



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ  
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ  
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

## Μελέτη Αλγορίθμων Ελέγχου σε Φωτοβολταϊκό Αντιστροφέα

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Χαρίλαος Σ. Παπαϊωάννου

Επιβλέπων : Νικόλαος Χατζηαργυρίου  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2014





ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ  
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ  
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

## Μελέτη Αλγορίθμων Ελέγχου σε Φωτοβολταϊκό Αντιστροφέα

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Χαρίλαος Σ. Παπαϊωάννου

**Επιβλέπων :** Νικόλαος Χατζηαργυρίου  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή στις 23/10/2014

.....  
Ν. Χατζηαργυρίου  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Στ. Παπαθανασίου  
Αν. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....  
Π. Γεωργιλάκης  
Επ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2014

.....

Χαρίλαος Σ. Παπαϊωάννου

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

Copyright © Χαρίλαος Σ. Παπαϊωάννου, 2014.

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

## Ευχαριστίες

Στο σημείο αυτό θα ήθελα να ευχαριστήσω τον επιβλέποντα καθηγητή μου, Νικόλαο Χατζηαργυρίου, για την ευκαιρία που μου έδωσε να ασχοληθώ με ένα πραγματικά ενδιαφέρον θέμα. Ευχαριστώ, επίσης, τους ερευνητές Βασίλη Κλεφτάκη και Αλέξανδρο Ρήγα για τη βοήθειά τους κατά την εκπόνηση της εργασίας.

Με το κλείσιμο του βασικού κύκλου σπουδών μου, οφείλω ένα μεγάλο ευχαριστώ στην οικογένεια μου που μου έδωσε τη δυνατότητα να έρθω μέχρι εδώ.

Κλείνω με τους ανθρώπους που πέρα απ' την οικογένεια μου ήταν δίπλα μου, με στήριξαν και με ενέπνευσαν. Βαγγέλη, Ελένη, Δημήτρη, Άρη, Ηλία ευχαριστώ για όλα.



## Περίληψη

---

Στην παρούσα εργασία μοντελοποιήθηκε και μελετήθηκε το συνολικό σύστημα μιας φωτοβολταϊκής εγκατάστασης συνδεδεμένης μέσω αντιστροφέα στο δίκτυο. Οι βαθμίδες που αποτελούν αυτή τη μονάδα διεσπαρμένης παραγωγής είναι το φωτοβολταϊκό πεδίο, ο ανιχνευτής σημείου μέγιστης ισχύος (MPPT), ο αντιστροφέας και ασφαλώς το κεντρικό δίκτυο.

Για τη μελέτη του συστήματος που αναφέρθηκε, έγινε μοντελοποίηση όλων των επιμέρους στοιχείων που το αποτελούν τόσο στο Simulink του Matlab, όσο και στον εξειδικευμένο προσομοιωτή RTDS του εργαστηρίου Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας. Στη συνέχεια μέσω των κατάλληλων προσομοιώσεων κατέστη εφικτή η μελέτη του συστήματος.

Αν και παρουσιάζεται λεπτομερώς η μοντελοποίηση όλων των βαθμίδων στο κείμενο, ο πυρήνας της παρούσας εργασίας βρίσκεται στον έλεγχο που διενεργεί ο αντιστροφέας. Διαφορετικοί αλγόριθμοι που εξασφαλίζουν τις απαιτήσεις του συστήματος υλοποιήθηκαν. Στη συνέχεια, οι αποκρίσεις αυτών στη μόνιμη κατάσταση αλλά και σε μεταβατικά φαινόμενα συγκρίθηκαν και μελετήθηκαν.

Η εργασία αποτελείται από επτά κεφάλαια. Στο κεφάλαιο 1 γίνεται μια σύντομη εισαγωγή στις ανανεώσιμες πηγές ενέργειας και ιδιαίτερα στα φωτοβολταϊκά συστήματα. Το κεφάλαιο 2 περιέχει το ισοδύναμο κύκλωμα του φωτοβολταϊκού, τον αλγόριθμο εύρεσης των ισοδύναμων αντιστάσεων καθώς και την αντίστοιχη προσομοίωσή του στο Matlab. Στο κεφάλαιο 3 παρουσιάζεται το μοντέλο του ανιχνευτή σημείου μέγιστης ισχύος (MPPT), του οποίου η ορθότητα εξακριβώνεται μέσω προσομοίωσης. Ακολουθεί το κεφάλαιο 4 το οποίο αποτελεί μια εισαγωγή στους αντιστροφείς ισχύος και στις βασικές έννοιες της θεωρίας του ελέγχου ενώ στο κεφάλαιο 5 παρουσιάζονται λεπτομερώς οι αλγόριθμοι που μελετώνται στην παρούσα εργασία.

Τα πιο σημαντικά κεφάλαια είναι τα 6 και 7 καθώς εκεί βρίσκονται τόσο οι μοντελοποιήσεις των αλγορίθμων ελέγχου, όσο και η σύγκρισή τους μέσω των προσομοιώσεων που έγιναν σε Matlab και RTDS. Στο τέλος της εργασίας αναφέρονται τα συμπεράσματα που προέκυψαν από αυτή καθώς και οι προτάσεις για επέκταση της μελέτης. Επίσης, στο παράρτημα παρουσιάζεται ο κώδικας που χρησιμοποιήθηκε στη μοντελοποίηση του συστήματος.

**Λέξεις κλειδιά:** Φωτοβολταϊκό, Ανιχνευτής Σημείου Μέγιστης Ισχύος, Αντιστροφέας Πηγής Τάσης, Έλεγχος Ρεύματος Αντιστροφέα, Αλγόριθμοι Ελέγχου

## Abstract

---

In this diploma thesis we modelled and studied an overall photovoltaic system connected to the grid through an inverter. This distributed energy resource unit consists of the photovoltaic field, the maximum power point tracker (MPPT), the inverter and certainly the main grid.

In order to study the system, all the individual parts, that compose it, were modelled both in Simulink/Matlab and in the specialized simulator RTDS of the Power Systems Laboratory. Then, through appropriate simulations the system was studied in detail.

Although detailed models of all levels are presented below, the main subject of this thesis relies on the control strategies used in inverter design. Different algorithms that meet the system requirements were implemented. Their steady state and transient responses were also studied and compared.

The present thesis is divided in seven chapters. Chapter 1 gives a brief introduction to renewable energy sources and specifically photovoltaic systems. Chapter 2 contains the equivalent circuit of the photovoltaic cell, the algorithm used to find the equivalent resistors and the simulations performed in Matlab. Chapter 3 presents the model of the maximum power point tracker (MPPT), the accuracy of which is verified through simulation. In chapter 4 we introduce power inverters and basic concepts of control theory while chapter 5 presents in detail the specific algorithms studied in this paper.

The most important chapters of this thesis are definitely 6 and 7 where we can find the control algorithms modeling as well as the comparison between them through the simulations performed in Matlab and RTDS. In the final part of the thesis, conclusions in addition to proposals for further study are stated. Finally, the code used in system modeling is given in the Annex.

**Key words:** Photovoltaic system, Maximum Power Point Tracker (MPPT), Voltage Sourced Inverter, Current-controlled Inverter, Control Algorithms



# Πίνακας Περιεχομένων

---

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

Ανανεώσιμες πηγές ενέργειας και Φωτοβολταϊκά συστήματα .....	12
1.1 Γενικά περί ΑΠΕ .....	12
1.2 Ηλιακή ενέργεια .....	13
1.3 Φωτοβολταϊκά συστήματα .....	14
1.3.1 Φωτοβολταϊκό φαινόμενο .....	15
1.3.2 Φωτοβολταϊκή εγκατάσταση συνδεδεμένη στο δίκτυο .....	16
1.3.3 Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα των Φωτοβολταϊκών συστημάτων ....	17

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

Ανάλυση και Μοντελοποίηση Φωτοβολταϊκού συστήματος .....	19
2.1 Ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα φωτοβολταϊκού στοιχείου .....	19
2.2 Η χαρακτηριστική $I-V$ ενός φωτοβολταϊκού στοιχείου .....	21
2.3 Υπολογισμός αντιστάσεων $R_s$ και $R_p$ .....	22
2.4 Σχεδιασμός του μοντέλου του φωτοβολταϊκού στο Matlab .....	24
2.5 Προσομοίωση του μοντέλου στο Matlab .....	27

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

Ανίχνευση σημείου μέγιστης ισχύος (MPPT) .....	30
3.1 Γενικά περί Maximum Power Point Tracking .....	30
3.2 Αλγόριθμος Αυξητικής Αγωγιμότητας (Incremental Conductance) .....	30
3.3 Αλγόριθμος Διαταραχής και Παρατήρησης (Perturb and Observe) .....	32
3.4 Σχεδιασμός του μοντέλου του MPPT στο Matlab .....	33
3.5 Προσομοίωση και έλεγχος του μοντέλου του MPPT .....	35

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

Ανάλυση του αντιστροφέα και θεωρία του ελέγχου .....	37
4.1 Ηλεκτρονικοί μετατροπείς ισχύος .....	37
4.2 Αντιστροφείς Πηγής Τάσης .....	38
4.3 Έλεγχος του Αντιστροφέα Πηγής Τάσης .....	41
4.4 Μετασχηματισμοί Clarke και Park .....	44
4.4.1 Μετασχηματισμός στο $\alpha\beta$ -επίπεδο .....	44
4.4.2 Μετασχηματισμός στο $dq$ -επίπεδο .....	46

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

Παρουσίαση Αλγορίθμων Ελέγχου του Αντιστροφέα .....	50
---	----

5.1 Λεπτομερές και μέσο μοντέλο αντιστροφέα-ελέγχου.....	50
5.1.1 Λεπτομερές μοντέλο αντιστροφέα και τεχνική SPWM.....	51
5.1.2 Μέσο μοντέλο αντιστροφέα ελέγχου.....	52
5.2 Έλεγχος ρεύματος σε αντιστροφέα συνδεδεμένο στο δίκτυο.....	53
5.3 Αλγόριθμος ελέγχου Voltage Oriented Control.....	57
5.4 Αλγόριθμος ελέγχου Direct Power Control.....	59
5.5 Αλγόριθμος ελέγχου PQ Synchronous Control.....	60

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

Μοντελοποίηση και Προσομοίωση του συστήματος στο Matlab.....	62
6.1 Παρουσίαση συνολικού συστήματος στο Simulink.....	62
6.2 Μοντελοποίηση αλγορίθμου Voltage Oriented Control στο Simulink.....	64
6.2.1 Προσομοίωση αλγορίθμου Voltage Oriented Control στο Simulink.....	68
6.3 Μοντελοποίηση αλγορίθμου Direct Power Control στο Simulink.....	71
6.3.1 Προσομοίωση αλγορίθμου Direct Power Control στο Simulink.....	73
6.4 Μοντελοποίηση αλγορίθμου PQ Synchronous Control στο Simulink.....	75
6.4.1 Προσομοίωση αλγορίθμου PQ Synchronous Control στο Simulink.....	78
6.5 Σύγκριση των αλγορίθμων σε βηματική μεταβολή της εισόδου.....	79

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

Μοντελοποίηση και Μελέτη του συστήματος στο RTDS.....	85
7.1 Ψηφιακός εξομοιωτής πραγματικού χρόνου.....	85
7.2 Μοντελοποίηση φωτοβολταϊκού στο RTDS.....	86
7.3 Μοντελοποίηση αλγορίθμου MPPT στο RTDS.....	88
7.4 Προσομοίωση συστήματος Φωτοβολταϊκού και MPPT στο RTDS.....	89
7.5 Μοντελοποίηση αλγορίθμου Voltage Oriented Control στο RTDS.....	91
7.6 Μοντελοποίηση αλγορίθμου PQ Synchronous Control στο RTDS.....	94
7.7 Απόκριση των αλγορίθμων σε βηματική μεταβολή της εισόδου.....	96

Συμπεράσματα και προτάσεις για επέκταση της μελέτης.....	102
--	-----

Παράρτημα.....	104
----------------	-----



# Ανανεώσιμες πηγές ενέργειας και Φωτοβολταϊκά συστήματα

## 1.1 Γενικά περί ΑΠΕ

Η ενέργεια, ως μία από τις πρωταρχικές έννοιες της φύσης, επηρεάζει καθοριστικά τις ζωές μας. Για τον λόγο αυτό η διαθεσιμότητά της είναι εξαιρετικά σημαντική για τον άνθρωπο.

Στον σύγχρονο κόσμο η ηλεκτρική ενέργεια συνδέεται με τις περισσότερες δραστηριότητες. Εστίαση, φωτισμός, τηλεπικοινωνίες, διαδίκτυο, θέρμανση και κλιματισμός είναι μόνο μερικές από αυτές. Η τεχνολογική πρόοδος που συντελείται τις τελευταίες δεκαετίες, έχει ως αποτέλεσμα τη συνεχή αύξηση στη ζήτηση ηλεκτρικής ενέργειας.

Έως τώρα, και ακόμα και σήμερα, στηριζόμαστε στην εκμετάλλευση ορυκτών στερεών, υγρών και αέριων καυσίμων για την παραγωγή της απαιτούμενης ενέργειας. Πετρέλαιο, άνθρακας και φυσικό αέριο αξιοποιούνται κατάλληλα σε θερμοηλεκτρικούς σταθμούς, για τη μετατροπή της χημικής ενέργειας σε ηλεκτρική. Η δραστηριότητα αυτή του ανθρώπου έχει ως αποτέλεσμα τη ρύπανση του περιβάλλοντος με την εκπομπή αερίων του θερμοκηπίου από τους σταθμούς παραγωγής.

Το παραπάνω σε συνδυασμό με την επερχόμενη εξάντληση των αποθεμάτων σε ορυκτά καύσιμα, μας οδηγεί στην αναζήτηση εναλλακτικών λύσεων για την παραγωγή της απαιτούμενης ενέργειας. Μία από αυτές τις λύσεις, και ίσως η πιο σημαντική, είναι η στροφή προς τις Ανανεώσιμες Πηγές.

Με τον όρο Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας (ΑΠΕ) εννοούμε τις μορφές εκμεταλλεύσιμης ενέργειας που προέρχονται από φυσικές διαδικασίες όπως η ηλιακή ακτινοβολία, ο άνεμος, η γεωθερμία, η κυκλοφορία του νερού και άλλες. Συχνά αναφερόμαστε σε αυτές λέγοντας «ήπιες» μορφές ενέργειας.

Ο όρος «ήπιες» αναφέρεται σε δυο βασικά χαρακτηριστικά τους. Καταρχάς, για την εκμετάλλευσή τους δεν απαιτείται κάποια ενεργητική παρέμβαση, όπως εξόρυξη, άντληση ή καύση, όπως με τις μέχρι τώρα χρησιμοποιούμενες πηγές ενέργειας, αλλά απλώς εκμεταλλευόμαστε την ήδη υπάρχουσα ροή ενέργειας στη φύση. Δεύτερον, πρόκειται για «καθαρές» μορφές ενέργειας, πολύ «φιλικές» στο περιβάλλον, που δεν αποδεσμεύουν υδρογονάνθρακες, διοξείδιο του άνθρακα ή τοξικά και ραδιενεργά απόβλητα, όπως οι υπόλοιπες πηγές ενέργειας που χρησιμοποιούνται σε μεγάλη κλίμακα.

Οι ανανεώσιμες πηγές ενέργειας βασίζονται κατ' ουσία στην ηλιακή ακτινοβολία, με εξαίρεση τη γεωθερμική, η οποία είναι ροή ενέργειας από το εσωτερικό του φλοιού της γης, και την ενέργεια απ' τις παλίρροιες που εκμεταλλεύεται τη βαρύτητα. Οι βασιζόμενες στην ηλιακή

ακτινοβολία ήπιες πηγές ενέργειας είναι ανανεώσιμες, μιας και δεν πρόκειται να εξαντληθούν όσο υπάρχει ο ήλιος, δηλαδή για μερικά ακόμα δεσκατομμύρια χρόνια.

Πέρα από την ευθεία εκμετάλλευση της ενέργειας του ήλιου μέσω της ακτινοβολίας του, χρησιμοποιείται η βιομάζα, η οποία είναι ηλιακή ενέργεια δεσμευμένη στους ιστούς των φυτών μέσω της φωτοσύνθεσης, η αιολική ενέργεια εκμεταλλεύομενη τους ανέμους που προκαλούνται απ' τη θέρμανση του αέρα, καθώς και η ενέργεια που βασίζεται στην εκμετάλλευση του κύκλου εξάτμισης-συμπύκνωσης και της κυκλοφορίας του νερού.

Οι βασικότερες μορφές Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας είναι:

- Αιολική ενέργεια. Χρησιμοποιήθηκε παλαιότερα για την άντληση νερού από πηγάδια καθώς και για μηχανικές εφαρμογές (όπως η άλεση στους ανεμόμυλους). Έχει αρχίσει να χρησιμοποιείται ευρέως για ηλεκτροπαραγωγή.
- Ηλιακή ενέργεια. Χρησιμοποιείται περισσότερο για θερμικές εφαρμογές (ηλιακοί θερμοσίφωνες και φούρνοι) ενώ η χρήση της για την παραγωγή ηλεκτρισμού έχει αρχίσει να κερδίζει έδαφος, με την βοήθεια της πολιτικής προώθησης των Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας από το ελληνικό κράτος και την Ευρωπαϊκή Ένωση.
- Υδραυλική ενέργεια. Είναι οι γνωστές υδροηλεκτρικές εγκαταστάσεις, που στο πεδίο των ήπιων μορφών ενέργειας εξειδικεύονται περισσότερο στα μικρά υδροηλεκτρικά. Είναι η πιο διαδεδομένη μορφή ανανεώσιμης ενέργειας.
- Βιομάζα. Χρησιμοποιεί τους υδατάνθρακες των φυτών (κυρίως αποβλήτων της βιομηχανίας ξύλου, τροφίμων και ζωοτροφών και της βιομηχανίας ζάχαρης) με σκοπό την αποδέσμευση της ενέργειας που δεσμεύτηκε από το φυτό με τη φωτοσύνθεση. Ακόμα, μπορούν να χρησιμοποιηθούν αστικά απόβλητα και απορρίμματα. Μπορεί να δώσει βιοαιθανόλη και βιοαέριο, που είναι καύσιμα πιο φιλικά προς το περιβάλλον από τα παραδοσιακά. Είναι μια πηγή ενέργειας με πολλές δυνατότητες και εφαρμογές, που ίσως χρησιμοποιηθεί πλατιά στο μέλλον.
- Γεωθερμική ενέργεια. Προέρχεται από τη θερμότητα που παράγεται από τη ραδιενεργό αποσύνθεση των πετρωμάτων της γης. Είναι εκμεταλλεύσιμη εκεί όπου η θερμότητα αυτή ανεβαίνει με φυσικό τρόπο στην επιφάνεια, όπως στους θερμοπίδακες ή στις πηγές ζεστού νερού. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί είτε απευθείας για θερμικές εφαρμογές, είτε για την παραγωγή ηλεκτρισμού. [1]

## 1.2 Ηλιακή ενέργεια

Η πυκνότητα ισχύος της ηλιακής ακτινοβολίας, που λαμβάνεται εκτός της ατμόσφαιρας της Γης, είναι σχεδόν σταθερή καθ' όλη τη διάρκεια του έτους. Μία μικρή διακύμανση που παρατηρείται ανάλογα με το μήνα του έτους, οφείλεται κυρίως σε ασήμαντες μεταβολές της απόστασης που χωρίζει τον Ήλιο και τη Γη.

Για τις περισσότερες τεχνολογικές εφαρμογές στο διάστημα, ως μέγεθος αναφοράς λαμβάνεται η ακτινοβολία που παρατηρείται στη μέση απόσταση Ήλιου – Γης, η οποία σήμερα θεωρείται ίση με  $1367 \text{ W/m}^2$ . Δοθείσης της παραπάνω σταθεράς, και της περιμέτρου των

40000 km που αναλογεί στη Γη, υπολογίζεται ότι η συνολική ισχύς που δέχεται ο πλανήτης είναι της τάξης των 174.000 TW.

Η εξασθένιση της ηλιακής ακτινοβολίας που προκαλείται από την ατμόσφαιρα έχει ως αποτέλεσμα την ελάττωση της ακτινοβολίας στο επίπεδο της θάλασσας στην τιμή  $1 \text{ kW/m}^2$ , που συχνά αναφέρεται ως ισχύς ενός Ήλιου. Η τιμή αυτή επιλέγεται ως πρότυπη ηλιακή ακτινοβολία για τις εφαρμογές των επίγειων ηλιακών συλλεκτών.

Αν θεωρηθεί ότι για όλη τη διάρκεια του έτους παρέχονται κατά μέσο όρο 5 ώρες ανηγμένης ηλιοφάνειας ισχύος  $1 \text{ kW/m}^2$  ανά ημέρα, τότε θα αναλογούν περίπου  $0,2 \text{ kW/m}^2$  σε 24ωρη βάση. Τα ανωτέρω οδηγούν στο τελικό συμπέρασμα ότι η ετήσια μέση ισχύς που προσπίπτει συνολικά στη Γη, στο επίπεδο της θάλασσας, είναι ίση με 102.000 TW.

Αυτή η ισχύς τροφοδοτεί το περιβάλλον, διατηρώντας το σύστημα προστασίας της ζωής του γήινου οικοσυστήματος και όλες τις μορφές ανανεώσιμης ενέργειας, με εξαίρεση τη γεωθερμική.

Το συνολικό ηλιακό απόθεμα ενέργειας ξεπερνά κατά 10.000 φορές την παρούσα παγκόσμια ενεργειακή ζήτηση. Όμως, η παροχή αυτή χαρακτηρίζεται από τη σχετικά χαμηλή πυκνότητα ισχύος και εξαρτάται από τις γεωγραφικές και χρονικές διακυμάνσεις. [2]

### 1.3 Φωτοβολταϊκά συστήματα

Η χρήση της ηλιακής ενέργειας είναι εκτεταμένη στις μέρες μας και λαμβάνει πεδία δράσης από τη θέρμανση των χώρων μέχρι και τη θέρμανση νερού στους ηλιακούς θερμοσίφωνες. Ευρύτερη, όμως, μπορεί να είναι η αξιοποίησή της όταν χρησιμοποιείται για την παραγωγή απ' ευθείας ηλεκτρικής ενέργειας, η οποία επιτυγχάνεται σήμερα σχεδόν αποκλειστικά μέσω των Φωτοβολταϊκών (Φ/Β) συστημάτων. Τα κύρια μέρη ενός Φ/Β συστήματος, που μπορεί να αναφέρεται και ως Φ/Β σταθμός παραγωγής, είναι:

- Η Φ/Β γεννήτρια (ή Φ/Β συλλέκτης)
- Οι διατάξεις προσαρμογής μέσω των οποίων η Φ/Β γεννήτρια συνδέεται είτε με το ηλεκτρικό δίκτυο διανομής, είτε με τις καταναλώσεις και τις διατάξεις αποθήκευσης, όταν πρόκειται για αυτόνομη εγκατάσταση.

Η ορολογία που χρησιμοποιούμε για να περιγράψουμε τη Φ/Β γεννήτρια ποικίλλει και καλό είναι να γίνει η παρακάτω διευκρίνιση. Αρκετά Φ/Β στοιχεία (cells) συνθέτουν ένα Φ/Β πλαίσιο (module). Ακολουθώντας, κάποια Φ/Β πλαίσια στηριγμένα στην ίδια μεταλλική κατασκευή σχηματίζουν ένα Φ/Β πανέλο (panel). Περισσότερα του ενός πανέλα, συνδεδεμένα ηλεκτρικά μεταξύ τους, δημιουργούν μία Φ/Β συστοιχία (array).

Το φωτοβολταϊκό στοιχείο είναι συνήθως τετράγωνο, με πλευρά 120-160mm. Δυο τύποι πυριτίου χρησιμοποιούνται για την δημιουργία φωτοβολταϊκών στοιχείων: το άμορφο και το κρυσταλλικό πυρίτιο. Το δεύτερο διακρίνεται σε δύο κατηγορίες, το μονοκρυσταλλικό και το πολυκρυσταλλικό.

Εκτός από το πυρίτιο χρησιμοποιούνται και άλλα υλικά για την κατασκευή των φωτοβολταϊκών στοιχείων, όπως το Κάδμιο-Τελλούριο (CdTe) και ο ινδοδισεληνιούχος χαλκός. Σε αυτές τις κατασκευές, η μορφή του στοιχείου διαφέρει σημαντικά από αυτή του κρυσταλλικού πυριτίου, και έχει συνήθως τη μορφή λωρίδας πλάτους μερικών χιλιοστών και μήκους αρκετών εκατοστών.

Τα πρώτα φωτοβολταϊκά στοιχεία, που σχεδιάστηκαν τον 19ο αιώνα, δεν είχαν παρά 1-2% απόδοση, ενώ το 1954 τα εργαστήρια Bell Laboratories δημιούργησαν τα πρώτα Φ/Β

στοιχεία πυριτίου με απόδοση 6%. Στην πορεία του χρόνου όλο και αυξάνεται ο βαθμός απόδοσης. Η αύξηση της απόδοσης, έστω και κατά μια ποσοστιαία μονάδα, θεωρείται επίτευγμα στην τεχνολογία των φωτοβολταϊκών.

Στην σημερινή εποχή ο τυπικός βαθμός απόδοσης ενός φωτοβολταϊκού στοιχείου βρίσκεται στο 13–19%, ο οποίος, συγκρινόμενος με την απόδοση άλλου συστήματος (συμβατικού, αιολικού, υδροηλεκτρικού κλπ.), παραμένει ακόμη αρκετά χαμηλός. Αυτό σημαίνει ότι το φωτοβολταϊκό σύστημα καταλαμβάνει μεγάλη επιφάνεια προκειμένου να αποδώσει την επιθυμητή ηλεκτρική ισχύ.

Η ηλεκτρική ενέργεια που παράγεται από μια Φ/Β συστοιχία είναι συνεχούς ρεύματος (DC), και για το λόγο αυτό οι πρώτες χρήσεις των φωτοβολταϊκών αφορούσαν εφαρμογές DC τάσης. Κλασικά παραδείγματα είναι ο υπολογιστής τσέπης και οι δορυφόροι. Με την προοδευτική αύξηση όμως του βαθμού απόδοσης, δημιουργήθηκαν ειδικές συσκευές– οι αντιστροφείς (inverters)- που σκοπό έχουν να μετατρέψουν την έξοδο συνεχούς τάσης της Φ/Β συστοιχίας σε εναλλασσόμενη. Με τον τρόπο αυτό, το Φ/Β σύστημα είναι σε θέση να τροφοδοτήσει μια σύγχρονη εγκατάσταση που χρησιμοποιεί κατά κανόνα συσκευές εναλλασσόμενου ρεύματος (AC). [3]

### 1.3.1 Φωτοβολταϊκό φαινόμενο

Η λειτουργία των ηλιακών στοιχείων βασίζεται στην ικανότητα των ημιαγωγών να μετατρέπουν αμέσως το ηλιακό φως σε ηλεκτρισμό με τη βοήθεια του φωτοβολταϊκού φαινομένου. Τα ηλιακά στοιχεία είναι δίοδοι ημιαγωγού με τη μορφή ενός δίσκου, όπου η ένωση p-n εκτείνεται σε όλο το πλάτος του δίσκου που δέχεται την ακτινοβολία.

Έστω ότι το φως προσπίπτει από την πλευρά του ημιαγωγού τύπου n, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (Εικόνα 1.1). Εφόσον η ενέργεια του προσπίπτοντος φωτονίου είναι μεγαλύτερη από αυτή του ενεργειακού διακένου του ημιαγωγού, τότε το κάθε ένα φωτόνιο μπορεί να απορροφηθεί από ένα ηλεκτρόνιο της ζώνης σθένους που βρίσκεται σε μικρό βάθος από την επιφάνεια. Η ενέργεια του κάθε απορροφούμενου φωτονίου διεγείρει το ηλεκτρόνιο προς τη ζώνη αγωγιμότητας, αφήνοντας πίσω στο πλέγμα μια κενή ενεργειακή κατάσταση, δηλαδή μια οπή. Με τον τρόπο αυτό η οπτική διέγερση εισάγει ταυτόχρονα ζεύγη οπών (στη ζώνη σθένους) και ηλεκτρονίων (στη ζώνη αγωγιμότητας) καθ' όλο το εύρος της επαφής p-n, συμπεριλαμβανομένου και του ηλεκτροστατικού φράγματος δυναμικού.

Καθώς το υλικό απορροφά ηλεκτρομαγνητική ακτινοβολία (από το ορατό φάσμα), δεν μπορεί να περιέλθει σε κατάσταση θερμοδυναμικής ισορροπίας λόγω της συνεχούς οπτικής διαταραχής που εισάγει διαρκώς ηλεκτρικούς φορείς στην περιοχή του ηλεκτροστατικού φράγματος. Σύμφωνα με την προσέγγιση «Quasi – Equilibrium», η στάθμη Fermi διαχωρίζεται σε δύο διακριτές στάθμες Quasi – Fermi, μία για τα ελεύθερα ηλεκτρόνια ( $\Phi_n$ ) και μία για τις οπές ( $\Phi_p$ ), όπως φαίνεται και στο σχήμα.

Όταν οι απορροφήσεις των φωτονίων γίνονται στην περιοχή του ηλεκτροστατικού φράγματος δυναμικού, τα φωτοπαραγόμενα ζεύγη ηλεκτρικών φορέων (ελεύθερα ηλεκτρόνια και οπές) θα διαχωρίζονται αυτόματα από το ηλεκτροστατικό πεδίο, προκειμένου να ελαχιστοποιούν τη δυναμική τους ενέργεια και να καταλαμβάνουν θεμελιώδεις καταστάσεις στη δομή του υλικού. Οι αντίθετες πορείες που θα ακολουθήσουν κατά το διαχωρισμό τους οι οπές της ζώνης σθένους (κύκλοι στο σχήμα) και τα ηλεκτρόνια της ζώνης αγωγιμότητας (μαύρες κουκίδες στο σχήμα), σηματοδοτούνται από τα βέλη του σχήματος. Ο αυτόματος διαχωρισμός των ηλεκτρικών φορέων που γίνεται από το ηλεκτροστατικό φράγμα δυναμικού διασφαλίζει ότι οι παραγόμενοι ηλεκτρικοί φορείς θα εκτραπούν προς διαφορετικές περιοχές και δεν θα μπορέσουν να επανασυνδεθούν.

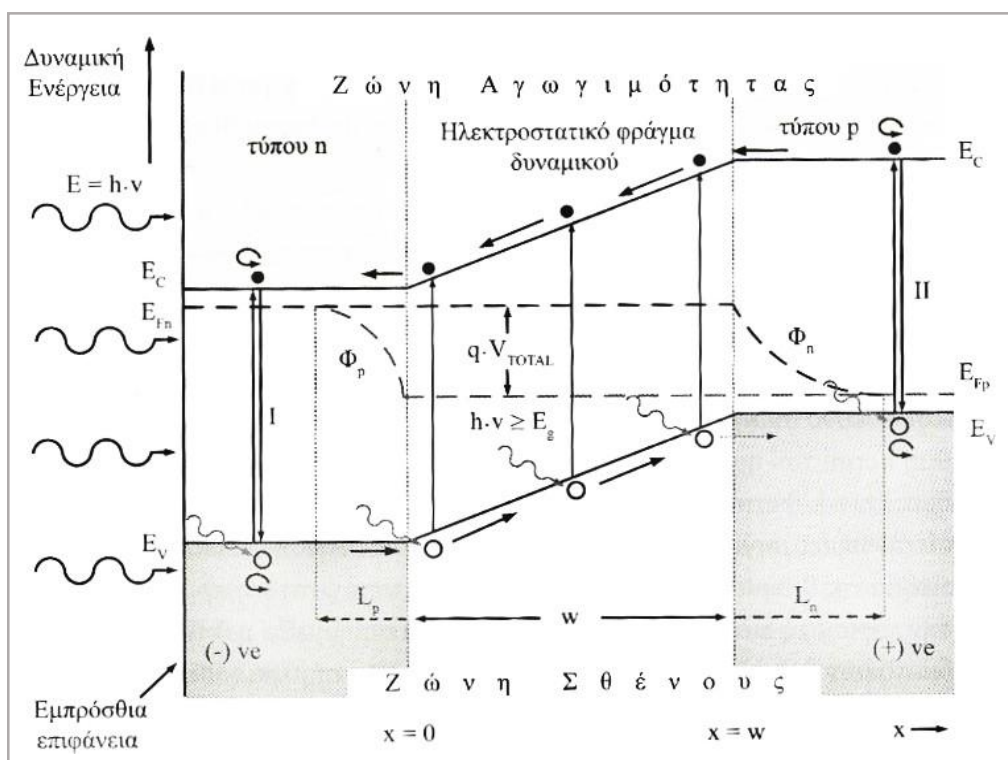
Όσο χρόνο διαρκεί η οπτική διέγερση, τα ηλεκτρόνια που εισάγονται στην περιοχή του ηλεκτροστατικού φράγματος δυναμικού εκτρέπονται προς τον ημιαγωγό τύπου n, ενώ οι οπές εκτρέπονται προς τον ημιαγωγό τύπου p. Συνεπώς, ο ημιαγωγός τύπου n θα αποκτήσει

περισσότερα αρνητικά φορτία, ενώ ο ημιαγωγός τύπου p θα αποκτήσει περισσότερα θετικά φορτία. Η δημιουργία αυτών των κατανομών ισοδυναμεί με μια ορθά πολωμένη δίοδο p-n. Στη μόνιμη κατάσταση μιας (οπτικά) διεγερμένης δίοδου p-n, οι στάθμες  $\Phi_n$  και  $\Phi_p$  θα παραμένουν οριζόντιες καθ' όλο το εύρος του ηλεκτροστατικού φράγματος δυναμικού και θα διαχωρίζονται μεταξύ τους κατά την ενεργειακή διαφορά:

$$\Phi_n - \Phi_p = q \cdot V_{total}$$

Όπου  $q$  είναι το στοιχειώδες φορτίο, ενώ το δυναμικό  $V_{total}$  αντιστοιχεί στην τιμή της τάσεως εξόδου που θα αναπτυχθεί (και θα μετρηθεί) μεταξύ των εξωτερικών ακροδεκτών της φωτιζόμενης δίοδου (p-n).

Επιπροσθέτως, παρέχεται ρεύμα (το φωτορεύμα)  $I_{pv}$ , η ένταση του οποίου εξαρτάται από την απορροφούμενη φωτεινή ισχύ. [2]



**Εικόνα 1.1** Διάγραμμα δυναμικής ενέργειας ηλεκτρονίων - απόστασης για μια φωτιζόμενη δίοδο p-n στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.

### 1.3.2 Φωτοβολταϊκή εγκατάσταση συνδεδεμένη στο δίκτυο

Μέσω του φαινομένου που αναλύθηκε παραπάνω, η Φ/B γεννήτρια αναλαμβάνει τη μετατροπή της προσερχόμενης ηλιακής ακτινοβολίας σε ηλεκτρισμό. Όπως αναφέρθηκε ήδη, η απόδοση των εμπορικών Φ/B πλαισίων είναι περίπου 15-20%. Για το λόγο αυτό είναι πάρα πολύ σημαντικό η ισχύς που παράγεται από τα πλαίσια να μην σπαταλιέται με τη χρήση μη αποδοτικών ηλεκτρονικών ισχύος.



Τα ηλεκτρονικά ισχύος, περιεχόμενα μέσα στον αντιστροφέα, συντελούν στην ύπαρξη ενός αξιόπιστου συστήματος το οποίο εκμεταλλεύεται κάθε στιγμή το μέγιστο δυνατό της εισερχόμενης ισχύος από τον Ήλιο και το Φ/Β πεδίο.

Για τη μεγιστοποίηση της παραγόμενης ισχύος εφαρμόζεται η τεχνική Maximum Power Point Tracking (MPPT). Η λογική στη λειτουργία της βασίζεται στο γεγονός ότι η ένταση που παράγεται από ένα Φ/Β δεν είναι σταθερή, αλλά αντιθέτως μεταβαλλόμενη. Η μεταβολή της έντασης του ρεύματος είναι αντίστροφη από τη μεταβολή της τάσης. Υπάρχει επομένως ένα συγκεκριμένο ζεύγος τάσης-έντασης για το οποίο έχουμε μέγιστη ισχύ. Ωστόσο, επειδή κάθε στιγμή η ηλιακή ακτινοβολία που προσπίπτει στην επιφάνεια των πλαισίων δεν είναι σταθερή, ούτε και η τάση εξόδου στους ακροδέκτες των Φ/Β θα είναι σταθερή. Η τεχνική αυτή λοιπόν θα πρέπει να εξασφαλίζει την ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος σε όλες τις διαφορετικές συνθήκες που θα βρεθεί το Φ/Β πεδίο.

Η μετατροπή της συνεχούς τάσης και ρεύματος (DC) σε εναλλασσόμενο (AC) επιτυγχάνεται μέσω του κυκλώματος ηλεκτρονικών ισχύος του αντιστροφέα (inverter) και την ύπαρξη τρανζίστορ ισχύος σε αυτόν. Πέραν του ότι η εναλλασσόμενη τάση που προκύπτει θα πρέπει να πληροί συγκεκριμένες προϋποθέσεις του δικτύου, ο αντιστροφέας είναι αυτός που επιβλέπει τη λειτουργία του συστήματος μέσω των αλγορίθμων ελέγχου που διαθέτει. Αυτό τον καθιστά ένα νευραλγικό στοιχείο της εγκατάστασης με ρόλο πιο σημαντικό από την μετατροπή του συνεχούς ρεύματος σε εναλλασσόμενο.

Για τον λόγο αυτό η παρούσα εργασία επικεντρώνεται περισσότερο στη μελέτη του αντιστροφέα και των επιμέρους αλγορίθμων ελέγχου που υλοποιεί.

### 1.3.3 Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα των Φωτοβολταϊκών συστημάτων

Τα φωτοβολταϊκά συστήματα έχουν τα εξής πλεονεκτήματα:

- Τεχνολογία φιλική προς το περιβάλλον: δεν προκαλούνται ρύποι από την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας
- Η ηλιακή ενέργεια είναι ανεξάντλητη ενεργειακή πηγή, διατίθεται παντού και δεν στοιχίζει απολύτως τίποτα
- Με την κατάλληλη γεωγραφική κατανομή, κοντά στους αντίστοιχους καταναλωτές ενέργειας, τα Φ/Β συστήματα μπορούν να εγκατασταθούν χωρίς να απαιτείται ενίσχυση του δικτύου διανομής
- Η λειτουργία του συστήματος είναι ολοσχερώς αθόρυβη
- Έχουν σχεδόν μηδενικές απαιτήσεις συντήρησης
- Έχουν μεγάλη διάρκεια ζωής: οι κατασκευαστές παρέχουν εγγύηση για 20-30 χρόνια λειτουργίας
- Υπάρχει πάντα η δυνατότητα μελλοντικής επέκτασης, ώστε να ανταποκρίνονται στις αυξανόμενες ανάγκες των χρηστών
- Μπορούν να εγκατασταθούν πάνω σε ήδη υπάρχουσες κατασκευές, όπως είναι η στέγη ενός σπιτιού ή η πρόσοψη ενός κτιρίου

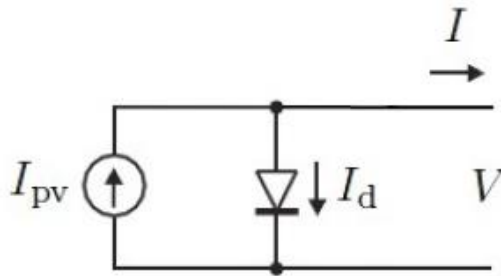
- Διαθέτουν ευελιξία στις εφαρμογές: τα Φ/Β συστήματα λειτουργούν άριστα τόσο ως αυτόνομα συστήματα, ως αυτόνομα υβριδικά συστήματα όταν συνδυάζονται με άλλες πηγές ενέργειας (συμβατικές ή ανανεώσιμες) και συσσωρευτές για την αποθήκευση της παραγόμενης ενέργειας, αλλά και διασυνδεδεμένα με το κεντρικό δίκτυο (grid connected) ώστε να παρέχουν σε αυτό την παραγόμενη ενέργεια.

Ως μειονέκτημα θα μπορούσε να καταλογίσει κανείς το κόστος τους, το οποίο, παρά τις τεχνολογικές εξελίξεις παραμένει ακόμη αρκετά υψηλό. Μια γενική ενδεικτική τιμή, αυτή τη στιγμή, είναι 2700 ευρώ ανά εγκατεστημένο κιλοβάτ ( $kW$ ) ηλεκτρικής ισχύος κάτι που λαμβάνοντας υπόψη τις απαιτήσεις μιας μικρής οικιακής κατανάλωσης (1,5 έως 3,5  $kW$ ) δεν το καθιστά καθόλου αμελητέο. [3]

## Ανάλυση και Μοντελοποίηση Φωτοβολταϊκού συστήματος

### 2.1 Ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα φωτοβολταϊκού στοιχείου

Ένα απλό φωτοβολταϊκό στοιχείο, από τη σκοπιά της μοντελοποίησης, αναπαρίσταται από μία ιδανική πηγή ρεύματος παράλληλα συνδεδεμένη με μία ιδανική δίοδο, όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχήμα (Εικόνα 2.1). Οι δύο παράμετροι που χρησιμοποιούνται στο μοντέλο και χαρακτηρίζουν το Φ/Β στοιχείο είναι η τάση ανοιχτοκύκλωσης  $V_{oc}$  και το ρεύμα βραχυκύκλωσης  $I_{sc}$ . Η  $V_{oc}$  είναι η μέγιστη τάση που μπορεί το στοιχείο να αποδώσει για μηδενικό ρεύμα, ενώ το  $I_{sc}$  είναι το μέγιστο ρεύμα του Φ/Β στοιχείου όταν η τάση του είναι μηδενική.



Εικόνα 2.1 Ιδανικό Φ/Β στοιχείο

Το ρεύμα εξόδου μπορεί να βρεθεί από την εξίσωση:

$$I = I_{pv} - I_d$$

Το  $I_{pv}$  είναι το φωτορρέυμα, η ένταση του οποίου εξαρτάται από την απορροφούμενη ηλιακή ισχύ, ενώ  $I_d$  είναι το ρεύμα που διαρρέει τη δίοδο το οποίο υπολογίζεται από την παρακάτω εξίσωση:

$$I_d = I_o \cdot \left( e^{\frac{q \cdot V_d}{k \cdot T}} - 1 \right)$$

$I_o$  είναι το ανάστροφο ρεύμα κόρου της διόδου

$q = 1.602 \cdot 10^{-23} C$  το στοιχειώδες φορτίο του ηλεκτρονίου

$V_d$  η τάση της διόδου

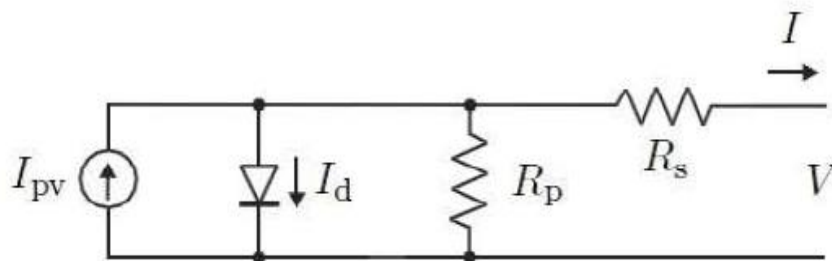
$k = 1.381 \cdot 10^{-23} J/K$  η σταθερά Boltzmann

$T$  η θερμοκρασία επαφής σε Kelvin

Το Φ/Β στοιχείο μπορεί να δώσει τάση της τάξης του 0,5 V και συνεπώς υπάρχει η ανάγκη να συνδεθούν αρκετά σε σειρά (δημιουργώντας ένα Φ/Β πλαίσιο) ώστε να φτάσουμε στα επιθυμητά επίπεδα τάσης. Το παραπάνω ιδανικό ισοδύναμο κύκλωμα αποτυγχάνει να περιγράψει με ακρίβεια την έξοδο ενός φωτοβολταϊκού συστήματος γιατί αγνοεί τα παρακάτω στοιχεία:

- Την αντίσταση σειράς  $R_s$ , η οποία μοντελοποιεί το σύνολο των ωμικών αντιστάσεων που συναντά τα ρεύμα καθώς διαρρέει τον ημιαγωγό, τους αγωγούς, τις επαφές καθώς και το σύστημα αντιστροφής. Εδώ λαμβάνονται επίσης υπόψη οι απώλειες λόγω της σύνδεσης των Φ/Β στοιχείων σε σειρά.
- Την παράλληλη αντίσταση  $R_p$ , η τιμή της οποίας επηρεάζεται από τον ρυθμό επανασύνδεσης των οπών-ηλεκτρονίων στην περιοχή του ηλεκτροστατικού φράγματος και στην επιφάνεια που δέχεται την ακτινοβολία. [2]

Με βάση τα παραπάνω παίρνουμε το ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα του πραγματικού (μη-ιδανικού) φωτοβολταϊκού στοιχείου όπως φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα (Εικόνα 2.2).



**Εικόνα 2.2** Πραγματικό Φ/Β στοιχείο

Το ρεύμα διόδου σε αυτή την περίπτωση υπολογίζεται από την παρακάτω εξίσωση στην οποία προστέθηκε ο συντελεστής ιδανικότητας  $\alpha$  (ideality factor), που παίρνει τιμές μεταξύ 1 και 2 (1 για την ιδανική δίοδο, 2 για έντονο ρυθμό επανασύνδεσης φορέων [4]):

$$I_d = I_o \cdot \left( e^{\frac{q \cdot (V + I \cdot R_s)}{a \cdot k \cdot T}} - 1 \right)$$

Η εξίσωση που περιγράφει το ρεύμα εξόδου του φωτοβολταϊκού φαίνεται ακολούθως:

$$I = I_{pv} - I_o \cdot \left( e^{\frac{q \cdot (V + I \cdot R_s)}{a \cdot k \cdot T}} - 1 \right) - \frac{V + I \cdot R_s}{R_p}$$

Στην παραπάνω εξίσωση το φωτορρέυμα  $I_{pv}$  μεταβάλλεται για διαφορετικές τιμές ηλιακής ακτινοβολίας και θερμοκρασίας του φωτοβολταϊκού στοιχείου σύμφωνα με τη σχέση:

$$I_{pv} = [I_{sc} \cdot \frac{R_s + R_p}{R_p} + K_I \cdot (T - T_n)] \cdot \frac{G}{G_n}$$

$I_{sc}$  είναι το ρεύμα βραχυκύκλωσης στη θερμοκρασία και ακτινοβολία αναφοράς

$R_s$  η αντίσταση σειράς

$R_p$  η παράλληλη αντίσταση

$K_I$  ο θερμοκρασιακός συντελεστής ρεύματος βραχυκύκλωσης

$T$  η θερμοκρασία του Φ/Β στοιχείου

$T_n$  η θερμοκρασία αναφοράς (κατά κανόνα 25 °C)

$G$  η ηλιακή ακτινοβολία

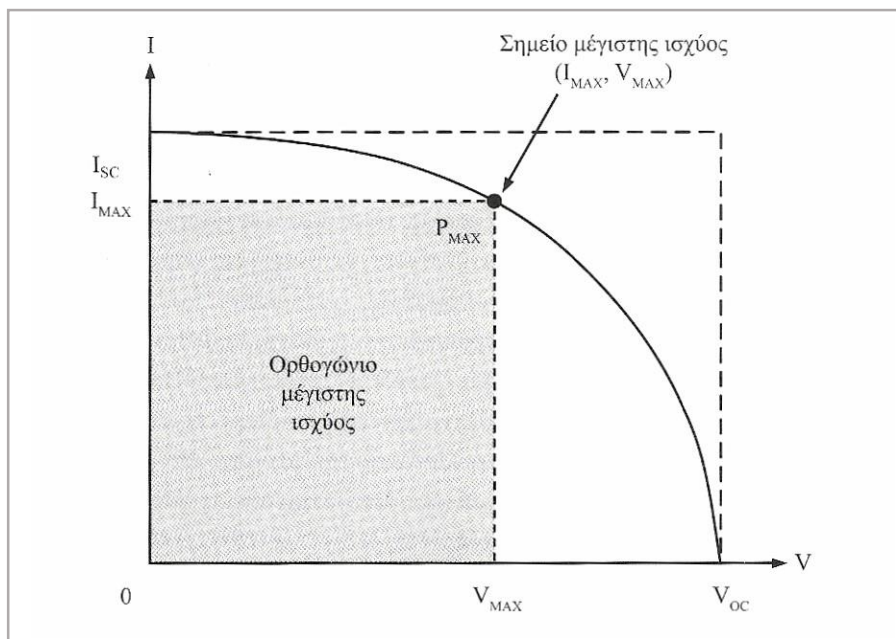
$G_n$  η ηλιακή ακτινοβολία αναφοράς (κατά κανόνα 1000 W/m<sup>2</sup>) [5],[6]

## 2.2 Η χαρακτηριστική $I$ - $V$ ενός φωτοβολταϊκού στοιχείου

Στο παρακάτω σχήμα (Εικόνα 2.3) παρουσιάζεται η χαρακτηριστική καμπύλη ρεύματος-τάσης ενός φωτοβολταϊκού στοιχείου. Τα σημεία που παρουσιάζουν ιδιαίτερο ενδιαφέρον είναι οι τομές με τους άξονες και το σημείο μέγιστης ισχύος.

