



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

**Έλεγχος αντιστροφέα φωτοβολταϊκού συστήματος για απόκριση
συχνότητας και αδιάλειπτη λειτουργία υπό χαμηλή τάση**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Όλγα Ι. Σχινά

Επιβλέπων: Σταύρος Παπαθανασίου

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Μάρτιος 2018



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

**Έλεγχος αντιστροφεία φωτοβολταϊκού συστήματος για απόκριση
συχνότητας και αδιάλειπτη λειτουργία υπό χαμηλή τάση**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Όλγα Ι. Σχινά

Επιβλέπων: Σταύρος Παπαθανασίου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την Μαρτίου 2018

.....
Σταύρος Παπαθανασίου
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Αντώνιος Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π

.....
Πάυλος Γεωργιλάκης
Επίκουρος Καθηγητής Ε.Μ.Π

Αθήνα, Μάρτιος 2018

.....

Όλγα Ι. Σχινά

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

Copyright © Όλγα Ι. Σχινά, 2018

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.

Περίληψη

Στην παρούσα διπλωματική εργασία αναπτύσσονται οι στρατηγικές ελέγχου του αντιστροφέα ενός ΦΒ σταθμού, προκειμένου να του δοθεί η δυνατότητα υποστήριξης του δικτύου σε περιπτώσεις σφαλμάτων συχνότητας και τάσεως. Στην εξεταζόμενη διάταξη δεν υπάρχει σύστημα αποθήκευσης, οπότε η ΦΒ εγκατάσταση είναι υποχρεωμένη να μεταβάλει άμεσα τα ποσά εγγεόμενης ενεργού και αέργου ισχύος προς το σύστημα, σε περιπτώσεις σφαλμάτων.

Αρχικά, παρουσιάζονται τα στοιχεία που καθιστούν την συμβολή των σταθμών ΑΠΕ στη ρύθμιση των χαρακτηριστικών του δικτύου αναγκαία και αναλύονται οι σύγχρονες απαιτήσεις του κώδικα ENTSO-E και υποδεικνύεται η βέλτιστη συμπεριφορά του σταθμού σε περιπτώσεις σφαλμάτων.

Στη συνέχεια, αναλύεται η μέθοδος μοντελοποίησης του ΦΒ σταθμού και περιγράφονται όλες οι επιμέρους διατάξεις από τις οποίες απαρτίζεται. Επιπλέον, δίνονται και τα χαρακτηριστικά όλων των συστημάτων που είναι απαραίτητα για τη διασύνδεση του σταθμού στο δίκτυο.

Έπειτα, ακολουθεί η ανάλυση των διατάξεων ελέγχου όλων των εμπλεκόμενων ηλεκτρονικών ισχύος της διάταξης, προκειμένου να καταστεί δυνατή η διασύνδεση του ΦΒ στο δίκτυο, όταν αυτό λειτουργεί υπό κανονικές συνθήκες.

Το κύριο τμήμα της εργασίας χωρίζεται σε δύο μέρη. Σε αρχικό στάδιο, μελετάται η κατασκευή του συστήματος ελέγχου που επιτρέπει την μεταβολή της παραγόμενης ενεργού ισχύος της ΦΒ γεννήτριας όταν η συχνότητα του συστήματος παρουσιάζει διαταραχές. Σε δεύτερο στάδιο, υλοποιείται το σύστημα ελέγχου του αντιστροφέα, που επιτρέπει την έγχυση αέργου ισχύος στο δίκτυο όταν παρουσιάζονται βυθίσεις τάσης.

Προκειμένου να επιβεβαιωθεί η σωστή απόκριση των εν λόγω συστημάτων ελέγχου, παρατίθενται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για διάφορες περιπτώσεις διαταραχών του δικτύου και εκτιμάται η δυναμική συμπεριφορά του συνολικού συστήματος.

Τέλος, ακολουθούν τα συμπεράσματα που εξήχθησαν κατά τη διάρκεια της παρούσας μελέτης.

Λέξεις κλειδιά

Ανανεώσιμες πηγές ενέργειας, φωτοβολταϊκά, κώδικες δικτύου, αντιστροφέας δύο βαθμίδων, DSOGI-PLL, LC φίλτρο, μικροδίκτυο, ρύθμιση συχνότητας, στατισμός, αδρανειακή απόκριση, υποστήριξη τάσης, συμμετρικά σφάλματα, ασύμμετρα σφάλματα έλεγχος ενεργού ισχύος, έλεγχος αέργου ισχύος.

Abstract

In the current thesis, the control strategies of the inverter for photovoltaic systems are developed, in order to grant low voltage ride through and frequency regulation capability. The developed photovoltaic power plant model does not include a storage system, therefore it is obliged to immediately regulate the injected active and reactive power to the grid, when disturbances are detected.

In the beginning, the technical requirements, which render renewable energy support to the grid the essential during frequency disturbances and grid faults, are presented, the contemporary demands published by ENTSO-E grid code are analyzed and the optimal behavior of the station in case of errors is indicated.

Consequently, the modeling method of the photovoltaic power plant is analyzed and all the individual subsystems and devices it consists of, are described. Additionally, the features of all the systems necessary to the connection of the station to the network are also given.

Then, the analysis of the control method of all the implicated power electronics of the arrangement is presented, so that the connection of the photovoltaic plant to the network is rendered possible, under normal conditions operation.

The main part of the thesis comprises two parts. At first, the structure of the control system, which allows the alteration of the generated active power of the photovoltaic generator when system frequency disturbances occur, is studied. Afterwards, the control system of the inverter, which enables the infusion of reactive power to the network, when voltage sags occur, is implemented.

In order to confirm the right response of the control systems in question, the simulation results of several cases of network disturbances are subjoined and the dynamic behavior of the whole system is evaluated.

Finally, the conclusions drawn during the course of this study are presented.

Key words

Renewable energy sources, photovoltaics, grid codes, two-stage power inverter, DSOGI-PLL, LC filter, microgrid, frequency regulation, droop, virtual inertia, low voltage ride through (LVRT), symmetrical voltage sags, asymmetrical voltage sags, active power control, reactive power control

Ευχαριστίες

Με την ολοκλήρωση της παρούσας διπλωματικής εργασίας, οφείλω να ευχαριστήσω όλους τους ανθρώπους που με τον τρόπο τους με βοήθησαν, με καθοδήγησαν και συνεισέφεραν με σημαντικό τρόπο στην εκπόνηση της.

Αρχικά, θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον επιβλέποντα καθηγητή μου, κ. Σταύρο Παπαθανασίου, για τη συνεχή υποστήριξη του και την ουσιαστική καθοδήγηση του, καθώς και για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε, δίνοντας μου τη δυνατότητα να ασχοληθώ με ένα εξαιρετικά ενδιαφέρον θέμα.

Επιπλέον, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον διδάκτορα κ. Γεώργιο Καμπίτση για την άψογη συνεργασία και την πολύτιμη βοήθεια του, καθόλη τη διάρκεια της εργασίας, καθώς και για τις καίριες συμβουλές και υποδείξεις του, που υπήρξαν καθοριστικές για την εκπόνηση της.

Επίσης, ευχαριστώ ιδιαίτερος τον διδάκτορα κ. Στρατή Μπατζέλη για τη σημαντική βοήθεια και υποστήριξη του στα αρχικά στάδια αυτής της εργασίας, που μου έδωσαν τα απαραίτητα εφόδια για να προσεγγίσω σφαιρικά το παρόν θέμα.

Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένεια μου και τους φίλους μου, για την αμέριστη κατανόηση, τη στήριξη τους και τις όμορφες στιγμές, όλα αυτά τα χρόνια.

Πίνακας περιεχομένων

| | | |
|-------|--|----|
| 1. | Εισαγωγή..... | 1 |
| 1.1 | Κώδικες δικτύου..... | 2 |
| 1.1.1 | Έλεγχος ενεργού ισχύος..... | 2 |
| 1.1.2 | Έλεγχος αέργου ισχύος..... | 6 |
| 1.1.3 | Αρμονική παραμόρφωση εγχεόμενων τάσεων και ρευμάτων..... | 8 |
| 1.2 | Αντικείμενο εργασίας..... | 9 |
| 1.3 | Δομή εργασίας..... | 10 |
| 2. | Τοπολογία και Μοντελοποίηση συστήματος..... | 11 |
| 2.1 | Μοντελοποίηση συστήματος..... | 11 |
| 2.2 | ΦΒ μοντέλο..... | 11 |
| 2.3 | Ηλεκτρικά χαρακτηριστικά ΦΒ πλαισίου..... | 12 |
| 2.4 | Μοντέλο μιας διόδου..... | 14 |
| 2.4.1 | Δοκιμή βραχυκύκλωσης..... | 16 |
| 2.4.2 | Δοκιμή ανοιχτοκύκλωσης..... | 16 |
| 2.4.3 | Λειτουργία μέγιστης απόδοσης ισχύος..... | 17 |
| 2.5 | Dc/dc μετατροπέας..... | 21 |
| 2.6 | Dc/ac αντιστροφέας..... | 23 |
| 2.7 | Φίλτρο εξόδου..... | 24 |
| 2.8 | Μετασηματιστής..... | 25 |
| 3. | Συστήματα ελέγχου διάταξης..... | 27 |
| 3.1 | Συγχρονισμός με το δίκτυο..... | 27 |
| 3.1.1 | Μετασηματισμοί σε στατό και στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς..... | 27 |
| 3.1.2 | Θετική, αρνητική και μηδενική ακολουθία..... | 29 |
| 3.1.3 | Διάταξη κλειδώματος φάσης..... | 30 |
| 3.1.4 | Ελεγκτές PI και PR..... | 33 |
| 3.1.5 | Διακριτοποίηση σημάτων..... | 34 |
| 3.2 | Έλεγχος dc/dc Μετατροπέα..... | 36 |

| | | |
|-------|---|----|
| 3.2.1 | MPP | 36 |
| 3.2.2 | Παραγωγή duty cycle | 37 |
| 3.3 | Έλεγχος dc/ac Αντιστροφέα | 38 |
| 3.3.1 | Έλεγχος τάσης στο dc-link | 39 |
| 3.3.2 | Ρεύματα αναφοράς | 40 |
| 3.3.3 | Τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών βάσει χωρικών διανυσμάτων | 41 |
| 4. | Υποστήριξη ΦΒ σταθμού σε σφάλματα δικτύου | 45 |
| 4.1 | Στρατηγική ελέγχου ενεργού ισχύος σε διαταραχές της συχνότητας..... | 45 |
| 4.1.1 | Τροποποιημένη καμπύλη ΦΒ γεννήτριας | 45 |
| 4.1.2 | Τήρηση εφεδρείας | 46 |
| 4.1.3 | Ρύθμιση ενεργού ισχύος βάσει συχνότητας του δικτύου | 47 |
| 4.2 | Στρατηγική ελέγχου ενεργού και αέργου ισχύος σε βυθίσεις τάσης..... | 50 |
| 4.2.1 | Προσδιορισμός ρευμάτων αναφοράς | 50 |
| 4.2.2 | Υπολογισμός και έλεγχος ενεργού ισχύος..... | 51 |
| 4.2.3 | Καταστολή ανεπιθύμητων ταλαντώσεων | 52 |
| 5. | Αποτελέσματα προσομοιώσεων | 55 |
| 5.1 | Τοπολογία δικτύου διασύνδεσης ΦΒ σταθμού | 55 |
| 5.2 | Συγχρονισμός με το δίκτυο..... | 56 |
| 5.3 | Μεταβολές συνθηκών λειτουργίας ΦΒ γεννήτριας..... | 58 |
| 5.4 | Μεταβολές στην εφεδρεία ισχύος | 61 |
| 5.4.1 | Μεταβολές τύπου ράμπας | 61 |
| 5.4.2 | Βηματικές μεταβολές | 64 |
| 5.5 | Σφάλματα συχνότητας δικτύου | 66 |
| 5.5.1 | Απόκριση συστήματος ελέγχου σε περίπτωση υπερσυχνότητας | 66 |
| 5.5.2 | Απόκριση συστήματος ελέγχου σε περίπτωση υπερσυχνότητας με μεταβλητά ποσοστά διείσδυσης ΦΒ παραγωγής..... | 78 |
| 5.5.3 | Απόκριση συστήματος ελέγχου σε περίπτωση υποσυχνότητας και υπερσυχνότητας..... | 80 |
| 5.5.4 | Απόκριση συστήματος ελέγχου σε περίπτωση υποσυχνότητας με μεταβλητά ποσοστά εφεδρείας | 83 |

| | | |
|-------|-------------------------------|-----|
| 5.6 | Σφάλματα τάσεως δικτύου | 87 |
| 5.6.1 | Τριφασικό σφάλμα | 88 |
| 5.6.2 | Διφασικό σφάλμα | 93 |
| 5.6.3 | Μονοφασικό σφάλμα | 99 |
| 6. | Συμπεράσματα..... | 107 |
| 6.1 | Ανασκόπηση εργασίας | 107 |
| 6.2 | Μελλοντικές προοπτικές | 108 |
| 7. | Βιβλιογραφία..... | 109 |

1. Εισαγωγή

Τα τελευταία χρόνια η συμμετοχή μονάδων Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας (ΑΠΕ) στην παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας αυξάνεται με σημαντικά μεγάλους ρυθμούς. Σε αυτό συνεισφέρει και το γεγονός ότι πολλές χώρες έχουν θέσει ως στόχο την αύξηση του ποσοστού παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας που προέρχεται από τις ΑΠΕ, ενθαρρύνοντας με αυτόν τον τρόπο παραγωγούς να πραγματοποιήσουν τέτοιες επενδύσεις [1]. Η απουσία ρυπογόνων εκπομπών, των οποίων η μεγάλη συγκέντρωση μπορεί να αποδειχθεί καταστροφική για τα τοπικά οικοσυστήματα, αλλά και η μηδενική κατασπατάληση μη ανανεώσιμων πόρων (γαιάνθρακας, πετρέλαιο, φυσικό αέριο) είναι οι κυριότεροι λόγοι που η διαφορετική αυτή μορφή παραγωγής ενέργειας αποτελεί ήδη ένα σημαντικό αντικείμενο μελέτης και έρευνας στον τομέα των Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας (ΣΗΕ).

Η αξιοπιστία του δικτύου εξαρτάται από τη δυνατότητα των διασυνδεδεμένων μονάδων παραγωγής, να προσαρμόζουν τις συνθήκες λειτουργίας τους όταν εντοπίζονται διαταραχές σε αυτό. Οι συμβατικές μονάδες παραγωγής είναι οι υπεύθυνες για τη ρύθμιση και τη διατήρηση των βασικών χαρακτηριστικών ενός Συστήματος Ηλεκτρικής Ενέργειας (ΣΗΕ), δηλαδή της συχνότητας και του πλάτους της τάσεως, εντός συγκεκριμένων ορίων [2]. Αντιθέτως, οι σταθμοί ΑΠΕ δεν διαθέτουν την ικανότητα υποστήριξης του δικτύου και πρέπει να αποσυνδέονται σε περιπτώσεις σφαλμάτων. Χαρακτηριστικό παράδειγμα αποτελούν οι ΦΒ μονάδες παραγωγής, που κατά κανόνα αποδίδουν τη μέγιστη παραγόμενη ενεργό ισχύ τους στο δίκτυο και μηδενική άεργο, χωρίς να διατηρούν ποσοστά εφεδρείας, αδυνατώντας έτσι να συμμετέχουν στον έλεγχο της συχνότητας και της τάσεως [3]. Το πρόβλημα αυτό επιλύεται με την προσθήκη κατάλληλων διατάξεων ηλεκτρονικών ισχύος και συστημάτων ελέγχου [4].

Ως εκ τούτου, η ολοένα αυξανόμενη συμμετοχή των μονάδων ΑΠΕ στην παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας έχει προφανείς επιπτώσεις τόσο στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, δηλαδή στη ρύθμιση των χαρακτηριστικών του δικτύου στο οποίο εντάσσονται, όσο και στη δυναμική συμπεριφορά των συμβατικών μονάδων παραγωγής [5]. Ενδεικτικά, αναφέρεται πως η απουσία αδρανειακής απόκρισης, που χαρακτηρίζει τις μονάδες ΦΒ παραγωγής, έχει ως αποτέλεσμα τη συνολική μείωση της αδράνειας του δικτύου [6]. Το κυριότερο ερώτημα λοιπόν που εγείρεται από τη συνεχή διείσδυση των σταθμών αυτών στο δίκτυο, είναι το κατά πόσο δύναται να εξασφαλιστεί η ομαλή, συνεχής και αδιατάρακτη λειτουργία του, τόσο υπό κανονικές όσο και υπό συνθήκες διαταραχών.

1.1 Κώδικες δικτύου

Έχοντας ως γνώμονα τόσο την διασφάλιση της αξιοπιστίας και της ασφαλούς λειτουργίας του δικτύου, όσο και την επιθυμητή αύξηση της διείσδυσης των διασυνδεδεμένων σταθμών ΑΠΕ, τα τελευταία χρόνια έχουν θεσπιστεί και τεθεί, από τις κατά τόπους διαχειριστικές αρχές και αρμόδιους κρατικούς ή μη, φορείς, σε εφαρμογή νέοι κώδικες δικτύου. Οι κώδικες αυτοί, ορίζουν τις τεχνικές προδιαγραφές που πρέπει να πληρούνται από τις εν λόγω μονάδες παραγωγής, για τον έλεγχο της δυναμικής συμπεριφοράς του δικτύου, βάσει του ήδη υπάρχοντος προτύπου των συμβατικών μονάδων παραγωγής. Η απαίτηση για υποστήριξη του δικτύου, ενώ αρχικά αφορούσε μόνο αιολικές μονάδες μεγάλης ισχύος, πλέον επεκτείνεται και σε μικρότερους σταθμούς [7].

Μεταξύ άλλων, οι Κώδικες υποδεικνύουν πως οι σταθμοί ΑΠΕ θα πρέπει να διαθέτουν τα εξής χαρακτηριστικά:

- Ικανότητα υποστήριξης του δικτύου έπειτα από εμφάνιση σφαλμάτων τάσης, μέσω αδιάλειπτης λειτουργίας και έγχυσης αέργου ισχύος.
- Δυνατότητα προσαρμογής της ενεργού ισχύος, είτε βάσει της συχνότητας του δικτύου (απόκριση συχνότητας), είτε ανάλογα με τις απαιτήσεις του διαχειριστή.

Ο έλεγχος του συστήματος πραγματοποιείται στο σημείο κοινής σύνδεσης (ΣΚΣ) του ΦΒ πάρκου στο δίκτυο. Συνεπώς, όλες οι τιμές των παραμέτρων που αναλύονται στη συνέχεια αφορούν αποκλειστικά σε μετρήσεις στο ΣΚΣ.

1.1.1 Έλεγχος ενεργού ισχύος

Διαταραχές του ισοζυγίου ισχύος ενός ΣΗΕ οδηγούν σε άμεσες μεταβολές της συχνότητας του. Τέτοιες διαταραχές μπορεί να είναι σφάλματα συμβατικών γεννητριών, απότομες και απρόοπτες μεταβολές του φορτίου ή ακόμη και σφάλματα σε γραμμές μεταφοράς. Για παράδειγμα, η περίσσεια ενεργού ισχύος στο δίκτυο οδηγεί σε αύξηση της κινητικής ενέργειας των γεννητριών στου συστήματος και κατά συνέπεια της συχνότητας περιστροφής του δρομέα τους, δηλαδή της συχνότητας του συστήματος. Προς αποφυγή λοιπόν δημιουργίας εκτεταμένων προβλημάτων στο εγκατεστημένο δίκτυο (απόρριψη φορτίου, καταστροφή γεννητριών, κατάρρευση συστήματος), η συχνότητα θα πρέπει να διατηρείται εντός ενός ορισμένου εύρους, που είναι προκαθορισμένο από το διαχειριστή δικτύου. Σε περιπτώσεις που υπερβεί ένα ορισμένο κατώφλι, ενεργοποιούνται οι μηχανισμοί υποστήριξης κάθε εγκατεστημένης μονάδας παραγωγής στο εξεταζόμενο δίκτυο [8]. Οι μηχανισμοί αυτοί έχουν ως στόχο το μηδενισμό του σφάλματος της συχνότητας, ικανοποιώντας τις απαιτήσεις του νέου ισοζυγίου ισχύος, έως ότου το σύστημα επανέλθει στις κανονικές συνθήκες λειτουργίας του.

Πίνακας 1.1: Κατηγοριοποίηση μονάδων παραγωγής

| Κατηγορία | Επίπεδο τάσης διασύνδεσης | Ελάχιστη ονομαστική ισχύς |
|-----------|---------------------------|---------------------------|
| Τύπου Α | $\leq 110 \text{ kV}$ | 0.4 kW |
| Τύπου Β | $\leq 110 \text{ kV}$ | 1 MW |
| Τύπου Γ | $\leq 110 \text{ kV}$ | 50 MW |
| Τύπου Δ | $\geq 110 \text{ kV}$ | 75 MW |

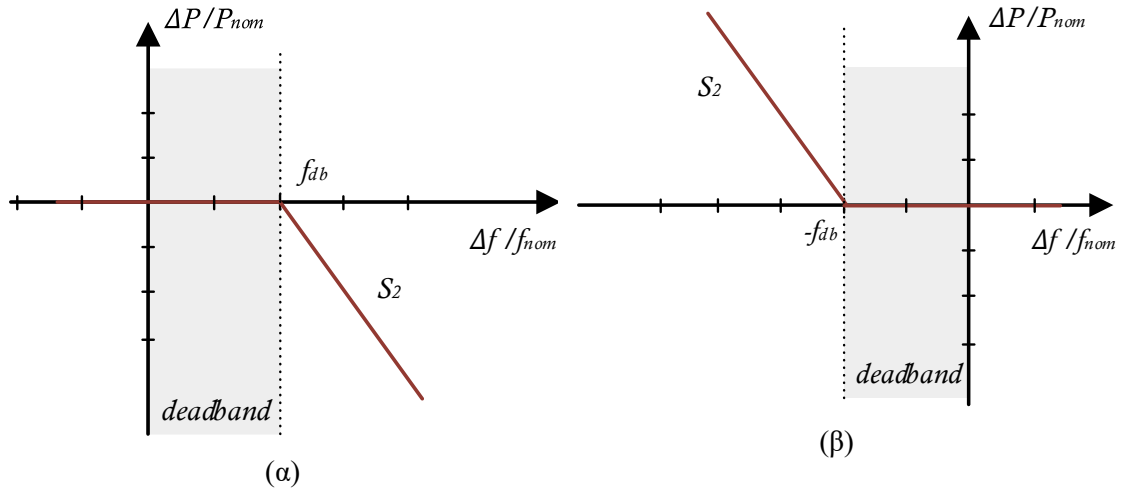
Παρουσία σφάλματος συχνότητας λοιπόν, καταγράφεται στους κώδικες δικτύου πως οι σταθμοί παραγωγής είναι υποχρεωμένοι να μεταβάλλουν τα ποσά ενεργού ισχύος που εγγέουν στο δίκτυο ανάλογα με το ποσοστό διαταραχής της συχνότητας. Όταν στο δίκτυο εντοπίζεται υπερσυχνότητα, τότε ενεργοποιείται η λειτουργία *Limited Frequency Sensitive Mode – Overfrequency* (LFSM-O), σύμφωνα με την οποία επιβάλλεται στο σταθμό παραγωγής ο περιορισμός της εγγεόμενης ενεργού ισχύος. Αντίθετα, η λειτουργία *Limited Frequency Sensitive Mode – Underfrequency* (LFSM-U) βρίσκει εφαρμογή στις περιπτώσεις εμφάνισης υποσυχνότητας και επιδιώκει την αύξηση της διατιθέμενης ενεργού ισχύος στο σύστημα, όταν αυτό είναι εφικτό.

Στον ευρωπαϊκό κώδικα ENTSO-E [9], οι μονάδες παραγωγής εντάσσονται σε κατηγορίες, με κριτήρια την ελάχιστη ονομαστική ισχύ αλλά και τον τρόπο διασύνδεσης τους στο δίκτυο. Η κατηγοριοποίηση γίνεται με κριτήριο το συνδυασμό προϋποθέσεων διασύνδεσης και απαιτήσεων για συμμετοχή στην καταστολή των σφαλμάτων. Συνοπτικά, για την ηπειρωτική Ευρώπη, οι σταθμοί παραγωγής κατατάσσονται στις κατηγορίες, σύμφωνα με τα δεδομένα του Πίνακα 1.1.

Οι μονάδες Τύπου Α και Β πρέπει να διαθέτουν ικανότητα στήριξης του δικτύου σε περιπτώσεις υπερσυχνότητας, ενώ οι μονάδες Τύπου Γ και Δ επιβάλλεται να καλύπτουν και τα ενδεχόμενα εμφάνισης υποσυχνοτήτων, με τρόπο ο οποίος ορίζεται μέσω των καμπύλων που απεικονίζεται στο Σχήμα 1.1.

Παρατηρούμε από το Σχήμα 1.1 (α), πως όταν η συχνότητα ξεπεράσει ένα προκαθορισμένο όριο, ενεργοποιείται ο μηχανισμός απόκρισης συχνότητας. Το κατώφλι της συχνότητας επιλέγεται από τον εκάστοτε διαχειριστή δικτύου, μεταξύ των τιμών 50.2 – 50.5 Hz, λαμβάνοντας υπόψη τις συνολικές απαιτήσεις υποστήριξης του δικτύου.

Δηλαδή η f_{db} κυμαίνεται από 0.004 – 0.01 pu. Η επιπλέον αύξηση της συχνότητας οδηγεί σε περιορισμό της εγγεόμενης στο δίκτυο ενεργού ισχύος, με τρόπο γραμμικό. Η κλίση της καμπύλης, δηλαδή ο στατισμός (droop) του σταθμού λαμβάνει τιμές μεταξύ 2 – 12%. Ο έλεγχος ενεργού ισχύος θα πρέπει να ενεργοποιείται το ταχύτερο δυνατόν, ενώ σε περίπτωση



Σχήμα 1.1: Απόκριση ενεργού ισχύος μονάδων παραγωγής σε λειτουργία (α) LFSM-O και (β) LFSM-U

καθυστέρησης μεγαλύτερης των δύο δευτερολέπτων θα πρέπει να ενημερώνεται ο διαχειριστής του δικτύου. Εάν η μονάδα φτάσει στο ελάχιστο, για αυτή, επιτρεπτό επίπεδο παραγωγής ισχύος και η συχνότητα παραμένει εκτός ορίων, ο διαχειριστής έχει τη δυνατότητα να δώσει εντολή για περεταίρω περιορισμό της ισχύος, σε περίπτωση που αυτό κρίνεται απαραίτητο. Κάθε μονάδα παραγωγής θα πρέπει να έχει την ικανότητα πλήρους ενεργοποίησης του ελέγχου ενεργού ισχύος, σε χρονικό διάστημα μικρότερο των 30 λεπτών.

Η λειτουργία LFSM-U (Σχήμα 1.1 (β)) ενεργοποιείται έπειτα από τον εντοπισμό υποσυχνοτήτων στο δίκτυο ($f \leq 49.8 - 49.5 \text{ Hz}$). Η διαδικασία αύξησης της ισχύος πραγματοποιείται με αντίστοιχο τρόπο με αυτό που περιγράφηκε στην προηγούμενη παράγραφο. Οι σταθμοί παραγωγής που συμμετέχουν σε αυτή τη διαδικασία, πρέπει να διαθέτουν την ικανότητα απόδοσης της μέγιστης δυνατής στιγμιαίας ενεργού ισχύος στο σύστημα, εάν αυτό υπαγορεύεται από το διαχειριστή του δικτύου.

Οι μονάδες παραγωγής Τύπου Γ και Δ οφείλουν να είναι εφοδιασμένες με διατάξεις συνεχούς επιτήρησης της συχνότητας του δικτύου. Ακόμη και στην κανονική λειτουργία τους πρέπει να υπάρχει η δυνατότητα προσαρμογής της ενεργού ισχύος εξόδου του σταθμού, προκειμένου να απορροφώνται ακόμα και μικρότερες μεταβολές συχνότητας, της τάξεως των $10 - 30 \text{ mHz}$. Η λειτουργία αυτή αναφέρεται ως *Frequency Sensitive Mode* (FSM) και περιγράφεται από τη σχέση ισχύος-συχνότητας που φαίνεται στο Σχήμα 1.2. Οι μεταβολές της ενεργού ισχύος περιορίζονται σε ένα στενό εύρος τιμών, μεταξύ $1.5 - 10\%$. Τα περιθώρια διακύμανσης του στατισμού της μονάδας (s_1) είναι από 2% έως 12% .

Στον Πίνακα 1.2, παρουσιάζονται οι ελάχιστοι χρόνοι, για τους οποίους πρέπει οι μονάδες παραγωγής να συνεχίσουν την αδιάλειπτη παροχή ενέργειας στο δίκτυο, όταν παρατηρούνται διαταραχές στη συχνότητα, σύμφωνα με τη Ρυθμιστική Αρχή Ενέργειας (PAE). Για κάθε

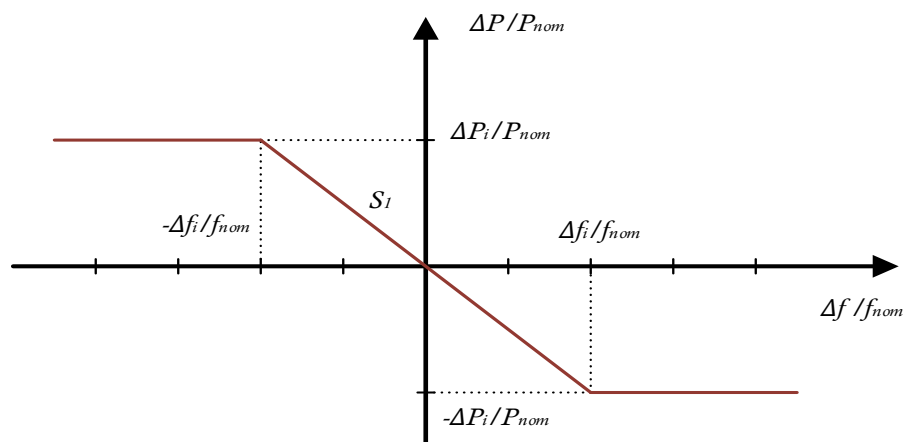
συχνότητα f έξω από το εύρος $47.5 \text{ Hz} \leq f \leq 51.5 \text{ Hz}$, ο σταθμός πρέπει να αποσυνδεθεί άμεσα από το δίκτυο. Σε περιπτώσεις που οι προϋποθέσεις αυτές σταματήσουν να πληρούνται ή, όταν ο ρυθμός μεταβολής της συχνότητας υπερβεί τα 2 Hz/sec , οι μονάδες πρέπει να αποσυνδεθούν από το δίκτυο, έτσι ώστε να εξασφαλιστεί η προστασία τους.

Επιπρόσθετα, οι διασυνδεδεμένες μονάδες παραγωγής είναι υποχρεωμένες να έχουν διαρκή έλεγχο πάνω στα ποσά εγχεόμενης ενεργού ισχύος στο δίκτυο, ακόμη και σε περιπτώσεις που δεν ενεργοποιείται ο έλεγχος απόκριση συχνότητας. Ο διαχειριστής του συστήματος μπορεί να δώσει εντολή περιορισμού της ισχύος, είτε με τη μορφή τήρησης ορισμένου ποσοστού εφεδρείας, είτε ως απόλυτο ποσό παραγωγής. Ο έλεγχος της εγχεόμενης ενεργού ισχύος κάθε σταθμού παραγωγής, αποσκοπεί στην αύξηση της ευστάθειας του συστήματος σε περιπτώσεις σφαλμάτων και ταυτόχρονα βοηθά στην αποφυγή απότομων διαταραχών του ισοζυγίου ισχύος.

Οι Κώδικες Δικτύου είναι προσαρμοσμένοι στις ανάγκες του συστήματος της εκάστοτε χώρας στην οποία εφαρμόζονται και για το λόγο αυτό παρατηρούνται διαφοροποιήσεις μεταξύ τους. Σύμφωνα με τους κώδικες της Γερμανίας [10], [11], της Δανίας [12] και της Μεγάλης Βρετανίας [13], οι διασυνδεδεμένες μονάδες ΑΠΕ υποχρεώνονται να μεταβάλλουν την διατιθέμενη στο δίκτυο ενεργό ισχύ τους, μόνο σε περιπτώσεις αύξησης της συχνότητας του δικτύου. Επιπλέον, στην Μ. Βρετανία, οι μονάδες παραγωγής συνεχίζουν την παροχή ισχύος στο δίκτυο, εφόσον η συχνότητα παραμένει μεταξύ $47 \text{ Hz} \leq f \leq 52 \text{ Hz}$.

Πίνακας 1.2: Απόκριση του συστήματος σε διαταραχές συχνότητας

| Εύρος συχνότητας (Hz) | Ελάχιστη επιτρεπτή χρονική περίοδος αποκοπής |
|-----------------------|--|
| $47.5 < f \leq 49.5$ | 60 λεπτά |
| $49.5 < f \leq 50.5$ | αδιάλειπτη |
| $50.5 < f \leq 51.5$ | 60 λεπτά |



Σχήμα 1.2: Απόκριση ενεργού ισχύος μονάδων παραγωγής σε λειτουργία FSM

1.1.2 Έλεγχος αέργου ισχύος

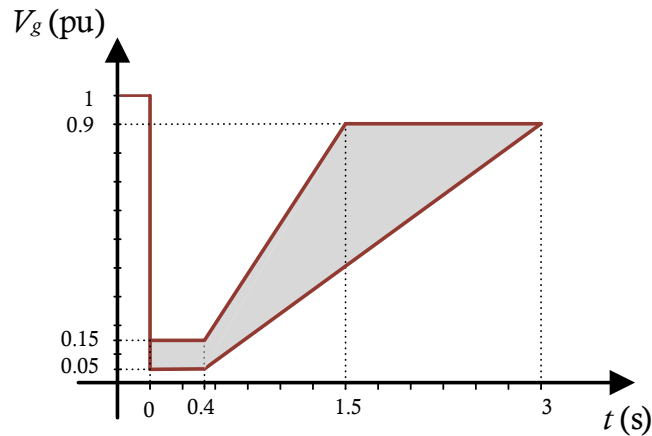
Οι βυθίσεις τάσης μπορεί να οφείλονται σε σφάλματα τόσο στις συμβατικές μονάδες παραγωγής όσο και σε τυχαία σημεία πάνω στο δίκτυο. Τα σφάλματα που συναντώνται με μεγαλύτερη συχνότητα είναι τα μονοφασικά βραχυκυκλώματα (μεταξύ μίας φάσης και τη γείωσης), με κύρια αίτια τα κεραυνικά πλήγματα πάνω στις γραμμές μεταφοράς και διανομής. Σπανιότερα εμφανίζονται τριφασικά σφάλματα, με σαφέστατα μεγαλύτερες επιπτώσεις στην ευστάθεια και την αξιοπιστία του δικτύου (μεγάλες απώλειες ισχύος, καταπόνηση γεννητριών).

Η δυνατότητα υποστήριξης βυθίσεων τάσης του δικτύου (Low Voltage Ride-Through - LVRT), όπως αυτή προσδιορίζεται από τον εκάστοτε διαχειριστή δικτύου, εξυπηρετεί στην προστασία τόσο του συστήματος, όσο και των καταναλωτών. Με τον τρόπο αυτό, αποτρέπεται η ταυτόχρονη και μαζική αποσύνδεση των διασυνδεδεμένων σταθμών ΑΠΕ σε περιπτώσεις σφαλμάτων και αυξάνεται η αξιοπιστία του συστήματος.

Σύμφωνα με τους σύγχρονους κώδικες, παρουσία βυθίσεων τάσης οι σταθμοί ΑΠΕ οφείλουν να διασφαλίσουν την αδιάλειπτη παροχή ισχύος προς το δίκτυο για ορισμένο χρονικό διάστημα. Στον κώδικα ENTSO-E αυτό εκφράζεται μέσω μιας καμπύλης σχέσης τάσεως-χρόνου (Σχήμα 1.3), η οποία παρέχεται από το διαχειριστή δικτύου. Ο οριζόντιος άξονας προσδιορίζει το ελάχιστο χρονικό διάστημα, για το οποίο οι μονάδες παραγωγής απαγορεύεται να αποσυνδεθούν από το δίκτυο, εφόσον τα όρια της τάσης βρίσκονται εντός της γραμμοσκιασμένης περιοχής. Ο κάθετος άξονας ορίζει την ελάχιστη μετρούμενη πολική τάση, πάντοτε στο ΣΚΣ, σε συμμετρικά και ασύμμετρα σφάλματα.

Επιπροσθέτως, παρουσία τριφασικών βυθίσεων τάσης, το σύστημα πρέπει να ανταποκρίνεται στις απαιτήσεις έγχυσης άεργων ρευμάτων στο δίκτυο, όταν η ποσοστιαία μεταβολή της τάσης ξεπεράσει ένα συγκεκριμένο κατώφλι, το οποίο ορίζεται από το διαχειριστή του δικτύου και βρίσκεται εντός του διαστήματος 0 – 10%. Η υπέρβαση του ορίου αυτού, ορίζει την άμεση τροφοδότηση του δικτύου με άεργο ρεύμα, όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 1.4. Η τιμή του εγχεόμενου ρεύματος εξαρτάται από τις απαιτήσεις του συστήματος, αλλά πρέπει να είναι τουλάχιστον ίση με το 2% του ονομαστικού για κάθε εκατοστιαία μεταβολή της τάσης.

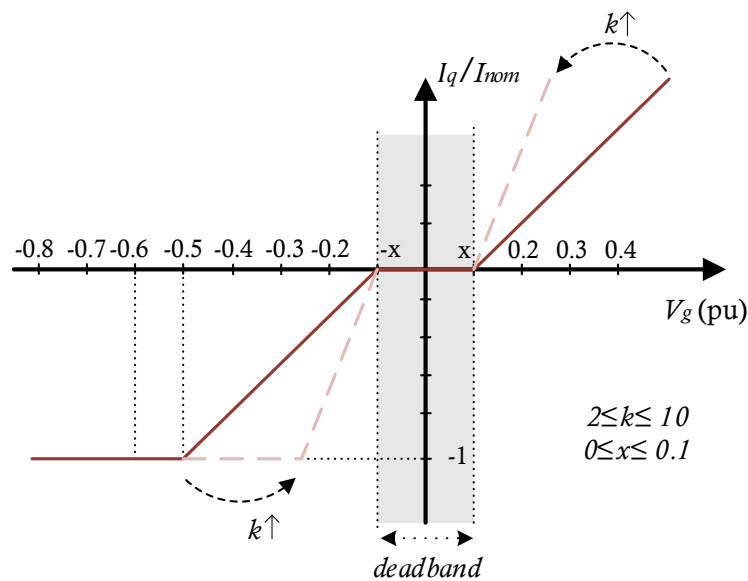
Το σύστημα πρέπει να έχει τη δυνατότητα τροφοδότησης του δικτύου με άεργο ισχύ μέσα σε διάστημα 40 ms από την εμφάνιση του σφάλματος. Σύμφωνα μάλιστα με το γερμανικό κώδικα δικτύου, το διάστημα αυτό δεν πρέπει να υπερβαίνει τα 20 ms.



Σχήμα 1.3: Χαρακτηριστική τάσεως-χρόνου για διασυνδεδεμένους σταθμούς ΑΠΕ

Μετά την αποκατάσταση του σφάλματος, δίνεται στο σύστημα ένας χρόνος ανάκαμψης. Αυτό σημαίνει ότι ο σταθμός θα πρέπει να επανακτήσει το 90% της ενεργού ισχύος που παρήγαγε προ σφάλματος, μέσα σε ένα συγκεκριμένο χρονικό διάστημα ($0.5 \text{ s} \leq t_{rec} \leq 15 \text{ s}$), εφόσον η τάση έχει επανέλθει τουλάχιστον στο 85% της ονομαστικής της τιμής.

Αναφορικά με τα ασύμμετρα σφάλματα τάσης, οι σύγχρονοι κώδικες δε δίνουν σαφείς οδηγίες για τη συμμετοχή των σταθμών παραγωγής στην υποστήριξη του συστήματος. Συγκεκριμένα αναφέρεται, πως σε αυτές τις περιπτώσεις ο διαχειριστής του δικτύου έχει το δικαίωμα να απαιτήσει την έγχυση ασύμμετρων έργων ρευμάτων, χωρίς όμως να γίνεται περαιτέρω ανάλυση της στρατηγικής ελέγχου που πρέπει να ακολουθηθεί, ούτε να προκύπτει σαφής εντολή δράσης.



Σχήμα 1.4: Χαρακτηριστική έγχυσης αέργου ρεύματος σε σφάλματα τάσεως

1.1.3 Αρμονική παραμόρφωση εγχεόμενων τάσεων και ρευμάτων

Για την ομαλή λειτουργία του δικτύου διανομής (αποφυγή βλαβών στα ευαίσθητα φορτία), δεν πρέπει να εισάγονται αρμονικές ανωτέρων τάξεων από τους διασυνδεδεμένους σταθμούς. Έτσι, είναι απαραίτητο να εξετάζεται πάντοτε η ποιότητα των εγχεόμενων τάσεων και ρευμάτων, στις κανονικές συνθήκες λειτουργίας.

Σύμφωνα με το πρότυπο *IEEE 519-1992* [14], όταν η τάση του ζυγού στον οποίο βρίσκεται το ΣΚΣ είναι μικρότερη των 69 kV , ο συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης (total harmonic distortion - THD) της εγχεόμενης τάσεως δεν θα πρέπει να ξεπερνά το 5%.

Όσον αφορά στην παραμόρφωση λόγω αρμονικών (μόναχα περιττής τάξεως), του εξερχόμενου από τον αντιστροφέα ρεύματος, τα επιτρεπτά όρια παρουσιάζονται στον Πίνακα 1.3, ανάλογα με το επίπεδο της τάσης στο σημείο σύνδεσης. Η κατηγοριοποίηση γίνεται βάσει της αναλογίας του ονομαστικού ρεύματος του φορτίου i_L , προς το ρεύμα βραχυκύκλωσης της γραμμής i_{sc} . Ο λόγος i_{sc}/i_L καθορίζει το λόγο του φορτίου προς την ισχύ του δικτύου στο οποίο βρίσκεται συνδεδεμένο. Συγκεκριμένα, όλες οι μονάδες παραγωγής θα πρέπει να συμμορφώνονται με τα όρια που ορίζονται από το πρότυπο, για την περίπτωση όπου $i_{sc}/i_L < 20$, δηλαδή πρέπει να ικανοποιείται η σχέση $THD_i \leq 5\%$. Όλα τα παραπάνω μεγέθη αντιστοιχούν στην περίπτωση που η γεννήτρια λειτουργεί στις ονομαστικές συνθήκες της και βρίσκεται σε πλήρη συγχρονισμό με το δίκτυο.

Πίνακας 1.3: Επιτρεπτά όρια δείκτη αρμονικής παραμόρφωσης για διασυνδεδεμένες συστήματα βάσει του προτύπου *IEEE 519-1992*

| $m = i_{sc}/i_L$ | Μέγιστο ποσοστό αρμονικής παραμόρφωσης (%) | | | | | |
|------------------|--|----------|----------|----------|----------|---------|
| | $h < 11^n$ | $< 11^n$ | $< 11^n$ | $< 11^n$ | $< 11^n$ | THD_i |
| $m < 20$ | 4.0 | 2.0 | 1.5 | 0.6 | 0.3 | 5.0 |
| $20 < m < 50$ | 7.0 | 3.5 | 2.5 | 1.0 | 0.5 | 8.0 |
| $50 < m < 100$ | 10.0 | 4.5 | 4.0 | 1.5 | 0.7 | 12.0 |
| $100 < m < 1000$ | 12.0 | 5.5 | 5.0 | 2.0 | 1.0 | 15.0 |
| $1000 < m$ | 15.0 | 7.0 | 6.0 | 2.0 | 1.4 | 20.0 |

1.2 Αντικείμενο εργασίας

Στη βιβλιογραφία, υπάρχουν πολλές έρευνες που χρησιμοποιούν συστήματα αποθήκευσης ενέργειας συνδεδεμένα με μονάδες παραγωγής ΑΠΕ, έτσι ώστε να εξασφαλίσουν την υποστήριξη του δικτύου [15]. Η εγκατάσταση αυτών των διατάξεων, μπορεί να αποτελέσει ικανοποιητική και άμεση λύση στο πρόβλημα διατήρησης του ισοζυγίου ισχύος στο δίκτυο, εφόσον μπορούν να μεταβάλουν σε μικρό χρονικό διάστημα την παραγόμενη ισχύ τους. Ταυτόχρονα όμως, αυξάνεται εξαιρετικά το κόστος εγκατάστασης και συντήρησης του σταθμού. Επιπροσθέτως, τα συστήματα αποθήκευσης αποτελούν ευαίσθητες κατασκευές, οι οποίες σε δυσμενείς καταστάσεις (αυξημένα ρεύματα αποφόρτισης, υπέρβαση ζήτησης ισχύος σε συνδυασμό με αποφορτισμένη μπαταρία) πρέπει να αποσυνδέονται από το δίκτυο για τη δική τους προστασία [16].

Στην παρούσα μελέτη επιλέχθηκε μια διαφορετική προσέγγιση ανάπτυξης του συστήματος ελέγχου ενός ΦΒ σταθμού, βασισμένη στην παραδοχή ότι η εγκατάσταση δεν διαθέτει σύστημα αποθήκευσης, με στόχο τον βελτιστοποίηση της δυναμικής συμπεριφοράς του δικτύου και την αδιάλειπτη παροχή ισχύος σε περιπτώσεις διαταραχών. Η εν λόγω προσέγγιση, βασίζεται στη δυνατότητα υποβέλτιστης λειτουργίας της ΦΒ γεννήτριας, μακριά από το σημείο μέγιστης παραγωγής ισχύος.

Στόχος αυτής της εργασίας είναι ο σχεδιασμός και η ανάπτυξη ενός διασυνδεδεμένου ΦΒ σταθμού, με ικανότητα τήρησης στρεφόμενης εφεδρείας και υποστήριξης του δικτύου, σε σφάλματα τάσης και συχνότητας. Για το σχεδιασμό του εν λόγω συστήματος, υιοθετήθηκε η στρατηγική ελέγχου και οι προδιαγραφές διασύνδεσης ΦΒ σταθμών, που υποδεικνύονται από τον κώδικα ΕΝΤΣΟ.

1.3 Δομή εργασίας

Η παρούσα εργασία αποτελείται από έξι κεφάλαια.

Στο πρώτο κεφάλαιο έγινε μία εισαγωγή στους σύγχρονους κώδικες δικτύου, δίνοντας έμφαση στα νέα πρότυπα διασύνδεσης ΦΒ σταθμών, με στόχο την υποστήριξη του δικτύου σε ενδεχόμενα σφάλματα συχνότητας και βυθίσεις τάσεων.

Στο δεύτερο κεφάλαιο αναπτύσσεται η τοπολογία του υπό εξέταση ΦΒ σταθμού και αναλύεται η μέθοδος μοντελοποίησης όλων των επιμέρους συστημάτων, που είναι απαραίτητα για τη διασύνδεση του στο δίκτυο.

Στο τρίτο κεφάλαιο παρουσιάζονται όλες οι απαραίτητες στρατηγικές ελέγχου του αντιστροφέα της ΦΒ διάταξης, προκειμένου να καταστεί εφικτή η διασύνδεση του, όταν το δίκτυο λειτουργεί υπό κανονικές συνθήκες.

Στο τέταρτο κεφάλαιο μοντελοποιούνται οι διατάξεις ελέγχου του αντιστροφέα, με στόχο τη βέλτιστη απόκριση του ΦΒ αντιστροφέα στις διαταραχές συχνότητας και τάσης του δικτύου, έτσι ώστε να ικανοποιούνται οι απαιτήσεις των ευρωπαϊκών προτύπων.

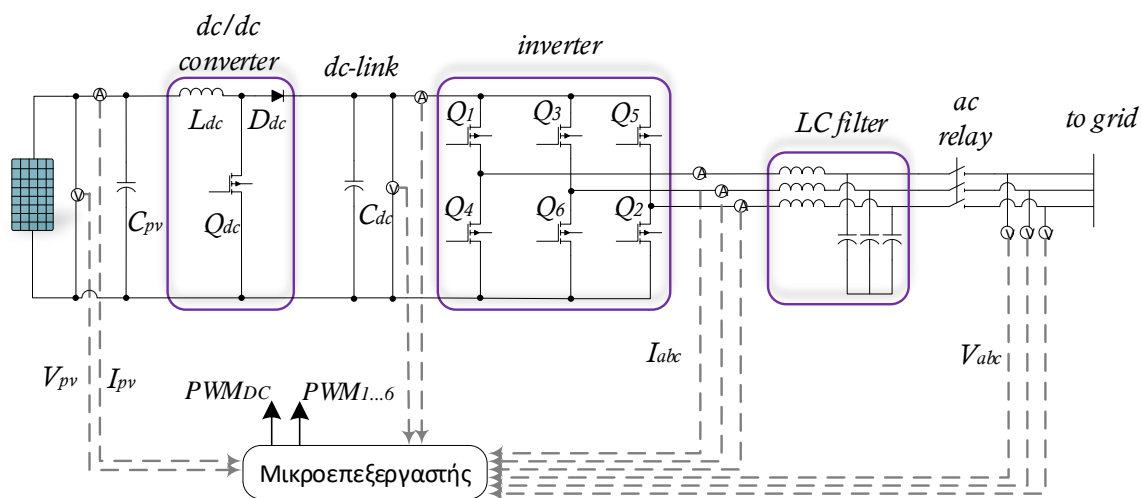
Στο πέμπτο κεφάλαιο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων του εξεταζόμενου μοντέλου και εξετάζεται η δυνατότητα υποστήριξης του δικτύου, σε ενδεχόμενες διαταραχές των εξωτερικών συνθηκών, σε μεταβολές απαιτήσεων εφεδρείας του σταθμού αλλά και σε περιπτώσεις σφαλμάτων συχνότητας και τάσης του δικτύου.

Τέλος, στο έκτο κεφάλαιο γίνεται σύνοψη και σχολιασμός των αποτελεσμάτων των προσομοιώσεων, προκειμένου να αξιολογηθεί η δυναμική συμπεριφορά του συστήματος ελέγχου του ΦΒ σταθμού που αναπτύχθηκε, ενώ εξετάζεται και η δυνατότητα περαιτέρω διερεύνησης του παρόντος θέματος.

2. Τοπολογία και Μοντελοποίηση συστήματος

2.1 Μοντελοποίηση συστήματος

Στα πλαίσια της εργασίας αυτής μελετήθηκε η τοπολογία ενός ΦΒ συστήματος, ονομαστικής ισχύος $500kW$, η οποία παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.1. Η ΦΒ συστοιχία συνδέεται σε έναν αντιστροφέα δύο βαθμίδων. Αυτός αποτελείται από έναν dc/dc μετατροπέα και έναν dc/ac αντιστροφέα. Η πρώτη βαθμίδα είναι υπεύθυνη για την ανύψωση ή τον υποβιβασμό της τάσης της ΦΒ συστοιχίας, μέσω της εκτέλεση του MPPT αλγορίθμου (Maximum Power Point Tracking algorithm). Η δεύτερη βαθμίδα ελέγχει τα επίπεδα της τάσεως στο dc ζυγό καθώς και το ρεύμα που εγχέεται στο δίκτυο, διατηρώντας το ισοζύγιο ισχύος στο εξεταζόμενο σύστημα. Το φίλτρο που βρίσκεται στην έξοδο του αντιστροφέα βοηθά στον περιορισμό των αρμονικών ρεύματος και τάσης που εισέρχονται στο ΣΗΕ. Τέλος, η σύνδεση της εν λόγω διάταξης γίνεται με τη βοήθεια ενός ΜΣ ανύψωσης.



Σχήμα 2.1: Τοπολογία ΦΒ γεννήτριας

2.2 ΦΒ μοντέλο

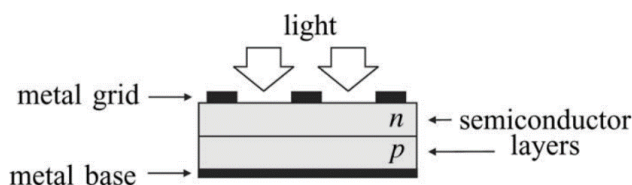
Ένα ΦΒ σύστημα έχει την ικανότητα μετατροπής της ηλιακής ακτινοβολίας σε ηλεκτρική ενέργεια. Το βασικό δομικό στοιχείο ενός τέτοιου συστήματος είναι το ΦΒ στοιχείο ή ΦΒ κυψέλη (PV cell), το οποίο μπορεί να αναπαρασταθεί ιδανικά από μια δίοδο (p-n ή Schottky), όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2.2. Όταν τα προσπίπτοντα σε αυτό φωτόνια διαθέτουν την απαραίτητη ενέργεια προκειμένου να υπερπηδήσουν το ενεργειακό διάκενο του ημιαγωγικού

στοιχείου, τα ηλεκτρόνια του στοιχείου διεγείρονται και μπορούν να κινούνται ελεύθερα. Δημιουργείται με αυτό τον τρόπο ένα ηλεκτρικό ρεύμα το οποίο οδηγείται προς το υπόλοιπο διασυνδεδεμένο κύκλωμα. Η ένταση του παραγόμενου ρεύματος προφανώς εξαρτάται τόσο από τη ροή της εξωτερικής φωτεινής ακτινοβολίας, όσο και από τα τεχνικά χαρακτηριστικά της διόδου [17].

