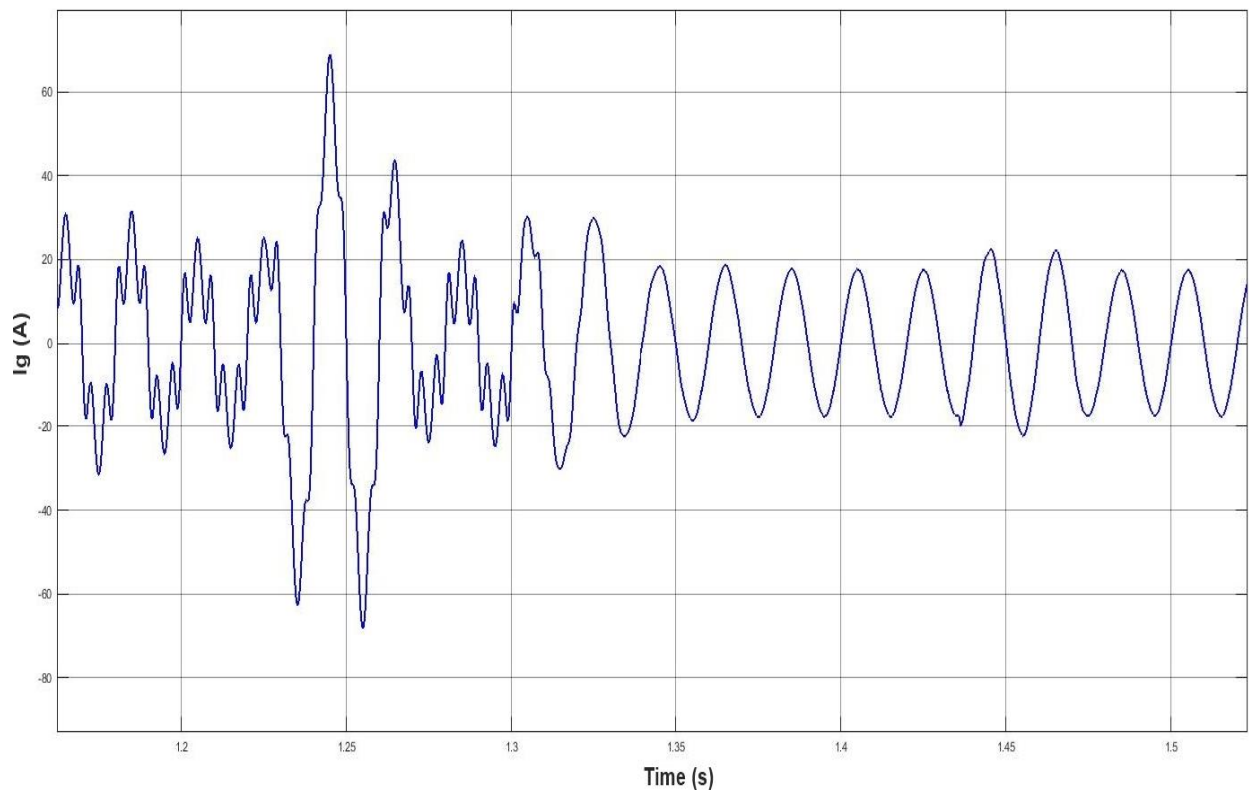
**Σχήμα 5.59.** Τα ρεύματα του συστήματος σταθεροποιημένα, με ενεργοποιημένες τις επικουρικές υπηρεσίες μετά τη στιγμή  $t = 4,2$  s (α) Ρεύμα αντιστροφέα  $i_s$ , (β) Ρεύμα ηλεκτρικού δικτύου  $i_g$ .