Πιο συγκεκριμένα, για μηδενική τιμή τάσεως παίρνουμε  $I = I_{sc}$  το οποίο είναι και το μέγιστο ρεύμα που μπορεί να δώσει η διάταξη (ρεύμα βραχυκύκλωσης). Αντίστοιχα, για μηδενικό ρεύμα έχουμε τάση  $V = V_{oc}$ , ίση δηλαδή με τη μέγιστη τάση εξόδου του φωτοβολταϊκού (τάση ανοιχτοκύκλωσης).

Η ισχύς, ως το γινόμενο μεταξύ ρεύματος και τάσης, παρουσιάζει μεταβολές ανάλογα με το συγκεκριμένο σημείο λειτουργίας του φωτοβολταϊκού. Υπάρχει, όμως, ένα σημείο στο οποίο η τιμή της μεγιστοποιείται,  $P = P_{max}$ , όπως φαίνεται και στο σχήμα. Καθώς βασικό ζητούμενό μας είναι η μέγιστη δυνατή ροή ισχύος από το Φ/Β προς την υπόλοιπη εγκατάσταση, είναι προφανές ότι θέλουμε το σημείο λειτουργίας μας να ταυτίζεται με το σημείο μέγιστης ισχύος. Αυτή είναι η δουλειά που αναλαμβάνει ο MPPT, όπως θα αναλυθεί διεξοδικά στο επόμενο κεφάλαιο.



**Εικόνα 2.3**  $I$ - $V$  χαρακτηριστική Φ/Β στοιχείου [2]

Με δεδομένες τιμές για τις αντιστάσεις  $R_s$  και  $R_p$ , η χαρακτηριστική  $I$ - $V$  επηρεάζεται από τους ακόλουθους παράγοντες:

- Την ένταση  $G$  της ηλιακής ακτινοβολίας: το ρεύμα που παρέχει το κύκλωμα είναι πρακτικά ανάλογο προς την ποσότητα της ακτινοβολίας που απορροφά, δηλαδή προς το γινόμενο της έντασης της ακτινοβολίας επί το εμβαδό της επιφάνειάς του. Καθώς αυξάνεται η ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας, παρατηρείται ένα «άνοιγμα» της καμπύλης  $I$ - $V$  κυρίως προς τον άξονα του ρεύματος.
- Τη θερμοκρασία  $T$  του φωτοβολταϊκού στοιχείου: η επίδραση της μεταβολής της θερμοκρασίας επηρεάζει το μέγεθος της τάσης ανοιχτοκύκλωσης  $V_{oc}$ . Πιο συγκεκριμένα, αύξηση της θερμοκρασίας επιφέρει σχεδόν γραμμική μείωση της  $V_{oc}$  και συνεπώς ένα «μάζεμα» της χαρακτηριστικής  $I$ - $V$  από τη μεριά της τάσης. [4]

### 2.3 Υπολογισμός αντιστάσεων $R_s$ και $R_p$

Για να καταστεί εφικτή η μοντελοποίηση ενός φωτοβολταϊκού στοιχείου με ακρίβεια πρέπει πρώτα να υπολογιστούν οι τιμές των αντιστάσεων  $R_s$  και  $R_p$  του ισοδύναμου ηλεκτρικού κυκλώματος.

Πολλές είναι οι μέθοδοι που έχουν προταθεί για τον παραπάνω υπολογισμό. Αυτή που χρησιμοποιήσαμε στην παρούσα εργασία περιγράφεται παρακάτω.

Οι πληροφορίες που δίνονται στο φύλλο δεδομένων (datasheet) κάθε φωτοβολταϊκού είναι οι ακόλουθες:

1. Πρότυπες συνθήκες λειτουργίας (Standard Operating Conditions):  $T_n = 25^\circ\text{C}$  καθώς και  $G_n = 1000 \text{ W/m}^2$
2.  $I_{sc}$  στις πρότυπες συνθήκες λειτουργίας
3.  $V_{oc}$  στις πρότυπες συνθήκες λειτουργίας
4.  $I_{mpp}$ : ρεύμα στο σημείο μέγιστης ισχύος, στις πρότυπες συνθήκες λειτουργίας
5.  $V_{mpp}$ : τάση στο σημείο μέγιστης ισχύος, στις πρότυπες συνθήκες λειτουργίας
6.  $K_V$ : θερμοκρασιακός συντελεστής τάσης ανοιχτοκύκλωσης
7.  $K_I$ : θερμοκρασιακός συντελεστής ρεύματος βραχυκύκλωσης
8.  $P_{max,e}$ : η πειραματικά μετρημένη μέγιστη τιμή της ισχύος στις πρότυπες συνθήκες λειτουργίας

Από τα παραπάνω δεδομένα καθώς και τις εξισώσεις που περιγράφουν το σύστημα, θέλουμε να υπολογίσουμε τις τιμές των αντιστάσεων του ισοδύναμου κυκλώματος. Εξισώνοντας την πειραματική με τη θεωρητική (από τις εξισώσεις) μέγιστη τιμή της ισχύος, παίρνουμε τη σχέση:

$$P_{max,e} = V_{mpp} \cdot \left[ I_{pv} - I_o \cdot \left( e^{\frac{q \cdot (V_{mpp} + I_{mpp} \cdot R_s)}{a \cdot k \cdot T}} - 1 \right) - \frac{V_{mpp} + I_{mpp} \cdot R_s}{R_p} \right]$$

Με μόνους άγνωστους τα  $R_s$  και  $R_p$  μπορούμε χρησιμοποιώντας μία επαναληπτική μέθοδο να προσεγγίσουμε τις τιμές τους. Επιλύοντας ως προς  $R_p$  παίρνουμε:

$$R_p = \frac{V_{mpp} \cdot (V_{mpp} + I_{mpp} \cdot R_s)}{V_{mpp} \cdot I_{pv} - V_{mpp} \cdot I_o \cdot \left( e^{\frac{q \cdot (V_{mpp} + I_{mpp} \cdot R_s)}{a \cdot k \cdot T}} - 1 \right) - P_{max,e}}$$

Ο αλγόριθμος για τον υπολογισμό περιγράφεται παρακάτω:

1. Επιλογή ζευγαριού  $R_s, R_p$
2. Υπολογισμός σημείων καμπύλης  $I-V$  που προκύπτουν για τα  $R_s, R_p$  αυτά
3. Εύρεση σημείου μέγιστης ισχύος στην καμπύλη αυτή  $P_m$
4. Υπολογισμός σφάλματος  $|P_m - P_{max,e}|$
5. Αν το σφάλμα είναι μεγαλύτερο από κάποια ανοχή, επανάληψη

Με άλλα λόγια, για συγκεκριμένες συνθήκες (πρότυπες) παίρνουμε διαφορετικές χαρακτηριστικές  $I-V$  για διαφορετικά ζεύγη  $R_s$  και  $R_p$ . Ψάχνουμε το ζευγάρι τιμών εκείνο που

να δίνει τέτοια καμπύλη  $I-V$  της οποίας το σημείο μέγιστης ισχύος να είναι ίδιο με το πειραματικό (από datasheet).

Στην πράξη ξεκινάμε από μία πολύ μικρή τιμή για το  $R_s$  το οποίο και αυξάνουμε με μικρό βήμα. Για κάθε τιμή του  $R_s$  υπολογίζουμε από την παραπάνω σχέση το  $R_p$ . Η δυσκολία έγκειται στον υπολογισμό των σημείων της εκάστοτε καμπύλης  $I-V$  καθώς η εξίσωση που περιγράφει το σύστημα είναι μη γραμμική (όρος  $e^x$ ). Η επίλυση γίνεται με την αριθμητική μέθοδο Newton-Raphson.

Όλα τα παραπάνω φαίνονται ξεκάθαρα στον κώδικα (script) του Matlab που βρίσκεται στο Παράρτημα της εργασίας. [6]

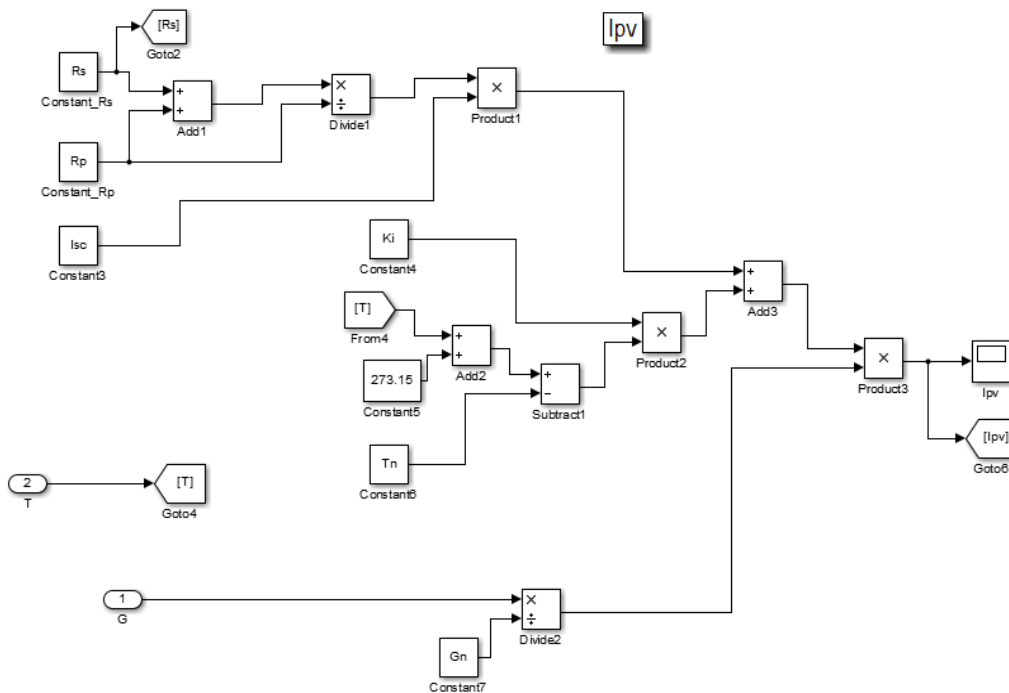
## 2.4 Σχεδιασμός του μοντέλου του φωτοβολταϊκού στο Matlab

Για την αρχική προσομοίωση χρησιμοποιήσαμε το Matlab, το πακέτο του Simulink και το SimPowerSystems. Το Matlab είναι ένα ευρέως διαδεδομένο εργαλείο στον ακαδημαϊκό, τον ερευνητικό και το βιομηχανικό τομέα για εφαρμογές που αφορούν μηχανικούς, φυσικούς, οικονομολόγους και άλλους.

Για να τρέξει κανείς το μοντέλο του Simulink που φαίνεται στις παρακάτω εικόνες, είναι αναγκαίο να εκτελέσει πρώτα το script (παράρτημα) στο command window του Matlab. Στις αρχικές γραμμές ορίζονται οι τιμές των παραμέτρων που λαμβάνονται από το φύλλο δεδομένων (datasheet) του φωτοβολταϊκού.

Το μοντέλο είναι δυναμικό και μπορεί να υλοποιηθεί για οποιοδήποτε φωτοβολταϊκό ενδιαφερόμαστε, αρκεί φυσικά να περάσουμε τα στοιχεία του στον κώδικα. Από εκεί υπολογίζονται με αριθμητική μέθοδο οι τιμές των  $R_s$ ,  $R_p$ .

Οι εξισώσεις που έχουν ήδη αναφερθεί σχεδιάστηκαν τμηματικά στο μοντέλο ώστε να είναι πιο εύκολη η ανάγνωσή τους.

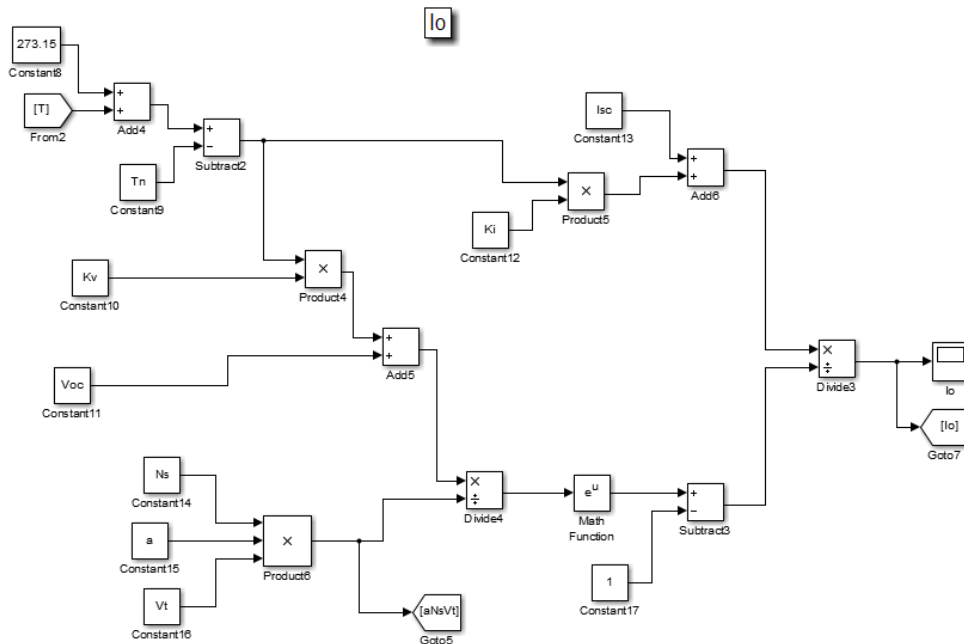


Εικόνα 2.4 Υπολογισμός  $I_{pv}$



Ο υπολογισμός του φωτορρεύματος  $I_{pv}$  έγινε σύμφωνα με την εξίσωση:

$$I_{pv} = [I_{sc} \cdot \frac{R_s + R_p}{R_p} + K_I \cdot (T - T_n)] \cdot \frac{G}{G_n}$$



**Εικόνα 2.4** Υπολογισμός  $I_o$

Ο υπολογισμός του ανάστροφου ρεύματος κόρου της διόδου υπολογίζεται από τη σχέση που φαίνεται ακολούθως [6]:

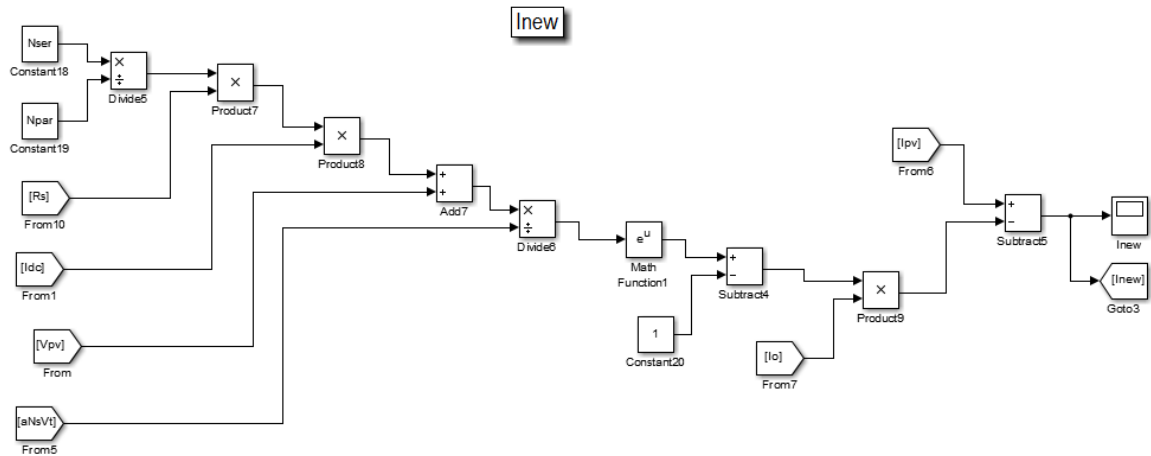
$$I_o = \frac{K_I \cdot (T - T_n) + I_{sc}}{e^{\left(\frac{K_V \cdot (T - T_n) + V_{oc}}{a \cdot N_s \cdot V_t}\right)} - 1}$$

Όπου η θερμοκρασιακή τάση  $V_t$  υπολογίζεται από τη σχέση:  $V_t = \frac{k \cdot T_n}{q}$

Στη συνέχεια υπολογίζουμε το ρεύμα μετά τον κόμβο που συνδέει την πηγή ρεύματος  $I_{pv}$  με τον κλάδο της διόδου, το οποίο και ονομάζουμε  $I_{new}$ :

$$I_{new} = I_{pv} - I_d \text{ με:}$$

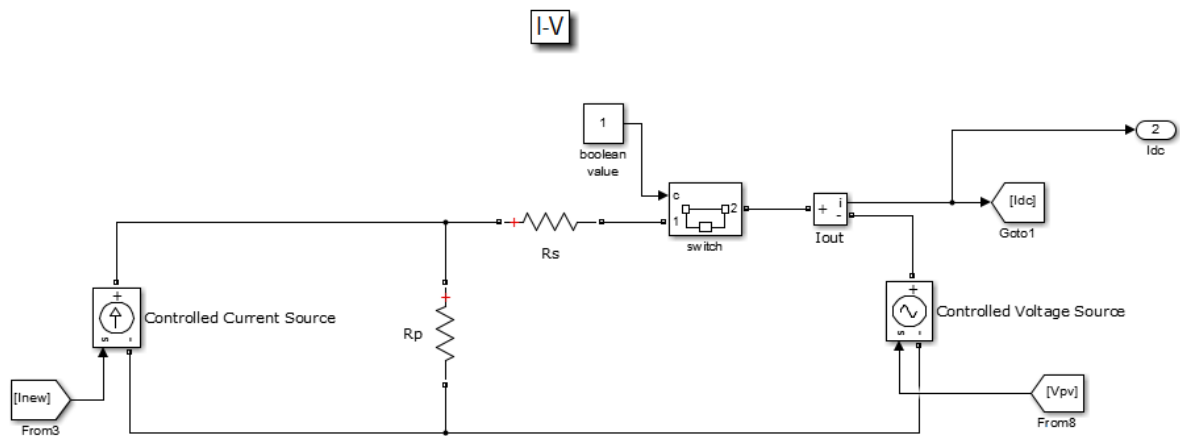
$$I_d = I_o \cdot \left( e^{\left(\frac{N_{ser} \cdot R_s \cdot I + V}{N_{par} \cdot a \cdot N_s \cdot V_t}\right)} - 1 \right)$$



**Εικόνα 2.5** Υπολογισμός  $I_{new}$

Σημειώνεται ότι τα  $N_{ser}$ ,  $N_{par}$  αναφέρονται στο πλήθος των φωτοβολταϊκών πλαισίων σε σειρά και παράλληλα αντίστοιχα, ενώ το  $N_s$  στον αριθμό των στοιχείων που είναι συνδεδεμένα σε σειρά.

Με τη χρήση του SimPowerSystems σχεδιάζουμε το ισοδύναμο κύκλωμα το οποίο σε συνδυασμό με το powergui (ορισμός παραμέτρων επίλυσης) υπολογίζει το ρεύμα και την τάση εξόδου (μη γραμμικές εξισώσεις). Όπως θα αναλυθεί και παρακάτω η τάση λαμβάνεται από τον αλγόριθμο του mppt (maximum power point tracker), από τη σκοπιά του ψηφιακού κυκλώματος, ο οποίος με συνεχείς διαταραχές επιδιώκει να προσεγγίσει το σημείο μέγιστης ισχύος.



**Εικόνα 2.6** Ισοδύναμο κύκλωμα στο SimPowerSystems

Όπως φαίνεται, χρησιμοποιούμε μια πηγή ρεύματος που ελέγχεται από το εισερχόμενο σήμα  $I_{new}$  καθώς και μια αντίστοιχη πηγή τάσης ελεγχόμενη από την  $V_{pv}$  (τάση εξόδου του Φ/Β ελεγχόμενη από τον αλγόριθμο του mppt).

Έχει συμπεριληφθεί ακόμη ένας διακόπτης που σκοπό έχει να απομονώσει την έξοδο του φωτοβολταϊκού από την υπόλοιπη εγκατάσταση εφόσον αυτό είναι επιθυμητό.

## 2.5 Προσομοίωση του μοντέλου στο Matlab

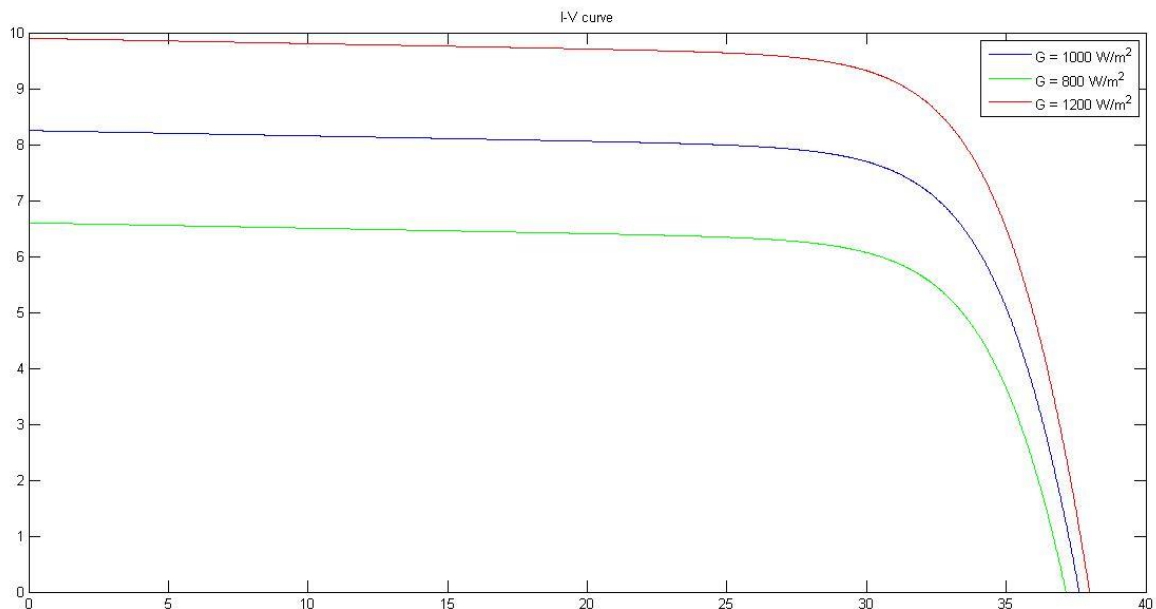
Από τη στιγμή που έχουμε σχεδιάσει στο σύνολό του το μοντέλο του φωτοβολταϊκού, όπως αναλύθηκε παραπάνω, μπορούμε να τρέξουμε την προσομοίωση ώστε να πάρουμε την χαρακτηριστική καμπύλη  $I-V$  καθώς και ό,τι άλλη πληροφορία μας ενδιαφέρει. Τα στοιχεία του φωτοβολταϊκού που προσομοιάσαμε φαίνονται στο script που βρίσκεται στο παράρτημα της εργασίας και αντιγράφηκαν από το φύλλο δεδομένων (datasheet) ενός Φ/Β πλαισίου. Όπως ειπώθηκε και παραπάνω, η προσομοίωση μπορεί να γίνει για οποιοδήποτε πλαίσιο θέλουμε, αρκεί να γίνει εισαγωγή των δεδομένων στον κώδικα.

Αναφέρθηκε παραπάνω ότι η τάση  $V_{pv}$  έρχεται, σαν σήμα, από τον αλγόριθμο του MPPT στο πλήρες μοντέλο. Στην περίπτωση της προσομοίωσης του φωτοβολταϊκού και μόνο, παρέχουμε στην τάση όλο το εύρος τιμών που θα πάρει, μέσω του κατάλληλου block του Simulink (Εικόνα 2.7), και το μοντέλο υπολογίζει το ρεύμα και κατ' επέκταση την ισχύ εξόδου του πλαισίου.

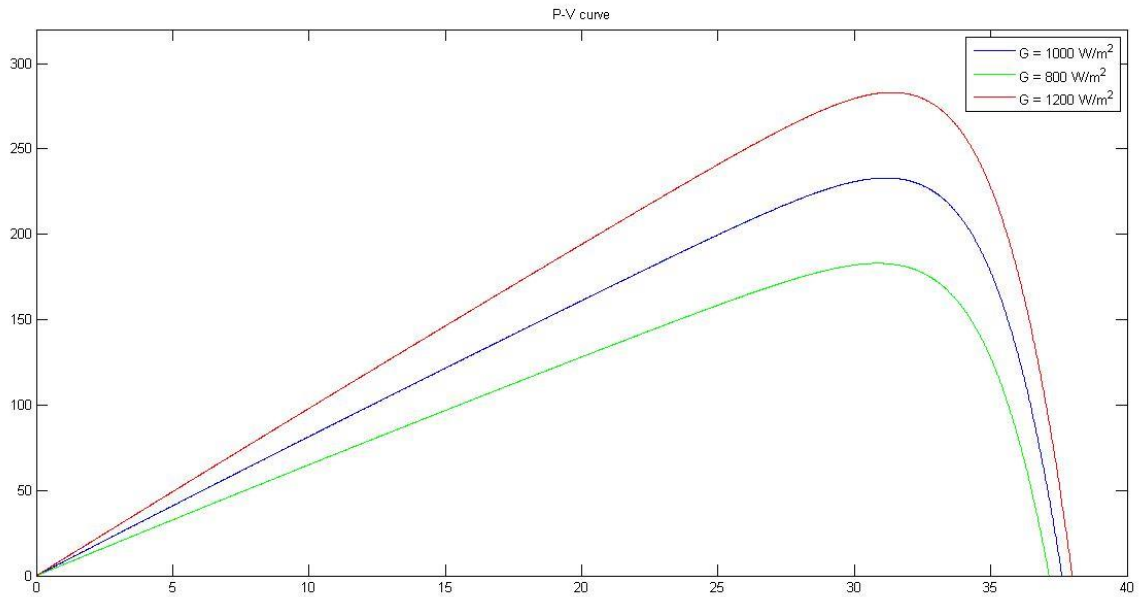


**Εικόνα 2.7** Ανάθεση τιμών στη  $V_{pv}$

Στην προσομοίωση που έγινε, σημείο αναφοράς είναι οι πρότυπες συνθήκες (STC) στις οποίες  $G = 1000 \text{ W/m}^2$ ,  $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ . Στην πρώτη περίπτωση κρατήσαμε σταθερή τη θερμοκρασία στους  $25 \text{ }^\circ\text{C}$  και μεταβάλαμε την ένταση της ακτινοβολίας στις τιμές 800, 1000 και  $1200 \text{ W/m}^2$ . Πήραμε τόσο τις χαρακτηριστικές καμπύλες  $I-V$  όσο και τις καμπύλες  $P-V$  για τις μεταβολές αυτές όπως φαίνεται παρακάτω (Εικόνες 2.8 και 2.9):



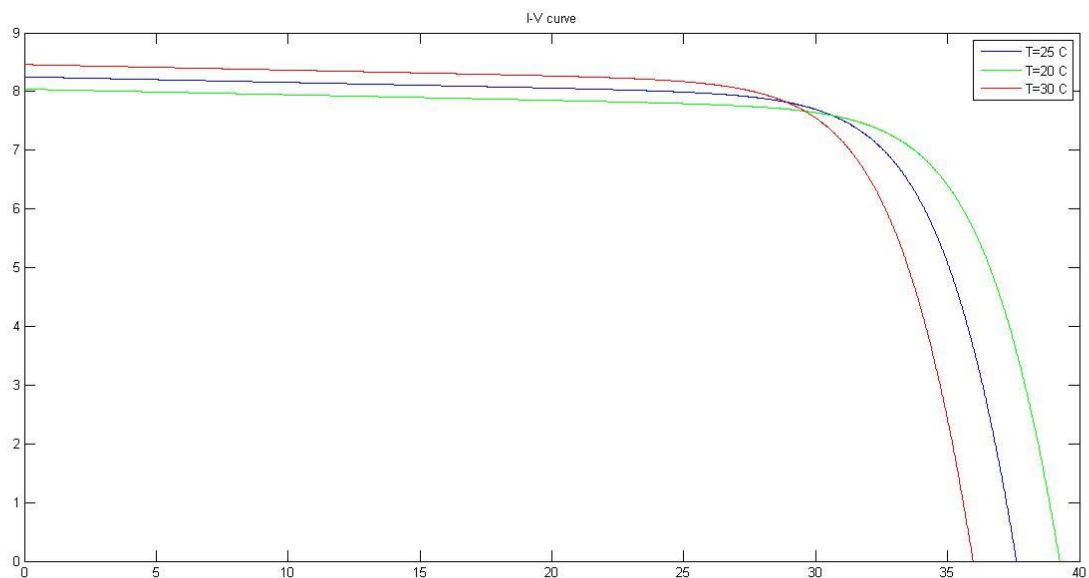
**Εικόνα 2.8**  $I-V$  καμπύλες για διαφορετική ακτινοβολία  $G$



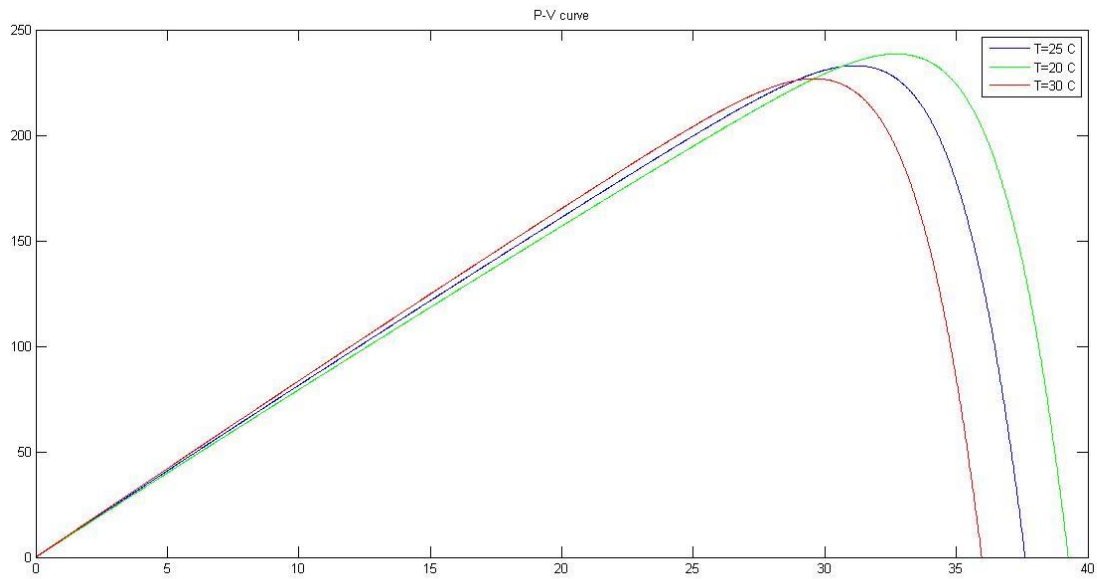
**Εικόνα 2.9** P-V καμπύλες για διαφορετική ακτινοβολία  $G$

Εμφανές από τις παραπάνω εικόνες η ύπαρξη ενός σημείου όπου μεγιστοποιείται η ισχύς εξόδου του φωτοβολταϊκού, διαφορετικό για διαφορετικές επικρατούσες συνθήκες.

Στη συνέχεια κρατήσαμε σταθερή την ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας στα  $1000 \text{ W/m}^2$  και μεταβάλλαμε τη θερμοκρασία του πλαισίου στις τιμές 20, 25 και 30 °C. Οι αντίστοιχες καμπύλες παρουσιάζονται ακολούθως (Εικόνες 2.10 και 2.11):



**Εικόνα 2.10** I-V καμπύλες για διαφορετική  $T$



**Εικόνα 2.11** *P-V* καμπύλες για διαφορετική *T*

Το μοντέλο που υλοποιήθηκε είναι δυναμικό, δίνει δηλαδή τη δυνατότητα εισαγωγής των συγκεκριμένων παραμέτρων ενός φωτοβολταϊκού (από το datasheet) και προχωρά στον υπολογισμό των χαρακτηριστικών καμπυλών *I-V* και άλλων επιμέρους στοιχείων για οποιοδήποτε συνθήκες περιβάλλοντος.

### Ανίχνευση σημείου μέγιστης ισχύος (MPPT)

#### 3.1 Γενικά περί Maximum Power Point Tracking

Όπως έχει ήδη αναφερθεί, ο βαθμός απόδοσης της Φ/Β γεννήτριας κυμαίνεται στα επίπεδα του 15-17%. Για τον λόγο αυτό είναι επιθυμητό, αν όχι απαραίτητο, το σημείο λειτουργίας να ταυτίζεται με αυτό της μέγιστης ισχύος για τις δεδομένες συνθήκες ακτινοβολίας και θερμοκρασίας που επικρατούν κάθε στιγμή.

Αυτό επιτυγχάνεται μέσω του Maximum Power Point Tracker ο οποίος, από κυκλωματικής απόψεως, αναπροσαρμόζει διαρκώς την τιμή της αντίστασης φορτίου ώστε να επιτύχει το επιθυμητό ζεύγος τάσης-ρεύματος.

Οι αλγόριθμοι που χρησιμοποιούνται και έχουν προταθεί για τον σκοπό αυτό είναι αρκετοί, όπως πλούσια είναι και η έρευνα πάνω στη βελτιστοποίηση του MPPT. Στην παρούσα εργασία παρουσιάζονται οι δύο πιο συνηθισμένες τεχνικές για την ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος, μία από τις οποίες μοντελοποιείται στη συνέχεια στο Simulink του Matlab.

#### 3.2 Αλγόριθμος Αυξητικής Αγωγιμότητας (Incremental Conductance)

Η μέθοδος της αυξητικής αγωγιμότητας βασίζεται στο γεγονός ότι η κλίση της καμπύλης ισχύος (Εικόνες 2.9 και 2.11) της φωτοβολταϊκής συστοιχίας είναι μηδενική στο σημείο μέγιστης ισχύος, θετική στα αριστερά του και αρνητική στα δεξιά του:

- $dP/dV = 0$  , στο σημείο μέγιστης ισχύος
- $dP/dV > 0$  , αριστερά από το σημείο μέγιστης ισχύος
- $dP/dV < 0$  , δεξιά από το σημείο μέγιστης ισχύος

Όμως έχουμε:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d(IV)}{dV} = I + V \cdot \frac{dI}{dV}$$

Συνδυάζοντας τις εξισώσεις στο σημείο μέγιστης ισχύος:

$$\frac{dI}{dV} = -\frac{I}{V} = -G$$

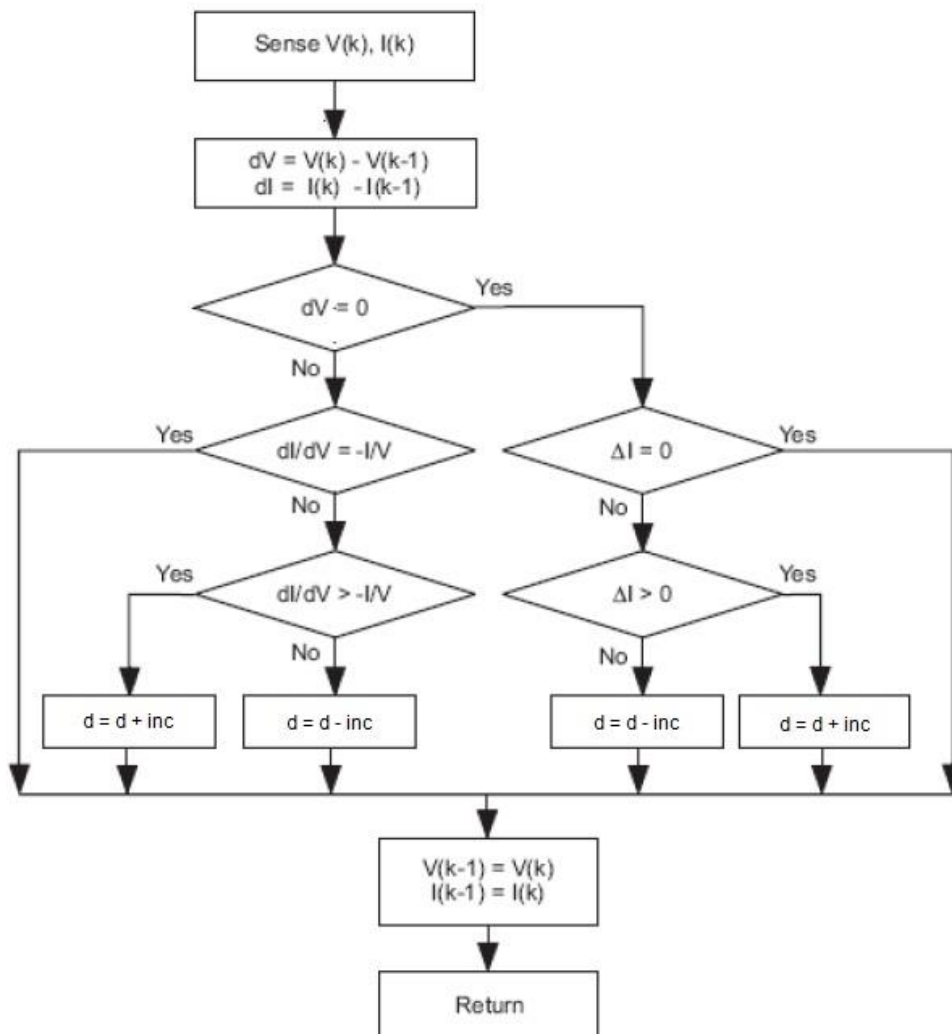
Οι αυξητικές μεταβολές  $dI$  και  $dV$  μπορούν να θεωρηθούν κατά προσέγγιση ίσες με τη διαφορά της τρέχουσας με την προηγούμενη μετρημένη τιμή:

$$dV(k) \approx V(k) - V(k-1) = \Delta V, \quad dI(k) \approx I(k) - I(k-1) = \Delta I$$

Με βάση τα παραπάνω, ο αλγόριθμος μπορεί να συνοψιστεί στα ακόλουθα:

- $dP/dV > 0 \Rightarrow G > \Delta G$
- $dP/dV = 0 \Rightarrow G = \Delta G$
- $dP/dV < 0 \Rightarrow G < \Delta G$

Το διάγραμμα ροής που περιγράφει την υλοποίηση του αλγορίθμου φαίνεται παρακάτω:



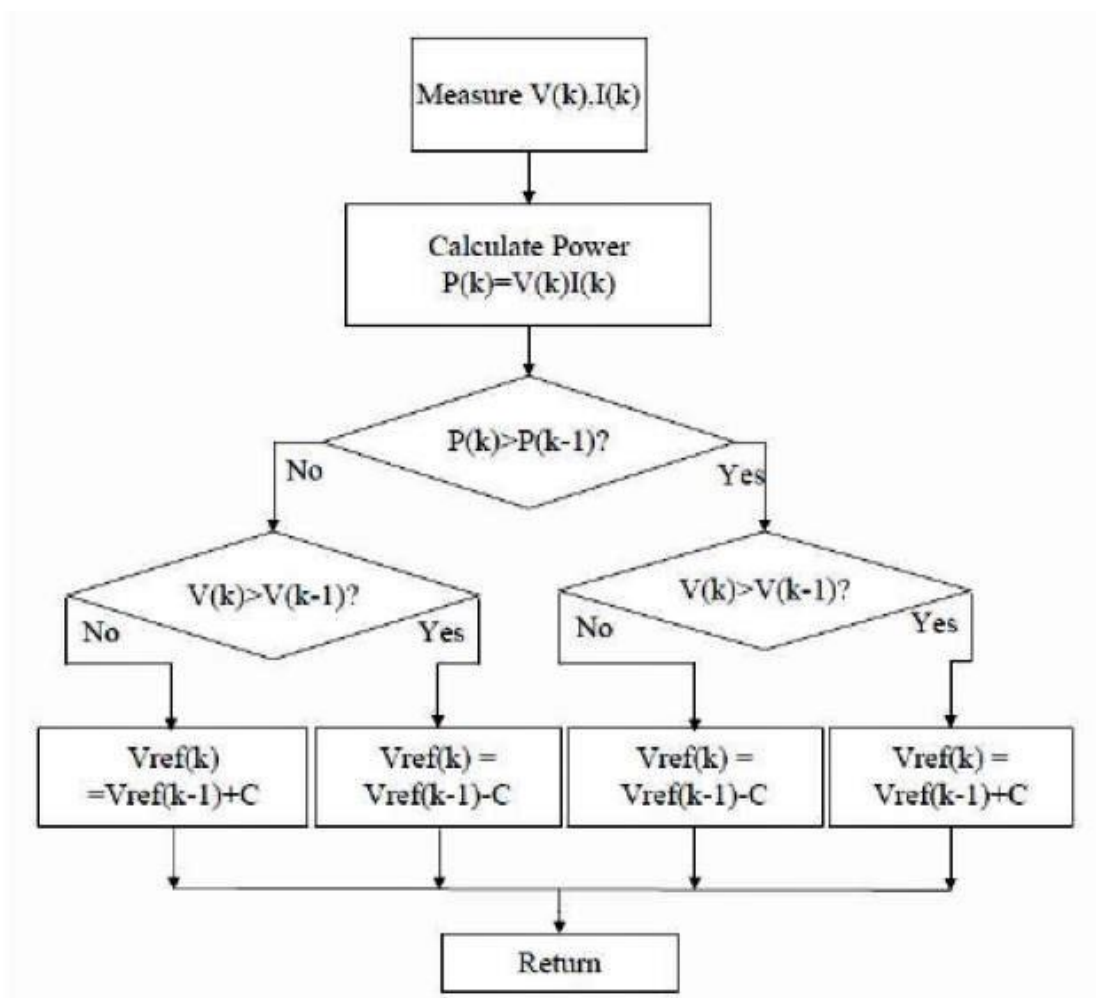
**Εικόνα 3.1** Διάγραμμα ροής Αυξητικής Αγωγιμότητας

Με την υλοποίηση του παραπάνω αλγορίθμου, ο MPPT μπορεί να ανιχνεύσει πότε βρήκε το σημείο μέγιστης ισχύος και να σταματήσει τις διαταραχές. Αν το επιθυμητό σημείο δεν έχει βρεθεί, οι παραπάνω σχέσεις δείχνουν την κατεύθυνση προς την οποία θα «διαταραχθεί» το σημείο λειτουργίας. [7]

### 3.3 Αλγόριθμος Διαταραχής και Παρατήρησης (Perturb and Observe)

Ο αλγόριθμος Perturb and Observe, γνωστός και με την ονομασία Hill Climbing, είναι ένας από τους πιο συχνά χρησιμοποιούμενους για την ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος. Όπως μαρτυράει και η ονομασία, η μέθοδος αυτή διαταράσσει το σύστημα είτε αυξάνοντας είτε μειώνοντας την τάση λειτουργίας του. Ως αποτέλεσμα παρουσιάζεται μεταβολή στο ρεύμα εξόδου του συστήματος, άρα και στην ροή ισχύος.

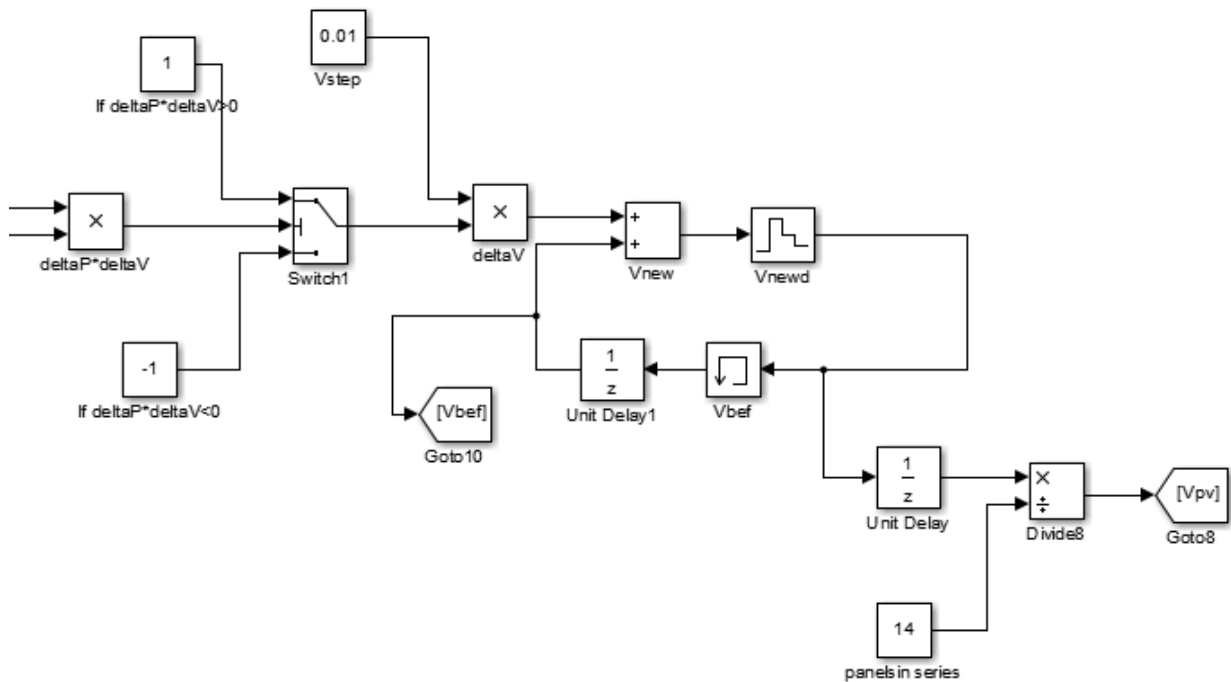
Αν η διαταραχή οδηγεί σε αύξηση της ισχύος εξόδου, τότε επιχειρείται νέα προς την ίδια κατεύθυνση, ενώ αν η ισχύς μειώθηκε σε σχέση με το προηγούμενο βήμα, η κατεύθυνση της διαταραχής αλλάζει. Η υλοποίηση του αλγορίθμου φαίνεται στο διάγραμμα ροής που ακολουθεί (Εικόνα3.2):



Εικόνα 3.2 Διάγραμμα ροής Διαταραχής και Παρατήρησης







**Εικόνα 3.3** Δεύτερο σκέλος υλοποίησης του MPPT

Στο παραπάνω μοντέλο του Simulink παρατηρούμε το σήμα της τάσης  $V_{pv}$ , το οποίο από την έξοδο ξαναδίνεται στην είσοδο ώστε να υπάρχει η επαναληψιμότητα του αλγορίθμου. Εκτός βέβαια από τον mppt το σήμα της τάσης δίνεται και στην ελεγχόμενη από αυτό πηγή τάσης του ισοδύναμου κυκλώματος του φωτοβολταϊκού, όπως φαίνεται και στην Εικόνα 2.6 του προηγούμενου κεφαλαίου.