Όπως μπορεί να γίνει κατανοητό από τα προαναφερθέντα, ένα ΦΒ στοιχείο δεν δύναται να παράξει ικανοποιητικά ποσά ενέργειας και διαφοράς δυναμικού προκειμένου να μπορέσει να χρησιμοποιηθεί στις περισσότερες εφαρμογές. Για το λόγο αυτό, πολλά ΦΒ στοιχεία συνδέονται σε σειρά, συνθέτοντας το *ΦΒ πλαίσιο* (PV module), το οποίο έχει τη δυνατότητα ανάπτυξης τάσεως της τάξης των λίγων δεκάδων Volts. Στην πράξη, προκειμένου να επιτευχθεί η προστασία του πλαισίου σε συνθήκες ανομοιόμορφης λειτουργίας, μια διάδος διαφυγής συνδέεται παράλληλα σε έναν συγκεκριμένο αριθμό ΦΒ στοιχείων (N_s), ο οποίος ποικίλει ανάλογα με τον κατασκευαστή του εκάστοτε πλαισίου. Το σύνολο αυτό των κυψελών και της διόδου καλείται *ΦΒ στοιχειοσειρά* (PV cell string) και κάθε πλαίσιο αποτελείται από N_{cs} στοιχειοσειρές. Στις περισσότερες εφαρμογές που περιέχουν ΦΒ συστήματα όμως, απαιτείται συνήθως μεγαλύτερη τάση ή και ρεύμα στην έξοδο του συστήματος. Προκειμένου να ικανοποιηθεί η πρώτη απαίτηση συνδέονται πολλαπλά ΦΒ πλαίσια σε σειρά, δημιουργώντας τη *ΦΒ πλαίσιοσειρά* (PV string), ενώ η αύξηση του εξερχόμενου ρεύματος επιτυγχάνεται με την παράλληλη σύνδεση των πλαίσιοσειρών σχηματίζοντας έτσι μια *ΦΒ συστοιχία* (PV array). Συνοπτικά όλα τα παραπάνω απεικονίζονται στο Σχήμα 2.3.

2.3 Ηλεκτρικά χαρακτηριστικά ΦΒ πλαισίου

Τα δεδομένα που συλλέγονται κατά τη δοκιμή βραχυκύκλωσης (Short Circuit - SC), τη δοκιμή ανοιχτού κύκλωσης (Open Circuit - OC) και τη λειτουργία απόδοσης μέγιστης ισχύος (Maximum Power Point - MPP) ενός ΦΒ, είναι απαραίτητα κυρίως για την προστασία του συνολικού συστήματος. Όλες οι εν λόγω παράμετροι που ορίζουν τη λειτουργία κάθε ΦΒ πλαισίου συγκεντρώνονται σε δύο χαρακτηριστικές καμπύλες: μία ρεύματος-τάσεως ($I - V$) και μία ισχύος-τάσεως ($P - V$), οι οποίες παρουσιάζονται στο Σχήμα 2.4. Από αυτές τις γραφικές παραστάσεις μπορούμε να λάβουμε πληροφορίες για τα βασικά τεχνικά χαρακτηριστικά ενός πλαισίου.



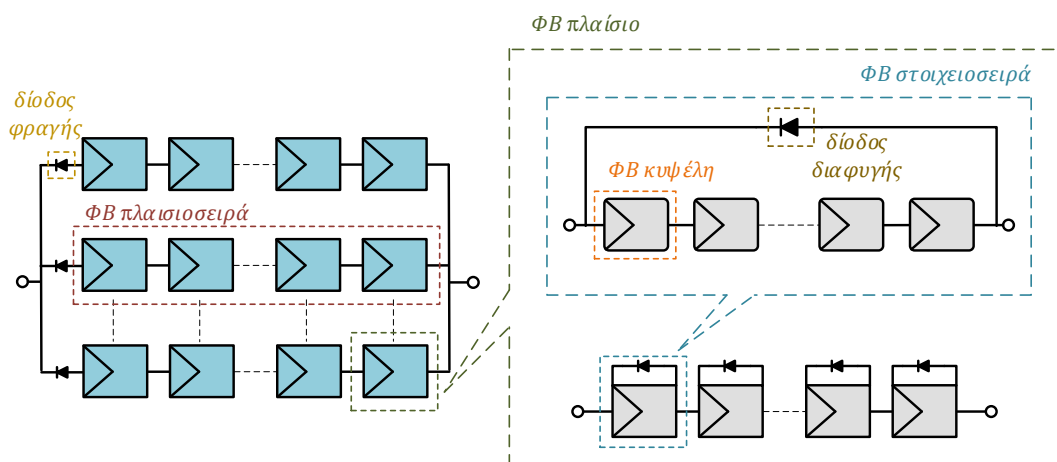
Σχήμα 2.2: Δομή ΦΒ κυψέλης [18]

- Το ρεύμα βραχυκύκλωσης (I_{sc0}). Είναι η μέγιστη τιμή που δύναται να λάβει το εξερχόμενο από το πλαίσιο ρεύμα και μπορεί να υπολογιστεί εάν βραχυκυκλώσουμε τα άκρα του πεδίου.
- Η τάση ανοιχτοκύκλωσης (V_{oc0}). Η τάση εξόδου παίρνει τη μέγιστη τιμή της όταν το ρεύμα που ρέει στο κύκλωμα είναι μηδενικό. Ο προσδιορισμός της τιμής αυτής γίνεται με μια δοκιμή ανοιχτοκύκλωσης.
- Η ισχύς (P_{mp0}), η τάση (V_{mp0}) και το ρεύμα (I_{mp0}) του σημείου μέγιστης παραγωγής (MPP). Μονάχα ένας συνδυασμός τάσεως-ρεύματος μπορεί να παράξει τη μέγιστη ισχύ, για συγκεκριμένες συνθήκες περιβάλλοντος, σε ένα ΦΒ πλαίσιο.

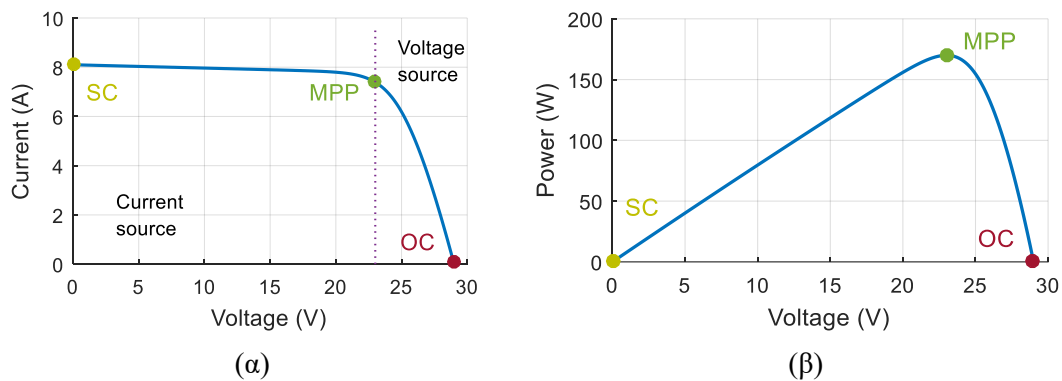
Όταν τάση του ΦΒ βρίσκεται ανάμεσα σε αυτή του σημείου βραχυκύκλωσης ($V_{sc} = 0$) και αυτή του MPP, δηλαδή στην αριστερή πλευρά της χαρακτηριστικής καμπύλης ($I - V$ ή $P - V$), θεωρούμε ότι λειτουργεί ως *πηγή ρεύματος*. Εν αντιθέσει, το πλαίσιο χαρακτηρίζεται ως *πηγή τάσης*, από το σημείο MPP έως και το σημείο ανοιχτοκύκλωσης (V_{oc}).

Στους παραπάνω συμβολισμούς μπορεί να παρατηρηθεί η χρήση του δείκτη “0”, η ύπαρξη του οποίου υποδεικνύει ότι οι τιμές αυτές αντιστοιχούν σε *πρότυπες συνθήκες ελέγχου* (Standard Test Conditions - STC), δηλαδή σε ακτινοβολία $G = 1000 \text{ W/m}^2$, θερμοκρασία $T = 25^\circ\text{C}$ και αέρια μάζα $AM = 1.5$. Κάποιοι κατασκευαστές επιλέγουν ως αναφορά τις *συνθήκες φυσιολογικής θερμοκρασίας κυψέλης* (Nominal Operating Cell Temperature - NOCT), όπου $G = 800 \text{ W/m}^2$ και $T = 45^\circ\text{C}$.

Στο τεχνικό φυλλάδιο που συνοδεύει κάθε ΦΒ πλαίσιο αναγράφονται τα παραπάνω χαρακτηριστικά, μαζί με τις υπόλοιπες διαθέσιμες πληροφορίες για αυτό (τεχνολογία κατασκευής κυψελών, χαρακτηριστικά στοιχειοσειράς κ.α.).



Σχήμα 2.3: Δομή ΦΒ διάταξης



Σχήμα 2.4: Χαρακτηριστικές καμπύλες (α) $I - V$ και (β) $P - V$ ενός ΦΒ πλαισίου

2.4 Μοντέλο μιας διόδου

Στη βιβλιογραφία μπορεί να βρεθεί μεγάλος αριθμός μοντέλων που χρησιμοποιούνται για την αναπαράσταση μιας ΦΒ κυψέλης. Αυτά τα μοντέλα κατηγοριοποιούνται ανάλογα με την ακρίβεια, την πολυπλοκότητα και την αξιοπιστία που προσφέρουν. Συνεπώς, ανάλογα με τον σκοπό της εκάστοτε εφαρμογής αλλά και τα διατιθέμενα μέσα, δίνεται η δυνατότητα επιλογής και χρησιμοποίησης του κατάλληλου μοντέλου.

Στα πλαίσια αυτής της εργασίας χρησιμοποιήθηκε το μοντέλο μιας διόδου (single-diode model) ή μοντέλο πέντε παραμέτρων (five parameters model), του οποίου το ισοδύναμο κύκλωμα φαίνεται στο Σχήμα 2.5. Το κύκλωμα αυτό αποτελείται από: μια πηγή φωτορεύματος (I_{ph}), μια δίοδο η οποία χαρακτηρίζεται από το ρεύμα κορεσμού I_s και τον συντελεστή ποιότητας a (εξίσωση (2.1)), μια αντίσταση συνδεδεμένη σε σειρά (R_s) και μια ακόμη συνδεδεμένη παράλληλα (R_{sh}).

$$a = nV_t = n \frac{kT}{q} \quad (2.1)$$

όπου V_t είναι η θερμική τάση, n ο συντελεστής ιδανικότητας της διόδου, k η σταθερά Boltzmann και T η θερμοκρασία της κυψέλης εκφρασμένη σε βαθμούς Kelvin και q το φορτίο του ηλεκτρονίου. Οι πέντε αυτές μεταβλητές (I_{ph} , I_s , R_s , R_{sh} , a) αποτελούν χρήσιμο εργαλείο για την κατανόηση της κατασκευής και της λειτουργίας ενός ΦΒ μοντέλου.

Η εν σειρά αντίσταση του κυκλώματος εκφράζει την πτώση τάσης που παρατηρείται εντός της ημιαγωγικής διάταξης και πρακτικά αποτελεί το άθροισμα μικρότερων αντιστάσεων που βρίσκονται στα στρώματα p και n του ημιαγωγού, στις καλωδιώσεις, καθώς και στις ωμικές του επαφές. Η τιμή της εξαρτάται τόσο από την έκταση της επιφάνειας της ΦΒ κυψέλης, όσο και από την συγκέντρωση των φορέων πάνω στον ημιαγωγό και είναι αρκετά μικρή. Με τη χρήση της παράλληλα συνδεδεμένης αντίστασης μοντελοποιούνται τα ρεύματα διαρροής της

διόδου. Η αντίσταση αυτή παίρνει συνήθως μεγάλες τιμές που εξαρτώνται από τη μέθοδο κατασκευής του ΦΒ στοιχείο. Η R_s επιδρά εντονότερα στο κύκλωμα όταν το ΦΒ δουλεύει ως πηγή τάσης, ενώ η R_{sh} όταν αυτό λειτουργεί ως πηγή ρεύματος [18].

Στο ίδιο σχήμα παρουσιάζεται, περικλειόμενο από το διακεκομμένο κόκκινο πλαίσιο και το ιδανικό μοντέλο μίας διόδου (μοντέλο τριών παραμέτρων), το οποίο αποτελείται αποκλειστικά από μια πηγή ρεύματος και μία δίοδο παράλληλα συνδεδεμένη. Από το απλοποιημένο αυτό μοντέλο προκύπτει η χαρακτηριστική καμπύλη $I - V$ χρησιμοποιώντας τις χαρακτηριστικές της πηγής ρεύματος και της διόδου, (Σχήμα 2.6) που περιγράφεται από την επόμενη μαθηματική σχέση:

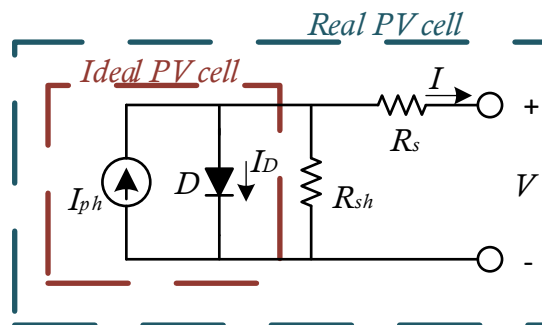
$$I' = I_{ph,cell} - I_{s,cell} \left(e^{\frac{V'}{a}} - 1 \right) \quad (2.2)$$

όπου ως V' και I' συμβολίζονται η τάση και το ρεύμα εξόδου του ιδανικού κυκλώματος.

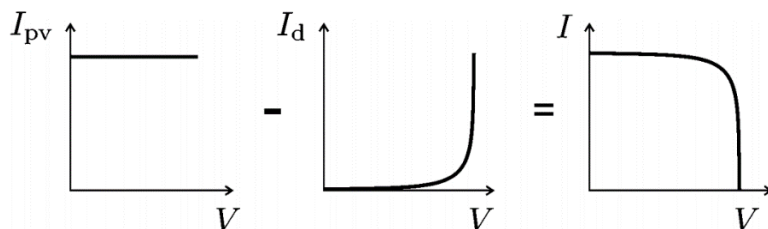
Η εξίσωση αυτή μπορεί να γενικευθεί και στο μοντέλο των πέντε παραμέτρων, με το οποίο θα εργαστούμε, ως εξής:

$$I = I_{ph} - I_s \left(e^{\frac{V+IR_s}{a}} - 1 \right) - \frac{V + IR_s}{R_{sh}} \quad (2.3)$$

με τις παραμέτρους V και I να υποδεικνύουν την τάση και το ρεύμα του εκτενούς κυκλώματος πέντε παραμέτρων. Η παραπάνω εξίσωση όμως, δεν επιδέχεται απευθείας επίλυση και για το λόγο αυτό απαιτείται η χρήση κάποιας επαναληπτικής μεθόδου προκειμένου να προσδιοριστούν οι παράμετροι εξόδου. Έτσι, αυξάνεται αρκετά η πολυπλοκότητα της μεθόδου επίλυσης και επιπλέον τίθενται θέματα αρχικοποίησης και σύγκλισης του συστήματος.



Σχήμα 2.5: Ισοδύναμο κύκλωμα ΦΒ κυψέλης - Μοντέλο μιας διόδου



Σχήμα 2.6: Σύνθεση χαρακτηριστικής $I - V$ της ιδανικής ΦΒ κυψέλης από την χαρακτηριστική της πηγής φωτορεύματος και της διόδου

2.4.1 Δοκιμή βραχυκύκλωσης

Η συγκεκριμένη δοκιμή μπορεί να αναπαρασταθεί σε μορφή κυκλώματος όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.7 (α). Σε αυτή την περίπτωση η διόδος δεν άγει, αφού δεν υπάρχει τάση στα άκρα της, και το ρεύμα διέρχεται από τις δύο αντιστάσεις. Έτσι, το ρεύμα βραχυκύκλωσης δίνεται από τη σχέση:

$$I_{sc} = \frac{R_{sh}}{R_{sh} + R_s} I_{ph} \quad (2.4)$$

Επειδή η αντίσταση R_{sh} είναι κατά κανόνα πολύ μεγαλύτερη από την R_s , η παραπάνω σχέση μπορεί να απλουστευθεί και τότε προκύπτει [19]:

$$I_{sc} = I_{ph} \Big|_{V=0} \quad (2.5)$$

Ο υπολογισμός της μέγιστης αυτής τιμής του ρεύματος βοηθά στον βέλτιστο σχεδιασμό της προστασίας της ηλεκτρικής εγκατάστασης, υποδεικνύοντας την ανοχή των dc ασφαλειών, των μικροαυτόματων διακοπών κ.α.

2.4.2 Δοκιμή ανοιχτοκύκλωσης

Όταν το ΦΒ λειτουργεί ως πηγή τάσης (Σχήμα 2.7 (β)), δηλαδή το ρεύμα εξόδου είναι μηδενικό ενώ η τάση (ανοιχτοκύκλωσης) είναι η μέγιστη, το ρεύμα ρέει εξολοκλήρου μέσω της διόδου, αφού η αντίσταση R_{sh} λαμβάνει πολύ μεγάλη τιμή. Πρακτικά λοιπόν, σε αυτό το σενάριο συμμετέχει αποκλειστικά η ιδανική συνιστώσα του μοντέλου. Όταν έχουμε μόνο τη διόδο D στο κύκλωμα, η εξίσωση (2.2) μπορεί να λάβει την εξής μορφή:

$$I = I_{ph} - I_s \left(e^{\frac{V+IR_s}{a}} - 1 \right) \approx I_{ph} - I_s e^{\frac{V}{a}} \quad (2.6)$$

Επιλύοντας την παραπάνω εξίσωση για μηδενικό ρεύμα εξόδου, προκύπτει η σχέση υπολογισμού της τάσεως βραχυκύκλωσης του ΦΒ:

$$V_{oc} = a \ln \left(\frac{I_{ph}}{I_s} \right) \quad (2.7)$$

Η γνώση της τάσεως ανοιχτοκύκλωσης είναι απαραίτητη για την επιλογή του κατάλληλου μετατροπέα της διάταξης.

2.4.3 Λειτουργία μέγιστης απόδοσης ισχύος

Το πρόβλημα εντοπισμού της μέγιστης ισχύος ενός ΦΒ πεδίου, αλλά και της τάσης και του ρεύματος που αντιστοιχούν σε αυτή την κατάσταση, αντιμετωπίζεται με ποικίλες προσεγγίσεις στη βιβλιογραφία. Το κοινό στοιχείο του μεγαλύτερου μέρους αυτών είναι η χρήση ενός επαναληπτικού αλγορίθμου για την επίλυση είτε ενός συστήματος εξισώσεων, είτε μιας μονάχα εξίσωσης. Στη δεύτερη περίπτωση απαιτείται η χρήση μιας βοηθητικής συνάρτησης, συνήθως της Lambert W ή της συνάρτησης special Trans. Η συνάρτηση Lambert ($W\{x\}$), η οποία και χρησιμοποιήθηκε στα πλαίσια αυτής της εργασίας, είναι συγγενής της λογαριθμικής.

Όπως μπορούμε να παρατηρήσουμε από την χαρακτηριστική καμπύλη $P - V$ (Σχήμα 2.4 (β)) στο σημείο μέγιστης παραγωγής ισχύος η κλίση της καμπύλης θα πρέπει να είναι μηδενική. Αυτό μπορεί να εκφραστεί από μαθηματικής άποψης σύμφωνα με την επόμενη σχέση:

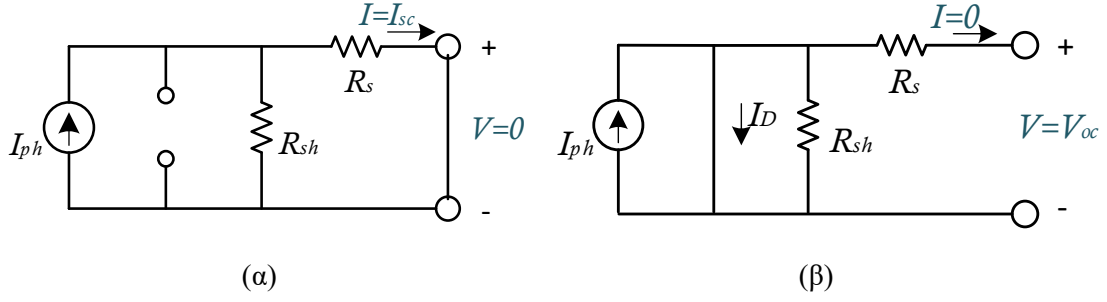
$$\left. \frac{dP}{dV} \right|_{MPP} = 0 \Rightarrow \left. \frac{dI}{dV} \right|_{MPP} = -\frac{I_{mp}}{V_{mp}} \quad (2.8)$$

Για λόγους ευκολίας αρχικά θα γίνει ανάλυση της μεθόδου υπολογισμού σε μια ιδανική κυψέλη και στη συνέχεια θα γίνει επέκταση και στο αναλυτικό μοντέλο μίας διόδου. Έτσι, όπως προαναφέραμε το ρεύμα εξόδου σε αυτή την περίπτωση δίνεται από τον απλουστευμένο τύπο:

$$I_i = I_{ph} - I_s e^{\frac{V_i}{a}} \quad (2.9)$$

όπου οι παράμετροι I_i, V_i εκφράζουν το ρεύμα και την τάση εξόδου που αντιστοιχούν αποκλειστικά στο ιδανικό τμήμα της διάταξης. Εφαρμόζοντας λοιπόν την παραπάνω εξίσωση στην (2.8) εύκολα μπορούμε, για συνθήκες μέγιστης παραγωγής ισχύος, να καταλήξουμε στην παρακάτω σχέση:

$$\left. \frac{dI_i}{dV_i} \right|_{MPP} = -\frac{I_s}{a} e^{\frac{V_{i,mp}}{a}} \quad (2.10)$$



Σχήμα 2.7: Ισοδύναμο κύκλωμα ΦΒ κυψέλης σε δοκιμή (α) βραχυκύκλωσης και (β) ανοιχτοκύκλωσης

Η διαφορική αυτή εξίσωση εύκολα μπορεί να επιλυθεί ως προς τη μεταβλητή που θέλουμε να υπολογίσουμε. Έτσι, με τη χρήση της εξίσωσης Lambert, μπορούμε να υπολογίσουμε την τάση και το ρεύμα που αντιστοιχούν στο MPP:

$$V_{i,mp} = aW \left\{ \frac{I_{ph}}{I_s} e \right\} \quad (2.11)$$

$$I_{i,mp} = I_{ph} - \frac{I_{ph}}{W \left\{ \frac{I_{ph}}{I_s} e \right\}} \quad (2.12)$$

Σύμφωνα με τη βιβλιογραφία [20] η εξερχόμενη μέγιστη ισχύς της ιδανικής κυψέλης διαφέρει σε πολύ μικρό βαθμό από αυτή που υποδεικνύεται από το μοντέλο πέντε παραμέτρων. Συνεπώς, οι παραπάνω υπολογισμοί, που αφορούσαν στο μοντέλο τριών παραμέτρων μπορούν να γενικευθούν στο αναλυτικό μοντέλο, χωρίς αυτό να συνεπάγεται την εισαγωγή σφάλματος στις περαιτέρω μετρήσεις. Άρα, έπειτα από εφαρμογή των κανόνων του Kirchhoff και χρησιμοποιώντας τη βοηθητική μεταβλητή $w = W \{ I_{ph} e / I_s \}$ λαμβάνουμε τις επόμενες σχέσεις.

$$V_{mp} = \frac{R_s + R_{sh}}{R_{sh}} a(w - 1) - I_{ph} R_s \left(1 - \frac{1}{w} \right) \quad (2.13)$$

$$I_{mp} = I_{ph} \left(1 - \frac{1}{w} \right) - \frac{a(w - 1)}{R_{sh}} \quad (2.14)$$

Τέλος, η μέγιστη δυνατή ισχύς εξόδου του ΦΒ στοιχείου εύκολα υπολογίζεται μέσω της σχέσης:

$$P_{mp} = V_{mp} I_{mp} \quad (2.15)$$

Για τον υπολογισμό των πέντε παραμέτρων σε κανονικές συνθήκες λειτουργίας, του πλήρες μοντέλου μίας διόδου χρησιμοποιούνται οι παρακάτω σχέσεις, οι οποίες προκύπτουν από τις ειδικές συνθήκες σε κάθε ένα από τα τρία σημεία λειτουργίας του ΦΒ:

$$\alpha_0 = \delta_0 V_{oc0} \quad (2.16)$$

$$R_{s0} = \frac{\alpha_0(w_0 - 1) - V_{mp0}}{R_{sh0}} \quad (2.17)$$

$$R_{sh0} = \frac{\alpha_0(w_0 - 1)}{I_{sc0}(1 - 1/w_0) - I_{mp0}} \quad (2.18)$$

$$I_{ph0} = \left(1 + \frac{R_{s0}}{R_{sh0}}\right) I_{sc0} \quad (2.19)$$

$$I_{s0} = I_{ph0} e^{-1/\delta_0} \quad (2.20)$$

όπου, για τις σταθερές δ_0 και w_0 ισχύουν οι παρακάτω σχέσεις:

$$\delta_0 = \frac{1 - 298.15\beta_{voc}}{50.1 - 298.15\alpha_{isc}} \quad (2.21)$$

$$w_0 = W \left\{ e^{1/\delta_0 + 1} \right\} \quad (2.22)$$

Με τον τρόπο αυτό μπορούμε να υπολογίσουμε με αρκετά μεγάλη ακρίβεια και τις πέντε παραμέτρους της ΦΒ κυψέλης, αλλά και ολόκληρου του ΦΒ πλαισίου. Όμως ένα ΦΒ πλαίσιο στην πράξη λειτουργεί σε συχνά μεταβαλλόμενες συνθήκες ακτινοβολίας και θερμοκρασίας, οι οποίες μπορεί να μην αντιστοιχούν σε αυτές των STC ή NOCT που αναφέρθηκαν σε προηγούμενη παράγραφο. Η απόκλιση τους από τις πρότυπες συνθήκες οδηγεί σε διαφοροποιήσεις στην λειτουργία του ΦΒ, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.8 και στο Σχήμα 2.9. Πιο συγκεκριμένα, παρατηρείται πως η ελάττωση της έντασης της ηλιακής ακτινοβολίας οδηγεί σε αύξηση της τιμής τάσεως στο σημείο MPP και μείωση της μέγιστης παραγόμενης ισχύος του ΦΒ, ενώ αντίστοιχα η πτώση της θερμοκρασίας κυψέλης έχει ως αποτέλεσμα την ελάττωση της τάσεως του MPP ενώ η εξερχόμενη ενεργός ισχύς αυξάνεται. Το θέμα αυτό θα αναλυθεί περαιτέρω στη συνέχεια.

Πίνακας 2.1: Παράμετροι ΦΒ πλαισίου σε STC συνθήκες

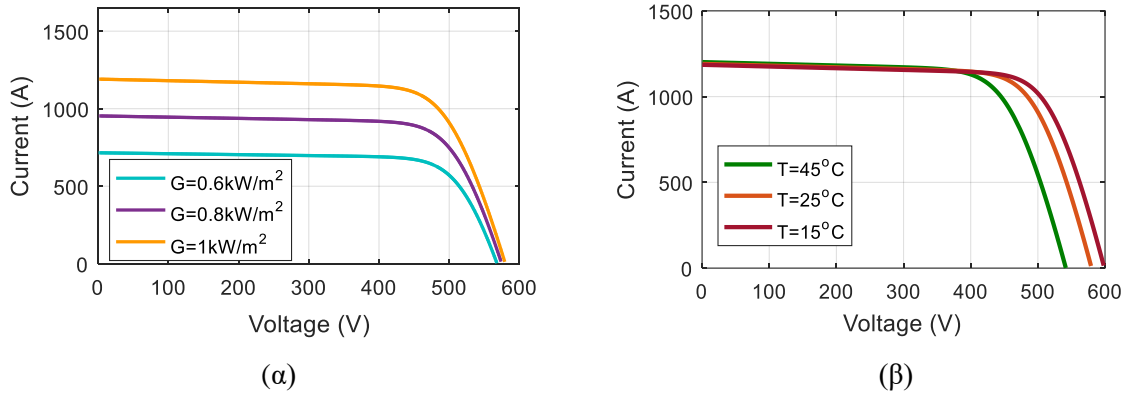
| <i>Παράμετρος</i> | <i>Τιμή</i> | <i>Παράμετρος</i> | <i>Τιμή</i> |
|-------------------|-------------|------------------------|-------------|
| N_c | 48 | $V_{oc,n}$ (V) | 29 |
| $P_{mpp,n}$ (W) | 169.97 | $I_{sc,n}$ (A) | 8.1 |
| $I_{mpp,n}$ (A) | 7.39 | α_{voc0} (%/°C) | -0.32959 |
| $V_{mpp,n}$ (V) | 23 | α_{isc0} (%/°C) | 0.04458 |

Πίνακας 2.2: Παράμετροι ΦΒ σταθμού σε STC συνθήκες

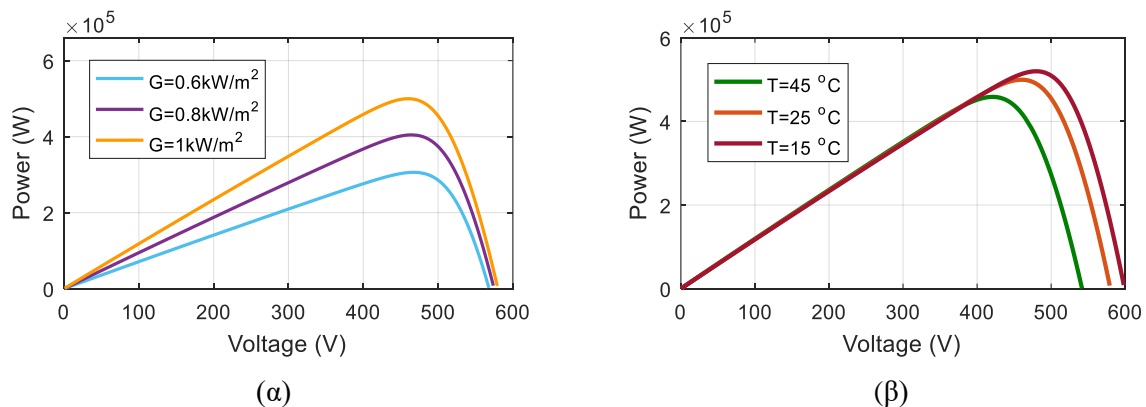
| Παράμετρος | Τιμή | Παράμετρος | Τιμή |
|----------------|------|---------------|---------|
| N_p | 147 | I_{mpp} (A) | 1086.29 |
| N_m | 20 | V_{oc} (V) | 580 |
| P_{mpp} (kW) | 500 | I_{sc} (A) | 1190.70 |
| V_{mpp} (V) | 460 | | |

Η ΦΒ γεννήτρια που μοντελοποιήθηκε στην παρούσα μελέτη αποτελείται από: $N_p = 147$ συστοιχίες πλαισίων, τύπου “Yingli Energy YL170P-23b”, συνδεδεμένες παράλληλα, εκ των οποίων κάθε μια αποτελείται από $N_m = 20$ εν σειρά συνδεδεμένα πλαίσια. Τα χαρακτηριστικά του μοντέλου των πλαισίων που χρησιμοποιήθηκαν σε αυτή την εργασία φαίνονται στον Πίνακα 2.1 ενώ τα χαρακτηριστικά της συνολικής εγκατάστασης συγκεντρώνονται στον Πίνακα 2.2. Η ονομαστική ενεργός ισχύς εξόδου του ΦΒ σταθμού ανέρχεται στα 500 kW όπως υπολογίζεται μέσω της σχέσης:

$$P_{max} = N_p N_m P_{mp0} \quad (2.23)$$



Σχήμα 2.8: Χαρακτηριστική $I - V$ για μεταβολές (α) της ακτινοβολίας G και (β) της θερμοκρασίας T



Σχήμα 2.9: Χαρακτηριστική $P - V$ για μεταβολές (α) της ακτινοβολίας G και (β) της θερμοκρασίας T

2.5 Dc/dc μετατροπέας

Σε πολλές περιπτώσεις, τα επίπεδα της τάσης εξόδου μιας ΦΒ διάταξης δεν είναι τέτοια ώστε να καθίσταται εφικτή η απευθείας σύνδεση της στο δίκτυο. Το πρόβλημα αυτό επιλύεται με τη χρήση μετατροπέων συνεχούς τάσης. Υπάρχουν μετατροπείς με δυνατότητα ανύψωσης (boost *dc/dc* converter) ή υποβιβασμού της τάσης (buck *dc/dc* converter), ενώ ορισμένες διατάξεις έχουν τη δυνατότητα συνδυαστικής λειτουργίας (buck-boost *dc/dc* converter) και μπορούν είτε να ανυψώνουν, είτε να υποβιβάζουν την τάση, προσαρμόζοντας τη δράση τους στις ανάγκες του συστήματος.

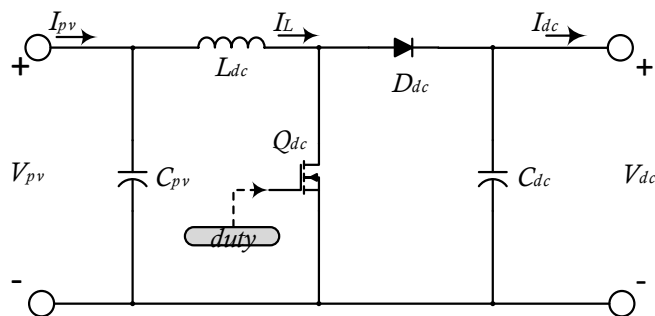
Δεδομένου ότι η μέγιστη τάση εξόδου του ΦΒ, που μοντελοποιήθηκε στην παρούσα εργασία, δεν ξεπερνά την τάση του dc ζυγού στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, επιλέχθηκε η χρήση απλού μετατροπέα ανύψωσης τάσεως. Το κύκλωμα της διάταξης παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.10.

Η τοπολογία του μετατροπέα περιλαμβάνει μια απλή δίοδο D_{dc} , ένα τρανζίστορ MOSFET Q_{dc} , ένα πηνίο L_{dc} , έναν πυκνωτή εισόδου C_{pv} και έναν εξόδου C_{dc} . Η παλμοδότηση του τρανζίστορ, ορίζει τις περιόδους αγωγής και αποκοπής του ημιαγωγικού αυτού διακόπτη, διαμορφώνοντας την τάση στην είσοδο του μετατροπέα (Σχήμα 2.11). Η σχέση που συνδέει την τάση εξόδου και την τάση εισόδου του μετατροπέα, στην κατάσταση μόνιμης λειτουργίας είναι:

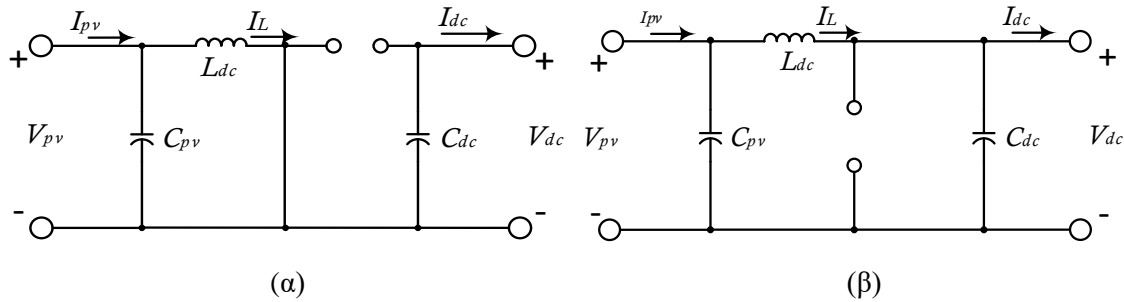
$$\frac{V_{dc}}{V_{pv}} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.24)$$

όπου η παράμετρος D εκφράζει το βαθμό χρησιμοποίησης (duty cycle) του ημιαγωγικού στοιχείου του κυκλώματος, και ορίζεται ως ο λόγος του χρονικού διαστήματος που άγει το MOSFET εντός μιας διακοπτικής περιόδου (t_{on}), προς τη διακοπτική αυτή περίοδο (T_{sw}):

$$D = \frac{t_{on}}{T_{sw}} \quad (2.25)$$



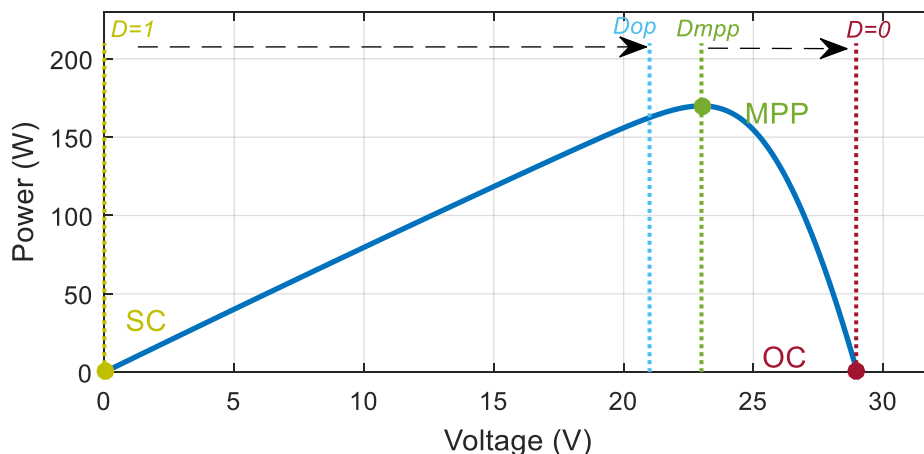
Σχήμα 2.10: Boost *dc/dc* μετατροπέας ανύψωσης τάσης



Σχήμα 2.11: Ισοδύναμο κύκλωμα του boost dc/dc μετατροπέα όταν το τρανζίστορ (α) άγει και (β) δεν άγει

Εξ ορισμού λοιπόν, είναι προφανές ότι το εύρος τιμών του D περιορίζεται από το μηδέν μέχρι τη μονάδα. Στα πλαίσια αυτής της εργασίας, στην κανονική λειτουργία του συστήματος η τάση του dc ζυγού διατηρείται σταθερή στα 700 V . Κατά συνέπεια, μεταβολές του D επηρεάζουν μόνο την τάση του ΦΒ, αφού μια ενδεχόμενη μείωση του D θα οδηγήσει σε αύξηση της τάσης εξόδου της διάταξης, όπως παρουσιάζεται και στο Σχήμα 2.12. Η κατάλληλη παλμοδότηση του MOSFET επιτρέπει τη λειτουργία του ΦΒ σταθμού στο MPP, ενώ ταυτόχρονα μπορεί να ρυθμίσει την τάση του ΦΒ πεδίου στα επιθυμητά επίπεδα, προκειμένου να παραμένει η τάση στο dc ζυγό σταθερή σε περιπτώσεις σφαλμάτων, όπως περιγράφεται στην επόμενη ενότητα.

Στον Πίνακα 2.3 παρουσιάζονται οι τιμές που επιλέχθηκαν για κάθε στοιχείο του κυκλώματος του μετατροπέα. Η τιμή του πυκνωτή του dc ζυγού λαμβάνει τόσο μεγάλη τιμή προκειμένου να περιοριστεί η ανύψωση της τάσης του σε περίπτωση διαταραχών της τάσης του δικτύου, όπως θα αναλύσουμε στη συνέχεια.



Σχήμα 2.12: Σημεία λειτουργίας ΦΒ πλαισίου για διάφορες τιμές του duty cycle

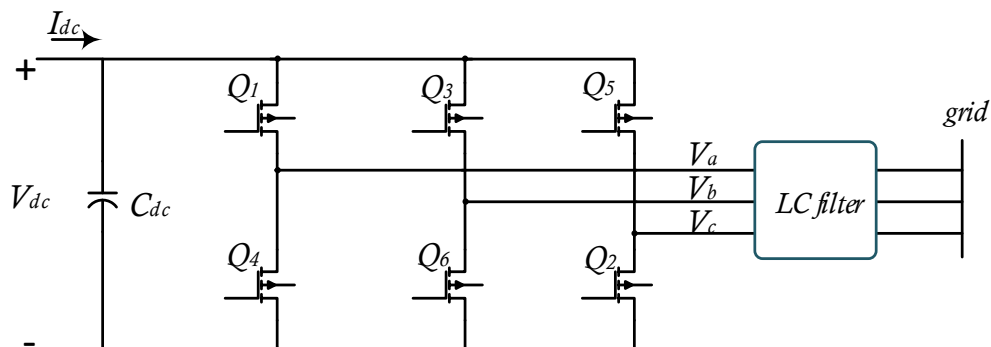
Πίνακας 2.3: Παράμετροι κυκλώματος dc/dc μετατροπέα

| Παράμετρος | Τιμή |
|------------|-------------|
| C_{pv} | 470 μF |
| L_{dc} | 300 μH |
| C_{dc} | 100 mF |

2.6 Dc/ac αντιστροφέας

Η μετατροπή της συνεχούς τάσης του ΦΒ σε ημιτονοειδή, με στόχο τη διασύνδεση της διάταξης με το δίκτυο ΧΤ, γίνεται με τη βοήθεια ενός *τριφασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας* (three-phase full-bridge inverter), ο οποίος βρίσκεται συνδεδεμένος με το dc ζυγό της διάταξης. Πρόκειται για έναν αντιστροφέα δύο επιπέδων, ο οποίος αποτελείται από έξι τρανζίστορ Mosfet με αντιπαράλληλα συνδεδεμένες διόδους (Σχήμα 2.13), συνδεσμολογία η οποία επιτρέπει την αμφίπλευρη ροή ισχύος. Η τοπολογία αυτή του αντιστροφέα κατατάσσεται στην κατηγορία *Μετατροπέων Πηγής Τάσεως* (Voltage Source Converter - VSC), οι οποίοι είναι ιδανικοί για διασύνδεση σε αδύναμα δίκτυα καθώς η πλήρως ελεγχόμενη φύση τους τους επιτρέπει να λειτουργούν αυτόνομα, χωρίς την παρουσία δικτύου, ρυθμίζοντας τη συχνότητα και την τάση [21].

Η τεχνική ελέγχου των ημιαγωγικών στοιχείων είναι υπεύθυνη για την παραγωγή της επιθυμητής τάσης εξόδου του αντιστροφέα, της οποίας η θεμελιώδης αρμονική έχει ίδια rms τιμή με αυτή του δικτύου ($V_{rms} = 230V$) και είναι συμφασική με αυτό. Στην παρούσα εργασία χρησιμοποιήθηκε η τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με τη χρήση χωρικών διανυσμάτων (Space Vector Modulation – SVM).



Σχήμα 2.13: Ισοδύναμο κύκλωμα τριφασικού dc/ac αντιστροφέα δύο επιπέδων

2.7 Φίλτρο εξόδου

Η διακοπτική λειτουργία του αντιστροφέα αναπόφευκτα εισάγει στην τάση και το ρεύμα εξόδου, αρμονικές συνιστώσες, καθιστώντας έτσι αδύνατη την απευθείας σύνδεση της διάταξης στο δίκτυο, σύμφωνα με τα διεθνή πρότυπα. Για το λόγο αυτό, ένα φίλτρο συνδέεται στην έξοδο του αντιστροφέα, προκειμένου να κατασταλούν όσο το δυνατόν περισσότερο αυτές οι διαταραχές. Περισσότερο συνηθισμένη είναι η χρήση των παθητικών φίλτρων έναντι των ενεργητικών, λόγω μειωμένου κόστους και πολυπλοκότητας.

Συνήθως, επιλέγεται ένα απλό φίλτρο L , το οποίο μπορεί να καταστείλει αποτελεσματικά τις αρμονικές. Παρόλα αυτά όμως, σε μεγαλύτερες εφαρμογές, της τάξεως των δεκάδων kW, η απαιτούμενη αυτεπαγωγή του πηνίου προκειμένου να παραχθεί ικανοποιητικό αποτέλεσμα, είναι αρκετά μεγάλη, με αποτέλεσμα τόσο την αύξηση του κόστους, όσο και την επιβάρυνση της δυναμικής συμπεριφορά του συστήματος [22].

Για τους παραπάνω λόγους, για τη συγκεκριμένη εφαρμογή επιλέχθηκε ένα LC φίλτρο. Η χρήση του μας δίνει τη δυνατότητα καταστολής των ανεπιθύμητων αρμονικών με πολύ μικρότερη τιμή αυτεπαγωγής από αυτή του απλού L φίλτρου. Όμως, το LC φίλτρο παρουσιάζει μια συχνότητα συντονισμού (εξίσωση (2.26)), η οποία πρέπει να υπολογιστεί σωστά έτσι ώστε να μην υπάρξουν λειτουργικά προβλήματα ή διαταραχή της ευστάθειας του συστήματος.

$$\omega_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.26)$$

Για να εξασφαλίζεται η βέλτιστη συμπεριφορά του συστήματος, η αυτεπαγωγή του φίλτρου δεν πρέπει να ξεπερνά το 10% της ανά μονάδα αυτεπαγωγής του συστήματος, έτσι ώστε να περιορίζεται η πτώση τάσης στα άκρα της. Αντίστοιχα η χωρητικότητα πρέπει να έχει τιμή μικρότερη του 20% της ανά μονάδα χωρητικότητας, για τη διατήρηση του συντελεστή ισχύος της διάταξης σε ικανοποιητικά επίπεδα [23]. Τα ανά μονάδα μεγέθη των αντιστάσεων του δικτύου υπολογίζονται με βάση τα ονομαστικά χαρακτηριστικά του αντιστροφέα, δηλαδή $V_b = 400 V$ και $S_b = 500 kW$, όπως φαίνεται στις επόμενες σχέσεις:

$$Z_b = \frac{V_b^2}{S_b} = 0.32 \Omega \quad (2.27)$$

$$L_b = \frac{Z_b}{2\pi f} = 1.019 mH \quad (2.28)$$

$$C_b = \frac{1}{2\pi f Z_b} = 9.947 mF \quad (2.29)$$

Δηλαδή, για την επιλογή των τιμών της αυτεπαγωγής και της χωρητικότητας του LC φίλτρου της διάταξης, πρέπει να πληρούνται οι εξής προϋποθέσεις:

$$L_f \leq 0.1L_b \Rightarrow L_f \leq 0.1019 \text{ mH} \quad (2.30)$$

$$C_f \leq 0.2C_b \Rightarrow C_f \leq 1.9894 \text{ mF} \quad (2.31)$$

Σύμφωνα με τα προηγούμενα, οι τιμές των παραμέτρων του φίλτρου κάθε φάσης επιλέχθηκαν: $L_f = 100\mu\text{H}$ και $C_f = 1.8 \text{ mF}$

2.8 Μετασχηματιστής

Σύμφωνα με το Διαχειριστή Ελληνικού Δικτύου Διανομής Ηλεκτρικής Ενέργειας (ΔΕΔΔΗΕ), η σύνδεση ΦΒ σταθμών ονομαστικής ισχύος $P_{mp0} > 100 \text{ kW}$ πρέπει να γίνεται στο δίκτυο μέσης τάσης (MT). Έτσι, για τη διασύνδεση του ΦΒ σταθμού που μελετάται στα πλαίσια αυτής της εργασίας στο ζυγό MT του δικτύου, χρησιμοποιήθηκε ένας ΜΣ ανύψωσης $0.4/20 \text{ kV}$ και ονομαστικής ισχύος $P_{tr1} = 1 \text{ MW}$. Η συνδεσμολογία του εν λόγω ΜΣ είναι τύπου αστέρα-τρίγωνο, με το τρίγωνο να συνδέεται στην πλευρά της υψηλής τάσης. Η τοπολογία αυτή βοηθά στην καταστολή των αρμονικών τρίτης τάξεως του ρεύματος. Για τις παραμέτρους του ισοδύναμου κυκλώματος του κυκλώματος του ΜΣ επιλέχθηκαν οι τυπικές τιμές, οι οποίες συνοψίζονται στον ακόλουθο πίνακα.

Πίνακας 2.4: Παράμετροι ΜΣ ανύψωσης για τη διασύνδεση του ΦΒ σταθμού

| <i>Παράμετρος</i> | <i>Τιμή (pu)</i> |
|-------------------|------------------|
| R | 0.0115 |
| X | 0.0385 |
| R_m | 500 |
| X_m | 500 |

3. Συστήματα ελέγχου διάταξης

Η εξεταζόμενη ΦΒ διάταξη συνδέεται στο δίκτυο μέσω ενός αντιστροφέα δύο επιπέδων. Αυτός αποτελείται από έναν dc/dc μετατροπέα, ο οποίος είναι υπεύθυνος για την εκτέλεση του MPPT αλγορίθμου, και έναν dc/ac αντιστροφέα, που ελέγχει τα επίπεδα της τάσεως στο dc ζυγό καθώς και το ρεύμα που εγχέεται στο δίκτυο. Αυτές οι διεργασίες εξαρτώνται αποκλειστικά από τον ορθό έλεγχο των ημιαγωγικών στοιχείων των εν λόγω διατάξεων. Σε αυτό το κεφάλαιο, θα αναλυθούν οι τεχνικές ελέγχου που χρησιμοποιήθηκαν σε κάθε βαθμίδα, με στόχο την εξασφάλιση της εύρυθμης λειτουργίας του πάρκου, υπό κανονικές συνθήκες λειτουργίας του δικτύου, χωρίς τη δυνατότητα διατήρησης εφεδρείας και υποστήριξης του δικτύου σε διαταραχές. Ένας σημαντικός παράγοντας που συμβάλλει στην επιλογή του συστήματος δύο βαθμίδων είναι η παροχή ανεξαρτησίας στον έλεγχο τους.

3.1 Συγχρονισμός με το δίκτυο

3.1.1 Μετασχηματισμοί σε στατό και στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς

Ο μετασχηματισμός Clarke δέχεται ως είσοδο τρία στρεφόμενα διανύσματα και παράγει στην έξοδο του τρία σήματα σε ένα στατό πλαίσιο αναφοράς, σύμφωνα με τη σχέση μετασχηματισμού που παρουσιάζεται στην εξίσωση (3.1). Τα διανύσματα εισόδου αναφέρονται είτε στις τάσεις είτε στα ρεύματα του δικτύου, αφού ο μετασχηματισμός αυτός βρίσκει αρκετές εφαρμογές στα συστήματα ελέγχου της διάταξης (SVM, PR ελεγκτές).

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \\ x_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

Στην περίπτωση συμμετρικού δικτύου, τα σήματα εισόδου είναι μετατοπισμένα κατά 120° μεταξύ τους και στρέφονται με την ίδια συχνότητα και κατά συνέπεια η συνιστώσα x_0 λαμβάνει μηδενική τιμή. Τα εναλλασσόμενα σήματα εξόδου που προκύπτουν στο στατό πλαίσιο αναφοράς υπό αυτές τις συνθήκες, είναι κάθετα μεταξύ τους και έχουν συχνότητα ίση με αυτή των αρχικών σημάτων. Η τελική σχέση μετασχηματισμού φαίνεται στην εξίσωση:

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

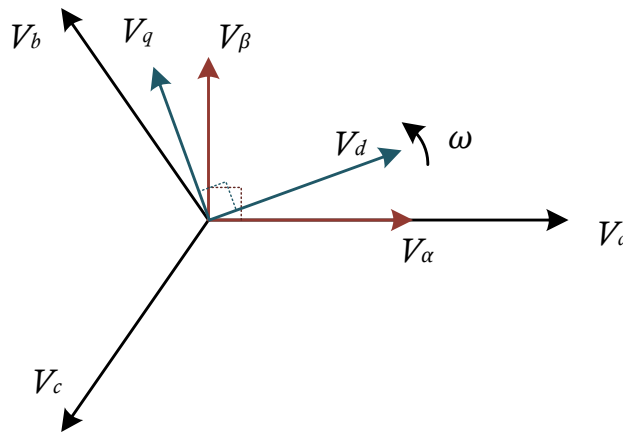
Σε αρκετές εφαρμογές, όπως οι PID ελεγκτές, επιλέγεται η χρήση σημάτων dc έναντι των εναλλασσόμενων. Η μετατροπή των τριφασικών εναλλασσόμενων μεγεθών του δικτύου σε dc συνιστώσες στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς $dq0$, γίνεται με τη χρήση του μετασχηματισμού Park (3.3).

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Η γωνία $\theta = \omega t$ ορίζει την ταχύτητα περιστροφής του πλαισίου $dq0$ και υπολογίζεται μέσω του συστήματος συγχρονισμού με το δίκτυο, όπως αναλύεται στη συνέχεια. Σε ένα τριφασικό συμμετρικό δίκτυο, η συνιστώσα x_d έχει την ίδια διεύθυνση με την τάση του δικτύου, δηλαδή η ταχύτητα περιστροφής ω είναι ίση με τη συχνότητα του δικτύου ($\omega_g = 314.16 \text{ r/s}$), ενώ η x_q λαμβάνει μηδενική τιμή. Ένα τριφασικό σήμα, στα τρία πλαίσια αναφοράς αναπαρίσταται στο Σχήμα 3.1.

Μια ακόμη χρήσιμη εξίσωση μετασχηματισμού είναι η σχέση (3.4), η οποία περιγράφει την απευθείας μεταφορά από το στατό στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς.

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (3.4)$$



Σχήμα 3.1: Διανυσματική μορφή τριφασικού, στατού και στρεφόμενου πλαισίου αναφοράς

3.1.2 Θετική, αρνητική και μηδενική ακολουθία

Κάθε τριφασικό σύστημα έχει τη δυνατότητα να αναπαρασταθεί σαν ένα σύνολο υποσυστημάτων με τροποποιημένη την αλληλουχία διαδοχής των διανυσμάτων από τα οποία αποτελείται. Συνεπώς, η τάση ή το ρεύμα του δικτύου μπορεί να αναπαρασταθεί σε τρία επιμέρους συστήματα (θετική, αρνητική και μηδενική ακολουθία) που έκαστο αποτελείται από τρία συμμετρικά διανύσματα, όπως απεικονίζεται στο Σχήμα 3.2. Η θετική ακολουθία αποτελείται από τρία διανύσματα ίδιου πλάτους, που απέχουν μεταξύ τους 120° και στέφονται με φορά ίδια με αυτή που στρέφονται και οι τάσεις του δικτύου (δείκτης '+'). Αντίθετα, τα διανύσματα της αρνητικής ακολουθίας στρέφονται με αντίθετη ακολουθία φάσεων από αυτή (δείκτης '-'). Στη μηδενική ακολουθία τα διανύσματα ταυτίζονται σε πλάτος και διεύθυνση, δηλαδή έχουν μηδενική διαφορά φάσης μεταξύ τους (δείκτης '0').