Από το Σχήμα 5.58 φαίνεται ότι το ρεύμα του φορτίου  $i_L$  δεν επηρεάζεται κατά τη διάρκεια της προσομοίωσης. Αυτό συμβαίνει διότι η τάση στο PCC διατηρείται σταθερή. Επίσης στα Σχήματα 5.59 (α), (β), όπου παρουσιάζεται το ρεύμα του αντιστροφέα και του ηλεκτρικού δικτύου, αντίστοιχα, παρατηρείται ότι ο φωτοβολταϊκός αντιστροφέας και το δίκτυο μετά την εύρεση του GMPP έχουν την ίδια συμπεριφορά λειτουργίας κατά την εκτέλεση επικουρικών υπηρεσιών με αυτή του Κεφαλαίου 5.1. Έτσι πραγματοποιείται αρμονική αντιστάθμιση ρεύματος από το φωτοβολταϊκό αντιστροφέα και το THD του ρεύματος δικτύου διατηρείται κάτω από το 5%. Επιπλέον από το Σχήμα 5.56 και το Σχήμα 5.57 όπου παρουσιάζεται η ενεργός και η άεργος ισχύς αντίστοιχα του φωτοβολταϊκού συστήματος και του δικτύου, παρατηρείται ότι η άεργος ισχύς του φορτίου εξυπηρετείται από το φωτοβολταϊκό αντιστροφέα, διότι η ισχύς που διαχειρίζεται ο αντιστροφέας είναι μικρότερη από την ονομαστική του ισχύ.





(α)



**Σχήμα 5.60.** Τα ρεύματα του συστήματος κατά την ενεργοποίηση και των επικουρικών υπηρεσιών τη στιγμή  $t = 1,3 \text{ s}$  (α) Ρεύμα αντιστροφes  $i_s$ , (β) Ρεύμα ηλεκτρικού δικτύου  $i_g$ .

Στο Σχήμα 5.60 παρουσιάζεται το ρεύμα του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα (Σχήμα 5.60 (α)) και του δικτύου (Σχήμα 5.60 (β)) σε χρονικό διάστημα πριν την εύρεση του GMPP. Έτσι παρατηρείται ότι κατά την εύρεση του GMPP η ποιότητα ρεύματος του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα και του δικτύου είναι κακή. Επιπλέον, στα ίδια σχήματα, τη χρονική στιγμή  $t = 1,3 \text{ s}$  ενεργοποιούνται οι επικουρικές υπηρεσίες της έγχυσης άεργου ισχύος και της απόσβεσης αρμονικών συνιστωσών στο ρεύμα του δικτύου. Τα αποτελέσματα δείχνουν ότι από τη χρονική στιγμή  $t = 1,3 \text{ s}$  βελτιώνεται η ποιότητα του ρεύματος δικτύου και ο αντιστροφέας μπορεί να ανταπεξέλθει στις επικουρικές υπηρεσίες, όσο λειτουργεί κάτω από το ονομαστικό του ρεύμα. Παρόλα αυτά, κατά τη διάρκεια εύρεσης του GMPP, το THD του δικτύου δεν είναι σε όλη τη διάρκεια κάτω από 5% λόγω της μη-σταθερής ισχύος εισόδου του αντιστροφέα. Μετά την εύρεση του GMPP και τη σταθεροποίηση της ισχύος εξόδου της φωτοβολταϊκής συστοιχίας, όπως έχει αναλυθεί πιο πάνω για το Σχήμα 5.59, οι επικουρικές υπηρεσίες προσφέρουν THD στο δίκτυο μικρότερο από το 5%.

**Πίνακας 5.5.**  
**Αποτελέσματα της μεθόδου PSO MPPT στα μοτίβα σκίασης λόγω του κτιρίου**

	Χρόνος εύρεσης GMPP (s)	Μέγιστη ισχύς θεωρητικής καμπύλης ισχύος (W)	Μέγιστη ισχύ με την μέθοδο PSO MPPT (W)	Απόδοση της μεθόδου PSO MPPT (%)
<b>Μοτίβο σκίασης 1</b>	3,9	4119,8	4119,5	99,99
<b>Μοτίβο σκίασης 2</b>	3,7	5448,4	5448	99,99
<b>Μοτίβο σκίασης 3</b>	4,1	5805,4	5804,9	99,99
<b>Μοτίβο σκίασης 4</b>	3	5560,5	5560,1	99,99
<b>Μοτίβο σκίασης 5</b>	3,8	7305,3	7305,1	99,99

**Πίνακας 5.6.**  
**Απόδοση του Grid-tied PV System**

	$P_{pv}$ (W)	$P_{out\_inv}$ (W)	$\eta$ (%)
<b>Μοτίβο σκίασης 1</b>	4119,5	4001,4	97,13
<b>Μοτίβο σκίασης 2</b>	5448	5336,9	97,96
<b>Μοτίβο σκίασης 3</b>	5804,9	5690	98,02
<b>Μοτίβο σκίασης 4</b>	5560,1	5429,4	97,65
<b>Μοτίβο σκίασης 5</b>	7305,1	7178	98,26

Τέλος, η απόδοση του αλγορίθμου PSO MPPT και η απόδοση του φωτοβολταϊκού συστήματος, υπό την επίδραση των μοτίβων σκίασης λόγω του κτιρίου, καταγράφονται στον Πίνακα 5.5 και στον Πίνακα 5.6, αντίστοιχα. Από τους πίνακες αυτούς παρατηρείται η υψηλή απόδοση τόσο του αλγορίθμου PSO MPPT, όσο και του φωτοβολταϊκού συστήματος.