Το ρεύμα που αντιστοιχεί στην συγκεκριμένη τιμή της τάσης υπολογίζεται και δίνεται και αυτό σαν είσοδο στο mppt. Για να γίνει εφικτή η σύγκριση της τρέχουσας τιμής της ισχύος με την προηγούμενη, απαιτείται η χρήση και άλλων blocks του Simulink τα οποία φαίνονται στα παραπάνω σχήματα.

Τα συνεχή σήματα ρεύματος και τάσης μετατρέπονται σε διακριτά ώστε να είναι συγκεκριμένη η τιμή τους για κάθε βήμα. Έπειτα ένα memory block διαβάζει την τρέχουσα τιμή και τη δίνει στην έξοδο στο επόμενο βήμα. Ο χρόνος δειγματοληψίας ( $T_s$ ) για τα blocks αυτά είναι ο ίδιος με τον αντίστοιχο του solver (που ορίζεται στο powergui).

Σε κάθε βήμα γνωρίζουμε την τρέχουσα και την προηγούμενη τιμή της ισχύος. Με βάση το διάγραμμα ροής του αλγορίθμου (Εικόνα 3.2) και με τη χρήση switch για το λογικό έλεγχο των δεδομένων, επιλέγεται η αύξηση ή η μείωση της τάσης στο επόμενο βήμα κατά μία συγκεκριμένη τιμή που εδώ επιλέχθηκε ίση με 0,01.

Τα block καθυστέρησης (unit delay) χρησιμοποιήθηκαν για να είναι δυνατή η επίλυση του algebraic loop από το Matlab και δεν έχουν άλλο ρόλο. Κάτι σημαντικό είναι ο πολλαπλασιασμός και η διαίρεση του σήματος της τάσης με τον αριθμό των φωτοβολταϊκών που είναι σε σειρά. Αυτό έγινε γιατί ο mppt αναλαμβάνει την έξοδο από το Φ/Β πεδίο και όχι από ένα και μόνο πάνελ. Στην περίπτωση που έχουμε τα πάνελ σε σειρά (θεωρώντας ότι είναι όμοια μεταξύ τους) το ρεύμα εξόδου δεν αλλάζει και η τάση είναι το άθροισμα των επιμέρους τάσεων που συνεισφέρει το καθένα στην εγκατάσταση. Επειδή στη συνέχεια το σήμα της τάσης πρέπει να δοθεί στο ισοδύναμο κύκλωμα του φωτοβολταϊκού, διαιρείται προηγουμένως με το πλήθος των πάνελ που είναι σε σειρά.

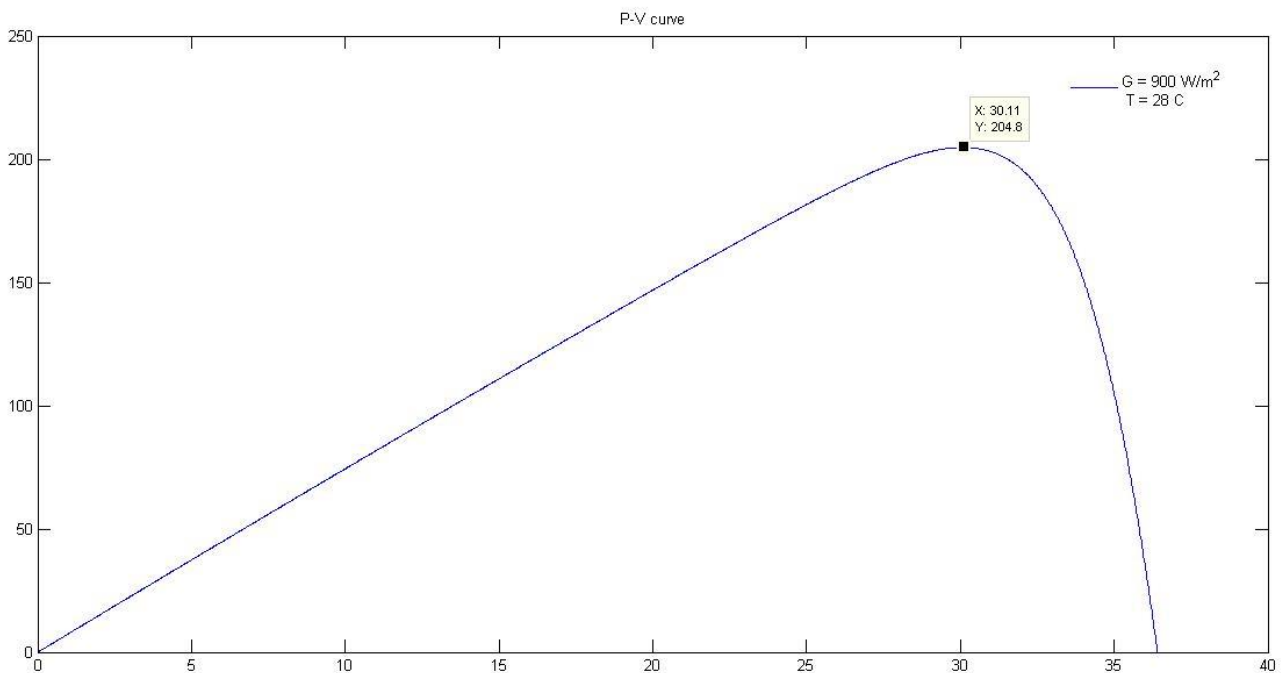
### 3.5 Προσομοίωση και έλεγχος του μοντέλου του MPPT

Για να ελέγξουμε την ορθότητα του μοντέλου του mppt που υλοποιήσαμε, τρέχουμε την ακόλουθη προσομοίωση. Για συγκεκριμένη τιμή έντασης ηλιακής ακτινοβολίας και θερμοκρασίας παίρνουμε από το μοντέλο του φωτοβολταϊκού (προηγούμενο κεφάλαιο) την καμπύλη  $P-V$  και συγκεκριμένα τη μέγιστη τιμή της ισχύος του φωτοβολταϊκού για τις συγκεκριμένες συνθήκες. Η πιο αποδοτική μέθοδος είναι να στείλουμε στο workspace του Matlab μέσω του simout block του Simulink τις διάφορες τιμές της ισχύος ως έναν πίνακα-στήλη και μετά με την εντολή  $\max(P)$  να πάρουμε τη μέγιστη τιμή του πίνακα αυτού.

Αφού κάνουμε το παραπάνω τρέχουμε τη μοντελοποίηση που εμπεριέχει τον mppt και περιμένουμε να πάρουμε τιμή ισχύος πολλαπλάσια αυτής που μας έδωσε το μοντέλο του φωτοβολταϊκού τόσες φορές όσο είναι το πλήθος των φωτοβολταϊκών που συνδέουμε σε σειρά. Στην προσομοίωση αυτή επιλέχθηκαν 14 πάνελ σε σειρά καθώς και:

$$G = 900 \text{ W/m}^2, T = 28 \text{ }^\circ\text{C}$$

Από το μοντέλο του φωτοβολταϊκού πήραμε την ακόλουθη καμπύλη καθώς και το σημείο μέγιστης ισχύος ( $P_{max} = 204,759 \text{ W}$  με τη μέθοδο που αναφέρθηκε):

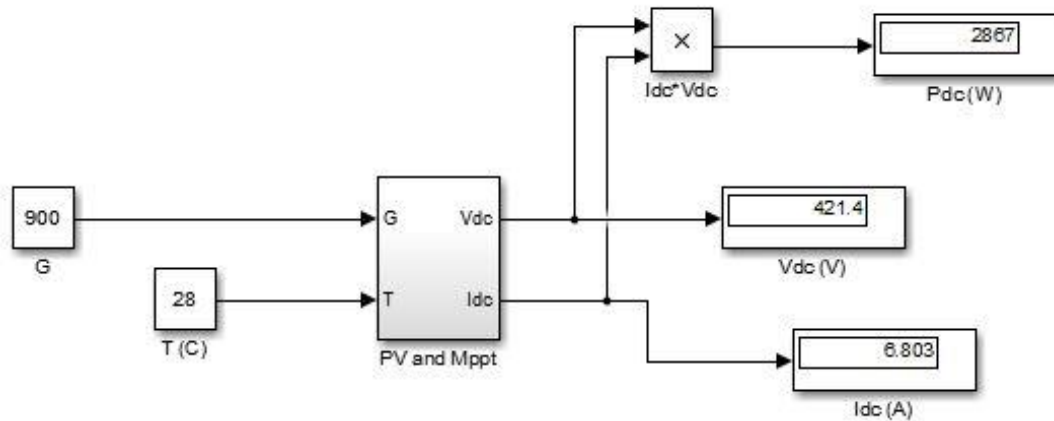


**Εικόνα 3.4**  $P-V$  καμπύλη του ενός  $\Phi/B$

Γραφικά βλέπουμε ότι για τις υπάρχουσες συνθήκες η μέγιστη τιμή της ισχύος για το κάθε φωτοβολταϊκό είναι:

$$P_{max,pv} = 204,8 \text{ W}$$

Επιλέξαμε 14 πάνελ σε σειρά και τρέξαμε την προσομοίωση του μοντέλου που συμπεριλαμβάνει τον mppt. Τα αποτελέσματα φαίνονται παρακάτω:



**Εικόνα 3.5** Απόκριση μοντέλου με MPPT

Η ισχύς που περιμέναμε να βρούμε ήταν:  $P_{dc} = 14 \cdot 204,8 = 2867,2 \text{ W}$ . Η ισχύς του συνολικού μοντέλου στην έξοδο του mppt όπως μετριέται στο Simulink είναι  $P_{dc} = 2867 \text{ W}$ .

Αυτό μας οδηγεί να συμπεράνουμε ότι ο αλγόριθμος mppt που υλοποιήθηκε προσεγγίζει σωστά το σημείο μέγιστης ισχύος για τις συγκεκριμένες συνθήκες που επικρατούν.

# Ανάλυση του αντιστροφέα και θεωρία του ελέγχου

### 4.1 Ηλεκτρονικοί μετατροπείς ισχύος

Από τη στιγμή που η φωτοβολταϊκή εγκατάσταση θα συνδεθεί στο δίκτυο είναι απαραίτητη η μετατροπή της ισχύος από συνεχή (DC) σε εναλλασσόμενη (AC). Αυτό επιτυγχάνεται μέσω του αντιστροφέα (inverter) ο οποίος εξασφαλίζει την ορθή έξοδο της εγκατάστασης (με συγκεκριμένες απαιτήσεις για να συνδεθεί στο κεντρικό δίκτυο) καθώς και την ευστάθεια του συστήματος για οποιεσδήποτε μεταβολές, μέσω των αλγορίθμων ελέγχου που υλοποιεί.

Ο μετατροπέας ηλεκτρικής ισχύος (power-electronic converter) αποτελείται από ένα κύκλωμα ισχύος, το οποίο μπορεί εύκολα να αναγνωρισθεί από τα διακοπτικά και παθητικά στοιχεία που διαθέτει, καθώς και από ένα σύστημα ελέγχου. Η σύνδεση μεταξύ των δύο γίνεται εφικτή μέσω των σημάτων που καθορίζουν την αγωγή ή μη των ημιαγωγών και των σημάτων ανάδρασης του ελέγχου.

Για τη μετατροπή χρησιμοποιούνται ελεγχόμενοι ημιαγωγοί-διακόπτες (controllable switches) που μπορεί να είναι τρανζίστορ, Mosfet, θυρίστορ, GTO's, IGBT's, MCT's, Triacs και δίοδοι. Η αγωγή ή μη των παραπάνω στοιχείων καθορίζεται από την κατάσταση στην οποία βρίσκονται (ρεύμα/τάση στην είσοδο/στα άκρα) και συνεπώς είναι εφικτή η μετατροπή της εισόδου σε αυτό που θέλουμε χρησιμοποιώντας την κατάλληλη διάταξη κάθε φορά.

Οι μετατροπείς ισχύος (power converters) μπορούν να διαχωριστούν στις ακόλουθες μεγάλες κατηγορίες:

- DC – DC Μετατροπείς
- AC – DC Μετατροπείς (Rectifiers)
- DC – AC Μετατροπείς (Inverters)
- AC – AC Μετατροπείς (Cycloconverters)

Στην παρούσα εργασία η μελέτη εστιάζεται στον μετατροπέα DC-AC ή αλλιώς αντιστροφέα (Inverter), απαραίτητος για τη διασύνδεση της φωτοβολταϊκής εγκατάστασης με το κεντρικό δίκτυο.

Μια σημαντική κατηγοριοποίηση των αντιστροφένων γίνεται με βάση την τάση και το ρεύμα στη DC-πλευρά. Έτσι, ο *Αντιστροφέας Πηγής Ρεύματος* (current-sourced inverter ή CSI) είναι ένας μετατροπέας ισχύος στον οποίο το ρεύμα στη DC-πλευρά διατηρεί την ίδια πολικότητα και, συνεπώς, η κατεύθυνση της ροής ισχύος καθορίζεται κάθε φορά από την πολικότητα της DC τάσης. Η DC-πλευρά ενός Αντιστροφέα Πηγής Ρεύματος είναι συνδεδεμένη σε σειρά με έναν μεγάλης τιμής επαγωγέα, που εξασφαλίζει τη σταθερότητα του ρεύματος, και αναπαρίσταται με ακρίβεια ως πηγή ρεύματος.

Στον *Αντιστροφέα Πηγής Τάσης* (voltage-sourced inverter ή VSI), ωστόσο, η DC-τάση παραμένει ίδιας πολικότητας και η ροή ισχύος μέσω του αντιστροφέα καθορίζεται από την κατεύθυνση (πολικότητα) του ρεύματος. Οι ακροδέκτες της DC-πλευράς εδώ είναι συνδεδεμένοι παράλληλα με μια μεγάλη χωρητικότητα και ο αντιστροφέας παριστάνεται σαν μια πηγή τάσης.

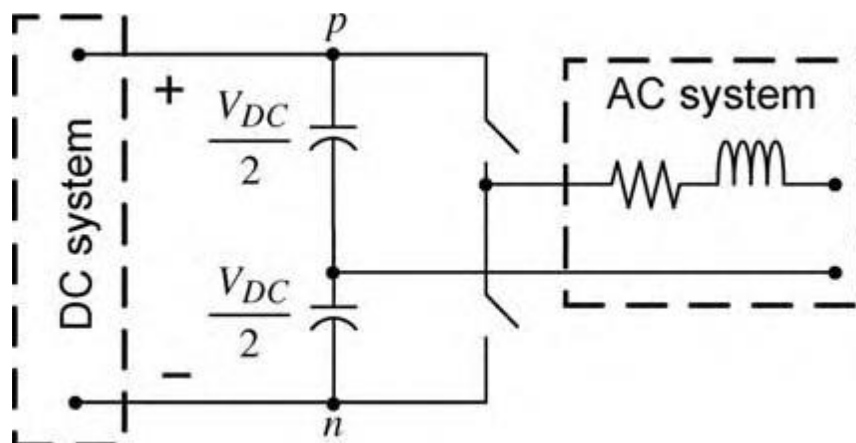
Σε σύγκριση με τους VSI, οι αντιστροφείς πηγής ρεύματος δεν χρησιμοποιούνται ευρέως στα συστήματα ισχύος. Αυτό συμβαίνει γιατί ένας CSI απαιτεί τη χρήση διπολικών ημιαγωγών-διακοπών, κάτι που δεν υπάρχει αυτή τη στιγμή διαθέσιμο στο εμπόριο (λαμβάνοντας υπόψη τις απαιτήσεις σε διακοπτική ταχύτητα κ.α.).

Επομένως, εδώ θα ασχοληθούμε με τους Αντιστροφείς Πηγής Τάσης των οποίων η πολικότητα της τάσης στη DC-πλευρά διατηρείται σταθερή.

## 4.2 Αντιστροφείς Πηγής Τάσης

Όπως αναφέρθηκε ήδη, σε έναν αντιστροφέα πηγής τάσης η DC τάση διατηρεί την ίδια πολικότητα και η ροή ισχύος διαμέσου του αντιστροφέα καθορίζεται από την κατεύθυνση του ρεύματος.

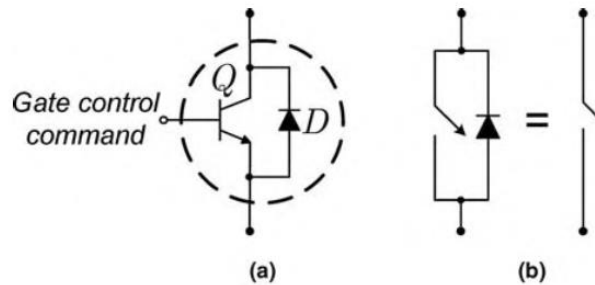
Για τη μετατροπή της εισόδου από DC σε AC μία πρώτη διάταξη που μπορεί να χρησιμοποιηθεί φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (Εικόνα 4.1):



**Εικόνα 4.1** Μονοφασικός, ημιγέφυρας, διπλού επιπέδου Αντιστροφέας

Ο αντιστροφέας ημιγέφυρας αποτελείται από ένα άνω και ένα κάτω διακοπτικό στοιχείο. Κάθε στοιχείο αποτελείται από έναν πλήρως ελεγχόμενο, μονής κατεύθυνσης διακόπτη-ημιαγωγό και μια δίοδο συνδεδεμένη αντιπαράλληλα με αυτόν. Επειδή ο μονής κατεύθυνσης διακόπτης-ημιαγωγός έχει πολύ μικρή τιμή ανάστροφης τάσης κατάρρευσης

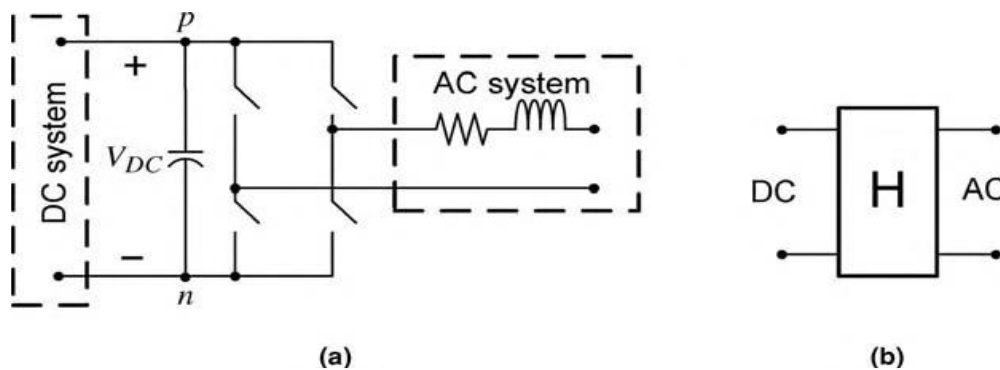
(reverse breakdown voltage), απαραίτητη είναι η χρήση της διόδου σε αντιπαράλληλη σύνδεση, η οποία θα προστατέψει τον διακόπτη από ενδεχόμενη αλλαγή πολικότητας της τάσης στα άκρα του.



**Εικόνα 4.2** (α) Διακοπτικό στοιχείο (β) Συμβολικές αναπαραστάσεις στοιχείου

Ο αντιστροφίας ημιγέφυρας της Εικόνας 4.1 λέγεται διπλού επιπέδου γιατί η τάση στην AC- πλευρά θα είναι κάθε στιγμή ίση είτε με την τάση στον κόμβο  $p$  είτε με αυτή στον κόμβο  $n$ , αναλόγως ποιο διακοπτικό στοιχείο θα άγει κάθε φορά. Για τη δημιουργία της θεμελιώδους συνιστώσας της AC τάσης χρησιμοποιείται η τεχνική PWM (pulse-width modulation) δηλαδή διαμόρφωση του σήματος μέσω παλμών.

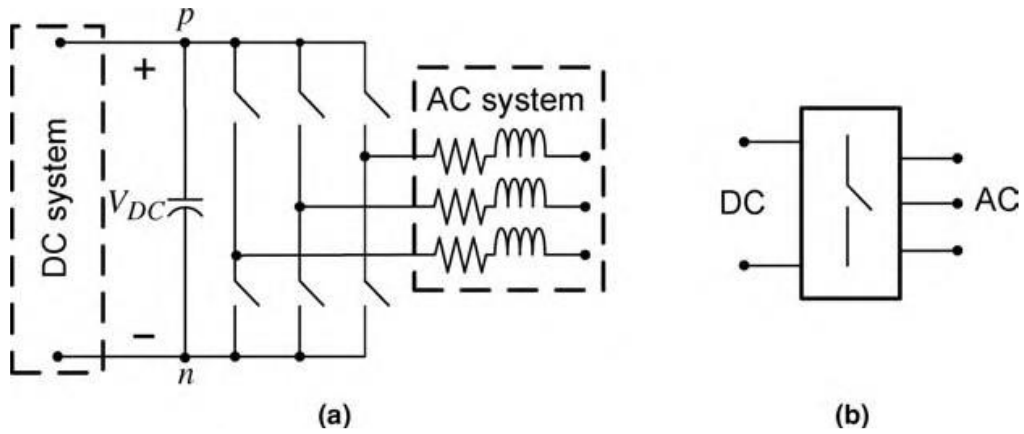
Αν συνδέσουμε παράλληλα, στο σχήμα της Εικόνας 4.1, έναν όμοιο κλάδο διακοπτικών στοιχείων στη DC-πλευρά, τότε παίρνουμε τον μονοφασικό αντιστροφία πλήρους γέφυρας όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (Εικόνα 4.2):



**Εικόνα 4.3** (α) Αντιστροφίας πλήρους γέφυρας (β) H-bridge όπως λέγεται συνήθως

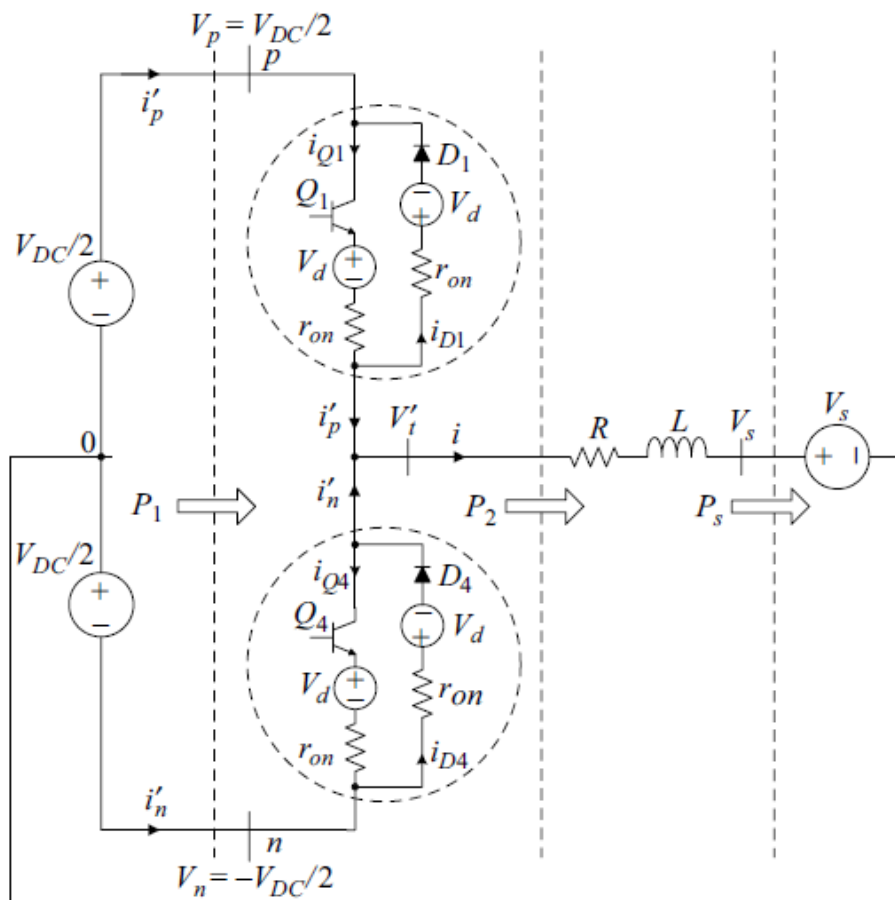
Στην περίπτωση αυτή τα διακοπτικά στοιχεία συνδυάζονται διαγώνια ώστε να άγουν και να αποκόπτουν ταυτόχρονα. Αυτό οδηγεί στο πλεονέκτημα του αντιστροφία πλήρους γέφυρας σε σχέση με αυτόν ημιγέφυρας ότι δοθείσης μιας DC τάσης, η προκύπτουσα AC τάση είναι διπλάσια σε πλάτος. Το παραπάνω σημαίνει αποδοτικότερη αξιοποίηση τόσο της DC τάσης όσο και των χρησιμοποιούμενων διακοπτικών στοιχείων.

Στα συστήματα ηλεκτρικής ισχύος χρησιμοποιείται κατά κόρον ο τριφασικός αντιστροφίας, ο οποίος είναι μια επέκταση του μονοφασικού αντιστροφία ημιγέφυρας. Στο παρακάτω σχήμα (Εικόνα 4.4) φαίνεται μια εποπτική αναπαράσταση τριφασικού αντιστροφία τριών αγωγών (χωρίς ουδέτερο) για απευθείας σύνδεση με μετασχηματιστή:



**Εικόνα 4.4** (α) 3Φ Αντιστροφέας χωρίς ουδέτερο (β) Συμβολική αναπαράσταση 3Φ inverter

Για να είναι εφικτή η μελέτη του αντιστροφέα, πρέπει να αναλύσουμε περισσότερο τα στοιχεία που τον αποτελούν καθώς και τις αρχές πάνω στις οποίες βασίζεται η λειτουργία του. Παρακάτω (Εικόνα 4.5) βλέπουμε το ισοδύναμο μονοφασικό κύκλωμα ενός αντιστροφέα πηγής τάσης:



**Εικόνα 4.5** Σχηματικό διάγραμμα αντιστροφέα ημιγέφυρας



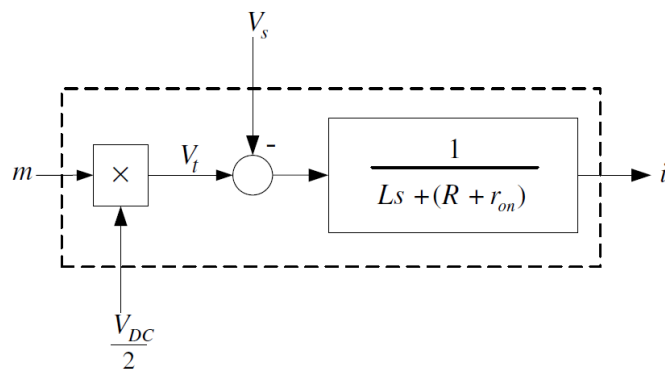
Οι διακεκομμένες γραμμές καθορίζουν τα όρια του συστήματος και συγκεκριμένα την DC-πλευρά, την AC-πλευρά του inverter και το όριο σύνδεσης με το AC σύστημα. Τα διακοπτικά στοιχεία, επίσης, δεν θεωρούνται ιδανικά. Η εξίσωση που περιγράφει το σύστημα είναι η ακόλουθη:

$$L \cdot \frac{di}{dt} + (R + r_{on}) \cdot i = V_t - V_s$$

όπου:  $V_t = m \cdot \frac{V_{DC}}{2}$  ,  $|m| \leq 1$  για τη διαμόρφωση μέσω παλμών

### 4.3 Έλεγχος του Αντιστροφέα Πηγής Τάσης

Μετασχηματίζοντας κατά Laplace, παίρνουμε μια πρώτη ιδέα του συστήματος προς έλεγχο το οποίο διαθέτουμε:

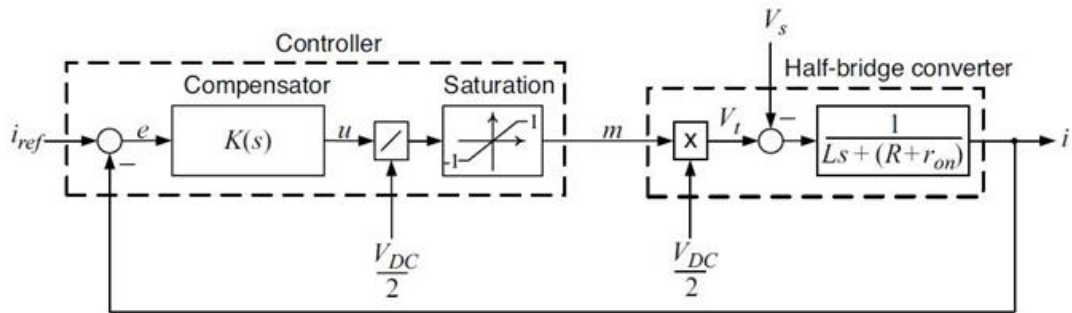


**Εικόνα 4.6** Μοντέλο ελέγχου του Voltage Sourced Inverter

Με μεταβλητή κατάσταση το ρεύμα  $i$ , παρατηρούμε την έξοδο  $V_t$  του ελέγχου-αντιστροφέα, τη διαταραχή  $V_s$  καθώς και τη συνάρτηση μεταφοράς της εγκατάστασης.

Αν υποθέσουμε ότι έχουμε το παραπάνω σύστημα ανοιχτού βρόχου, αυτό μπορεί να ελεγχθεί μέσω του συστήματος με ανάδραση (κλειστού βρόχου) που φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα (Εικόνα 4.7). Σημαντικό να αναφερθεί, ακόμα, ότι ο έλεγχος διαχωρίζεται σε δύο κατηγορίες, έλεγχο ρεύματος (current control) και έλεγχο τάσης (voltage control).

Ο διαχωρισμός αυτός γίνεται με βάση το ποια είναι η μεταβλητή κατάσταση του συστήματος. Στην μελέτη της παρούσας εργασίας, ως μεταβλητή κατάσταση χρησιμοποιείται το ρεύμα για όλους τους ελέγχους που υλοποιούνται.



**Εικόνα 4.7** Διάγραμμα ελέγχου κλειστού βρόχου συστήματος αντιστροφέα ημιγέφυρας

Ο στόχος του παραπάνω ελέγχου είναι η ρύθμιση του ρεύματος εξόδου  $i$  σε μια προκαθορισμένη τιμή  $i_{ref}$ . Αυτό επιτυγχάνεται μέσω του συστήματος κλειστού βρόχου στο οποίο η εντολή  $i_{ref}$  συγκρίνεται με την έξοδο/ανάδραση  $i$  για να παραχθεί η τιμή του σφάλματος  $e$ . Στη συνέχεια ο κατευθυντής  $K(s)$  λαμβάνει σαν είσοδο το σφάλμα και έχει σαν έξοδο το σήμα ελέγχου  $u$ . Ανάλογα με τον τύπο του σήματος εντολής και την επιθυμητή απόκριση διαφορετικοί κατευθυντές χρησιμοποιούνται για τον σκοπό του ελέγχου.

Για παράδειγμα, αν το  $i_{ref}$  είναι μια βηματική συνάρτηση και η  $V_s$  είναι μια DC τάση, ένας PI-ελεγκτής (proportional-integral) είναι κατάλληλος για τον έλεγχο. Η συνάρτηση μεταφοράς του PI είναι:

$$K(s) = k_p + \frac{k_i}{s} = k_p \cdot \left(1 + \frac{1}{s \cdot T_i}\right) \quad \text{όπου} \quad T_i = \frac{k_p}{k_i}$$

Ο ολοκληρωτικός όρος του κατευθυντή εγγυάται ότι το  $i$  ακολουθεί το  $i_{ref}$  με μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης, παρά την ύπαρξη της διαταραχής  $V_s$ .

Εφαρμόζοντας λοιπόν PI-ελεγκτή στο σύστημά μας θα έχουμε τη συνάρτηση μεταφοράς ανοιχτού βρόχου που φαίνεται παρακάτω:

$$l(s) = \left(\frac{k_p}{Ls}\right) \cdot \left(\frac{s + \frac{k_i}{k_p}}{s + \frac{R + r_{on}}{L}}\right)$$

Το σύστημά μας έχει έναν ευσταθή πόλο:  $p = -(R + r_{on})/L$ .

Ο πόλος αυτός είναι συνήθως κοντά στην αρχή των αξόνων (στο μιγαδικό επίπεδο) και αντιστοιχεί σε μια αργή φυσική απόκριση. Για να βελτιωθεί η απόκριση συχνότητας του συστήματος ανοιχτού βρόχου, ο πόλος μπορεί να ακυρωθεί από έναν μηδενιστή του PI-ελεγκτή επιλέγοντας:

$$\frac{k_i}{k_p} = \frac{R + r_{on}}{L} \quad \text{και} \quad \frac{k_p}{L} = \frac{1}{\tau_i}$$

Στο παραπάνω,  $\tau_i$  είναι μια επιθυμητή χρονική σταθερά του συστήματος κλειστού βρόχου. Με την επιλογή αυτή παίρνουμε την ακόλουθη συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος κλειστού βρόχου:

$$G(s) = \frac{i(s)}{i_{ref}(s)} = \frac{1}{\tau_i s + 1}$$

Έχουμε, λοιπόν, μιας πρώτης τάξης συνάρτηση μεταφοράς με μοναδιαίο κέρδος. Από τη στιγμή που το σύστημα έγινε πρώτης τάξης, θα είναι ευσταθές και η έξοδος για βηματική είσοδο θα είναι μια αντίστροφη εκθετική (με χρονική σταθερά  $\tau_i$ ) χωρίς ταλαντώσεις.

Η τιμή του  $\tau_i$  θα πρέπει να επιλέγεται μικρή για τη γρήγορη απόκριση του συστήματος ελέγχου αλλά και επαρκώς μεγάλη καθώς το  $1/\tau_i$ , το οποίο είναι το εύρος ζώνης του συστήματος κλειστού βρόχου, πρέπει να είναι αισθητά μικρότερο (για παράδειγμα 10 φορές μικρότερο) της διακοπτικής συχνότητας (switching frequency) ενός αντιστροφέα μισής γέφυρας. Ανάλογα με τις απαιτήσεις κάθε εφαρμογής και τη διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα, τυπικές τιμές για τη χρονική σταθερά  $\tau_i$  είναι μεταξύ 0,5 και 5 ms.

Υποθέτουμε τώρα ότι στο παραπάνω σύστημα θέλουμε η έξοδος να ακολουθεί μία ημιτονοειδή εντολή της μορφής:

$$i_{ref}(t) = \hat{I} \cos(\omega_o t + \varphi) \cdot u(t)$$

Όπου  $\hat{I}$  και  $\varphi$  είναι το πλάτος και η αρχική φάση της ημιτονοειδούς εντολής καθώς και  $u(t)$  είναι η βηματική μοναδιαία συνάρτηση. Με τη συνάρτηση μεταφοράς που υπάρχει παραπάνω, η απόκριση στη μόνιμη κατάσταση θα είναι:

$$i(t) = \frac{\hat{I}}{\sqrt{1 + (\tau_i \omega_o)^2}} \cdot \cos(\omega_o t + \varphi + \delta)$$

όπου:  $\delta = -\tan^{-1}(\tau_i \omega_o)$  η μετατόπιση φάσης

Η ικανότητα του συστήματος κλειστού βρόχου να ακολουθήσει με ακρίβεια την ημιτονοειδή εντολή εξαρτάται από το εύρος ζώνης του. Εδώ το εύρος ζώνης είναι ίσο με  $1/\tau_i$ . Έτσι, η ημιτονοειδής εντολή μπορεί να ακολουθηθεί με αμελητέα απόσβεση και καθυστέρηση φάσης όταν η χρονική σταθερά  $\tau_i$  είναι επαρκώς μικρή.

Εντούτοις, η επιλογή μιας πολύ μικρής τιμής για τη χρονική σταθερά κλειστού βρόχου μπορεί να μην είναι δυνατή λόγω τεχνικών περιορισμών και απαιτήσεων. Για παράδειγμα, ένας ελεγκτής ρεύματος με χρονική σταθερά  $\tau_i = 2 \text{ ms}$ , ο οποίος θεωρείται σχετικά γρήγορος για τα περισσότερα συστήματα ισχύος, ακολουθεί μια ημιτονοειδή εντολή συχνότητας 60 Hz με απόσβεση πλάτους της τάξης του 20% και καθυστέρηση φάσης πάνω από 35°.

Συνεπώς, η παρούσα διάταξη δεν μπορεί να παρουσιάσει τη ζητούμενη συμπεριφορά δεχόμενη ημιτονοειδείς εντολές. Η λύση μπορεί να είναι είτε η επιλογή μιας διαφορετικής διάταξης ελέγχου, που να καθιστά εφικτή την ακριβή προσέγγιση μιας ημιτονοειδούς εντολής στην έξοδο του συστήματος, είτε ο μαθηματικός μετασχηματισμός των σημάτων, που εμπλέκονται στον έλεγχο, από ημιτονοειδή σε σταθερά και αντίστροφα μετά τη διαδικασία του ελέγχου. Επιλέγοντας το δεύτερο, διατηρούμε τη λογική του ελέγχου που παρουσιάστηκε παραπάνω.

## 4.4 Μετασχηματισμοί Clarke και Park

Στους τριφασικούς αντιστροφείς πηγής τάσης μας ενδιαφέρει η ανίχνευση ημιτονοειδών εντολών, γρήγορα και με μικρά σφάλματα μόνιμης κατάστασης. Χρειαζόμαστε, επίσης, να ακολουθούμε απότομες μεταβολές του πλάτους και της συχνότητας των εντολών. Ως εκ τούτου, ο σχεδιασμός του ελέγχου απλουστεύεται σημαντικά αν μπορούμε να μετασχηματίσουμε το σύστημά μας από ημιτονοειδές σε DC.

Οι μετασχηματισμοί Clarke και Park μετασχηματίζουν τα εναλλασσόμενα σήματα σε άλλα πλαίσια τα οποία μπορούν να ελεγχθούν πιο αποδοτικά. Ο μετασχηματισμός Clarke, γνωστός και ως μετασχηματισμός στο αβ-επίπεδο, επιτρέπει τη μετατροπή του προβλήματος ελέγχου του τριφασικού αντιστροφέα σε πρόβλημα ελέγχου δύο επιμέρους ισοδύναμων υποπροβλημάτων. Ο μετασχηματισμός Park ή μετασχηματισμός στο dq-επίπεδο πέραν της δυνατότητας διαίρεσης του τριφασικού συστήματος σε δύο ισοδύναμα υποσυστήματα, μετατρέπει τις ημιτονοειδείς εντολές σε DC και επιτρέπει, έτσι, τη χρησιμοποίηση PI-ελεγκτών για τον αυτόματο έλεγχο του συστήματος. Ένα ακόμα πλεονέκτημα του μετασχηματισμού Park αφορά τις σύγχρονες μηχανές και τη μετατροπή των χρονικά εξαρτημένων, αμοιβαία συζευγμένων επαγωγών σε ισοδύναμες σταθερές παραμέτρους.

Με βάση τη λογική που έχει παρουσιαστεί ήδη για τον έλεγχο των συστημάτων του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης αλλά και την πράξη, τα επιμέρους στοιχεία του ηλεκτρικού συστήματος θα μετασχηματιστούν στο dq-επίπεδο για να εξυπηρετηθούν οι σκοποί της σχεδίασης του ελέγχου. Παρόλα αυτά, για λόγους πληρότητας παρουσιάζεται και ο μετασχηματισμός Clarke.

### 4.4.1 Μετασχηματισμός στο αβ-επίπεδο

Υποθέτουμε αρχικά την ύπαρξη ενός τριφασικού σήματος  $f_{abc}$  το οποίο περιγράφεται από έναν ισοδύναμο φάσορα  $\overline{f(t)}$  :

$$f_a(t) = \hat{f} \cos(\omega t + \theta_o)$$

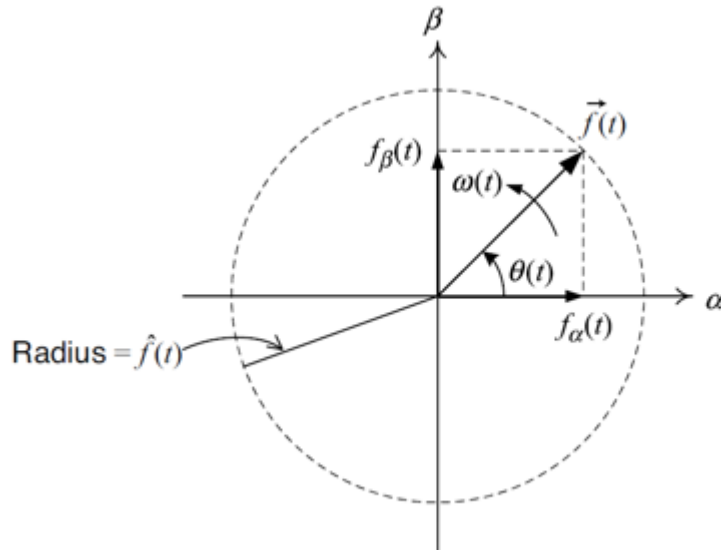
$$f_b(t) = \hat{f} \cos(\omega t + \theta_o - \frac{2\pi}{3})$$

$$f_c(t) = \hat{f} \cos(\omega t + \theta_o - \frac{4\pi}{3})$$

$$\text{και: } \overline{f(t)} = (\hat{f} e^{j\theta_o}) e^{j\omega t} = \underline{f} e^{j\omega t}$$

Στην αναπαράσταση στο αβ-επίπεδο, ο φάσορας  $\overline{f(t)}$  μπορεί να αναλυθεί στο πραγματικό και φανταστικό του μέρος ως:

$$\overline{f(t)} = f_\alpha(t) + j f_\beta(t)$$



**Εικόνα 4.8** Οι συνιστώσες του φάσορα στο αβ-επίπεδο

Μπορούμε να μετονομάσουμε τον πραγματικό και τον φανταστικό άξονα, στο μιγαδικό επίπεδο που κινείται ο φάσορας, σε α-άξονα και β-άξονα όπως φαίνεται και στην εικόνα παραπάνω. Οι σχέσεις που διέπουν τον μετασχηματισμό Clarke εμφανίζονται ακολούθως:

$$\begin{bmatrix} f_{\alpha}(t) \\ f_{\beta}(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \mathbf{C} \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

Για τον αντίστροφο μετασχηματισμό παίρνουμε:

$$f_a(t) = \text{Re}\{[f_{\alpha}(t) + jf_{\beta}(t)]e^{-j0}\} = f_{\alpha}(t)$$

$$f_b(t) = \text{Re}\{[f_{\alpha}(t) + jf_{\beta}(t)]e^{-j\frac{2\pi}{3}}\} = -\frac{1}{2}f_{\alpha}(t) + \frac{\sqrt{3}}{2}f_{\beta}(t)$$

$$f_c(t) = \text{Re}\{[f_{\alpha}(t) + jf_{\beta}(t)]e^{-j\frac{4\pi}{3}}\} = -\frac{1}{2}f_{\alpha}(t) - \frac{\sqrt{3}}{2}f_{\beta}(t)$$

Ακόμα μπορούμε να εξάγουμε τις ακόλουθες σχέσεις:

$$\hat{f}(t) = \sqrt{f_\alpha(t)^2 + f_\beta(t)^2}$$

$$\cos[\theta(t)] = \frac{f_\alpha(t)}{\hat{f}(t)} = \frac{f_\alpha(t)}{\sqrt{f_\alpha(t)^2 + f_\beta(t)^2}}$$

$$\sin[\theta(t)] = \frac{f_\beta(t)}{\hat{f}(t)} = \frac{f_\beta(t)}{\sqrt{f_\alpha(t)^2 + f_\beta(t)^2}}$$

$$f_\alpha(t) = \hat{f}(t)\cos[\theta(t)]$$

$$f_\beta(t) = \hat{f}(t)\sin[\theta(t)]$$

Ενώ για την ενεργό και την άεργο ισχύ εκφρασμένες στο αβ-επίπεδο:

$$P(t) = \frac{3}{2} [v_\alpha(t)i_\alpha(t) + v_\beta(t)i_\beta(t)]$$

$$Q(t) = \frac{3}{2} [-v_\alpha(t)i_\beta(t) + v_\beta(t)i_\alpha(t)]$$

#### 4.4.2 Μετασχηματισμός στο dq-επίπεδο

Ο μετασχηματισμός αυτός μπορεί να λογιστεί ως η προβολή ενός φάσορα, που αναπαριστά τριφασικό σήμα, σε δύο άξονες (τους d και q) οι οποίοι στρέφονται με την ίδια γωνιακή ταχύτητα που στρέφονται και οι ημιτονοειδείς ποσότητες. Οι επιμέρους συνιστώσες είναι μετά τον μετασχηματισμό DC ποσότητες, κάτι που όπως έχει ήδη τονιστεί διευκολύνει σημαντικά το σχεδιασμό του ελέγχου.

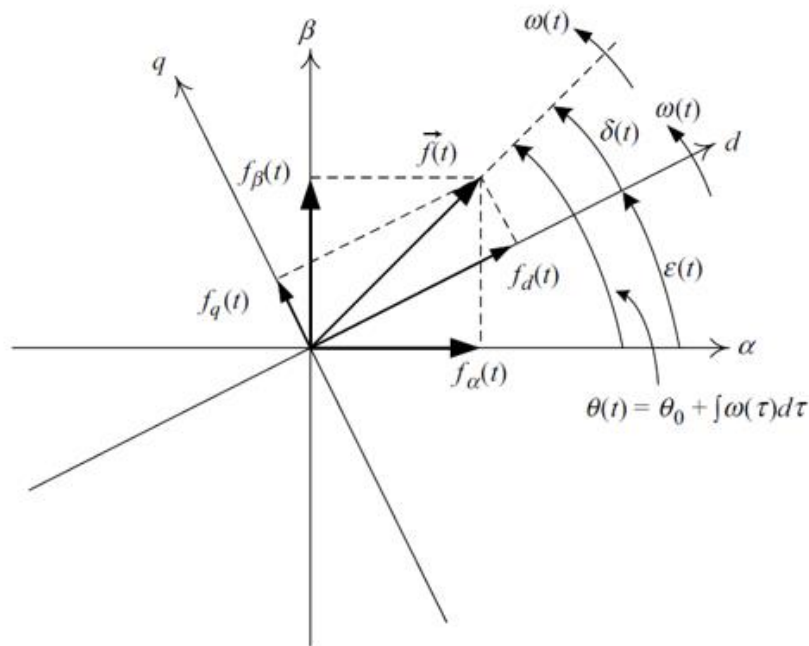
Η μετατροπή από το αβ- στο dq-επίπεδο ορίζεται ως:

$$f_d + jf_q = (f_\alpha + jf_\beta)e^{-j\varepsilon(t)}$$

$$\text{με: } \varepsilon(t) = \varepsilon_o + \int \omega(\tau)d\tau$$

$$\text{είναι: } f_d + jf_q = \hat{f}(t)e^{j(\theta_o - \varepsilon_o)}$$

Από τη σχέση αυτή παρατηρούμε ότι οι συνιστώσες dq δεν εξαρτώνται από τον χρόνο και συνεπώς το αρχικό τριφασικό σήμα έχει μετασχηματιστεί σε δύο επιμέρους DC σήματα. Στο σχήμα που ακολουθεί (Εικόνα 4.9) παρατηρούμε τις συνιστώσες  $f_d$  και  $f_q$  σε ένα στρεφόμενο σύστημα αξόνων, όπως επίσης τις αντίστοιχες συνιστώσες στο αβ-επίπεδο και τον φάσορα  $\vec{f}(t)$  που αναπαριστά το τριφασικό σήμα.