Το άθροισμα των επιμέρους φασικών συμμετρικών συνιστωσών των τριών ακολουθιών συνθέτει την αρχική φασική συνιστώσα της τάσης, όπως υποδεικνύεται από τη σχέση (3.5). Έτσι, σε ενδεχόμενη ασυμμετρία, είτε πλάτους είτε φάσης, του συστήματος, η παραπάνω ανάλυση δίνει τη δυνατότητα ξεχωριστής μελέτης και χρήσης του εκάστοτε συστήματος, ανάλογα με την εφαρμογή, μειώνοντας την πολυπλοκότητα της ανάλυσης.

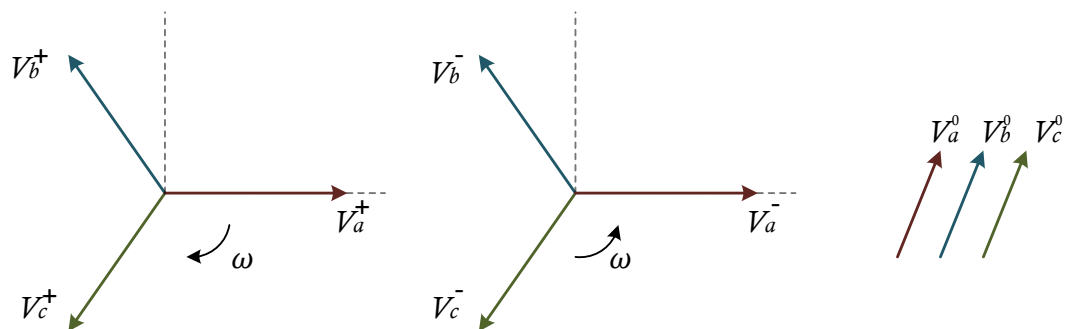
$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a^+ \\ v_b^+ \\ v_c^+ \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a^- \\ v_b^- \\ v_c^- \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_a^0 \\ v_b^0 \\ v_c^0 \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Η μετατόπιση φάσης κατά 120° ορίζεται μέσω του συντελεστή $\alpha = e^{j2\pi/3}$ και άρα τα διανύσματα κάθε ακολουθίας συνδέονται με αυτά του αρχικού τριφασικού σχήματος μέσω των σχέσεων:

$$\begin{bmatrix} v_a^+ \\ v_b^+ \\ v_c^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha & \alpha^2 \\ \alpha^2 & 1 & \alpha \\ \alpha & \alpha^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

$$\begin{bmatrix} v_a^- \\ v_b^- \\ v_c^- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & \alpha^2 & \alpha \\ \alpha & 1 & \alpha^2 \\ \alpha^2 & \alpha & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Η αρνητική και η μηδενική ακολουθία φάσεων εμφανίζονται μονάχα όταν στο συμμετρικό δίκτυο εντοπίζονται σφάλματα (βραχυκυκλώματα μεταξύ φάσεων ή μεταξύ φάσης και γης). Σε αυτές τις περιπτώσεις είναι απαραίτητη η ανάλυση των δεδομένων σημάτων, με στόχο τη βέλτιστη υλοποίηση των διατάξεων ελέγχου του αντιστροφέα της ΦΒ γεννήτριας.



Σχήμα 3.2: Θετική, αρνητική και μηδενική ακολουθία των τάσεων του δικτύου

3.1.3 Διάταξη κλειδώματος φάσης

Απαραίτητη προϋπόθεση για τη διασύνδεση του συστήματος ΦΒ – αντιστροφέα στο δίκτυο είναι οι εξερχόμενες τάσεις να διαθέτουν την ίδια συχνότητα και να είναι συμφασικές με αυτές του δικτύου. Αυτό επιτυγχάνεται με τη βοήθεια της *διάταξης κλειδώματος φάσης* (Phase Locked Loop - PLL), ενός συστήματος κλειστού βρόχου. Το PLL έχει την ικανότητα συνεχούς εποπτείας των χαρακτηριστικών ενός δικτύου, δίνοντας έτσι τη δυνατότητα άμεσης απόκρισης του συστήματος σε περιπτώσεις σφαλμάτων τάσης ή συχνότητας [24].

Οι πλέον διαδεδομένες στρατηγικές PLL, λόγω χαμηλότερης πολυπλοκότητας και αυξημένης απόδοσης είναι τρεις:

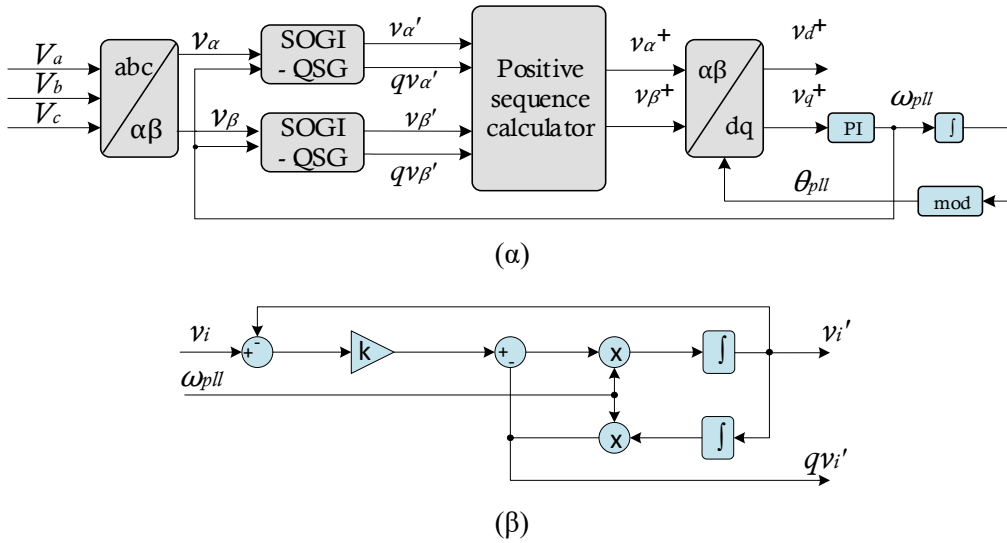
- Synchronous reference frame - phase locked loop (SRF-PLL)
- Double second order generalized integrator - phase locked loop (DSOGI-PLL)
- Decoupled double synchronous reference frame – phase locked loop (DDSRF-PLL)

Το SRF-PLL ενώ διαθέτει καλή απόκριση σε συμμετρικές διαταραχές, παρουσιάζει ασταθή συμπεριφορά όταν εμφανίζονται ασύμμετρα σφάλματα στο δίκτυο, καθώς η συχνότητα ταλαντώνεται γύρω από τη συχνότητα του δικτύου (50Hz), αδυνατώντας να κλειδώσει σε αυτή για όλη τη διάρκεια του σφάλματος [25]. Στην παρούσα μελέτη επιλέχθηκε η χρήση του συστήματος DSOGI-PLL, το οποίο επιδεικνύει εξαιρετικά ικανοποιητική συμπεριφορά σε κάθε κατηγορία διαταραχής.

Ο αλγόριθμος DSOGI-PLL χρησιμοποιεί τη δομή του SRF-PLL στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς σε συνδυασμό με ένα ζωνοπερατό φίλτρο δεύτερης τάξεως, προκειμένου να εξάγει, τη συχνότητα και τη φάση του δικτύου, τη θετική και την αρνητική ακολουθία της τάσεως. Με τον τρόπο αυτό δίνεται η δυνατότητα καταστολής των αρμονικών και η βέλτιστη λειτουργία του PLL σε καταστάσεις ασυμμετρίας του δικτύου. Τα δομικά διαγράμματα της συνολικής διάταξης και του ζωνοπερατού φίλτρου φαίνονται στο Σχήμα 3.3 [26].

Αρχικά, με τη βοήθεια του μετασχηματισμού Clarke, η τριφασική τάση του δικτύου μετασχηματίζεται στο πλαίσιο αναφοράς $\alpha\beta 0$. Κάθε σήμα τροφοδοτείται σε ένα φίλτρο QSG (quadrature signal generators), από το οποίο στη συνέχεια εξάγονται δύο συνιστώσες, η μια εκ

των οποίων είναι συμφασική με το δίκτυο (v_i) και η άλλη μετατοπισμένη κατά -90° (qv_i). Οι συναρτήσεις μεταφοράς των φίλτρων φαίνονται στις εξισώσεις (3.8) και (3.9), αντίστοιχα.



Σχήμα 3.3: (α) Δομικό διάγραμμα DSOGI-PLL και (β) ζωνοπερατό φίλτρο δευτέρας τάξεως

Οι διατάξεις αυτές τροφοδοτούνται με τη συχνότητα του δικτύου ($\omega = 2 * \pi * f = 314.159 \text{ rad/s}$), η οποία αποτελεί τη συχνότητα συντονισμού. Ο συντελεστής απόσβεσης k είναι η μοναδική παράμετρος που προσδιορίζει τα χαρακτηριστικά του φίλτρου, δηλαδή το φιλτράρισμα των σημάτων εισόδου. Όσο η τιμή του k μικραίνει, αυξάνει η επιλεκτικότητα του φίλτρου, αφού ελαττώνεται το εύρος ζώνης, όπως διακρίνεται στο (Σχήμα 3.4). Ταυτόχρονα όμως, η απόκριση του συστήματος σε βηματικές μεταβολές παρουσιάζει κάποιες ταλαντώσεις, οι οποίες καθυστερούν την σταθεροποίηση της εξόδου (Σχήμα 3.5) [27]. Για τις ανάγκες της παρούσας μελέτης επιλέχθηκε $k = 1.4$, τιμή που αποδίδει πολύ ικανοποιητική συμπεριφορά φιλτραρίσματος στη διάταξη, χωρίς να μεταβάλει σημαντικά το χρόνο απόκρισης της. Στο Σχήμα 3.3 (β) γίνεται εμφανής η προαναφερθείσα μετατόπιση φάσης της q συνιστώσας.

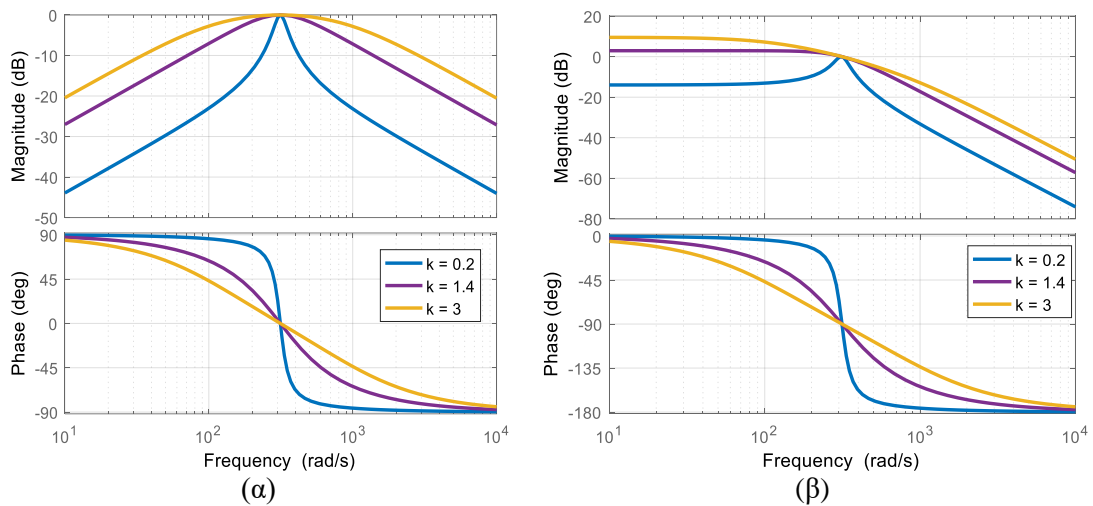
$$H_d = \frac{v'_{\alpha\beta}}{v_{\alpha\beta}} = \frac{k\omega_{pll}s}{s^2 + k\omega_{pll}s + \omega_{pll}^2} \quad (3.8)$$

$$H_q = \frac{qv'_{\alpha\beta}}{v_{\alpha\beta}} = \frac{k\omega_{pll}^2}{s^2 + k\omega_{pll}s + \omega_{pll}^2} \quad (3.9)$$

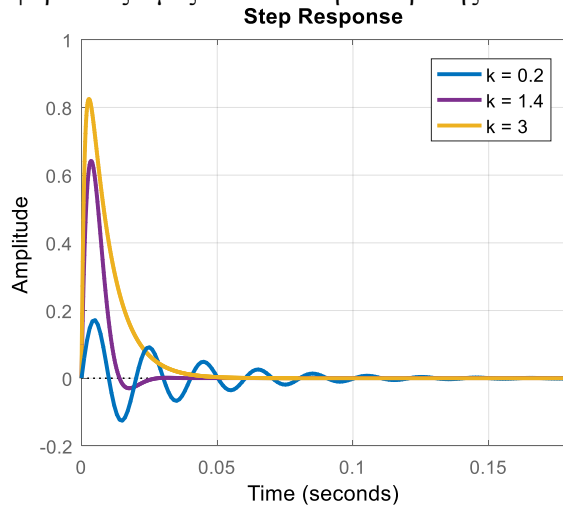
Έπειτα, από τις συμφασικές και τις ορθογωνικές συνιστώσες προκύπτει η παραγωγή των σημάτων θετικής και αρνητικής ακολουθίας του δικτύου, με τρόπο ο οποίος φαίνεται στις σχέσεις (3.10), τα οποία στη συνέχεια μετασχηματίζονται στο στρεφόμενο πλαίσιο $dq0$.

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} v_{\alpha}^+ \\ v_{\beta}^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & -e^{-j\pi/2} \\ e^{-j\pi/2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} v_{\alpha}^- \\ v_{\beta}^- \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & e^{-j\pi/2} \\ -e^{-j\pi/2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (3.10)$$

Στο τελικό στάδιο, το σφάλμα $e = v_q^+ - v_q^*$, με $v_q^* = 0$, τροφοδοτείται στην είσοδο του ελεγκτή PI με σκοπό το μηδενισμό του. Όταν επιτευχθεί αυτό το σύστημα έχει την ίδια συχνότητα με το δίκτυο στο οποίο είναι συνδεδεμένο. Οποιαδήποτε διαταραχή των προαναφερθέντων σχέσεων ισορροπίας του συστήματος, οδηγεί σε μεταβολή της ταχύτητας περιστροφής του πλαισίου αναφοράς, με τρόπο τέτοιο ώστε πάντοτε να διατηρείται συμφασική η συνιστώσα v_d με την τάση του δικτύου. Η έξοδος του PI ελεγκτή μας δίνει τη συχνότητα του δικτύου ω_{pll} , και κατά συνέπεια και τη φάση της τάσεως του δικτύου θ_{pll} . Τα κέρδη του ελεγκτή αυτού επιλέχθηκαν $K_{i,pll} = 1$ και $K_{p,pll} = 0.1$, έτσι ώστε να μην εμφανίζονται μόνιμες ταλαντώσεις στην εξερχόμενη συχνότητα.



Σχήμα 3.4: Διαγράμματα Bode των συναρτήσεων μεταφοράς (α) H_d και (β) H_q του φίλτρου DSOGI-QSG για διαφορετικές τιμές συντελεστή απόσβεσης k



Σχήμα 3.5: Βηματική απόκριση της συνάρτησης μεταφοράς H_d για διαφορετικές τιμές συντελεστή απόσβεσης k

3.1.4 Ελεγκτές PI και PR

Ο έλεγχος σημάτων μπορεί να πραγματοποιηθεί, ανάλογα με τη φύση τους, με τη χρήση είτε PI, είτε PR ελεγκτών. Εάν το τροφοδοτούμενο σήμα που χρησιμοποιείται σαν είσοδος στον ελεγκτή είναι dc, συνίσταται η χρήση PI ελεγκτών. Η συνάρτηση μεταφοράς στο πεδίο της συχνότητας ενός PI ελεγκτή περιγράφεται από την σχέση (3.11), ενώ η απόκριση συχνότητας του ολοκληρωτικού όρου K_i φαίνεται στο Σχήμα 3.6 (α).

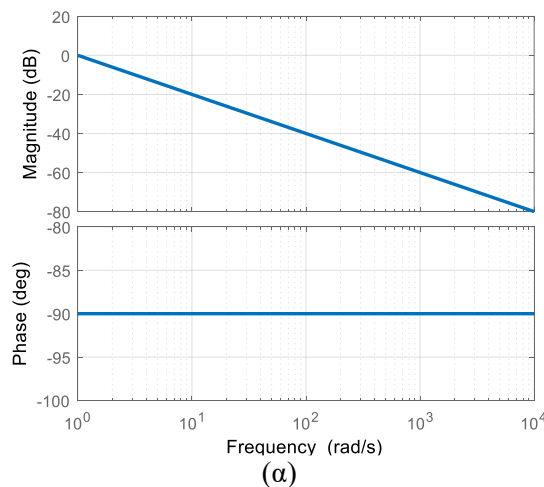
Όμως, όταν στην είσοδο ενός PI ελεγκτή τροφοδοτείται εναλλασσόμενο σήμα, οδηγούμαστε σε σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση. Στις περιπτώσεις δηλαδή που η ανάλυση πραγματοποιείται σε τριφασικά μεγέθη ή στο στατό πλαίσιο $\alpha\beta$, προτιμάται η χρήση των PR ελεγκτών. Η συνάρτηση μεταφοράς ενός συμβατικού PR ελεγκτή δίνεται από τη σχέση (3.12). Η συχνότητα συντονισμού ω_o , είναι η συχνότητα του δικτύου, στην οποία επιτυγχάνεται άπειρο ολοκληρωτικό κέρδος.

$$H_{PI} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (3.11)$$

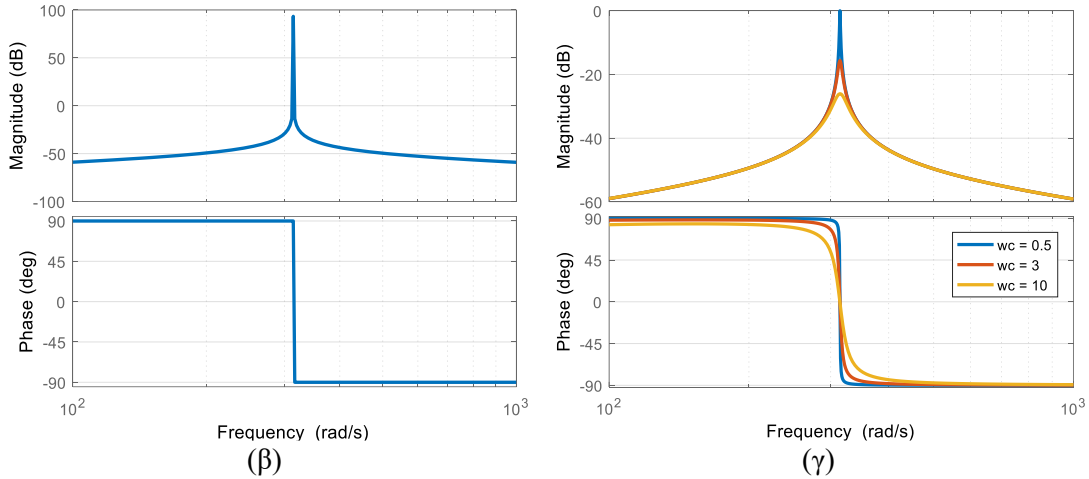
$$H_{PR} = K_p + K_i \frac{s}{s^2 + \omega_o^2} \quad (3.12)$$

Το άπειρο κέρδος που παρουσιάζει η διάταξη του PR ελεγκτή, δεν μπορεί να επιτευχθεί όταν η διάταξη υλοποιείται σε ψηφιακό επεξεργαστή, όπως συμβαίνει στην παρούσα μελέτη. Για το λόγο αυτό εισάγεται μια νέα συνάρτηση μεταφοράς για τον ελεγκτή, η οποία επιτρέπει την ρύθμιση του κέρδους, βάσει της συχνότητας αποκοπής ω_c (σχέση (3.13)). Με τον τρόπο αυτό, ο ελεγκτής λειτουργεί και σαν φίλτρο δευτέρας τάξεως [28]. Από Σχήμα 3.6 (γ) Παρατηρείται ότι όσο ελαττώνεται η τιμή του ω_c , το φίλτρο γίνεται πιο επιλεκτικό, κοντά στη συχνότητα συντονισμού του συστήματος.

$$H_{PR} = K_p + K_i \frac{s + \omega_c}{s^2 + 2\omega_c s + (\omega_c^2 + \omega_o^2)} \quad (3.13)$$



(α)



Σχήμα 3.6: Διαγράμματα Bode του ολοκληρωτικού όρου της συνάρτησης μεταφοράς (α) του PI και (β) του συμβατικού PR ελεγκτή (γ) του νέου PR ελεγκτή

Συγκρίνοντας την απόκριση φάσης του ολοκληρωτικού όρου του τροποποιημένου ελεγκτή PR της εξίσωσης (3.13) και της H_d της διάταξης PLL, που παρουσιάζονται στο Σχήμα 3.6 (γ) και στο Σχήμα 3.4 (α) αντίστοιχα, παρατηρείται πως η απόκριση τους στη συχνότητα συντονισμού είναι παρεμφερής, όταν η επιλογή της συχνότητας αποκοπής είναι σωστή. Για το λόγο αυτό, στην υλοποίηση του PR ελεγκτή στον μικροεπεξεργαστή, χρησιμοποιήθηκε η ίδια συνάρτηση μεταφοράς ολοκληρωτικού όρου H_d . Τελικά, η συνάρτηση μεταφοράς συνεχούς χρόνου του νέου ελεγκτή PR περιγράφεται από τη σχέση:

$$H_{PR} = K_p + K_i \frac{k\omega_{pl} s}{s^2 + k\omega_{pl} s + \omega_{pl}^2} \quad (3.14)$$

3.1.5 Διακριτοποίηση σημάτων

Στα πλαίσια της παρούσας μελέτης, επιλέχθηκε η υλοποίηση ολόκληρου του συστήματος ελέγχου του ΦΒ, σε ψηφιακό επεξεργαστή. Αυτό σημαίνει πως όλες οι διεργασίες των επιμέρους υποσυστημάτων θα πραγματοποιούνται σε διακριτό χρόνο και όλα τα σήματα εξόδου θα παρουσιάζουν μια κβάντωση [29]. Για τη μεταφορά στο πεδίο Z , των ελεγκτών και των διατάξεων του συστήματος, επιλέχθηκε η χρήση του μετασχηματισμού *Tustin*, έναντι των *Forward Euler* ή *Backward Euler*. Η επιλογή αυτή στηρίχθηκε κυρίως στο γεγονός πως οι μετασχηματισμοί αυτοί εισάγουν μια ταλάντωση στη μόνιμη κατάσταση, στη διάταξη κλειδώματος φάσης που χρησιμοποιήθηκε (DSOGI-PLL), ενώ η χρήση του προτεινόμενου μετασχηματισμού οδηγεί στην δημιουργία κάθετων σημάτων στην έξοδο του DSOGI [30]. Η σχέση μεταφοράς από το πεδίο συνεχούς χρόνου στο διακριτό που ορίζεται από το μετασχηματισμό *Tustin* (εξίσωση (3.15)), οδηγεί στη δημιουργία της συνάρτησης διαφορών στο επίπεδο Z , η οποία περιγράφεται από την (3.16).

$$\frac{1}{s} = \frac{T_s z + 1}{2 z - 1} \quad (3.15)$$

$$y[n] = y[n-1] + \frac{T_s}{2}(x[n] + x[n-1]) \quad (3.16)$$

όπου T_s είναι ο χρόνος εκτέλεσης του εκάστοτε αλγορίθμου, $y[n]$ και $x[n]$ οι τρέχουσες τιμές της εξόδου και της εισόδου του συστήματος, ενώ $y[n-1]$ και $x[n-1]$ οι τιμές του προηγούμενου βήματος εκτέλεσης.

Σύμφωνα με όλα τα προηγούμενα, η συνάρτηση μεταφοράς διακριτού χρόνου του PI ελεγκτή που φαίνεται στην εξίσωση (3.17), μπορεί εύκολα να υπολογιστεί, αντικαθιστώντας την εξίσωση (3.15) στην εξίσωση (3.11). Σύμφωνα με την (3.17) κατασκευάζεται η αντίστοιχη συνάρτηση διαφορών του ελεγκτή (εξίσωση (3.18)), με τη βοήθεια της ιδιότητας χρονικής μετατόπισης: $z^{-k} \cdot x[z] \leftrightarrow x[n-k]$.

$$H_{PI}[z] = \frac{y[z]}{x[z]} = K_p + K_i \frac{T_s z + 1}{2 z - 1} = \frac{K_p(1 - z^{-1}) + K_i \frac{T_s}{2}(1 + z^{-1})}{1 - z^{-1}} \quad (3.17)$$

$$y[n] = y[n-1] + \left(K_i \frac{T_s}{2} + K_p\right) x[n] + \left(K_i \frac{T_s}{2} - K_p\right) x[n-1] \quad (3.18)$$

Με την ίδια ακριβώς διαδικασία προκύπτουν οι συναρτήσεις μεταφοράς (3.19) και (3.21) διακριτού χρόνου του DSOGI-PLL, καθώς και οι εξισώσεις διαφορών (3.20) και (3.22) αντίστοιχα, θέτοντας $\lambda = \frac{k \cdot \omega \cdot T_s}{2}$ και $\mu = \left(\frac{\omega \cdot T_s}{2}\right)^2$.

$$H_d[z] = \frac{v'_{\alpha\beta}[z]}{v_{\alpha\beta}[z]} = \frac{k \cdot \omega \cdot \frac{2z-1}{T_s z + 1}}{\left(\frac{2z-1}{T_s z + 1}\right)^2 + k \cdot \omega \cdot \frac{2z-1}{T_s z + 1} + \omega^2} \Rightarrow$$

$$H_d[z] = \frac{\frac{T_s}{2} \cdot k \cdot \omega \cdot (z-1)(z+1)}{(z-1)^2 + \frac{T_s}{2} \cdot k \cdot \omega \cdot (z-1)(z+1) + \left(\omega \cdot \frac{T_s}{2}\right)^2 (z+1)^2} \quad (3.19)$$

$$v'_{\alpha\beta}[n] = \frac{1}{1 + \lambda + \mu} \left\{ \lambda \cdot (v_{\alpha\beta}[n] - v_{\alpha\beta}[n-2]) - 2(\mu - 2)v'_{\alpha\beta}[n-1] - (1 - \lambda + \mu)v'_{\alpha\beta}[n-2] \right\} \quad (3.20)$$

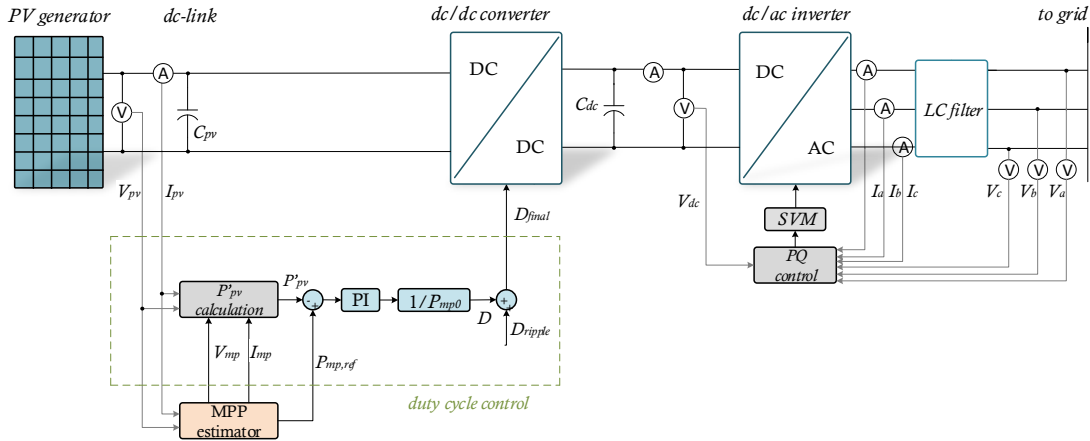
$$H_q[z] = \frac{qv'_{\alpha\beta}[z]}{v_{\alpha\beta}[z]} = \frac{k \cdot \omega}{\left(\frac{2z-1}{T_s z + 1}\right)^2 + k \cdot \omega \cdot \frac{2z-1}{T_s z + 1} + \omega^2} \Rightarrow$$

$$H_q[z] = \frac{\left(\frac{T_s}{2}\right)^2 \cdot k \cdot \omega \cdot (z+1)^2}{(z-1)^2 + \frac{T_s}{2} \cdot k \cdot \omega \cdot (z-1)(z+1) + \left(\omega \cdot \frac{T_s}{2}\right)^2 (z+1)^2} \quad (3.21)$$

$$qv'_{\alpha\beta}[n] = \frac{1}{1 + \lambda + \mu} \left\{ k\mu(v_{\alpha\beta}[n] + 2v_{\alpha\beta}[n-1] + v_{\alpha\beta}[n-2]) - 2(\mu - 1)qv'_{\alpha\beta}[n-1] - (1 - \lambda + \mu)qv'_{\alpha\beta}[n-2] \right\} \quad (3.22)$$

3.2 Έλεγχος dc/dc Μετατροπέα

Ο dc/dc μετατροπέας είναι υπεύθυνος τόσο για τη διατήρηση της τάσεως του dc ζυγού στα επιθυμητά επίπεδα, όσο και για την υλοποίηση του αλγορίθμου MPPT. Η σωστή παλμοδότηση του τρανζίστορ MOSFET αποτελεί σημαντικό παράγοντα του συστήματος ελέγχου της διάταξης με την οποία συνδέεται η ΦΒ γεννήτρια στο δίκτυο. Η τοπολογία του συστήματος ελέγχου του μετατροπέα παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.7.



Σχήμα 3.7: Δομικό διάγραμμα ελεγκτή dc/dc μετατροπέα

3.2.1 MPP

Όπως αναφέρθηκε και στην υποενότητα 2.4.3, το ΦΒ σπάνια λειτουργεί στις ονομαστικές του συνθήκες. Η ένταση της ακτινοβολίας και η θερμοκρασία κυψέλης μεταβάλλονται συνεχώς. Έτσι, εισάγεται η ανάγκη πρόβλεψης του MPP της ΦΒ εγκατάστασης για τις εκάστοτε περιβαλλοντικές συνθήκες. Ο υπολογισμός των νέων συνθηκών G, T πραγματοποιείται μέσω της μεθόδου ελαχίστων τετραγώνων πάνω στην καμπύλη $P - V$ του ΦΒ.

Το ρεύμα βραχυκύκλωσης, η τάση ανοιχτού κύκλου του ΦΒ αλλά και οι παράμετροι στο σημείο MPP υπολογίζονται, έπειτα από αναγωγή στις εκάστοτε συνθήκες λειτουργίας. Ο τρόπος εξαγωγής των συναρτήσεων αυτών δεν αποτελεί αντικείμενο της παρούσας εργασίας, οπότε, απλώς παρουσιάζονται οι εν λόγω εξαγόμενες εξαγόμενες σχέσεις [31]:

$$I_{sc} = GI_{sc0}(1 + a_{Isc}\Delta T) \quad (3.23)$$

$$V_{oc} = V_{oc0}(1 + \delta_0 K T \ln G + \beta_{Voc}\Delta T) \quad (3.24)$$

$$I_{mp} = GI_{mp0}(1 + a_{Imp}\Delta T) \quad (3.25)$$

$$V_{mp} = GV_{mp0} + [(1 - G)\delta_0(w_0 - 1) + \delta_0 K T \ln G + \beta_{Voc}\Delta T]V_{oc} \quad (3.26)$$

όπου,

$$\delta_0 = \frac{1 - 298.15\beta_{Voc}}{50.1 - 298.15a_{Isc}} \quad (3.27)$$

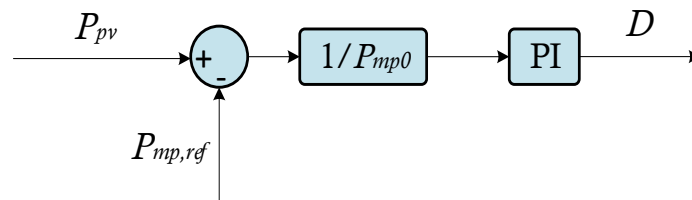
$$w_0 = W \left\{ e^{1/\delta_0 + 1} \right\} \quad (3.28)$$

$$a_{Imp} = a_{Isc} + \frac{\beta_{Voc} - 1/T_0}{w_0 - 1} \frac{1 + a_{Isc}\Delta T}{1 + \beta_{Voc}\Delta T} \quad (3.29)$$

Το μοντέλο αυτό μας επιτρέπει να υπολογίζουμε σε πραγματικό χρόνο όλες αυτές τις παραμέτρους του ΦΒ, αφού καθώς τα G, T μεταβάλλονται, αντίστοιχα μεταβάλλονται και οι εξαρτημένες από αυτά μεταβλητές του μοντέλου.

3.2.2 Παραγωγή duty cycle

Όταν το ΦΒ λειτουργεί υπό κανονικές συνθήκες δικτύου, ο υπολογισμός του duty cycle του MOSFET του μετατροπέα είναι απλή διαδικασία, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3.8, με τη χρήση ενός PI ελεγκτή ισχύος και έχοντας γνώση της στιγμιαίας επιθυμητής μέγιστης ισχύος εξόδου, η οποία προκύπτει από τον MPPT αλγόριθμο ($P_{mp,ref}$). Ο έλεγχος αυτός εξασφαλίζει τη συνεχή λειτουργία της ΦΒ γεννήτριας στο MPP, με σκοπό τη μέγιστη εκμετάλλευση της παραγόμενης ενεργού ισχύος.

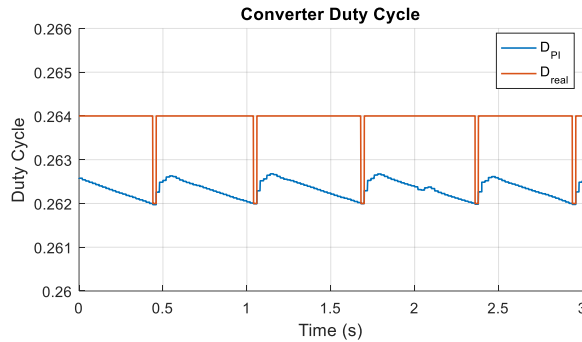


Σχήμα 3.8: Σύστημα ελέγχου της εξερχόμενης ισχύος από το ΦΒ – παραγωγή duty cycle

Το παραγόμενο από αυτή τη διαδικασία D , στη συνέχεια προστίθεται στο D_{ripple} , το τρίγωνο διαμόρφωσης της διαδικασίας παλμοδότησης του τρανζίστορ, έτσι ώστε να πραγματοποιηθεί η σωστή τροφοδότηση του τρανζίστορ. Επειδή το μοντέλο που αναπτύχθηκε είναι το πλήρες και όχι κάποια απλοποιημένη μορφή του, η παλμοδότηση του μετατροπέα προκύπτει έπειτα από εφαρμογή του παραγόμενου από τον ελεγκτή duty cycle σε μια παλμογεννήτρια, με διακοπτική συχνότητα $f_{ADC} = 20kHz$ και συχνότητα δειγματοληψίας $f_{sim} = 1 kHz$.

Η προσομοίωση πραγματοποιείται σε συνεχή χρόνο, όμως όλα τα υποσυστήματα σε αυτή πραγματοποιούν αναλύσεις διακριτού χρόνου. Η περίοδος εκτέλεσης της διάταξης που εκτελεί τον αλγόριθμο MPPT ορίστηκε $T_{MPPT} = 20 ms$. Έτσι, το duty cycle που παράγεται από τον PI ελεγκτή δεν είναι ένα συνεχές και ομοιόμορφο σήμα, αλλά παρουσιάζει κβαντοποίηση. Επιπρόσθετα, λόγω του τρόπου επίλυσης που χρησιμοποιείται από το Matlab/Simulink, πρέπει να αναφερθεί ότι το “πραγματικό” duty cycle που καθορίζει την παλμοδότηση του MOSFET,

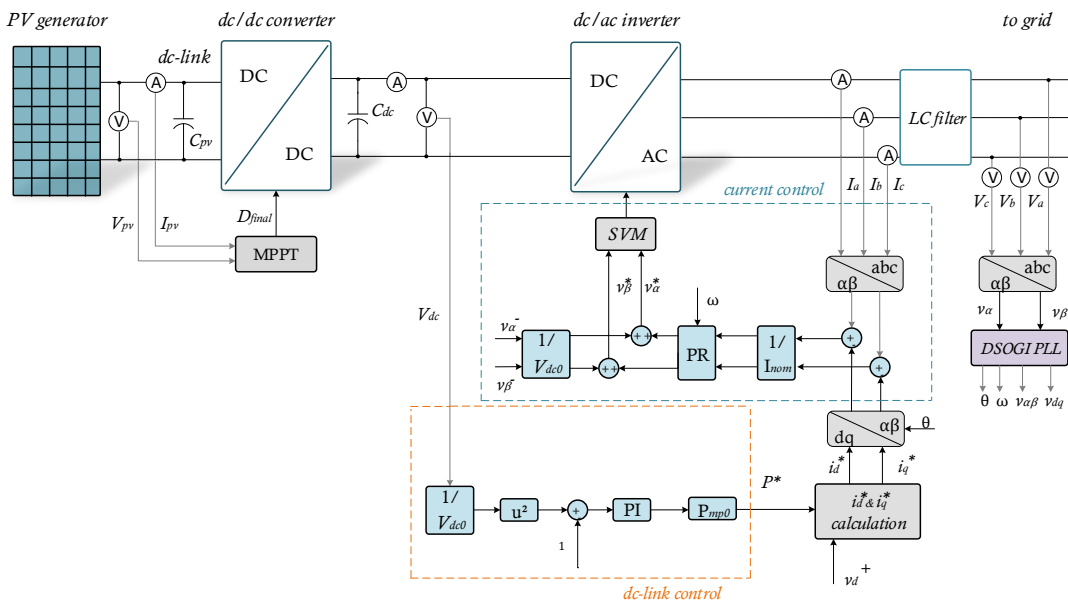
δεν είναι αυτό που βρίσκεται στην έξοδο του ελεγκτή PI, αλλά παρουσιάζει μικρές διαφοροποιήσεις όπως μπορεί να διαπιστωθεί από το Σχήμα 3.9. Τα δύο σήματα τείνουν να γίνουν ίσα όσο το βήμα της προσομοίωσης ελαττώνεται. Η μεταφορά των ταλαντώσεων που προκύπτουν γίνεται εμφανής στα άμεσα εξαρτώμενα από το D μεγέθη, δηλαδή στην τάση, στο ρεύμα και στην ισχύ εξόδου του ΦΒ σταθμού. Προκειμένου να εξομαλυνθούν θα πρέπει το μέγιστο βήμα εκτέλεσης της προσομοίωσης T_{sim} , να μειωθεί περισσότερο, γεγονός όμως που καθυστερεί εξαιρετικά την εξαγωγή αποτελεσμάτων.



Σχήμα 3.9: Σήμα εξόδου PI ελεγκτή D_{PI} και “πραγματικό” duty cycle D_{real}

3.3 Έλεγχος dc/ac Αντιστροφέα

Οι διατάξεις ελέγχου του dc/ac αντιστροφέα εξυπηρετούν δύο βασικούς σκοπούς. Πρώτον, εξασφαλίζουν τη διατήρηση των επιπέδων της τάσης του dc ζυγού σε μια τιμή αναφοράς. Δεύτερον, ορίζουν την μορφή και τιμή των εγγεόμενων στο δίκτυο τάσεων και ρευμάτων, προκειμένου να πληρούνται οι απαραίτητες προδιαγραφές που υποδεικνύονται από τους κώδικες δικτύου και αναπτύχθηκαν στην υποενότητα 1.1.3. Το συνολικό διάγραμμα του ελεγκτή του αντιστροφέα φαίνεται στο Σχήμα 3.10.



Σχήμα 3.10: Δομικό διάγραμμα ελεγκτή dc/ac αντιστροφέα

3.3.1 Έλεγχος τάσης στο dc-link

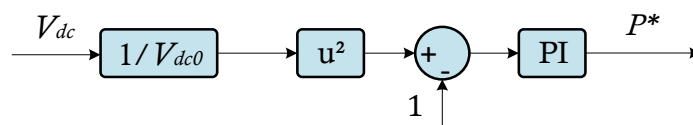
Ο dc ζυγός είναι υπεύθυνος για τη ροή της ενεργού ισχύος από το ΦΒ στο δίκτυο. Μια από τις πιο κρίσιμες λειτουργίες των συστημάτων ελέγχου του αντιστροφέα, είναι η διατήρηση του ισοζυγίου ενεργού ισχύος, μέσω σταθεροποίησης της τάσης του dc ζυγού [32]. Αυτό επιτυγχάνεται μέσω της διατήρησης της τάσης του dc ζυγού σε μια σταθερή, προκαθορισμένη τιμή ($V_{dc0} = 700V$), έτσι ώστε να γίνεται εκμετάλλευση της μέγιστης διαθέσιμης ισχύος που παράγεται από το ΦΒ κάθε στιγμή.

Αναλύοντας το εξεταζόμενο σύστημα, μπορούμε να διακρίνουμε τις εξής περιπτώσεις διαταραχής της τάσης του dc ζυγού:

- Η ενεργός ισχύς που παράγεται στο ΦΒ πεδίο P_{pv} , είναι μεγαλύτερη από αυτή που απορροφάται από το δίκτυο, τότε ο πυκνωτής C_{dc} αποθηκεύει την περίσσεια ενέργειας, με αποτέλεσμα την υπερύψωση της τάσης στα άκρα του. Σε αυτή την περίπτωση, η ισχύς αναφοράς P^* πρέπει να αυξηθεί.
- Η ενεργός ισχύς που απορροφάται από το δίκτυο είναι περισσότερη από αυτή που δύναται να παραχθεί στο ΦΒ, τότε ο πυκνωτής C_{dc} εκφορτίζεται και η τάση στα άκρα του ελαττώνεται. Το πρόβλημα αυτό μπορεί να αποφευχθεί με την μείωση της P^* .

Η απαλοιφή των διαταραχών γίνεται στο μικροεπεξεργαστή με τη χρήση ενός PI ελεγκτή, στην τοπολογία που εμφανίζεται στο Σχήμα 3.11. Η τάση του dc ζυγού V_{dc} συγκρίνεται με την τάση αναφοράς V_{dc0} και το σφάλμα $e_{dc} = V_{dc}^2 - V_{dc0}^2$ οδηγείται στην είσοδο του ελεγκτή προς μηδενισμό. Για τον υπολογισμό του e_{dc} επιλέχθηκε η χρήση των τετραγώνων των τάσεων και όχι των απλών παραμέτρων, με σκοπό τη βελτιστοποίηση της απόκρισης του συστήματος ελέγχου σε μικρές μεταβολές της τάσεως. Τα κέρδη του ελεγκτή επιλέχθηκαν $K_{i,dc} = 120$ και $K_{p,dc} = 1.2$. Το σήμα εξόδου του ελεγκτή που προκύπτει, είναι η ισχύς αναφοράς του συστήματος P^* . Η έξοδος αυτή περιορίζεται στη μέγιστη τιμή $P_{max} = \sqrt{3}v_g I_{max}$. Η παράμετρος I_{max} υποδεικνύει τη μέγιστη ενεργό τιμή του ρεύματος που μπορεί να ρέει στο κύκλωμα, έτσι ώστε να εξασφαλίζεται η θερμική προστασία των ημιαγωγικών στοιχείων του αντιστροφέα και ισούται με:

$$I_{max} = 1.5I_{nom} \quad (3.30)$$



Σχήμα 3.11: Σύστημα ελέγχου τάσεως στο dc ζυγό

3.3.2 Ρεύματα αναφοράς

Στα πλαίσια αυτής της εργασίας επιλέχθηκε η μελέτη στο στατό πλαίσιο αναφοράς $\alpha\beta$ και κατά συνέπεια η χρήση PR ελεγκτών.

Η ενεργός και η άεργος ισχύς του δικτύου, στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς, υπολογίζονται μέσω των σχέσεων (3.31) και (3.32) [33].

$$P = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \quad (3.31)$$

$$Q = \frac{3}{2} (v_q i_d - v_d i_q) \quad (3.32)$$

Μετασχηματίζοντας τις σχέσεις αυτές, και εφόσον γνωρίζουμε την ενεργό και την άεργο ισχύ αναφοράς, μπορούμε εύκολα να υπολογίσουμε τα ρεύματα αναφοράς στο dq πλαίσιο από τις σχέσεις:

$$i_d^* = \frac{2 P^* v_d + Q^* v_q}{3 (v_d^2 + v_q^2)} \quad (3.33)$$

$$i_q^* = \frac{2 P^* v_q - Q^* v_d}{3 (v_d^2 + v_q^2)} \quad (3.34)$$

Λαμβάνοντας υπόψη ότι, υπό κανονικές συνθήκες λειτουργίας, η συνιστώσα v_q είναι μηδενική οι παραπάνω σχέσεις μπορούν εύκολα να απλοποιηθούν ως εξής:

$$i_d^* = \frac{2 P^*}{3 v_d} \quad (3.35)$$

$$i_q^* = -\frac{2 Q^*}{3 v_d} \quad (3.36)$$

Τα υπολογισμένα στο στρεφόμενο πλαίσιο ρεύματα αναφοράς αναγόνται στο στατό πλαίσιο σύμφωνα με τις επόμενες σχέσεις μετασχηματισμού.

$$i_\alpha^* = i_d^* \cos \theta_{pll} - i_q^* \sin \theta_{pll} \quad (3.37)$$

$$i_\beta^* = i_d^* \sin \theta_{pll} + i_q^* \cos \theta_{pll} \quad (3.38)$$

Οι δύο PR ελεγκτές τροφοδοτούνται με τη διαφορά των ονομαστικών ρευμάτων αναφοράς, i_α^* και i_β^* , από τα αντίστοιχα ονομαστικά ρεύματα του δικτύου, i_α και i_β . Η συχνότητα συντονισμού των ελεγκτών προκύπτει από την έξοδο του DSOGI-PLL, έτσι ώστε να εμφανίζεται άπειρο κέρδος εξόδου ακόμα και σε περιπτώσεις σφαλμάτων της τάσεως του δικτύου [34]. Στην έξοδο των ελεγκτών υπερτίθενται οι, μετασχηματισμένες στο στατό πλαίσιο αναφοράς, τάσεις αρνητικής ακολουθίας του δικτύου, κανονικοποιημένες ως προς την τάση αναφοράς του dc ζυγού, προκειμένου η αρνητική ακολουθία της τάσης εξόδου του αντιστροφέα να είναι ίδια με αυτή του δικτύου. Τα τελικά διαμορφωμένα σήματα θα

χρησιμοποιηθούν στη διαδικασία παλμοδότησης του αντιστροφέα (SVM). Αξίζει να σημειωθεί, πως στην κανονική λειτουργία του δικτύου η άεργος ισχύς αναφοράς λαμβάνει μηδενική τιμή ($Q^* = 0$) και συνεπώς δεν λαμβάνεται υπόψη.

Η γενική δομή των ελεγκτών ρεύματος παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.12. Τα κέρδη των τροποποιημένων ελεγκτών PR που εισάγονται στα πλαίσια αυτής της εργασίας επιλέχθηκαν $k_{PR} = 0.05, K_{i,PR} = 42$ και $K_{p,PR} = 1.4$.

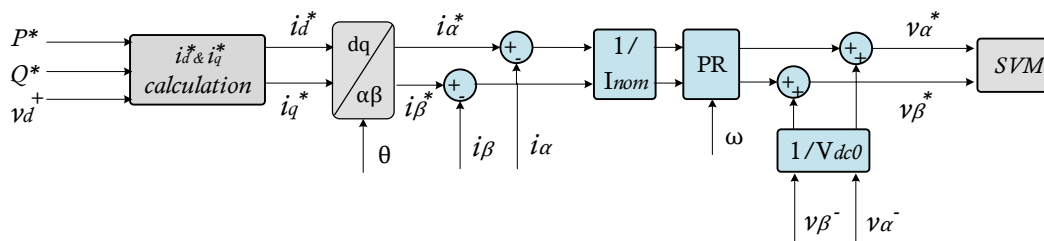
3.3.3 Τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών βάσει χωρικών διανυσμάτων

Η τεχνική οδήγησης των τρανζίστορ MOSFET του αντιστροφέα, που χρησιμοποιήθηκε στην παρούσα εργασία βασίζεται στη χρησιμοποίηση χωρικών διανυσμάτων της τάσης (space vector pulse width modulation - SVPWM). Η τεχνική αυτή, παρά την αυξημένη της πολυπλοκότητα, υπερτερεί έναντι της SPWM, διότι παρουσιάζει αυξημένο ποσοστό χρησιμοποίησης της τάσης του dc ζυγού και ταυτόχρονα συντελεί στην παραγωγή μειωμένων αρμονικών ρεύματος και τάσεως στην έξοδο του αντιστροφέα [35].

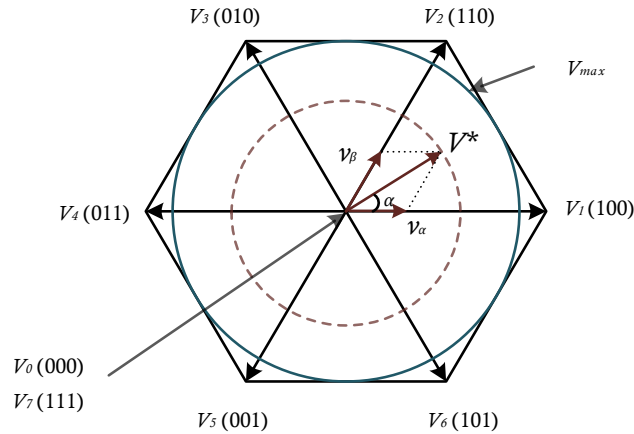
Ανάλογα με το συνδυασμό αγωγής των ημιαγωγικών στοιχείων του αντιστροφέα, του οποίου η τοπολογία παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.13, προκύπτουν $2^3 = 8$ δυνατές καταστάσεις λειτουργίας (χωρικά διανύσματα $V_0 - V_7$), οι δύο εκ των οποίων αντιστοιχούν σε μηδενική φασική τάση εξόδου. Ο εκάστοτε δυνατός διακοπτικός συνδυασμός οδηγεί σε μεταβολή της τιμής των φασικών τάσεων εξόδου του αντιστροφέα, τόσο ως προς τον ουδέτερο κόμβο ‘‘0’’ όσο και ως προς τον κόμβο ‘‘N’’ του dc ζυγού, όπως καταγράφεται στον Πίνακα 3.1 [36].