## 6. Συμπεράσματα

---

Οι επικουρικές υπηρεσίες, όπως η έγχυση άεργου ισχύος και η αντιστάθμιση αρμονικών συνιστωσών του ρεύματος μπορούν να παρέχονται από φωτοβολταϊκά συστήματα μίας οικίας στο δίκτυο. Με αυτό τον τρόπο μπορεί να χρησιμοποιηθεί η ανεκμετάλλευτη, κατά τη διάρκεια της ημέρας, χωρητικότητα ισχύος του αντιστροφέα. Έτσι σε αυτή τη διπλωματική εργασία παρουσιάζεται η προσομοίωση ενός grid-tied φωτοβολταϊκού συστήματος με τη δυνατότητα παροχής επικουρικών υπηρεσιών. Αν και στις στρατηγικές ελέγχου του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα μπορούν να προστεθούν πολλές λειτουργίες, ο αντιστροφέας θα πρέπει να λειτουργεί πάντα κάτω από το ονομαστικό του ρεύμα. Για αυτό το λόγο οι στρατηγικές ελέγχου επικουρικών υπηρεσιών θα πρέπει να συνοδεύονται από μεθόδους περιορισμού ρεύματος του αντιστροφέα.

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του φωτοβολταϊκού συστήματος κατά την εκτέλεση των επικουρικών υπηρεσιών έδειξαν ότι ο φωτοβολταϊκός αντιστροφέας με ικανότητα έγχυσης άεργου ισχύος και αντιστάθμισης αρμονικών συνιστωσών του ρεύματος, σε λειτουργία ισχύος κάτω της ονομαστικής, βελτιώνει την ποιότητα της ισχύος του ηλεκτρικού δικτύου. Η βελτίωση της ποιότητας ισχύος του δικτύου μέσω του φωτοβολταϊκού συστήματος συμβάλει στην ευστάθεια του δικτύου και τη μείωση της απαιτούμενης παραγωγής ισχύος από αυτό. Επιπλέον στην περίπτωση που το φορτίο, το οποίο εξυπηρετείται από τις επικουρικές υπηρεσίες του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα, είναι του ιδιοκτήτη του φωτοβολταϊκού συστήματος τότε ελαττώνεται η ενέργεια που καταναλώνει η οικία από το ηλεκτρικό δίκτυο. Όπως έχει αναφερθεί στην εισαγωγή η άεργος ισχύς δεν καταναλώνεται από τις συσκευές αλλά χρησιμοποιείται για την σταθεροποίηση της τάσης του δικτύου. Όμως για να μεταφερθεί η άεργος ισχύς μέσω των καλωδίων του ηλεκτρικού δικτύου χρησιμοποιεί ενεργό ισχύ. Έτσι με την κάλυψη της άεργου ισχύος και των μη-γραμμικών φορτίων από τον φωτοβολταϊκό αντιστροφέα, η ισχύς που παρέχεται από το δίκτυο μειώνεται σε μεγάλο βαθμό. Έτσι μειώνεται τόσο η ηλεκτρική ενέργεια που παρέχεται από τον πάροχο ηλεκτρικής ενέργειας όσο και οι απώλειες ενέργειας μέσω αντιστατών, πηνίων, κτλ. που συναντά το ρεύμα κατά μήκος της γραμμής μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας.