**Εικόνα 4.9** Αναπαράσταση φάσορα στο dq- και αβ-επίπεδο

Για τον μετασχηματισμό από το αβ- στο dq-επίπεδο έχουμε:

$$\begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} = \mathbf{R} \begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \sin(\omega t) \\ -\sin(\omega t) & \cos(\omega t) \end{bmatrix}$$

Για την ευθεία μετατροπή από το τριφασικό σήμα στο dq-επίπεδο:

$$\begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \mathbf{T} \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix}$$

$$T = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin(\omega t) & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Ακόμα παίρνουμε τις σχέσεις:

$$\hat{f}(t) = \sqrt{f_d(t)^2 + f_q(t)^2}$$

$$\cos[\delta(t)] = \frac{f_d(t)}{\hat{f}(t)} = \frac{f_d(t)}{\sqrt{f_d(t)^2 + f_q(t)^2}}$$

$$\sin[\delta(t)] = \frac{f_q(t)}{\hat{f}(t)} = \frac{f_q(t)}{\sqrt{f_d(t)^2 + f_q(t)^2}}$$

$$\theta(t) = \delta(t) + \varepsilon(t)$$

Για την ενεργό και την άεργο ισχύ στο dq-επίπεδο έχουμε:

$$P(t) = \frac{3}{2} [v_d(t)i_d(t) + v_q(t)i_q(t)]$$

$$Q(t) = \frac{3}{2} [-v_d(t)i_q(t) + v_q(t)i_d(t)]$$

Γενικά:

$$\varepsilon(t) = \varepsilon_0 + \int \omega(\tau) d\tau$$

Όπου  $\omega(t)$  είναι η συχνότητα και  $\varepsilon_0$  είναι μια σταθερά. Στην περίπτωση των συστημάτων αντιστροφή σταθερής συχνότητας, όπως είναι το AC δίκτυο, είναι:

$$\omega(t) = \omega_0 \text{ όπου } \omega_0 \text{ η συχνότητα του δικτύου.}$$

Τότε έχουμε:

$$\varepsilon(t) = \varepsilon_0 + \omega_0 t$$



Σε ένα σύστημα τριφασικού αντιστροφέα συνδεδεμένου στο δίκτυο (grid-connected) η ενεργός και η άεργος ισχύς που ανταλλάσσονται μεταξύ του inverter και του δικτύου είναι ανάλογες προς τις τιμές των συνιστωσών  $i_d$  και  $i_q$  του ρεύματος αντίστοιχα. Για τον μετασχηματισμό στο dq-επίπεδο είναι απαραίτητη η γνώση της γωνίας της τάσης κάτι που επιτυγχάνεται μέσω ενός phase-locked loop (PLL).[8],[9]

Να σημειωθεί ακόμα ότι τόσο ο μετασχηματισμός Park όσο και ο Clarke έχουν μία ομοιοπολική συνιστώσα, η οποία είναι μηδενική στην περίπτωση συμμετρικού δικτύου. Επειδή ο inverter στην παρούσα εργασία οδηγείται σε σύνδεση με το (συμμετρικό) δίκτυο, η συνιστώσα αυτή παραλήφθηκε από τις σχέσεις που αναφέρθηκαν.

## Παρουσίαση Αλγορίθμων Ελέγχου του Αντιστροφέα

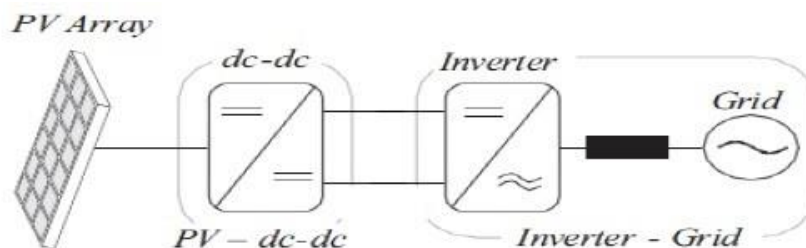
### 5.1 Λεπτομερές και μέσο μοντέλο αντιστροφέα-ελέγχου

Μια πρώτη διάκριση που πρέπει να γίνει, για να φτάσουμε στη μοντελοποίηση του συστήματος, είναι μεταξύ των επιμέρους διαφορετικών περιγραφών αναπαραστάσεων του αντιστροφέα και του ελέγχου. Πιο συγκεκριμένα, για τη μοντελοποίηση του αντιστροφέα χρησιμοποιούνται στη βιβλιογραφία τόσο το λεπτομερές (detailed), όσο και το μέσο (average) μοντέλο.

Κοινό χαρακτηριστικό και στα δύο μοντέλα, για την αναπαράσταση αντιστροφέα συνδεδεμένου στο δίκτυο (grid connected inverter), είναι η DC-πλευρά και φυσικά το τριφασικό δίκτυο στο οποίο συνδέονται.

Υπενθυμίζεται ότι τα συστήματα διεσπαρμένης παραγωγής μπορούν να διαχωριστούν σε δύο επίπεδα. Το πρώτο είναι το επίπεδο εισόδου, το οποίο αποτελείται από το Φ/Β πεδίο που συνδέεται στον DC/DC μετατροπέα (MPPT). Η έξοδος του ανιχνευτή σημείου μέγιστης ισχύος οδηγείται στην είσοδο του αντιστροφέα.

Ο αντιστροφέας αποτελεί το δεύτερο επίπεδο, το οποίο απαιτείται για όλα τα συστήματα διεσπαρμένης ενέργειας, και σκοπός του είναι η μετατροπή της συνεχούς ισχύος σε εναλλασσόμενη συμβατή με το δίκτυο. Τα παραπάνω φαίνονται στην Εικόνα 5.1:



**Εικόνα 5.1** Φωτοβολταϊκή εγκατάσταση συνδεδεμένη στο δίκτυο

Αυτό που αλλάζει στις δύο περιπτώσεις είναι ο τρόπος με τον οποίο προκύπτει η έξοδος του αντιστροφέα, δηλαδή οι εναλλασσόμενες κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος.

### 5.1.1 Λεπτομερές μοντέλο αντιστροφέα και τεχνική SPWM

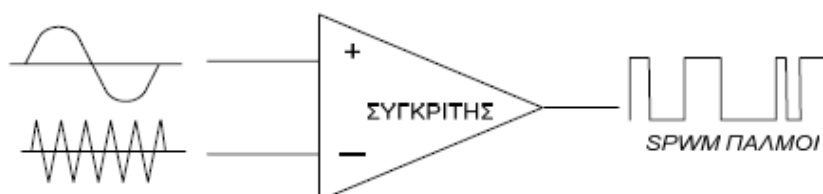
Στο λεπτομερές μοντέλο του αντιστροφέα (detailed model) έξοδος του inverter είναι ένα ημιτονοειδές σήμα ελέγχου το οποίο λειτουργεί ως το ημίτονο αναφοράς για την τεχνική SPWM και τη δημιουργία των παλμών έναυσης των IGBT's. Καλό είναι εδώ να γίνει μια αναφορά στην τεχνική αυτή, η οποία αποσκοπεί στη δημιουργία της ημιτονοειδούς τάσης στην έξοδο του αντιστροφέα, με τη μικρότερη δυνατή παραμόρφωση.

Η ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation) είναι μια πολύ διαδεδομένη τεχνική, η οποία συναντάται στις περισσότερες εφαρμογές των ηλεκτρονικών ισχύος όπου ο έλεγχος της τάσης εξόδου είναι απαραίτητος. Αυτό επιτυγχάνεται μέσω της αυξομείωσης του εύρους των παλμών της τάσης εξόδου σε σχέση με τις διακυμάνσεις της τάσης εισόδου. Η τεχνική αυτή έχει μερικά σημαντικά πλεονεκτήματα, όπως:

- Οι έξοδοι προσεγγίζουν καλύτερα τις ημιτονοειδείς μορφές που επιθυμούμε, ενώ παράλληλα το ρεύμα εξόδου παρουσιάζει χαμηλή κυμάτωση.
- Δίνεται η δυνατότητα απόλυτου ελέγχου της τιμής της τάσης εξόδου.
- Ελαχιστοποιείται η αρμονική παραμόρφωση στην έξοδο.
- Στην περίπτωση που ο αντιστροφέας χρησιμοποιείται για την οδήγηση ηλεκτρικών μηχανών, επιτυγχάνεται ελάχιστη αύξηση της θερμοκρασίας στο εσωτερικό της μηχανής και πολύ χαμηλή παρασιτική ροπή.

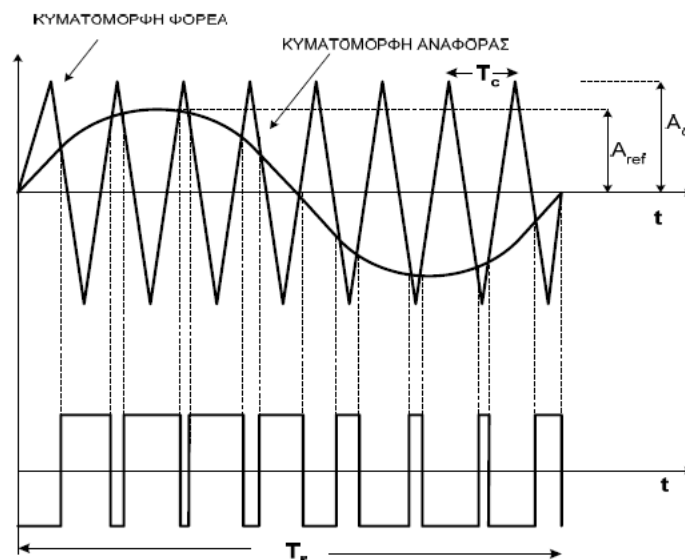
Η παλμοσειρά που παράγεται σε επίπεδο κυκλώματος ελέγχου και τροφοδοτεί τους ημιαγωγικούς διακόπτες, είναι αποτέλεσμα της σύγκρισης δύο κυματομορφών. Η πρώτη ονομάζεται κυματομορφή αναφοράς  $V_{ref}$  και έχει ημιτονοειδή μορφή, ενώ η δεύτερη ονομάζεται φορέας  $V_c$  και έχει τριγωνική μορφή.

Οι δύο αυτές κυματομορφές εφαρμόζονται στην είσοδο του αντιστροφέα, ο οποίος στην έξοδο του παράγει μια παλμοσειρά μεταβλητού εύρους όπως φαίνεται στο ακόλουθο σχήμα (Εικόνα 5.1):



**Εικόνα 5.1** Ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών

Στο παραπάνω σχήμα, η κυματομορφή εξόδου του συγκριτή εξαρτάται από τα σημεία τομής των δύο κυματομορφών εισόδου. Συγκεκριμένα, στα διαστήματα όπου  $V_{ref} > V_c$ , η έξοδος έχει τη τιμή λογικό 1, ενώ σε αυτά που  $V_{ref} < V_c$ , η έξοδος έχει τιμή λογικό 0, όπως φαίνεται και στην Εικόνα 5.2:



**Εικόνα 5.2** Κυματομορφή φορέα, κυματομορφή αναφοράς, παλμοί SPWM

Με την τεχνική SPWM παράγεται στην έξοδο του αντιστροφέα η εναλλασσόμενη τάση η οποία προκύπτει σε συνδυασμό με την ύπαρξη αρμονικών. Μέσω της υλοποίησης κατάλληλου ελέγχου αλλά και της επιλογής σωστών παραμέτρων (συχνότητα φέροντος, συντελεστής διαμόρφωσης κ.α.) μπορεί να μειωθεί σε σημαντικό βαθμό η παραμόρφωση λόγω των αρμονικών αυτών. [10]

### 5.1.2 Μέσο μοντέλο αντιστροφέα-ελέγχου

Η διαφοροποίηση του μέσου μοντέλου (average model) από το αντίστοιχο λεπτομερές είναι ότι εδώ αμελείται η γέφυρα των IGBT's. Συγκεκριμένα, θεωρείται ότι το παραπάνω ημίτονο αναφοράς είναι η έξοδος του αντιστροφέα, η τάση δηλαδή με rms τιμή 400 V πολική στην περίπτωσή μας. Η φιλοσοφία αυτή σε τίποτα δεν μειώνει την αξιοπιστία του μοντελοποιημένου συστήματος από την πλευρά του ελέγχου, παρά μόνο αγνοεί τις αρμονικές που συνεπάγεται στην πράξη η αντιστροφή της συνεχούς τάσης σε εναλλασσόμενη με τη μέθοδο που αναφέρθηκε παραπάνω (SPWM).

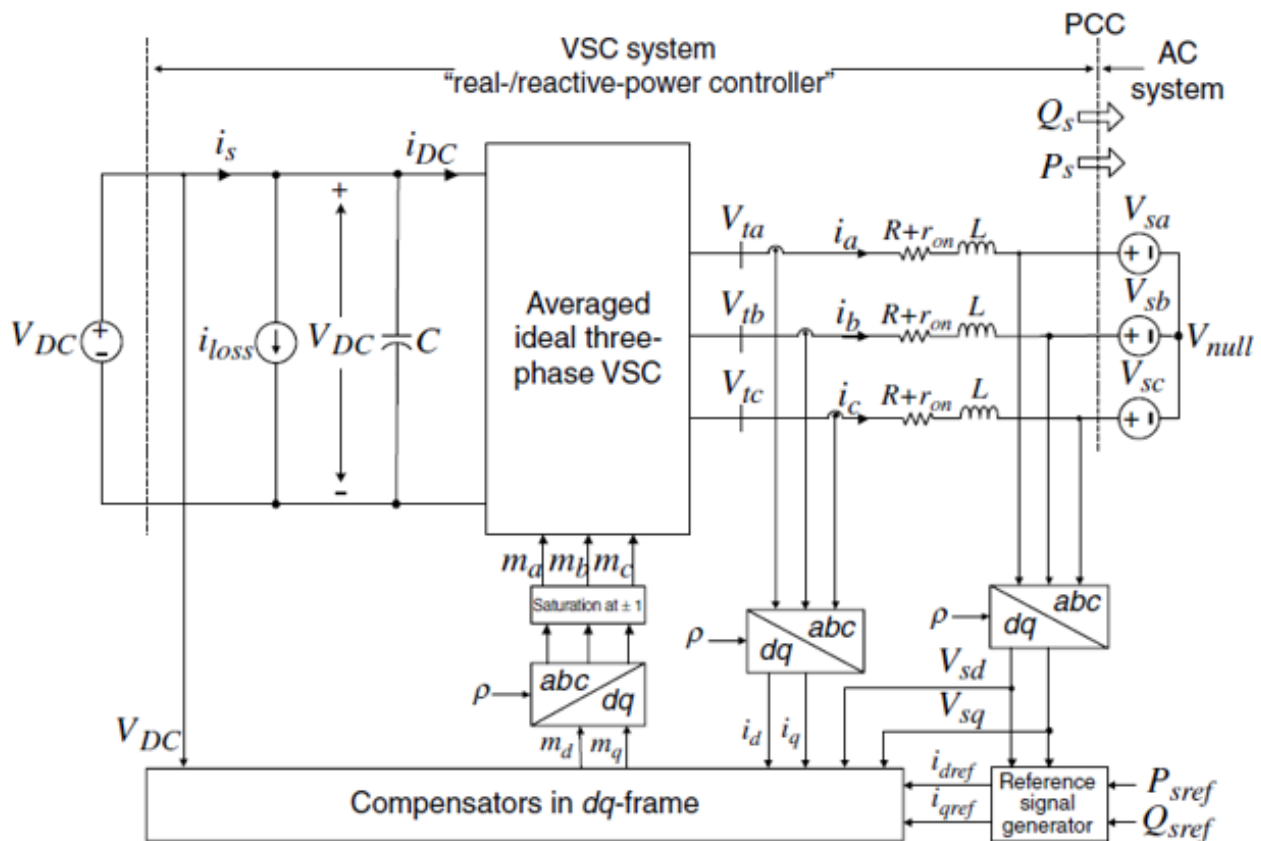
Στην παρούσα εργασία υλοποιήθηκε το μέσο μοντέλο αντιστροφέα-ελέγχου ώστε να υπάρχει η δυνατότητα επέκτασής του από το Simulink/Matlab στο λογισμικό RTDS, στο οποίο λόγω του ελαχίστου χρόνου δειγματοληψίας στα 50  $\mu s$  δεν υπάρχει η δυνατότητα εφαρμογής της τεχνικής SPWM.

## 5.2 Έλεγχος ρεύματος σε αντιστροφέα συνδεδεμένο στο δίκτυο

Δύο είναι οι βασικές μέθοδοι που υπάρχουν για τον έλεγχο της ενεργού και της αέργου ισχύος σε έναν αντιστροφέα πηγής τάσης. Η πρώτη είναι μέσω ελέγχου της τάσης στην έξοδο του αντιστροφέα και η δεύτερη μέσω ελέγχου του ρεύματος. Αν και η μέθοδος ελέγχου της τάσης παρουσιάζει αισθητά χαμηλότερη πολυπλοκότητα απ' τη σκοπιά του ελέγχου, δεν παρέχει τα απαραίτητα στοιχεία για τη ρύθμιση του ρεύματος. Αποτέλεσμα αυτού είναι ο έλεγχος να αποτυγχάνει στην προστασία από υπερεντάσεις και να παρατηρούνται βυθίσεις του ρεύματος σε περιπτώσεις έντονης μεταβολής της ισχύος. Για τους λόγους αυτούς, ο έλεγχος του αντιστροφέα μέσω της τάσης (voltage mode control) έχει βρει μόνο ειδικές εφαρμογές, κυρίως σε συστήματα Υψηλής Τάσης.

Η δεύτερη προσέγγιση του προβλήματος ελέγχου της ενεργού και της αέργου ισχύος σε έναν αντιστροφέα πηγής τάσης είναι γνωστή ως έλεγχος ρεύματος (current-mode control). Στη μέθοδο αυτή το ρεύμα γραμμής του αντιστροφέα ρυθμίζεται μέσω ενός κατάλληλου σχήματος αυτομάτου ελέγχου. Η ενεργός και η άεργος ισχύς ρυθμίζονται εδώ μέσω του πλάτους και της γωνίας του εναλασσόμενου ρεύματος. Λόγω του ότι η προσέγγιση αυτή ελέγχει την έξοδο μέσω του ρεύματος, ο αντιστροφέας είναι προστατευμένος έναντι σε υπερεντάσεις.

Στο παρακάτω σχήμα (Εικόνα 5.3) φαίνεται το σχηματικό διάγραμμα ενός συστήματος ελέγχου ενεργού και αέργου ισχύος μέσω ρύθμισης του ρεύματος:



**Εικόνα 5.3** Σχηματικό διάγραμμα ελέγχου του αντιστροφέα μέσω του ρεύματος

Το σχηματικό διάγραμμα της εικόνας παρουσιάζει τον έλεγχο ισχύος του αντιστροφέα μέσω ρεύματος ο οποίος υλοποιείται στο dq-επίπεδο. Έτσι, οι ισχύες  $P_s$  και  $Q_s$  ρυθμίζονται από τις συνιστώσες  $i_d$  και  $i_q$  του ρεύματος στο dq-επίπεδο. Τα σήματα διαταραχής και ανάδρασης μετατρέπονται όλα στο επίπεδο αυτό. Αφού περάσουν το στάδιο του ελέγχου, με τον αντίστροφο μετασχηματισμό, γίνονται ξανά τριφασικά σήματα που οδηγούν την έξοδο του αντιστροφέα. Το παραπάνω σχήμα μπορεί να θεωρηθεί ως μια αντιπροσωπευτική αναπαράσταση του αυτομάτου ελέγχου που σχεδιάζεται με τη στρατηγική αυτή.

Υποθέτουμε λοιπόν ότι η AC τάση του συστήματος του αντιστροφέα περιγράφεται από τις παρακάτω σχέσεις:

$$V_{sa}(t) = \widehat{V}_s \cos(\omega_o t + \theta_o)$$

$$V_{sb}(t) = \widehat{V}_s \cos(\omega_o t + \theta_o - \frac{2\pi}{3})$$

$$V_{sc}(t) = \widehat{V}_s \cos(\omega_o t + \theta_o - \frac{4\pi}{3})$$

Όπου  $\widehat{V}_s$  είναι το πλάτος της φασικής τάσης,  $\omega_o$  η κυκλική συχνότητα του δικτύου και  $\theta_o$  η αρχική γωνία της τάσης. Με την αναπαράσταση μέσω φασιθέτη έχουμε:

$$\vec{V}_s(t) = \widehat{V}_s e^{j(\omega_o t + \theta_o)}$$

Η εξίσωση που περιγράφει το κύκλωμα στην AC μεριά είναι η ακόλουθη:

$$L \frac{d\vec{i}}{dt} = -R \cdot \vec{i} + \vec{V}_t - \vec{V}_s$$

Στην αντίσταση  $R$  συμπεριλήφθηκε και η τιμή της  $r_{on}$ . Αντικαθιστώντας για τη  $V_s$ :

$$L \frac{d\vec{i}}{dt} = -R \cdot \vec{i} + \vec{V}_t - \widehat{V}_s e^{j(\omega_o t + \theta_o)}$$

Μετασχηματίζουμε τα σήματα στο dq-επίπεδο ως ακολούθως:

$$\vec{i} = i_{dq} e^{j\rho}$$

$$\vec{V}_t = V_{tdq} e^{j\rho}$$

Όπου  $\rho$  είναι η γωνία που προκύπτει μέσω του PLL, κάτι που θα αναλυθεί παρακάτω. Παίρνουμε λοιπόν την εξίσωση:

$$L \frac{d}{dt} (i_{dq} e^{j\rho}) = -R \cdot i_{dq} e^{j\rho} + V_{tdq} e^{j\rho} - \widehat{V}_s e^{j(\omega_o t + \theta_o)}$$

Λαμβάνοντας υπόψη ότι  $f_{dq} = f_d + jf_q$  προκύπτει:

$$L \frac{d}{dt}(i_{dq}) = -j \left( L \frac{d\rho}{dt} \right) i_{dq} - R \cdot i_{dq} + V_{tdq} - \widehat{V}_s e^{j(\omega_o t + \theta_o - \rho)}$$

Αποσυνθέτοντας την παραπάνω σε πραγματικό και φανταστικό μέρος έχουμε:

$$L \frac{di_d}{dt} = \left( L \frac{d\rho}{dt} \right) i_q - R \cdot i_d + V_{td} - \widehat{V}_s \cos(\omega_o t + \theta_o - \rho)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = - \left( L \frac{d\rho}{dt} \right) i_d - R \cdot i_q + V_{tq} - \widehat{V}_s \sin(\omega_o t + \theta_o - \rho)$$

Για να εκφραστούν κατάλληλα οι παραπάνω σχέσεις ως εξισώσεις κατάστασης του συστήματος, εισάγεται η μεταβλητή ελέγχου  $\omega = d\rho/dt$  για να προκύψει η ακόλουθη περιγραφή του συστήματος:

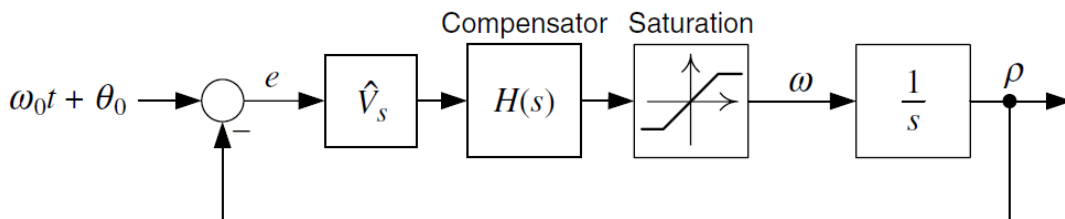
$$L \frac{di_d}{dt} = L\omega(t)i_q - R \cdot i_d + V_{td} - \widehat{V}_s \cos(\omega_o t + \theta_o - \rho)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -L\omega(t)i_d - R \cdot i_q + V_{tq} - \widehat{V}_s \sin(\omega_o t + \theta_o - \rho)$$

$$\omega = \frac{d\rho}{dt}$$

Στις εξισώσεις αυτές τα  $i_d, i_q$  και  $\rho$  είναι οι μεταβλητές κατάστασης του συστήματος ενώ τα  $V_{td}, V_{tq}$  και  $\omega$  είναι τα σήματα εισόδου του ελέγχου. Ακόμα, λόγω της ύπαρξης των ημιτονοειδών όρων, οι εξισώσεις κατάστασης του συστήματος είναι μη γραμμικές.

Εδώ είναι που έρχεται η χρησιμότητα του PLL (phase locked loop ή βρόχος κλειδώματος φάσης) για την κατάλληλη επιλογή του  $\rho$  και κατ' επέκταση του  $\omega$ , για τη γραμμικοποίηση του συστήματος. Πιο συγκεκριμένα, η τεχνική αυτή αναλαμβάνει τη ρύθμιση του  $\rho$  μέσω του κυκλώματος ελέγχου που φαίνεται παρακάτω:



**Εικόνα 5.4** Διάγραμμα ελέγχου του PLL

Όπως ξεκάθαρα φαίνεται και στο σχήμα η έξοδος του PLL ρυθμίζεται στην τιμή:

$$\rho = \omega_o t + \theta_o \quad \text{και} \quad d\rho/dt = \omega_o$$

Οπότε και οι τελικές εξισώσεις κατάστασης του συστήματος είναι:

$$L \frac{di_d}{dt} = L\omega_o i_q - R \cdot i_d + V_{t_d} - \widehat{V}_s$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -L\omega_o i_d - R \cdot i_q + V_{t_q}$$

Οι σχέσεις αυτές είναι γραμμικές και με την τάση και το ρεύμα εκφρασμένα στο dq-επίπεδο, μπορεί να σχεδιαστεί ο κατάλληλος έλεγχος για το σύστημα.

Η ενεργός και η άεργος ισχύς στην έξοδο του αντιστροφέα υπολογίζονται στο dq-επίπεδο από τις σχέσεις:

$$P_s(t) = \frac{3}{2} [V_{sd}(t)i_d(t) + V_{sq}(t)i_q(t)]$$

$$Q_s(t) = \frac{3}{2} [-V_{sd}(t)i_q(t) + V_{sq}(t)i_d(t)]$$

Λαμβάνοντας υπόψη, από αυτά που αναφέρθηκαν παραπάνω, ότι το PLL αναλαμβάνει τη ρύθμιση του  $\rho = \omega_o t + \theta_o$  προκύπτει ότι  $V_{sq} = 0$  κι έτσι:

$$P_s(t) = \frac{3}{2} V_{sd}(t)i_d(t)$$

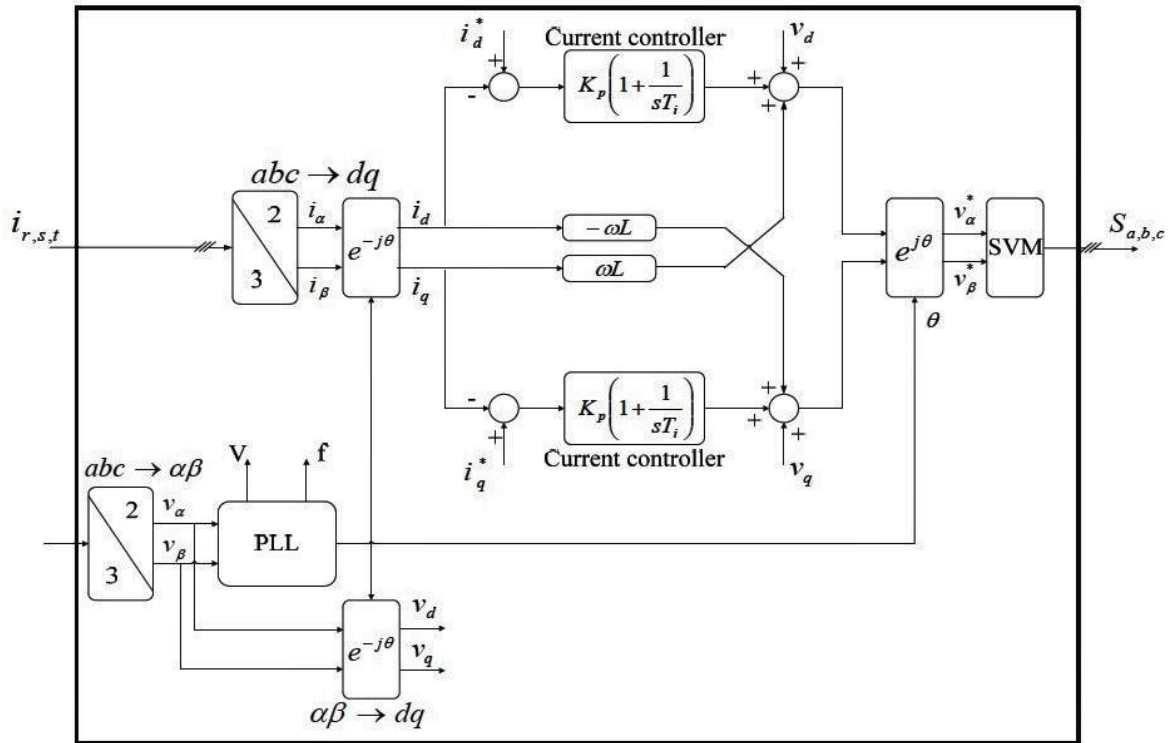
$$Q_s(t) = -\frac{3}{2} V_{sd}(t)i_q(t)$$

Συνεπώς, με τον έλεγχο του ρεύματος και άρα των συνιστωσών του στο dq-επίπεδο επιτυγχάνουμε τον έλεγχο της ισχύος εξόδου του αντιστροφέα. Πιο συγκεκριμένα μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι η ενεργός ισχύς είναι ανάλογη της d-συνιστώσας του ρεύματος ενώ η άεργος της q-συνιστώσας. Αυτός είναι και ο λόγος που στη βιβλιογραφία το  $i_d$  αναφέρεται συχνά ως «ενεργό ρεύμα» και το  $i_q$  ως «άεργο ρεύμα». [8]



### 5.3 Αλγόριθμος ελέγχου Voltage Oriented Control

Ο έλεγχος προσανατολισμού-τάσης (voltage oriented control) είναι από τους συχνότερα χρησιμοποιούμενους αλγόριθμους ελέγχου στην βιβλιογραφία. Βασίζεται στον μετασχηματισμό του τριφασικού συστήματος στο στατικό αβ-επίπεδο και στη συνέχεια στο στρεφόμενο με τη σύγχρονη ταχύτητα dq-επίπεδο. Η στρατηγική αυτή εγγυάται γρήγορη μεταβατική απόκριση καθώς και υψηλή ακρίβεια και επίδοση στη μόνιμη κατάσταση μέσω του συστήματος ελέγχου που διαθέτει. Στο παρακάτω σχήμα (Εικόνα 5.5) φαίνεται η υλοποίηση του αλγορίθμου:



Εικόνα 5.5 Αλγόριθμος Voltage Oriented Control

Το σχηματικό διάγραμμα αυτής της στρατηγικής αποτελείται αρχικά από ένα PLL, το οποίο χρησιμοποιείται για την ανίχνευση της γωνίας  $\theta$  της τάσεως του δικτύου. Η γωνία αυτή είναι απαραίτητη για τους μετασχηματισμούς Clarke και Park που λαμβάνουν χώρα.

Κοιτώντας συνολικά τον αλγόριθμο του ελέγχου, πέρα από το PLL και τους μετασχηματισμούς που αναφέρθηκαν, παρατηρούμε:

- Τις εντολές (references) οι οποίες συμβολίζονται με αστερίσκο και συγκεκριμένα  $i_d^*$  και  $i_q^*$ .
- Την έξοδο, η οποία είναι και η ανάδραση του ελέγχου, και συγκεκριμένα το τριφασικό ρεύμα  $i_{abc}$  μετασχηματιζόμενο στις συνιστώσες του  $i_d$  και  $i_q$ .

- Τους δύο όμοιους PI-ελεγκτές που αναλαμβάνουν τη ρύθμιση της εξόδου του συστήματος σύμφωνα με τις εντολές.
- Τα σήματα διαταραχής  $V_d$  και  $V_q$  μετά τους PI-ελεγκτές.

Για να αποσαφηνιστεί πλήρως ο σχεδιασμός και η λειτουργία του συστήματος ελέγχου, πρέπει να σημειωθεί ότι το σφάλμα, μετά τη ρύθμιση του από τους PI, έχει μονάδες τάσης. Εκεί προστίθεται το σήμα διαταραχής με αποτέλεσμα την παραγωγή των δύο συνιστωσών της τάσης που, με αντίστροφο μετασχηματισμό Park, έχουν σαν αποτέλεσμα την τριφασική εναλλασσόμενη τάση εξόδου του αντιστροφέα. Το σήμα του ρεύματος που προκύπτει στην έξοδο μετράται και αποτελεί το σήμα ανάδρασης.

Ειδικός λόγος πρέπει να γίνει για τους όρους  $\omega L$  και  $-\omega L$  με τους οποίους πολλαπλασιάζεται το ρεύμα και το αποτέλεσμα αυτών εισάγεται στο σημείο που προστίθεται η διαταραχή. Πρόκειται ουσιαστικά για τους όρους αποσύζευξης (decoupling) των μεταβλητών. Για να γίνει κατανοητό αυτό, επαναλαμβάνουμε εδώ τις εξισώσεις κατάστασης του συστήματος:

$$L \frac{di_d}{dt} = L\omega_o i_q - R \cdot i_d + V_{td} - \widehat{V}_s$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -L\omega_o i_d - R \cdot i_q + V_{tq}$$

Παρατηρούμε ότι οι μεταβλητές κατάστασης  $i_d$  και  $i_q$  εμπλέκονται η μία στην εξίσωση που περιέχει την άλλη. Για την αποτελεσματική διαίρεση του συστήματος σε δύο επιμέρους ανεξάρτητα συστήματα προσθέτουμε τους αντίστοιχους όρους στη σωστή θέση κάνοντας ουσιαστικά αποσύζευξη (decoupling) των μεταβλητών. Οι εξισώσεις που περιγράφουν τώρα το σύστημα γίνονται:

$$L \frac{di_d}{dt} = -R \cdot i_d + V_{td} - \widehat{V}_s$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -R \cdot i_q + V_{tq}$$

Το σύστημα μπορεί τώρα να λογιστεί σαν δύο επιμέρους ανεξάρτητα υποσυστήματα τα οποία αν ελεγχθούν σωστά, οδηγούν στον έλεγχο του συνολικού συστήματος του-διασυνδεδεμένου στο δίκτυο- αντιστροφέα.

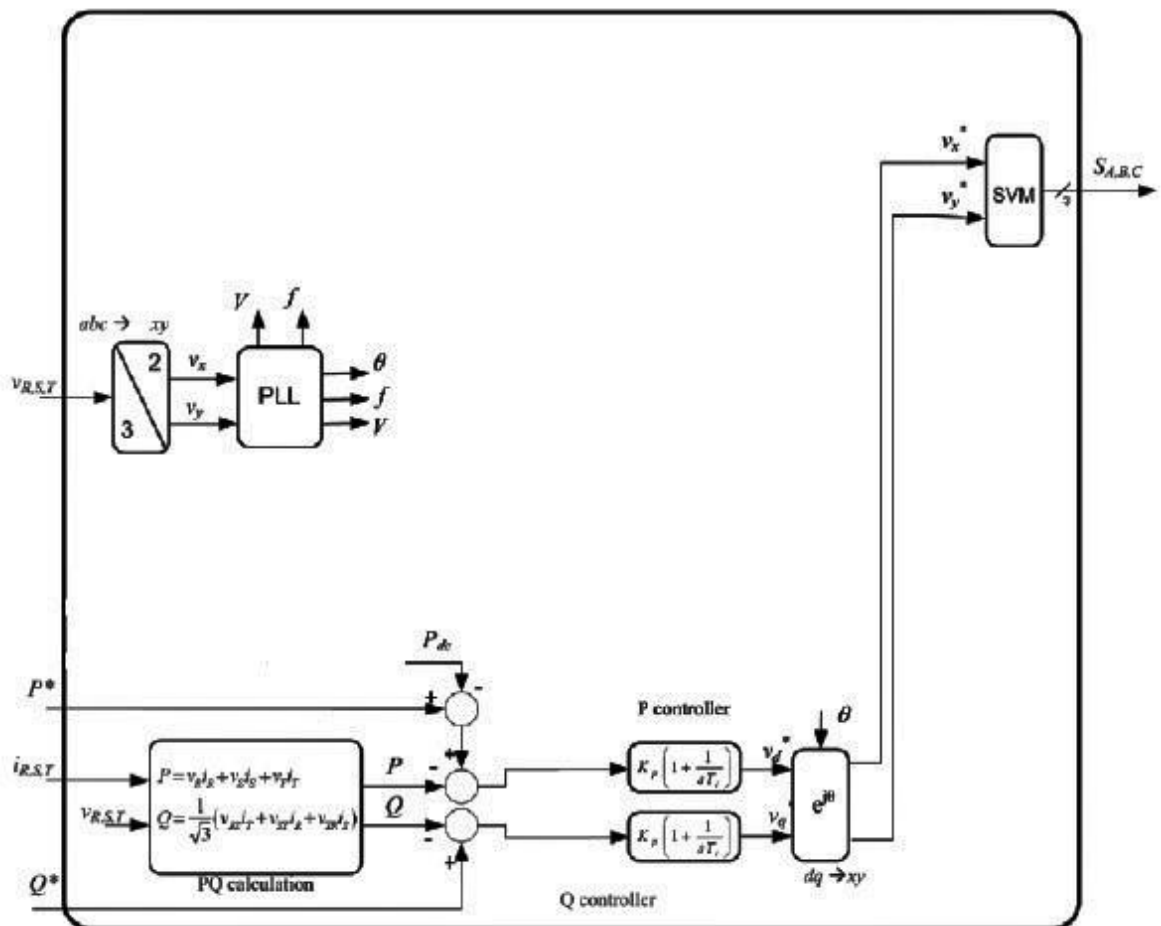
Οι μεταβλητές κατάστασης είναι, επίσης, DC σήματα (συνεχή) μετά τους μετασχηματισμούς, κάτι που σημαίνει ότι η χρήση PI-ελεγκτών είναι κατάλληλη για τον έλεγχο και τη ρύθμιση της εξόδου.

Όπως αναφέρθηκε και στο προηγούμενο κεφάλαιο, για τη ρύθμιση και τον έλεγχο συνεχών σημάτων μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε αναλογικό-ολοκληρωτικό ελεγκτή (PI) με τον οποίο εξασφαλίζεται μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης καθώς και καλή απόκριση σε μεταβατικές καταστάσεις.

Για τις εντολές (references) που δίνουμε στον έλεγχο, θα γίνει αναλυτική αναφορά στο επόμενο κεφάλαιο όπου περιγράφεται λεπτομερώς η μοντελοποίηση του συστήματος στο Simulink του Matlab. [11]

## 5.4 Αλγόριθμος ελέγχου Direct Power Control

Ο αλγόριθμος ευθέως-ελέγχου ισχύος (DPC) είναι μια απλοποιημένη μέθοδος ελέγχου προσανατολισμού-τάσης. Η διαφορά ανάμεσα στις δύο στρατηγικές είναι ότι εδώ δεν υπάρχουν ρυθμιστές ρευμάτων (current regulators). Αντ' αυτού PI-ελεγκτές εφαρμόζονται στα σήματα ενεργού και αέργου ισχύος για να παραχθούν οι κατάλληλες τιμές  $V_d^*$  και  $V_q^*$  οι οποίες οδηγούν την εναλασσόμενη τάση εξόδου του αντιστροφέα. Υπενθυμίζεται ότι υλοποιούμε το μέσο μοντέλο του συστήματος. Το σχήμα παρακάτω (Εικόνα 5.6) παρουσιάζει το διάγραμμα βαθμίδων του ευθέως-ελέγχου ισχύος:



Εικόνα 5.6 Αλγόριθμος Direct Power Control

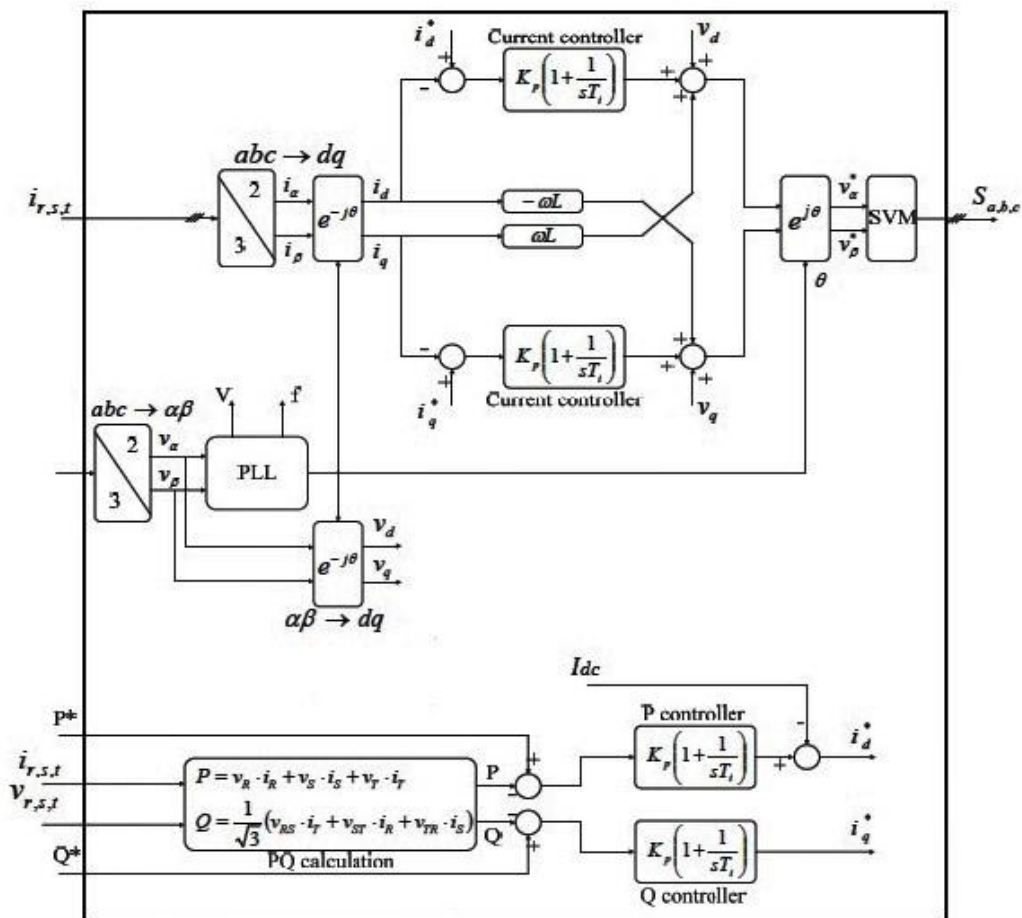
Στον έλεγχο αυτό, ο ρόλος του PLL περιορίζεται στην ανίχνευση της φάσης της τάσεως του δικτύου για τον αντίστροφο μετασχηματισμό Park και τη σύνθεση της κατάλληλης εναλλασσόμενης τάσης εξόδου του αντιστροφέα.

Εδώ οι εντολές δίνονται για την τιμή τόσο της ενεργού όσο και της αέργου ισχύος εξόδου του αντιστροφέα. Τα σφάλματα που προκύπτουν μεταξύ εντολών και μετρήσεων (κατάστασης συστήματος) οδηγούνται σε δύο PI-ελεγκτές, η έξοδος των οποίων είναι οι δύο ζητούμενες συνιστώσες της διαμορφούμενης τάσεως εξόδου του αντιστροφέα στο dq-επίπεδο.

Για τις συγκεκριμένες τιμές των εντολών αυτών θα γίνει εκτενής αναφορά στο επόμενο κεφάλαιο, όπου παρουσιάζεται αναλυτικά η μοντελοποίηση του αλγορίθμου.

## 5.5 Αλγόριθμος ελέγχου PQ Synchronous Control

Ο αλγόριθμος σύγχρονου ελέγχου ενεργού και αέργου ισχύος (PQS Control) παρουσιάζει πολλές ομοιότητες με τον έλεγχο προσανατολισμού-τάσεως (VOC). Η διαφορά μεταξύ των δύο μεθόδων βρίσκεται στον τρόπο με τον οποίο προκύπτουν οι εντολές  $i_d^*$  και  $i_q^*$  του ελέγχου. Συγκεκριμένα, στη στρατηγική αυτή οι εντολές (references) προκύπτουν μέσω PI-ελεγκτών οι οποίοι δέχονται στις εισόδους τους εντολές ενεργού και αέργου ισχύος και ελαχιστοποιούν τα σφάλματα με τις μετρούμενες τιμές. Ο αλγόριθμος παρουσιάζεται αναλυτικά στο παρακάτω σχήμα:



Εικόνα 5.7 Αλγόριθμος PQ Synchronous Control

Το υπόλοιπο τμήμα του ελέγχου είναι όμοιο με τον έλεγχο προσανατολισμού-τάσεως και δεν είναι αναγκαίο να αναλυθεί ξανά. Για τις εντολές που δίνονται στους ΡΙ, εκτενής αναφορά θα γίνει και σε αυτή την περίπτωση στο επόμενο κεφάλαιο, όπου και μοντελοποιείται ο αλγόριθμος.

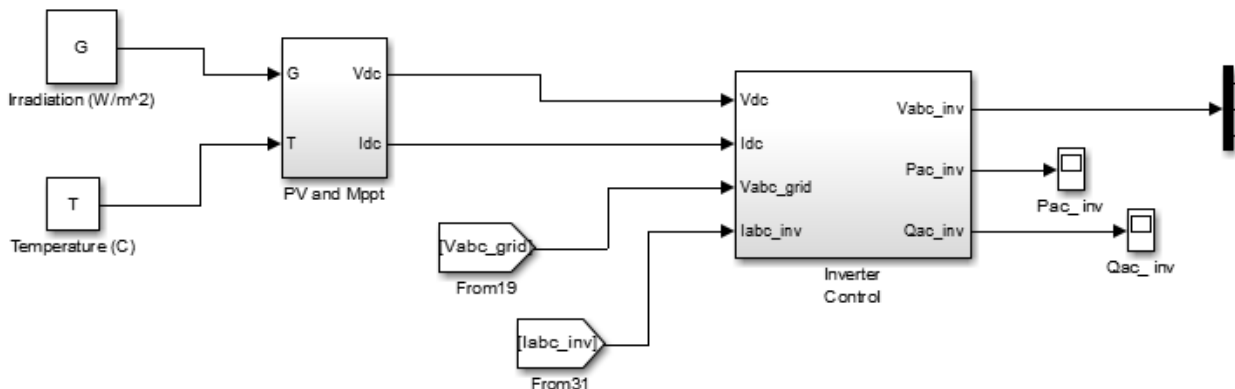
## Μοντελοποίηση και Προσομοίωση του συστήματος στο Matlab

### 6.1 Παρουσίαση συνολικού συστήματος στο Simulink

Πριν παρουσιαστούν οι μοντελοποιήσεις των αλγορίθμων ελέγχου, που αναπτύχθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο, χρήσιμο είναι να δειχθεί το μοντέλο του συνολικού συστήματος στο Simulink του Matlab. Υπενθυμίζεται ότι η συνολική εγκατάσταση αποτελείται από το φωτοβολταϊκό πεδίο, η έξοδος του οποίου ( $V_{dc}$  και  $I_{dc}$ ) οδηγείται στον ανιχνευτή σημείου μέγιστης ισχύος (mpprt). Η έξοδος αυτού είναι το ζεύγος ρεύματος και τάσης (DC), στο οποίο μεγιστοποιείται η ισχύς, για τις δεδομένες συνθήκες εισόδου του συστήματος, δηλαδή την ένταση ακτινοβολίας  $G$  και τη θερμοκρασία  $T$ .

Στο επόμενο στάδιο συναντάμε τον έλεγχο του αντιστροφέα ο οποίος σαν είσοδο, πέρα από τα  $V_{dc}$  και  $I_{dc}$  που έρχονται από τον mprrt, παίρνει την τριφασική τάση του δικτύου, η οποία οδηγείται στο PLL σύμφωνα με αυτά που αναφέρθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο, καθώς και τα τριφασικά ρεύματα εξόδου του αντιστροφέα που είναι και το σήμα ανάδρασης του ελέγχου.