Συγκεντρωτικά, οι συνδυασμοί αγωγής μπορούν να παρασταθούν στο μιγαδικό επίπεδο, δημιουργώντας ένα κανονικό εξάγωνο, με έξι τομείς (sectors). Ο τρόπος οδήγησης των τρανζίστορ του αντιστροφέα, προσδιορίζεται βάσει της θέσεως ενός διανύσματος αναφοράς V^* (σχέση (3.39)), μέσα στο εξάγωνο αυτό. Το V^* προκύπτει από το μετασχηματισμό της τάσης του δικτύου στο στατό πλαίσιο αναφοράς και κατά συνέπεια, όταν το δίκτυο λειτουργεί υπό κανονικές συνθήκες, στρέφεται με σταθερό ρυθμό, ο οποίος εξαρτάται από τη διακοπτική περίοδο T_{sw} που έχει επιλεγεί να πραγματοποιείται η δειγματοληψία των σημάτων [37]. Στη συγκεκριμένη περίπτωση ισχύει $T_{sw} = 50 \mu s$.

$$V^* = v_\alpha + jv_\beta \quad (3.39)$$



Σχήμα 3.12: Σύστημα ελέγχου ρευμάτων αντιστροφέα



Σχήμα 3.13: Χωρικά διανύσματα τριφασικού αντιστροφέα και ανάλυση διανύσματος αναφοράς

Η ανάλυση του διανύσματος αναφοράς στα διανύσματα των δύο καταστάσεων που περιβάλλουν τον τομέα στον οποίο εντοπίζεται, οδηγεί στον προσδιορισμό του χρόνου αγωγής κάθε ημιαγωγικού στοιχείου. Για παράδειγμα, εάν το V^* βρίσκεται στο Τομέα 1, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.13, στο σχηματισμό της τάσης εξόδου συμμετέχουν μόνο τα χωρικά διανύσματα V_1 και V_2 , με χρόνους συμμετοχής t_α και t_β αντίστοιχα. Στη διάρκεια μιας διακοπτικής περιόδου, ο χρόνος συμμετοχής της μηδενικής διανυσματικής κατάστασης υπολογίζεται μέσω της σχέσης [38]:

$$t_{0,7} = T_{sw} - t_\alpha - t_\beta \quad (3.40)$$

Πίνακας 3.1: Συνθήκες λειτουργίας και σήματα εξόδου για κάθε διάνυσμα κατάστασης του dc/ac αντιστροφέα

| Διάνυσμα κατάστασης | Διακόπτες σε αγωγή | Τάση εξόδου ως προς τον κόμβο 0 | | | Τάση εξόδου ως προς τον κόμβο N | | |
|---------------------|--------------------|---------------------------------|-------------|-------------|---------------------------------|--------------|--------------|
| | | V_{a0} | V_{b0} | V_{c0} | V_{aN} | V_{bN} | V_{cN} |
| $V_0 (000)$ | (Q_2, Q_4, Q_6) | $-V_{dc}/2$ | $-V_{dc}/2$ | $-V_{dc}/2$ | 0 | 0 | 0 |
| $V_1 (100)$ | (Q_1, Q_2, Q_6) | $V_{dc}/2$ | $-V_{dc}/2$ | $-V_{dc}/2$ | $2V_{dc}/3$ | $-V_{dc}/3$ | $-V_{dc}/3$ |
| $V_2 (110)$ | (Q_1, Q_3, Q_2) | $V_{dc}/2$ | $V_{dc}/2$ | $-V_{dc}/2$ | $V_{dc}/3$ | $V_{dc}/3$ | $-2V_{dc}/3$ |
| $V_3 (010)$ | (Q_2, Q_3, Q_4) | $-V_{dc}/2$ | $V_{dc}/2$ | $-V_{dc}/2$ | $-V_{dc}/3$ | $2V_{dc}/3$ | $-V_{dc}/3$ |
| $V_4 (011)$ | (Q_3, Q_4, Q_5) | $-V_{dc}/2$ | $V_{dc}/2$ | $V_{dc}/2$ | $-2V_{dc}/3$ | $V_{dc}/3$ | $V_{dc}/3$ |
| $V_5 (001)$ | (Q_4, Q_5, Q_6) | $-V_{dc}/2$ | $-V_{dc}/2$ | $V_{dc}/2$ | $-V_{dc}/3$ | $-V_{dc}/3$ | $2V_{dc}/3$ |
| $V_6 (101)$ | (Q_1, Q_5, Q_6) | $V_{dc}/2$ | $-V_{dc}/2$ | $V_{dc}/2$ | $V_{dc}/3$ | $-2V_{dc}/3$ | $V_{dc}/3$ |
| $V_7 (111)$ | (Q_1, Q_3, Q_5) | $V_{dc}/2$ | $V_{dc}/2$ | $V_{dc}/2$ | 0 | 0 | 0 |

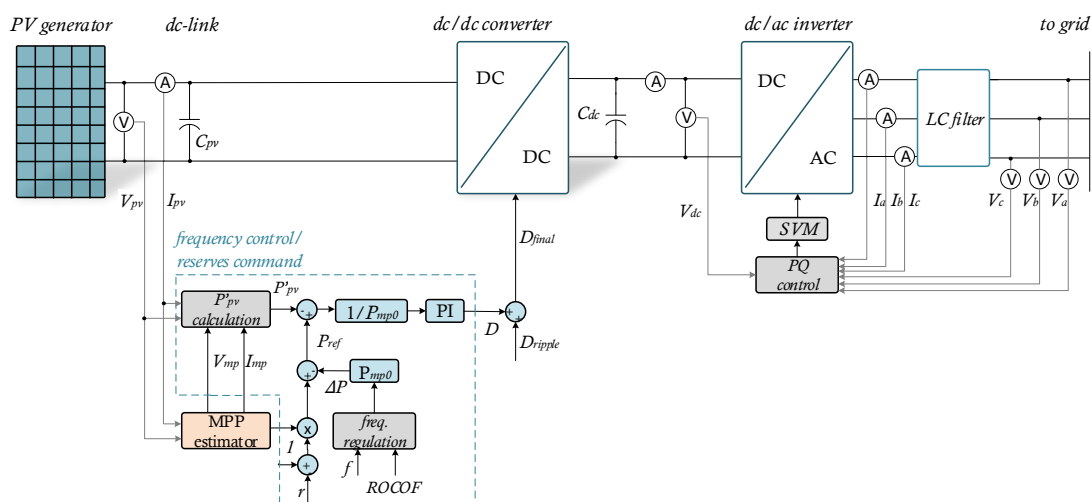
Ο εγγεγραμμένος στο εξάγωνο κύκλος, ακτίνας $v_{max} = 2V_{dc}/3$, καθορίζει την περιοχή γραμμικής λειτουργίας του αντιστροφέα της διάταξης. Κατά συνέπεια, η φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα δεν μπορεί να ξεπεράσει το κατώφλι που ορίζεται στην ακόλουθη σχέση.

$$V_{aN,max} = \frac{2V_{dc}}{3} \cos(30^\circ) \quad (3.41)$$

4. Υποστήριξη ΦΒ σταθμού σε σφάλματα δικτύου

4.1 Στρατηγική ελέγχου ενεργού ισχύος σε διαταραχές της συχνότητας

Η ανάγκη τήρησης ποσοστών εφεδρείας από τους διασυνδεδεμένους σταθμούς παραγωγής οδηγεί στον περιορισμό της εγχεόμενης ισχύος στο δίκτυο. Επιπλέον, διαταραχές στη συχνότητα ενός ΣΗΕ, οι οποίες μπορούν να προκληθούν για ποικίλους λόγους, όπως πχ όταν παρατηρηθεί ξαφνική απώλεια φορτίου ή παραγωγής, έχουν ως αποτέλεσμα τη διαφοροποίηση των απαιτήσεων ενεργού ισχύος αυτού. Σύμφωνα με τους σύγχρονους κώδικες δικτύου, σε αυτές τις περιπτώσεις προβλέπεται η λειτουργία του ΦΒ σταθμού σε προκαθορισμένη ισχύ, διαφορετική από τη μέγιστη παραγόμενη. Κατά συνέπεια, ο αλγόριθμος MPPT παύει να είναι χρηστικός, και τη θέση του παίρνει ένα νέο σύστημα ελέγχου της ισχύος εξόδου της διάταξης (Σχήμα 4.1) το οποίο αναλύεται στη συνέχεια.



Σχήμα 4.1: Δομικό διάγραμμα ελεγκτή dc/dc μετατροπέα με ενσωματωμένη απόκριση συχνότητας και εντολή εφεδρείας

4.1.1 Τροποποιημένη καμπύλη ΦΒ γεννήτριας

Όταν οι συνθήκες υποδεικνύουν πως το ΦΒ δεν πρέπει να δουλεύει σε κατάσταση μέγιστης απόδοσης ισχύος, αλλά πρέπει να εξάγει συγκεκριμένα ποσά ενεργού ισχύος, τότε αυτό λειτουργεί, είτε στη δεξιά είτε στην αριστερή πλευρά της χαρακτηριστικής καμπύλης $P - V$ όπως σημειώνεται στο Σχήμα 4.2 ($Op 1$ και $Op 2$). Ανάλογα με τη φύση του μετατροπέα που υπάρχει στο εκάστοτε σύστημα, αλλά και της λειτουργίας του ΦΒ συστήματος, κάποιες μελέτες υποστηρίζουν τη λειτουργία στην αριστερή πλευρά, [39], [40], ενώ κάποιες άλλες στη δεξιά, [41]-[43].

Η απότομη κλίση της χαρακτηριστικής καμπύλης του ΦΒ όταν ισχύει η συνθήκη $V_{pv} > V_{mp}$, επιτρέπει την ευέλικτη ρύθμιση της ισχύος του ΦΒ, εφόσον πολύ μικρές μεταβολές της τάσεως οδηγούν σε πιο απότομες αλλαγές της P_{pv} , σε όλο το εύρος της. Ταυτόχρονα, η αποδοτικότητα και η δυναμική απόκριση του μετατροπέα αυξάνονται [44].

Για να επιτευχθεί η αποκλειστική λειτουργία στη περιοχή πηγής τάσης, εισάγεται μια νέα τροποποιημένη συνάρτηση $P - V$ του ΦΒ, η οποία ορίζεται από τη σχέση:

$$P'_{pv} = \begin{cases} P_{pv} & , & V_{pv} \geq V_{mp} \\ 2P_{mp} - P_{pv} & , & V_{pv} < V_{mp} \end{cases} \quad (4.1)$$

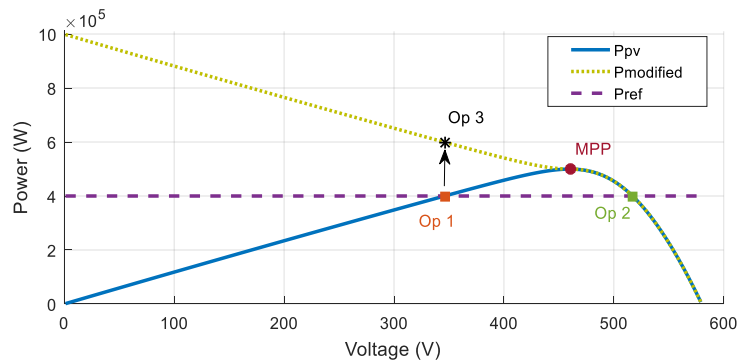
Εάν το σημείο λειτουργίας της ΦΒ γεννήτριας βρεθεί λόγω σφάλματος στην περιοχή πηγής ρεύματος (Op 2), η νέα μονοτονία της καμπύλης (Σχήμα 4.2) υποδεικνύει την παρεκβολή του σε ένα νέο σημείο (Op 3), μεγαλύτερης ισχύος από αυτή που δύναται να παράξει η διάταξη. Έτσι, τροφοδοτείται στην είσοδο του ΠΙ ελεγκτή ένα πολύ μεγάλο σφάλμα, εξαναγκάζοντας την επιστροφή του σημείου λειτουργίας του ΦΒ στην επιθυμητή δεξιά πλευρά της χαρακτηριστικής [44].

4.1.2 Τήρηση εφεδρείας

Οι ισχύοντες κανόνες δικτύου αναφέρουν, πως οι ΦΒ εγκαταστάσεις υποχρεώνονται να υπακούν στις εντολές τήρησης εφεδρείας που δίνονται από τον εκάστοτε Διαχειριστή του Συστήματος. Τότε, το ΦΒ παύει να λειτουργεί στο MPP και η νέα ισχύς αναφοράς που προκύπτει δίνεται από τη σχέση:

$$P_{res} = (1 - r)P_{mp} \quad (4.2)$$

όπου, ως r ορίζεται το απαιτούμενο ποσό εφεδρείας που πρέπει να τηρηθεί, εκφρασμένο σε μονάδες επί τοις εκατό, και P_{mp} είναι η μέγιστη διαθέσιμη ΦΒ ισχύς. Η νέα ισχύς αναφοράς P_{res} υποχρεώνει το ΦΒ να λειτουργεί στην περιοχή πηγής τάσεως, όπως αναλύθηκε στην προηγούμενη παράγραφο.



Σχήμα 4.2: Χαρακτηριστική και τροποποιημένη $P - V$ καμπύλη του ΦΒ συστήματος και σημεία λειτουργίας για δεδομένη ισχύ αναφοράς

Η λειτουργία των σταθμών ΑΠΕ σε υποβέλτιστες συνθήκες παραγωγής ισχύος, παρόλο που δεν αποτελεί μέτρο καταστολής των διαταραχών συχνότητας, μπορεί να λειτουργήσει υποστηρικτικά προς το ΣΗΕ σε σφάλματα υποσυχνότητας, αφού οι σταθμοί αποκτούν τη δυνατότητα άμεσης αύξησης του εγχεόμενου ποσοστού ενεργού ισχύος.

4.1.3 Ρύθμιση ενεργού ισχύος βάσει συχνότητας του δικτύου

Η ρύθμιση της ενεργού ισχύος που διοχετεύεται στο δίκτυο, διαθέτει δύο επίπεδα, τα οποία μπορούν να λειτουργήσουν είτε αυτόνομα είτε συνδυαστικά. Στο πρώτο, για τον υπολογισμό της ισχύος αναφοράς δίνεται προτεραιότητα στην τιμή της συχνότητας του δικτύου, ενώ στο δεύτερο εξετάζεται η επιρροή του ρυθμού μεταβολής της συχνότητας σε αυτή.

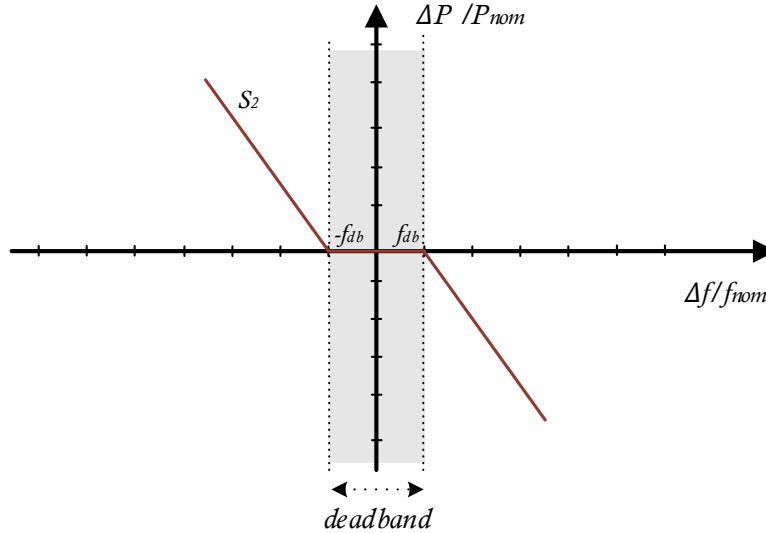
4.1.3.1 Έλεγχος συναρτήσει της συχνότητας του δικτύου

Σύμφωνα με τον ευρωπαϊκό κώδικα ENTSO-E, οι ΦΒ μονάδες που είναι συνδεδεμένες στο δίκτυο υποχρεώνονται να ενεργοποιήσουν τον έλεγχο ρύθμισης ενεργού ισχύος όταν η συχνότητα βρεθεί εκτός του εύρους $49.8 \leq f \leq 50.2$. Ο εντοπισμός υπερσυχνότητας ή υποσυχνότητας του δικτύου ενεργοποιεί τους μηχανισμούς ρύθμισης, LFSM-O και LFSM-U αντίστοιχα, όπως υποδεικνύεται από τη χαρακτηριστική που φαίνεται στο Σχήμα 4.3.

Οπότε η ΦΒ ισχύς αναφοράς στο συγκεκριμένο κομμάτι του ελέγχου υπολογίζεται ως εξής:

$$\begin{cases} \Delta P_{droop} = \frac{(f - f_{ab} - f_n) P_{mp0}}{f_n R_{pv}}, & f \geq 50.2 \text{ Hz} \\ \Delta P_{droop} = \frac{(f + f_{ab} - f_n) P_{mp0}}{f_n R_{pv}}, & f \leq 49.8 \text{ Hz} \end{cases} \quad (4.3)$$

όπου, f είναι η συχνότητα του δικτύου, $f_{ab} = 0.2 \text{ Hz}$ η συχνότητα νεκρής ζώνης όπου δεν απαιτείται έλεγχος του συστήματος, $f_n = 50 \text{ Hz}$ η ονομαστική συχνότητα του δικτύου, P_{mp0} η ονομαστική ισχύς του ΦΒ και R_{pv} ο στατισμός του ΦΒ συστήματος. Ο στατισμός είναι η παράμετρος που ορίζει την ποσοστιαία μεταβολή της συχνότητας που απαιτείται προκειμένου να τροποποιηθεί κατά 100% η ισχύς εξόδου της διάταξης [45]. Η συχνότητα f υπολογίζεται μέσω της PLL διάταξης που προαναφέρθηκε. Ο στατισμός του πάρκου μπορεί να πάρει τιμές εντός ενός συγκεκριμένου εύρους $R_{pv} \div 2 - 12\%$.



Σχήμα 4.3: Απόκριση ενεργού ισχύος μονάδων παραγωγής σε λειτουργία LFSM-O και LFSM-U

4.1.3.2 Έλεγχος συναρτήσεων του ROCOF

Εκτός από το στατισμό του συστήματος, πρέπει να εξεταστεί και η αδρανειακή απόκριση του. Η αδρανειακή απόκριση είναι χαρακτηριστικό που συναντάται στις γεννήτριες (συμβατικές ντιζελογεννήτριες, ανεμογεννήτριες κ.α.) και στηρίζεται στην ικανότητα τους να απορροφούν ή να ελευθερώνουν ισχύ με τη μορφή κινητικής ενέργειας, όταν εντοπίζονται σφάλματα στη συχνότητα του συστήματος, έχοντας ως στόχο τον περιορισμό της περαιτέρω επέκτασης της διαταραχής [46]. Ένα ΦΒ σύστημα όμως, δεν διαθέτει κάποιο κινητό μέρος, προκειμένου να έχει κάποια φυσική σημασία η έννοια της αδρανειακής απόκρισης. Κατά συνέπεια, η αυξημένη διείσδυση της ΦΒ παραγωγής, έχει ως αποτέλεσμα την ελάττωση της συνολικής αδράνειας του συστήματος, επηρεάζοντας τη δυναμική συμπεριφορά του δικτύου [47].

Έχοντας ως στόχο τη βέλτιστη συμβολή του ΦΒ στη ρύθμιση των διαταραχών αρκετές έρευνες εισάγουν την έννοια της “πλασματικής” αδρανειακής απόκρισης ενός ΦΒ συστήματος (virtual inertia control). Η τεχνική αυτή, συνεισφέρει στη διατήρηση της αδράνειας του δικτύου σε επιθυμητά επίπεδα, καθιστώντας το λιγότερο ευπαθές στις μεταβολές του ισοζυγίου ισχύος. Σύμφωνα με αυτή την τεχνική έλεγχου, προκύπτει ότι η ισχύς εξόδου του ΦΒ, όταν σημειώνονται διαταραχές της συχνότητας του δικτύου, θα πρέπει να μεταβληθεί με τρόπο ο οποίος φαίνεται στη σχέση:

$$\Delta P_{ROCOF} = 2H_{pv} \frac{f'}{f_n} P_{mp0} \quad (4.4)$$

όπου H_{pv} είναι η ανηγμένη σταθερά αδράνειας του ΦΒ και f' η κλίση της καμπύλης συχνότητας του δικτύου.

Ως *ROCOF* ορίζουμε το ρυθμό μεταβολής της συχνότητας. Ο υπολογισμός του γίνεται έπειτα από παραγωγή της συχνότητας εξόδου του PLL και χρήση ενός φίλτρου πρώτης τάξης, για την εξομάλυνση του αποτελέσματος. Αξίζει να σημειώσουμε, πως εάν ο ρυθμός μεταβολής της συχνότητας ξεπεράσει ένα συγκεκριμένο κατώφλι ($|ROCOF| > 2 \text{ Hz/s}$), το ΦΒ πάρκο πρέπει να αποσυνδεθεί άμεσα από το δίκτυο. Η μέτρηση της συχνότητας γίνεται με βήμα $T_{mf} = 100 \text{ ms}$.

4.1.3.3 Διάταξη ελέγχου ενεργού ισχύος

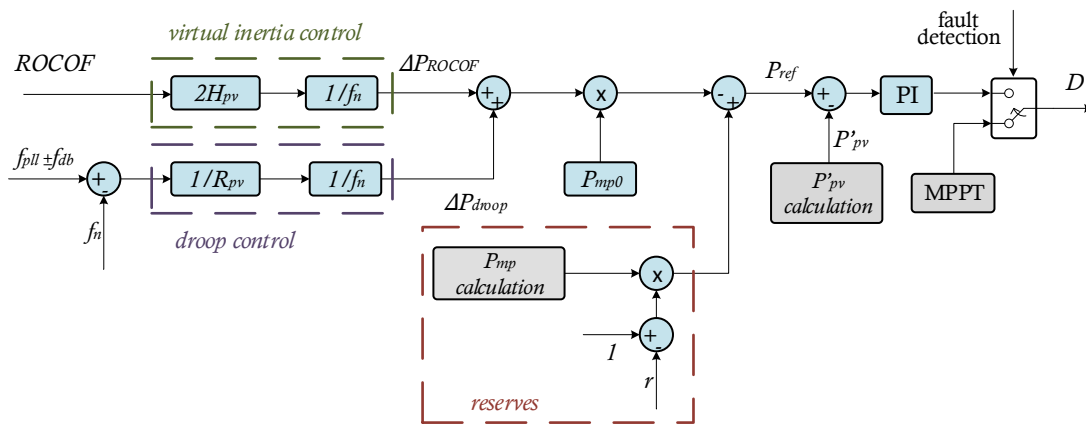
Χρησιμοποιώντας τα αποτελέσματα που προέκυψαν από τον έλεγχο στατισμού (droop control) και τεχνητής αδρανειακής απόκρισης (virtual inertia control) και συνεκτιμώντας την υποχρέωση τήρησης εφεδρείας (reserves control) στο σύστημα, η γενική μορφή της νέας ενεργού ισχύος αναφοράς, υπολογίζεται από τη σχέση (4.5). Η ταυτόχρονη εφαρμογή των δύο τεχνικών ελέγχου συνεισφέρει πιο ικανοποιητικά στη ρύθμιση της συχνότητας του δικτύου, καθώς η συμβολή του ΦΒ σταθμού στον έλεγχο του ισοζυγίου ενεργού ισχύος είναι καθοριστική. Σχηματικά, το δομικό διάγραμμα του συνδυαστικού αυτού ελέγχου, προς υποστήριξη του δικτύου σε σφάλματα συχνότητας, φαίνεται στο

Σχήμα 4.4. Κάθε υποσύστημα ελέγχου μπορεί να λειτουργεί είτε αυτόνομα είτε συνδυαστικά με τα υπόλοιπα, σενάρια που θα εξεταστούν στην επόμενη ενότητα.

$$P_{ref} = P_{res} - \Delta P_{droop} - \Delta P_{ROCOF} \Rightarrow$$

$$P_{ref} = (1 - r)P_{mp} - \frac{(f \pm f_{ab} - f_n) P_{mp0}}{f_n} \frac{1}{R_{pv}} - 2H_{pv} \frac{P_{mp0}}{f_n} \frac{df}{dt} \quad (4.5)$$

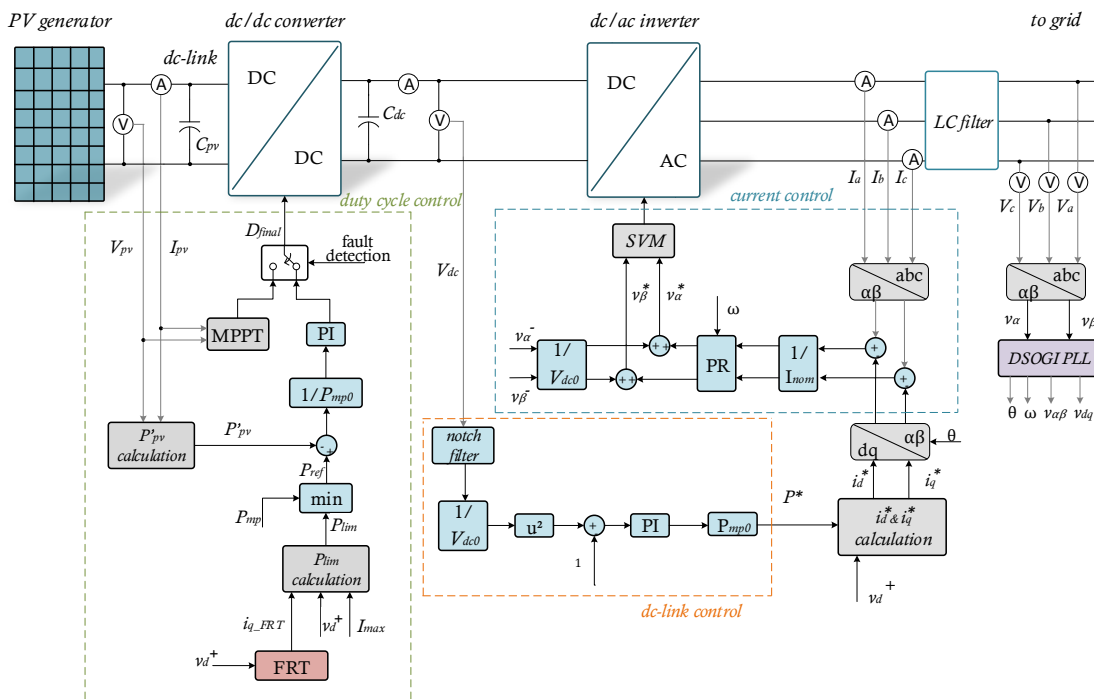
Η παραγόμενη P_{ref} , συγκρίνεται με την τροποποιημένη ισχύ του ΦΒ πεδίου P'_{pv} , και το σφάλμα $e_{pv} = (P_{ref} - P'_{pv})/P_{mp0}$ εισέρχεται σε έναν PI ελεγκτή. Από τον ελεγκτή αυτό θα προκύψει στη συνέχεια το *duty cycle* του MOSFET τρανζίστορ του μετατροπέα.



Σχήμα 4.4: Σύστημα ελέγχου του *dc/dc* μετατροπέα για σφάλματα συχνότητας του δικτύου

4.2 Στρατηγική ελέγχου ενεργού και αέργου ισχύος σε βυθίσεις τάσης

Σε περιπτώσεις σφαλμάτων, οι ισχύοντες κώδικες υποδεικνύουν την κατάλληλη συμπεριφορά όλων των διασυνδεδεμένων σταθμών. Η στρατηγική προσδιορισμού των ρευμάτων αναφοράς αλλά και ο αλγόριθμος MPPT που αναλύθηκαν σε προηγούμενες ενότητες, εφαρμόζονται όσο το δίκτυο λειτουργεί υπό κανονικές συνθήκες. Σε περίπτωση που εμφανιστεί κάποιο σφάλμα στην τάση του δικτύου, οι τεχνικές αυτές πρέπει να διαμορφωθούν κατάλληλα, ή ακόμη και να αντικατασταθούν προκειμένου να εξασφαλιστεί η τήρηση των κωδίκων του δικτύου. Το συνολικό δομικό διάγραμμά του ελεγκτή ισχύος φαίνεται στο Σχήμα 4.5.



Σχήμα 4.5: Δομικό διάγραμμα ελεγκτή αντιστροφέα για σφάλματα του δικτύου

4.2.1 Προσδιορισμός ρευμάτων αναφοράς

Όταν η τάση του δικτύου ξεπεράσει τα όρια κανονικής λειτουργίας ($0.9 \leq V_d \leq 1.1$), και κατά συνέπεια οι απαιτήσεις ενεργού και αέργου ισχύος διαφοροποιηθούν, ο αλγόριθμος MPPT παρακάμπτεται και δίνεται προτεραιότητα στην έγχυση άεργου ρεύματος.

Η στρατηγική ελέγχου που επιλέχθηκε στα πλαίσια αυτής της εργασίας δίνει προτεραιότητα στην έγχυση του άεργου ρεύματος στο δίκτυο, προκειμένου να καλυφθούν όσο το δυνατόν γρηγορότερα οι ανάγκες της αέργου ισχύος του δικτύου [48]. Σύμφωνα με τον κώδικα ENTSO-E, η άεργος συνιστώσα του ρεύματος αναφοράς για τη δεδομένη στρατηγική, μπορεί να προσδιοριστεί απευθείας από το διάγραμμα που φαίνεται στο Σχήμα 1.4, βάσει της σχέσεως $i_q^* = i_{q_FRT}$. Η τιμή του εγχεόμενου άεργου ρεύματος είναι ίση με 3% του ονομαστικού για κάθε εκατοστιαία μεταβολή της τάσης.

Για μικρές βυθίσεις τάσεως, δηλαδή σε περιπτώσεις που δεν απαιτείται ακραία μεταβολή του αέργου ρεύματος, η ενεργός συνιστώσα του ρεύματος αναφοράς υπολογίζεται με την ίδια διαδικασία που αναλύθηκε στην υποενότητα 3.3.2. Όμως, όταν στο δίκτυο εμφανίζονται πιο απότομες διαταραχές της τάσης, η τιμή της ενεργού συνιστώσας του ρεύματος περιορίζεται από τη σχέση $\sqrt{i_d^{*2} + i_q^{*2}} \leq I_{max}$, προκειμένου να διασφαλιστεί η σωστή λειτουργία του αντιστροφέα. Το ρεύμα ανοχής του αντιστροφέα, στη συγκεκριμένη εφαρμογή, δεν πρέπει να ξεπερνά τη μέγιστη τιμή $I_{max} = 1.5I_{nom}$. Συνεπώς, η μέγιστη τιμή της ενεργού συνιστώσας του ρεύματος, λόγω της καθετότητας μεταξύ των dq συνιστωσών, καθορίζεται από τη σχέση:

$$i_d^* = \min \left\{ i_{d_PI}, \sqrt{I_{max}^2 - i_q^{*2}} \right\} \quad (4.6)$$

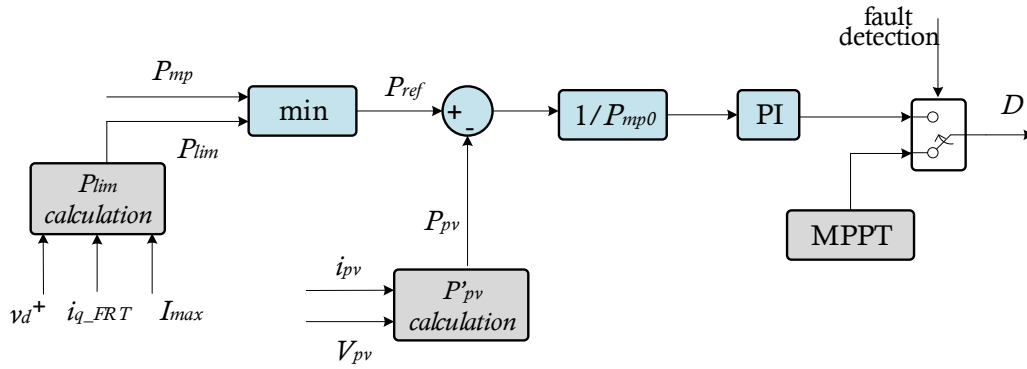
4.2.2 Υπολογισμός και έλεγχος ενεργού ισχύος

Η μεταβολή στις απαιτήσεις αέργου ισχύος από το δίκτυο συνεπάγεται άμεση διαφοροποίηση και στην απορροφώμενη από αυτό ενεργό ισχύ. Σε καταστάσεις σφάλματος της τάσεως του δικτύου, η ενεργός ισχύς που καταναλώνεται από το δίκτυο είναι μικρότερη από την αντίστοιχη που καταναλώνεται υπό κανονικές συνθήκες λειτουργίας του. Ταυτόχρονα όμως με αυτό τον περιορισμό της ισχύος εξόδου θα πρέπει και η παραγόμενη από το ΦΒ ενεργός ισχύς να περιοριστεί, δηλαδή να απορριφθεί ο αλγόριθμος MPPT, έτσι ώστε να αποφευχθεί η ανεξέλεγκτη υπερύψωση της τάσης στο dc ζυγό.

Πολύ σημαντικός παράγοντας στο σχεδιασμό του συστήματος ελέγχου της διάταξης σε διαταραχές τάσεως του δικτύου, είναι η προστασία του αντιστροφέα και των ημιαγωγικών στοιχείων που διαθέτει. Για το σκοπό αυτό ορίζεται η μέγιστη επιτρεπόμενη ισχύς εξόδου της ΦΒ γεννήτριας, μέσω της σχέσης [49]:

$$P_{lim} = \frac{3}{2} v_d \sqrt{I_{max}^2 - i_{q_FRT}^2} \quad (4.7)$$

Το συνολικό διάγραμμα ελέγχου για την παραγωγή του νέου *duty cycle* του μετατροπέα, παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.6. Η νέα ισχύς αναφοράς της ΦΒ γεννήτριας P_{ref} υπολογίζεται έπειτα από τη σύγκριση της μέγιστης επιτρεπτής P_{lim} και της μέγιστης παραγόμενης από το ΦΒ ισχύος P_{mp} . Στη συνέχεια, στον ελεγκτή PI εισάγεται ως είσοδος το σφάλμα $e_{pv} = (P_{ref} - P'_{pv})/P_{mp0}$, προς παραγωγή των παλμών οδήγησης του τρανζίστορ του μετατροπέα. Ο τρόπος υπολογισμού της P'_{pv} είναι αυτός που παρατέθηκε στην υποενότητα 4.1.1.



Σχήμα 4.6: Σύστημα ελέγχου του dc/dc μετατροπέα για σφάλματα τάσεως του δικτύου

4.2.3 Καταστολή ανεπιθύμητων ταλαντώσεων

Στην περίπτωση διφασικού ή μονοφασικού σφάλματος, η προκύπτουσα ασυμμετρία των τάσεων του δικτύου έχει ως αποτέλεσμα την εμφάνιση τάσεως αρνητικής ακολουθίας. Η παρουσία ταλαντώσεων στην ισχύ εξόδου αλλά και στην τάση του dc ζυγού, προκύπτουν από τη μη μηδενική αυτή τιμή της v_q και έχουν συχνότητα διπλάσια από αυτή του δικτύου (100 Hz). Η καταστολή των ταλαντώσεων είναι εφικτή, έπειτα από την εφαρμογή ενός ζωνοφρακτικού φίλτρου (notch filter), με κεντρική συχνότητα ω_o , προκειμένου να αποφευχθεί η μεταφορά των διαταραχών αυτών στα ρεύματα αναφοράς i_d^* και i_q^* [50]. Η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου αυτού δίνεται από τη σχέση:

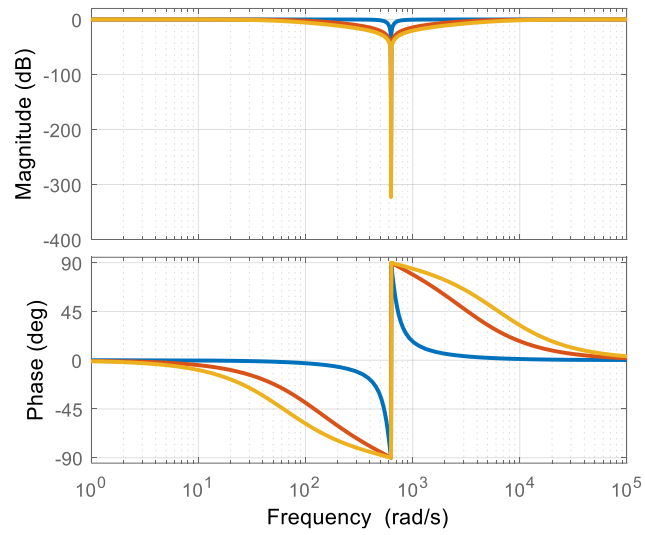
$$H_{100}(s) = \frac{s^2 + \omega_o^2}{s^2 + \frac{\omega_o}{Q}s + \omega_o^2} \quad (4.8)$$

$$Q = \frac{\omega_o}{\omega_H - \omega_L} \quad (4.9)$$

όπου, $\omega_o = 2 * \pi i * 100$ είναι η κεντρική συχνότητα του φίλτρου, Q ο συντελεστής ποιότητας και ω_H, ω_L είναι οι οριακές συχνότητες αποκοπής του φίλτρου.

Η τάση εξόδου του φίλτρου αυτού, εισάγεται στον PI ελεγκτή, ο οποίος είναι υπεύθυνος για την ρύθμιση της τάσης στο dc ζυγό. Η χρήση του συγκεκριμένου φίλτρου διασφαλίζει τη σωστή συμπεριφορά του ελεγκτή αυτού, ο οποίος λειτουργεί βέλτιστα για dc σήματα. Στο

Σχήμα 4.7, φαίνεται η απόκριση του φίλτρου αυτού, όταν ο συντελεστής ποιότητας Q . Είναι προφανές πως με την εισαγωγή του φίλτρου αυτού στο σύστημα, εξασφαλίζεται η ικανοποιητική λειτουργία της διάταξης ελέγχου όχι μόνο για συμμετρικές αλλά και για ασύμμετρες βυθίσεις τάσης. Στην παρούσα εργασία ο συντελεστής ποιότητας λαμβάνει την τιμή $Q = 5$.

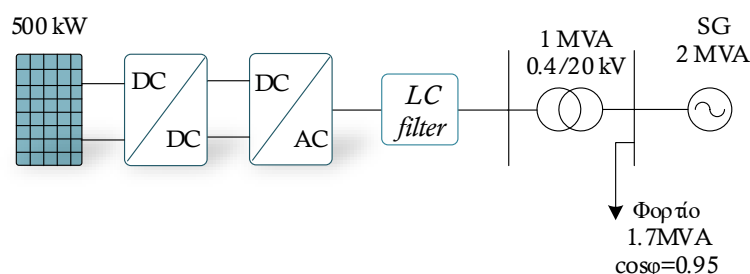


Σχήμα 4.7: Απόκριση ζωνοπερατού φίλτρου δευτέρας τάξεως τάσεως dc ζυγού για διαφορετικές τιμές συντελεστή ποιότητας Q

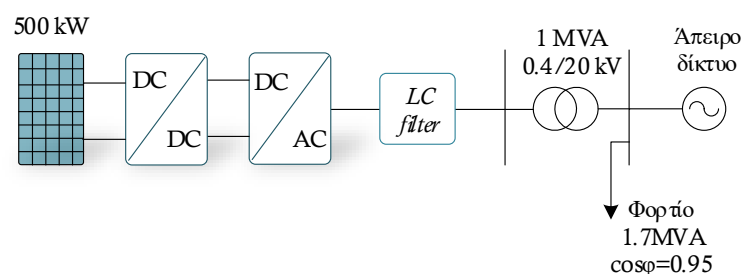
5. Αποτελέσματα προσομοιώσεων

5.1 Τοπολογία δικτύου διασύνδεσης ΦΒ σταθμού

Η μοντελοποίηση του συστήματος, καθώς και η προσομοίωση των διαταραχών του δικτύου, πραγματοποιήθηκαν με τη βοήθεια του λογισμικού Matlab/Simulink. Η απόκριση του σταθμού σε μεταβολές της έντασης της ακτινοβολίας, του ποσοστού εφεδρείας και της συχνότητας του δικτύου εξετάστηκε για την τοπολογία που απεικονίζεται στο Σχήμα 5.1 (α), ενώ τα σφάλματα δικτύου εξετάστηκαν στην περίπτωση που ο σταθμός είναι συνδεδεμένος σε άπειρο δίκτυο τάσεως 20 kV , όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.1 (β).



(α)



(β)

Σχήμα 5.1: Τοπολογία δικτύου που προσομοιώθηκαν (α) τα σφάλματα συχνότητας, οι διαταραχές της έντασης της ακτινοβολίας και οι μεταβολές εφεδρείας και (β) τα σφάλματα τάσης του δικτύου

Το υπό εξέταση σύστημα που παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.1 (α) αποτελείται από τα παρακάτω στοιχεία:

- Ένα ΦΒ πάρκο, ονομαστικής ισχύος 500 kW , το οποίο συνδέεται στο ζυγό MT μέσω ενός μετασχηματιστή ανύψωσης $0.4/20\text{ kV}$, ισχύος 1 MVA .
- Μια ντιζελογεννήτρια, ισχύος 2.5 MVA .
- Ένα επαγωγικό φορτίο της τάξεως των 1.7 MVA , με συντελεστή ισχύος $\cos\phi = 0.95$, το οποίο είναι συνδεδεμένο στην πλευρά των 20 kV .

Πίνακας 5.1: Τιμές χρονικών σταθερών του συστήματος

| <i>Χρονική σταθερά</i> | <i>Τιμή</i> | <i>Χρονική σταθερά</i> | <i>Τιμή</i> |
|------------------------|-------------|------------------------|-------------|
| T_{sim} | 100 ns | T_{MPPT} | 20 ms |
| T_{sw} | 50 μs | $T_{control}$ | 100 μs |
| T_{ADC} | 50 μs | T_{PLL} | 100 μs |

Όλες οι επιμέρους διατάξεις υλοποιήθηκαν με χρήση συστημάτων και υποσυστημάτων διακριτού χρόνου, προκειμένου να προσεγγιστεί όσο το δυνατόν καλύτερα η λειτουργία ψηφιακού επεξεργαστή. Όλοι οι χρόνοι εκτέλεσης παρατίθενται στον Πίνακα 5.1. Ως T_{sw} ορίζεται η διακοπτική περίοδος, T_{ADC} η περίοδος δειγματοληψίας της τάσεως και του ρεύματος, ενώ T_{sim} είναι το μέγιστο βήμα εκτέλεσης του επιλυτή συνεχούς χρόνου, *ode23tb*. Οι χρόνοι T_{MPPT} , $T_{control}$, T_{PLL} υποδηλώνουν την περίοδο εκτέλεσης του εκάστοτε αλγορίθμου. Τα κέρδη όλων των ελεγκτών που χρησιμοποιήθηκαν στα πλαίσια ανάπτυξης του εξεταζόμενου ΦΒ σταθμού, συγκεντρώνονται στον Πίνακα 5.2. Στην παρούσα μοντελοποίηση και για λόγους απλοποίησης του συστήματος, δεν λήφθηκε υπόψη η σύνθετη αντίσταση των γραμμών μεταφοράς.

5.2 Συγχρονισμός με το δίκτυο

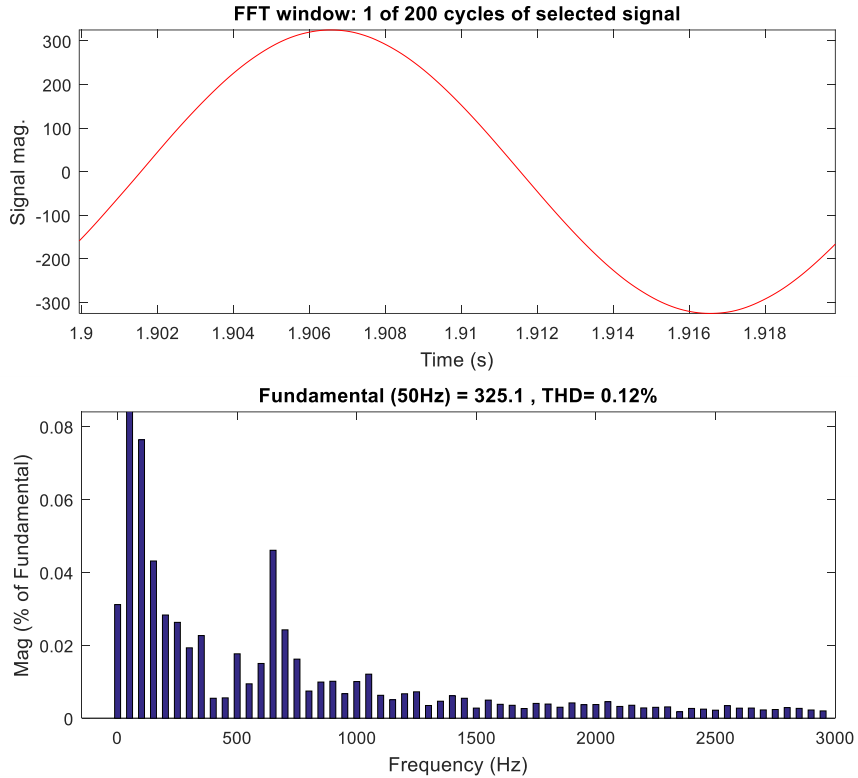
Ο έλεγχος της αρμονικής παραμόρφωσης των ρευμάτων και των τάσεων στην έξοδο του φίλτρου της διάταξης είναι απαραίτητος, προκειμένου να διασφαλιστεί η ασφαλής λειτουργία του δικτύου και η αποφυγή προβλημάτων στους καταναλωτές. Η καταγραφή των αρμονικών έγινε αφού το σύστημα είχε σταθεροποιηθεί στις κανονικές συνθήκες λειτουργίας του.

Όταν το ΦΒ λειτουργεί υπό ακτινοβολία εντάσεως $G = 1000 W/m^2$ και θερμοκρασία κυψέλης $T = 25^\circ C$, η τάση στην έξοδο του φίλτρου είναι σχεδόν απαλλαγμένη από αρμονικές μεγαλύτερων τάξεων, έχοντας συντελεστή αρμονικής παραμόρφωσης $THD_V = 0.12 \%$. Αναλυτικά, στο Σχήμα 5.2 φαίνονται οι αρμονικές, έως και 3000 Hz, που εμπεριέχονται στην κυματομορφή της φασικής τάσης v_a .

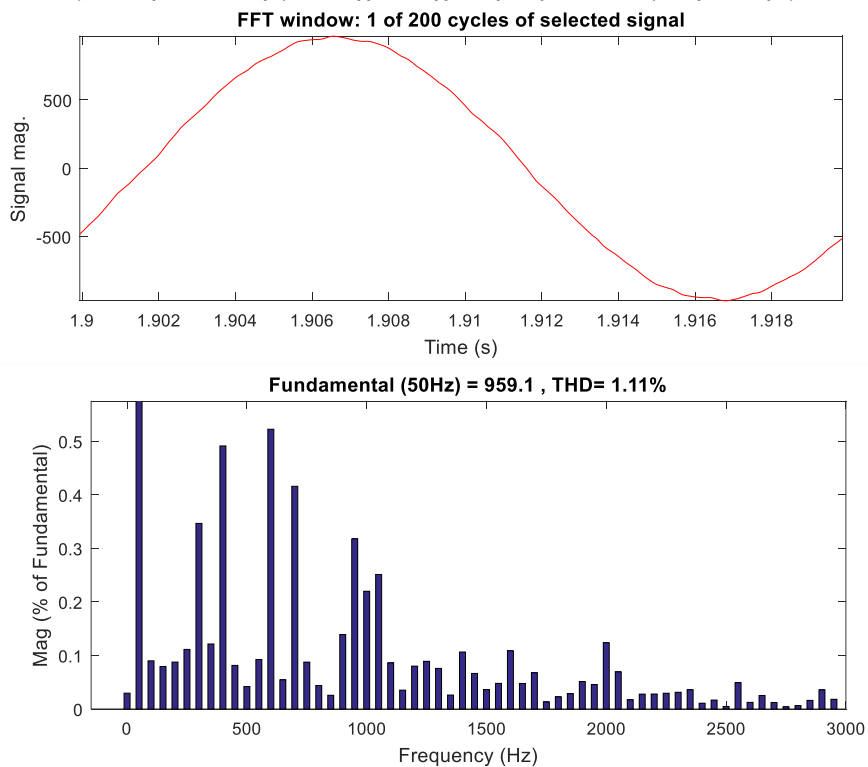
Πίνακας 5.2: Τιμές κερδών των ελεγκτών PI και PR του εκάστοτε συστήματος ελέγχου

| <i>Κέρδη ελεγκτή</i> | <i>Τιμή</i> | <i>Κέρδη ελεγκτή</i> | <i>Τιμή</i> |
|----------------------|-------------|----------------------|-------------|
| $K_{i,duty}$ | 4 | $K_{i,dc}$ | 120 |
| $K_{p,duty}$ | 0.004 | $K_{p,dc}$ | 1.2 |
| k_{pll} | 1.4 | k_{PR} | 0.05 |
| $K_{i,pll}$ | 1 | $K_{i,PR}$ | 42 |
| $K_{p,pll}$ | 0.1 | $K_{p,PR}$ | 1.4 |

Για τις ίδιες περιβαλλοντικές συνθήκες, ο συντελεστής αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος λαμβάνει αρκετά μικρή τιμή, $THD_I = 1.11\%$, εντός των επιτρεπτών ορίων διασύνδεσης. Στο Σχήμα 5.3, παρατίθεται η φασματική ανάλυση για το εγχεόμενο στο δίκτυο φασικό ρεύμα.



Σχήμα 5.2: Φασματική ανάλυση φασικής τάσης στην έξοδο του φίλτρου εξομάλυνσης



Σχήμα 5.3: Φασματική ανάλυση εγχεόμενου στο δίκτυο φασικού ρεύματος

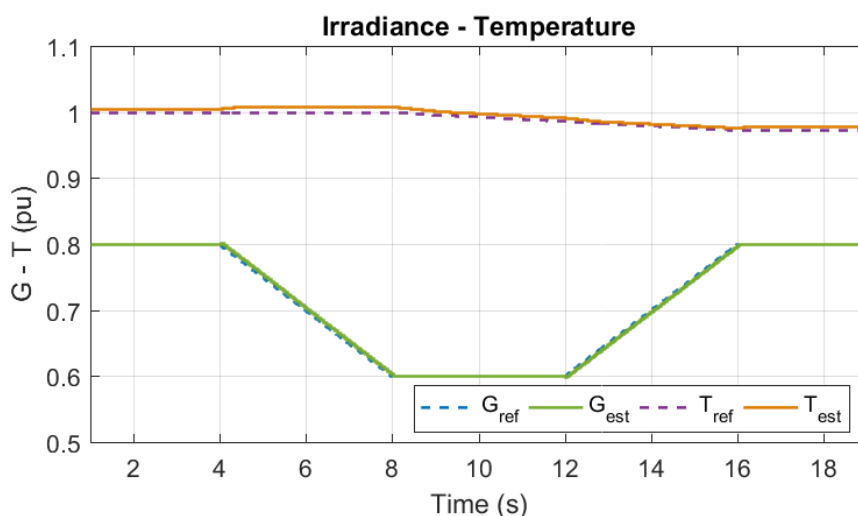
5.3 Μεταβολές συνθηκών λειτουργίας ΦΒ γεννήτριας

Στη δοκιμή αυτή, η ακτινοβολία μεταβάλλεται σταδιακά, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.4. Η μεταβολή αυτή πραγματοποιείται με μικρό ρυθμό, έτσι ώστε να μπορεί ο μικροεπεξεργαστής να αντιληφθεί τις διαφοροποιήσεις. Ταυτόχρονα, παρατηρούνται διαφοροποιήσεις και στη θερμοκρασία κυψέλης, από την ονομαστική τιμή της $T = 25^{\circ}$.

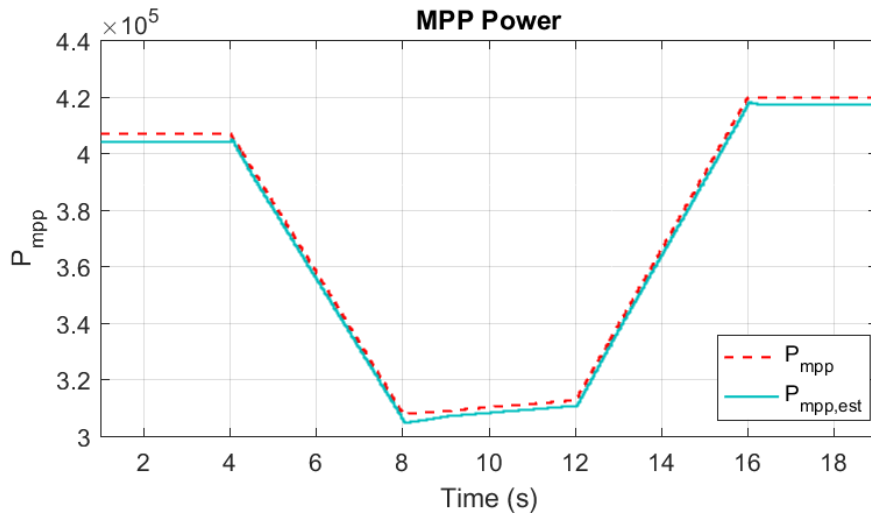
Από το Σχήμα 5.5, διαπιστώνεται πως η εκτιμώμενη στιγμιαία τιμή της μέγιστης παραγόμενης ενεργού ισχύος από το ΦΒ σταθμό ακολουθεί πολύ ικανοποιητικά την ιδανική καμπύλη. Όσο η ακτινοβολία ελαττώνεται, εμφανείς είναι οι μεταβολές στο ρεύμα του MPP, ενώ η αντίστοιχη τάση δεν παρουσιάζει σημαντικές διαφοροποιήσεις (Σχήμα 5.6). Αντιθέτως, από τη χρονική στιγμή $t = 8$ s, δηλαδή όταν ταυτόχρονα με τη μείωση της ακτινοβολίας ξεκινά να ελαττώνεται και η θερμοκρασία κυψέλης, σημειώνεται εμφανής αύξηση στην τάση, ενώ το ρεύμα του ΦΒ παραμένει σχεδόν ανεπηρέαστο. Το γεγονός αυτό επιβεβαιώνει τη θεωρία της παραγράφου 0.

Στο Σχήμα 5.6 (β) φαίνεται πως η εκτιμώμενη τιμή του ρεύματος παρακολουθεί πολύ ικανοποιητικά την αναφορά της, με τρόπο που αποτυπώνεται στη μορφή του εγχεόμενου ρεύματος της φάσης a (Σχήμα 5.9). Σύμφωνα με το Σχήμα 5.6 (α) η τιμή της τάσης του ΦΒ παρουσιάζει πολύ μικρές αποκλίσεις από την καμπύλη αναφοράς της, της τάξεως του $\pm 0.4 - 1\%$, το οποίο αποτελεί το σφάλμα της διάταξης του MPP εκτιμητή που χρησιμοποιήθηκε.

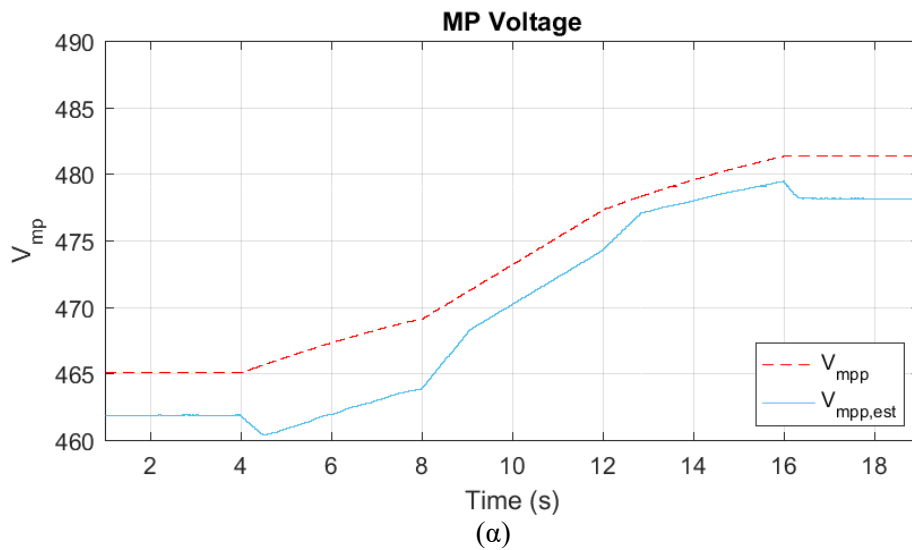
Η τάση στον dc ζυγό παραμένει ανεπηρέαστη, ως αποτέλεσμα της ικανοποιητικής απόκρισης και λειτουργίας του εν λόγω ελεγκτή (Σχήμα 5.8). Η μέγιστη απόκλιση της V_{dc} από τα 700 V είναι 0.02%, δηλαδή το ισοζύγιο ισχύος στο δίκτυο τηρείται και δεν υπάρχει περίσσεια ή απώλεια ενέργειας στον πυκνωτή του ζυγού διασύνδεσης.