Συμπερασματικά, οι επικουρικές υπηρεσίες αυξάνουν τις δυνατότητες των φωτοβολταϊκών αντιστροφέων, οι οποίες εγγυώνται ποιοτική χρήση και παροχή ενέργειας από και προς το δίκτυο. Η παροχή επικουρικών υπηρεσιών από τους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς οικιών συμβάλει στην ευστάθεια και την εξοικονόμηση ισχύος του ηλεκτρικού δικτύου. Στην περίπτωση που ο φωτοβολταϊκός αντιστροφέας της οικίας εξυπηρετεί άμεσα το φορτίο του ίδιου του ιδιοκτήτη τότε επιτυγχάνεται μεγαλύτερη εξοικονόμηση ενέργειας για την οικία. Τα παραπάνω έχουν σαν αποτέλεσμα τη βελτίωση της ποιότητας ισχύος από και προς το δίκτυο, άλλα και την επιτάχυνση της απόσβεσης του κόστους εγκατάστασης του φωτοβολταϊκού συστήματος και στη συνέχεια το καθαρό κέρδος από την εξοικονόμηση και την πώληση της ηλεκτρικής ενέργειας.

## 7. Βιβλιογραφία

---

- [1] COMUNICATION FROM THE COMMISSION TO THE EUROPEAN PARLIAMENT, THE EUROPEAN COUNCIL, THE COUNCIL, THE EUROPEAN ECONOMIC AND SOCIAL COMMITTEE AND THE COMMITTEE OF THE REGIONS, “The European Green Deal”, COM(2019), 640 final, Brussels, 11.12.2019.
- [2] COMMUNICATION FROM THE COMMISSION TO THE EUROPEAN PARLIAMENT, THE EUROPEAN COUNCIL, THE COUNCIL, THE EUROPEAN ECONOMIC AND SOCIAL COMMITTEE, THE COMMITTEE OF THE REGIONS AND THE EUROPEAN INVESTMENT BANK, “A Clean Planet for all A European strategic long-term vision for a prosperous, modern, competitive and climate neutral economy”, COM(2018), 773 final, Brussels, 28.11.2018.
- [3] W. Feist, J. Schnieders, V. Dorer and A. Haas, “Re-inventing air heating: Convenient and comfortable within the frame of the Passive House concept”, Energy and Buildings, vol. 37, no. 11, pp. 1186-1203, November 2005.
- [4] N. Zografakis, “Technologies for rational use and savings of energy in buildings”, Energy, vol. 62, pp. 112–114, November–December 2000.
- [5] D. L. Loveday, K. C. Parsons, A. H. Taki and S. G. Hodder, “Displacement ventilation environments with chilled ceilings: thermal comfort design within the context of the BS EN ISO7730 versus adaptive debate”, Energy and Buildings, vol. 34, no. 6, pp. 573-579, March 2002.
- [6] A. Abuelrub, O. Saadeh and H. M. K. Al-Masri, “Scenario aggregation-based grid-connected photovoltaic plant design”, Sustainability, vol. 10, no. 4, April 2018.
- [7] F. Dincer and M. Meral, “Critical factors that affecting efficiency of solar cells”, Smart Grid and Renewable Energy, vol. 1, no. 1, pp. 47-50, January 2010.
- [8] L. Bouselham, M. Hajji, B. Hajji and H. Bouali, “A new MPPT-based ANN for photovoltaic system under partial shading conditions”, Energy Procedia, vol. 111, pp. 924–933, March 2017.
- [9] G. Li, Y. Jin, M.W. Akram, X. Chenc and J. Ji, “Application of bio-inspired algorithms in maximum power point tracking for PV systems under partial shading conditions – A review”, Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 81, pp. 840-873, January 2018.
- [10] A. Djalab, N. Bessous, M. M. Rezaoui and I. Merzouk, “Study of the effects of partial shading on PV array”, 2018 International Conference on Communications and Electrical Engineering (ICCEE), pp. 1-5, February 2019.