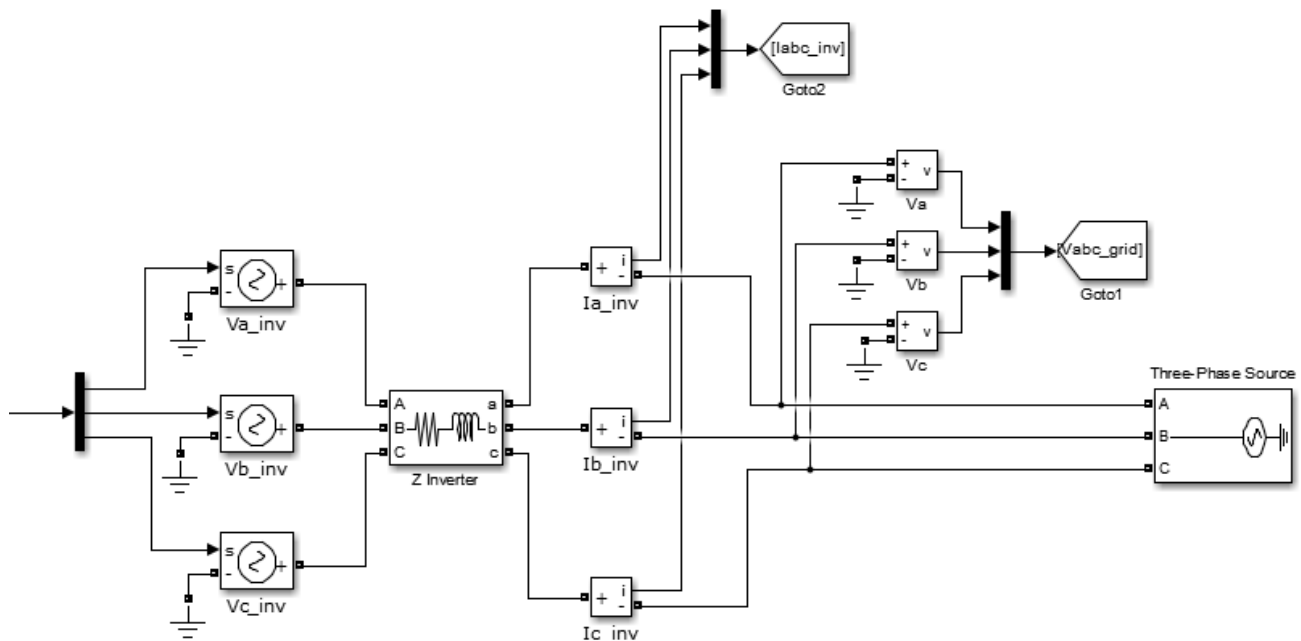
Η έξοδος του αντιστροφέα, μέσω του φίλτρου του  $RL$ , συνδέεται στο δίκτυο και συγκεκριμένα σε έναν ζυγό ταλάντωσης, σε σημείο δηλαδή που τόσο το πλάτος της εναλλασσόμενης τάσης όσο και η συχνότητα παραμένουν σταθερά.



Εικόνα 6.1 Φ/Β πεδίο, MPPT και Αντιστροφέας

Στο παραπάνω και στο ακόλουθο σχήμα (Εικόνες 6.1 και 6.2) παρουσιάζεται η δομή του συνολικού συστήματος στο Simulink με εμφανή τα υποσυστήματα (subsystems) που το αποτελούν καθώς και τις μεταξύ τους διασυνδέσεις. Να σημειωθεί ότι η έξοδος του αντιστροφέα είναι τα τρία ημιτονοειδή σήματα που θα οδηγήσουν τρεις εξαρτημένες πηγές τάσης, όπως φαίνεται ξεκάθαρα παρακάτω.

Τα τρία αυτά σήματα τάσης προκύπτουν κατευθείαν από τον έλεγχο του αντιστροφέα χωρίς τη μεσολάβηση της γέφυρας των τρανζίστορ. Έχει υλοποιηθεί το μέσο μοντέλο αντιστροφέα, κάτι που έχει αναφερθεί ήδη. Τα σήματα  $P_{ac\ inv}$  και  $Q_{ac\ inv}$  εμφανίζονται στην έξοδο καθαρά για λόγους μέτρησης και ευκολότερης εποπτείας του συστήματος.



**Εικόνα 6.2** Τάσεις εξόδου Αντιστροφέα,  $RL$  φίλτρο, μετρήσεις Ρεύματος-Τάσης, Δίκτυο

Όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα, τα τρία ημιτονοειδή σήματα που προκύπτουν από την έξοδο του ελέγχου, με τον αντίστροφο μετασχηματισμό Park των συνιστωσών  $V_d$  και  $V_q$ , οδηγούν τρεις-ελεγχόμενες από αυτά-πηγές τάσης. Στη συνέχεια, μέσω του  $RL$  φίλτρου, πραγματοποιείται η σύνδεση του αντιστροφέα στο κεντρικό δίκτυο.

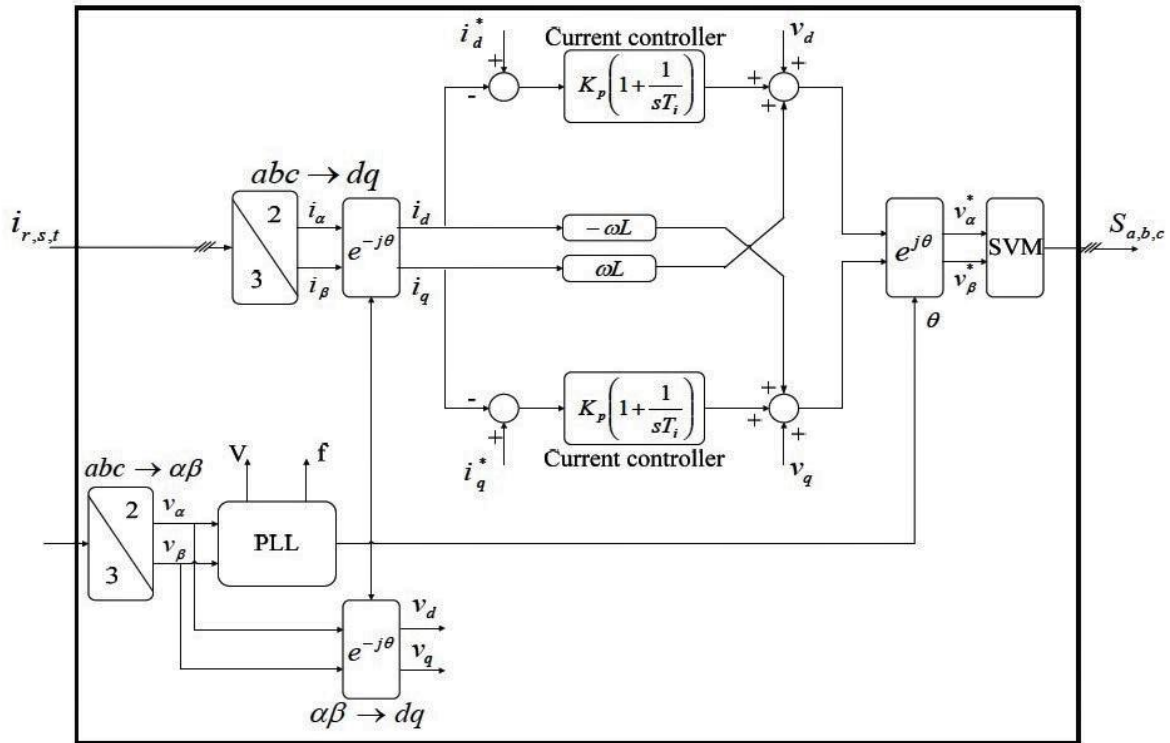
Απαραίτητες για τον έλεγχο είναι οι μετρήσεις στην τάση και το ρεύμα. Για να γίνουν οι αντίστοιχοι μετασχηματισμοί στο  $\alpha\beta$ - και στο  $dq$ -επίπεδο απαραίτητη είναι η μέτρηση της εναλλασσόμενης τάσης του δικτύου (η οποία εισάγεται και ως διαταραχή σε κάποιους ελέγχους). Ασφαλώς, κεντρικό ρόλο έχει το ρεύμα γραμμής το οποίο είναι το προς έλεγχο σήμα (με την προϋπόθεση της ορθής τάσεως εξόδου του αντιστροφέα) καθώς και το σήμα ανάδρασης.

Οι παραπάνω εικόνες παρουσιάζουν σαφώς το σύστημα που τίθεται προς μελέτη στην παρούσα εργασία. Το φωτοβολταϊκό πεδίο και ο ανιχνευτής σημείου μέγιστης ισχύος έχουν λεπτομερώς παρουσιαστεί σε προηγούμενα κεφάλαια. Επίσης, σταθερό μένει και το μέρος του φίλτρου του αντιστροφέα και φυσικά του δικτύου.

Αυτό που θα μεταβληθεί και θα μελετηθεί στο συγκεκριμένο κεφάλαιο είναι το υποσύστημα του ελέγχου του αντιστροφέα (Inverter-Control) στο οποίο θα εισαχθούν οι αλγόριθμοι του προηγούμενου κεφαλαίου.

## 6.2 Μοντελοποίηση αλγορίθμου Voltage Oriented Control στο Simulink

Για τη μοντελοποίηση του ελέγχου προσανατολισμού-τάσης στο Simulink ακολουθήθηκε η ακριβής περιγραφή του αλγορίθμου, όπως παρουσιάστηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Παρακάτω αναλύεται η διαδικασία υλοποίησης του μοντέλου καθώς και η ρύθμιση των παραμέτρων που χρησιμοποιήθηκαν στη μοντελοποίηση.



Εικόνα 6.1 Αλγόριθμος Voltage Oriented Control

Όπως φαίνεται και στο σχήμα της Εικόνας 6.1, το οποίο παρουσιάζεται ξανά εδώ για ευκολία κατανόησης, οι εντολές που δίνονται στον αλγόριθμο για τον έλεγχο ενεργού και αέργου ισχύος αφορούν τις συνιστώσες  $i_d^*$  και  $i_q^*$  του ρεύματος εξόδου, καθώς οι σχέσεις που συνδέουν την ισχύ και τα ρεύματα αυτά είναι:

$$P_s(t) = \frac{3}{2} V_{sd}(t) i_d(t)$$

$$Q_s(t) = -\frac{3}{2} V_{sd}(t) i_q(t)$$

Στην παρούσα εργασία έγινε μοντελοποίηση αντιστροφέα για την έγχυση ενεργού ισχύος στο δίκτυο ενώ η ανταλλαγή αέργου παραμένει μηδενική. Σημειώνεται η δυνατότητα επέκτασης του ελέγχου για τη ρύθμιση μη μηδενικής αέργου ισχύος ώστε να είναι δυνατή η συνεισφορά της μονάδας διεσπαρμένης παραγωγής στην ευστάθεια του δικτύου.



Με αλλά λόγω  $Q_s = 0$  και συνεπώς δίνουμε εντολή  $i_q^* = 0$ . Θεωρούμε ακόμα ότι ο συντελεστής απόδοσης του inverter είναι  $\eta = 0,95$ . Η ενεργός ισχύς εξόδου του αντιστροφέα θα είναι:

$$P_{ac\_inv} = 0.95P_{dc}$$

Ακόμα, από τις σχέσεις:

$$P_{ac\_inv} = 3V_\phi I_L, \text{ αφού } \cos\phi = 1$$

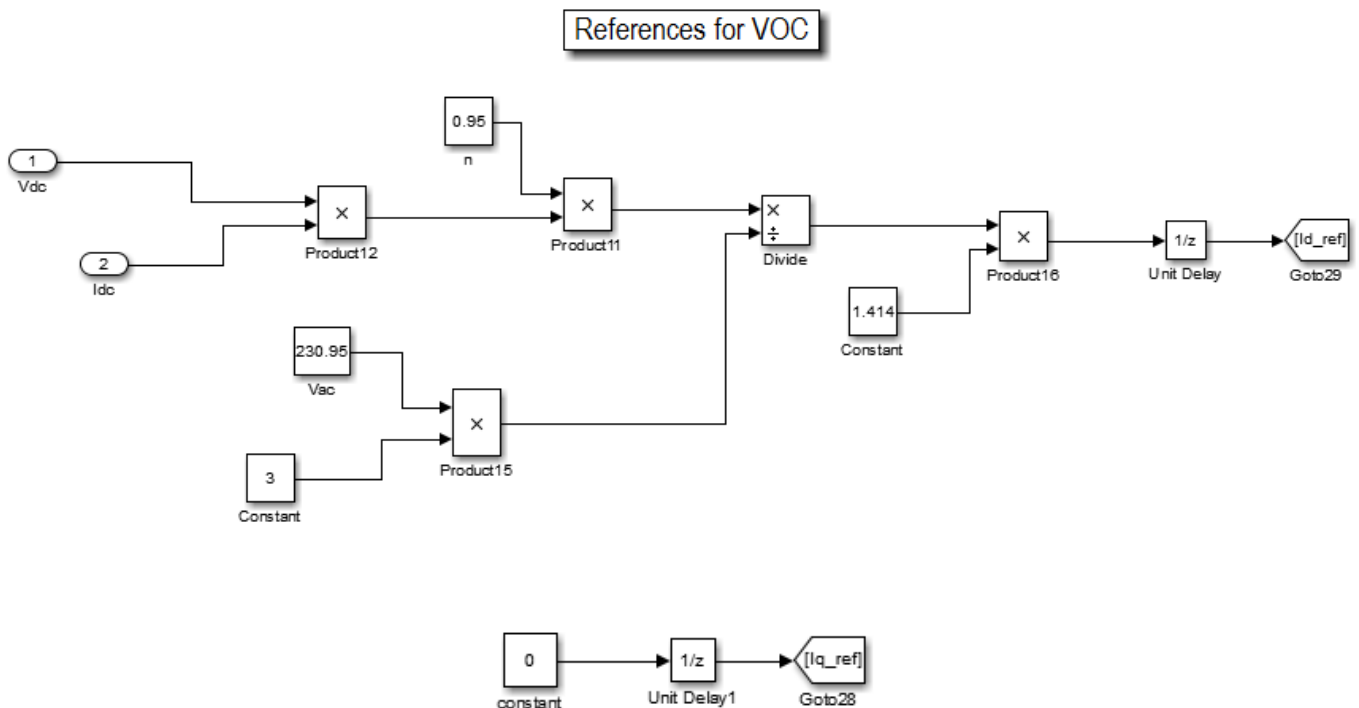
$$\hat{I}_L = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$$

$$i_q = 0$$

Παίρνουμε την ακόλουθη εντολή:

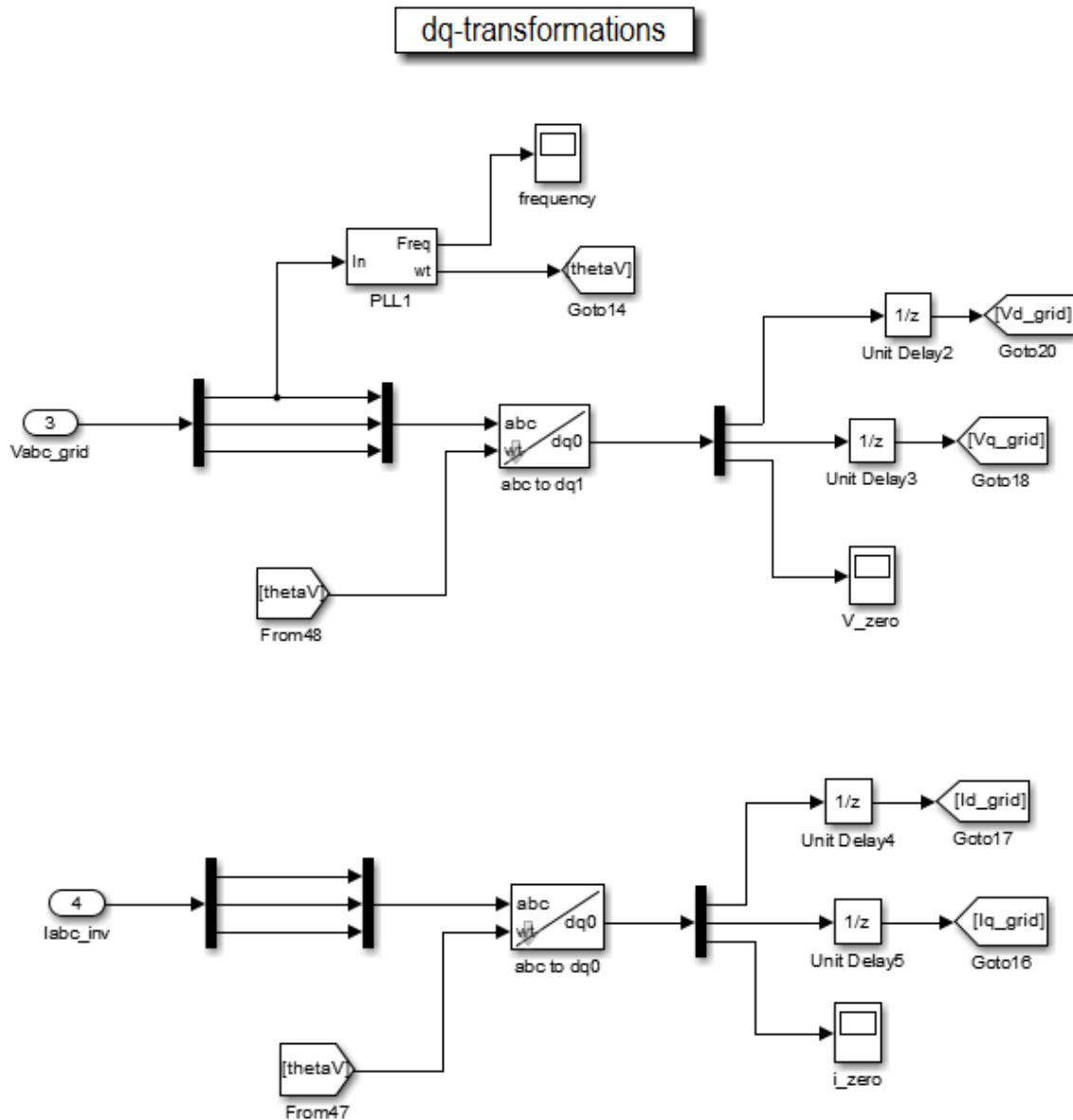
$$i_d^* = \hat{I}_L = \sqrt{2} \cdot I_{L\,rms} = \sqrt{2} \cdot \frac{0,95 \cdot P_{dc}}{3 \cdot V_{ac}}$$

Η αντίστοιχη υλοποίηση στο Simulink φαίνεται παρακάτω:



**Εικόνα 6.2** Εντολές αλγορίθμου Voltage Oriented Control

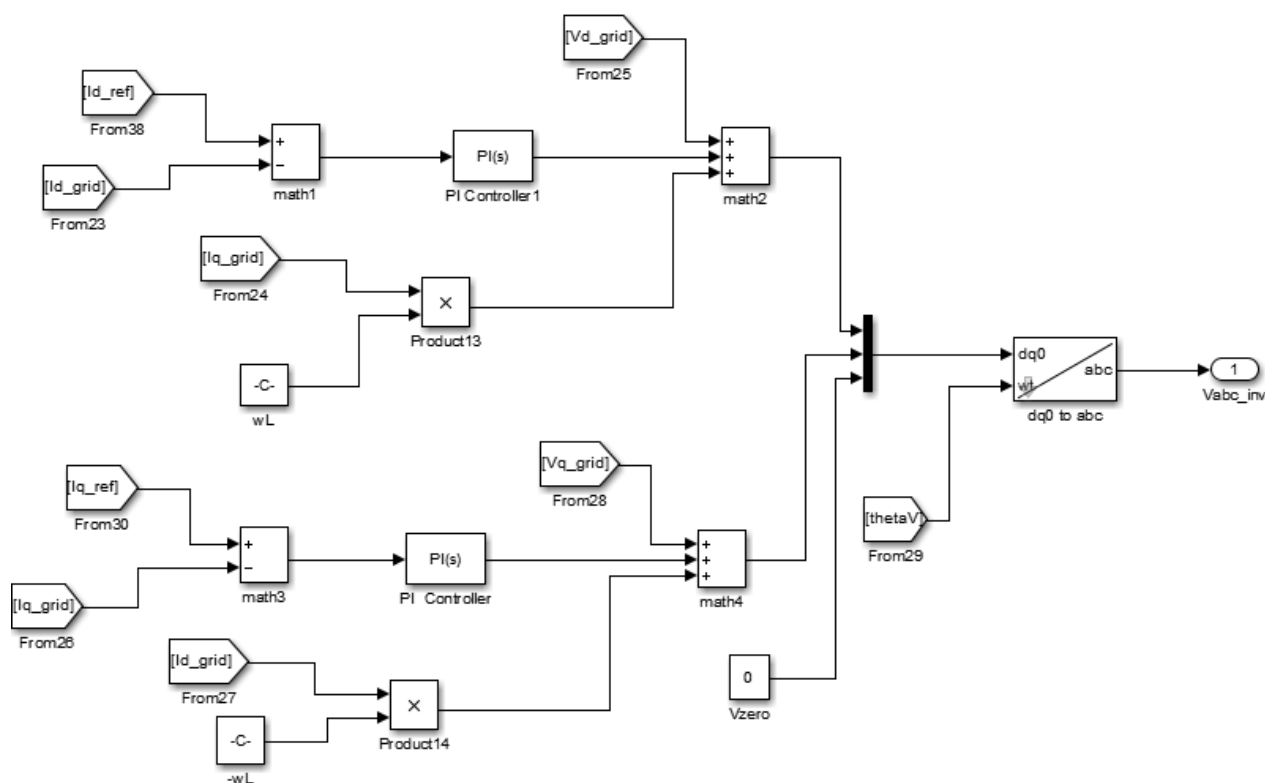
Το σχήμα 1/z του Simulink χρησιμοποιήθηκε για να είναι δυνατή η επίλυση του συστήματος από το Matlab. Παρακάτω, παρουσιάζονται οι μετασχηματισμοί Park τόσο της τάσης του δικτύου, όσο και του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα, απαραίτητοι για τον αλγόριθμο του ελέγχου.



**Εικόνα 6.3** Μετασχηματισμοί τάσης και ρεύματος στο dq-επίπεδο

Για το μετασχηματισμό Park των τριφασικών σημάτων εισόδου χρησιμοποιήθηκε το αντίστοιχο block του Simulink με την επιλογή της παραμέτρου: όταν  $\omega t = 0$ , να είναι “90 degrees behind phase A axis” ώστε ένα σήμα θετικής ακολουθίας, μοναδιαίου πλάτους και μηδενικής φάσης να δίνει μοναδιαία d-συνιστώσα και μηδενική q-συνιστώσα. Η ομοιοπολική συνιστώσα (zero) είναι μηδενική στο ρεύμα και την τάση καθώς το τριφασικό σύστημα είναι συμμετρικό. Για την ανίχνευση της γωνίας της τάσης του δικτύου χρησιμοποιήθηκε το PLL που παρέχεται από το Simulink του Matlab.

Στη συνέχεια (Εικόνα 6.4) παρουσιάζεται η υλοποίηση του αλγορίθμου στο Simulink, ο οποίος καταλήγει στη δημιουργία των συνιστωσών  $V_d$  και  $V_q$  της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου του αντιστροφέα:



**Εικόνα 6.4** Υλοποίηση αλγορίθμου VOC στο Simulink

Για τον αντίστροφο μετασχηματισμό Park στην έξοδο του αντιστροφέα χρησιμοποιήθηκε το κατάλληλο block του Simulink με την επιλογή παραμέτρου “90 degrees behind phase A axis” και εδώ. Η ομοιοπολική συνιστώσα  $V_o$  ορίστηκε ίση με μηδέν.

Για τη μέτρηση τόσο της ενεργού, όσο και της αέργου ισχύος εξόδου του αντιστροφέα χρησιμοποιήθηκαν οι σχέσεις:

$$P_s(t) = \frac{3}{2} [V_{sd}(t)i_d(t) + V_{sq}(t)i_q(t)]$$

$$Q_s(t) = \frac{3}{2} [-V_{sd}(t)i_q(t) + V_{sq}(t)i_d(t)]$$

Οι σχέσεις αυτές περιέχουν τη q-συνιστώσα της τάσης του δικτύου για να είναι ακριβέστερες σε μεταβατικά φαινόμενα στα οποία μπορεί να χρησιμοποιηθεί το μοντέλο.

## 6.2.1 Προσομοίωση αλγορίθμου Voltage Oriented Control στο Simulink

Για να γίνει εφικτή η προσομοίωση του μοντέλου που σχεδιάστηκε στο Simulink, πρέπει να οριστούν κατάλληλα οι παράμετροι του συστήματος μετά το σχεδιασμό του. Οι παράμετροι αυτές είναι: οι τιμές της ωμικής αντίστασης και της αυτεπαγωγής στο  $RL$  φίλτρο του αντιστροφέα καθώς και ο ορισμός των κερδών των PI-ελεγκτών.

Οι τιμές για το φίλτρο του αντιστροφέα επιλέχθηκαν για όλους τους ελέγχους και τα μοντέλα που υλοποιήθηκαν:

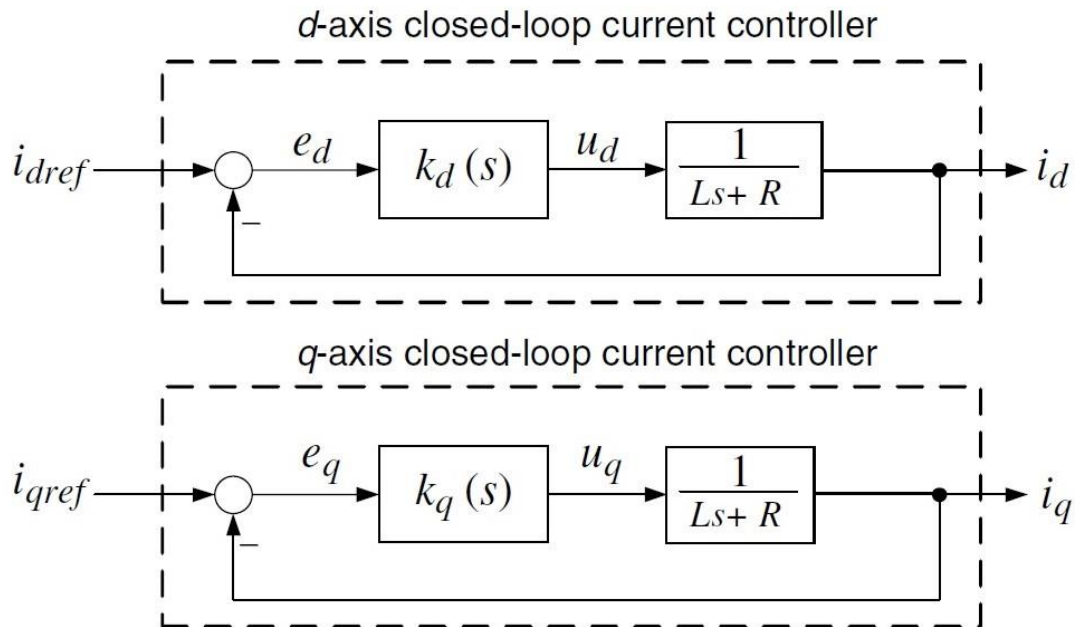
$$R = 10^{-1} \Omega \quad , \quad L = 10^{-4} H$$

Για τον καθορισμό των παραμέτρων ρύθμισης των PI-ελεγκτών ακολουθήθηκε η λογική που αναλύθηκε στην παράγραφο 4.3 της παρούσας εργασίας. Οι εξισώσεις κατάστασης του συστήματος μετά την αποσύζευξη (decoupling) είναι:

$$L \frac{di_d}{dt} = -R \cdot i_d + V_{td} - \hat{V}_s$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -R \cdot i_q + V_{tq}$$

Το συνολικό σύστημα μπορεί λοιπόν να ελεγχθεί αν γίνει ο κατάλληλος έλεγχος στα δύο ανεξάρτητα υποσυστήματα που προκύπτουν όπως φαίνεται παρακάτω:



**Εικόνα 6.5** Υποσυστήματα ελέγχου d- και q-άξονα

Τα δύο υποσυστήματα ελέγχου κλειστού βρόχου, τα οποία προκύπτουν από τις εξισώσεις περιγραφής του συστήματος, είναι ανεξάρτητα μεταξύ τους και ελέγχονται μέσω κατευθυντών  $k_d(s)$  και  $k_q(s)$  οι οποίοι είναι δύο όμοιοι PI-ελεγκτές.

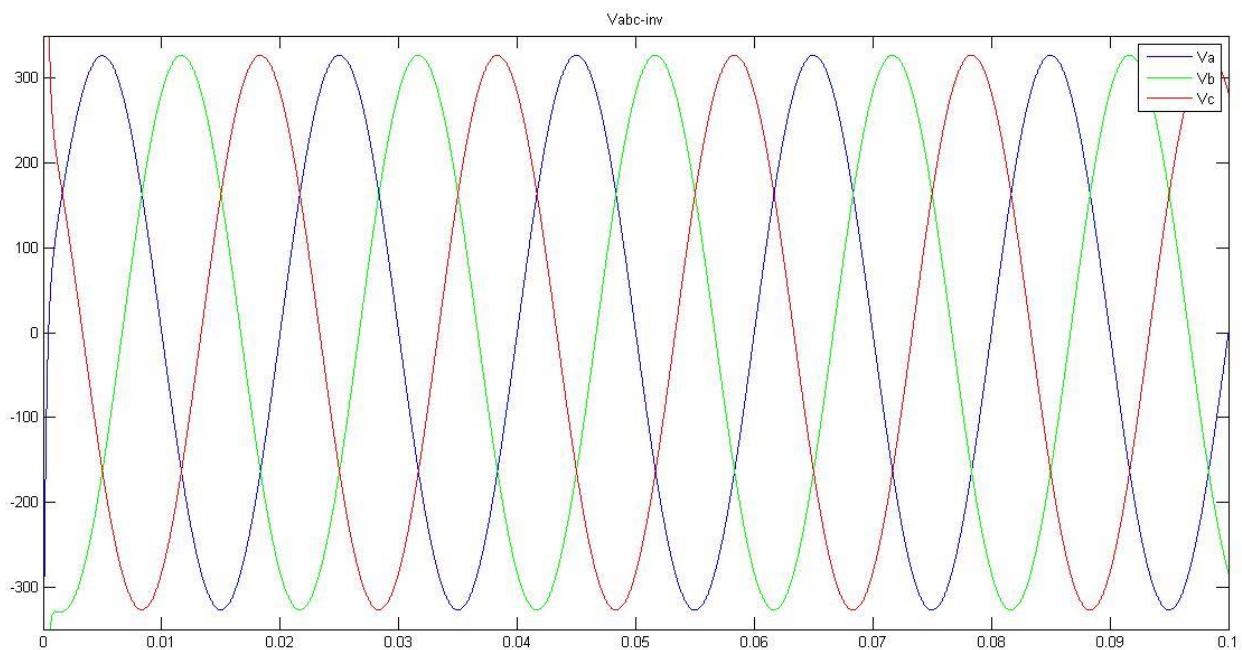
Η συνάρτηση μεταφοράς του PI-ελεγκτή είναι:

$$K(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad \text{ενώ για τον κλειστό βρόχο: } G(s) = \frac{\frac{s + \frac{k_i}{k_p}}{\frac{R}{s + \frac{k_i}{k_p}}}}{\frac{L}{k_p}s + \frac{\frac{R}{s + \frac{k_i}{k_p}}}{s + \frac{k_i}{k_p}}}$$

Με βάση το σκεπτικό που έχει αναλυθεί στο κεφάλαιο 4, επιλέχθηκαν οι ακόλουθες τιμές για τα κέρδη των ελεγκτών:

$$k_p = 0,55 \quad , \quad k_i = 550$$

Έχοντας ορίσει όλες τις παραμέτρους τους συστήματος, προχωράμε στην προσομοίωση και στον έλεγχο της απόκρισής του. Αρχικά, στο παρακάτω διάγραμμα φαίνεται η τριφασική τάση εξόδου του αντιστροφέα:



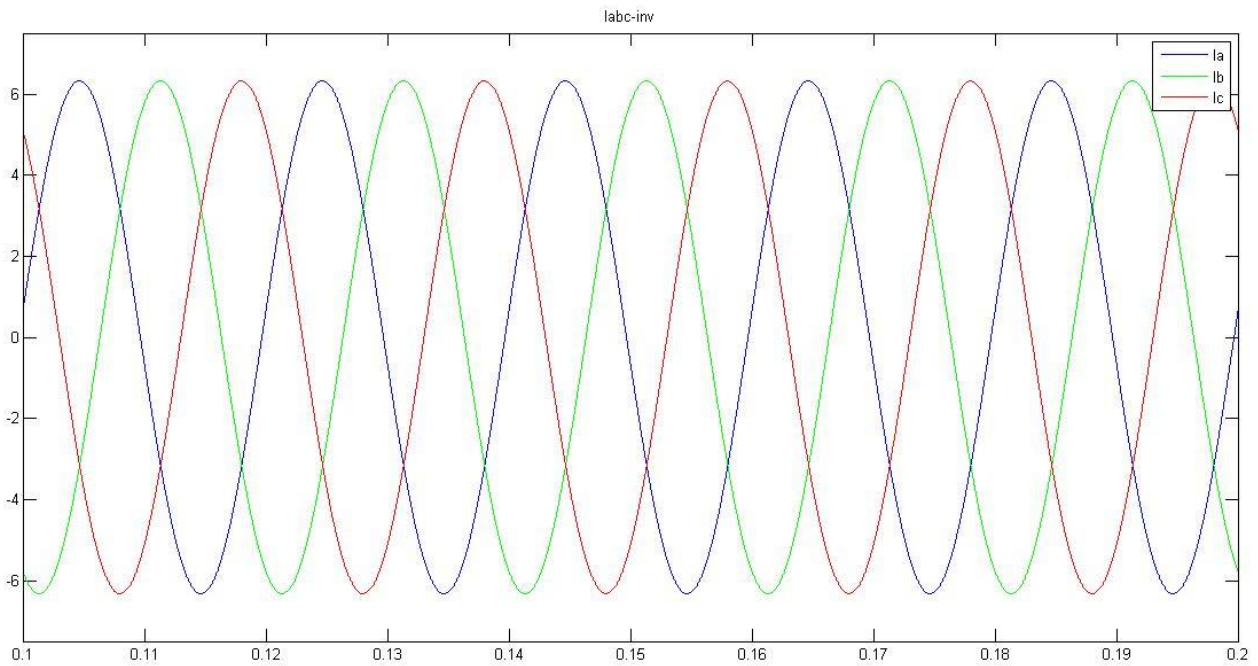
**Εικόνα 6.6** Τάση εξόδου του αντιστροφέα με έλεγχο VOC

Πρόκειται για το διάγραμμα των φασικών τάσεων των τριών φάσεων, το πλάτος των οποίων είναι 325 V.

Στη συνέχεια παρουσιάζονται (Εικόνα 6.7) τα τριφασικά ρεύματα εξόδου του αντιστροφέα τα οποία προέκυψαν για τις ακόλουθες εισόδους (ένταση ακτινοβολίας και θερμοκρασία) του συνολικού συστήματος:

$$G = 1000 \text{ W/m}^2$$

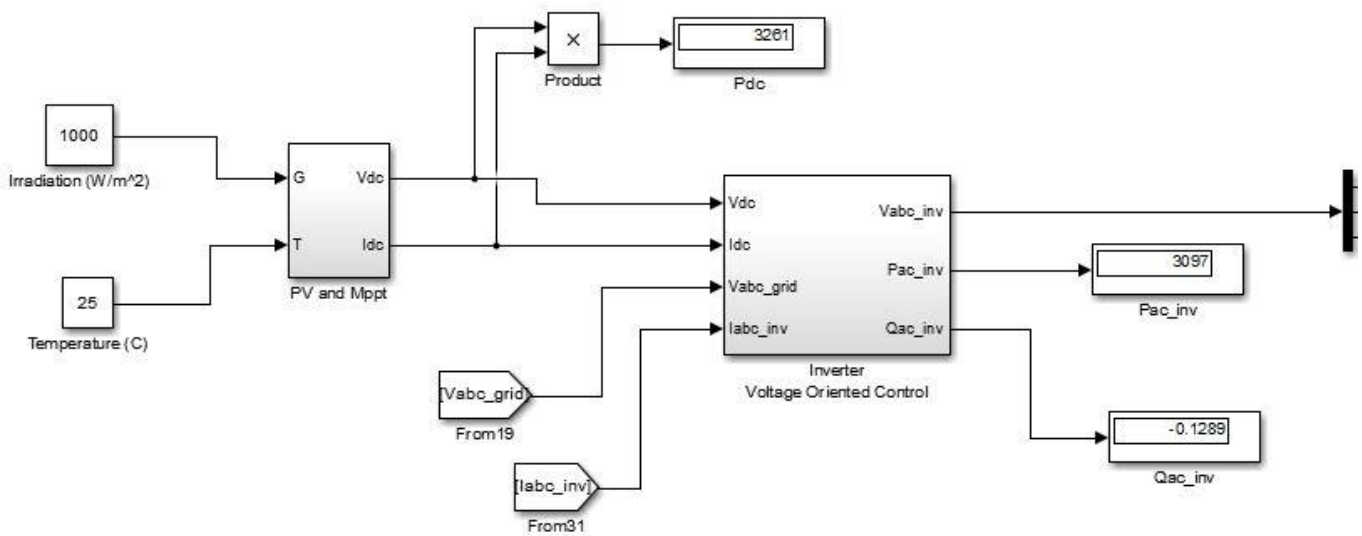
$$T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$$



**Εικόνα 6.7** Ρεύματα εξόδου αντιστροφέα με έλεγχο VOC

Παρατηρούμε ότι ο έλεγχος που σχεδιάστηκε παρέχει τριφασικό ρεύμα εξόδου με πλάτος που προκύπτει από την τιμή της ισχύος στη DC-πλευρά.

Κάτι που πρέπει ακόμα να παρουσιαστεί είναι η ενεργός και η άεργος ισχύς εξόδου του αντιστροφέα για τις δεδομένες συνθήκες (δεδομένη ισχύς εισόδου  $P_{dc}$ ) και τις εντολές που έχουν δοθεί στον έλεγχο. Αυτό φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



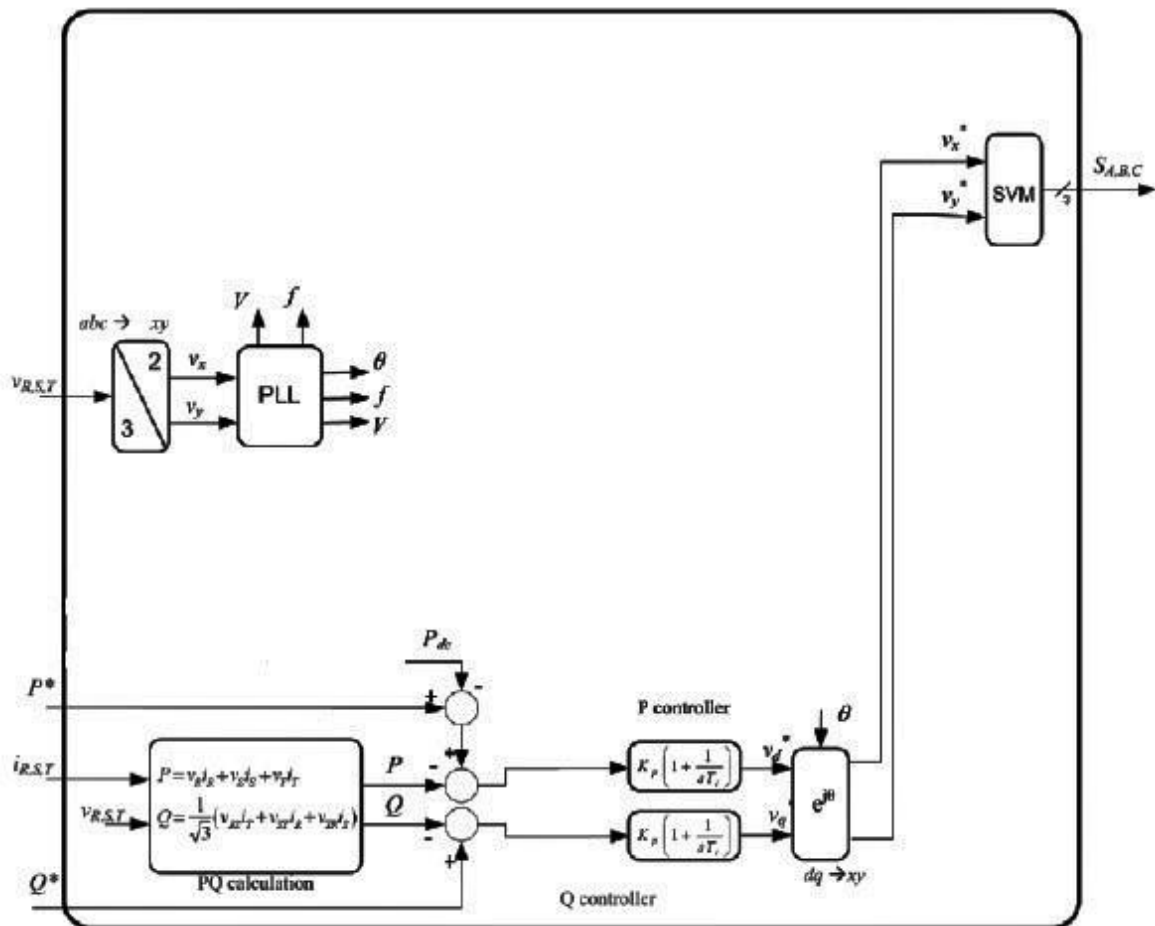
**Εικόνα 6.8** Προσομοίωση συστήματος για δεδομένες συνθήκες εισόδου (VOC)

Το υπόλοιπο σύστημα προς τη μεριά του κεντρικού δικτύου παραμένει το ίδιο και έχει ήδη παρουσιαστεί στην αρχή του κεφαλαίου. Οι εντολές που δίνονται στον έλεγχο επιδιώκουν την έγχυση ενεργού ισχύος  $P_{ac\_inv} = 0.95 \cdot P_{dc}$  και αέργου  $Q_{ac\_inv} = 0$ .

Από τις μετρήσεις της προσομοίωσης έχουμε  $P_{dc} = 3261 \text{ W}$  και συνεπώς θα περιμέναμε στην έξοδο  $0,95 \cdot 3261 = 3097,95 \text{ W}$  (0,95 ο βαθμός απόδοσης του αντιστροφέα). Στην έξοδο του αντιστροφέα παίρνουμε  $P_{ac\_inv} = 3097 \text{ W}$  και  $Q_{ac\_inv} = -0,1289 \text{ VAr}$ , τιμές πολύ κοντινές στις ζητούμενες κάτι που σημαίνει ότι έχουμε σχεδόν μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης.

### 6.3 Μοντελοποίηση αλγορίθμου Direct Power Control στο Simulink

Για τη μοντελοποίηση του ευθέως-ελέγχου ισχύος (DPC) στο Simulink ακολουθήθηκε η ακριβής περιγραφή του αλγορίθμου, όπως παρουσιάστηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Παρακάτω γίνεται ανάλυση της διαδικασίας υλοποίησης του μοντέλου καθώς και επιλογή των κατάλληλων παραμέτρων για τη μοντελοποίηση.



Εικόνα 6.9 Αλγόριθμος Direct Power Control

Όπως φαίνεται και στο διάγραμμα βαθμίδων που περιγράφει τον αλγόριθμο, οι εντολές που δίνονται στον έλεγχο αφορούν τις επιθυμητές τιμές ενεργού και αέργου ισχύος που εγχέονται μέσω του αντιστροφέα στο κεντρικό δίκτυο.

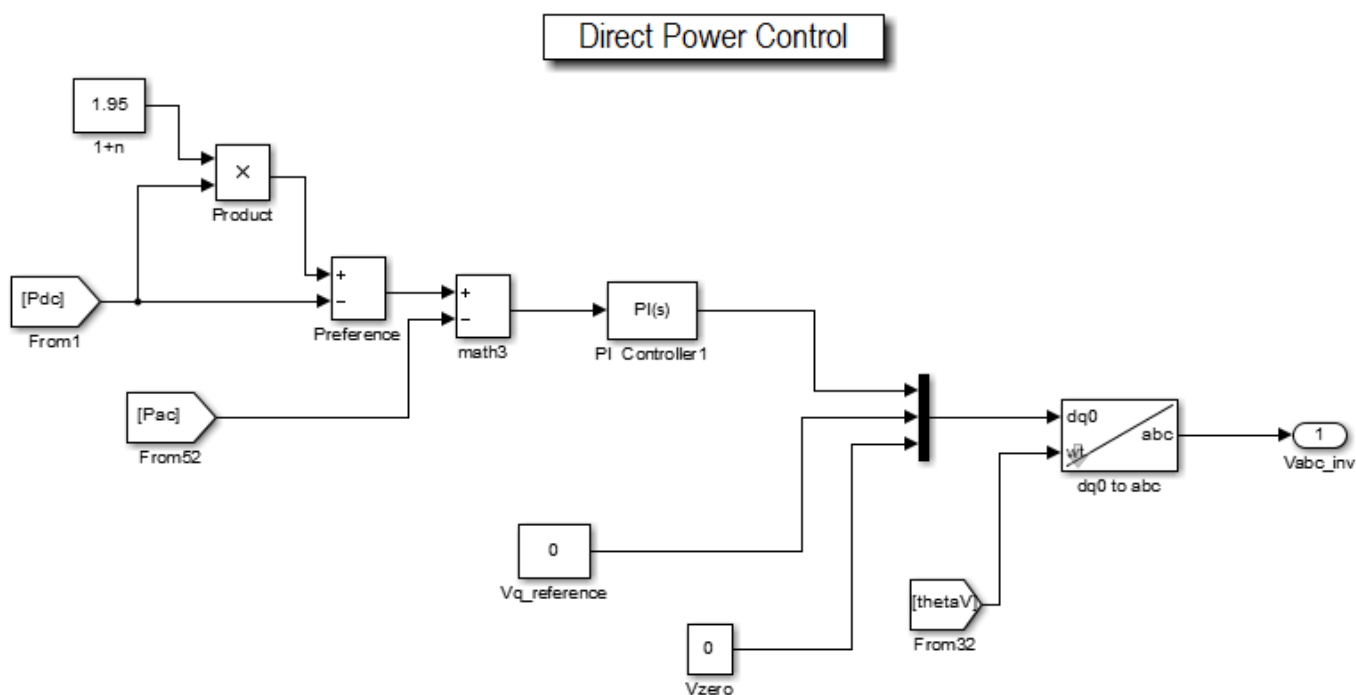
Αναφέρθηκε ήδη στην υλοποίηση του ελέγχου προσανατολισμού-τάσεως (VOC) η επιλογή που έγινε για τη μη έγχυση αέργου ισχύος στο κεντρικό δίκτυο. Υπενθυμίζεται, ακόμα, ότι ο βαθμός απόδοσης του αντιστροφέα έχει επιλεγεί ίσος με 0,95. Αυτά οδηγούν στις ακόλουθες εντολές:

$$P^* = 0,95 \cdot P_{dc}$$

$$Q^* = 0$$

Μετά τη σύγκριση κατάστασης (μετρήσεις) του συστήματος και εντολών, το σφάλμα οδηγείται σε δύο PI-ελεγκτές των οποίων η έξοδος είναι το ζευγάρι τιμών  $V_d^*$  και  $V_q^*$ . Με αντίστροφο μετασχηματισμό Park οδηγούνται μέσω αυτών οι ελεγχόμενες πηγές τάσης στην έξοδο του αντιστροφέα, όπως έχει περιγραφεί παραπάνω.

Η υλοποίηση των dq-μετασχηματισμών και του PLL δεν αλλάζει σε κάτι από τον προηγούμενο αλγόριθμο ελέγχου. Για την απλοποίηση της πολυπλοκότητας του αλγορίθμου αμελήθηκε ο PI για τον έλεγχο της αέργου ισχύος και τέθηκε ευθέως η κατάλληλη τιμή εξόδου αυτού για την q-συνιστώσα της τάσης  $V_q^* = 0$ . Η ομοιοπολική συνιστώσα της τάσης ορίστηκε ίση με μηδέν καθώς έχουμε συμμετρικό τριφασικό σύστημα.



**Εικόνα 6.10** Υλοποίηση αλγορίθμου DPC στο Simulink



### 6.3.1 Προσομοίωση αλγορίθμου Direct Power Control στο Simulink

Όπως και πριν, πρέπει να οριστούν κατάλληλα οι παράμετροι του συστήματος μετά το σχεδιασμό του. Οι παράμετροι αυτές είναι οι τιμές της ωμικής αντίστασης και της αυτεπαγωγής στο  $RL$  φίλτρο του αντιστροφέα, όπως φυσικά και ο ορισμός των κερδών των PI-ελεγκτών.