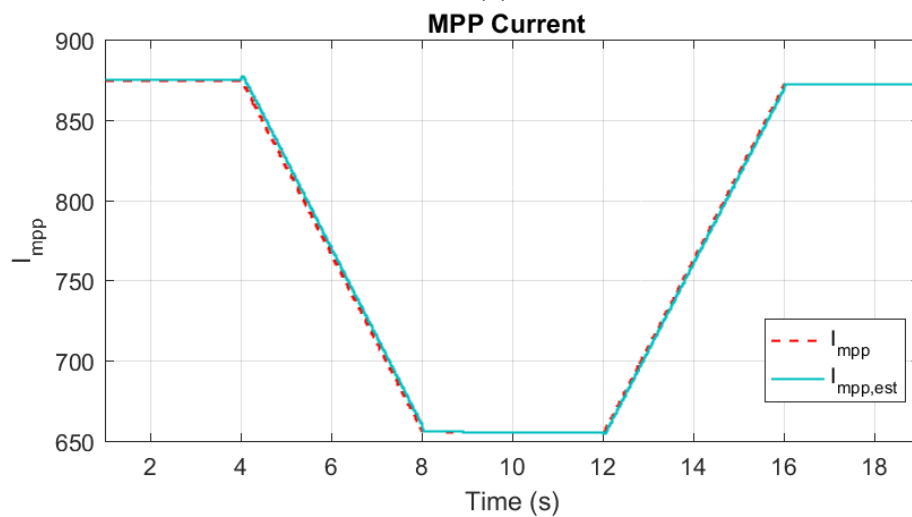
Σχήμα 5.4: Πραγματική και εκτιμώμενη μεταβολή ακτινοβολίας και θερμοκρασίας



Σχήμα 5.5: Ιδανική (P_{mpp}) και εκτιμώμενη τιμή ($P_{mpp,est}$) της μέγιστης ενεργού ισχύος του ΦΒ

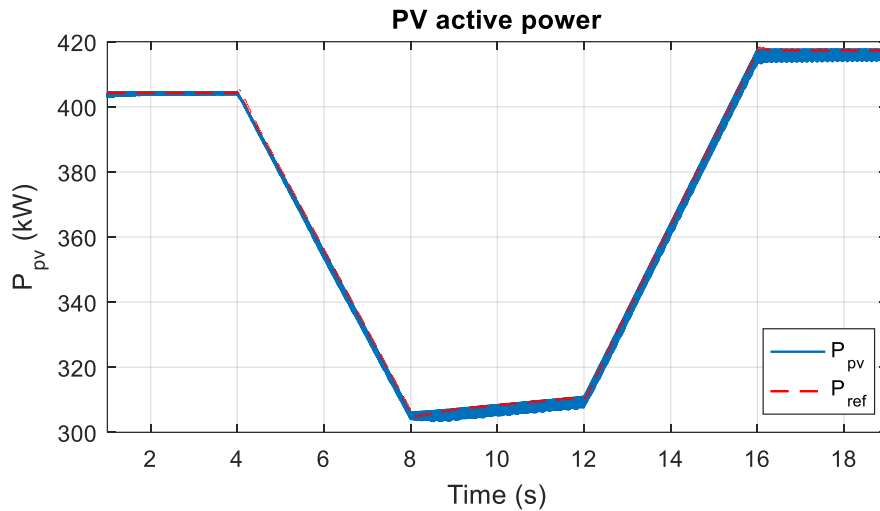


(α)

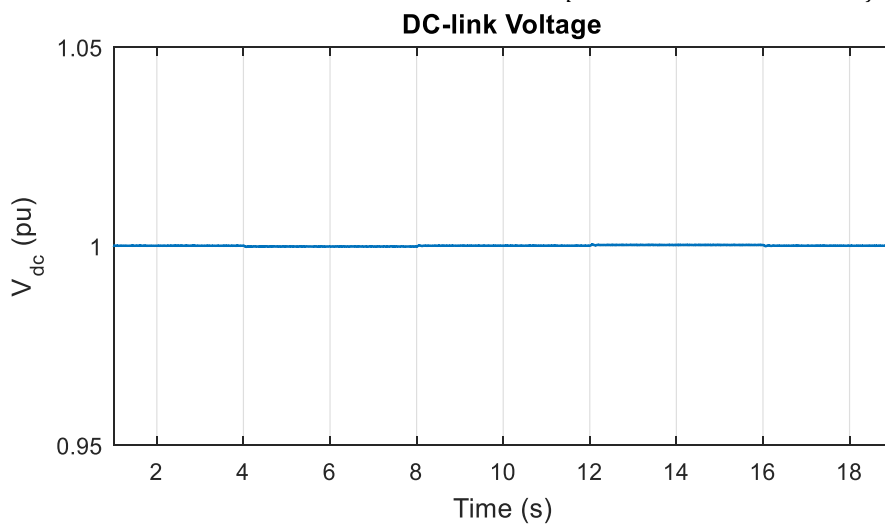


(β)

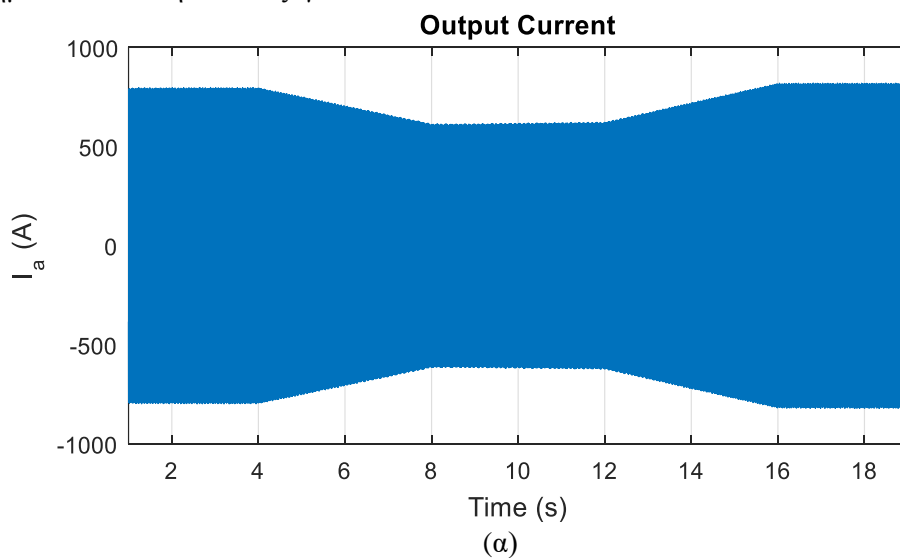
Σχήμα 5.6: (α) Η τάση και (β) το ρεύμα του ΦΒ



Σχήμα 5.7: Ενεργός ισχύς εξόδου του ΦΒ σταθμού P_{pv} και η αναφορά της P_{ref}



Σχήμα 5.8: Η τάση στο dc ζυγό



Σχήμα 5.9: Το ρεύμα εξόδου της φάσης a του ΦΒ σταθμού

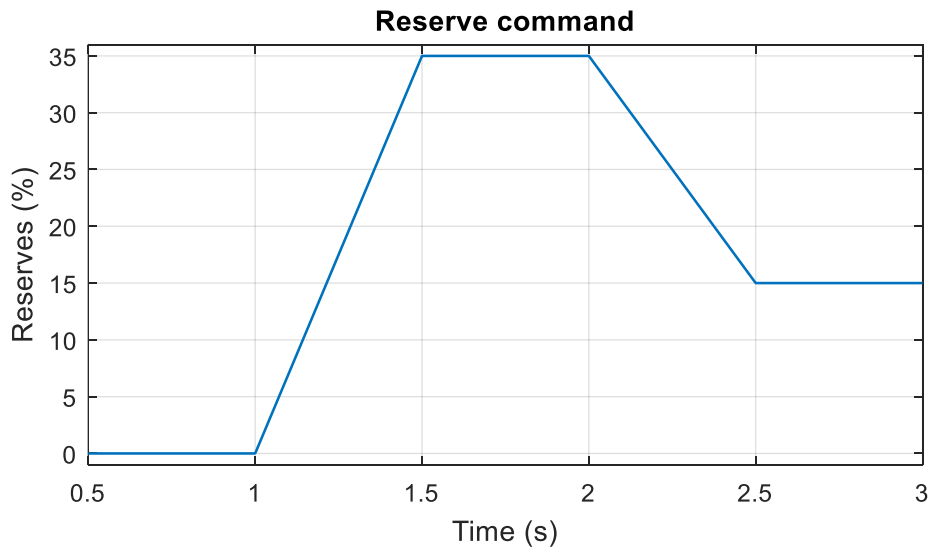
5.4 Μεταβολές στην εφεδρεία ισχύος

Σε αυτό το σημείο εξετάζεται η ικανότητα του ΦΒ σταθμού να ακολουθήσει μεταβαλλόμενες εντολές εφεδρείας, μέσα σε μικρό χρονικό διάστημα. Η μεταβολή αυτή, έχει ως αποτέλεσμα την άμεση απόρριψη του αλγορίθμου MPPT και την ενεργοποίηση του συστήματος ελέγχου ενεργού ισχύος της γεννήτριας, όπως αυτό περιγράφηκε στην υποενότητα 4.1.2. Το ΦΒ λειτουργεί υπό συνθήκες έντασης ακτινοβολίας στα $G = 1000 \text{ W/m}^2$ και θερμοκρασίας κυψέλης στους $T = 25^\circ$. Με αυτά τα δεδομένα, η μέγιστη παραγόμενη ισχύς από το σύστημα παραμένει σταθερή σε όλη τη διάρκεια της προσομοίωσης και ανέρχεται στα $P_{mp} = 500 \text{ kW}$. Οι ισχύς που απεικονίζονται στα σχήματα που ακολουθούν είναι ανηγμένες στη μέγιστη αυτή τιμή, ενώ το ρεύμα και η τάση στην έξοδο του ΦΒ είναι ανηγμένα στα μεγέθη που αντιστοιχούν στο MPP, $V_{mp} = 460 \text{ V}$ και $I_{mp} = 1086.3 \text{ A}$. Όλες οι γραφικές ξεκινούν αφού επιτευχθεί ο συγχρονισμός του συστήματος με δίκτυο.

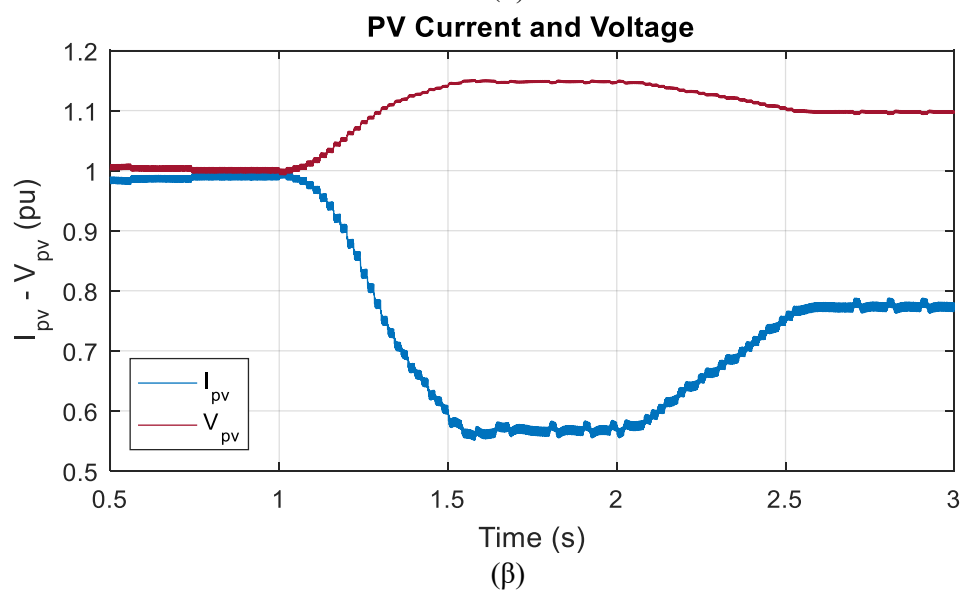
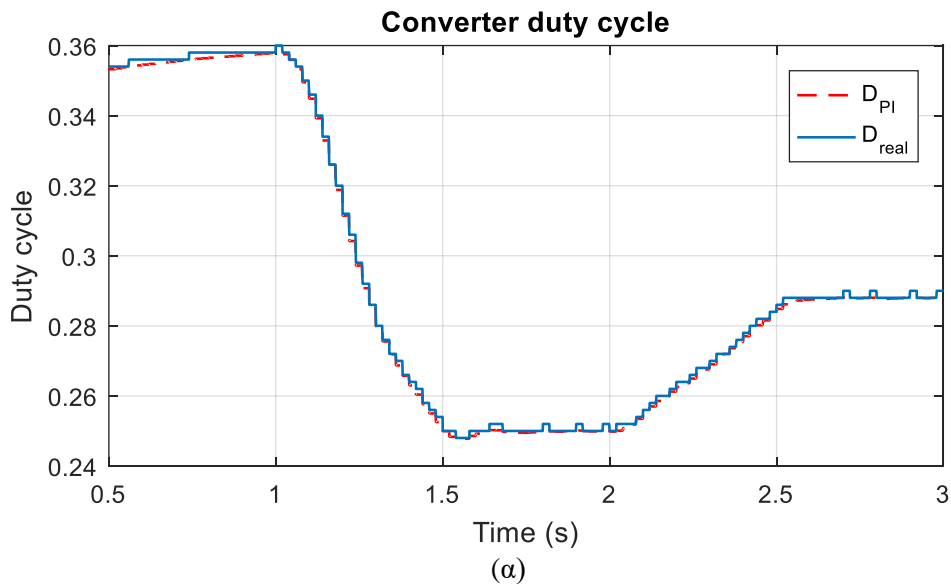
5.4.1 Μεταβολές τύπου ράμπας

Το ποσοστό της ζητούμενης, από τη ΦΒ γεννήτρια, ποσοστιαίας εφεδρείας έχει τη μορφή που παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.10. Παρατηρείται στο Σχήμα 5.11, πως όσο το duty cycle μειώνεται, η τάση του ΦΒ αυξάνεται ενώ ταυτόχρονα το ρεύμα ελαττώνεται. Το γεγονός αυτό επιβεβαιώνει την επιτυχία ρύθμισης του συστήματος ελέγχου του dc/dc μετατροπέα, το οποίο υποδεικνύει τη λειτουργία του ΦΒ στη δεξιά πλευρά της χαρακτηριστικής καμπύλης $P - V$, στις περιπτώσεις που απορρίπτεται ο αλγόριθμος MPPT. Η ισχύς εξόδου του ΦΒ P_{pv} ακολουθεί ικανοποιητικά, αλλά όχι απόλυτα, την ισχύ αναφοράς P_{ref} , για το διάστημα που αυξάνεται η εντολή ποσοστού εφεδρείας, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.12. Για το χρονικό διάστημα όπου $t \geq 1.5 \text{ s}$, η P_{pv} ταυτίζεται με την αναφορά της. Η διαφορά ισχύος που φαίνεται στο ίδιο σχήμα μεταξύ της P_{pv} και της ενεργού ισχύος εξόδου του αντιστροφέα του ΦΒ σταθμού P_{out} αποδίδεται στις απώλειες ισχύος του αντιστροφέα της διάταξης.

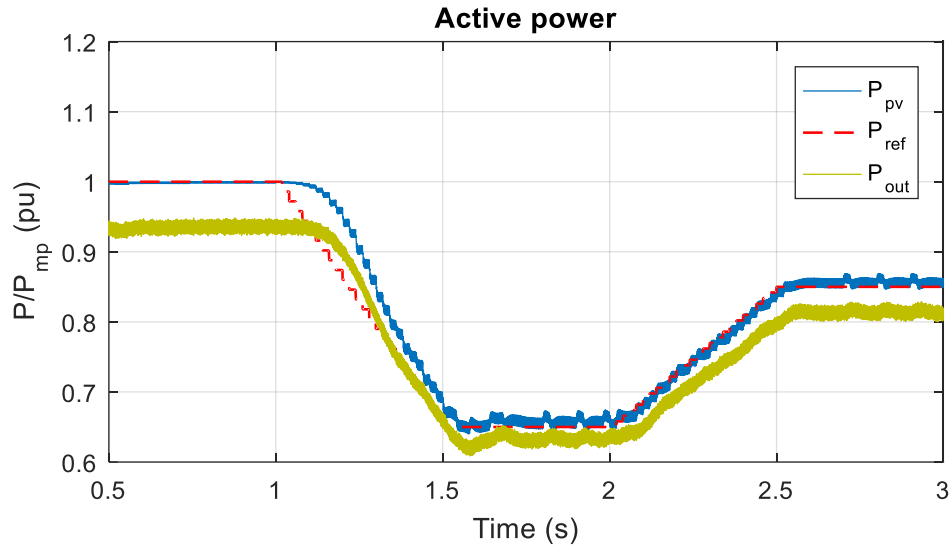
Η τάση στο dc ζυγό παραμένει σταθερή, κοντά στην ονομαστική της τιμή ($V_{dc}^* = 700 \text{ V}$), για όλη τη διάρκεια της προσομοίωσης (Σχήμα 5.13). Η πτώση της, που εμφανίζεται σε χρόνο $t = 1.15 \text{ s}$, οφείλεται στην ελάττωση της P_{pv} αμέσως μετά την εφαρμογή της εντολής εφεδρείας. Αντίθετα, η μικρή υπερύψωση της V_{dc} , που παρατηρείται όταν το ποσοστό εφεδρείας ξεκινά να ελαττώνεται, αποδίδεται στην αύξηση της εγχόμενης στο δίκτυο ισχύος. Παρατηρείται, ότι οι προαναφερθείσες αποκλίσεις από την ονομαστική τιμή της τάσεως είναι ανάλογες του ποσοστού μεταβολής της ισχύος εξόδου του ΦΒ σταθμού, γεγονός που αποδίδεται στη δυναμική της διάταξης ελέγχου του dc ζυγού. Οι ταλαντώσεις που παρουσιάζονται στα διαστήματα που η V_{dc} είναι απόλυτα ρυθμισμένη, είναι αποτέλεσμα των ταλαντώσεων που εμφανίζονται στο duty cycle (Σχήμα 5.11 (α)).



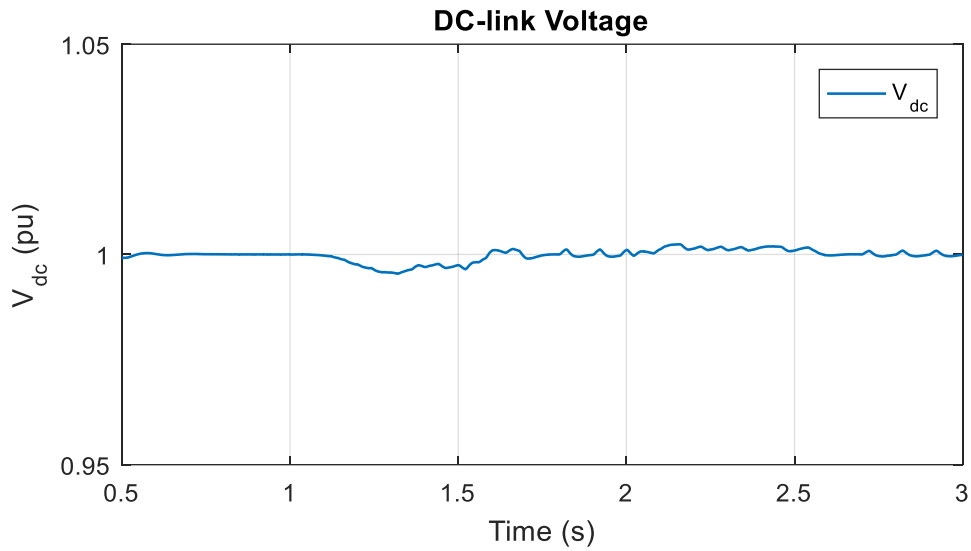
Σχήμα 5.10: Μεταβαλλόμενη εντολή ποσοστού εφεδρείας ενεργού ισχύος του ΦΒ σταθμού



Σχήμα 5.11: (α) Duty cycle, (β) ρεύμα και τάση εξόδου του ΦΒ



Σχήμα 5.12: Παραγόμενη από το ΦΒ ενεργός ισχύς P_{pv} , ισχύς αναφοράς P_{ref} και εγχεόμενη στο δίκτυο ενεργός ισχύς P_{out}



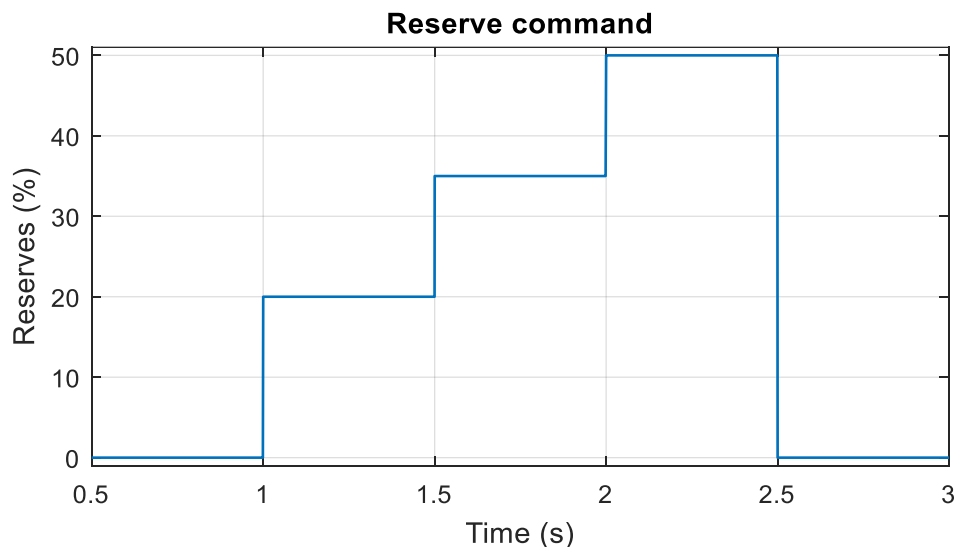
Σχήμα 5.13: Τάση στον dc ζυγό

5.4.2 Βηματικές μεταβολές

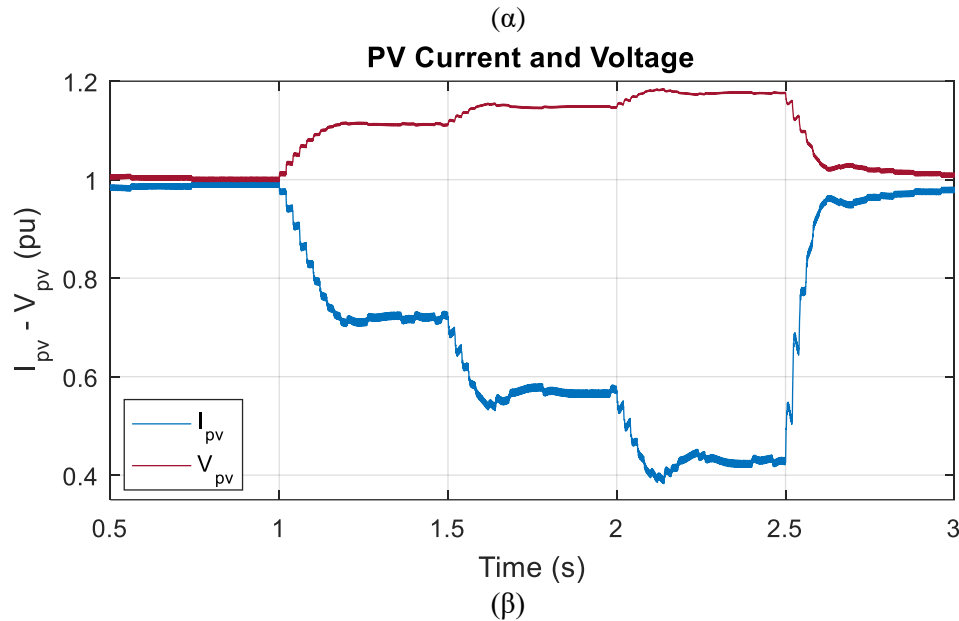
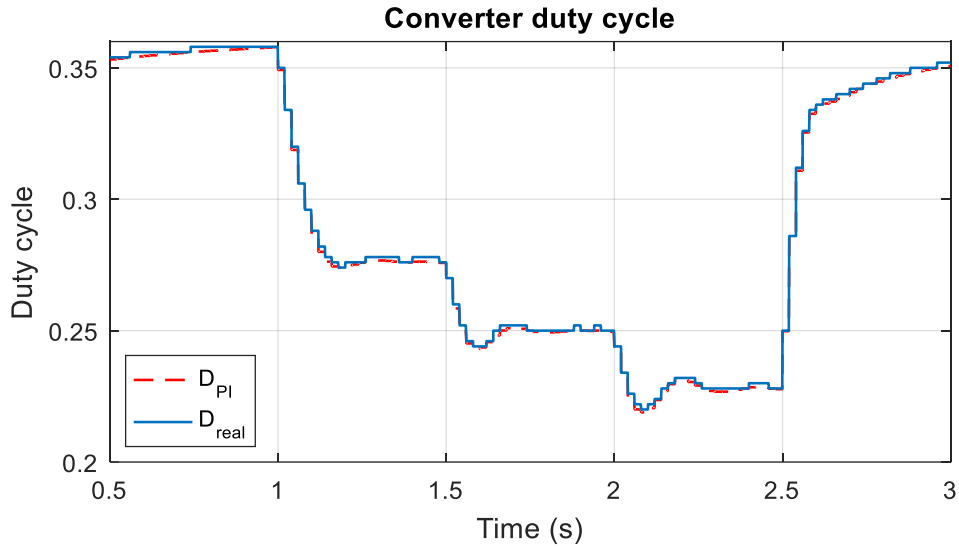
Στην ενότητα αυτή, μελετάται η απόκριση του συστήματος της ΦΒ γεννήτριας, στη βηματική διαφοροποίηση του ποσοστού εφεδρείας (αύξηση ως 50%), με τρόπο που απεικονίζεται στο Σχήμα 5.14.

Η προσαρμογή του συστήματος κάθε φορά στις νέες συνθήκες παραγωγής ενεργού ισχύος, δεν παρουσιάζει μεγάλη καθυστέρηση ($\sim 180 - 220 \text{ ms}$), όπως μπορεί να διαπιστωθεί από το Σχήμα 5.16. Τόσο η παραγόμενη από το ΦΒ P_{pv} , όσο και η ισχύς εξόδου του αντιστροφέα P_{out} ακολουθούν ικανοποιητικά την ισχύ αναφοράς P_{ref} , η οποία προκύπτει από την εφαρμοζόμενη διάταξη ελέγχου του μετατροπέα.

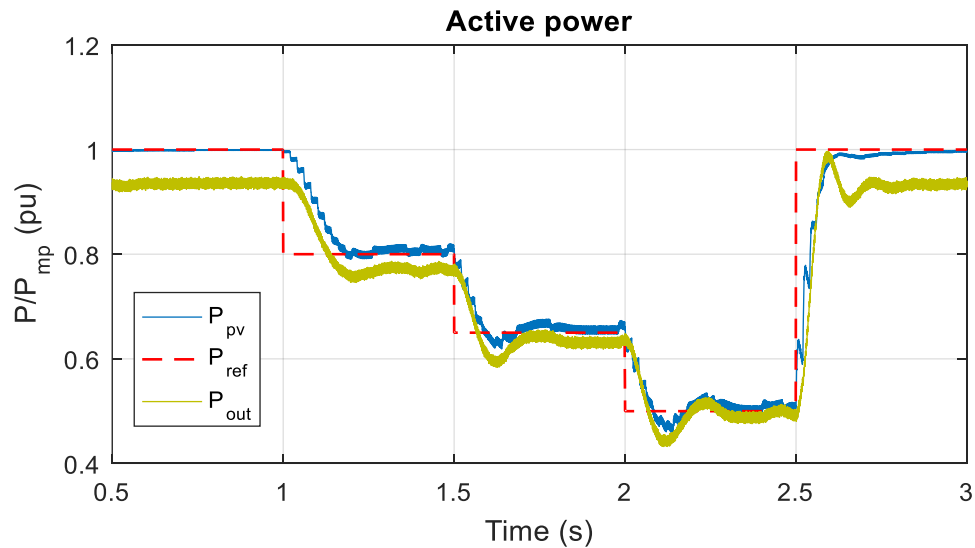
Η εκάστοτε βηματική αύξηση της απαιτούμενης εφεδρείας του ΦΒ σταθμού, έχει ως αποτέλεσμα την εμφάνιση βυθίσεων στην τάση του dc ζυγού, για του ίδιους λόγους που αναφέρθηκαν στην προηγούμενη δοκιμή. Τέλος, αξίζει να παρατηρηθεί η μεγαλύτερη, κατ' απόλυτη τιμή, διαφοροποίηση της V_{dc} , όταν επιβάλλεται απότομος μηδενισμός του ποσοστού εφεδρείας, τη χρονική στιγμή $t = 2.5 \text{ s}$.



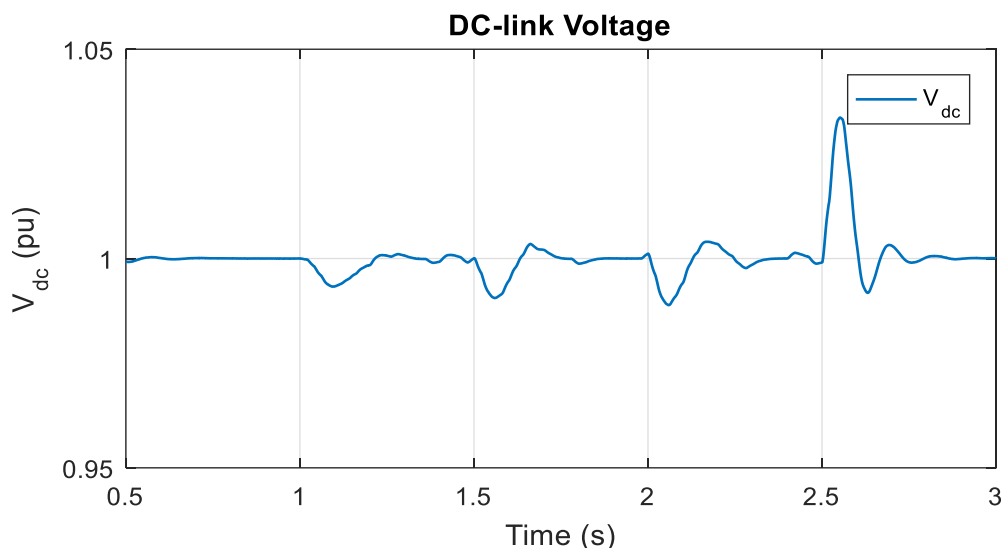
Σχήμα 5.14: Μεταβαλλόμενη εντολή ποσοστού εφεδρείας ενεργού ισχύος του ΦΒ σταθμού



Σχήμα 5.15: (α) Duty cycle, (β) ρεύμα και τάση εξόδου του ΦΒ



Σχήμα 5.16: Παραγόμενη από το ΦΒ ενεργός ισχύς P_{pv} , ισχύς αναφοράς P_{ref} και εγχεόμενη στο δίκτυο ενεργός ισχύς P_{out}



Σχήμα 5.17: Τάση στον dc ζυγό

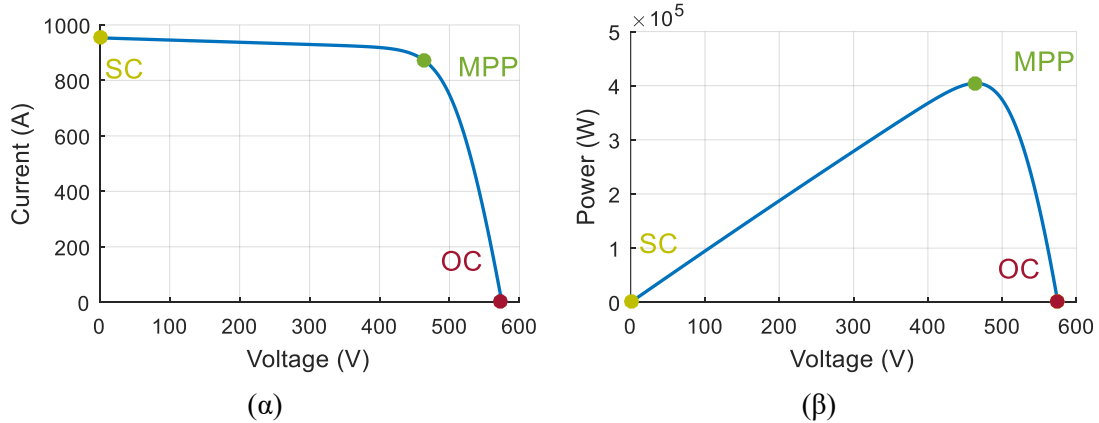
5.5 Σφάλματα συχνότητας δικτύου

Προκειμένου να διαπιστωθεί εάν το ο ελεγκτής ενεργού ισχύος που αναπτύχθηκε στην ενότητα , επιτρέπει την αδιάλειπτη λειτουργία του ΦΒ και την άμεση τροποποίηση της ενεργού ισχύος εξόδου του παρουσία σφαλμάτων συχνότητας, βάσει των απαιτήσεων που ορίζονται από τα πρότυπα, πραγματοποιήθηκε μια σειρά προσομοιώσεων, με τη βοήθεια του Matlab/Simulink. Όταν η συχνότητα του δικτύου ξεπεράσει τα ορισμένα από το διαχειριστή όρια, ο αλγόριθμος MPPT παρακάμπτεται και το duty cycle του τρανζίστορ του μετατροπέα, παράγεται από το σύστημα ελέγχου συχνότητας.

Αρχικά, εξετάζεται η απόκριση της διάταξης ελέγχου του ΦΒ αντιστροφέα σε ενδεχόμενη υποσυχνότητα του δικτύου. Η μείωση της συχνότητας είναι αποτέλεσμα αποκοπής μέρους του διασυνδεδεμένου φορτίου (35% της ονομαστικής ενεργού ισχύος) τη χρονική στιγμή 4 s. Επιπλέον, πραγματοποιείται δοκιμή υποστήριξης του δικτύου σε περίπτωση αύξησης της συχνότητας, λόγω επανασύνδεσης του χαμένου φορτίου στα 8 s. Στο διάστημα 0 – 3 s, σε κάθε προσομοίωση, πραγματοποιείται η σύνδεση και ο συγχρονισμός του ΦΒ σταθμού με το δίκτυο. Έτσι, τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων αποτυπώνονται στις επόμενες γραφικές από αυτή τη στιγμή και έπειτα.

5.5.1 Απόκριση συστήματος ελέγχου σε περίπτωση υπερσυχνότητας

Στα σενάρια που ακολουθούν, εξετάστηκε η συμπεριφορά του συστήματος, στην περίπτωση που η ένταση της ακτινοβολίας είναι $G = 800 \text{ W/m}^2$ και η θερμοκρασία κυψέλης ανέρχεται στους $T = 25^\circ \text{C}$. Υπό αυτές τις συνθήκες, η μέγιστη παραγόμενη ισχύς από τη ΦΒ γεννήτρια είναι $P_{mp} = 404.5 \text{ kW}$, και αντιστοιχεί σε τάση $V_{mp} = 464.15 \text{ V}$ και ρεύμα $I_{mp} = 871.5 \text{ A}$, όπως παρατηρείται στο Σχήμα 5.18.



Σχήμα 5.18: Χαρακτηριστικές καμπύλες (α) $I - V$ και (β) $P - V$ του ΦΒ σταθμού για $G = 800 \text{ W/m}^2$ και $T = 25^\circ \text{C}$

Επιπροσθέτως, σε όλη τη διάρκεια των προσομοιώσεων, το ΦΒ λειτουργεί με εντολή εφεδρείας $r = 25\%$. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη λειτουργία της γεννήτριας σε διαφορετικό σημείο από το MPP, δηλαδή ισχύει $V_{pv} > V_{mp}$.

5.5.1.1 Στατισμός ΦΒ πάρκου

Σε αρχικό στάδιο, εξετάζεται η περίπτωση που δεν διατίθεται έλεγχος αδρανειακής απόκρισης στη διάταξη ελέγχου συχνότητας. Η συμπεριφορά του συστήματος μελετήθηκε για διαφορετικές τιμές στατισμού, μέσα στο φάσμα 2 – 12% που προτείνεται από τον κώδικα ENTSO-E.

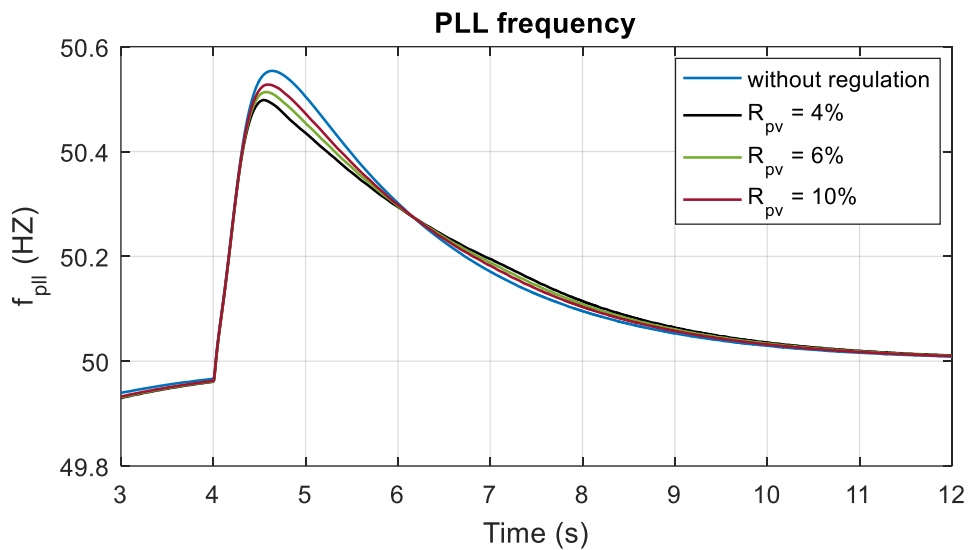
Η ελάττωση του στατισμού, έχει ως αποτέλεσμα τη βελτιστοποίηση της υποστηρικτικής ικανότητας του σταθμού, καθώς η μεταβολή της ενεργού ισχύος εξόδου του ΦΒ παρουσιάζεται εντονότερη (Σχήμα 5.22) και κατά συνέπεια η υπερύψωση της συχνότητας περιορίζεται (Σχήμα 5.19). Παρόλα αυτά, από το Σχήμα 5.20 παρατηρείται πως το $ROCOF$ του συστήματος δεν εμφανίζει κάποια σημαντική μεταβολή, αφού η μορφή της καμπύλης της συχνότητας είναι ίδια για όλες τις τιμές στατισμού του πάρκου.

Από το Σχήμα 5.21 είναι εμφανής η συσχέτιση των μεγεθών D και V_{pv} . Η μεταβολή της τάσεως του σταθμού προκύπτει από τη μεταβολή του duty cycle, καθώς το ΦΒ εξαναγκάζεται σε επιπλέον περιορισμό της παραγωγής ισχύος, οδηγώντας το σημείο λειτουργίας του ακόμη πιο δεξιά στην καμπύλη $P - V$. Σε όλες τις περιπτώσεις η μείωση της ισχύος εξόδου γίνεται με ομαλό τρόπο, χωρίς να δημιουργείται κάποια αστάθεια στο σύστημα.

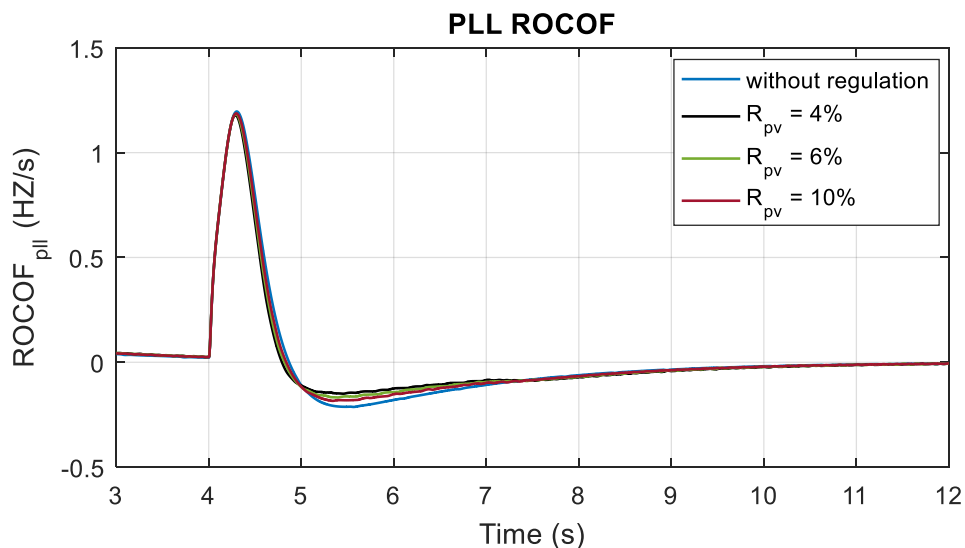
Στο Σχήμα 5.23 απεικονίζεται η συμπεριφορά της ντιζελογεννήτριας του μικροδικτύου. Όταν το σύστημα δεν διαθέτει έλεγχο συχνότητας (μπλε γραμμή), η μείωση της ισχύος αντιστοιχεί στη μεταβολή του φορτίου. Αντίθετα, η ελάττωση της παραγωγής του ΦΒ σταθμού, ως αποτέλεσμα της συμμετοχής του σταθμού τον έλεγχο συχνότητας, προκαλεί αύξηση της

ισχύος της συμβατικής γεννήτριας για μερικά δευτερόλεπτα, λόγω διατήρησης του ισοζυγίου ισχύος.

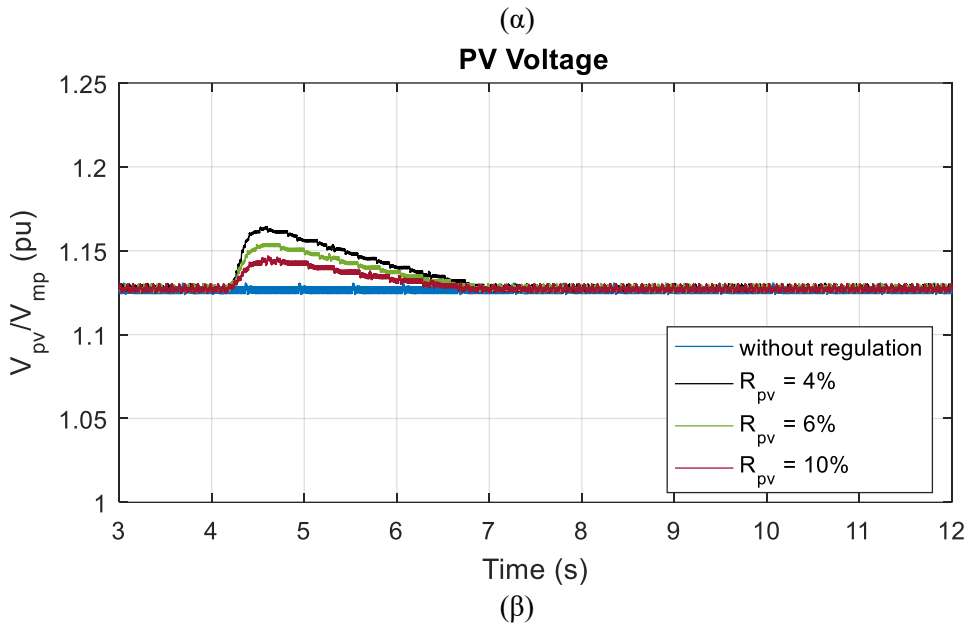
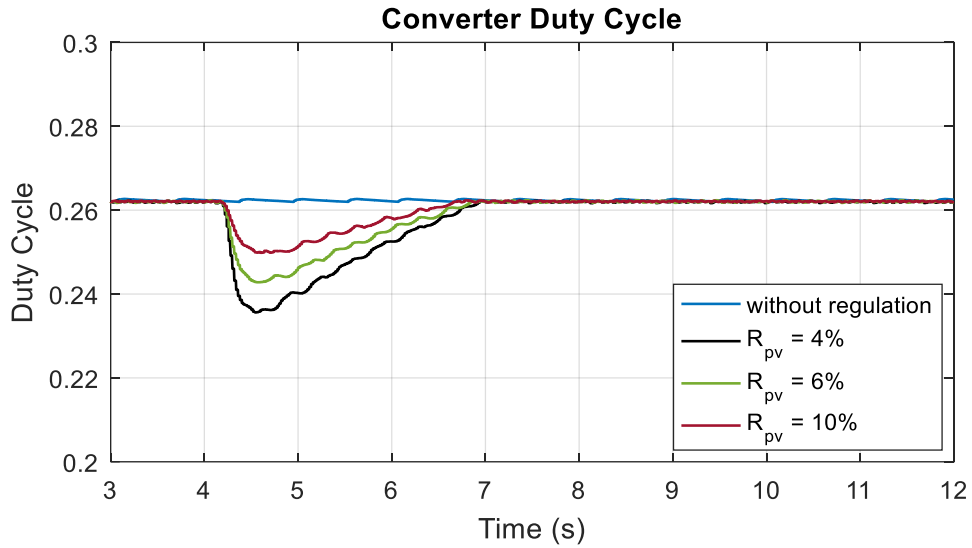
Αξίζει να σημειωθεί πως η ύπαρξη στατισμού στο σταθμού δε συμβάλλει στην ελάττωση της μέγιστης απόκλισης της μέγιστης απόκλισης τάσεως v_d από την ονομαστική τιμή της, αμέσως μετά την διαπίστωση του σφάλματος, όπως αποτυπώνεται στο Σχήμα 5.24. Η μεταβολή της τιμής της, έχει ως αποτέλεσμα την μεγαλύτερη κλίση της καμπύλης έπειτα από την μέγιστη υπερύψωση, χωρίς όμως αυτό να οδηγεί στην ταχύτερη σταθεροποίηση της, μετά την αποκοπή του φορτίου.



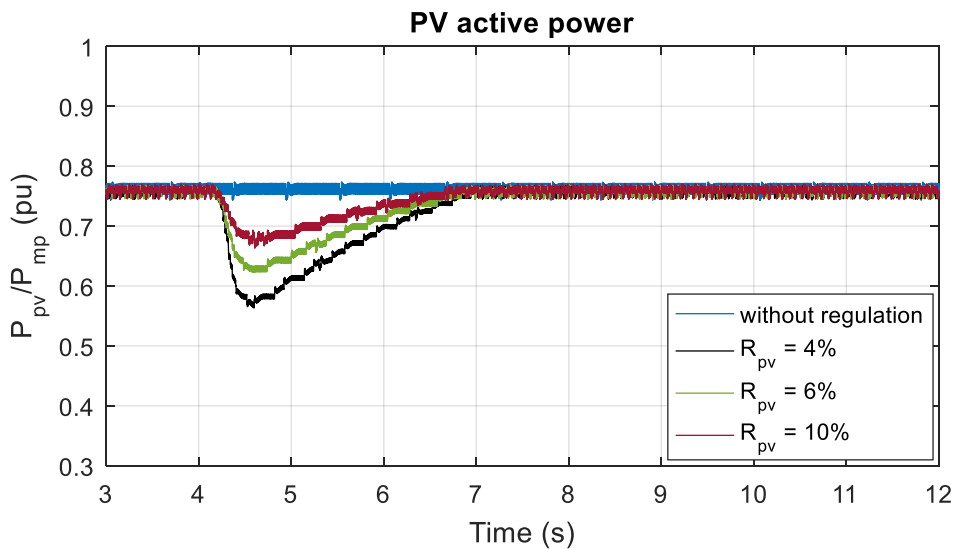
Σχήμα 5.19: Η συχνότητα του PLL



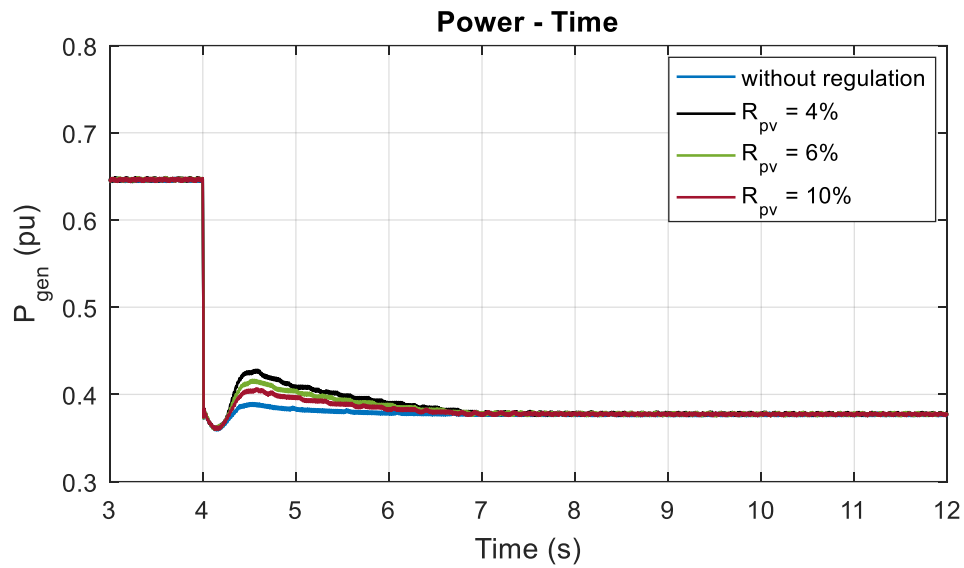
Σχήμα 5.20: ROCOF του PLL



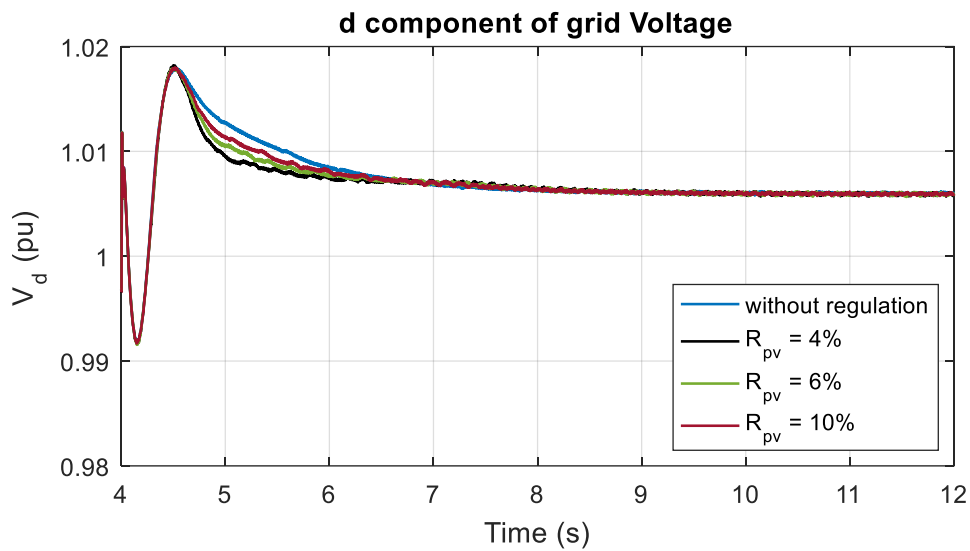
Σχήμα 5.21: (α) Converter duty cycle και (β) τάση ΦΒ πεδίου



Σχήμα 5.22: Ισχύς εξόδου του ΦΒ σταθμού



Σχήμα 5.23: Ενεργός ισχύς εξόδου συμβατικής γεννήτριας δικτύου



Σχήμα 5.24: Η τάση εξόδου θετικής ακολουθίας του DSOGI-PLL έπειτα από την αποκοπή του φορτίου

Πίνακας 5.3: Μέγιστες μεταβολές συχνότητας, *ROCOF* και ισχύος του ΦΒ για διαφορετικές τιμές στατισμού του πάρκου

| | Without regulation | R = 4% | R = 6% | R = 10% |
|--------------------------|--------------------|--------|--------|---------|
| f_{max} (Hz) | 50.554 | 50.498 | 50.513 | 50.528 |
| $T_{f,max}$ (s) | 4.64 | 4.54 | 4.57 | 4.59 |
| $ROCOF_{max}$ (Hz/s) | 1.196 | 1.179 | 1.184 | 1.187 |
| $T_{ROCOF,max}$ (s) | 4.30 | 4.29 | 4.29 | 4.30 |
| $P_{pv,min}/P_{mp}$ (pu) | 0.76 | 0.57 | 0.63 | 0.67 |

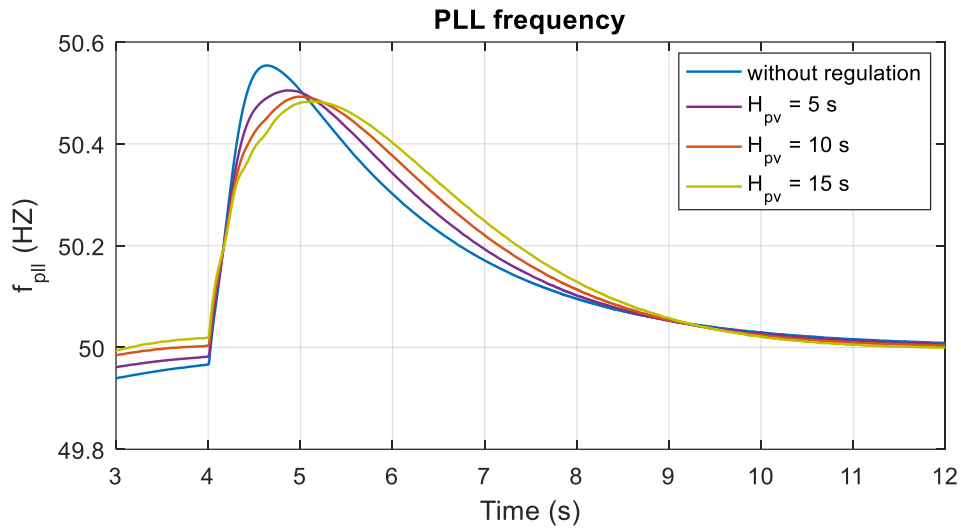
5.5.1.2 Αδρανειακή απόκριση ΦΒ πάρκου

Στη συνέχεια, μελετάται η περίπτωση όπου η ΦΒ γεννήτρια διαθέτει αδρανειακή απόκριση, χωρίς τη δυνατότητα ελέγχου στατισμού, έτσι ώστε να υποστηρίξει το δίκτυο έπειτα από την απότομη ελάττωση του συνδεδεμένου φορτίου.