- [11] L. S. Xavier, A. F. Cupertino and H. A. Pereirac, “Ancillary services provided by photovoltaic inverters: Single and three phase control strategies”, *Computers and Electrical Engineering*, vol. 70, pp. 102–121, August 2018.
- [12] Dr. A. S. Hiwale<sup>1</sup>, M. V. Patil and H. Vinchurkar, “An efficient MPPT solar charge controller”, *International Journal of Advanced Research in Electrical, Electronics and Instrumentation Engineering*, vol. 3, no. 7, pp. 10505-10511, July 2014.
- [13] M.A. Eltawil and Z. Zhao, “MPPT techniques for photovoltaic applications”, *Renewable Sustainable Energy Reviews*, vol. 25, pp. 793–813, September 2013.
- [14] D. Sera, L. Mathe, T. Kerekes, S. V. Spataru and R. Teodorescu, “On the perturb-and-observe and incremental conductance MPPT methods for PV systems”, *IEEE Journal of Photovoltaics*, vol. 3, no. 3, pp. 1070–1078, July 2013.
- [15] Z. Erdem, “A review of MPPT algorithms for partial shading conditions”, *Special issue of the 3rd International Conference on Computational and Experimental Science and Engineering (ICCESEN 2016)*, vol. 132, no. 3, pp. 1128-1133, September 2017.
- [16] Y. B. Koca, Y. Aslan, A. Yonetken and Y. Oguz, “Boost converter design and analysis for photovoltaic systems”, *4<sup>th</sup> International Conference on Engineering Technology and Applied Sciences (ICETAS)*, pp. 384-389, April 2019.
- [17] Στ. Μανιάς, “Ηλεκτρονικά Ισχύος”, vol. 2, Εκδόσεις Συμεών, Αθήνα 2017.
- [18] G. R. Chandra Mouli, P. Bauer and M. Zeman, “System design for a solar powered electric vehicle charging station for workplaces”, *Applied Energy*, vol. 168, pp. 434-443, April 2016.
- [19] P. Andrianesis, P. Biskas and G. Liberopoulos, “An overview of Greece's wholesale electricity market with emphasis on ancillary services”, *Electric Power Systems Research*, vol. 81, no. 8, pp. 1631-1642, August 2011.
- [20] R. Vatu, O. Ceaki, M. Mancasi, R. Porumb and G. Seritan, “Analysis of ancillary services within smart grid framework”, *2015 Modern Electric Power Systems (MEPS)*, pp. 1-5, July 2015.
- [21] “IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems”, in *IEEE Std. 519-2014*, pp. 1-29, June 2014.
- [22] H. A. Pereira, R. M. Domingos, L. S. Xavier, A. F. Cupertino, V. F. Mendes and J. O. S. Paulino, “Adaptive saturation for a multifunctional three-phase photovoltaic inverter”, *2015 17<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics and Applications*, pp. 1–10, September 2015.
- [23] M. Gul, Y. Kotak and T. Muneer, “Review on recent trend of solar photovoltaic technology”, *Energy Exploration & Exploitation 2016*, vol. 34, no. 4, pp. 485–526, May 2016.
- [24] M. G. Villalva, J. R. Gazoli, and E. R. Filho, “Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays”, *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 5, pp. 1198–1208, May 2009.
- [25] D. Sera, R. Teodorescu and P. Rodriguez, "PV panel model based on datasheet values", *2007 IEEE International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 2392-2396, July 2007.

- [26] H. S. Rauschenbach, “Solar Cell Array Design Handbook”, New York: Van Nostrand Reinhold, 1980.
- [27] L. Ardhenta and W. Wijono, “Photovoltaic array modeling under uniform irradiation and partial shading condition”, *International Journal of Applied Power Engineering (IJAPE)*, vol. 6, no. 3, pp. 144-152, December 2017.
- [28] A. Kumar, N. Gupta and V. Gupta, “A comprehensive review on grid-tied solar photovoltaic system”, *Journal of Green Engineering*, vol. 7, no. 10, January 2017.
- [29] D. L. Manna, V. L. Vigni, E. R. Sanseverino and V. D. D. P. Romano, “Reconfigurable electrical interconnection strategies for photovoltaic arrays: A review”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 33, pp. 412-426, May 2014.
- [30] R. Ramaprabha and B. L. Mathur, “A comprehensive review and analysis of solar photovoltaic array configurations under partial shaded conditions”, *International Journal of Photoenergy*, vol. 12, no. 6, pp. 1-16, February 2012.
- [31] B. Bendibab, H. Belmilia and F. Krimb, “A survey of the most used MPPT methods: Conventional and advanced algorithms applied for photovoltaic systems”, *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 45, pp. 637-648, May 2015.
- [32] D. Beriber and A. Talha, “MPPT techniques for PV systems”, 4<sup>th</sup> International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, pp. 1437-1442, May 2013.
- [33] M. Abdulkadir, A. H. M. Yatim, and S. T. Yusuf, “An improved PSO-based MPPT control strategy for photovoltaic systems”, *International Journal of Photoenergy*, vol. 2014, pp. 1-11, June 2014.
- [34] Y. Liu, S. Huang, J. Huang and W. Liang, “A particle swarm optimization-based maximum power point tracking algorithm for PV systems operating under partially shaded conditions”, *IEEE Transactions on Energy Conversion*, no.4, vol. 27, pp. 1027-1035, December 2012.
- [35] H. Cha and T. Vu, “Comparative analysis of low-pass output filter for single-phase grid-connected photovoltaic inverter”, 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), pp. 1659-1665, March 2010.
- [36] A. K. Sahoo, A. Shahani, K. Basu and N. Mohan, “LCL filter design for grid-connected inverters by analytical estimation of PWM ripple voltage”, 2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014, pp. 1281-1286, April 2014.
- [37] F. Salha, F. Colas and X. Guillaud, “Grid connected inverter behavior with an output LC filter under voltage sag operation”, 2009 13<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics and Applications, pp. 1-9, October 2009.
- [38] A. E. W. H. Kahlane, L. Hassaine, and M. Kherchi, “LCL filter design for photovoltaic grid connected systems”, *Revue des Energies Renouvelables SIENR’14 Ghardaïa*, pp. 227 – 232, 2014.
- [39] B. K. Perera, P. Ciufo and S. Perera, “Point of common coupling (PCC) voltage control of a grid-connected solar photovoltaic (PV) system”, 39<sup>th</sup> Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), pp. 7475-7480, November 2013.