Οι τιμές για το φίλτρο του αντιστροφέα κρατούνται σταθερές για όλους τους ελέγχους και τα μοντέλα που υλοποιήθηκαν:

$$R = 10^{-1} \Omega \quad , \quad L = 10^{-4} H$$

Εδώ δεν έχουμε αποσύζευξη των μεταβλητών κατάστασης και επομένως οι εξισώσεις που περιγράφουν το σύστημα είναι οι ακόλουθες:

$$L \frac{di_d}{dt} = L\omega_o i_q - R \cdot i_d + V_{td} - \widehat{V}_s$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -L\omega_o i_d - R \cdot i_q + V_{tq}$$

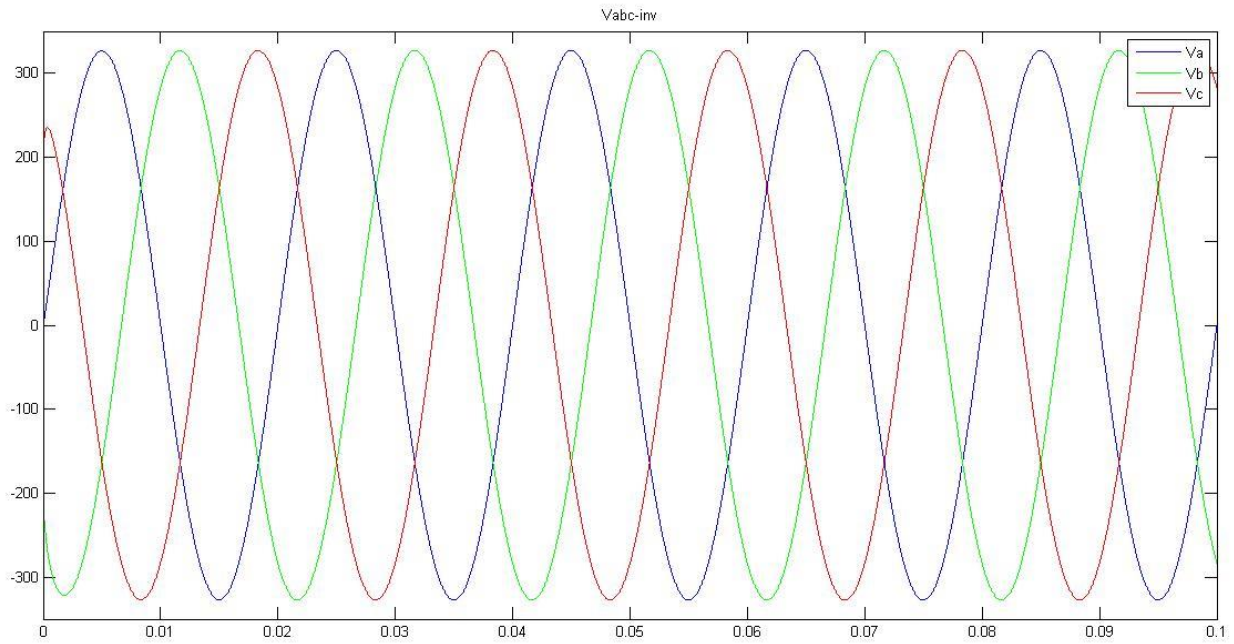
Η συνάρτηση μεταφοράς που προκύπτει για την προς έλεγχο εγκατάσταση είναι:

$$G_p(s) = \frac{\frac{1}{L}s + \frac{R}{L^2}}{s^2 + \frac{2R}{L}s + \frac{R^2}{L^2} + \omega_o^2}$$

Εδώ, χωρίς την αποσύζευξη (decoupling) των μεταβλητών, το σύστημα δεν έχει την απλότητα που παρουσίαζε στον έλεγχο προσανατολισμού-τάσεως. Η επιλογή των κερδών του PI-ελεγκτή έγινε με μίγμα τόσο θεωρητικών εργαλείων σχεδιασμού (γεωμετρικός τόπος ριζών), όσο και πειραματικών δοκιμών. Οι τιμές αυτές είναι:

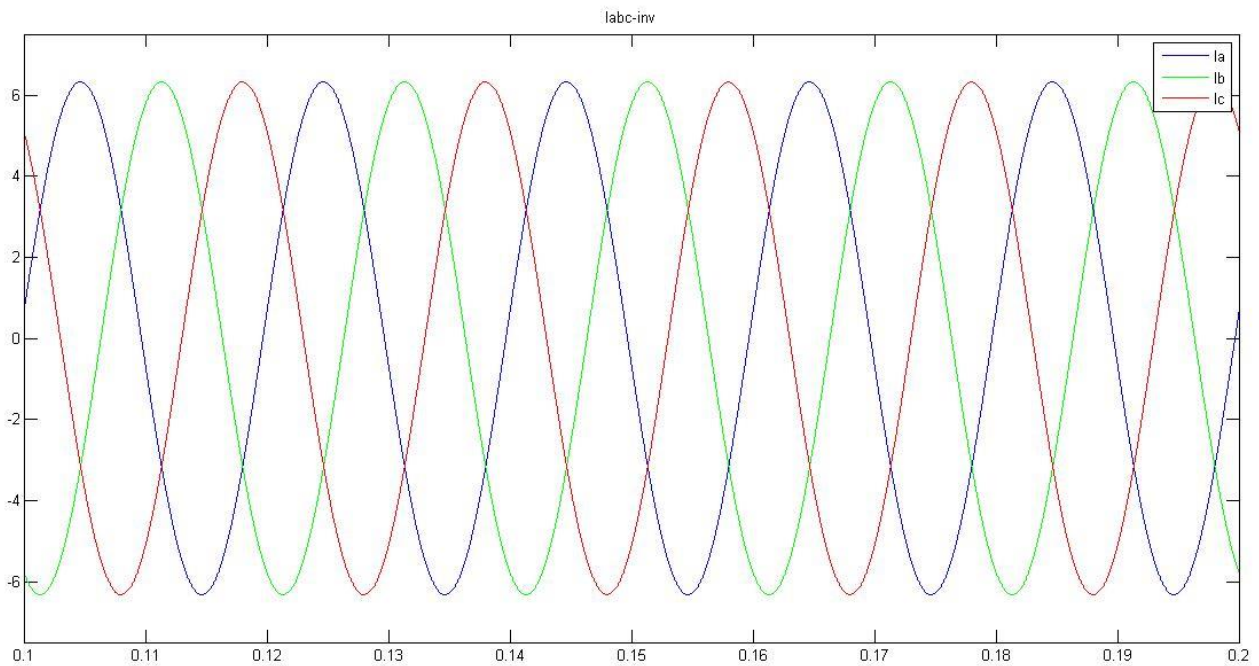
$$k_p = 0,0097 \quad , \quad k_i = 33$$

Με όλες τις παραμέτρους τους συστήματος ορισμένες, προχωράμε στην προσομοίωση και στον έλεγχο της απόκρισής του. Αρχικά, στο παρακάτω διάγραμμα φαίνεται η τριφασική τάση εξόδου του αντιστροφέα:



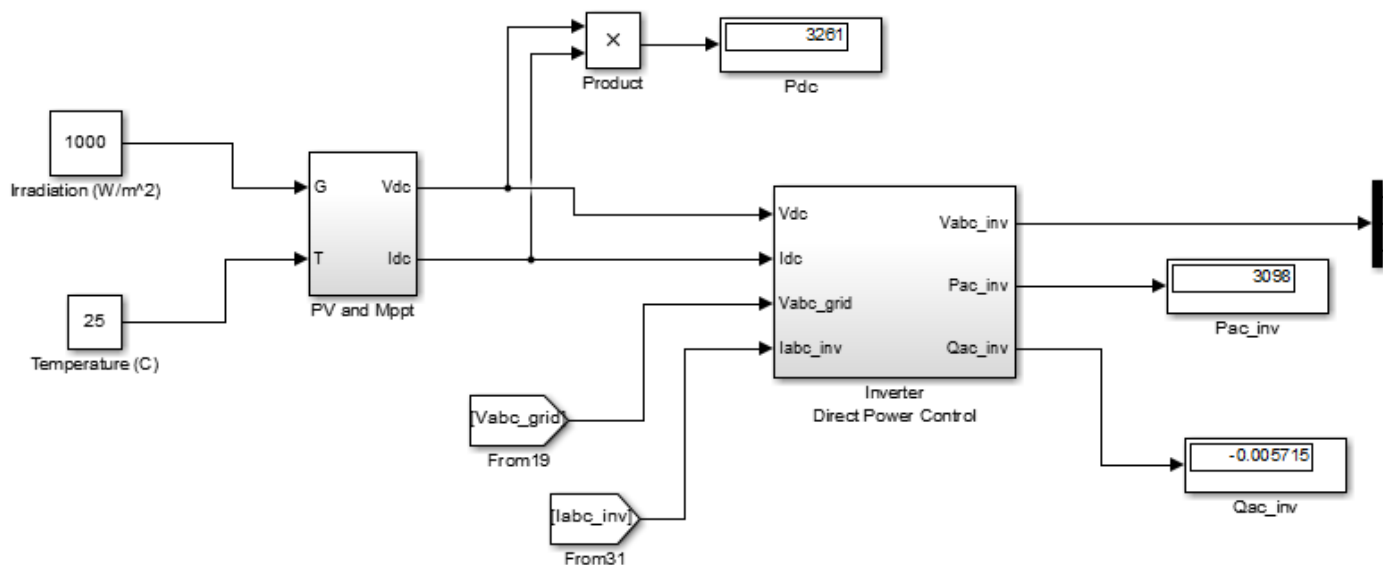
**Εικόνα 6.11** Τάση εξόδου αντιστροφεία με έλεγχο DPC

Πρόκειται και εδώ για το διάγραμμα φασικών τάσεων με πλάτος 325 V. Στη συνέχεια, με εισόδους στο σύστημα, όπως και πριν,  $G = 1000 \text{ W/m}^2$  και  $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$  παίρνουμε το διάγραμμα για τα ρεύματα εξόδου του αντιστροφεία:



**Εικόνα 6.12** Ρεύματα εξόδου αντιστροφεία με έλεγχο DPC

Παρατηρούμε ότι ο αλγόριθμος Direct Power Control δίνει στην έξοδό του τριφασικό ρεύμα πλάτους ανάλογο της παρεχόμενης DC-ισχύος. Με τις εντολές του ελέγχου όπως έχουν αναφερθεί παραπάνω, διερευνάται το σφάλμα μόνιμης κατάστασης του ελέγχου για τις δεδομένες συνθήκες εισόδου:



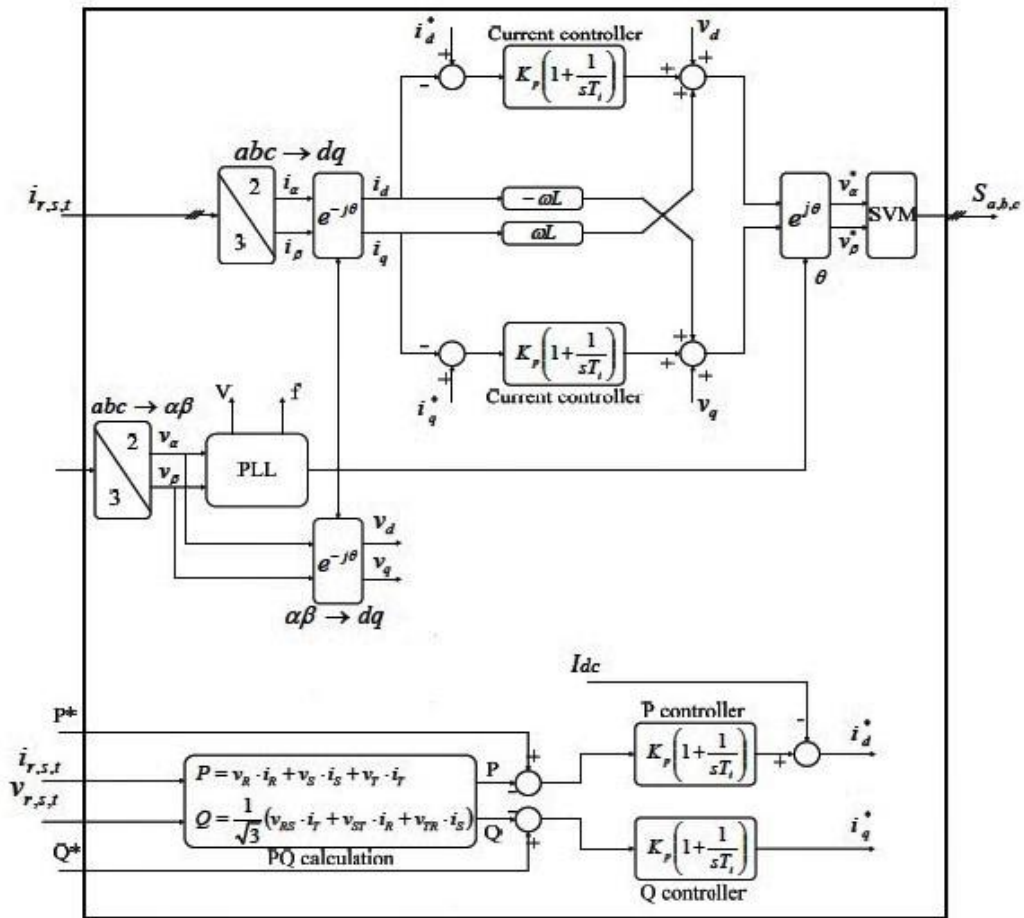
**Εικόνα 6.13** Προσομοίωση συστήματος για δεδομένες συνθήκες εισόδου (DPC)

Με το σκεπτικό που παρουσιάστηκε αναλυτικά στον αλγόριθμο ελέγχου Voltage Oriented Control, συμπεραίνουμε, και εδώ, ότι έχουμε πολύ μικρό σφάλμα μόνιμης κατάστασης καθώς η έγχυση αέργου ισχύος είναι πολύ κοντά στο 0 και η ενεργός ισχύς εξόδου είναι ακριβώς όση αναμένεται, ίση δηλαδή με  $0,95 \cdot P_{dc}$ .

## 6.4 Μοντελοποίηση αλγορίθμου PQ Synchronous Control στο Simulink

Ο τρίτος αλγόριθμος ο οποίος μοντελοποιήθηκε στο Matlab και συγκεκριμένα στο Simulink είναι ο σύγχρονος έλεγχος ενεργού-αέργου ισχύος (PQS Control). Πρόκειται για έναν αλγόριθμο αρκετά συναφή με τον έλεγχο προσανατολισμού-τάσεως (VOC), γι' αυτό και συχνά αναφέρεται ως VOC-Synchronous. Η διαφορά τους έγκειται στον τρόπο με τον οποίο προκύπτουν οι εντολές του ελέγχου, όπως φαίνεται και στο διάγραμμα βαθμίδων, που για ευκολία παρουσιάζεται εδώ ξανά.

Παρακάτω αναλύεται η διαδικασία μοντελοποίησης, όπου αυτή διαφοροποιείται σε σχέση με τον έλεγχο VOC, καθώς και η έξοδος και η απόκριση του ελέγχου PQS στη μόνιμη κατάσταση.



Εικόνα 6.14 Αλγόριθμος PQ Synchronous Control

Για τη μοντελοποίηση του αλγορίθμου PQS ισχύουν όλα αυτά που αναλύθηκαν στον αλγόριθμο προσανατολισμού-τάσεως πέραν φυσικά των εντολών  $i_d^*$  και  $i_q^*$ . Οι εξισώσεις κατάστασης είναι αποσυζευγμένες (decoupled) και το φίλτρο του αντιστροφέα έχει τις τιμές:

$$R = 10^{-1} \Omega \quad , \quad L = 10^{-4} H$$

Τα κέρδη των PI-ελεγκτών του κυρίως συστήματος ελέγχου είναι όπως και στον VOC:

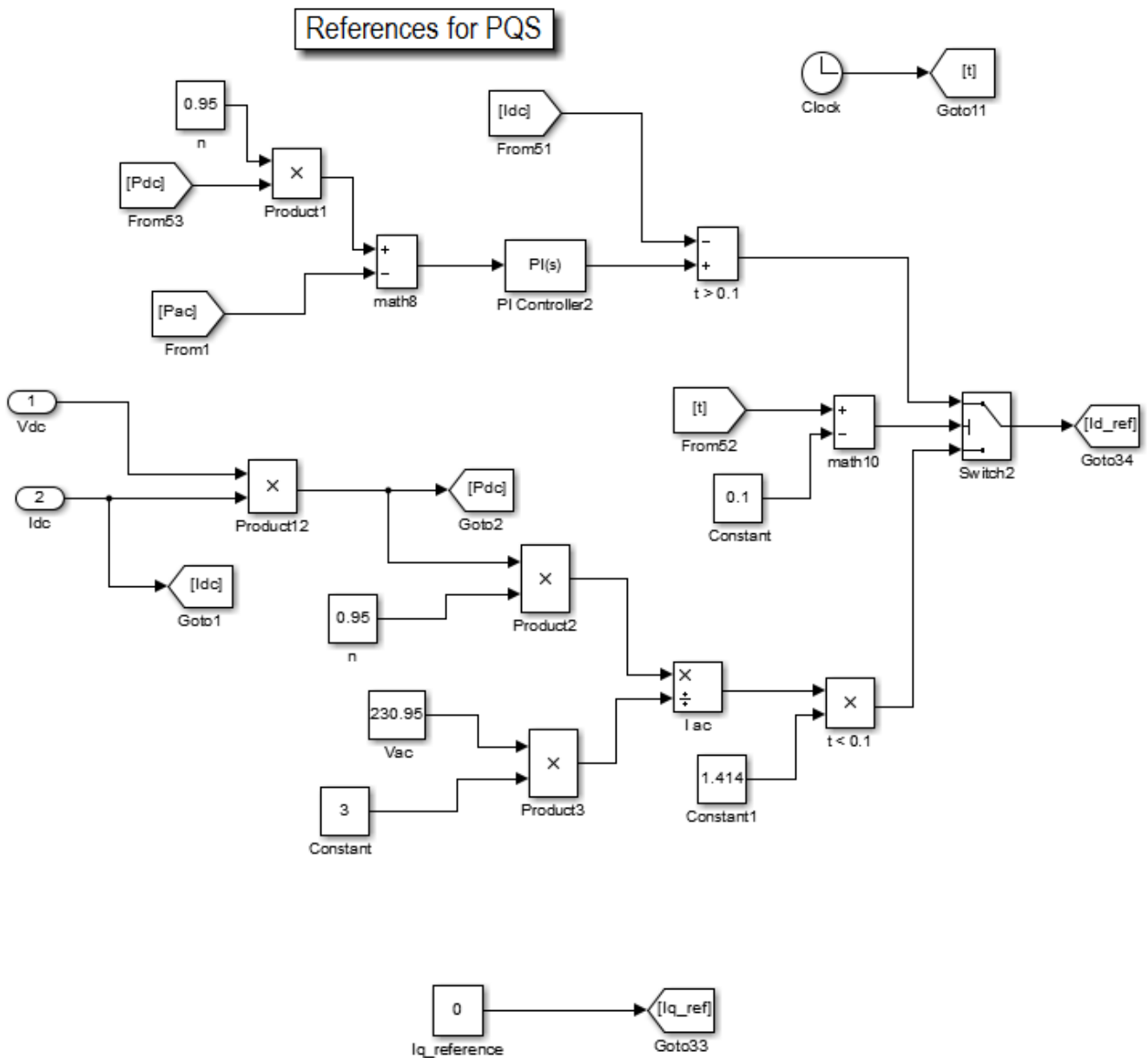
$$k_p = 0,55 \quad , \quad k_i = 550$$

Ο σχεδιασμός του συστήματος ελέγχου για την παραγωγή των εντολών περιγράφεται αναλυτικά παρακάτω. Αρχικά, λόγω της επιλογής περί αέργου ισχύος, που έχει ήδη αναφερθεί, αλλά και για τη μείωση της πολυπλοκότητας του αλγορίθμου αμελήθηκε ο PI-ελεγκτής που σαν έξοδο έχει την εντολή  $i_q^*$ . Αντ' αυτού ορίστηκε ευθέως  $i_q^* = 0$ , κάτι που σημαίνει επιθυμητή μηδενική έγχυση αέργου ισχύος μεταξύ αντιστροφέα και δικτύου.

Αντίθετα, κανονικά σχεδιάστηκε ο PI-ελεγκτής για την εντολή της d-συνιστώσας του ρεύματος. Μετά από αρκετές πειραματικές δοκιμές, επιλέχθηκαν οι ακόλουθες τιμές για τα κέρδη του:  $k_p = 0,007$  ,  $k_i = 20$ .

Ενώ η απόκριση μόνιμης κατάστασης δεν παρουσίαζε κανένα πρόβλημα στην προσομοίωση του αλγορίθμου αυτού, με τις τιμές παραμέτρων που αναφέρθηκαν, αντιστοίχως ομαλή δεν ήταν η απόκριση κατά την εκκίνηση του συστήματος από τις μηδενικές αρχικές συνθήκες. Για να επιλυθεί το ζήτημα αυτό, στη μοντελοποίηση, έγινε η ακόλουθη επιλογή.

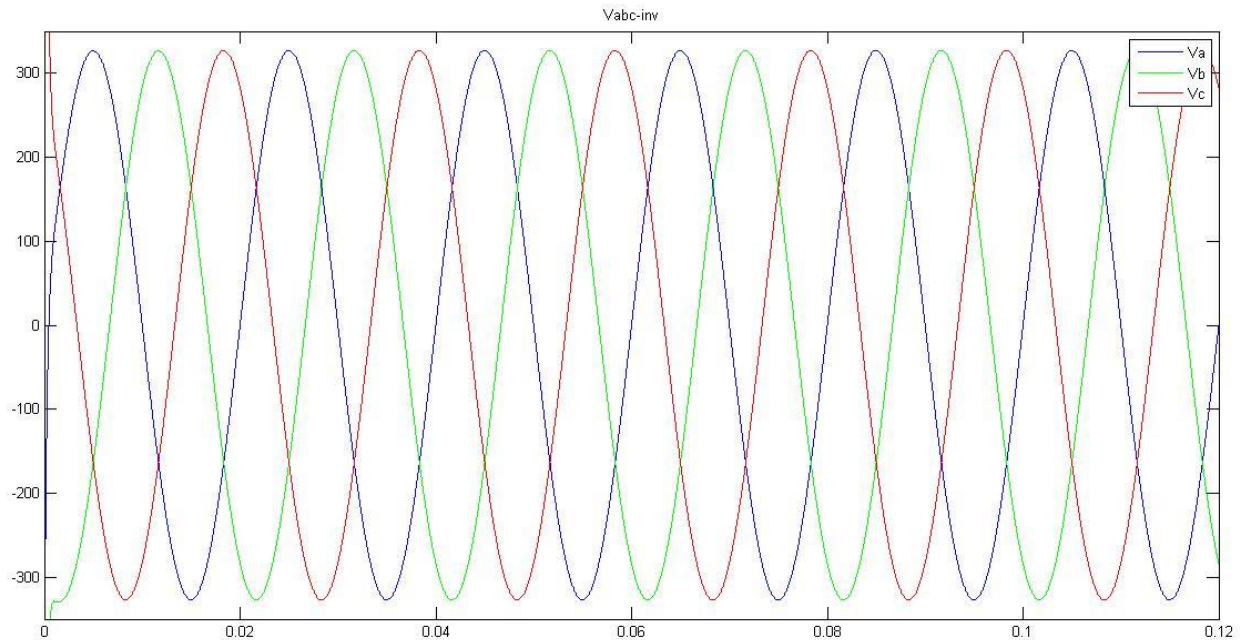
Κατά την εκκίνηση το σύστημα λαμβάνει την εντολή  $i_a^*$  με τον τρόπο που αναλύθηκε στον έλεγχο προσανατολισμού-τάσεως (VOC) και στη συνέχεια, μετά από 0,1 sec, εισάγεται ο PI-ελεγκτής και διαμορφώνεται κατάλληλα ο αλγόριθμος. Αυτό επιτυγχάνεται με τη χρήση ρολογιού αλλά και διακόπτη που δύναται να κάνει τον λογικό έλεγχο που απαιτείται. Όλα τα παραπάνω παρουσιάζονται ξεκάθαρα στα σχήματα που ακολουθούν:



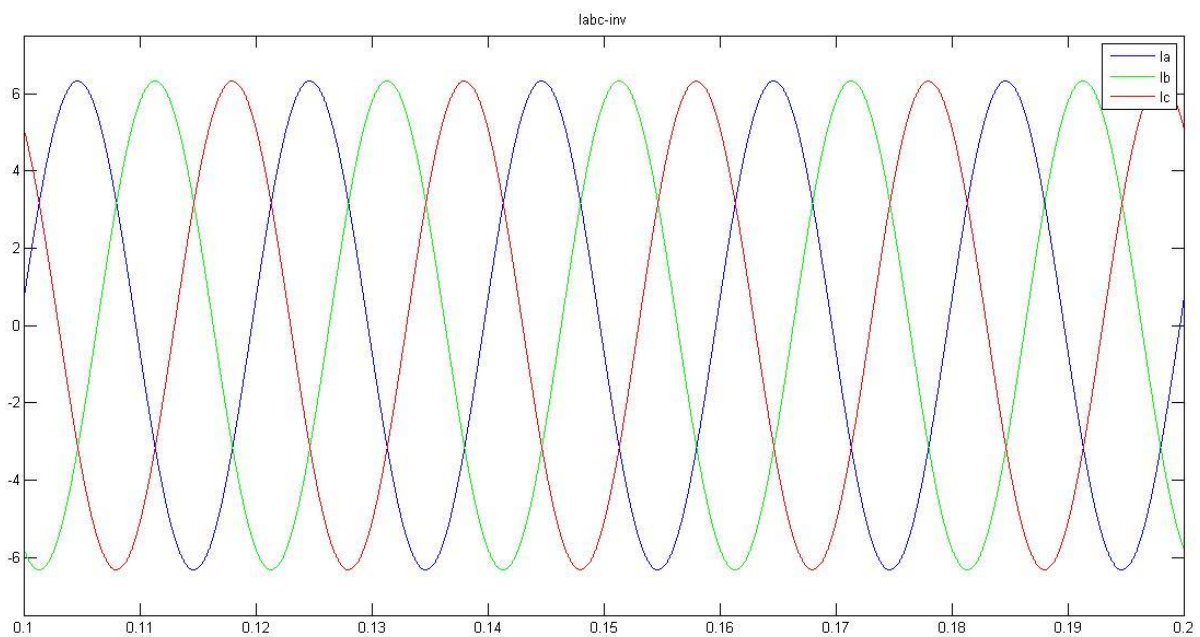
**Εικόνα 6.15** Εντολή d- και q-συνιστώσας ρεύματος για τον αλγόριθμο PQS

### 6.4.1 Προσομοίωση αλγορίθμου PQ Synchronous Control στο Simulink

Με βάση όσα αναφέρθηκαν και για ίδια είσοδο ακτινοβολίας και θερμοκρασίας με τους προηγούμενους ελέγχους, προχωράμε στην προσομοίωση του συστήματος. Παρακάτω εμφανίζονται τα διαγράμματα τάσης και ρεύματος εξόδου καθώς και η απόκριση στη μόνιμη κατάσταση.

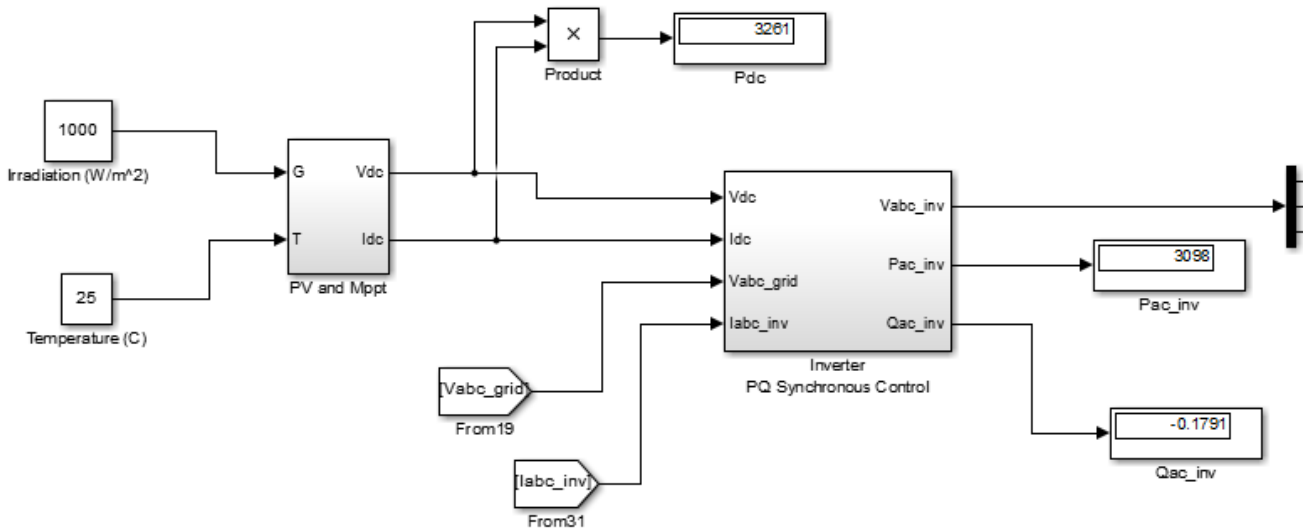


**Εικόνα 6.16** Τάση εξόδου αντιστροφεία με έλεγχο PQS



**Εικόνα 6.17** Ρεύματα εξόδου αντιστροφεία με έλεγχο PQS

Όπως και στις προηγούμενες προσομοιώσεις, έτσι και εδώ, παρατηρούμε ότι η έξοδος του ελέγχου είναι τα ζητούμενα τριφασικά ρεύματα και τάσεις.



**Εικόνα 6.18** Προσομοίωση συστήματος για δεδομένες συνθήκες εισόδου (PQS)

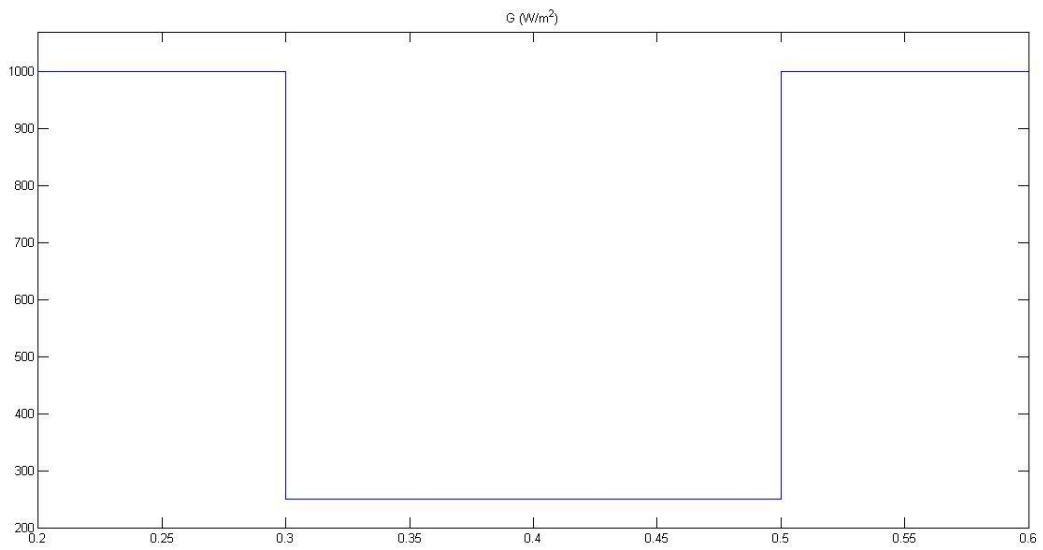
Παρατηρούμε, ακόμα, ότι οι τιμές ενεργού και αέργου ισχύος εξόδου του αντιστροφέα είναι πολύ κοντά στις ζητούμενες, δηλαδή το σφάλμα μόνιμης κατάστασης είναι πολύ κοντά στο μηδέν.

## 6.5 Σύγκριση των αλγορίθμων σε βηματική μεταβολή της εισόδου

Από τη θεωρία του ελέγχου είναι γνωστό πως η λειτουργικότητα ενός συστήματος αυτομάτου ελέγχου καθορίζεται από την απόκρισή του σε βηματική μεταβολή της εισόδου. Για να συγκρίνουμε λοιπόν τους τρεις αλγορίθμους ελέγχου που μοντελοποιήθηκαν στο Matlab, προχωράμε στην ακόλουθη προσομοίωση.

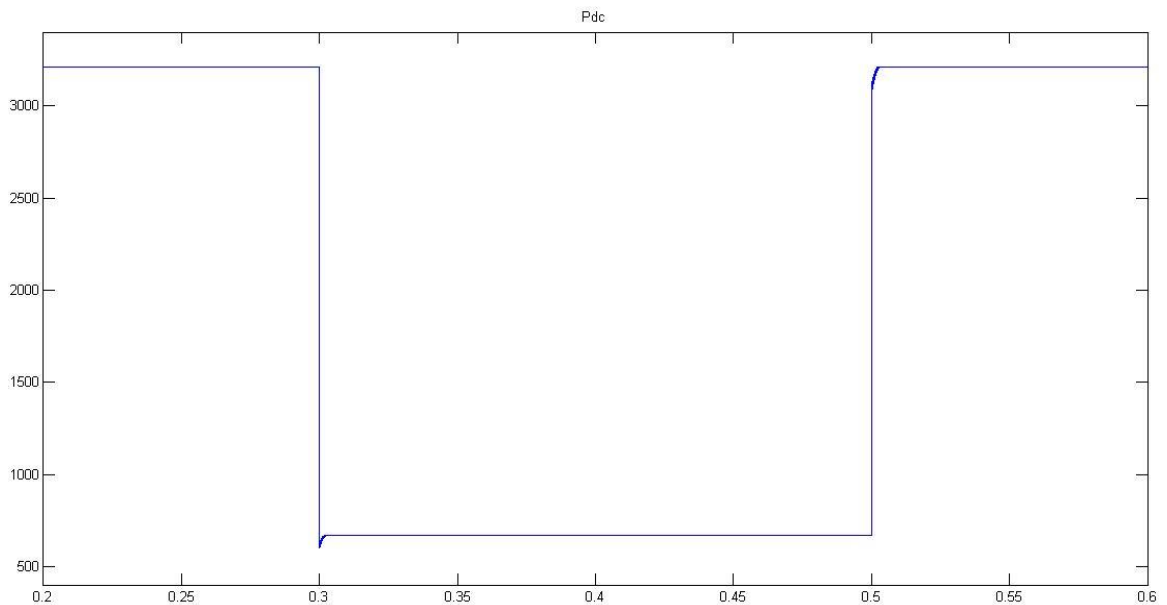
Κρατάμε σταθερή τη θερμοκρασία και συγκεκριμένα στους  $T = 28 \text{ }^\circ\text{C}$  και μεταβάλλουμε βηματικά την ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας. Μάλιστα, φροντίζουμε ώστε η μεταβολή αυτή να είναι έντονη. Συγκεκριμένα, παρακάτω φαίνονται οι τιμές που παίρνει η ακτινοβολία για τις ανάγκες της προσομοίωσης:

$$G = \begin{cases} 1000 \text{ W/m}^2, & t \geq 0 \text{ sec} \\ 250 \text{ W/m}^2, & 0,3 \leq t \leq 0,5 \text{ sec} \\ 1000 \text{ W/m}^2, & t \geq 0,5 \text{ sec} \end{cases}$$



**Εικόνα 6.19** Βηματικές μεταβολές στην ένταση της ακτινοβολίας  $G$

Η παραπάνω μεταβολή προκαλεί μια αντίστοιχη μεταβολή τόσο στην ισχύ εξόδου ( $P_{dc}$ ) του φωτοβολταϊκού πεδίου και του mppt, όσο και στην έξοδο του αντιστροφέα ( $P_{ac}$  και  $Q_{ac}$ ). Χαρακτηριστικά, παρατηρούμε τη μεταβολή που προκαλείται στην DC-ισχύ εξόδου του  $\varphi/\beta$  πεδίου και του mppt, λόγω της παραπάνω αλλαγής στην είσοδο του συστήματος:



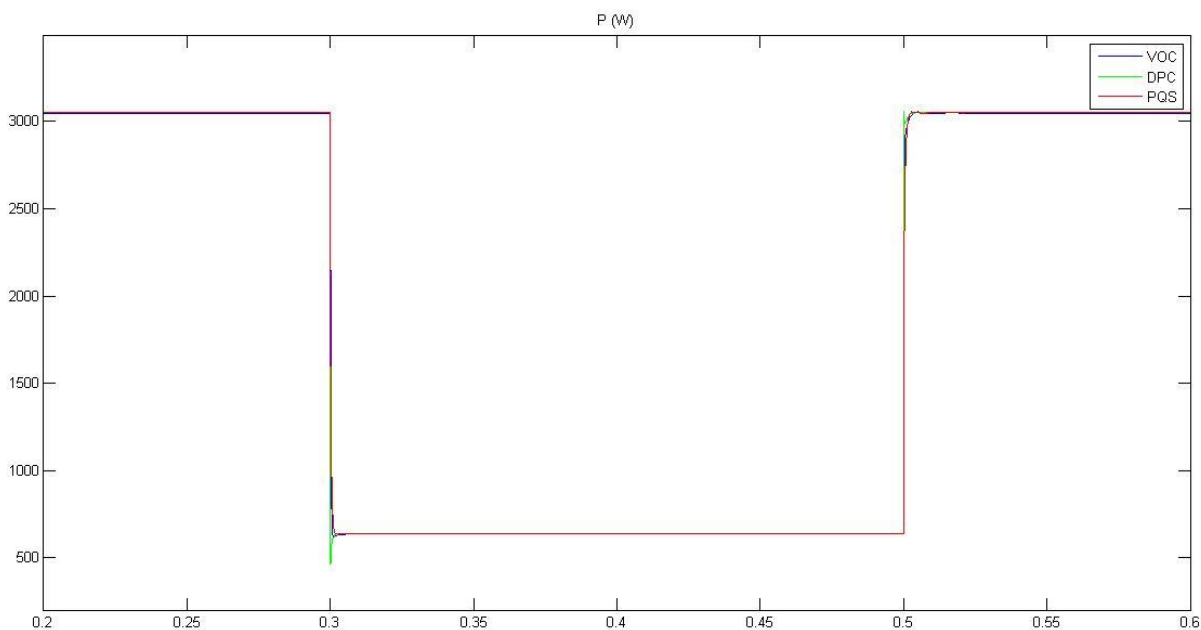
**Εικόνα 6.20** Ισχύς εξόδου  $\varphi/\beta$  πεδίου και mppt ( $P_{dc}$ )



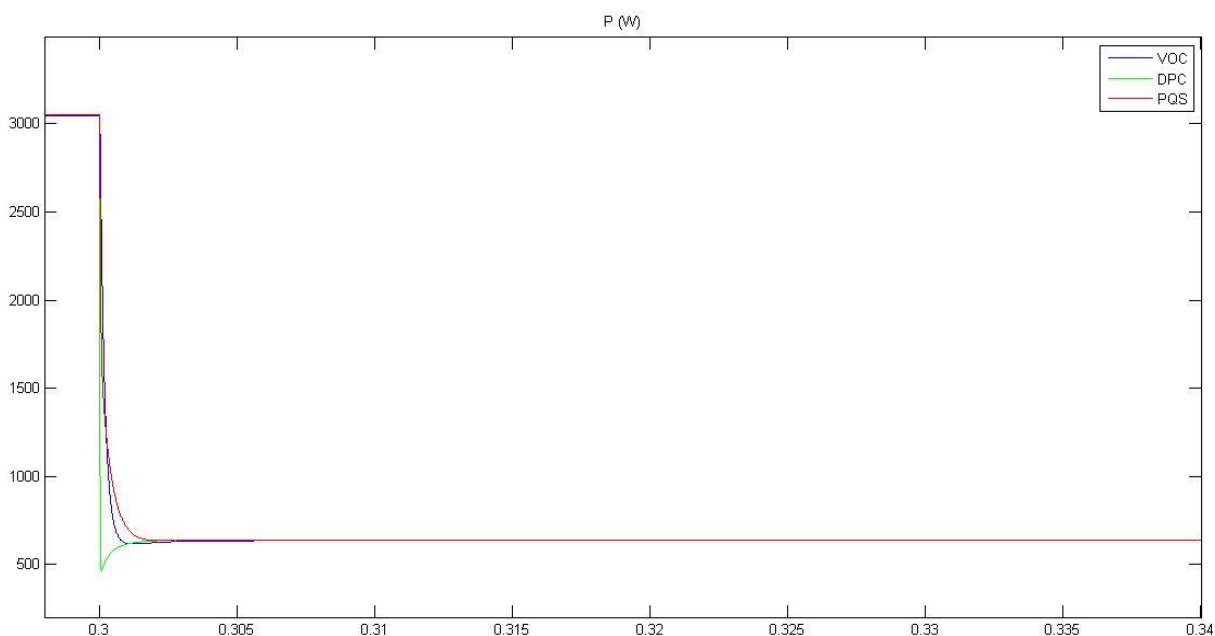
Για την ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος στην dc- πλευρά, για τις δεδομένες συνθήκες εισόδου, υπεύθυνος είναι ο αλγόριθμος του mppt (maximum power point tracker) όπως έχει αναλυθεί στο κεφάλαιο 3.

Η ισχύς αυτή οδηγείται στον έλεγχο του αντιστροφέα, του οποίου ενδιαφέρον έχει η ενεργός και η άεργος ισχύς εξόδου, όταν έχει γίνει η αντιστροφή της τάσης και του ρεύματος από συνεχή σε εναλλασσόμενα.

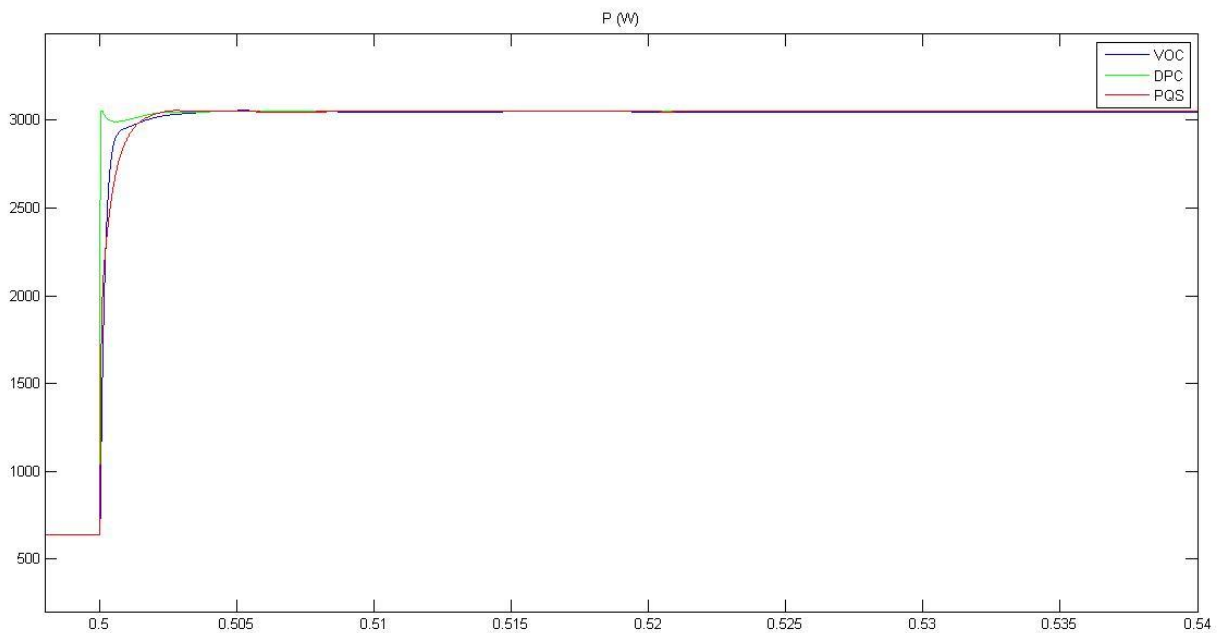
Στα παρακάτω σχήματα (Εικόνες 6.21, 6.22, 6.23) παρατηρούμε τον τρόπο με τον οποίο ρυθμίζουν την ενεργό ισχύ οι τρεις αλγόριθμοι ελέγχου που μελετώνται:



**Εικόνα 6.21** Απόκριση ενεργού ισχύος ( $P_{ac}$ ) για τους τρεις ελέγχους του αντιστροφέα



**Εικόνα 6.22** Λεπτομέρεια απόκρισης ενεργού ισχύος για τους τρεις αλγόριθμους (βύθιση)

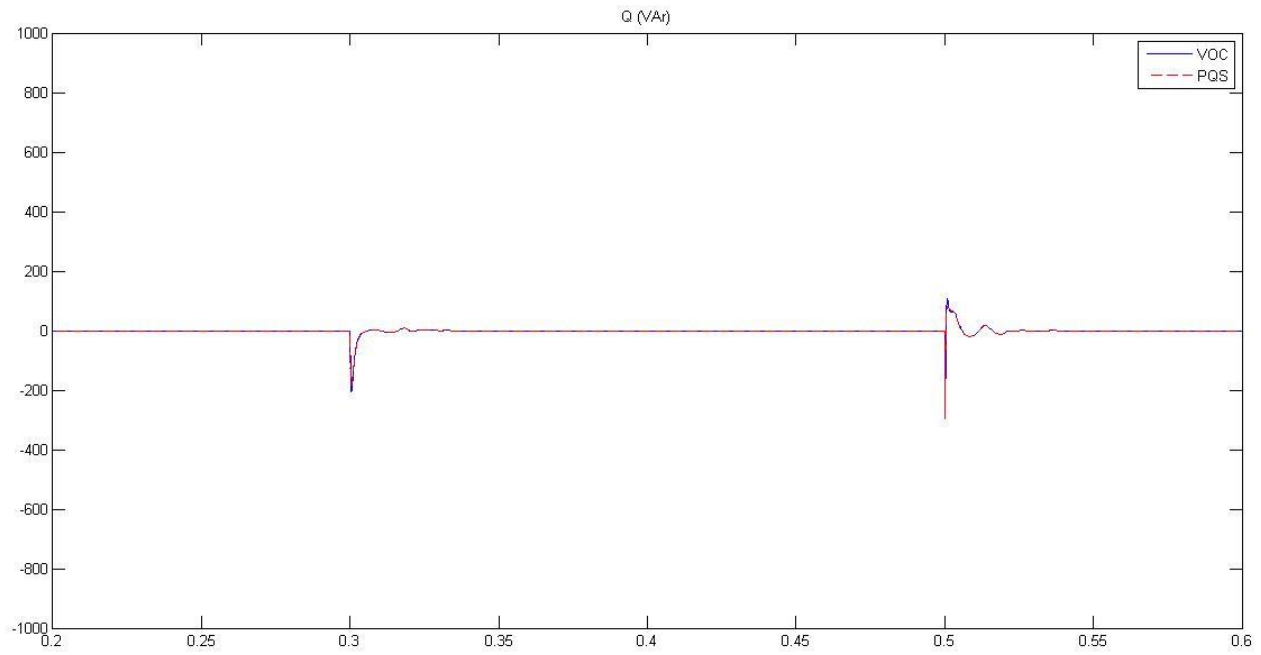


**Εικόνα 6.23** Λεπτομέρεια απόκρισης ενεργού ισχύος για τους τρεις αλγόριθμους (ανύψωση)

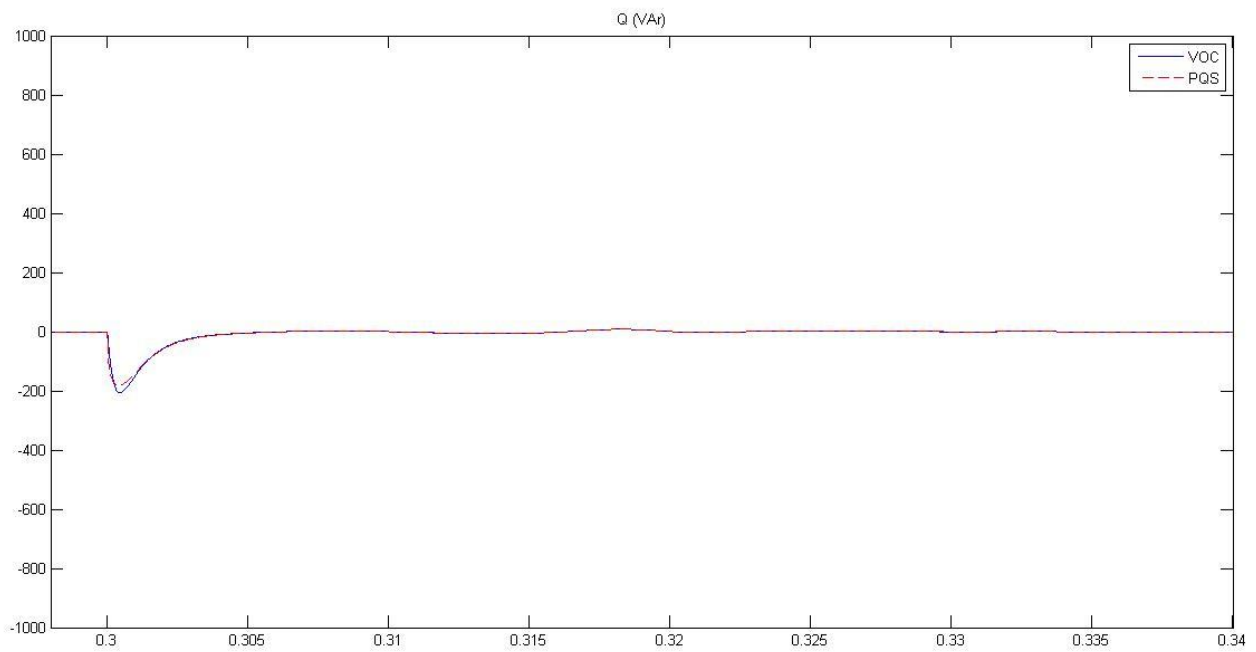
Από τα παραπάνω διαγράμματα παρατηρούμε κοινά στοιχεία αλλά και διαφορές στις αποκρίσεις των αλγορίθμων για τη μεταβολή της εισόδου που έγινε, τα οποία συνοψίζονται στα ακόλουθα:

- Οι τρεις αλγόριθμοι ελέγχου ανιχνεύουν σωστά τη ζητούμενη τιμή της ενεργού ισχύος
- Ο χρόνος αποκατάστασης (ρύθμισης) και για τους τρεις αλγορίθμους δεν ξεπερνάει τα 0,005 sec
- Ο αλγόριθμος Direct Power Control παρουσιάζει την μεγαλύτερη υπερακόνηση (overshooting) από τους τρεις
- Οι αποκρίσεις των αλγορίθμων Voltage Oriented Control και PQ Synchronous Control είναι συναφής και παραπέμπουν σε απόκριση συστήματος πρώτης τάξης, κάτι που αναμενόταν.