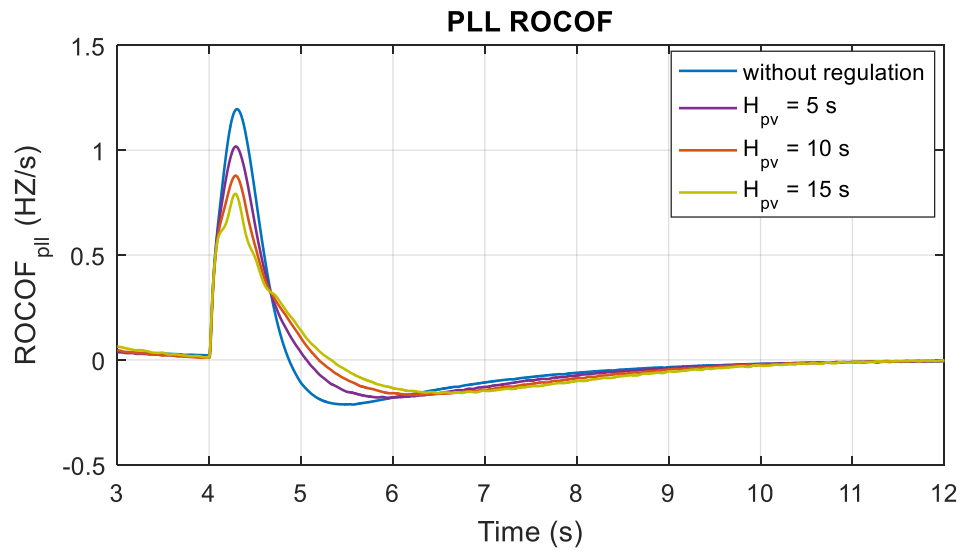
Η αύξηση της σταθεράς αδράνειας του ΦΒ συνεπάγεται τη μείωση της μέγιστης συχνότητας, όπως καταγράφεται στο Σχήμα 5.25. Ταυτόχρονα παρατηρείται διαφοροποίηση στη μορφή της καμπύλης της συχνότητάς, αφού η τιμή f_{max} εμφανίζεται με μια μικρή καθυστέρηση, αποτέλεσμα της μειωμένης απόλυτης τιμής του συντελεστή *ROCOF* (Σχήμα 5.26). Ο μειωμένος ρυθμός πτώσης της συχνότητας του συστήματος είναι αποτέλεσμα της αύξησης της συνολικής αδράνειας του συστήματος με την εισαγωγή αδρανειακής απόκρισης στις ΦΒ γεννήτρια [52]. Επιπλέον, η επαναφορά της συχνότητας στην ονομαστική της τιμή είναι ταχύτερη για μεγαλύτερο συντελεστή H_{pv} , γεγονός που επαληθεύει τη θεωρία της αυξημένης αδράνειας του δικτύου, που αναπτύχθηκε στο κεφάλαιο 4.

Όσο η σταθερά H_{pv} αυξάνεται, ο απαιτούμενος περιορισμός της ισχύος εξόδου γίνεται μεγαλύτερος, δηλαδή η συμβολή του ΦΒ στην υποστήριξη του δικτύου καθίσταται πιο δραστική. Όμως οι ταλαντώσεις του duty cycle, που παρατηρούνται στις απεικονίσεις της τάσεως και της ισχύος του ΦΒ για $H_{pv} = 15$ s, αποτελούν ένδειξη αστάθειας του συστήματος ελέγχου του μετατροπέα. Επιπρόσθετη αύξηση του συντελεστή αδράνειας συνεπάγεται επιδείνωση αυτών των διαταραχών. Συνεπώς, για την επιλογή του H_{pv} πρέπει να ληφθεί υπόψη τόσο η ενεργός συμμετοχή του ΦΒ σταθμού στον έλεγχο της συχνότητας, όσο και η διατήρηση της ομαλής λειτουργίας του δικτύου στο σύνολο του.

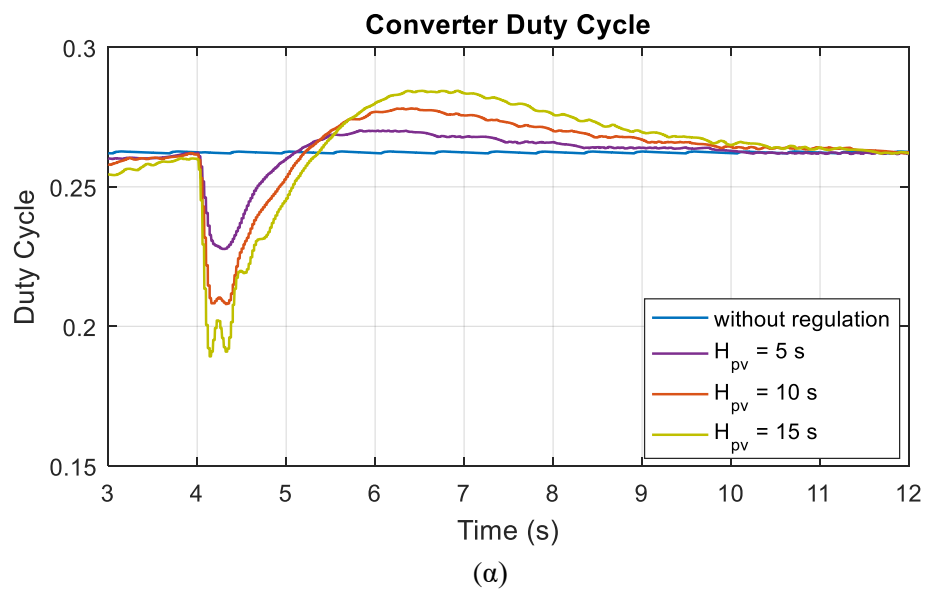
Τέλος, παρατηρείται από το Σχήμα 5.30, ότι η παρουσία ελέγχου αδρανειακής απόκρισης της ΦΒ γεννήτριας βοηθά στη μείωση της μέγιστης υπερύψωσης της θετικής συνιστώσας της τάσεως. Ταυτόχρονα όμως, προκαλείται εμφανής καθυστέρηση και ταλαντώσεις μεγαλύτερης εντάσεως έως ότου σταθεροποιηθεί η τάση του δικτύου.



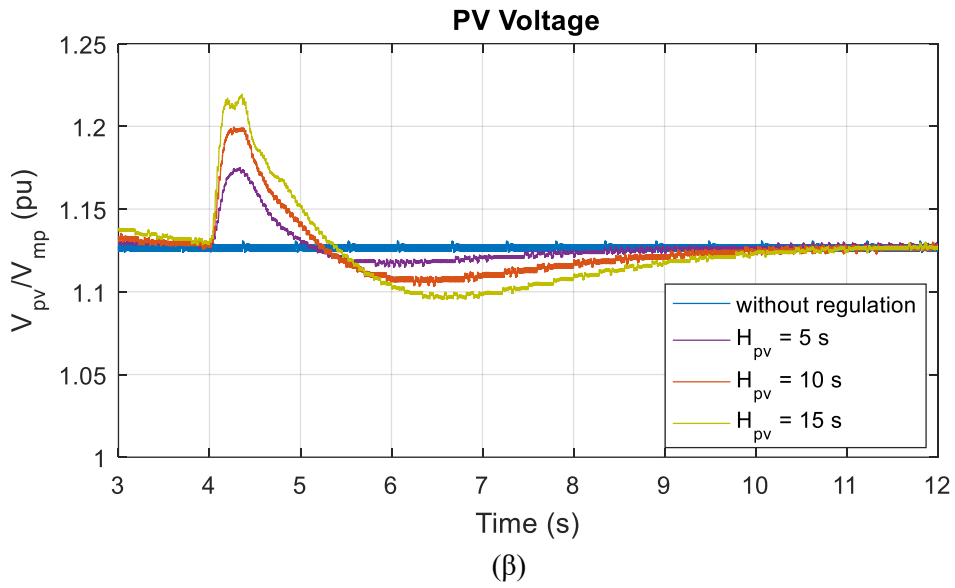
Σχήμα 5.25: Η συχνότητα του PLL



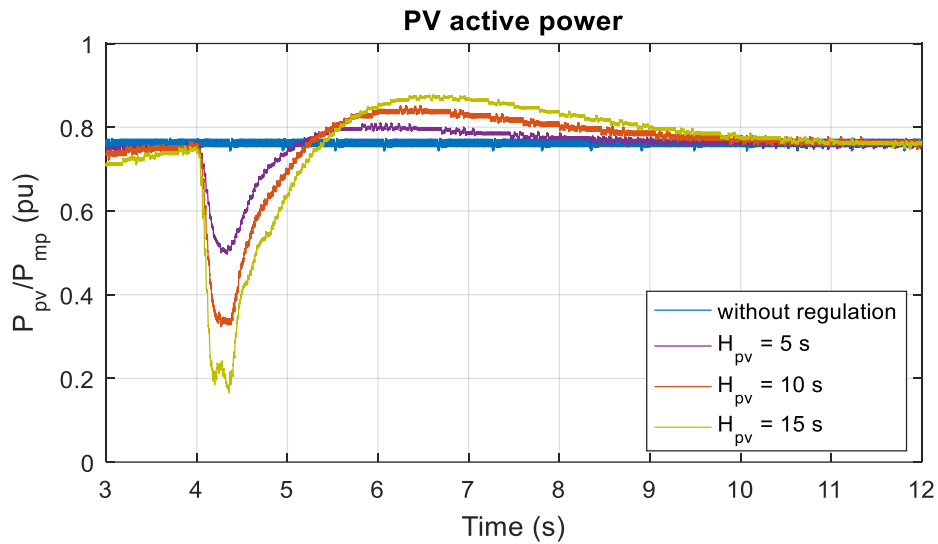
Σχήμα 5.26: ROCOF του PLL



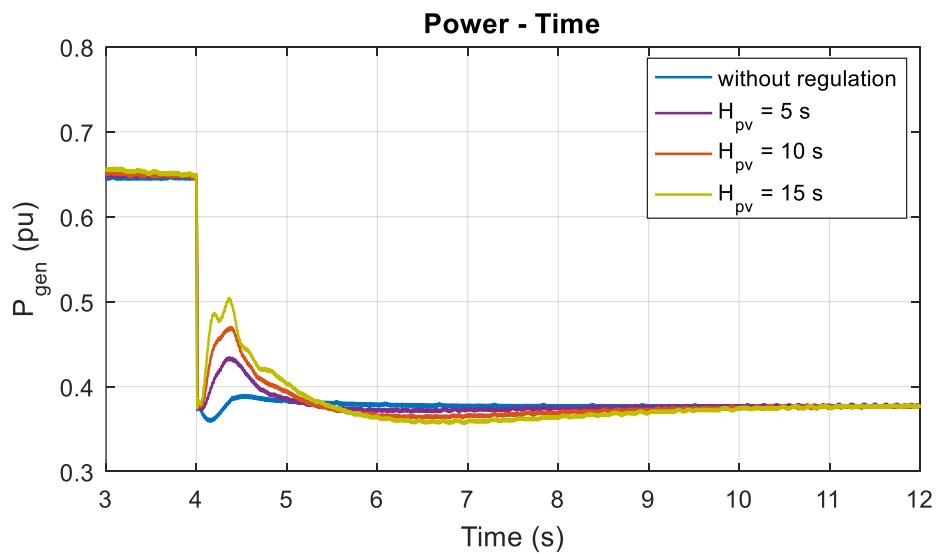
(α)



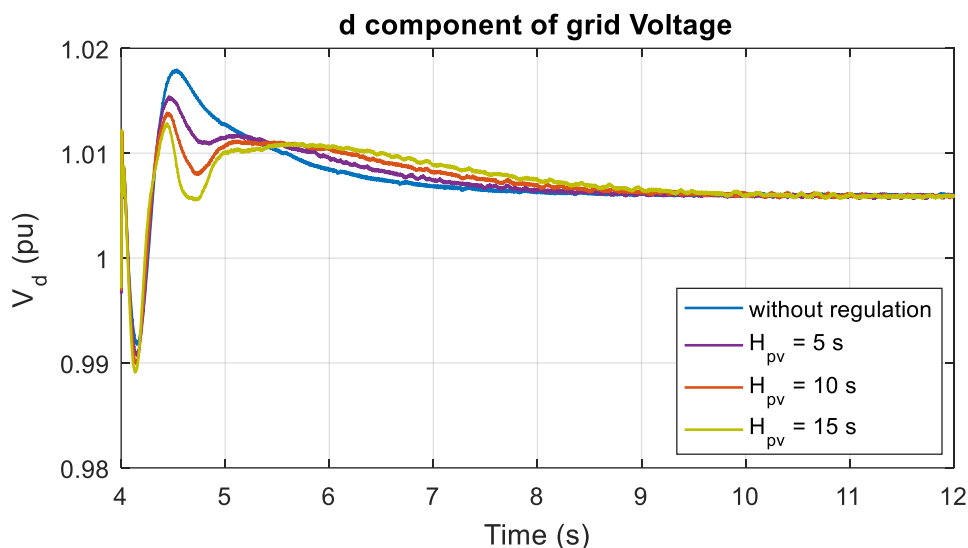
Σχήμα 5.27: (α) Converter duty cycle και (β) τάση ΦΒ πεδίου



Σχήμα 5.28: Ισχύς εξόδου του ΦΒ σταθμού



Σχήμα 5.29: Ενεργός ισχύς εξόδου συμβατικής γεννήτριας δικτύου



Σχήμα 5.30: Η τάση εξόδου θετικής ακολουθίας του DSOGI-PLL έπειτα από την αποκοπή του φορτίου

Πίνακας 5.4: Μέγιστες μεταβολές συχνότητας, $ROCOF$ και ισχύος του ΦΒ για διαφορετικές τιμές αδρανειακής απόκρισης του πάρκου

| | Without regulation | H = 5s | H = 10s | H = 15s |
|--------------------------|--------------------|--------|---------|---------|
| f_{max} (Hz) | 50.554 | 50.505 | 50.493 | 50.483 |
| $T_{f,max}$ (s) | 4.64 | 4.86 | 4.99 | 5.15 |
| $ROCOF_{max}$ (Hz/s) | 1.196 | 1.018 | 0.879 | 0.792 |
| $T_{ROCOF,max}$ (s) | 4.30 | 4.29 | 4.29 | 4.28 |
| $P_{pv,min}/P_{mp}$ (pu) | 0.76 | 0.5 | 0.33 | 0.17 |

5.5.1.3 Συνδυαστικός έλεγχος ΦΒ πάρκου

Για τη δοκιμή συνδυαστικού ελέγχου επιλέχθηκε μικρή τιμή στατισμού, $R_{pv} = 4\%$ και συντελεστής αδρανειακής απόκρισης $H_{pv} = 10\text{ s}$, έτσι ώστε να επιτευχθεί η βέλτιστη συμμετοχή του ΦΒ σταθμού, αποφεύγοντας την πρόκληση διαταραχών της ευστάθειας του συστήματος.

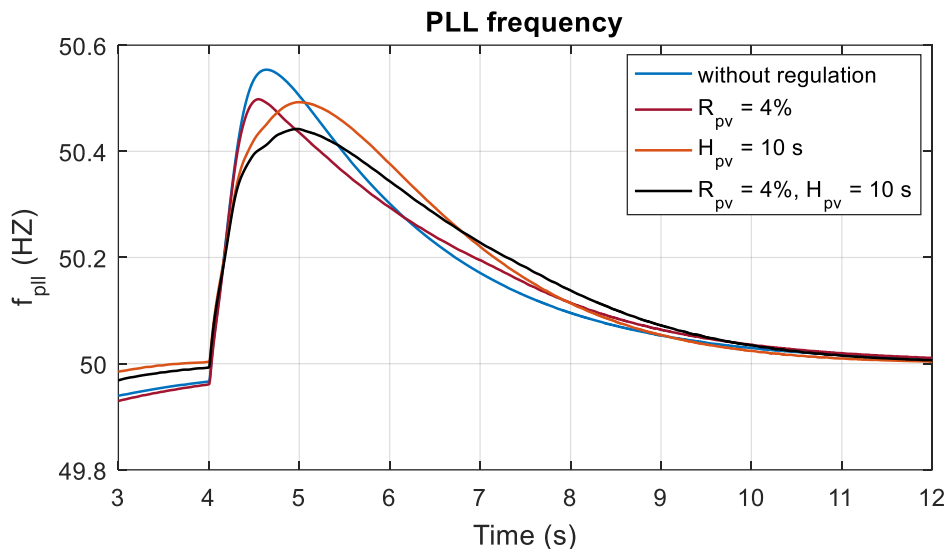
Από την απεικόνιση της συχνότητας (Σχήμα 5.31) και του $ROCOF$ (Σχήμα 5.32) παρατηρείται πως η εφαρμογή συνδυαστικού ελέγχου έχει ως αποτέλεσμα τον πιο ικανοποιητικό περιορισμό της μέγιστης συχνότητας από όλες τις εξεταζόμενες στρατηγικές ελέγχου. Επιπλέον, είναι εμφανές ότι η συνεισφορά του ελέγχου αδράνειας στον έλεγχο της συχνότητας είναι εμφανώς μεγαλύτερη από αυτή του στατισμού.

Στην περίπτωση ελέγχου αδράνειας ή συνδυαστικού ελέγχου, η εγχεόμενη στο δίκτυο ισχύς μειώνεται με σημαντικά ταχύ ρυθμό, φτάνοντας στην ελάχιστη τιμή της σε πολύ μικρό χρονικό διάστημα από την αποκοπή του φορτίου, όπως απεικονίζεται στο Σχήμα 5.34. Επιπροσθέτως, η σταθεροποίηση του duty cycle του μετατροπέα (Σχήμα 5.33 (α)), κατά συνέπεια της τάσης

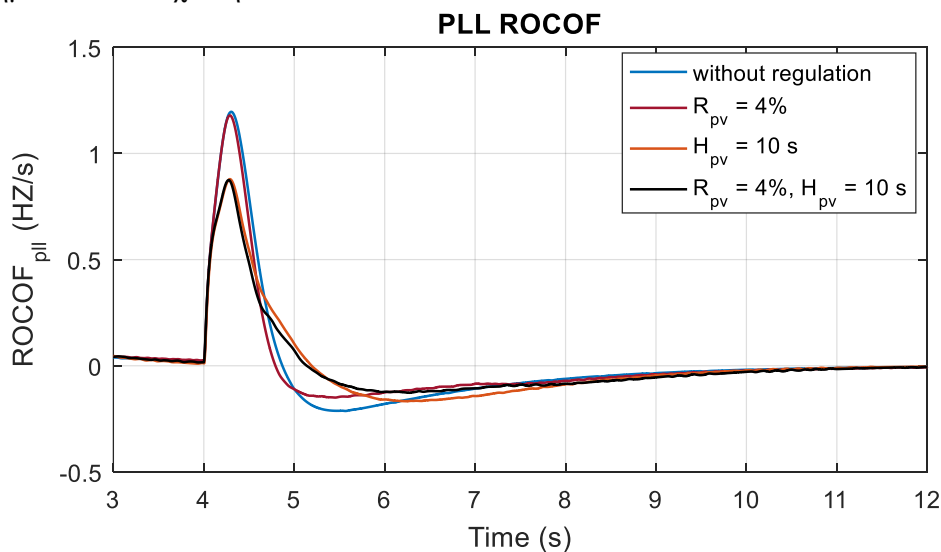
και της ισχύος εξόδου της ΦΒ γεννήτριας στις ονομαστικές τιμές τους, πραγματοποιείται ταχύτερα στην περίπτωση που το σύστημα δεν διαθέτει αδρανειακή απόκριση (~ 4 s), γεγονός που οφείλεται αποκλειστικά παρατεταμένο διάστημα που χρειάζεται για το μηδενισμό του *ROCOF*.

Η καμπύλη της παραγόμενης ενεργού ισχύος από τη συμβατική γεννήτρια, η οποία παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.35, ακολουθεί τη διατήρηση του ισοζυγίου ισχύος στο δίκτυο, λαμβάνοντας υπόψη της μεταβολές της ΦΒ ισχύος. Στο Σχήμα 5.36 φαίνεται πως η μορφή και η τιμή της καμπύλη της θετικής συνιστώσας της τάσεως του δικτύου επηρεάζεται περισσότερο από το σύστημα ελέγχου αδρανειακής απόκρισης που έχει στη διάθεση του ο σταθμός.

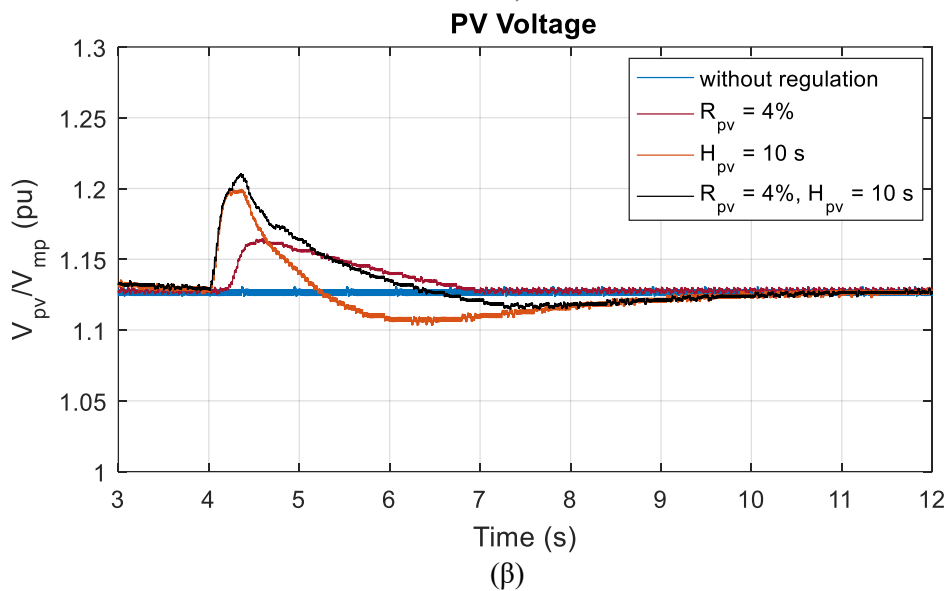
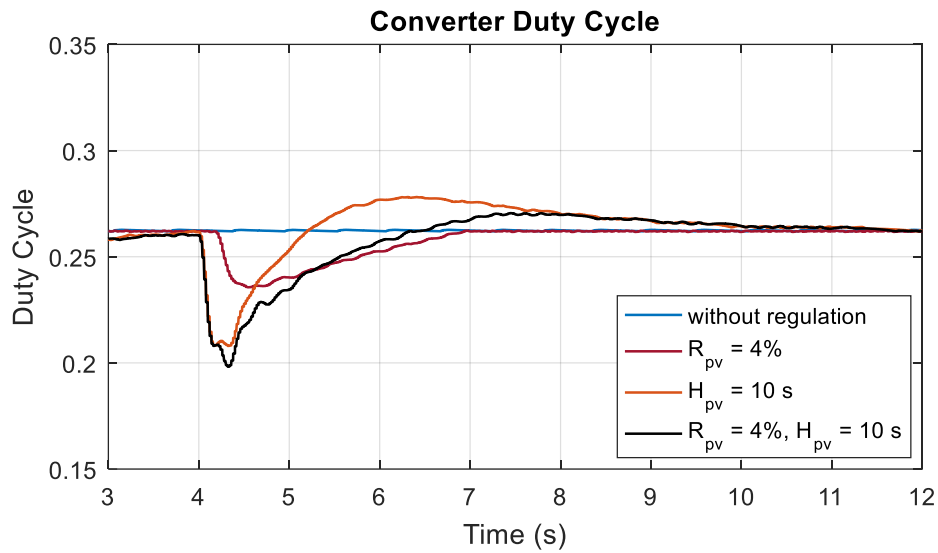
Στον Πίνακα 5.5 παρατίθενται οι τιμές κάποιων κρίσιμων μεγεθών, ξεχωριστά για τις τέσσερις δοκιμές που έγιναν: χωρίς υποστήριξη του δικτύου, έλεγχο στατισμού, έλεγχο αδρανειακής απόκρισης και συνδυαστικό έλεγχο.



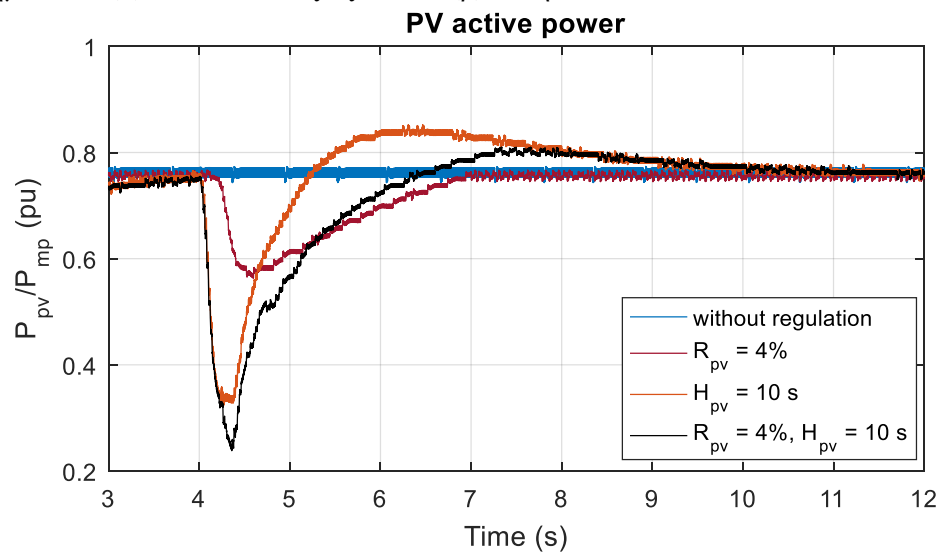
Σχήμα 5.31: Η συχνότητα του PLL



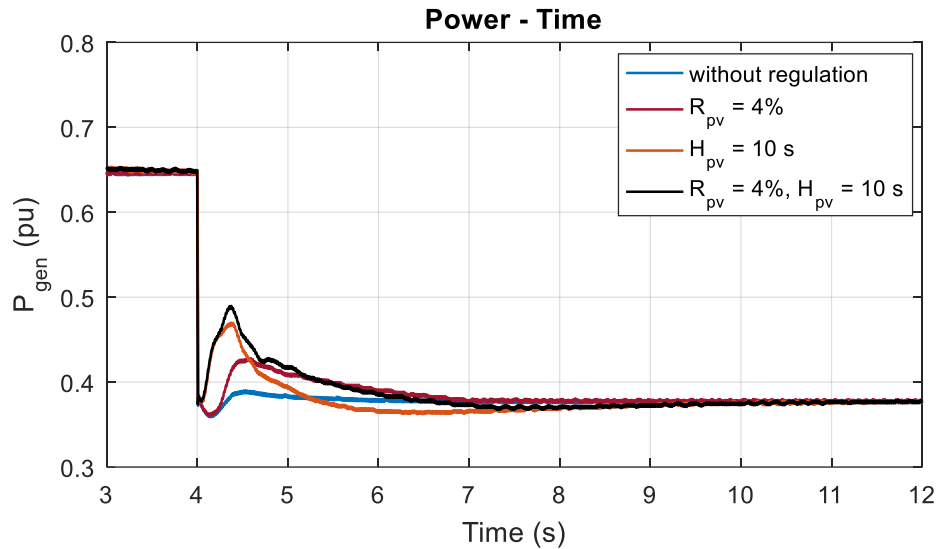
Σχήμα 5.32: ROCOF του PLL



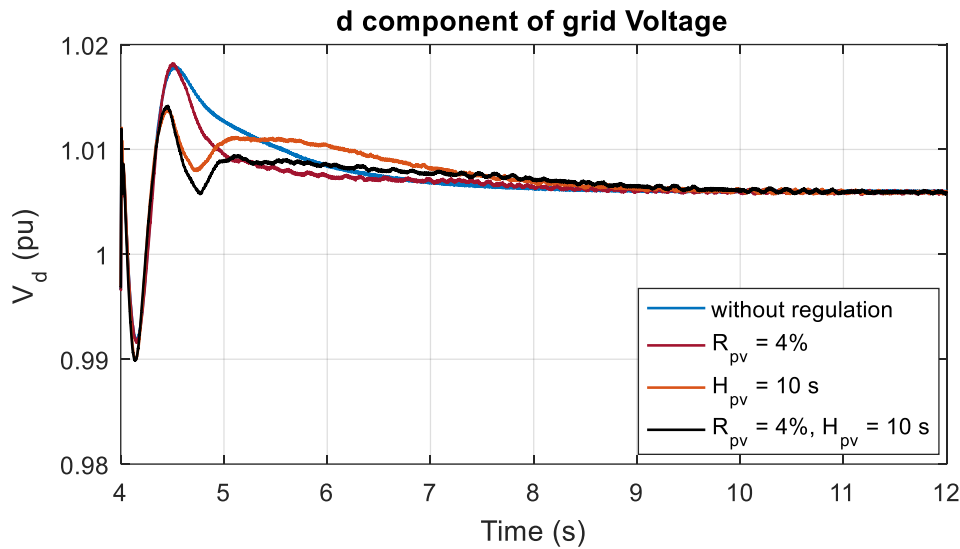
Σχήμα 5.33: (α) Converter duty cycle και (β) τάση ΦΒ πεδίου



Σχήμα 5.34: Ισχύς εξόδου του ΦΒ σταθμού



Σχήμα 5.35: Ενεργός ισχύς εξόδου συμβατικής γεννήτριας δικτύου



Σχήμα 5.36: Η τάση εξόδου θετικής ακολουθίας του DSOGI-PLL έπειτα από την αποκοπή του φορτίου

Πίνακας 5.5: Μέγιστες μεταβολές συχνότητας, *ROCOF* και ισχύος του ΦΒ για διαφορετικές στρατηγικές ελέγχου του πάρκου

| | Without regulation | R = 4% | H = 10s | R = 4% – H = 10s |
|--------------------------|--------------------|--------|---------|------------------|
| f_{max} (Hz) | 50.554 | 50.498 | 50.493 | 50.442 |
| $T_{f,max}$ (s) | 4.64 | 4.54 | 4.99 | 4.7 |
| $ROCOF_{max}$ (Hz/s) | 1.196 | 1.179 | 0.879 | 0.875 |
| $T_{ROCOF,max}$ (s) | 4.30 | 4.29 | 4.29 | 4.28 |
| $P_{pv,min}/P_{mp}$ (pu) | 0.76 | 0.57 | 0.32 | 0.24 |

5.5.2 Απόκριση συστήματος ελέγχου σε περίπτωση υπερσυχνότητας με μεταβλητά ποσοστά διείσδυσης ΦΒ παραγωγής

Έπειτα, εξετάστηκε η επιρροή του βαθμού διείσδυσης της ΦΒ παραγωγής στην απόκριση του συστήματος, σε ενδεχόμενο υπερσυχνότητας. Και στις τρεις περιπτώσεις η θερμοκρασία παραμένει σταθερή και ίση με $T = 25^{\circ}C$, ενώ το ποσοστό διείσδυσης αλλάζει καθώς η ακτινοβολία παίρνει διαφορετικές τιμές. Η μείωση της ακτινοβολίας έχει ως αποτέλεσμα την ελάττωση της μέγιστης παραγόμενης από το ΦΒ, ενεργού ισχύος και άρα του ποσοστού διείσδυσης μέσω της σχέσης:

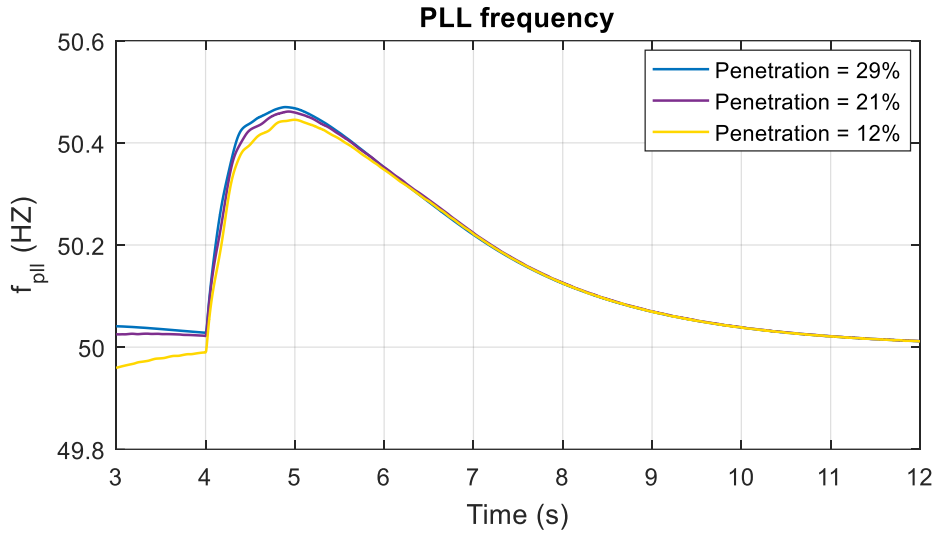
$$Penetration = \frac{PV \text{ generated power}}{Total \text{ consumption}} \quad (5.1)$$

Σύμφωνα με αυτά, διακρίνονται οι εξής περιπτώσεις, για τις οποίες πραγματοποιήθηκαν δοκιμές:

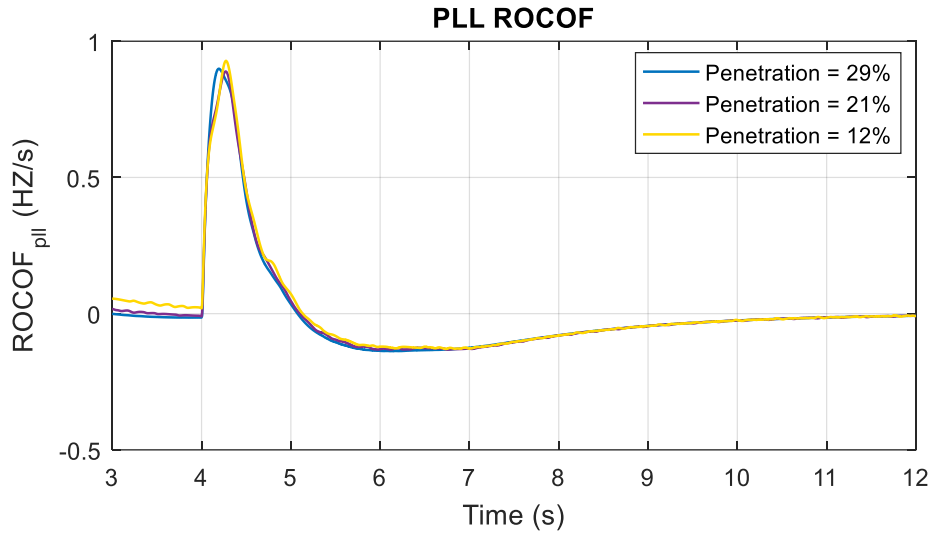
- Ακτινοβολία $G = 1000 \text{ W/m}^2$ αντιστοιχεί σε $P_{mpp} = 500 \text{ kW}$ και ποσοστό διείσδυσης 29%
- Ακτινοβολία $G = 700 \text{ W/m}^2$ αντιστοιχεί σε $P_{mpp} = 355.65 \text{ kW}$ και ποσοστό διείσδυσης 21%
- Ακτινοβολία $G = 400 \text{ W/m}^2$ αντιστοιχεί σε $P_{mpp} = 204.65 \text{ kW}$ και ποσοστό διείσδυσης 12%

Η μειωμένη διείσδυση της ΦΒ παραγωγής οδηγεί σε καλύτερη δυναμική συμπεριφορά του δικτύου. Η μέγιστη υπερύψωση της συχνότητας περιορίζεται, ενώ η εμφάνιση της γίνεται σε μεγαλύτερο χρόνο, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.37 και στα δεδομένα του Πίνακα 5.6. Επιπλέον παρατηρείται από το Σχήμα 5.38, πως η κλίση της καμπύλης της συχνότητας είναι μεγαλύτερη για ποσοστό διείσδυσης 12%. Παρόλα αυτά δεν εμφανίζονται διαφοροποιήσεις όσον αφορά στο χρόνο επαναφοράς του δικτύου στις νέες συνθήκες λειτουργίας.

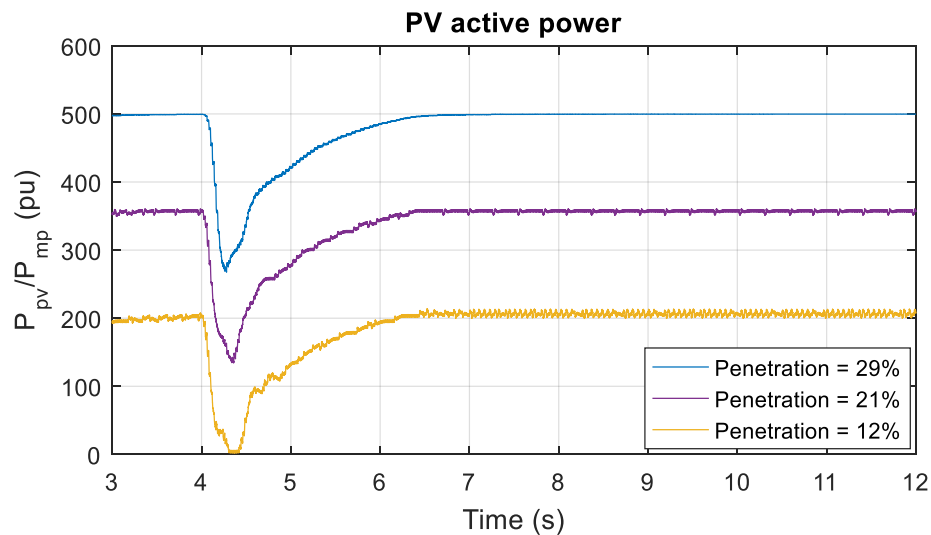
Η ποσοστιαία ελάττωση της ΦΒ παραγωγής αυξάνεται όσο αυξάνεται και το ποσοστό διείσδυσης (Σχήμα 5.39). Το γεγονός αυτό είναι αναμενόμενο αφού, βάσει της σχέσης (4.5), η απόκριση του συστήματος ελέγχου του τρανζίστορ MOSFET βασίζεται στην ονομαστική παραγωγή του ΦΒ και όχι στη μέγιστη στιγμιαία παραγόμενη ισχύ του.



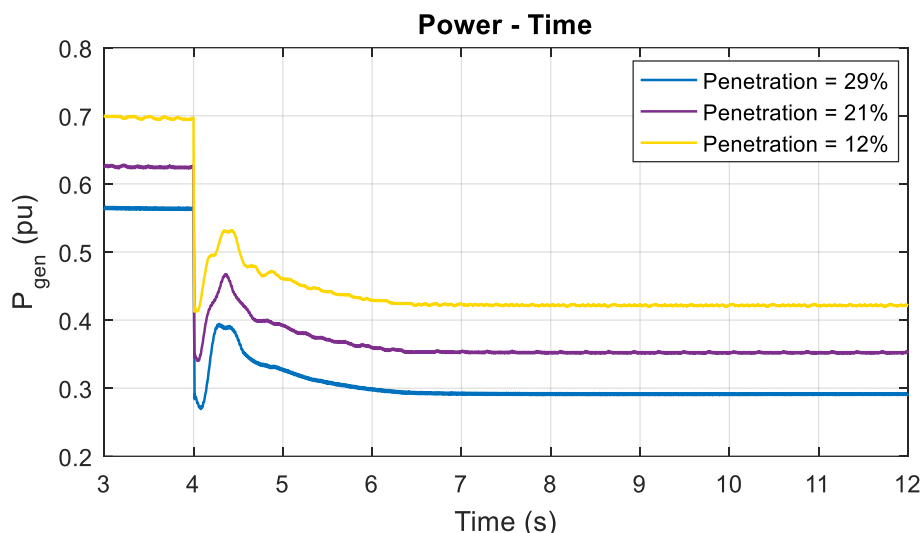
Σχήμα 5.37: Η συχνότητα του PLL



Σχήμα 5.38: ROCOF του PLL



Σχήμα 5.39: Εξερχόμενη από το ΦΒ σταθμό ενεργός ισχύς



Σχήμα 5.40: Ενεργός ισχύς εξόδου συμβατικής γεννήτριας δικτύου

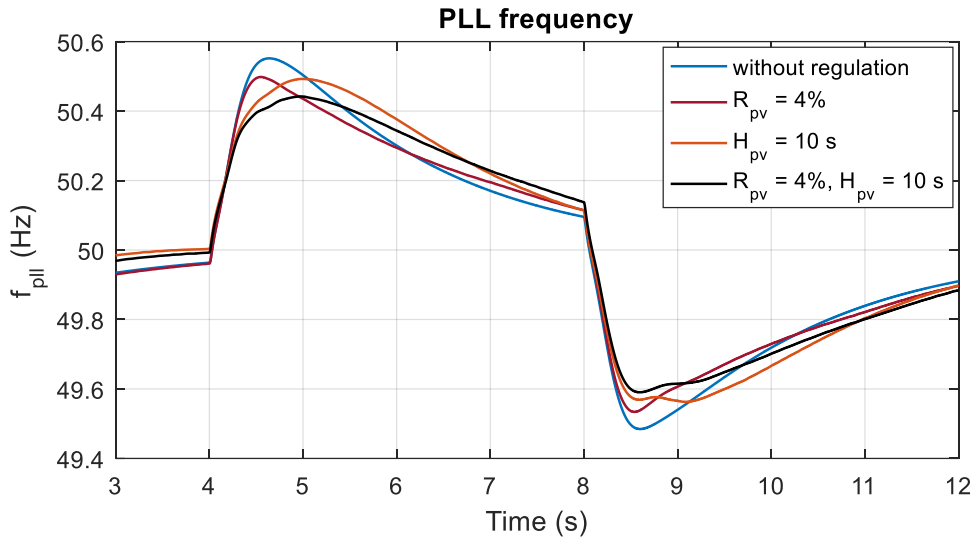
Πίνακας 5.6: Μέγιστες μεταβολές συχνότητας, $ROCOF$ και ισχύος του ΦΒ για διαφορετικά ποσοστά διείσδυσης της εγκατάστασης

| | Penetration = 12% | Penetration = 21% | Penetration = 29% |
|--------------------------|----------------------|----------------------|----------------------|
| f_{max} (Hz) | 50.445 | 50.461 | 50.470 |
| $T_{f,max}$ (s) | 5.00 | 4.93 | 4.90 |
| $ROCOF_{max}$ (Hz/s) | 0.928 | 0.889 | 0.899 |
| $T_{ROCOF,max}$ (s) | 4.27 | 4.27 | 4.20 |
| $P_{pv,min}/P_{mp}$ (kW) | 0 | 135 | 268 |

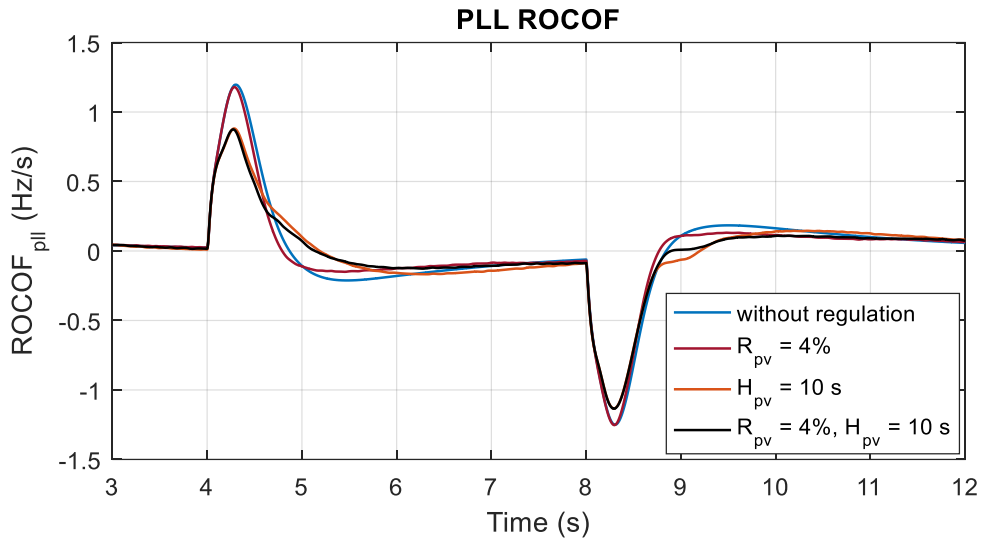
5.5.3 Απόκριση συστήματος ελέγχου σε περίπτωση υποσυχνότητας και υπερσυχνότητας

Για τη μελέτη του συνολικού συστήματος ελέγχου της συχνότητας, δηλαδή τόσο σε περιπτώσεις υποσυχνότητας όσο και υπερσυχνότητας, εξετάστηκε το ενδεχόμενο αποκοπής και επανασύνδεσης του 35 % του αρχικού διασυνδεδεμένου φορτίου. Η επαναφορά του φορτίου γίνεται πριν το σύστημα σταθεροποιηθεί στην νέα κατάσταση λειτουργίας του. Οι συνθήκες λειτουργίας της ΦΒ γεννήτριας παραμένουν ίδιες ($G = 800 \text{ W/m}^2$ και $T = 25^\circ \text{C}$), καθώς μελετώνται όλες οι διαφορετικές στρατηγικές ελέγχου που αναπτύχθηκαν σε προηγούμενες παραγράφους, για σταθερό ποσοστό εφεδρείας $r = 25\%$.

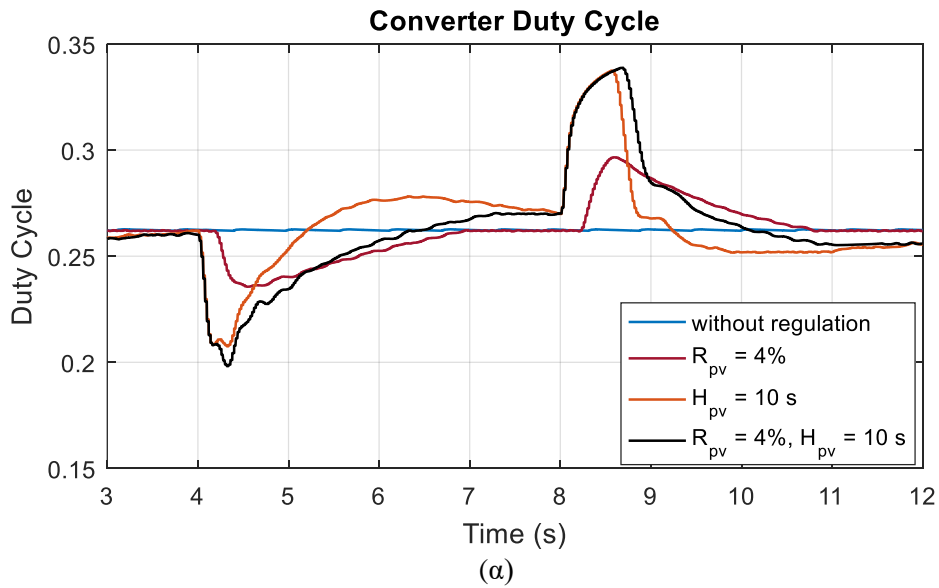
Όπως παρατηρείται από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης που παρατίθενται στη συνέχεια, το ΦΒ αποκρίνεται ικανοποιητικά και σε περιπτώσεις εμφάνισης υποσυχνότητας στο δίκτυο. Και σε αυτή την περίπτωση, η συμβολή της αδρανειακής απόκρισης στην έλεγχο της συχνότητας είναι εμφανώς σημαντικότερη από αυτή του στατισμού. Στον Πίνακα 5.7 παρουσιάζονται οι μεταβολές συχνότητας, $ROCOF$ και ισχύος της ΦΒ εγκατάστασης, για την εκάστοτε στρατηγική ελέγχου.

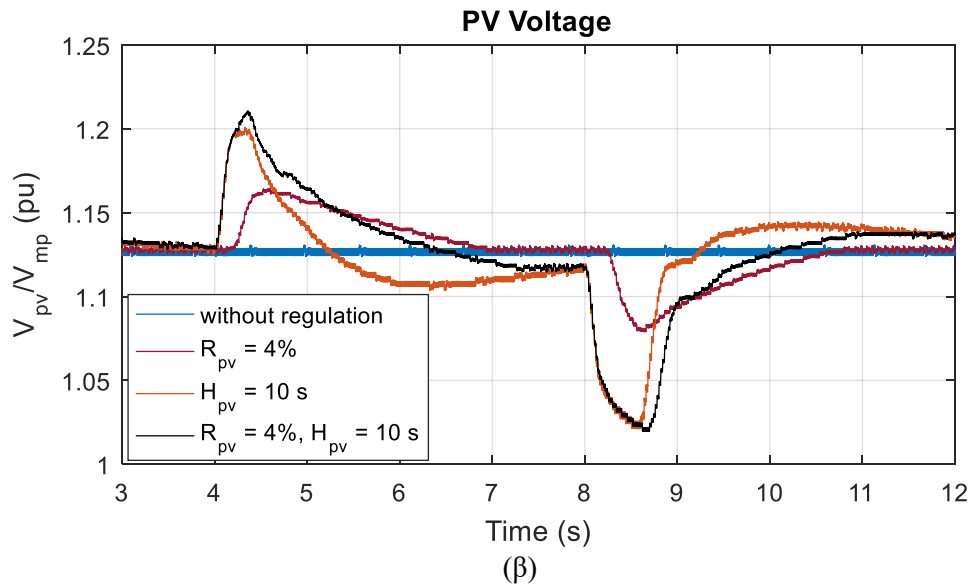


Σχήμα 5.41: Η συχνότητα του PLL

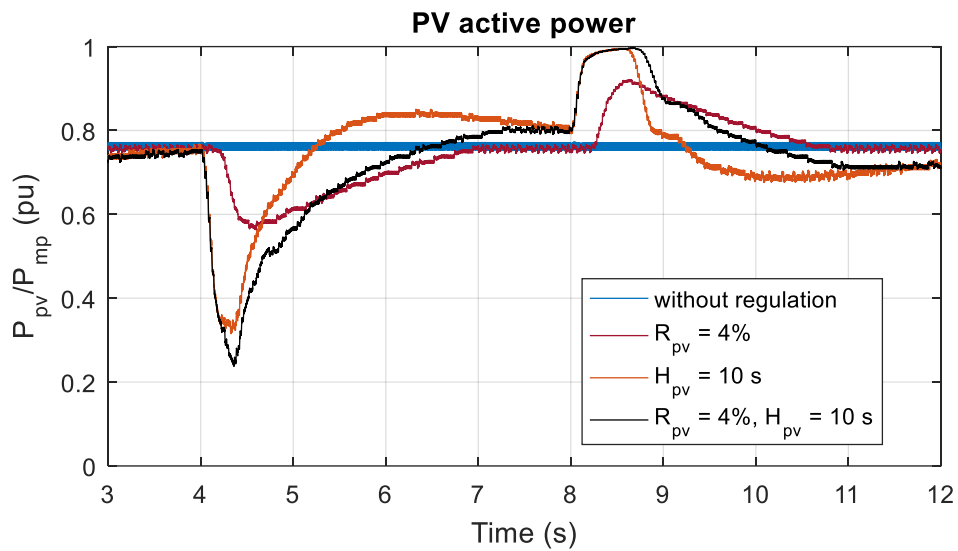


Σχήμα 5.42: ROCOF του PLL

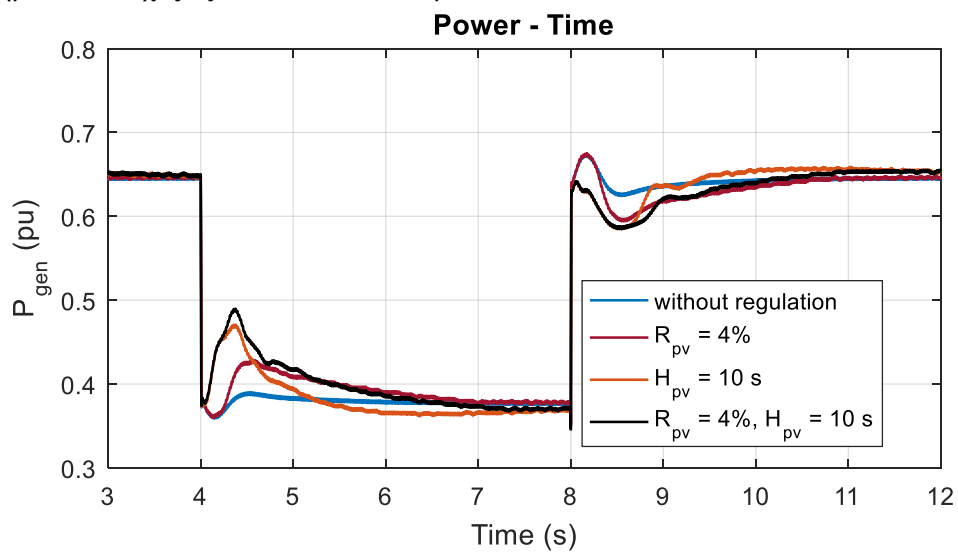




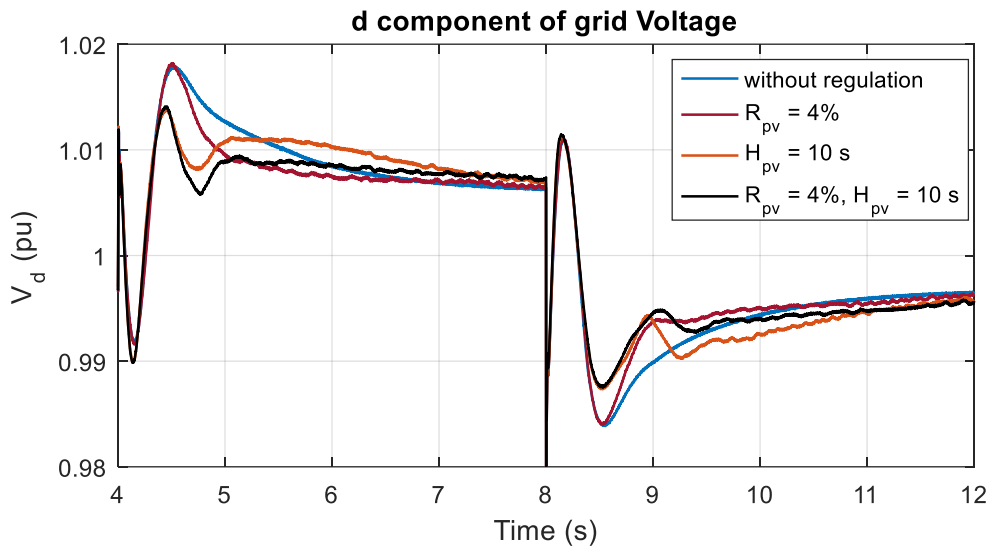
Σχήμα 5.43: (α) Converter duty cycle και (β) τάση ΦΒ πεδίου



Σχήμα 5.44: Ισχύς εξόδου του ΦΒ σταθμού



Σχήμα 5.45: Ενεργός ισχύς εξόδου συμβατικής γεννήτριας δικτύου



Σχήμα 5.46: Η τάση εξόδου θετικής ακολουθίας του DSOGI-PLL έπειτα από την αποκοπή του φορτίου

Πίνακας 5.7: Μέγιστες μεταβολές συχνότητας, $ROCOF$ και ισχύος του ΦΒ για διαφορετικές στρατηγικές ελέγχου του πάρκου

| | Without regulation | R = 4% | H = 10s | R = 4% – H = 10s |
|--------------------------|--------------------|--------|---------|------------------|
| f_{max} (Hz) | 50.554 | 50.498 | 50.493 | 50.442 |
| $T_{f,max}$ (s) | 4.64 | 4.54 | 4.99 | 4.7 |
| f_{min} (Hz) | 49.485 | 49.534 | 49.563 | 49.591 |
| $T_{f,min}$ (s) | 8.60 | 8.54 | 9.1 | 8.60 |
| $ROCOF_{max}$ (Hz/s) | 1.196 | 1.179 | 0.879 | 0.875 |
| $T_{ROCOF,max}$ (s) | 4.30 | 4.29 | 4.29 | 4.28 |
| $ROCOF_{min}$ (Hz/s) | -1.250 | -1.252 | -1.133 | -1.135 |
| $T_{ROCOF,min}$ (s) | 8.30 | 8.30 | 8.29 | 8.29 |
| $P_{pv,min}/P_{mp}$ (pu) | 0.76 | 0.57 | 0.32 | 0.24 |
| $P_{pv,min}/P_{mp}$ (pu) | 0.76 | 0.92 | 0.99 | 1.00 |

5.5.4 Απόκριση συστήματος ελέγχου σε περίπτωση υποσυχνότητας με μεταβλητά ποσοστά εφεδρείας

Μια ακόμη συνθήκη που επηρεάζει τη δυνατότητα συμβολής του ΦΒ στον έλεγχο συχνότητας του ΣΗΕ, είναι η τήρηση ορισμένου ποσοστού εφεδρείας στη μόνιμη κατάσταση. Για το λόγο αυτό πραγματοποιήθηκαν τέσσερις δοκιμές, σε κάθε μια από τις οποίες το πάρκο διατηρεί 0%, 10%, 25% και 40% ποσοστό εφεδρείας αντίστοιχα. Το σύστημα εξετάστηκε λειτουργώντας με συνδυαστικό έλεγχο συχνότητας, σε συνθήκες $G = 700 \text{ W/m}^2$ και $T = 25^\circ\text{C}$, όπου οι παράμετροι του MPP προσδιορίστηκαν: $P_{mp} = 355.65 \text{ kW}$, $V_{mp} = 465.83 \text{ V}$ και $I_{mp} = 763.5 \text{ A}$.