- [40] S. Bhattacharyya, J. F. G Cobben, and W. L. Kling, “Harmonic current pollution in a low voltage network”, IEEE PES General Meeting, pp. 1-8, September 2010.
- [41] Z. Yao, and L. Xiao, “Control of single-phase grid-connected inverters with nonlinear loads”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, no. 4, pp. 1384–1389, April 2013.
- [42] Y. Yang, K. Zhou and F. Blaabjerg, “Frequency adaptability of harmonics controllers for grid-interfaced converters”, International Journal of Control, vol. 90, no. 1, pp. 3–14, April 2015.
- [43] L. Hassaine, E. OLias, J. Quintero and V. Salas, “Overview of power inverter topologies and control structures for grid connected photovoltaic systems”, Renewable and Sustainable Energy Reviews, vol. 30, pp. 796–807, February 2014.
- [44] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre and A. V. Timbus, “Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 53, no. 5, pp. 1398–1409, October 2006.
- [45] A. F. Cupertino, L. P. Carlette, F. Perez, J. T. Resende, S. I. Seleme and H. A. Pereira, “Use of control based on passivity to mitigate the harmonic distortion level of inverters”, 2013 IEEE PES Conference on Innovative Smart Grid Technologies (ISGT Latin America), pp. 1–7, April 2013.
- [46] M. Ciobotaru, R. Teodorescu and F. Blaabjerg, “A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator”, 2006 37<sup>th</sup> IEEE Power Electronics Specialists Conference, pp. 1-6, July 2006.
- [47] H. Akagi, Y. Kanazawa and A. Nabae, “Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-20, no. 3, pp. 625–30, May 1984.
- [48] H. Mao, X. Yang, Z. Chen and Z. Wang, “A hysteresis current controller for single-phase three-level voltage source inverters”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 27, no. 7, pp. 3330–3339, July 2012.
- [49] D. Chen, J. Zhang and Z. Qian, “An improved repetitive control scheme for grid-connected inverter with frequency-adaptive capability”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, no. 2, pp. 814–823, February 2003.
- [50] A. G. Yepes, F. D. Freijedo, O. Lopez and J. Doval-Gandoy, “Analysis and design of resonant current controllers for voltage-source converters by means of nyquist diagrams and sensitivity function”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58 no. 11, pp. 5231–5250, November 2011.
- [51] Design Guide: TIDA-01606 10-kW, Three-Level, Three-Phase Grid Tie Inverter Reference Design for Solar String Inverters, March 2018–Revised May 2020.
- [52] A. Sangwongwanich, Y. Yang, D. Sera and F. Blaabjerg, “Interharmonics from grid-connected PV systems: Mechanism and mitigation”, 2017 IEEE 3<sup>rd</sup> International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia), pp. 722-727, July 2017.
- [53] P. Gilman, A. Dobos, N. DiOrion, J. Freeman, S. Janzou and D. Ryberg, “SAM Photovoltaic model technical reference update”, National Renewable Energy Laboratory, pp. 1-89, March 2018.

- [54] “IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems”, in IEEE Std. 929-2000, January 2000.
- [55] “IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems”, in IEEE Std. 1547.2-2008, pp. 1-217, April 2009