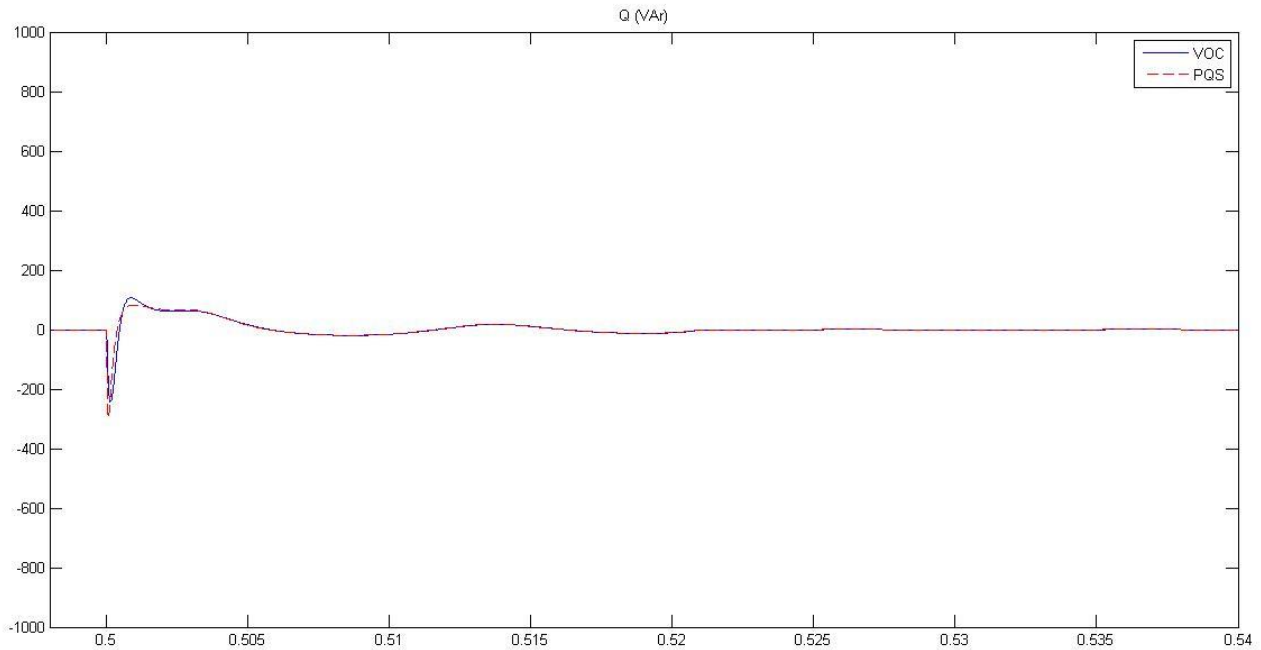
Στη συνέχεια μελετάμε τη ρύθμιση της αέργου ισχύος, για τις προκαλούμενες μεταβολές της εισόδου, στους αλγορίθμους που σχεδιάστηκαν για αυτό. Συγκεκριμένα, καθώς δεν συμπεριλήφθηκε ο αντίστοιχος PI-ελεγκτής στον Direct Power Control, προχωράμε στη σύγκριση των αποκρίσεων για τους Voltage Oriented Control και PQ Synchronous Control. Τα αντίστοιχα σχήματα, που δείχνουν τη μεταβολή της αέργου ισχύος στις βηματικές μεταβολές της εισόδου, φαίνονται στις παρακάτω εικόνες:



**Εικόνα 6.24** Απόκριση αέργου ισχύος ( $Q_{ac}$ ) για τους ελέγχους VOC και PQS του αντιστροφέα



**Εικόνα 6.25** Λεπτομέρεια απόκρισης αέργου ισχύος (βύθιση ακτινοβολίας)



**Εικόνα 6.26** Λεπτομέρεια απόκρισης αέργου ισχύος (ανύψωση ακτινοβολίας)

Από τα διαγράμματα που παρουσιάστηκαν παρατηρούμε ότι οι μεταβατικές αποκρίσεις των δύο συγκρινόμενων αλγορίθμων σχεδόν ταυτίζονται. Μόνη διάφορα η μεγαλύτερη στιγμιαία υπερακόντιση του Voltage Oriented Control σε σχέση με τον PQ Synchronous Control.

Γενικότερα, κατά τη βύθιση της ακτινοβολίας παρατηρείται ότι ο αντιστροφάας απορροφά για μικρό χρονικό διάστημα, της τάξης των 5 msec, άεργο ισχύ απ' το δίκτυο. Κατά την βηματική ανύψωση της ακτινοβολίας παρατηρούμε ότι αφού για μεταβατικό χρόνο (τάξης msec) ο αντιστροφάας απορροφά άεργο από το δίκτυο, στη συνέχεια παρέχει ένα ποσό αέργου ισχύος σε αυτό, για να επιστρέψει στη μηδενική έγχυση μετά την πάροδο κάποιων msec.

Σημειώνεται εδώ ότι το άεργο ρεύμα  $i_q$  λογίζεται θετικό όταν ο αντιστροφάας απορροφά άεργο ισχύ, σε αντίθεση με το ενεργό ρεύμα  $i_d$  που είναι θετικό όταν παράγεται ενεργός ισχύς από τον αντιστροφάα.

Με βάση τον τύπο:  $Q_s(t) = -\frac{3}{2}V_{sd}(t)i_q(t)$  που έχει ήδη αναφερθεί, συμπεραίνουμε ότι όταν μετράμε αρνητική άεργο, ο αντιστροφάας απορροφά άεργο από το δίκτυο.

## Μοντελοποίηση και Μελέτη του συστήματος στο RTDS

### 7.1 Ψηφιακός εξομοιωτής πραγματικού χρόνου

Μετά τη μοντελοποίηση του συνολικού συστήματος στο Matlab, έγινε χρήση του εξειδικευμένου εξομοιωτή συστημάτων ισχύος RTDS, στο εργαστήριο Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας του ΕΜΠ.

Ο ψηφιακός εξομοιωτής πραγματικού χρόνου (Real Time Digital Simulator-RTDS) άρχισε να αναπτύσσεται στο ερευνητικό κέντρο του Manitoba προς το τέλος της δεκαετίας του '80 στον Καναδά. Το 1994, τα δικαιώματα του προσομοιωτή μεταβιβάστηκαν στην RTDS Technologies, όπου έχει υποβληθεί από τότε σε πολυάριθμες εξελίξεις υλικού και λογισμικού. Ο προσομοιωτής τώρα χρησιμοποιείται ευρέως στη βιομηχανία ηλεκτρικής ενέργειας από κατασκευαστές εξοπλισμού και ερευνητικές οργανώσεις. [12]

Πρόκειται ουσιαστικά για μια συσκευή που έχει την δυνατότητα εξομοίωσης διαφορών συστημάτων, όπως ενός φωτοβολταϊκού ή μιας ντιζελογεννήτριας, ακόμα και ενός ολοκληρωμένου συστήματος ηλεκτρικής ενεργείας μεγάλης κλίμακας.

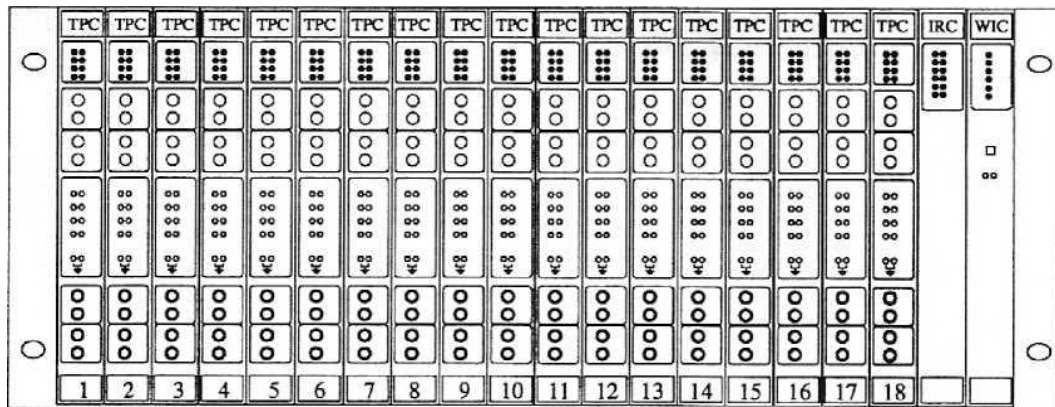
Ο εξομοιωτής χρησιμοποιείται για τη διεξαγωγή δοκιμών σε πραγματικό χρόνο διαφόρων συσκευών, όπως συσκευών προστασίας και συσκευών αυτόματου ελέγχου. Βρίσκει εφαρμογή τόσο σε τομείς της βιομηχανίας, για τη δόκιμη και τον έλεγχο ηλεκτρικών συσκευών, όσο και στην εκπαίδευση νέων μηχανικών στα πλαίσια πανεπιστημιακών διδακτικών εφαρμογών. Ακόμα, μέσω του εξομοιωτή ο χρήστης μπορεί να διερευνήσει τις επιπτώσεις διαταραχών στον εξοπλισμό του συστήματος ώστε να ληφθούν μέτρα για την αντιμετώπιση τυχόν προβλημάτων ή και καταστροφών.

Το γεγονός που καθιστά το RTDS ξεχωριστό από τους άλλους ψηφιακούς εξομοιωτές είναι ότι επιλύει τα προβλήματα σε πραγματικό χρόνο. Αυτό είναι εφικτό επειδή ο εξομοιωτής έχει τη δυνατότητα να επιλύει τις εξισώσεις του συστήματος τόσο γρήγορα ώστε η έξοδος του να αντιπροσωπεύει συνεχώς και ρεαλιστικά τις συνθήκες στο πραγματικό δίκτυο. Ο τρόπος με τον οποίο επιτυγχάνεται η ταχύτητα αυτή είναι μέσω της επίλυσης κλειστού βρόχου και η ανάλυσή της ξεφεύγει από τα όρια της παρούσας εργασίας.

Να αναφερθεί, ακόμα, ότι ένας ψηφιακός εξομοιωτής διαφέρει από έναν αναλογικό στο γεγονός ότι ο υπολογισμός της κατάστασης του μοντέλου, που αναπαριστά το σύστημα, γίνεται σε διακριτές χρονικά στιγμές. Ο χρόνος μεταξύ δυο διαδοχικών στιγμών καλείται βήμα της εξομοίωσης και συμβολίζεται με  $\Delta t$ . Οι συνηθισμένες μελέτες μεταβατικών φαινομένων για τις οποίες χρησιμοποιείται το RTDS απαιτούν ένα χρονικό βήμα  $\Delta t$  της τάξης των 50 έως 100  $\mu sec$ .

Για να γίνει εφικτή η παραπάνω συχνότητα επίλυσης, ο εξομοιωτής εκμεταλλεύεται την αρχιτεκτονική της παράλληλης επεξεργασίας, χρησιμοποιώντας πολλαπλούς επεξεργαστές που βρίσκονται σε ανεξάρτητες μεταξύ τους μονάδες αλλά έχουν ταυτόχρονα τη δυνατότητα της ανταλλαγής δεδομένων.

Συγκεκριμένα, η μονάδα εξομοιωτή που διαθέτει το εργαστήριο Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας (Εικόνα 7.1) αποτελείται από 18 κάρτες επεξεργασίας, κάθε μια απ' τις οποίες διαθέτει δύο επεξεργαστές καθώς και αναλογικές και ψηφιακές εισόδους και εξόδους. Οι μονάδες εισόδου και εξόδου του εξομοιωτή επιτρέπουν την σύνδεση του με άλλες συσκευές ώστε να είναι δυνατή η διεξαγωγή σύνθετων πειραμάτων. [13]

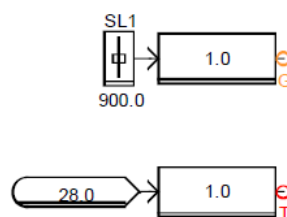


**Εικόνα 7.1** Μονάδα καρτών επεξεργασίας εξομοιωτή RTDS

## 7.2 Μοντελοποίηση φωτοβολταϊκού στο RTDS

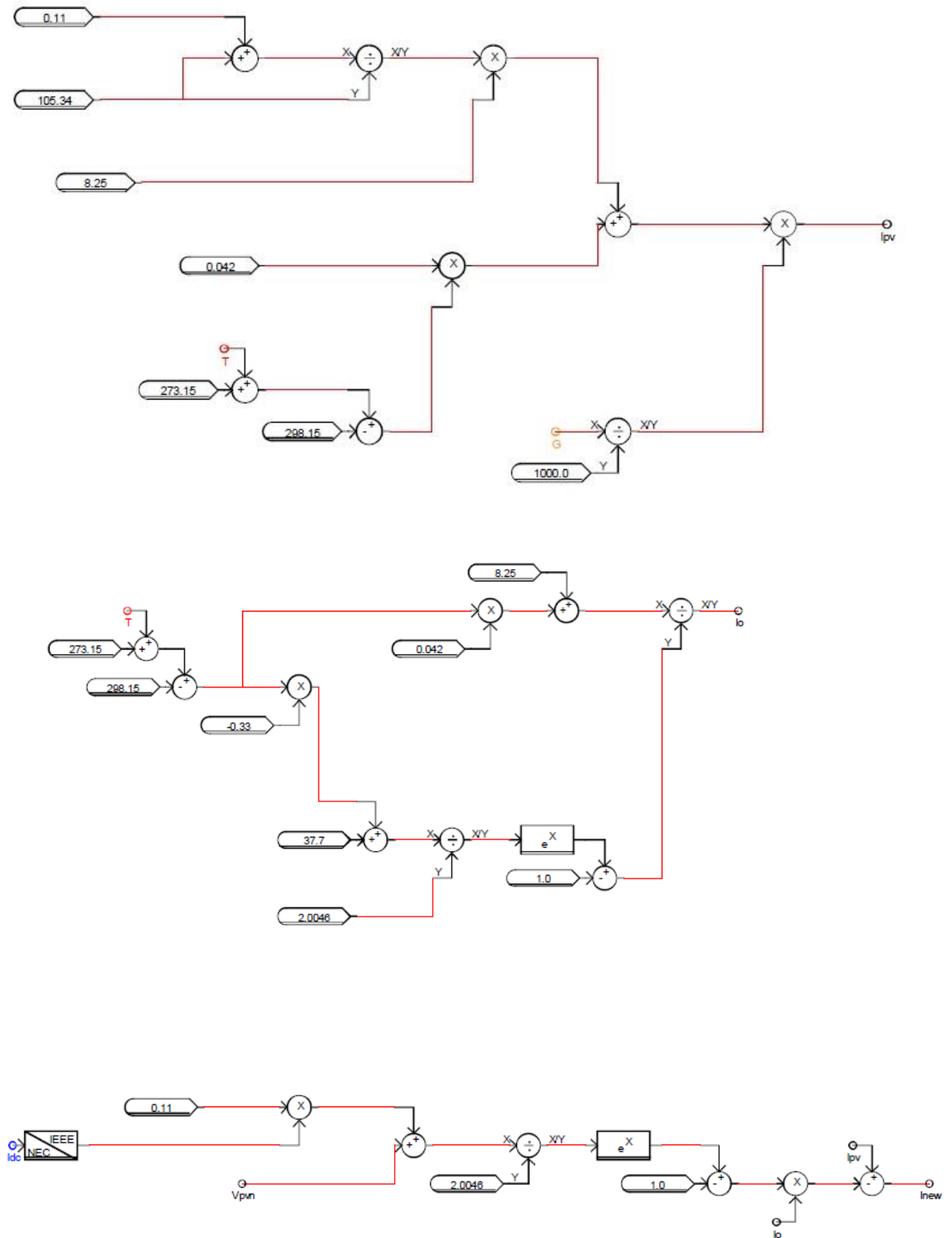
Για τη μοντελοποίηση στο RTDS τόσο του φωτοβολταϊκού, όσο και του συνολικού συστήματος ακολουθήθηκε το ίδιο σκεπτικό με τη μοντελοποίηση που έγινε στο Matlab. Έτσι, για την αποφυγή επαναλήψεων, που δεν εξυπηρετούν κάποιο σκοπό, στη συνέχεια παρουσιάζονται τα μοντέλα που σχεδιάστηκαν στο περιβάλλον του RTDS και γίνονται κάποια σχόλια όπου υπάρχει διαφοροποίηση με τα αντίστοιχα του Simulink.

Η ανάλυση του φωτοβολταϊκού έχει γίνει διεξοδικά στο Κεφάλαιο 2 της παρούσας εργασίας και με βάση αυτή σχεδιάστηκε το μοντέλο στο RTDS. Οι τιμές των παραμέτρων από το φύλλο δεδομένων (datasheet) και των υπολογιζόμενων αντιστάσεων  $R_s$  και  $R_p$  έχουν περαστεί ως σταθερές, όπως φαίνεται στα παρακάτω σχήματα:

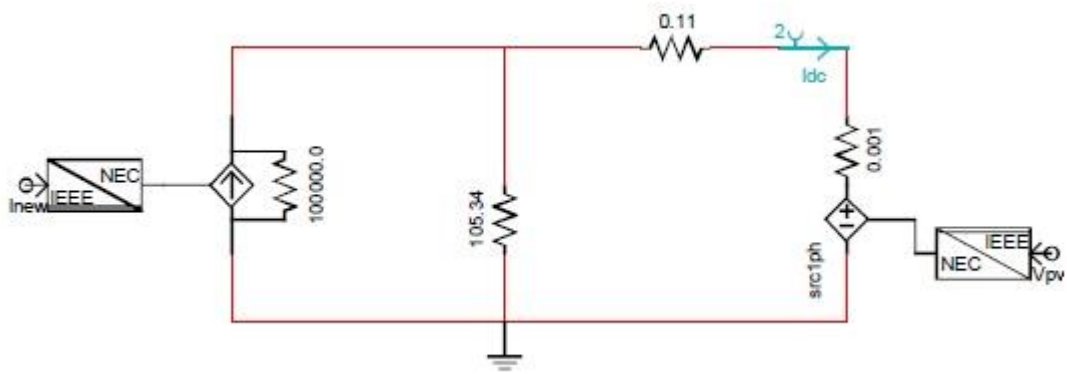


**Εικόνα 7.2** Παράμετροι εισόδου μοντέλου

Ο πολλαπλασιασμός των παραμέτρων με μοναδιαίο κέρδος αφορά ρύθμιση για τις ανάγκες της επίλυσης του μοντέλου από τον εξομοιωτή.



Εικόνα 7.3 Υπολογισμοί  $I_{pv}$ ,  $I_o$  και  $I_{new}$

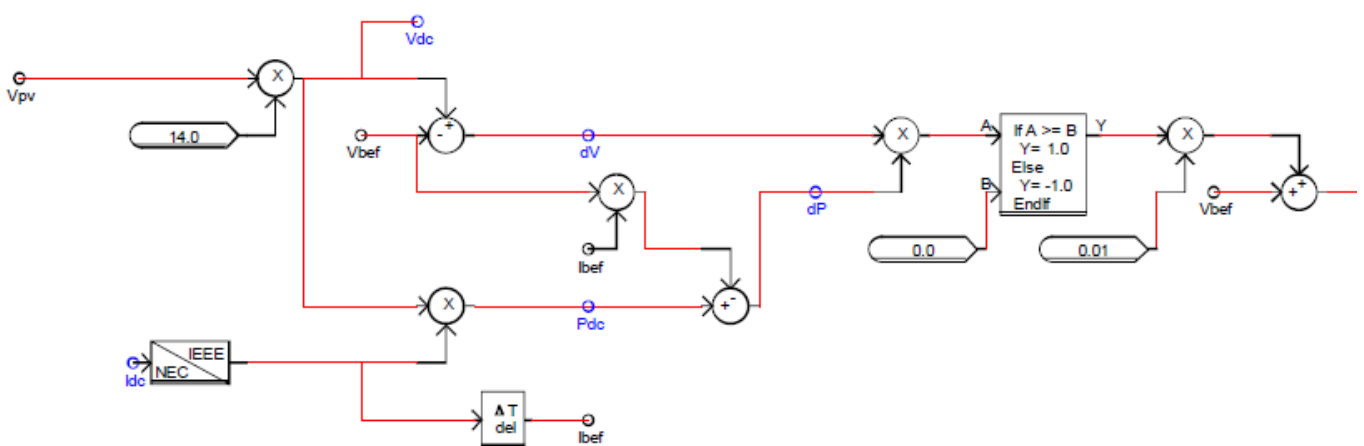


**Εικόνα 7.3** Ισοδύναμο κύκλωμα για τον υπολογισμό του  $I_{dc}$

Όπως και στο Simulink του Matlab, το σήμα της τάσης έρχεται από τον αλγόριθμο του MPPT, ο οποίος παρουσιάζεται παρακάτω. Τα blocks μετατροπής από IEEE σε NEC και το αντίστροφο έχουν χρησιμοποιηθεί για την επικοινωνία στοιχείων διαφορετικών καρτών που χρησιμοποιεί το RTDS.

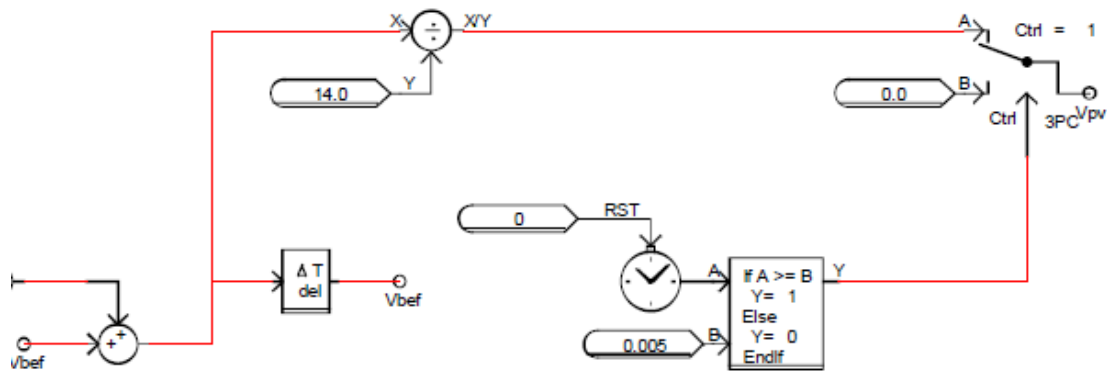
### 7.3 Μοντελοποίηση αλγορίθμου MPPT στο RTDS

Ο αλγόριθμος ανίχνευσης σημείου μέγιστης ισχύος που μοντελοποιήθηκε είναι ο ίδιος με αυτόν που υλοποιήθηκε στο Simulink, δηλαδή η μέθοδος Διαταραχής και Παρατήρησης (Perturb and Observe).



**Εικόνα 7.3** Πρώτο σκέλος υλοποίησης MPPT



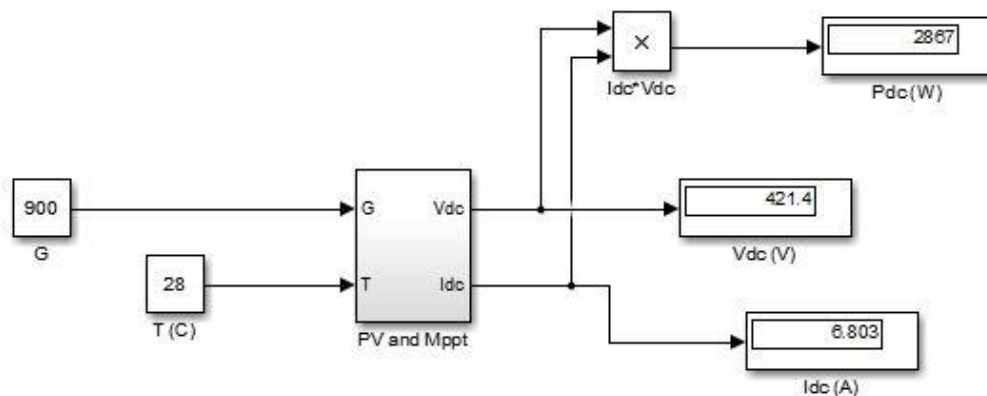


**Εικόνα 7.4** Δεύτερο σκέλος υλοποίησης MPPT

Αυτό που πρέπει να επισημανθεί εδώ είναι η αρχικοποίηση της τάσης  $V_{pv}$ , όπως φαίνεται και στην παραπάνω εικόνα. Συγκεκριμένα, για τα πρώτα  $0,005 \text{ sec}$  η τάση που δίνεται στο ισοδύναμο κύκλωμα παραμένει μηδενική και ύστερα υπόκειται στις αλλαγές λόγω του mppt.

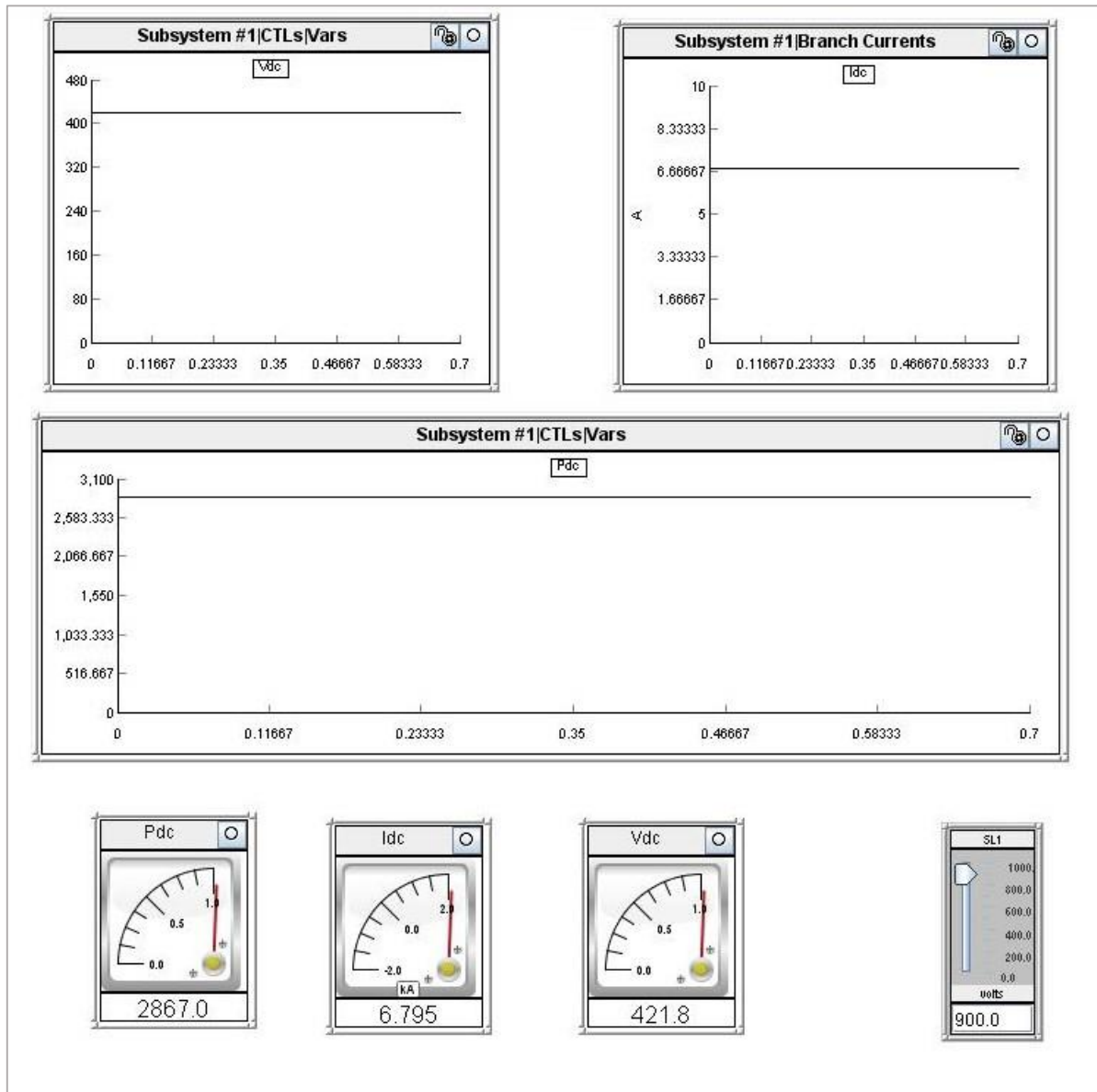
## 7.4 Προσομοίωση συστήματος Φωτοβολταϊκού και MPPT στο RTDS

Για την εξακρίβωση της ορθότητας του μοντέλου του φωτοβολταϊκού και του MPPT στο RTDS, προχωρήσαμε στη σύγκριση των αποτελεσμάτων της προσομοίωσης του RTDS με την αντίστοιχη στο Simulink, για δεδομένες τιμές έντασης ακτινοβολίας και θερμοκρασίας και συγκεκριμένα:  $G = 900 \text{ W/m}^2$  και  $T = 28 \text{ }^\circ\text{C}$ .



**Εικόνα 7.5** Απόκριση μοντέλου στο Simulink του Matlab

Στο παραπάνω σχήμα φαίνεται η προσομοίωση με την οποία εξακριβώθηκε, στο Κεφάλαιο 3, ότι ο αλγόριθμος MPPT που υλοποιήθηκε ανιχνεύει το σημείο μέγιστης ισχύος. Η ίδια προσομοίωση στο RTDS έδωσε τα ακόλουθα αποτελέσματα:



**Εικόνα 7.6** Απόκριση μοντέλου στο RTDS

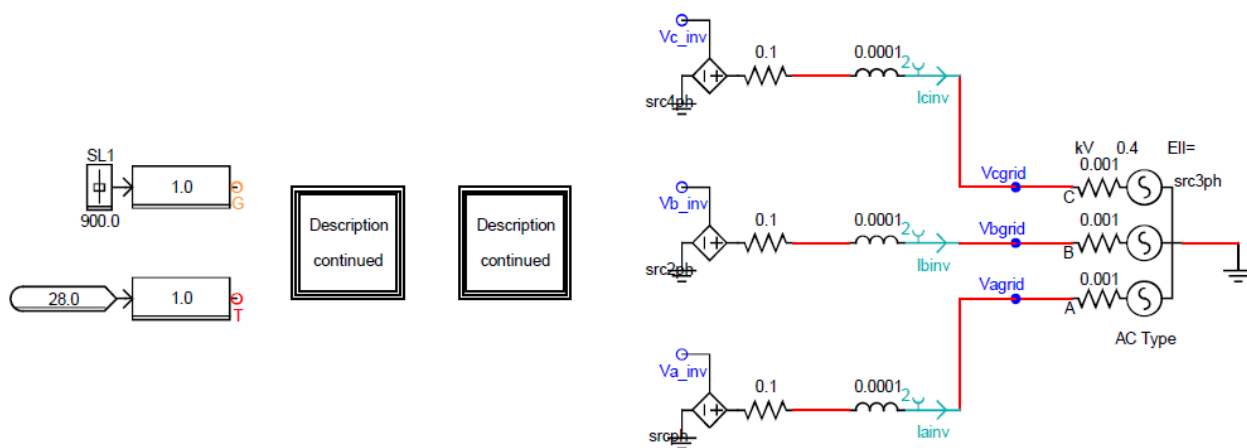
Παρατηρούμε ότι οι μετρήσεις για την ισχύ ταυτίζονται στις δύο προσομοιώσεις, καθώς  $P_{dc} = 2867 \text{ W}$ , ενώ το ρεύμα και η τάση παρουσιάζουν μια απόκλιση μικρότερη του 0,1%.

Με βάση τα παραπάνω μπορούμε να συμπεράνουμε την ορθότητα του μοντέλου που περιέχει το φωτοβολταϊκό πεδίο και τον ανιχνευτή σημείου μέγιστης ισχύος (MPPT), όπως αυτό υλοποιήθηκε στο RTDS.

## 7.5 Μοντελοποίηση αλγορίθμου Voltage Oriented Control στο RTDS

Αφού εξακριβώθηκε η ορθότητα του μοντελοποιημένου συστήματος στη DC-πλευρά, προχωράμε στην υλοποίηση του ελέγχου που γίνεται από τον αντιστροφέα. Οι αλγόριθμοι οι οποίοι μοντελοποιήθηκαν στο RTDS είναι ο έλεγχος προσανατολισμού-τάσης (VOC) και ο σύγχρονος-έλεγχος ενεργού και αέργου ισχύος (PQS Control).

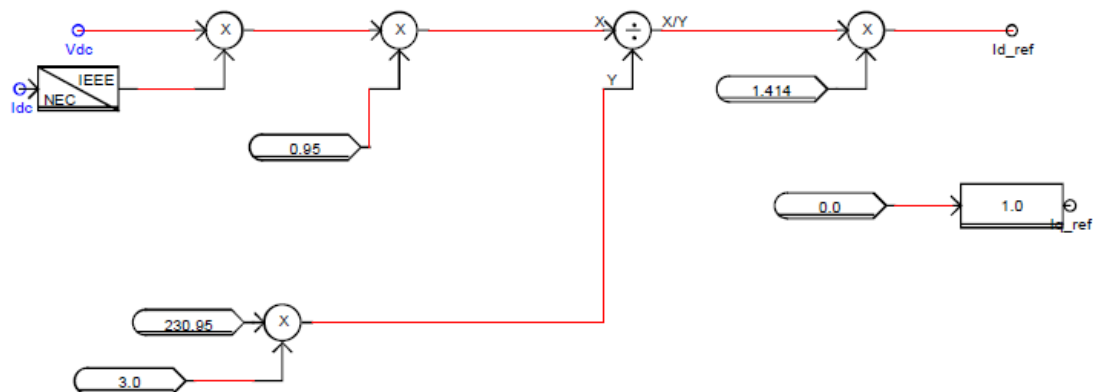
Η λογική που ακολουθήθηκε για την υλοποίηση των μοντέλων των αλγορίθμων αυτών έχει αναφερθεί αναλυτικά σε προηγούμενα κεφάλαια. Παρακάτω (Εικόνα 7.7) παρουσιάζεται το συνολικό σύστημα στο RTDS:



Εικόνα 7.7 Συνολικό σύστημα στο RTDS

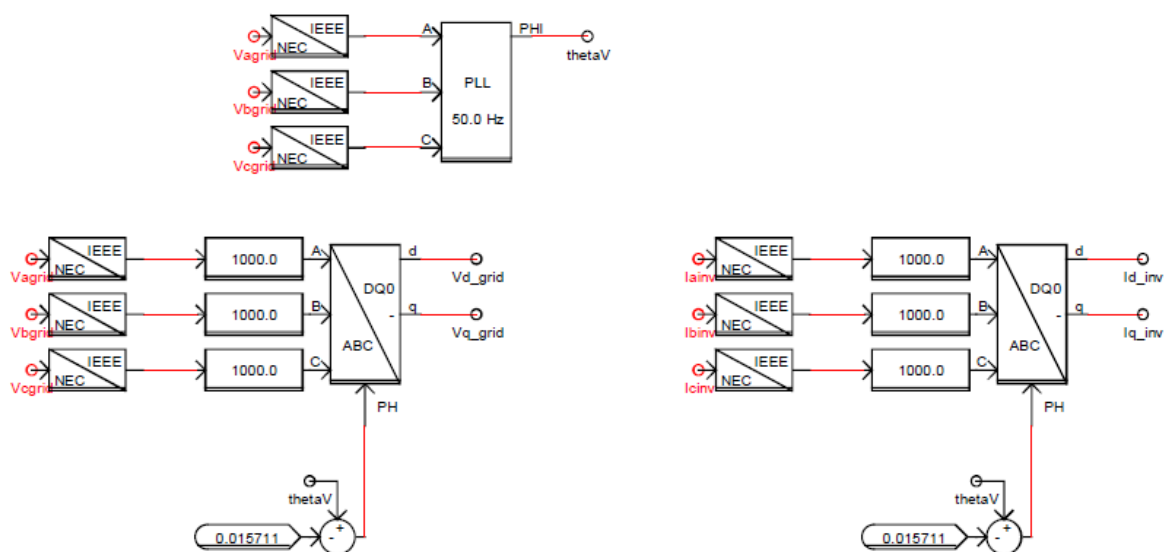
Πέρα από τις εισόδους, ένταση ακτινοβολίας και θερμοκρασία, διακρίνουμε το υποσύστημα που περιέχει το μοντέλο του φωτοβολταϊκού και του mppt, το υποσύστημα που περιέχει τον έλεγχο του αντιστροφέα καθώς και την AC-πλευρά. Εκεί παρουσιάζονται οι εξαρτημένες από τα σήματα εξόδου του ελέγχου πηγές τάσης, το φίλτρο του αντιστροφέα, με τις ίδιες τιμές  $RL$  που είχαμε και στο Simulink, καθώς και το κεντρικό δίκτυο στο οποίο συνδέεται η εγκατάσταση.

Παρακάτω, παρουσιάζεται αναλυτικά η υλοποίηση του μοντέλου του ελέγχου προσανατολισμού-τάσης (VOC) στο RTDS:



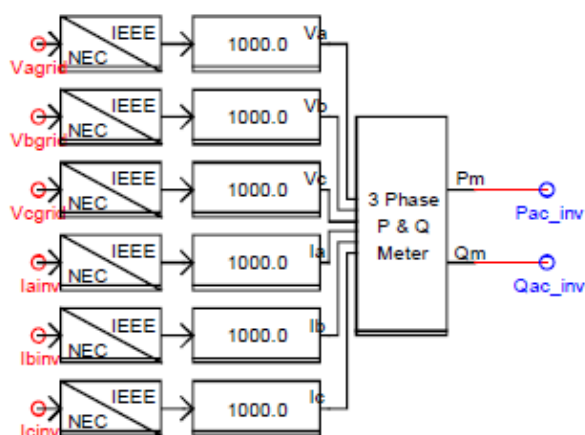
Εικόνα 7.8 Εντολές ελέγχου αλγορίθμου Voltage Oriented Control

Το σκεπτικό με βάση το οποίο προκύπτουν οι εντολές αυτές έχει αναλυθεί στο Κεφάλαιο 6 για τη μοντελοποίηση του αλγορίθμου στο Matlab.

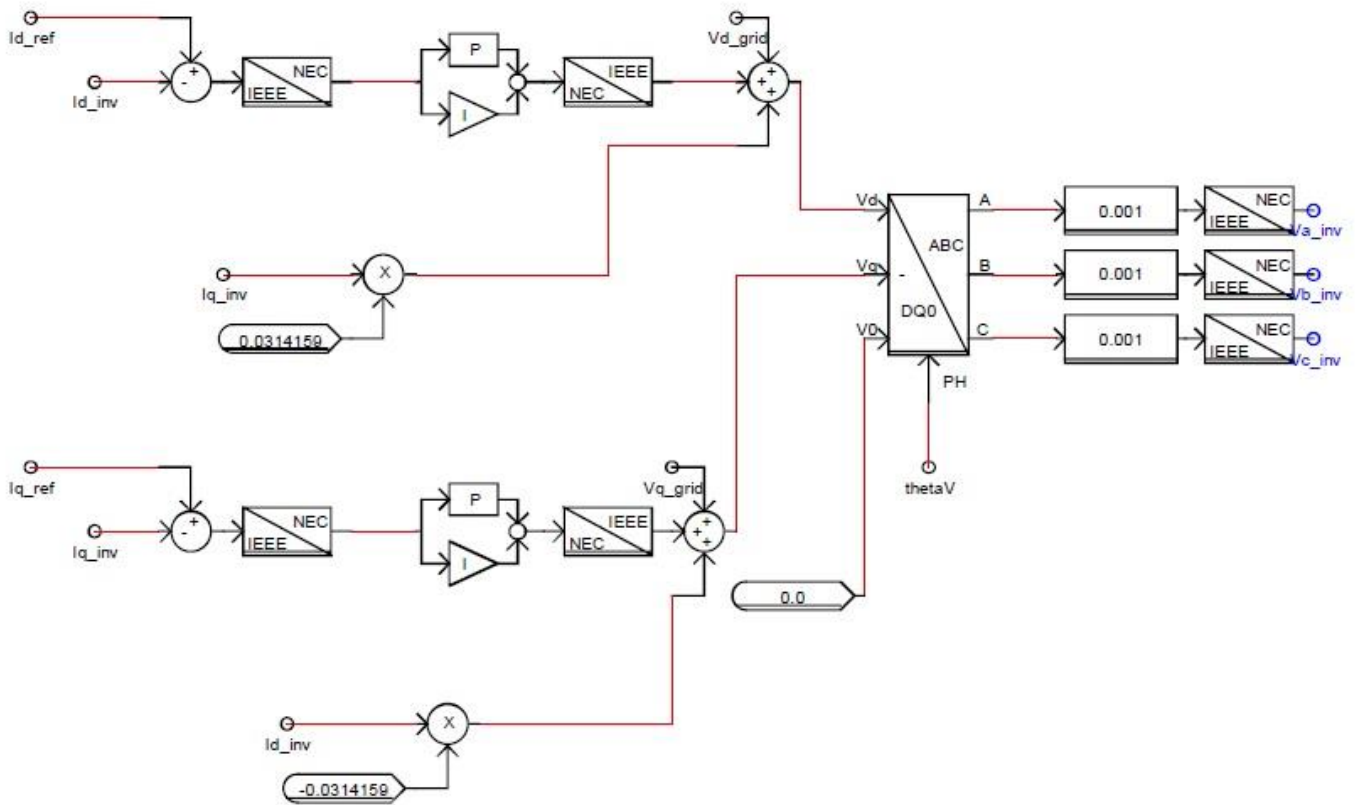


**Εικόνα 7.9** Μετασχηματισμοί Park τάσης και ρεύματος

Από την ανάλυση του PLL (Phase Locked Loop) που έγινε στην παράγραφο 5.2 της παρούσας εργασίας προκύπτει ότι η q-συνιστώσα της τάσης του δικτύου πρέπει να υπολογίζεται ίση με μηδέν. Σε αντίθεση με αυτό, κατά τη προσομοίωση στο RTDS η συνιστώσα αυτή προέκυπτε να έχει μια μικρή τιμή διάφορη του μηδενός. Αυτό αποδόθηκε στη μη κατάλληλη ρύθμιση της γωνίας από το PLL και έγινε διόρθωσή της κατά  $0,015711 \text{ rad}$ , όπως φαίνεται και στην παραπάνω εικόνα.



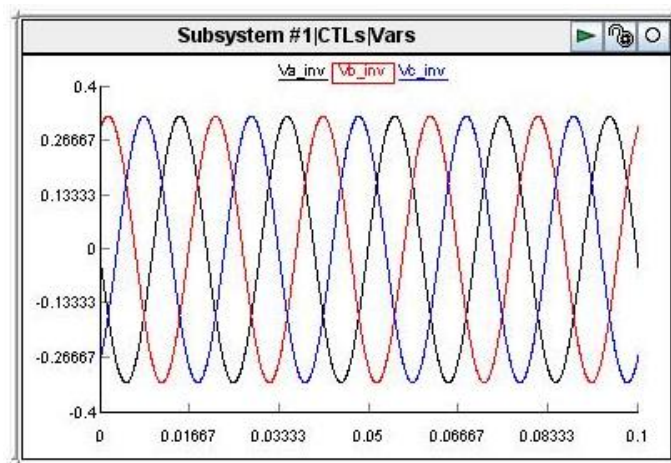
**Εικόνα 7.10** Υπολογισμοί ενεργού και αέργου ισχύος εξόδου αντιστροφέα στο RTDS



**Εικόνα 7.11** Υλοποίηση Voltage Oriented Control στο RTDS

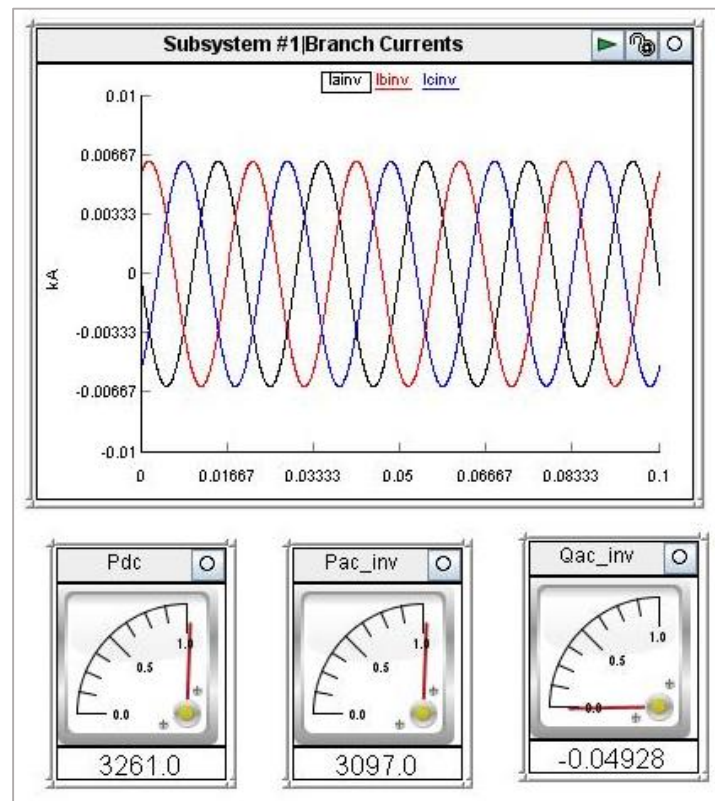
Να αναφέρουμε εδώ ότι η τριφασική πηγή τάσης που αναπαριστά το δίκτυο (Εικόνα 7.7) έχει μονάδες μέτρησης σε  $kV$ . Το ίδιο και οι μετρήσεις για τα ρεύματα γραμμής (σε  $kA$ ). Για το λόγο αυτό και με βάση το γεγονός ότι ο ελεγκτής είναι ένα ψηφιακό κύκλωμα που διαχειρίζεται σήματα (και όχι φυσικές μονάδες) έγιναν πολλαπλασιασμοί με 1000 και 0,001 ώστε οι μετρήσεις να μετατραπούν καταλλήλως.