Όταν στο σύστημα εντοπίζεται υποσυχνότητα, το ΦΒ υποχρεώνεται να αυξήσει την παραγωγή ενεργού ισχύος. Στην περίπτωση που η ΦΒ γεννήτρια διατηρεί αυξημένο ποσοστό εφεδρείας, έχει τη δυνατότητα δραστικότερης μεταβολής της εξερχόμενης ισχύος της (έως και

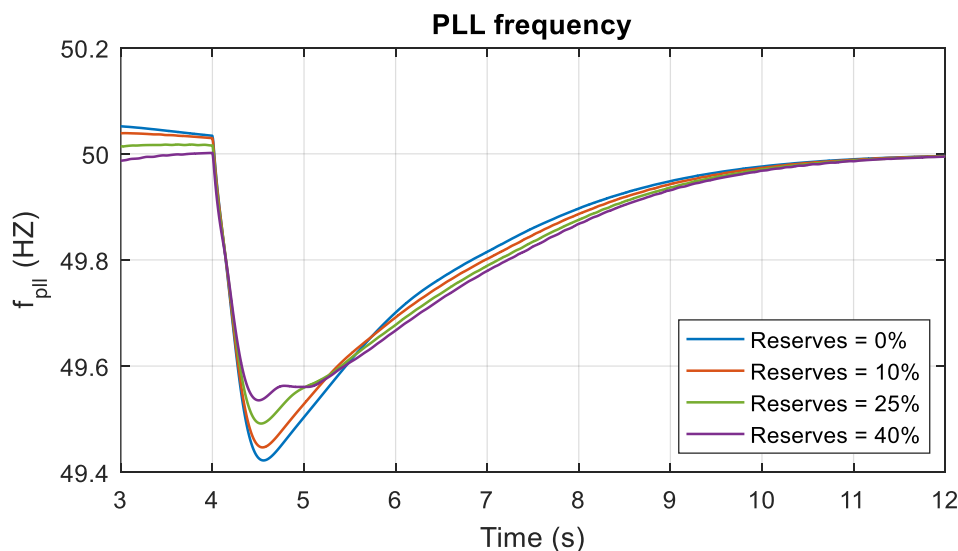
100%), ως αποτέλεσμα της απότομης αύξησης του duty cycle του τρανζίστορ του μετατροπέα της διάταξης μετά τον εντοπισμό του σφάλματος, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.50 και στο Σχήμα 5.49 (α) αντίστοιχα. Η απόκριση της συμβατικής γεννήτριας του δικτύου, διατηρώντας σταθερό το ισοζύγιο ισχύος στο εξεταζόμενο μικροδίκτυο, απεικονίζεται στο Σχήμα 5.51.

Η υψηλή τιμή της εντολής εφεδρείας οδηγεί στον περιορισμό της απόκλισης της συχνότητας του δικτύου από την ονομαστική τιμή της (Σχήμα 5.47). Αντίστοιχα, από το Σχήμα 5.48 παρατηρείται πως σημειώνεται σημαντική ποσοστιαία μείωση της απόλυτης τιμή του $ROCOF$. Ενδεικτικά αναφέρεται, ότι όταν το ποσοστό της τηρούμενης εφεδρείας από 0% μετατρέπεται σε 40%, η απόλυτη μεταβολή της συχνότητας από τα 50 Hz ελαττώνεται περίπου κατά $|\Delta f| = 20\%$, ενώ αντίστοιχη είναι και η μεταβολή της απόλυτης τιμής του $|ROCOF|$, όπως προκύπτει από τα δεδομένα του Πίνακα 5.8.

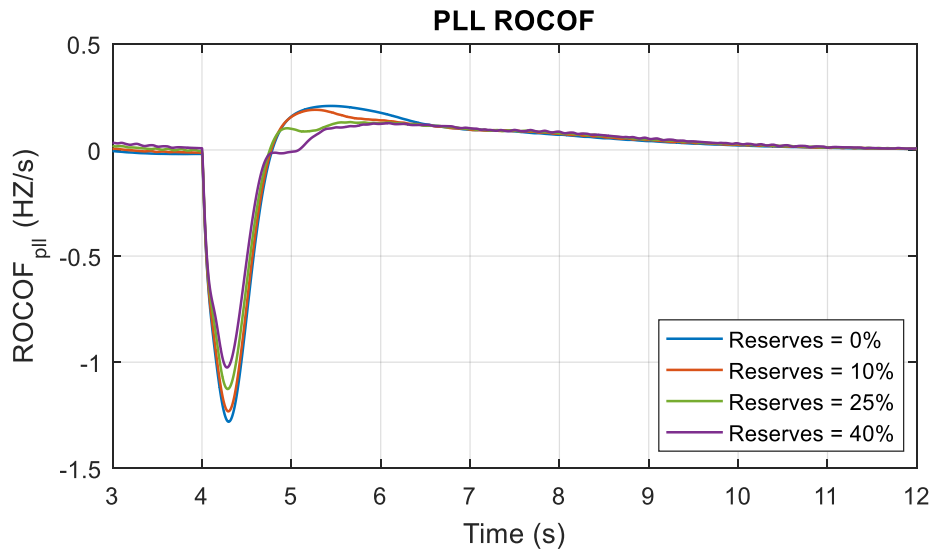
Είναι προφανές λοιπόν, πως η συμβολή του στον έλεγχο της συχνότητας είναι μεγαλύτερη όταν το ποσοστό της εφεδρείας αυξάνεται. Το γεγονός αυτό όμως, ζημιώνει τους παραγωγούς που επενδύουν στο συγκεκριμένο τρόπο παραγωγής ενέργειας, καθώς η διείδυση του σταθμού είναι μειωμένη. Οι κρίσιμες τιμές της συχνότητας και του $ROCOF$ του δικτύου, καθώς και ο χρόνος εμφάνισης τους, παρουσιάζονται στον Πίνακα 5.8.

Πίνακας 5.8: Μέγιστες μεταβολές συχνότητας, $ROCOF$ και ισχύος του ΦΒ για διαφορετικά ποσοστά τήρησης εφεδρείας της εγκατάστασης

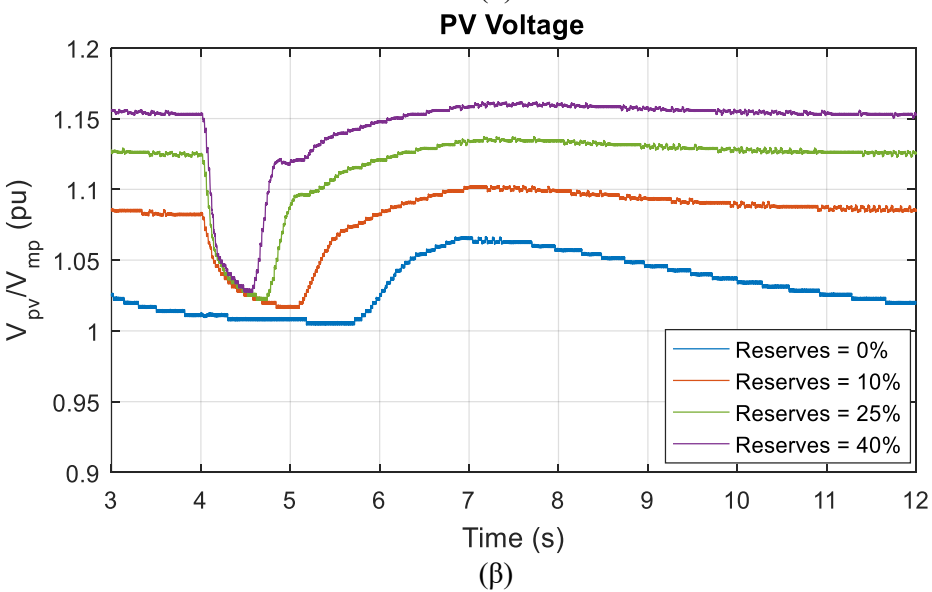
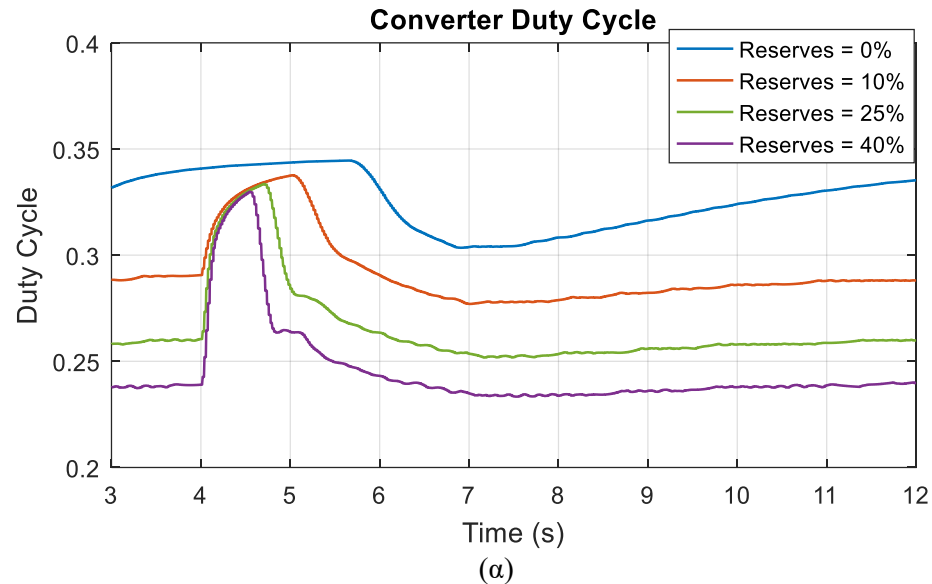
| | <i>Reserves</i> = 0% | <i>Reserves</i> = 10% | <i>Reserves</i> = 25% | <i>Reserves</i> = 40% |
|--------------------------|-------------------------|--------------------------|--------------------------|--------------------------|
| f_{min} (Hz) | 49.422 | 49.447 | 49.492 | 49.535 |
| $T_{f,min}$ (s) | 4.56 | 4.54 | 4.53 | 4.50 |
| $ROCOF_{min}$ (Hz/s) | -1.280 | -1.232 | -1.126 | -1.025 |
| $T_{ROCOF,min}$ (s) | 4.30 | 4.30 | 4.29 | 4.28 |
| $P_{pv,max}/P_{mp}$ (pu) | 1.000 | 0.997 | 0.995 | 0.992 |



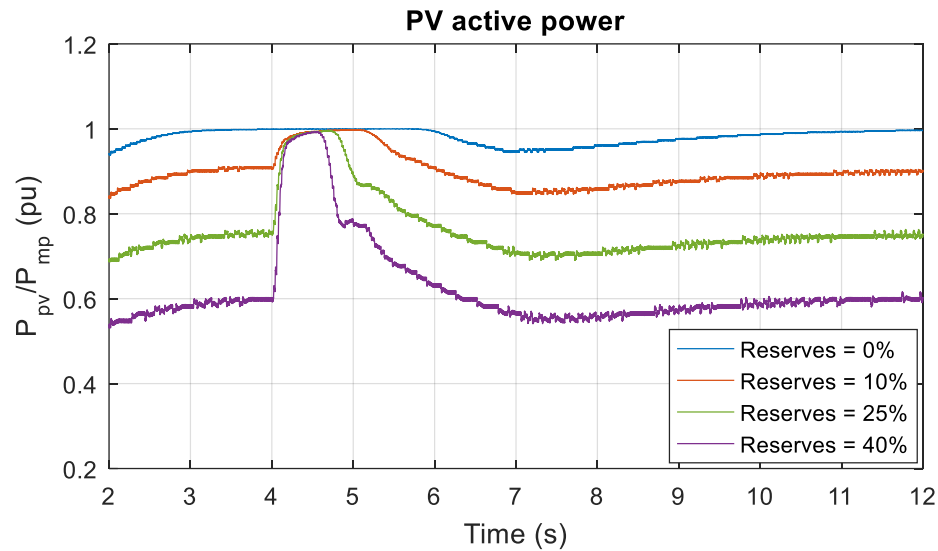
Σχήμα 5.47: Η συχνότητα του PLL



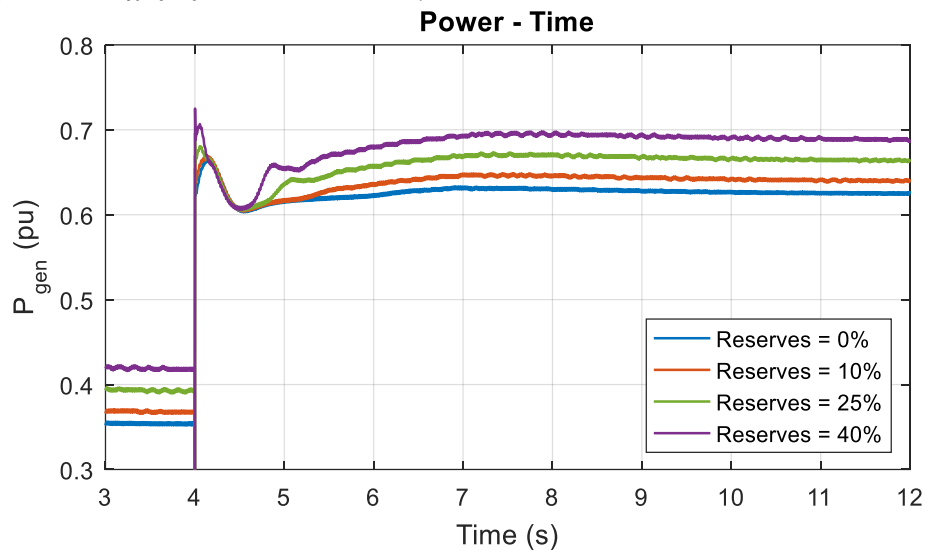
Σχήμα 5.48: ROCOF του PLL



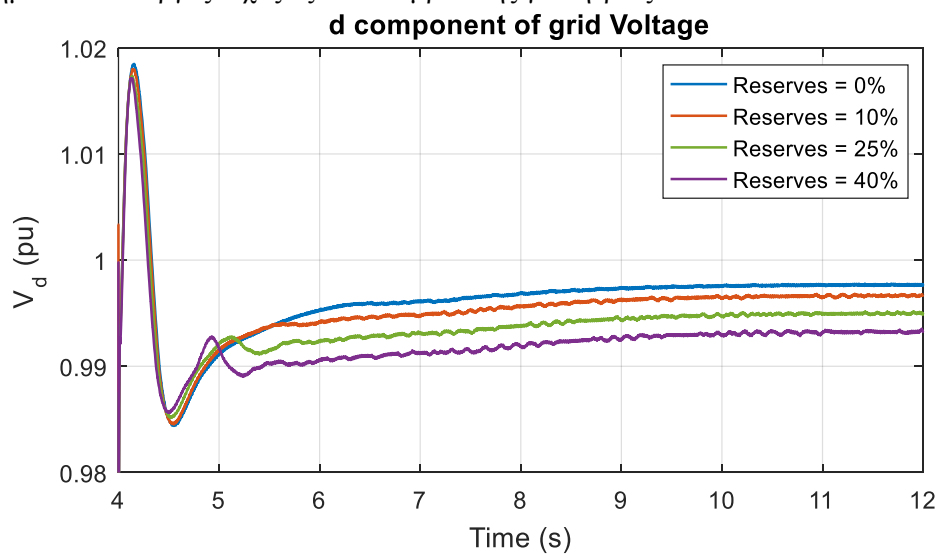
Σχήμα 5.49: (α) Converter duty cycle και (β) τάση ΦΒ πεδίου



Σχήμα 5.50: Ισχύς εξόδου του ΦΒ σταθμού



Σχήμα 5.51: Ενεργός ισχύς εξόδου συμβατικής γεννήτριας δικτύου



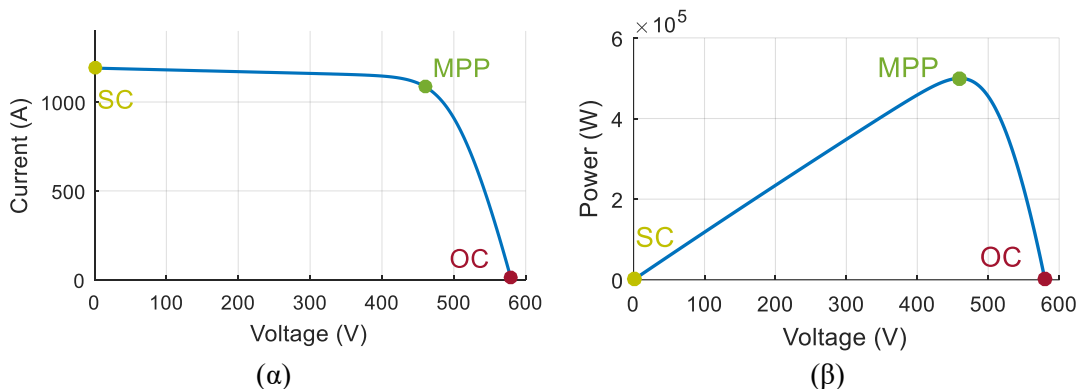
Σχήμα 5.52: Η τάση εξόδου θετικής ακολουθίας του DSOGI-PLL έπειτα από την αποκοπή του φορτίου

5.6 Σφάλματα τάσεως δικτύου

Στην ενότητα αυτή παρουσιάζονται και αναλύονται τα αποτελέσματα που προέκυψαν από τις προσομοιώσεις για σφάλματα τάσεως, προκειμένου να εξεταστεί εάν η λειτουργία του ελεγκτή ισχύος που αναπτύχθηκε είναι η επιθυμητή. Όπως αναλύθηκε στην ενότητα 4.2, ο εντοπισμός υπότασης στο δίκτυο οδηγεί στην απόρριψη του αλγορίθμου MPPT και στην ενεργοποίηση της στρατηγικής ελέγχου αέργου ισχύος του συστήματος της ΦΒ γεννήτριας. Η τοπολογία του δικτύου που χρησιμοποιήθηκε στις παρούσες προσομοιώσεις φαίνεται στο Σχήμα 5.1 (β). Οι βυθίσεις τάσης παρατηρούνται στο ζυγό των 20 kV στο δίκτυο που βρίσκεται διασυνδεδεμένος ο υπό μελέτη ΦΒ σταθμός.

Ο έλεγχος των άεργων ρευμάτων καθίσταται δυσκολότερος στην περίπτωση που το ΦΒ παράγει τη μέγιστη ισχύ του. Στις ακόλουθες προσομοιώσεις θεωρούμε πως η ένταση της ηλιακής ακτινοβολίας είναι $G = 1000\text{ W/m}^2$ και η θερμοκρασία κυψέλης στους $T = 25^\circ\text{C}$, συνθήκες που ορίζουν τη δυσμενέστερη περίπτωση. Εάν λοιπόν, η απόκριση του συστήματος είναι ικανοποιητική στο εξεταζόμενο σενάριο, τότε η διάταξη ελέγχου του σταθμού θα έχει τη δυνατότητα υποστήριξης του δικτύου σε βυθίσεις τάσης, για οποιεσδήποτε εξωτερικές συνθήκες. Οι χαρακτηριστικές καμπύλες της ΦΒ γεννήτριας για αυτές τις συνθήκες λειτουργίας, παρουσιάζονται στο Σχήμα 5.53.

Εξετάστηκαν οι τρεις περιπτώσεις βύθισης τάσης: τριφασική, διφασική και μονοφασική. Ο έλεγχος συχνότητας είναι απενεργοποιημένος για τις εν λόγω δοκιμές. Κάθε σφάλμα έχει διάρκεια 200 ms ($2.01 - 2.21\text{ s}$), χρόνος ικανοποιητικός για την παρακολούθηση της απόκρισης του ελεγκτή ισχύος. Η αντίσταση γείωσης, παράμετρος που διαμορφώνει το μέγεθος του σφάλματος στο εκάστοτε δίκτυο, επιλέχθηκε στο $R_g = 1\ \Omega$. Το βήμα προσομοίωσης ορίστηκε στα $T_{sim} = 100\text{ ns}$. Οι γραφικές παραστάσεις που ακολουθούν περιορίζονται στο χρονικό διάστημα όπου η τάση δεν έχει την ονομαστική της τιμή, ενώ σε ορισμένες περιπτώσεις παρατίθενται τα αποτελέσματα για όλη τη διάρκεια της προσομοίωσης, προκειμένου να εξεταστεί το διάστημα αποκατάστασης του συστήματος.



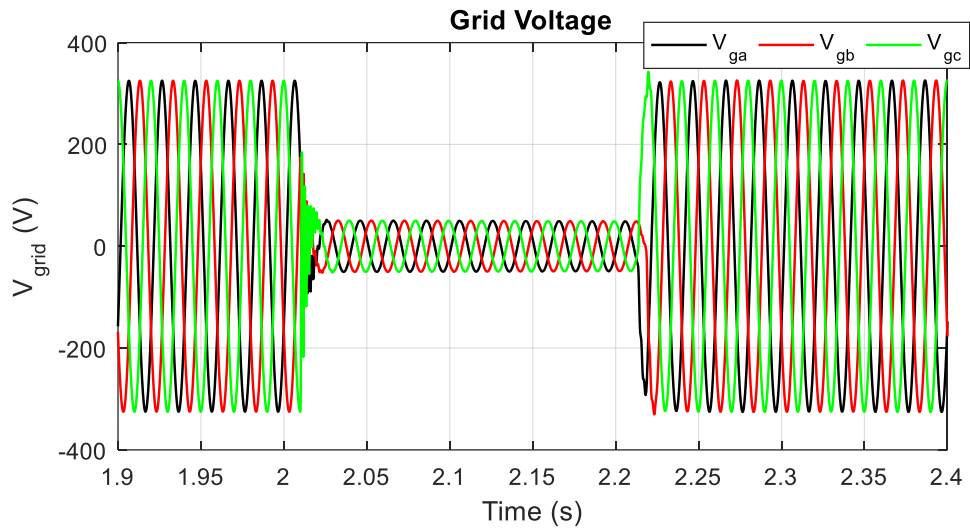
Σχήμα 5.53: Χαρακτηριστικές καμπύλες (α) $I - V$ και (β) $P - V$ του ΦΒ σταθμού για $G = 1000\text{ W/m}^2$ και $T = 25^\circ\text{C}$

5.6.1 Τριφασικό σφάλμα

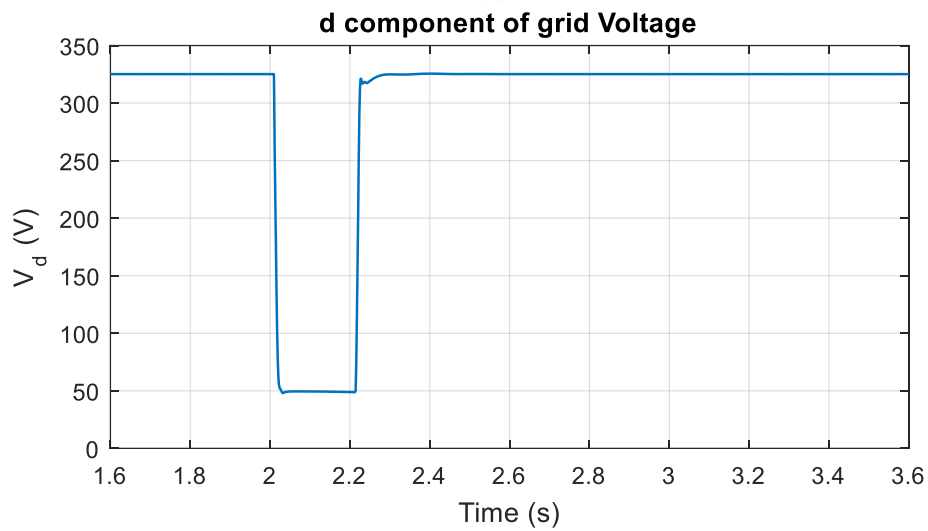
Στην περίπτωση του συμμετρικού σφάλματος, η τάση του δικτύου βυθίζεται σε ποσοστό $\sim 85\%$ της ονομαστικής (Σχήμα 5.54 (β)). Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την άμεση ελάττωση της ενεργού ισχύος και την ταυτόχρονη αύξηση της αέργου ισχύος που παράγεται από τη ΦΒ γεννήτρια. Η ενεργός και η αέργος συνιστώσα του ρεύματος ακολουθούν ικανοποιητικά τα σήματα αναφοράς τους, i_d^* και i_q^* αντίστοιχα, όπως παρατηρείται στο Σχήμα 5.56 και στο Σχήμα 5.57 αντίστοιχα. Μια πολύ μικρή καθυστέρηση, η οποία εντοπίζεται τη στιγμή έναυσης της διαταραχής, έχει ως αποτέλεσμα την ικανοποίηση των αναγκών αέργου ισχύος του δικτύου, έπειτα από 25 ms από την εμφάνιση του σφάλματος, σύμφωνα με το Σχήμα 5.57 (β). Η μεταβολή της συχνότητας είναι στιγμιαία και η επαναφορά της στην τιμή των 50 Hz είναι ταχύτατη μετά την επαναφορά της τάσης στην ονομαστική τιμή της (Σχήμα 5.59).

Η μείωση της ενεργού ισχύος εξόδου είναι αποτέλεσμα της ελάττωσης της P_{lim} και κατά συνέπεια της P_{ref} , λόγω της αύξησης των αέργων ρευμάτων, όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.60. Η ισχύς του ΦΒ ακολουθεί με μεγάλη ακρίβεια την νέα ισχύ αναφοράς, η οποία προκύπτει από την εφαρμοζόμενη διάταξη ελέγχου. Μέχρι να ενεργοποιηθεί ο μηχανισμός ελέγχου του αέργου ρεύματος, το σύστημα λειτουργεί βάσει του αλγορίθμου MPPT, δηλαδή η ενεργός ισχύς εξόδου του παραμένει αρκετά υψηλή, οδηγώντας στην πολύ μεγάλη αύξησης της τάσεως στο dc ζυγό, η οποία παρατηρείται από το Σχήμα 5.61 [53]. Μόλις το σύστημα σταθεροποιηθεί στις νέες συνθήκες σφάλματος και η στρατηγική ελέγχου οδηγήσει σε μείωση της τάσης εξόδου του ΦΒ, ο πυκνωτής του dc ζυγού αποδεδεσμεύει την αποθηκευμένη ενέργεια του αποφεύγοντας την επιπλέον αύξηση της τάσης του. Η V_{dc} σταθεροποιείται πάλι στα 700 V έπειτα από 400 ms.

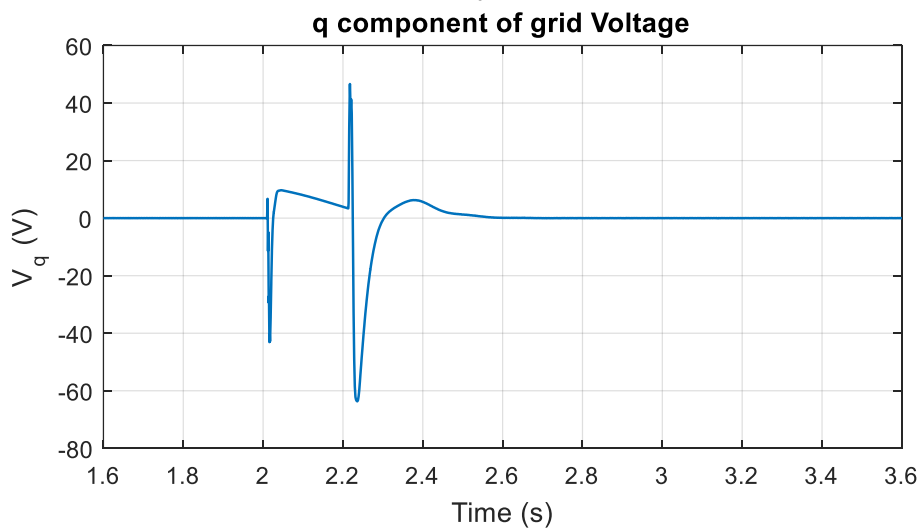
Στο Σχήμα 5.55 (α), παρατηρούμε πως η πλήρης επαναφορά της ενεργού ισχύος στην προ του σφάλματος τιμή της γίνεται έπειτα από 400 ms μετά το πέρας της διαταραχής. Το αντίστοιχο διάστημα που χρειάζεται η αέργος ισχύς εξόδου για να επανέλθει σε μηδενικά επίπεδα είναι αμεληταίο (Σχήμα 5.55 (β)). Επιπλέον, η τάση του δικτύου λαμβάνει ξανά την ονομαστική τιμή της, αμέσως μετά την επαναφορά του δικτύου, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.54 (α). Τέλος, στο Σχήμα 5.62 απεικονίζεται το τριφασικό ρεύμα εξόδου του ΦΒ σταθμού.



(α)

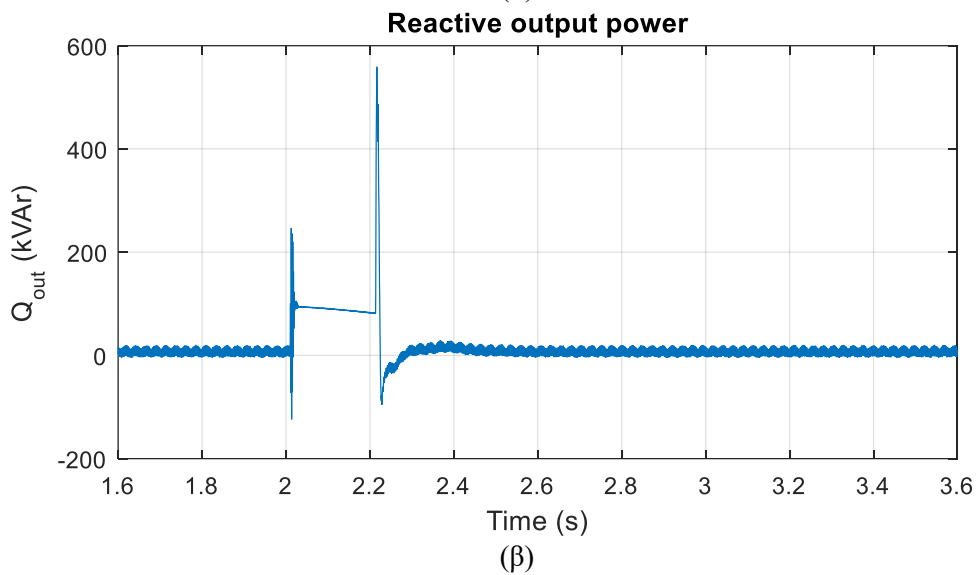
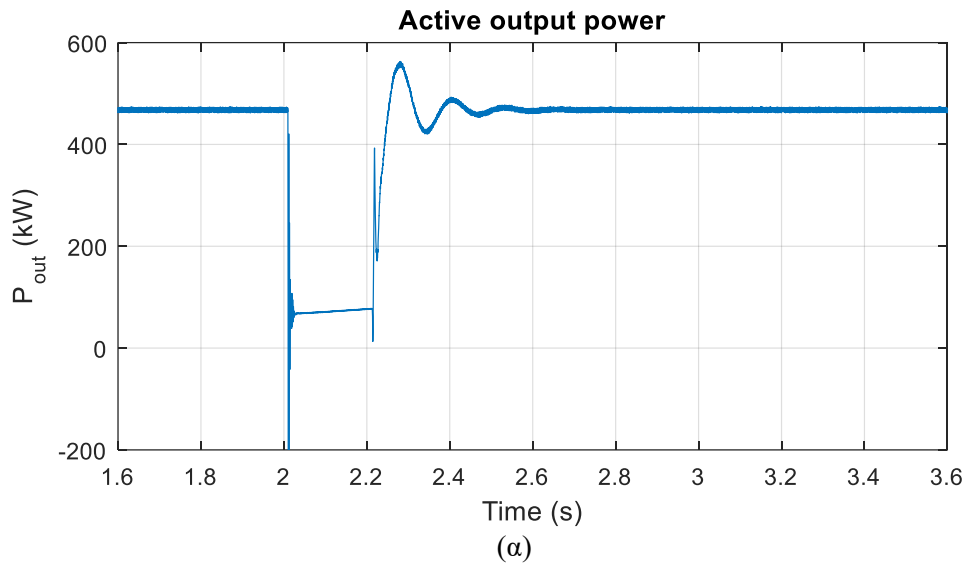


(β)

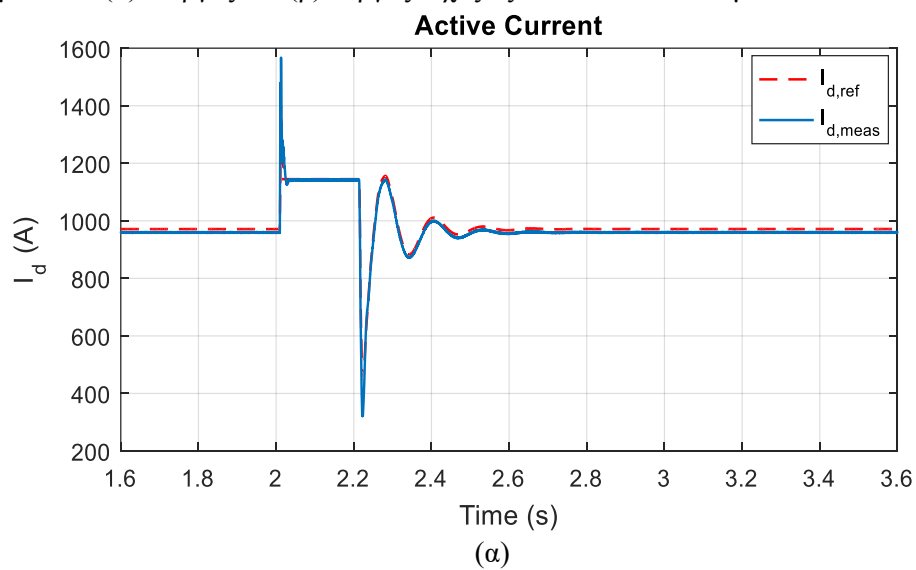


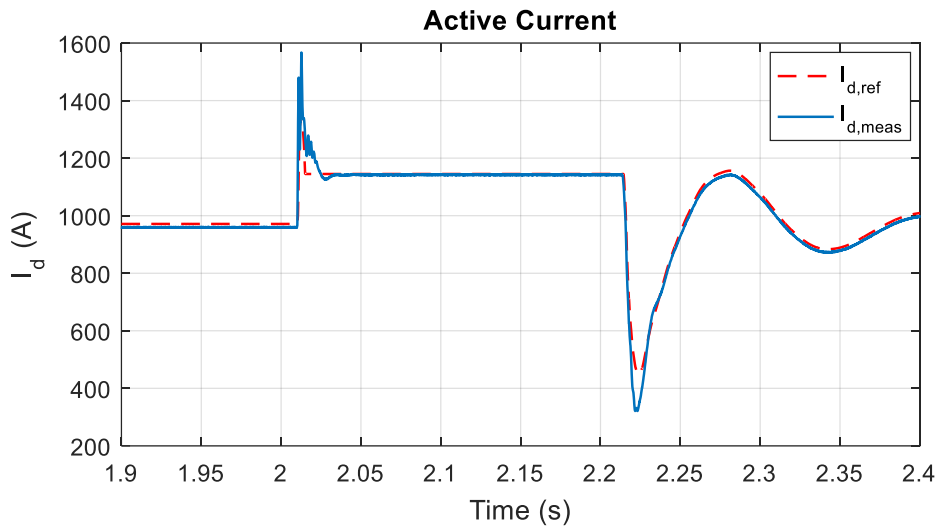
(γ)

Σχήμα 5.54: (α) Η τριφασική τάση του δικτύου και οι συνιστώσες (β) d και (γ) q της τάσης του δικτύου



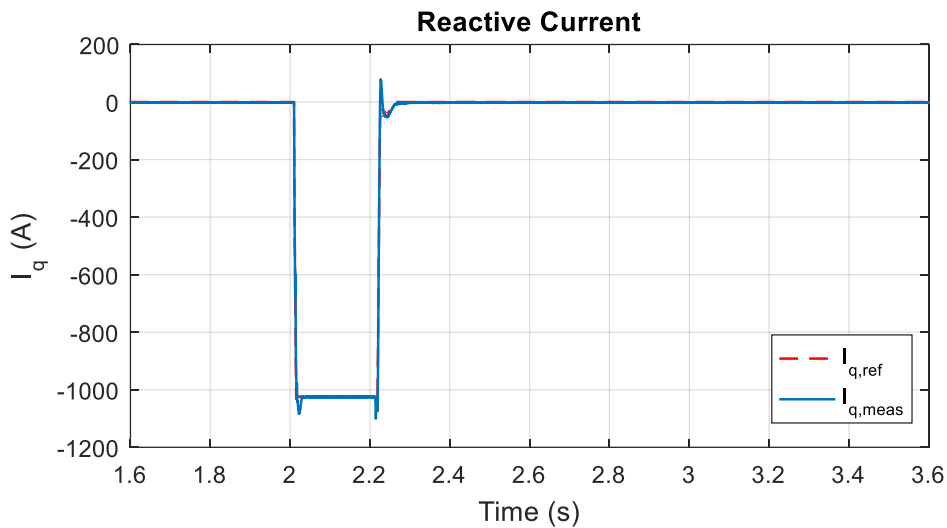
Σχήμα 5.55: (α) Ενεργός και (β) άεργος ισχύς εξόδου του ΦΒ σταθμού



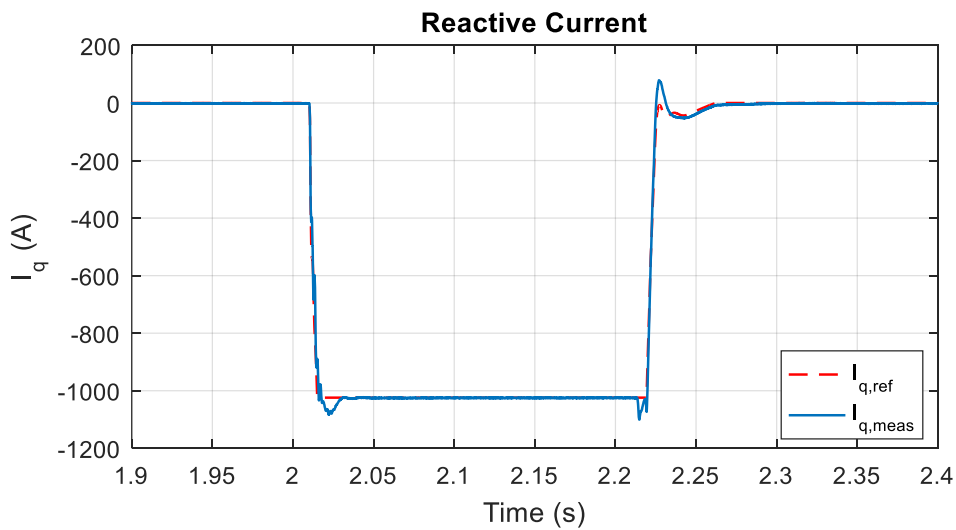


(β)

Σχήμα 5.56: Ενεργός συνιστώσα εγγεόμενου στο δίκτυο ρεύματος στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς (α) μέχρι την επαναφορά και (β) κατά τη διάρκεια του σφάλματος

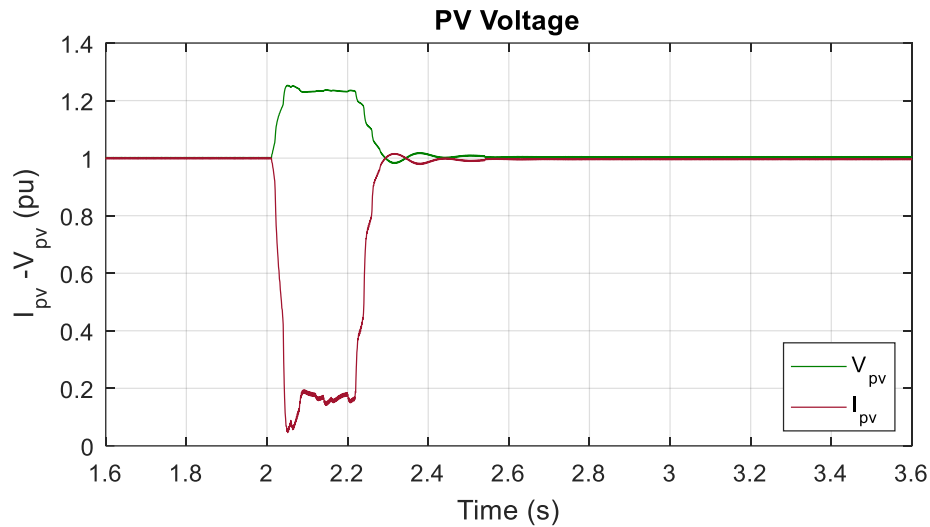


(α)

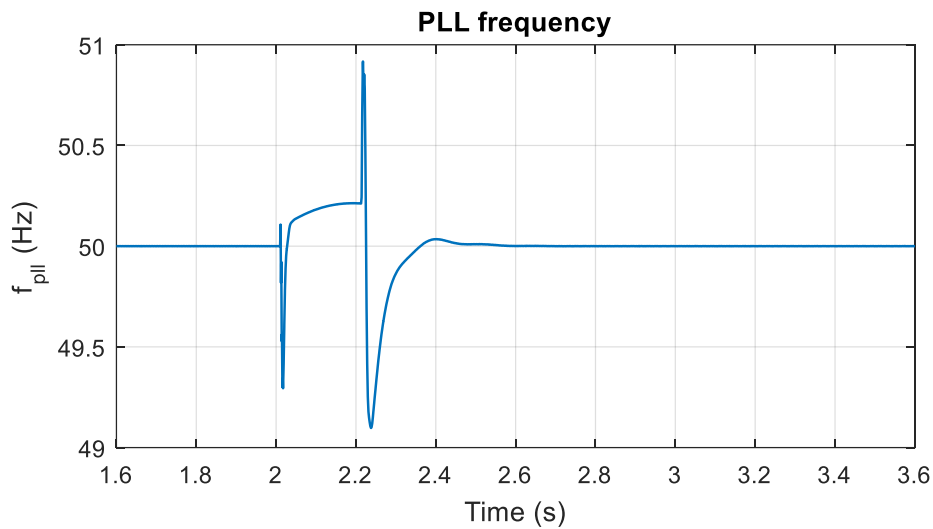


(β)

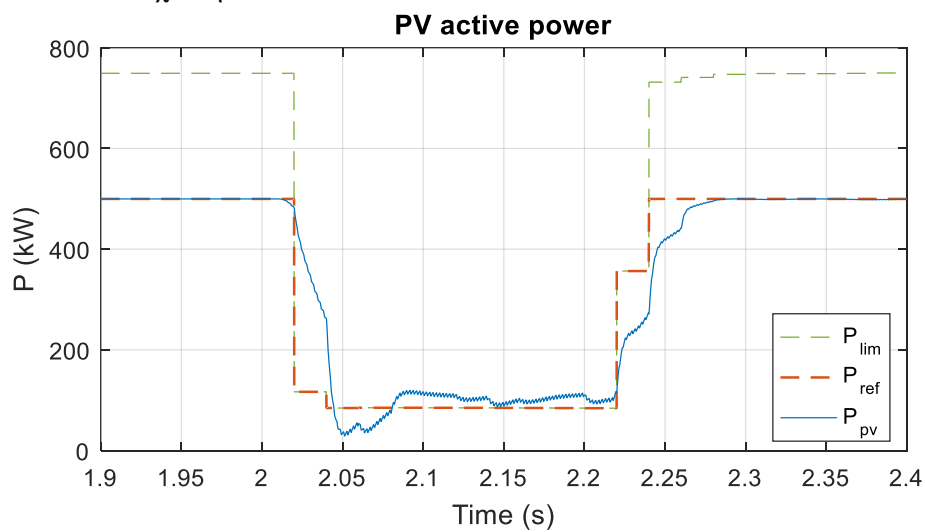
Σχήμα 5.57: Άεργος συνιστώσα εγγεόμενου στο δίκτυο ρεύματος στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς (α) μέχρι την επαναφορά και (β) κατά τη διάρκεια του σφάλματος



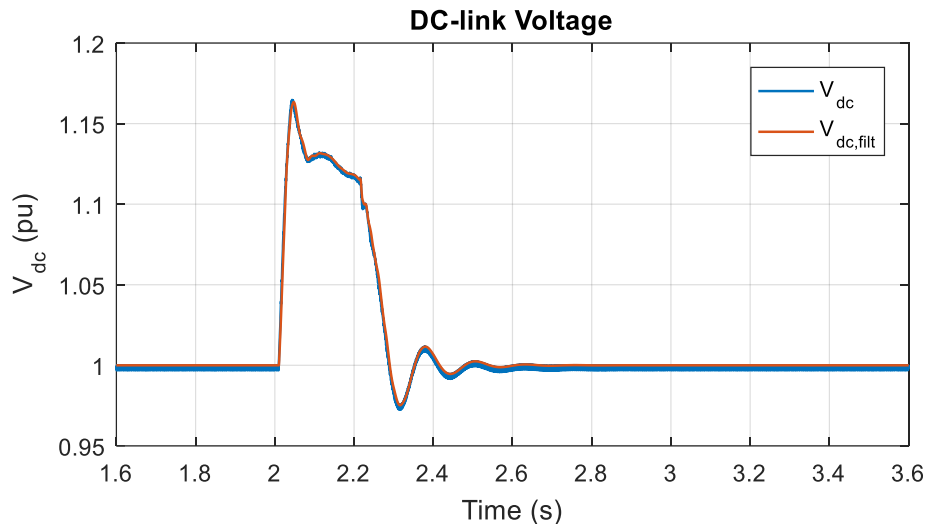
Σχήμα 5.58: Η τάση και το ρεύμα του ΦΒ κατά τη διάρκεια του σφάλματος ανηγμένα στις τιμές του MPP



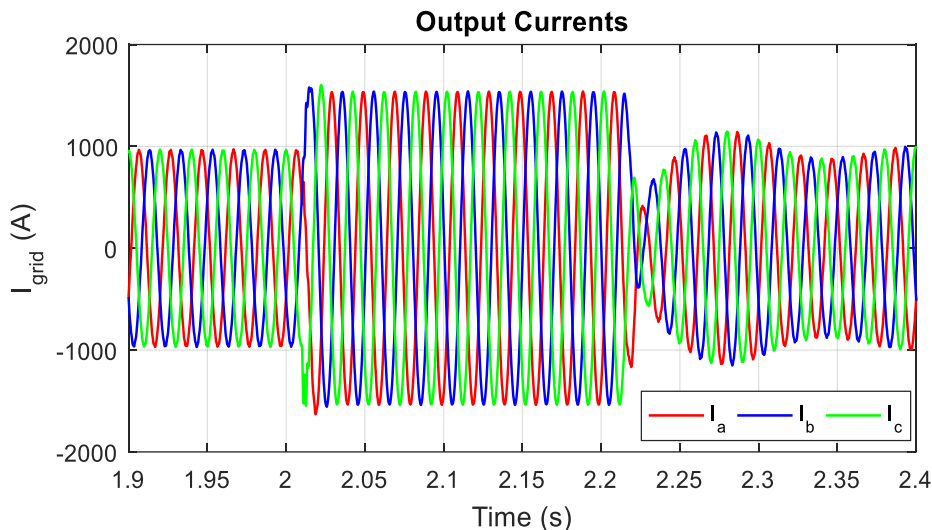
Σχήμα 5.59: Η συχνότητα του DSOGI-PLL



Σχήμα 5.60: Η ενεργός ισχύς εξόδου της ΦΒ γεννήτριας P_{pv} , η μέγιστη επιτρεπόμενη P_{lim} και η αναφορά αυτής P_{ref}



Σχήμα 5.61: Η τάση στο dc ζυγό V_{dc} και η έξοδος του ζωνοφρακτικού φίλτρου $V_{dc,fil}$ μέχρι την επαναφορά του συστήματος



Σχήμα 5.62: Το εξερχόμενο από τη ΦΒ γεννήτρια ρεύμα στην έξοδο του LC φίλτρου

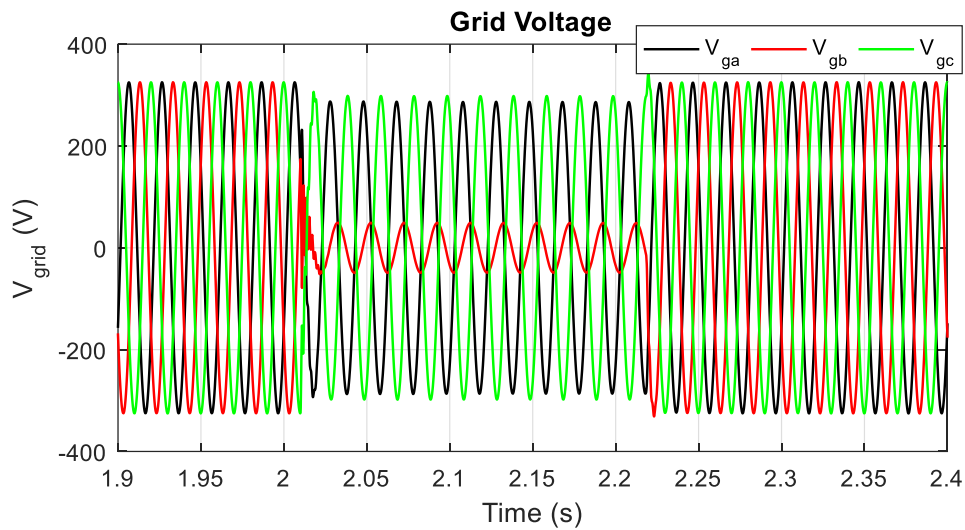
5.6.2 Διφασικό σφάλμα

Στην περίπτωση διφασικού σφάλματος στο δίκτυο, παρατηρείται βύθιση περίπου 40% της θετικής ακολουθίας της εξαγόμενης από το DSOGI-PLL τάσης, όπως διαπιστώνεται από το Σχήμα 5.63. Η επαναφορά του δικτύου στα πλαίσια αυτής της δοκιμής, παρατηρείται εντός 400 ms μετά το πέρας της διαταραχής, καθώς όλα τα κρίσιμα μεγέθη του επανέρχονται στις ονομαστικές τους τιμές μέσα σε αυτό το διάστημα.