Οι παράμετροι των PI-ελεγκτών ορίστηκαν:  $k_p = 0,15$  και  $T_i = 0,007$ . Τα όρια του ολοκληρωτή επιλέχθηκαν σε πολύ μεγάλες τιμές, της τάξης του  $10^5$ .



**Εικόνα 7.12** Τριφασική τάση εξόδου αλγορίθμου VOC

Η προσομοίωση για τον έλεγχο της ευσταθούς λειτουργίας του συστήματος έγινε με τις ίδιες εισόδους που είχε γίνει και στο Simulink, δηλαδή:  $G = 1000 \text{ W/m}^2$  και  $T = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ .



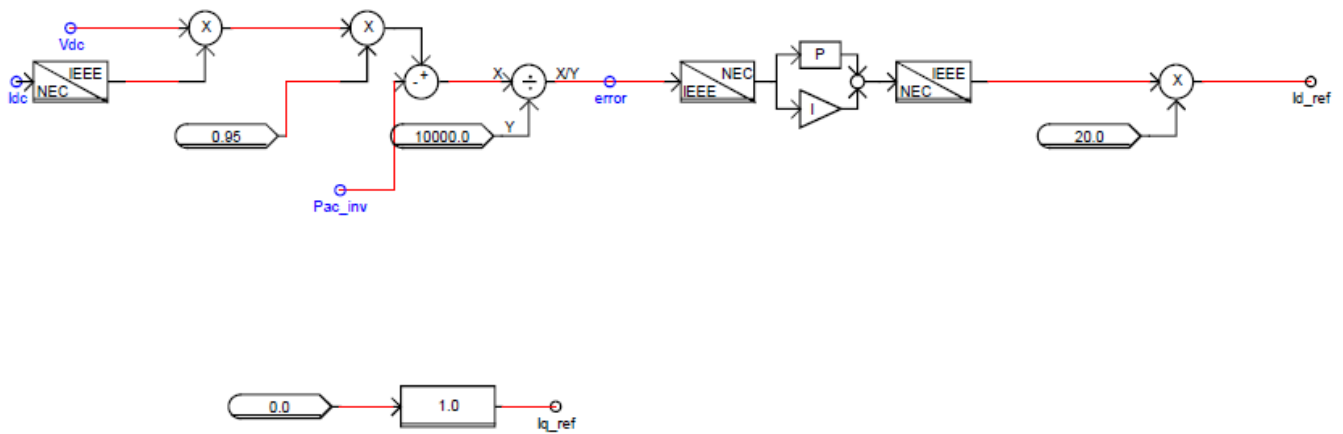
**Εικόνα 7.13** Ρεύματα εξόδου και ισχύες αλγορίθμου VOC

Η απόκριση του υλοποιημένου ελέγχου προσανατολισμού-τάσης (VOC) στη μόνιμη κατάσταση είναι η ζητούμενη καθώς τόσο η άεργος ισχύς είναι κοντά στο μηδέν, όσο και η ενεργός ισχύς εξόδου του αντιστροφέα είναι το 95% (βαθμός απόδοσης) της παραγόμενης ισχύος στη dc- πλευρά. Το σφάλμα μόνιμης κατάστασης είναι πολύ κοντά στο μηδέν.

## 7.6 Μοντελοποίηση αλγορίθμου PQ Synchronous Control στο RTDS

Όπως και πριν, τονίζεται και εδώ ότι το σκεπτικό για τη μοντελοποίηση του αλγορίθμου σύγχρονου ελέγχου ενεργού και αέργου ισχύος (PQS Control) μπορεί να βρεθεί στο προηγούμενο κεφάλαιο της εργασίας.

Ενδιαφέρον έχει η παρουσίαση του τρόπου με τον οποίο προκύπτουν οι εντολές του αλγορίθμου καθώς εκεί είναι και η διαφοροποίησή του σε σχέση με τον Voltage Oriented Control. Για το σχεδιασμό του PI-ελεγκτή μέσω του οποίου προκύπτει η εντολή για την d-συνιστώσα του ρεύματος,  $i_{d,ref}$ , εργαστήκαμε στο ανά μονάδα σύστημα. Η υλοποίηση των εντολών παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα:

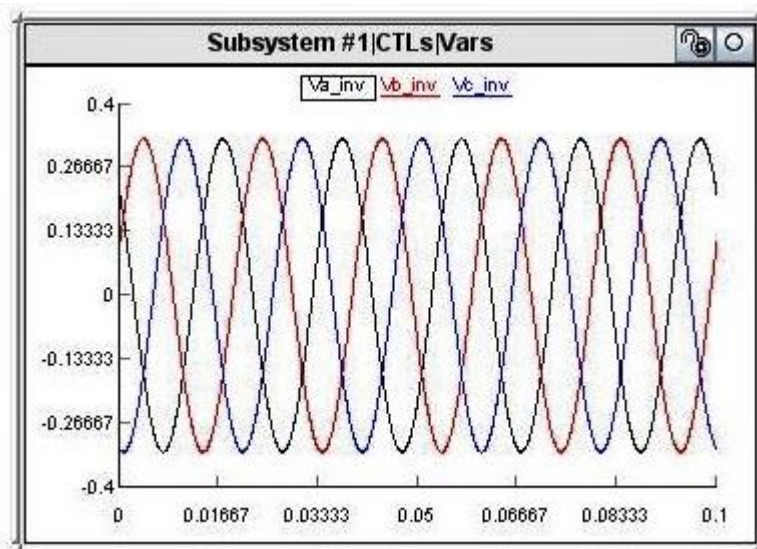


**Εικόνα 7.14** Εντολές ελέγχου αλγορίθμου PQS Control

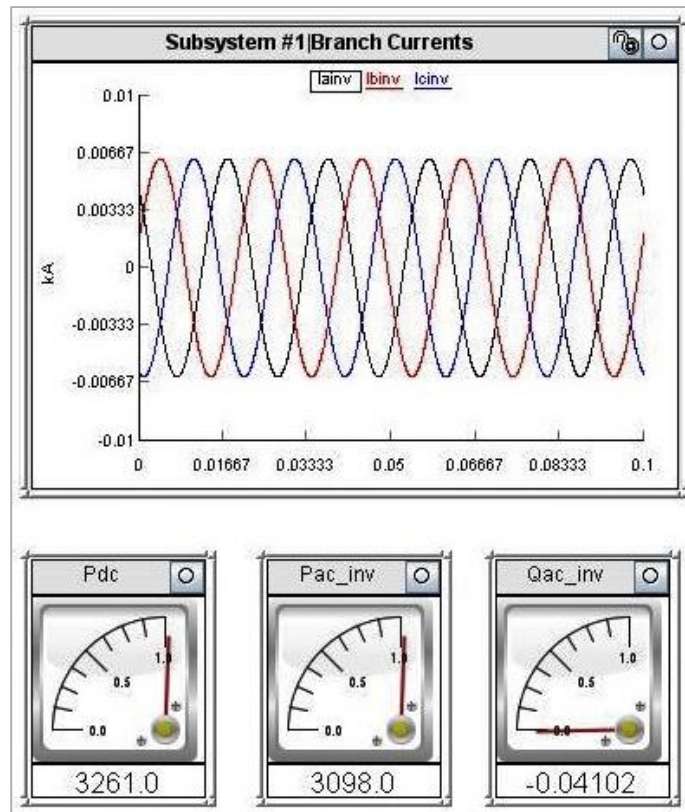
Συγκεκριμένα, το σφάλμα που προκύπτει μεταξύ της μετρούμενης ισχύος  $P_{ac\_inv}$  και της εντολής (reference) του ελέγχου  $0,95 \cdot P_{dc}$ , διαιρείται με μία ισχύ βάσης ίση με  $10 \text{ kW}$  για το σύστημά μας.

Αντίστοιχα, η έξοδος του PI που θα πρέπει να δώσει τιμή στο  $i_{d,ref}$  πολλαπλασιάζεται με έναν σταθερό αριθμό, που έχει το ρόλο του ρεύματος βάσης, ώστε να αποκτήσει την κατάλληλη τιμή. Ο σχεδιασμός αυτός επέτρεψε την επιλογή στενών ορίων του ολοκληρωτή στον PI-ελεγκτή με σκοπό την ευστάθεια του συνολικού συστήματος.

Οι παράμετροι του παραπάνω PI είναι:  $k_p = 0,001$  ,  $T_i = 6,67 \cdot 10^{-3}$  ενώ τα όρια για τον ολοκληρωτή επιλέχθηκαν στις τιμές  $\pm 2$ .



**Εικόνα 7.15** Τάση εξόδου αντιστροφέα αλγορίθμου PQS Control



**Εικόνα 7.15** Ρεύμα, ισχύες εξόδου αλγορίθμου PQS Control

Και εδώ η απόκριση του συστήματος αυτομάτου ελέγχου στη μόνιμη κατάσταση είναι πολύ κοντά στην επιθυμητή, όπως προκύπτει από τις μετρήσεις της προσομοίωσης.

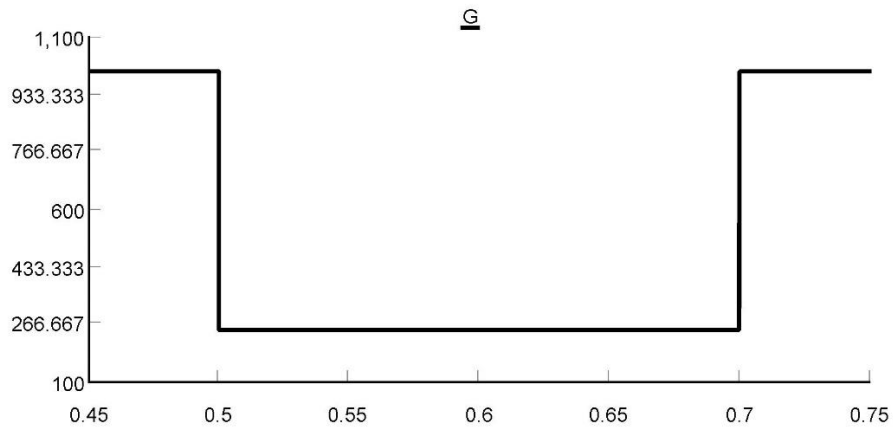
## 7.7 Απόκριση των αλγορίθμων σε βηματική μεταβολή της εισόδου

Η λειτουργικότητα ενός συστήματος αυτομάτου ελέγχου, όπως έχει προαναφερθεί, ελέγχεται μέσω της απόκρισής του σε βηματική μεταβολή της εισόδου. Όπως και στη μοντελοποίηση στο Matlab, προχωράμε και εδώ σε δύο αντίθετες βηματικές μεταβολές στην ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας και παρατηρούμε τις αποκρίσεις του συστήματος τόσο με τον αλγόριθμο Voltage Oriented Control, όσο και με τον PQ Synchronous Control.

Η θερμοκρασία του συστήματος διατηρείται σταθερή. Η ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας περιγράφεται ακολούθως:

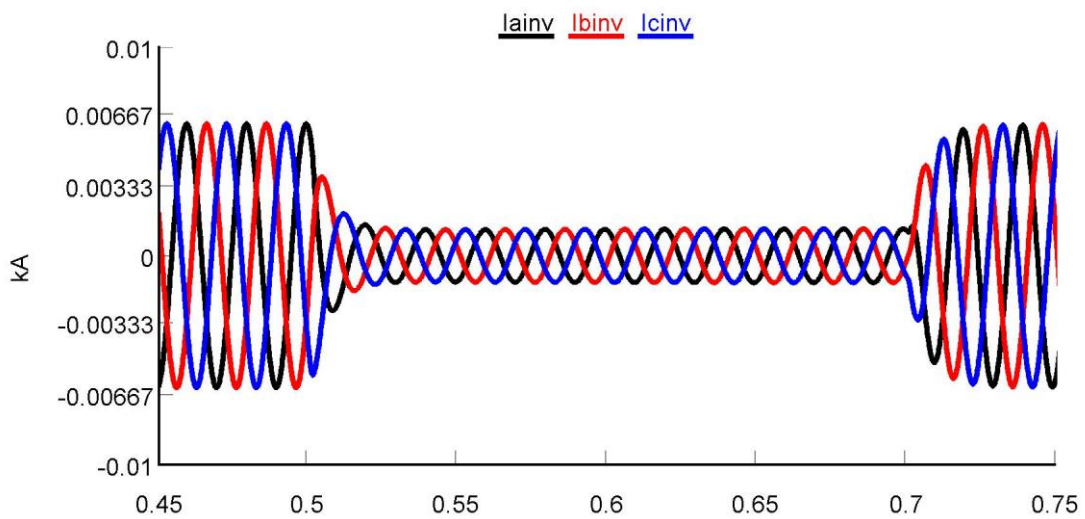
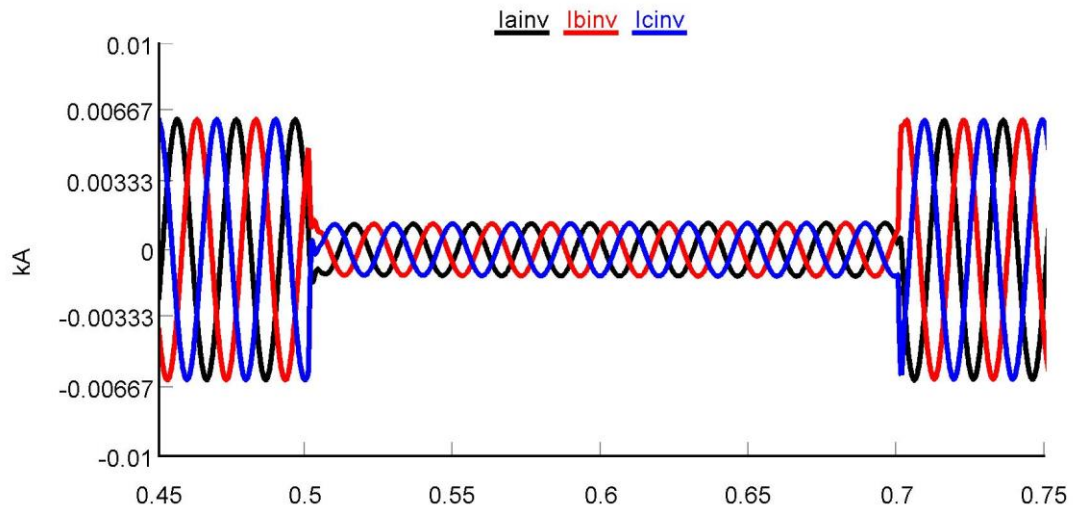
$$G = \begin{cases} 1000 \text{ W/m}^2, & t \geq 0 \text{ sec} \\ 250 \text{ W/m}^2, & 0,5 \leq t \leq 0,7 \text{ sec} \\ 1000 \text{ W/m}^2, & t \geq 0,7 \text{ sec} \end{cases}$$





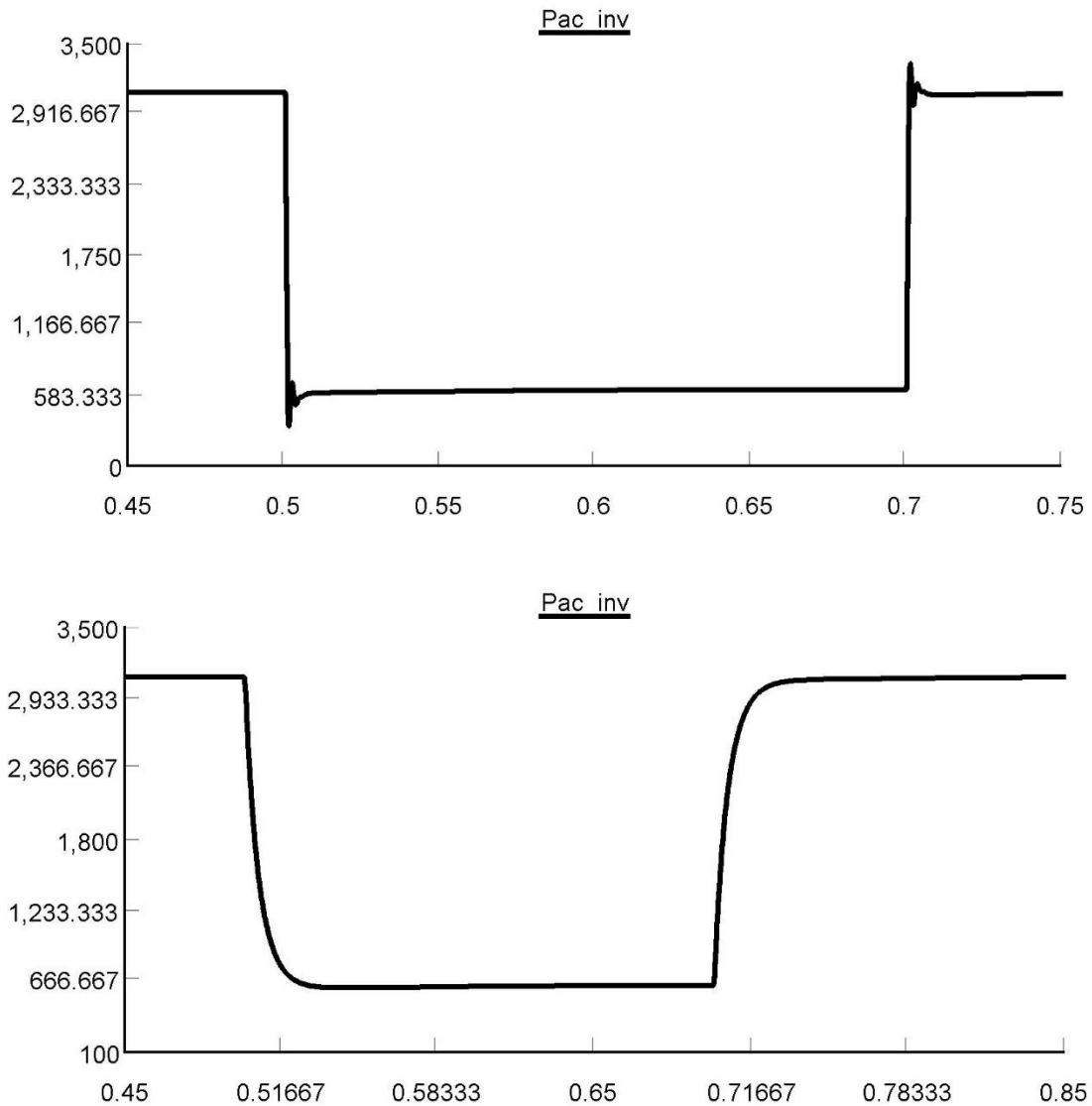
**Εικόνα 7.16** Διάγραμμα ακτινοβολίας στο RTDS

Παρακάτω παρατηρούμε τη μεταβολή που επιφέρει στα ρεύματα εξόδου η αλλαγή που έγινε στην ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας:



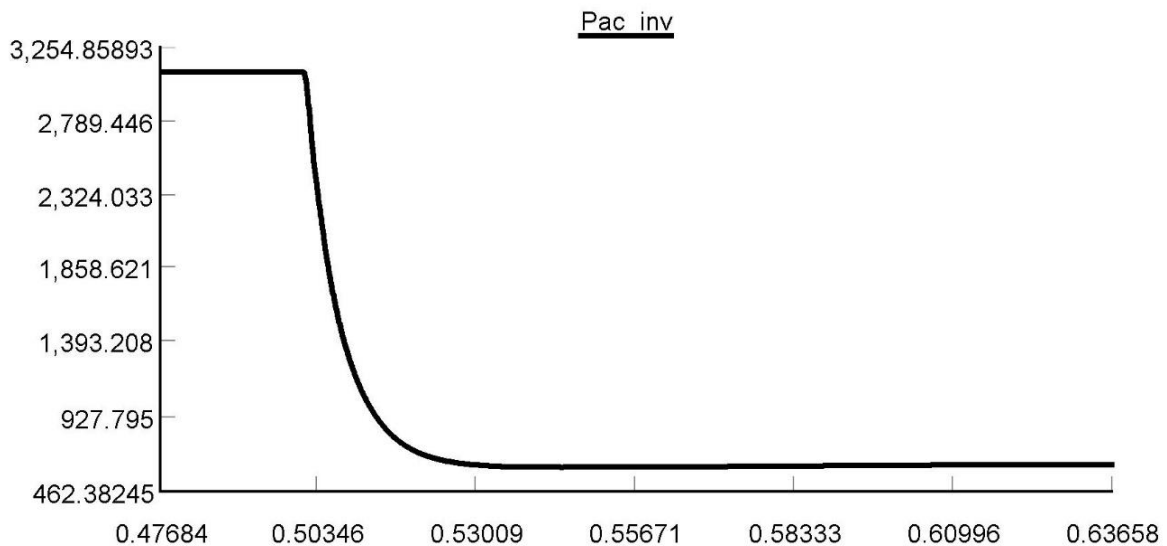
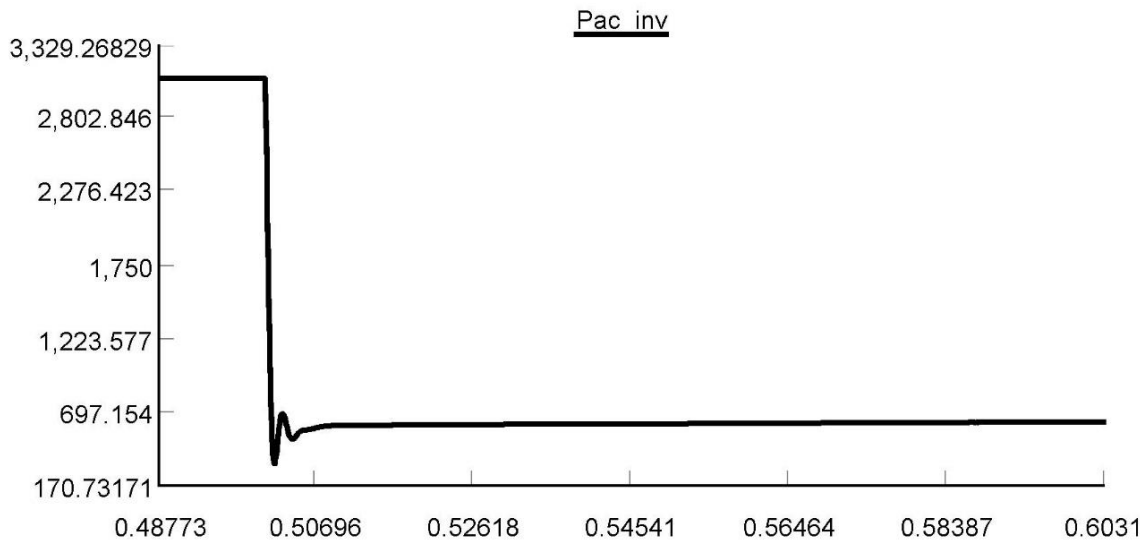
**Εικόνα 7.17** Ρεύματα εξόδου κατά τη μεταβολή της ακτινοβολίας (VOC πάνω, PQS κάτω)

Για την άμεση σύγκριση των αποκρίσεων των δύο ελέγχων, παρουσιάζονται σε ζεύγη τα διαγράμματα που αναπαριστούν το ίδιο κάθε φορά μετρούμενο μέγεθος. Στο πάνω μέρος βρίσκεται ο αλγόριθμος Voltage Oriented Control και στο κάτω ο αλγόριθμος PQ Synchronous Control. Παρακάτω παρουσιάζεται η απόκριση στην ενεργό ισχύ του συστήματος:



**Εικόνα 7.18** Ενεργός ισχύς εξόδου στον VOC (πάνω) και PQS (κάτω)

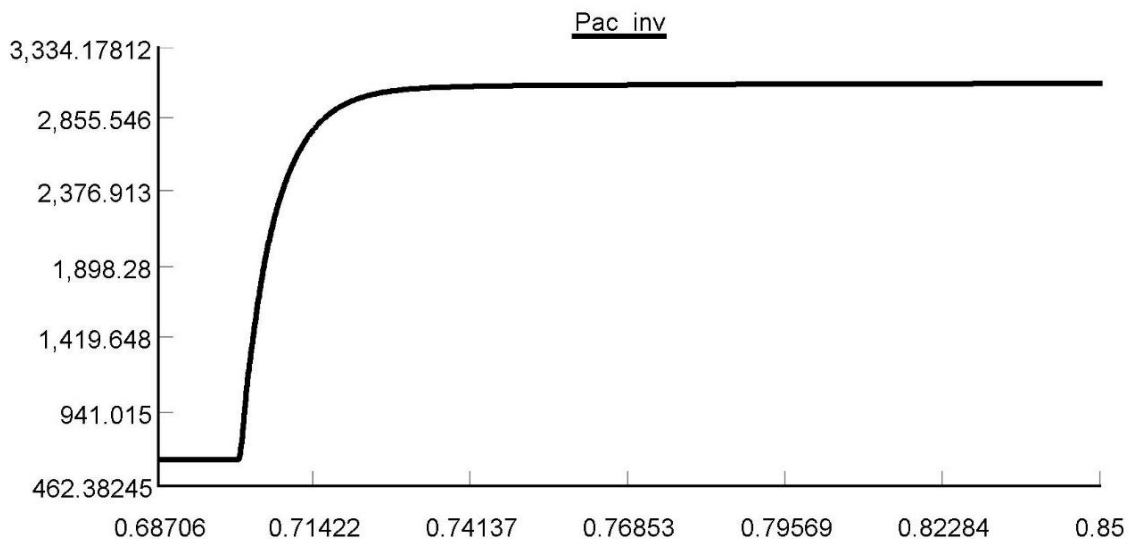
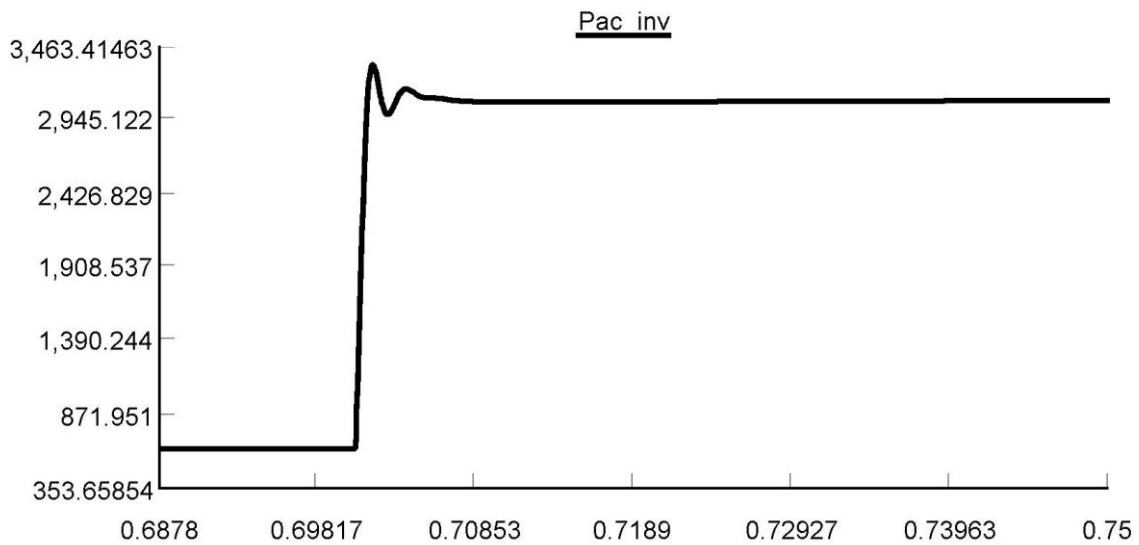
Και οι δύο αλγόριθμοι ελέγχου που υλοποιήθηκαν ανιχνεύουν το νέο σημείο λειτουργίας του συστήματος, όπως αυτό προσδιορίζεται από τον MPPT για τις νέες συνθήκες εισόδου, δηλαδή τη θερμοκρασία και την ένταση της ακτινοβολίας.



**Εικόνα 7.19** Ενεργός ισχύς κατά τη βύθιση της ακτινοβολίας (VOC πάνω, PQS κάτω)

Με τα διαγράμματα που παρουσιάζουν με περισσότερη λεπτομέρεια την απόκριση του συστήματος ελέγχου κατά τη βηματική μεταβολή της εισόδου, μπορούμε να παρατηρήσουμε κάποιες διαφορές μεταξύ των αλγορίθμων που υλοποιήθηκαν:

- Ο Voltage Oriented Control παρουσιάζει υπερακόντιση (overshooting) και λίγες ταλαντώσεις σε αντίθεση με τον PQ Synchronous Control ο οποίος αποκρίνεται σαν σύστημα πρώτης τάξης
- Ο PQ Synchronous Control χρειάζεται περισσότερο χρόνο για τη ρύθμιση του συστήματος σε σχέση με τον Voltage Oriented Control που το επιτυγχάνει πιο γρήγορα.

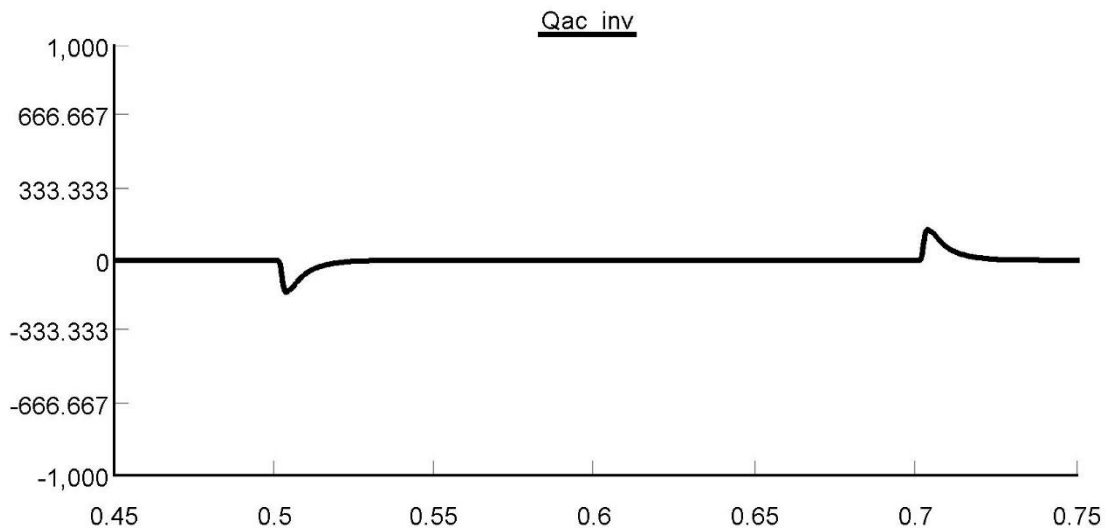
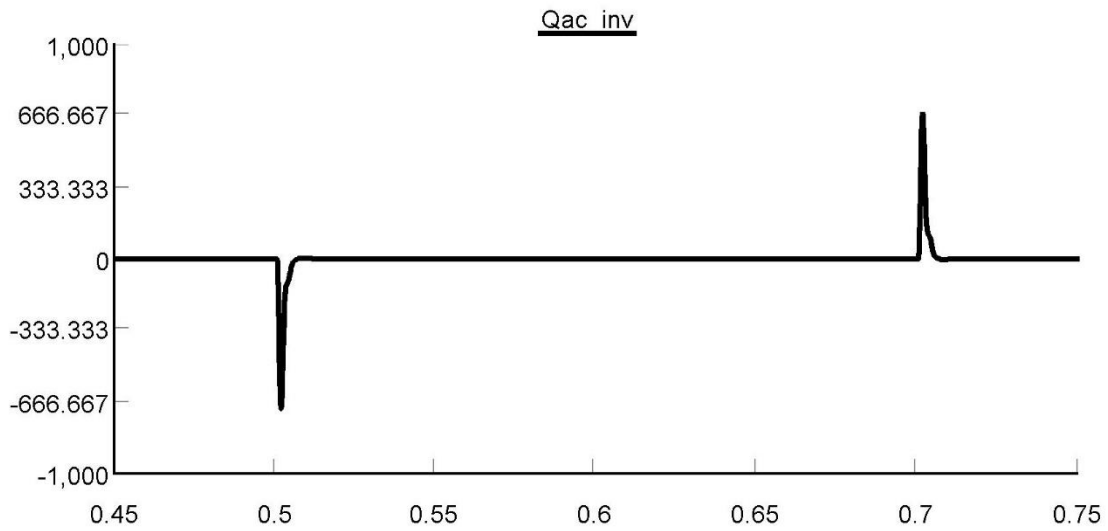


**Εικόνα 7.20** Ενεργός ισχύς κατά την ανύψωση της ακτινοβολίας (VOC πάνω, PQS κάτω)

Τέλος, παρακάτω παρατηρούμε και τη ρύθμιση της αέργου ισχύος που επιτυγχάνουν τα δύο συστήματα αυτομάτου ελέγχου. Υπενθυμίζεται ότι έχει επιλεγεί η ροή αέργου ισχύος μεταξύ του αντιστροφέα και του δικτύου να είναι μηδενική, κάτι που επιτυγχάνουν και οι δύο αλγόριθμοι στη μόνιμη κατάσταση.

Μεταβατικά όμως και όταν παρουσιάζεται πολύ έντονη μεταβολή στις συνθήκες εισόδου, παρατηρείται στιγμιαία ανταλλαγή αέργου ισχύος μεταξύ της εγκατάστασης και του κεντρικού δικτύου.

Τα διαγράμματα της αέργου ισχύος, για του δύο αλγόριθμους ελέγχου που υλοποιήθηκαν, φαίνονται ακολούθως:



**Εικόνα 7.21** Άεργος ισχύς εξόδου στον VOC (πάνω) και PQS (κάτω)

Εδώ είναι εμφανής η υπεροχή του αλγορίθμου PQ Synchronous Control επί του Voltage Oriented Control καθώς επιτυγχάνει να συγκρατήσει την ανταλλαγή αέργου ισχύος μεταξύ αντιστροφέα και δικτύου σε αισθητά χαμηλότερα επίπεδα.

Αρχικά, αυτό που προκύπτει από την παρούσα εργασία είναι ότι η μοντελοποίηση συστημάτων είναι μια αρκετά απαιτητική διαδικασία η οποία προϋποθέτει όχι μόνο ακρίβεια, αλλά και δυνατότητα προσαρμογής στις διάφορες προκλήσεις που ανακύπτουν κατά την υλοποίηση.

Αν όμως η περιγραφή του μοντέλου είναι ακριβής και γίνουν κάθε φορά οι απαραίτητες για το εκάστοτε σύστημα ρυθμίσεις, είναι οπωσδήποτε δυνατή η εξαγωγή ενός ολοκληρωμένου μοντέλου, ικανού να καλύπτει τις ανάγκες προσομοιώσεων και πειραμάτων για τη μελέτη του συστήματος.

Αυτό έγινε και στην εργασία αυτή με τη μοντελοποίηση της διάταξης από την αρχή μέχρι το τέλος, δηλαδή από τις παραμέτρους εισόδου του φωτοβολταϊκού (ακτινοβολία και θερμοκρασία) μέχρι και τη σύνδεση με το κεντρικό δίκτυο, εξακριβώνοντας την ορθότητα του μοντέλου μέσω της σύγκρισης που έγινε στα δύο λογισμικά προσομοίωσης, το Simulink του Matlab και το RTDS του εργαστηρίου Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας.

Στο τμήμα του ελέγχου τώρα, που είναι και ο πυρήνας της εργασίας αυτής, απαραίτητο είναι να σημειωθεί η δυσκολία που συναντά κανείς στο σχεδιασμό του Συστήματος Αυτομάτου Ελέγχου. Πέραν του γεγονότος ότι ο σχεδιασμός του ελέγχου είναι εξ ορισμού ένα πρόβλημα μη ντετερμινιστικό, του οποίου η ρύθμιση επαφίεται στον σχεδιαστή και τις απαιτήσεις του, η μαθηματική αναπαράσταση της προς έλεγχο εγκατάστασης δεν μπορεί να θεωρηθεί απολύτως ακριβής. Αν και οι εξισώσεις περιγραφής του συστήματος είναι ασφαλώς αδιαμφισβήτητες, παράμετροι που δεν λαμβάνονται υπόψη και αφορούν το λογισμικό προσομοίωσης υπεισέρχονται επηρεάζοντας τη συμπεριφορά του μοντέλου.

Συγκεκριμένα μιλώντας, το σύστημα αυτομάτου ελέγχου αντιμετωπίστηκε ως συνεχούς χρόνου, εκφρασμένο φυσικά στο πεδίο της συχνότητας. Κάτι τέτοιο ταιριάζει περισσότερο στη διαίσθησή μας και εν τέλει στην ευκολότερη κατανόησή του από εμάς. Στην πράξη όμως, οι προσομοιωτές, όπως και οι μικροεπεξεργαστές ελέγχου που χρησιμοποιούνται στο εμπόριο, είναι ψηφιακά κυκλώματα και εισάγουν ευθέως την έννοια της δειγματοληψίας και του διακριτού χρόνου. Ως εκ τούτου, ο έλεγχος καλείται να διαχειριστεί διακριτά σήματα και για την περιγραφή του συστήματος θα έπρεπε να χρησιμοποιηθεί ο μετασχηματισμός-z.

Για να μη χανόμαστε στη θεωρία, πρέπει να αναφερθεί ότι τα ίδια μοντέλα ελέγχου, με τις ίδιες παραμέτρους, περνούσαν από την ευστάθεια στην αστάθεια για επιλογή διαφορετικής τιμής του χρόνου δειγματοληψίας (sampling time) ο οποίος είναι και ο χρόνος που καθορίζει τη διάρκεια του βήματος της μεθόδου επίλυσης (solver). Σημειώνεται ότι ο χρόνος αυτός καθορίζεται στην πρώτη σειρά του κώδικα που υπάρχει στο παράρτημα.

Παρά ταύτα η μελέτη του συστήματος, ως συνεχούς χρόνου, σε συνδυασμό με την απαραίτητη προσαρμογή στα προβλήματα που ανέκυψαν, επέτρεψε το σχεδιασμό του μοντέλου καθώς και των αλγορίθμων με τους οποίους επιτυγχάνεται ο έλεγχος αυτού.

Έτσι, είμαστε σε θέση να συμπεράνουμε πως η ακολουθούμενη στρατηγική ελέγχου μέσω των μετασχηματισμών των εναλλασσόμενων σημάτων (μετρήσεις) σε συνεχή (d- και q-συνιστώσα) και η ρύθμιση αυτών μέσω PI-ελεγκτών είναι μια μέθοδος που καλύπτει τις απαιτήσεις για το σύστημα.

Ακόμα, προτείνεται να προτιμηθεί αλγόριθμος ελέγχου που να προχωρά στην αποσύζευξη των μεταβλητών κατάστασης. Ο σχεδιασμός του ελέγχου για τα δύο ανεξάρτητα συστήματα που προκύπτουν είναι σαφώς ευκολότερο να επιτευχθεί. Η μέθοδος αυτή (decoupling) αξιοποιείται εδώ από τον Voltage Oriented Control και τον PQ Synchronous Control, η υλοποίηση των οποίων είχε σαφή πλεονεκτήματα σε σχέση με τον αλγόριθμο Direct Power Control.

Από εκεί και πέρα, ο σχεδιαστής είναι αυτός που θα ρυθμίσει τις παραμέτρους του Συστήματος Αυτομάτου Ελέγχου σύμφωνα με τις απαιτήσεις του. Στην παρούσα εργασία έγινε σύγκριση μεταξύ αλγορίθμων ελέγχου οι οποίοι παρουσίασαν ισχυρά και αδύναμα σημεία,

αναφορικά με την απόκρισή τους. Ο αναγνώστης μπορεί να δει τις προσομοιώσεις αυτές στα Κεφάλαια 6 και 7.

Η μελέτη που έγινε στην παρούσα εργασία μπορεί να επεκταθεί προς δύο διαστάσεις. Η πρώτη αναφέρεται στους αλγόριθμους που υλοποιήθηκαν και στοχεύει στη βελτιστοποίησή τους. Ακόμα, μπορεί να αναπτυχθεί το λεπτομερές μοντέλο του αντιστροφέα, που εμπεριέχει τη γέφυρα των τρανζίστορ και την τεχνική SPWM, κάτι που θα οδηγήσει σε πιο ρεαλιστική ανάλυση του συστήματος. Θα μπορούσαμε να πούμε ότι η μελέτη επεκτείνεται με τον τρόπο αυτό προς το βάθος.

Η δεύτερη επέκταση αφορά το εύρος της μελέτης. Αντί της βελτιστοποίησης των παρόντων αλγορίθμων, διαφορετικές μέθοδοι ελέγχου μπορούν να υλοποιηθούν για τη βελτίωση της απόκρισης του συστήματος. Στην κατηγορία αυτή μπορεί να μπει και η επέκταση του ελέγχου στη ρύθμιση της αέργου ισχύος που εγχέεται μέσω του αντιστροφέα στο δίκτυο, ώστε να είναι δυνατή η συνεισφορά της εγκατάστασης διεσπαρμένης παραγωγής στην ευστάθειά του. Η ελεγχόμενη νησιδοποίηση του συστήματος είναι ένα ακόμα σημαντικό ζήτημα προς μελέτη.

Οπωσδήποτε, η ραγδαία εξέλιξη των συστημάτων διεσπαρμένης παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας έχει δημιουργήσει ένα ευρύ πεδίο για την έρευνα, καθώς πολλές είναι οι προκλήσεις που συνεπάγεται. Η παρούσα εργασία σκοπό έχει να συμβάλει στην κατεύθυνση αυτή, αφήνοντας παράλληλα τον χώρο για περαιτέρω και πιο ενδελεχή μελέτη.

## Παράρτημα

### Κώδικας Matlab για τη μοντελοποίηση φωτοβολταϊκού

```
Ts=8e-06; % sample time for the simulink solver
%% input variable values from the datasheet
a=1.3;
Isc=8.25;
Voc=37.7;
Tn=25;
Gn=1000;
Imp=7.96;
Vmp=30.8;
Ki=0.042;
Kv=-0.33;
Ns=60; % number of pv cells in series
Npar=1; % number of pv modules in parallel
Nser=1; % number of pv modules in series

Tn=Tn+273.15;
k=1.38e-23;
q=1.6e-19;
Vt=k*Tn/q;
Pmax=Vmp*Imp;

%% variables initializations
Rs_increment=0.01;
tolerance=0.01;
error=10; %random value to assure error>tolerance
max_iteration=3000;
iteration=0;

%% initial guess of Rp and Rs
Rp=(Vmp/(Isc-Imp))-((Voc-Vmp)/Imp);
Rs=0.1;

%% calculation of Io
Io=Isc/(exp(Voc/(Ns*a*Vt))-1);

%% begin iteration to adjust model

while (error>tolerance) && iteration<max_iteration && Rp>0

    iteration=iteration+1;
    Ipv=(Rp+Rs)*Isc/Rp;
    Rp_old=Rp;
    Rs=Rs+Rs_increment;
    Rp=Vmp*(Vmp+Imp*Rs)/(Vmp*Ipv-
Vmp*Io*exp((Vmp+Imp*Rs)/(Vt*Ns*a))+Vmp*Io-Pmax);
    V=0:Voc/50:Voc;
    I=zeros(1,size(V,2));
```



```

% solve the equation for I with newton-raphson

for j=1 : size(V,2)
    g=Ipv-Io*(exp((V(j)+I(j)*Rs)/(Vt*Ns*a))-1)+(V(j)+I(j)*Rs)/Rp+I(j);

    while abs(g)>tolerance
        g=Ipv-Io*(exp((V(j)+I(j)*Rs)/(Vt*Ns*a))-1)-(V(j)+I(j)*Rs)/Rp-
I(j);
        dg=-Io*Rs/(Vt*Ns*a)*exp((V(j)+I(j)*Rs)/(Vt*Ns*a))-Rs/Rp-1;
        Inew=I(j)-g/dg;
        I(j)=Inew;
    end
end

P=(Ipv-Io*(exp((V+I.*Rs)/(Vt*Ns*a))-1)-(V+I.*Rs)/Rp).*V;
Pm=max(P);
error=abs(Pm-Pmax);

end

if Rp<0
    Rp=Rp_old;
end

Rs=Rs*Nser/Npar;
Rp=Rp*Nser/Npar;
total_error=error*100/Pmax;

% type the values of Rs and Rp

type_rs=sprintf('Rs = %d',Rs);
type_rp=sprintf('Rp = %d',Rp);
type_error=sprintf('percentage_error = %d',total_error);
disp(type_rs);
disp(type_rp);
disp(type_error);

```

## Βιβλιογραφία

- [1] [http://el.wikipedia.org/wiki/Ανανεώσιμες\\_πηγές\\_ενέργειας](http://el.wikipedia.org/wiki/Ανανεώσιμες_πηγές_ενέργειας)
- [2] Κωνσταντίνος Θ. Δέρβος, *Φωτοβολταϊκά Συστήματα – από τη Θεωρία στην Πράξη*, Πανεπιστημιακές Εκδόσεις Ε.Μ.Π, 2013.
- [3] [http://el.wikipedia.org/wiki/Φωτοβολταϊκό\\_σύστημα](http://el.wikipedia.org/wiki/Φωτοβολταϊκό_σύστημα)
- [4] Στέφανος Ε. Τετελένης, «Προσδιορισμός Παραμέτρων Γήρανσης Φωτοβολταϊκών Στοιχείων», Αθήνα 2011.
- [5] Bratt Jordana, “Grid connected PV inverters: Modeling and Simulation”, San Diego 2011.
- [6] M. G. Villalva and E. R. Filho, “Modeling and circuit-based simulation of photovoltaic arrays,” *Brazilian Journal of Power Electronics*, vol. 14, no. 1, pp. 35 – 45, May, 2009.
- [7] Βασίλειος Ε. Ρενιέρης, «Σχεδίαση Ανιχνευτή Σημείου Μέγιστης Ισχύος Φ/Β Συστοιχίας μέσω Διακριτού Προβλεπτικού Ελεγκτή για Αποδοτική Λειτουργία υπό Ραγδαία Μεταβαλλόμενες Ατμοσφαιρικές Συνθήκες», Αθήνα 2013.
- [8] Amirnaser Yazdani, Reza Iravani, *Voltage-Sourced Converters in Power Systems*, IEEE, WILEY publication, Canada, 2010.
- [9] George Alin Raducu, “Control of grid side inverter in a B2B configuration for WT applications”, Aalborg, 2008.
- [10] Ευάγγελος Λ. Καρφόπουλος, «Ανάλυση και Σύγκριση Αντιστροφών Πηγής Τάσεως Πολλαπλών Επιπέδων», Αθήνα, 2005.
- [11] K. Saleh, A. Al-Obaidi, K. Al Khuffash, L. Lamont, E. El-Saadany, “Dynamic Performance Analysis of Potential Current Control Strategies for Grid Connected Applications”, *Power and Energy Society General Meeting (PES)*, 2013 IEEE.
- [12] P. Forsyth, R. Kuffel, “Utility Applications of an RTDS Simulator”, RTDS Technologies Inc.
- [13] Βασίλειος Α. Κλεφτάκης, «Μελέτη Προσομοίωσης Power Hardware in the Loop και διερεύνηση ανύψωσης της τάσης εξαιτίας της διείδυσης Φωτοβολταϊκών στη Χαμηλή Τάση», Αθήνα 2011.