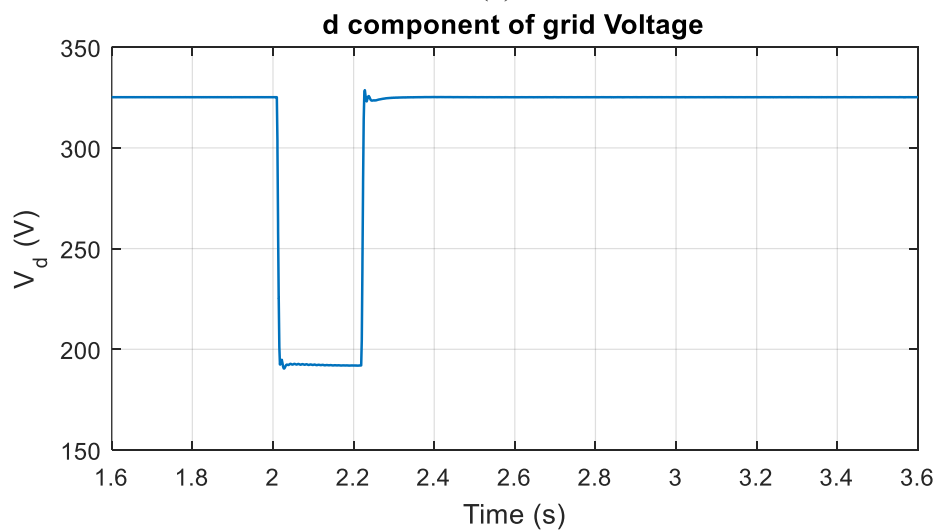
Από το Σχήμα 5.70, παρατηρείται πως το ζωνοφρακτικό φίλτρο, που εφαρμόστηκε στην τάση του dc ζυγού, περιορίζει αποτελεσματικά τις ταλαντώσεις συχνότητας 100 Hz που προέκυψαν από την ύπαρξη αρνητικής ακολουθίας τάσεως στο σύστημα. Οι ταλαντώσεις αυτές όμως, εμφανίζονται και στην εγχεόμενη στο δίκτυο ενεργό και άεργο ισχύ της ΦΒ γεννήτριας, όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.64. Η μέση τιμή της εκάστοτε ισχύος, που καταγράφεται στα ίδια

σχήματα, φαίνεται να ακολουθεί τη μεθοδολογία έγχυσης άεργων ρευμάτων στο δίκτυο για τριφασικά σφάλματα, που αναλύθηκε στην υποενότητα 4.2.1.

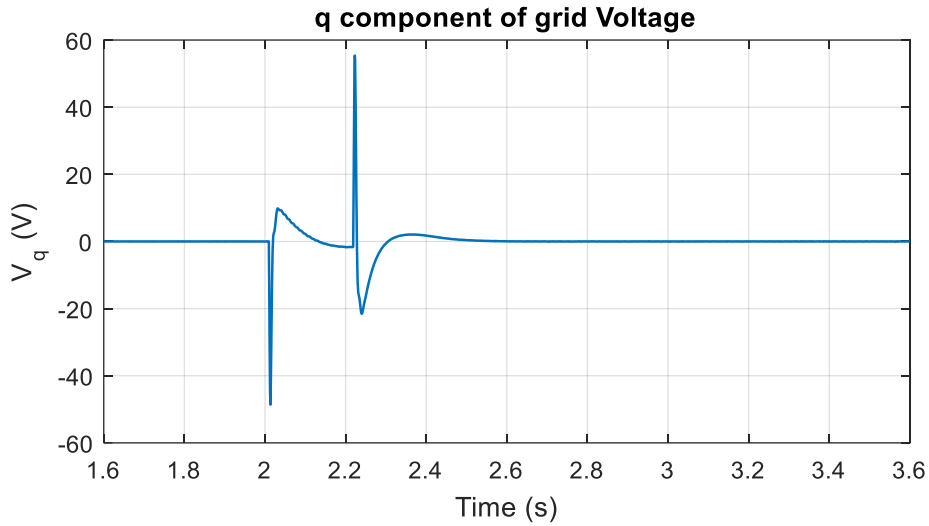
Η άεργος συνιστώσα του ρεύματος ακολουθεί με απόλυτη ακρίβεια το αντίστοιχο σήμα αναφοράς της 20 ms μετά τη βύθιση της τάσης του συστήματος, όπως καταγράφεται στο Σχήμα 5.66. Τέλος, αξίζει να σημειωθεί, πως τα εγχεόμενα στο δίκτυο ρεύματα είναι πλήρως συμμετρικά (Σχήμα 5.71), απαλλαγμένα από τη συνιστώσα αρνητικής ακολουθίας, αφού ο έλεγχος τους πραγματοποιείται στο στατό πλαίσιο αναφοράς [54].



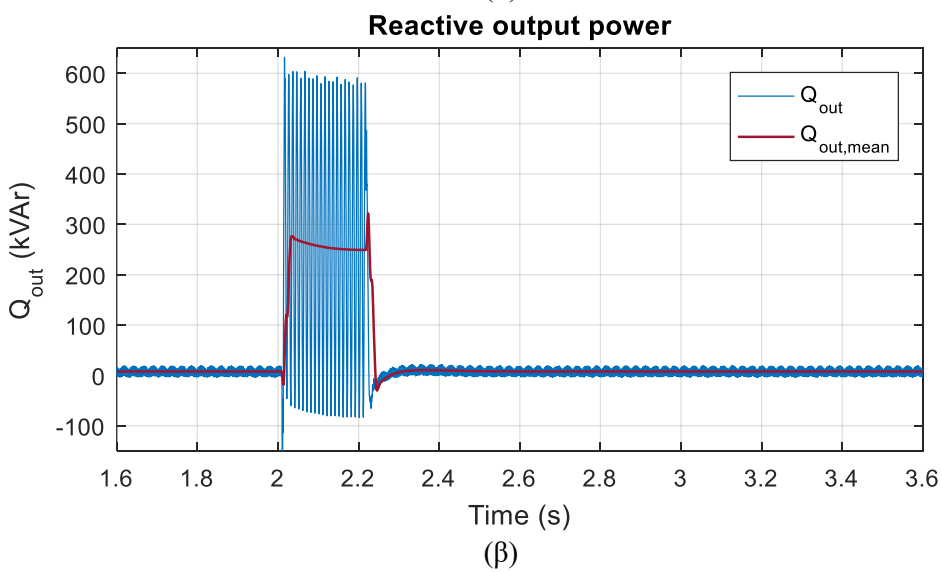
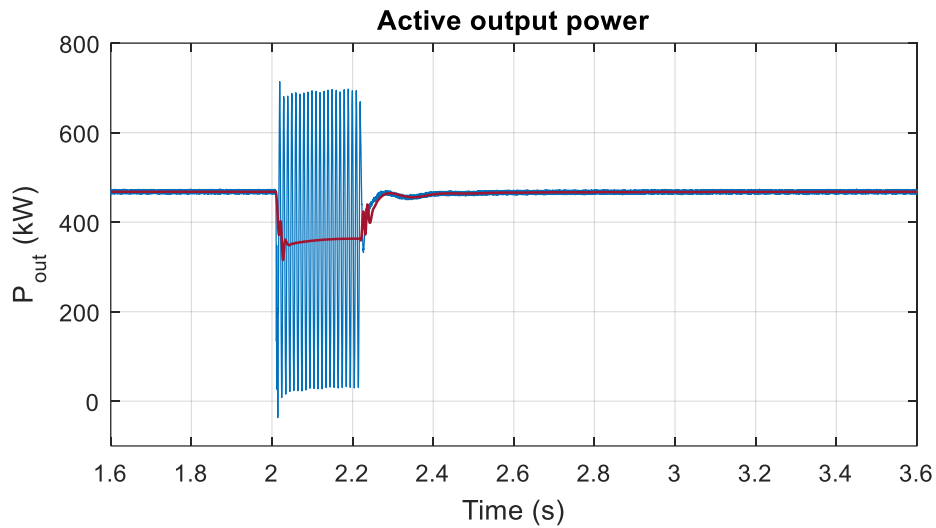
(α)



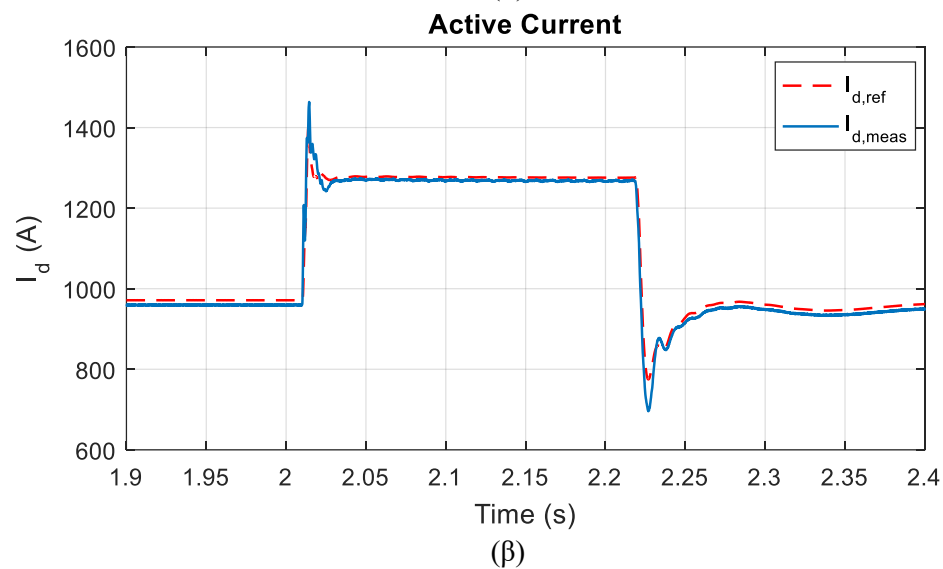
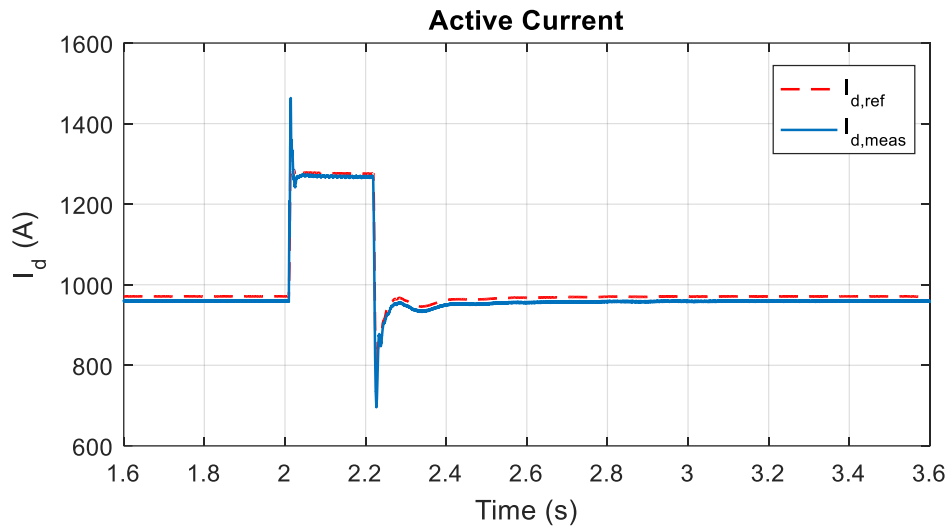
(β)



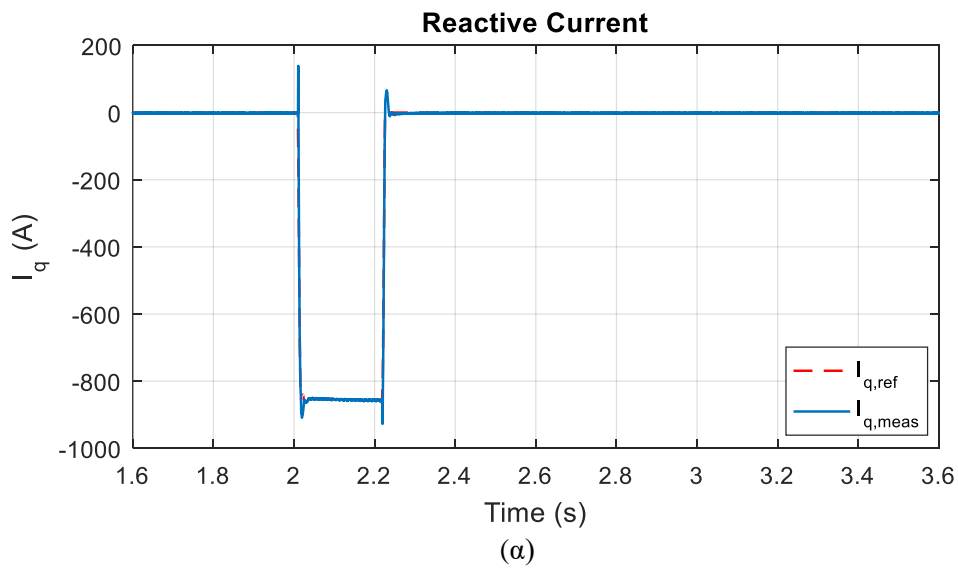
Σχήμα 5.63: (α) Η τριφασική τάση του δικτύου και οι συνιστώσες (β) d και (γ) q της τάσης του δικτύου

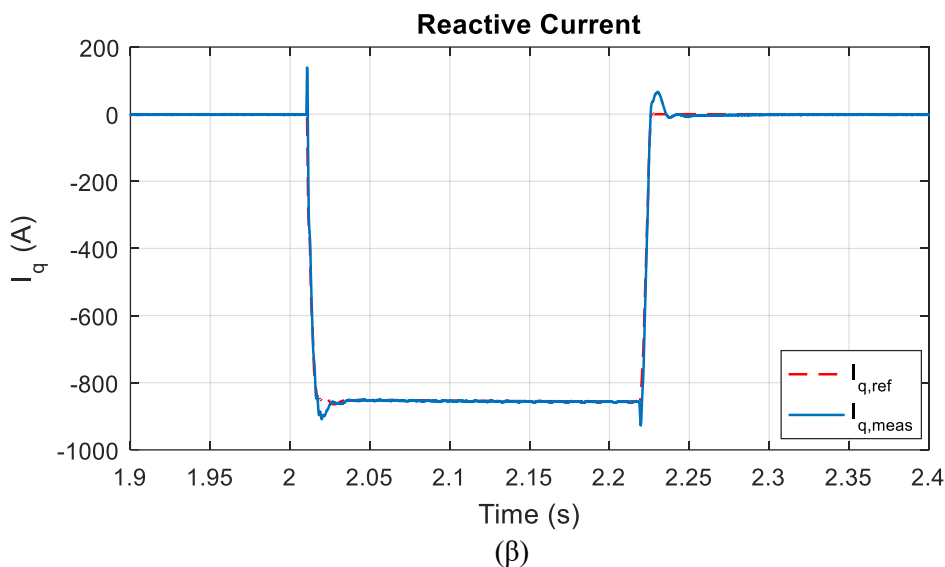


Σχήμα 5.64: (α) Ενεργός και (β) άεργος ισχύς εξόδου του ΦΒ σταθμού

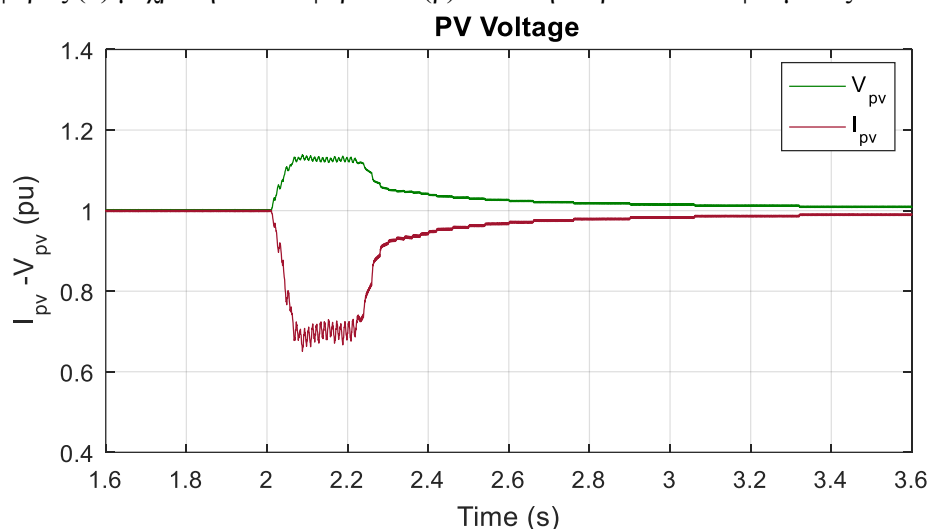


Σχήμα 5.65: Ενεργός συνιστώσα εγγεόμενου στο δίκτυο ρεύματος στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς (α) μέχρι την επαναφορά και (β) κατά τη διάρκεια του σφάλματος

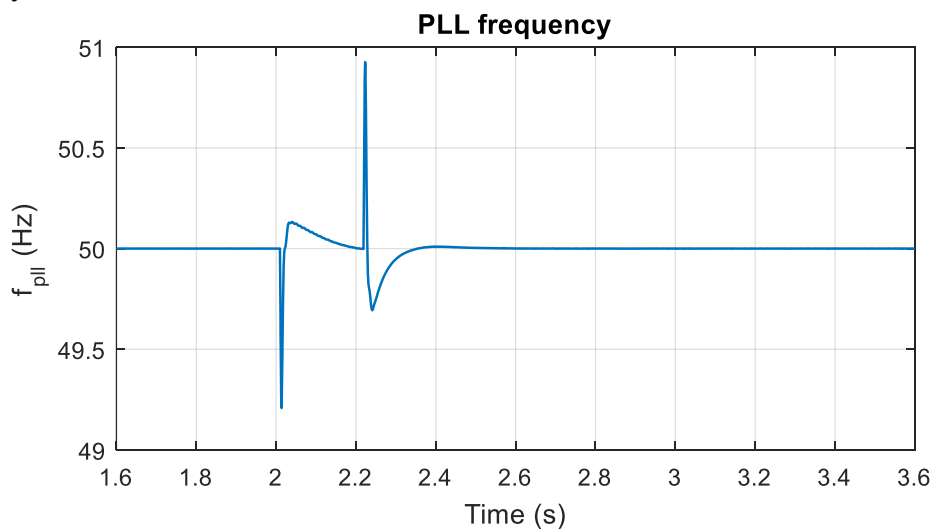




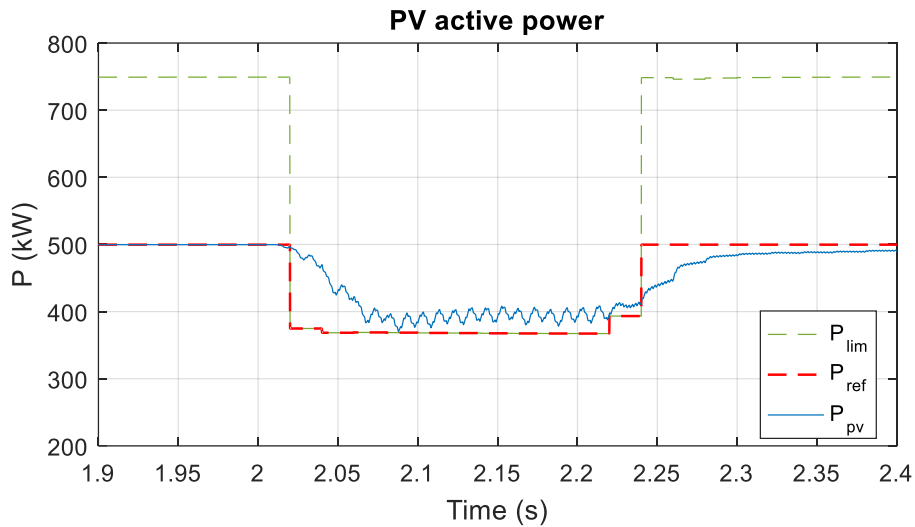
Σχήμα 5.66: Άεργος συνιστώσα εγχεόμενη στο δίκτυο ρεύματος στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς (α) μέχρι την επαναφορά και (β) κατά τη διάρκεια του σφάλματος



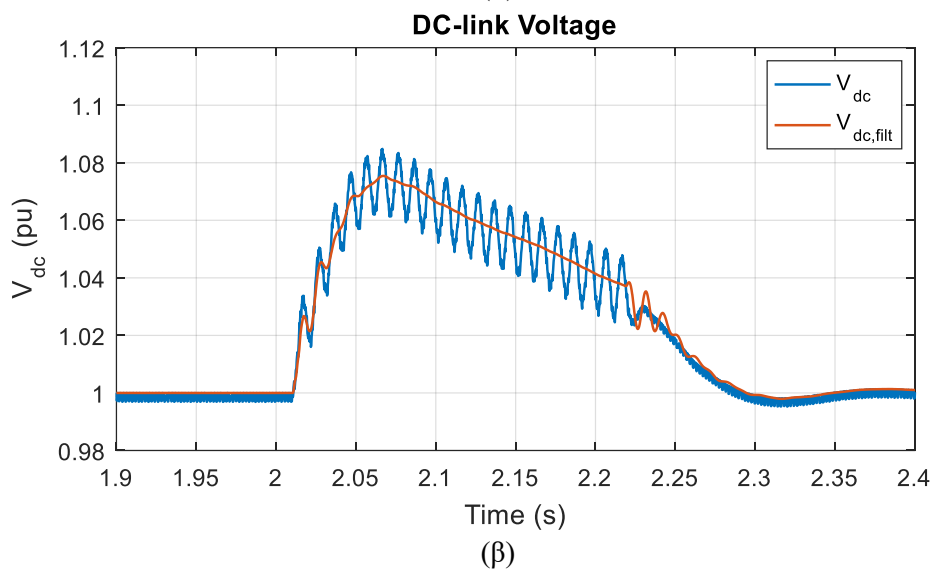
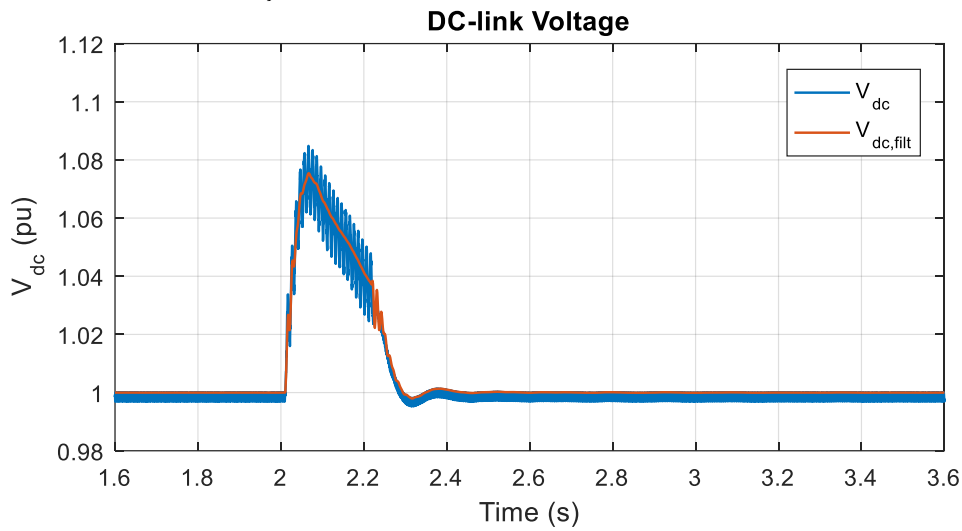
Σχήμα 5.67: Η τάση και το ρεύμα του ΦΒ κατά τη διάρκεια του σφάλματος ανηγμένα στις τιμές του MPP



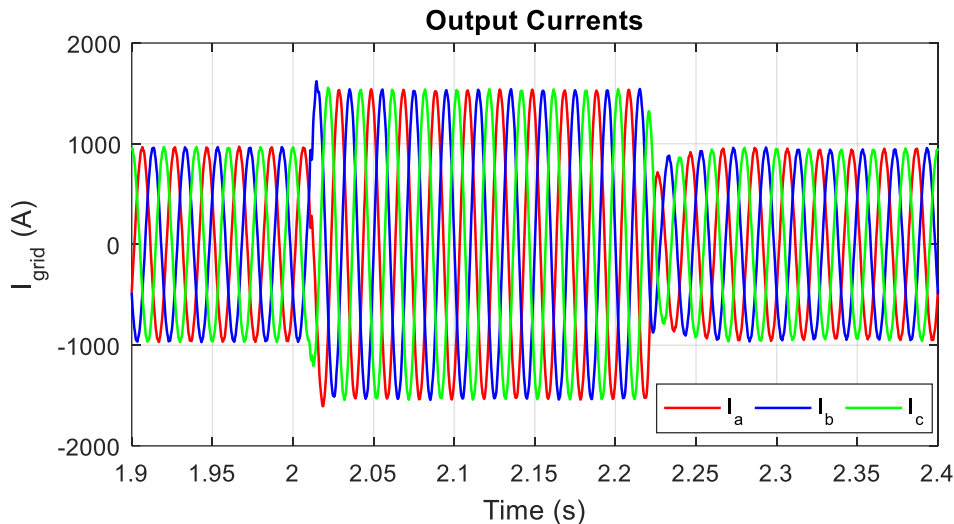
Σχήμα 5.68: Η συχνότητα του DSOGI-PLL



Σχήμα 5.69: Η ενεργός ισχύς εξόδου της ΦΒ γεννήτριας P_{pv} , η μέγιστη επιτρεπόμενη P_{lim} και η αναφορά αυτής P_{ref}



Σχήμα 5.70: Η τάση στο dc ζυγό V_{dc} και η έξοδος του ζωνοφρακτικού φίλτρου $V_{dc, filt}$ (α) μέχρι την επαναφορά του συστήματος και (β) κατά τη διάρκεια του σφάλματος



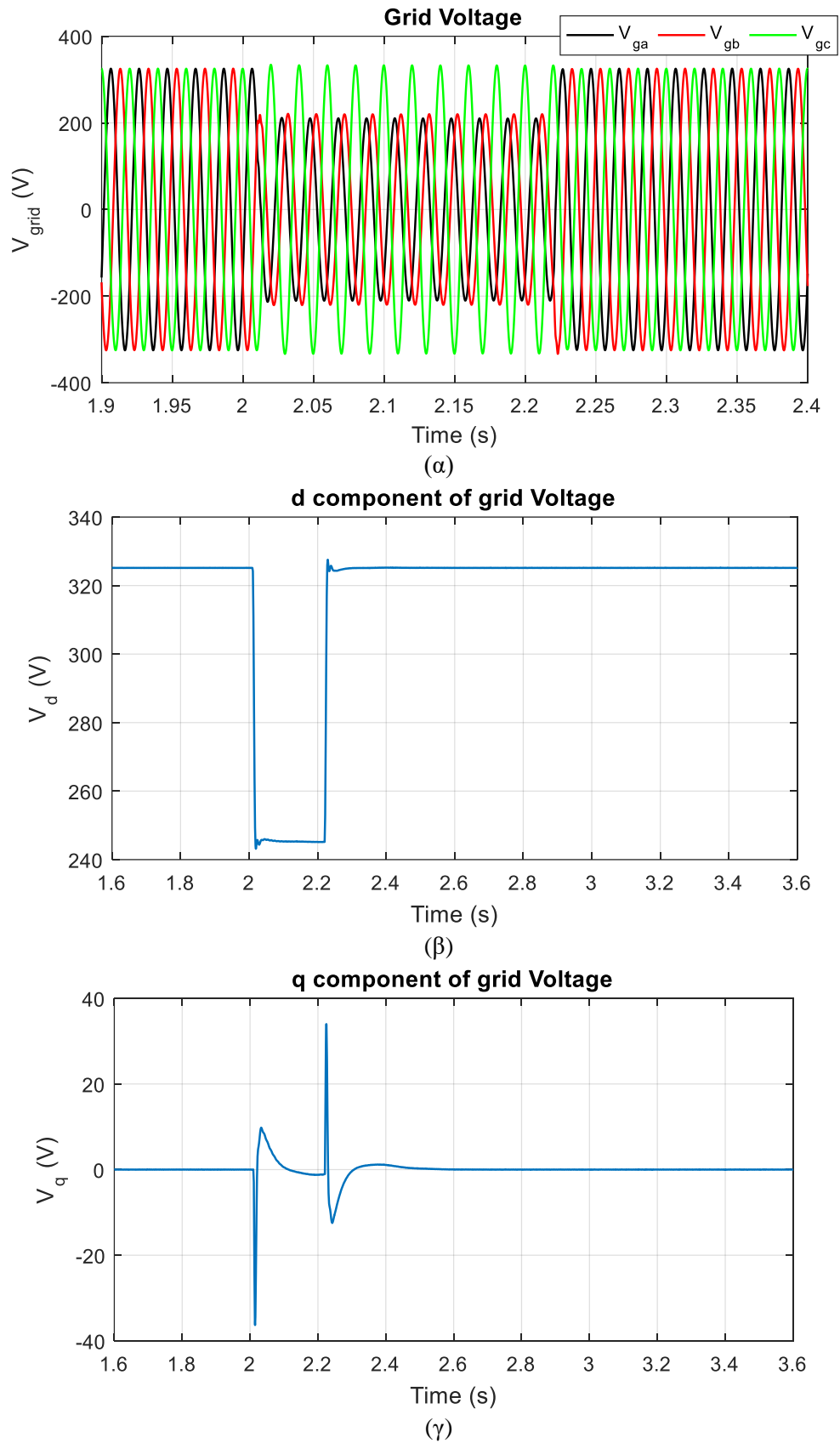
Σχήμα 5.71: Το εξερχόμενο από τη ΦΒ γεννήτρια ρεύμα στην έξοδο του LC φίλτρου

5.6.3 Μονοφασικό σφάλμα

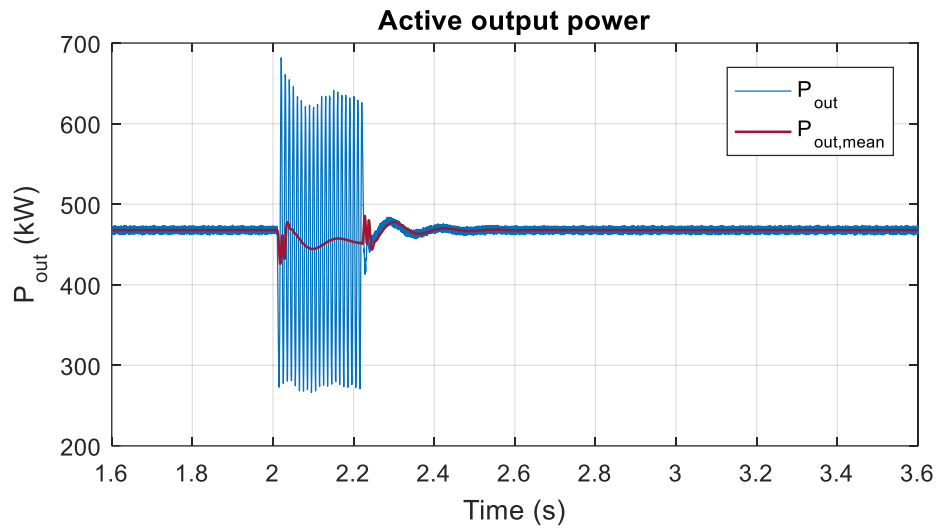
Τέλος, εξετάζεται η περίπτωση μονοφασικού σφάλματος, κατά την οποία διαπιστώνεται βύθιση της ενεργού τιμής της τάσεως κατά 25%, η οποία αναπαρίσταται γραφικά στο Σχήμα 5.72. Η διαταραχή αυτή φαίνεται πως αντιμετωπίζεται ευκολότερα από το δίκτυο, ενώ δεν απαιτούνται πολύ μεγάλες μεταβολές της ενεργού ισχύος που εγχέεται στο δίκτυο από τη διάταξη του αντιστροφέα. Η ενεργός συνιστώσα του ρεύματος ακολουθεί σε πραγματικό χρόνο το σήμα αναφοράς της, ενώ η άεργος ταυτίζεται πλήρως με αυτό έπειτα από 20 ms, όπως διαπιστώνεται από το Σχήμα 5.74 και το Σχήμα 5.75, αντίστοιχα .

Η μικρή μεταβολή της ενεργού ισχύος στην έξοδο του αντιστροφέα, οδηγεί σε αμελητέα υπερύψωση της τάσης στο dc ζυγό, όπως φαίνεται από το Σχήμα 5.79. Από τις γραφικές παραστάσεις της ισχύος εξόδου (Σχήμα 5.73 (α)) αλλά και της τάσης του dc ζυγού (Σχήμα 5.79 (β)), παρατηρείται η εμφάνιση ταλαντώσεων διπλάσιας συχνότητας και η επιτυχημένη καταστολή τους από το ζωνοφρακτικό φίλτρο, όπως και στη δοκιμή διφασικής βύθισης τάσης.

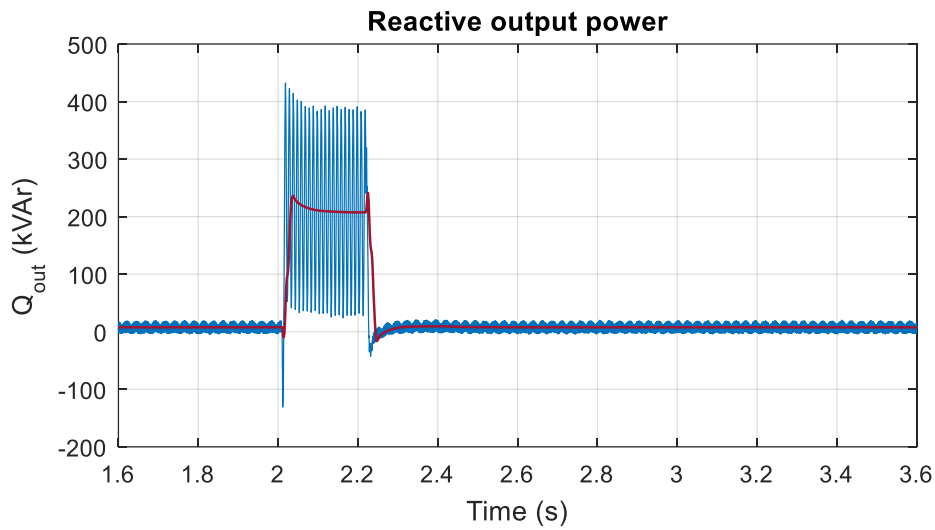
Από το Σχήμα 5.78 παρατηρείται ότι, για τις δοθείσες συνθήκες σφάλματος, δεν ενεργοποιείται ο μηχανισμός προστασίας του αντιστροφέα, ο οποίος θα οδηγούσε σε περιορισμό της τάσης εξόδου του ΦΒ. Δηλαδή η λειτουργία του ΦΒ δεν μεταβάλλεται και οι ανάγκες του δικτύου καλύπτονται από το σύστημα ελέγχου του αντιστροφέα. Επιπλέον, αγνοώντας την ασυμμετρία της διαταραχής, για τους λόγους που εξηγήθηκαν στην προηγούμενη ενότητα, το εγχεόμενο στο δίκτυο ρεύμα είναι συμμετρικό (Σχήμα 5.80).



Σχήμα 5.72: (α) Η τριφασική τάση του δικτύου και οι συνιστώσες (β) d και (γ) q της τάσης του δικτύου

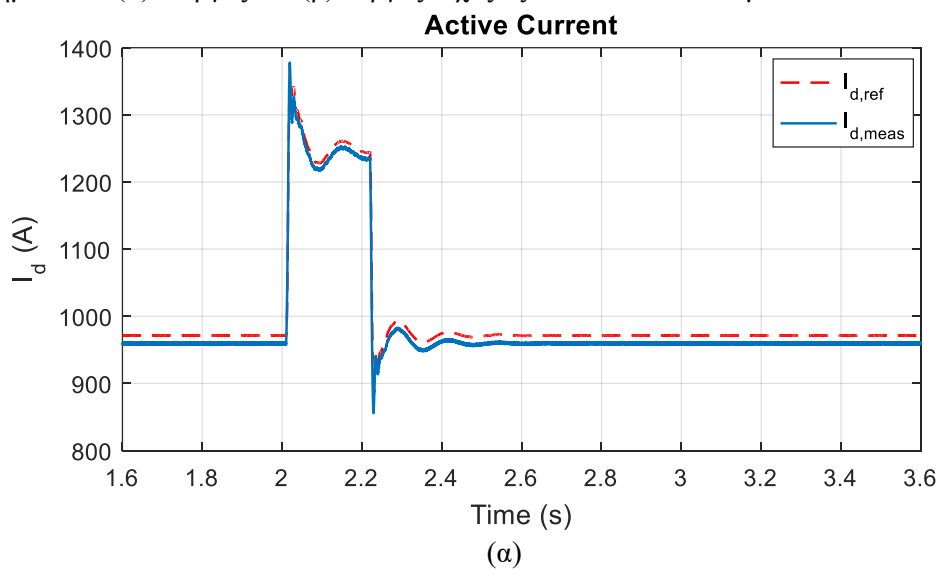


(α)

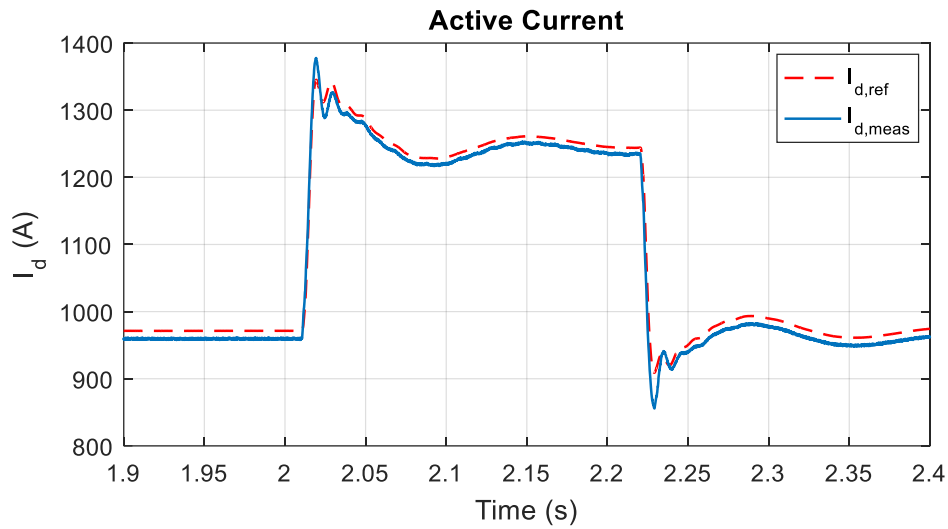


(β)

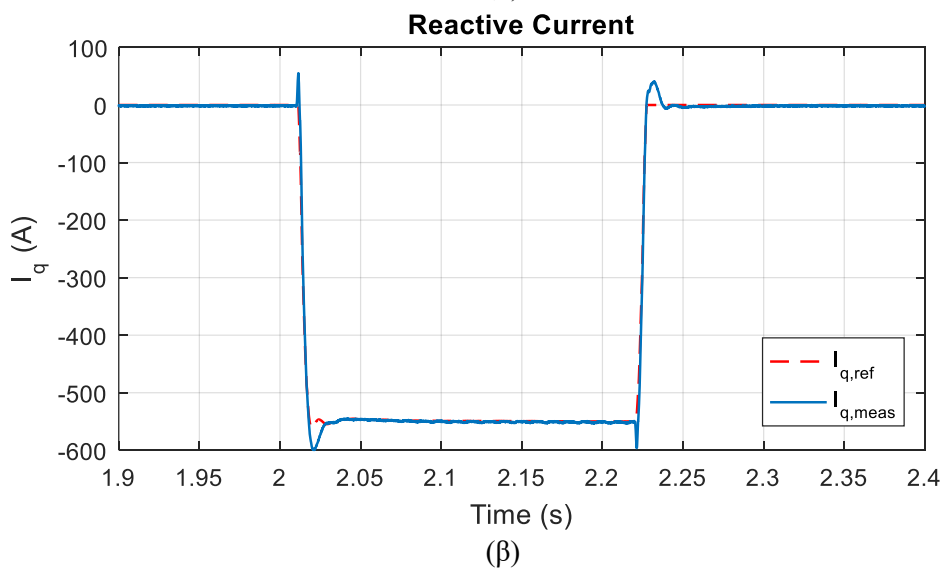
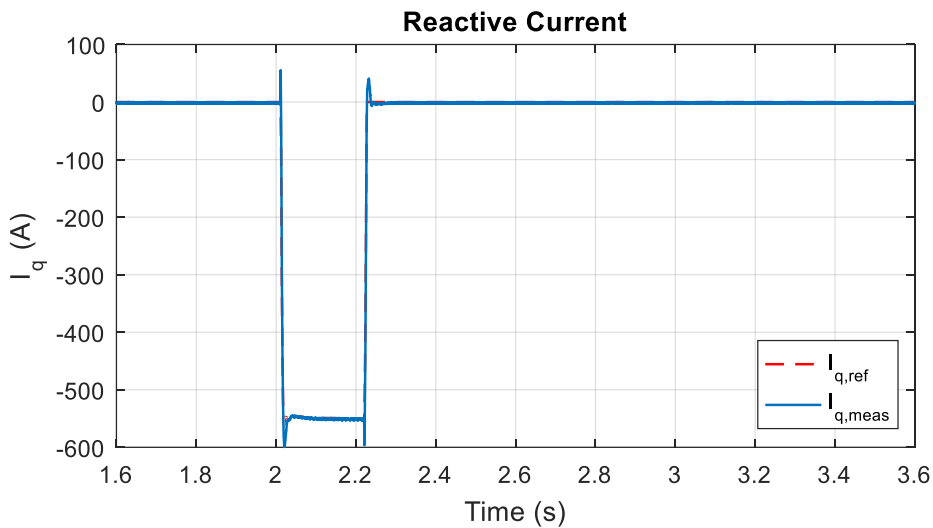
Σχήμα 5.73: (α) Ενεργός και (β) άεργος ισχύς εξόδου του ΦΒ σταθμού



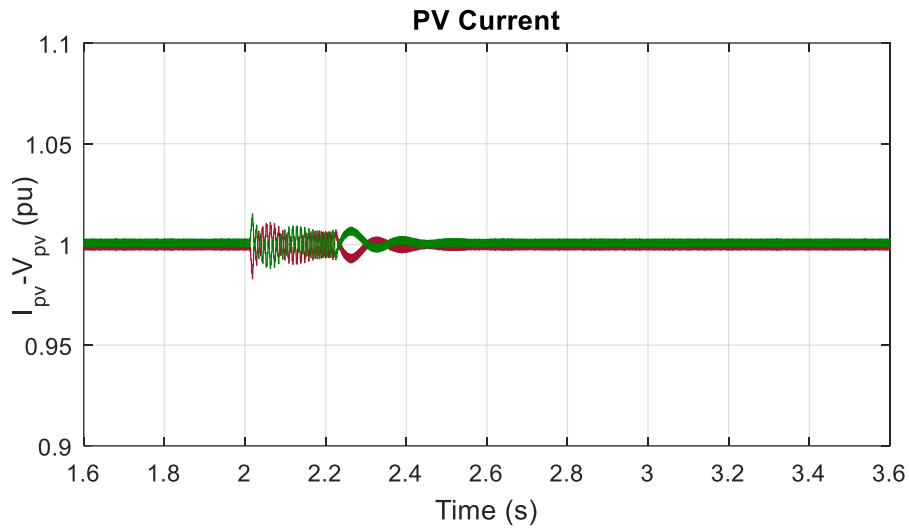
(α)



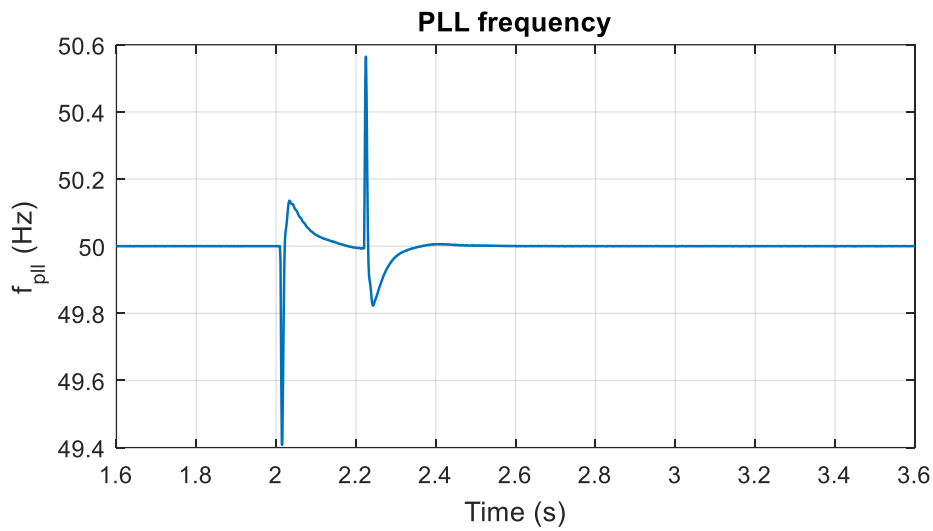
Σχήμα 5.74: Ενεργός συνιστώσα εγγεόμενου στο δίκτυο ρεύματος στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς (α) μέχρι την επαναφορά και (β) κατά τη διάρκεια του σφάλματος



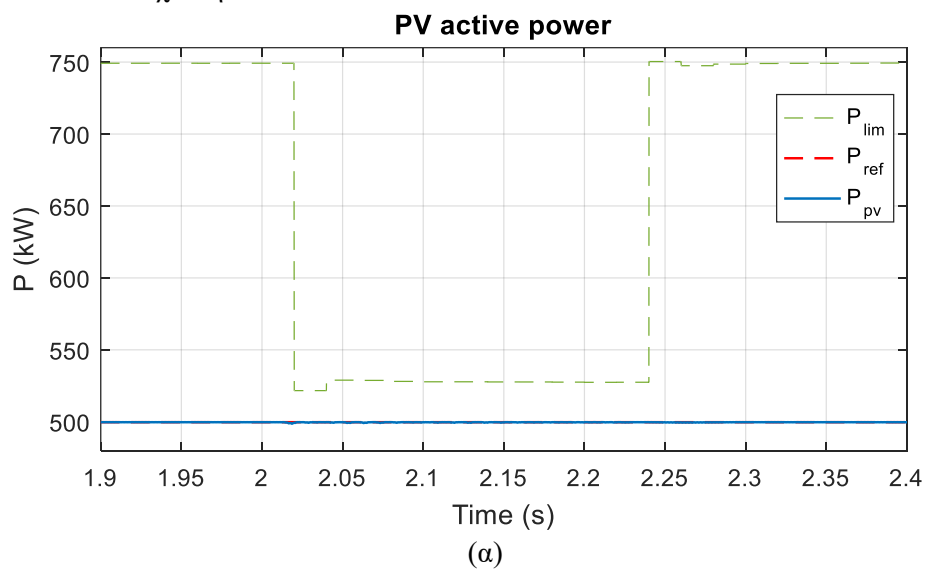
Σχήμα 5.75: Άεργος συνιστώσα εγγεόμενου στο δίκτυο ρεύματος στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς (α) μέχρι την επαναφορά και (β) κατά τη διάρκεια του σφάλματος

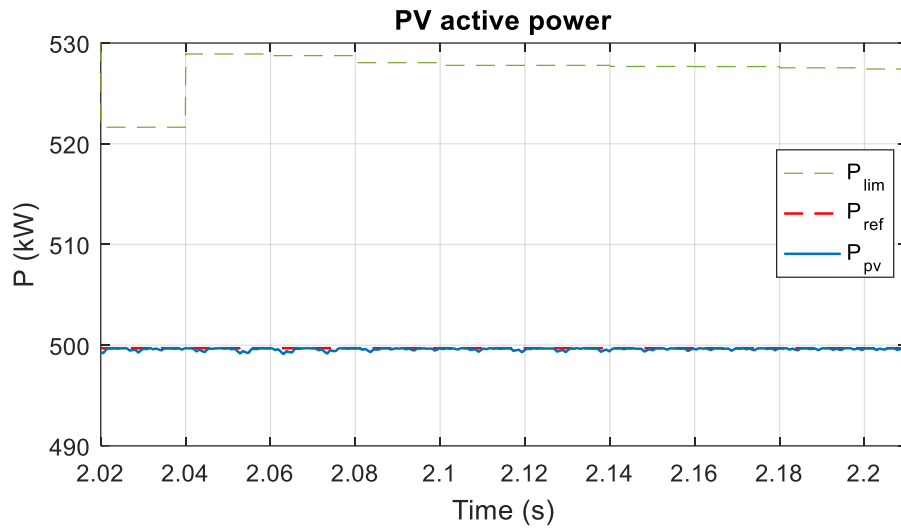


Σχήμα 5.76: Η τάση και το ρεύμα του ΦΒ κατά τη διάρκεια του σφάλματος ανηγμένα στις τιμές του MPP



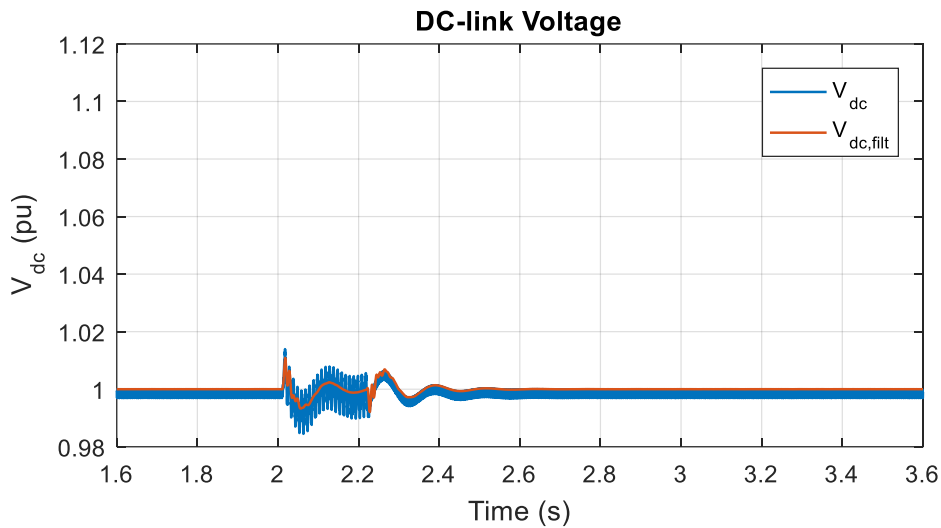
Σχήμα 5.77: Η συχνότητα του DSOGI-PLL



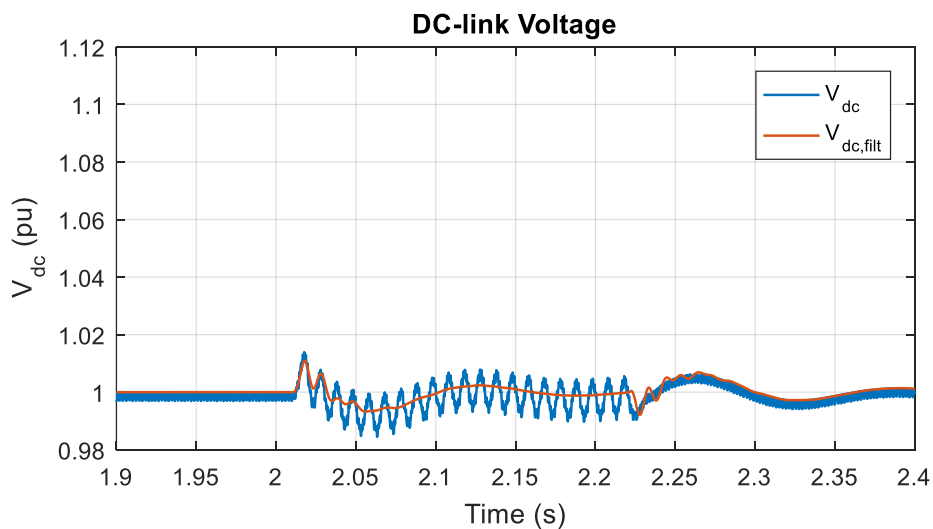


(β)

Σχήμα 5.78: Η ενεργός ισχύς εξόδου της ΦΒ γεννήτριας P_{pv} , η μέγιστη επιτρεπόμενη P_{lim} και η αναφορά αυτής P_{ref} (α) μέχρι την επαναφορά και (β) κατά τη διάρκεια του σφάλματος

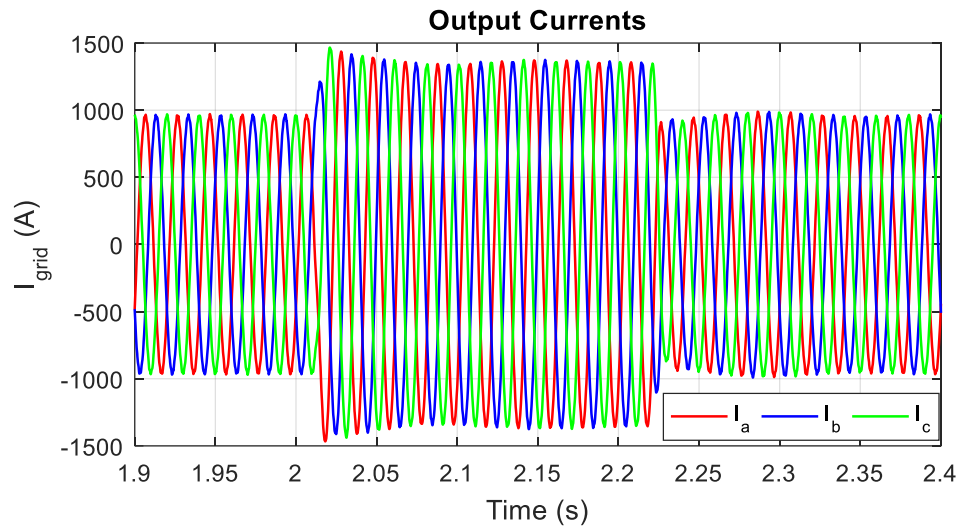


(α)



(β)

Σχήμα 5.79: Η τάση στο dc ζυγό V_{dc} και η έξοδος του ζωνοφρακτικού φίλτρου $V_{dc,fil}$ (α) μέχρι την επαναφορά του συστήματος και (β) κατά τη διάρκεια του σφάλματος



Σχήμα 5.80: Το εξερχόμενο από τη ΦΒ γεννήτρια ρεύμα στην έξοδο του LC φίλτρου

6. Συμπεράσματα

6.1 Ανασκόπηση εργασίας

Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων του πέμπτου κεφαλαίου οδηγούν στο συμπέρασμα ότι ο ΦΒ σταθμός έχει την ικανότητα υποστήριξης του δικτύου σε περιπτώσεις διαταραχών της συχνότητας και βυθίσεις τάσεως. Ταυτόχρονα, επιβεβαιώνεται η δυνατότητα της διάταξης να υπακούει άμεσα στις εντολές μεταβολής εφεδρείας του διαχειριστή δικτύου. Η τάση και το ρεύμα εξόδου της διάταξης παρουσιάζουν πολύ μικρή αρμονική παραμόρφωση, γεγονός που αποδίδεται στο σωστό σχεδιασμό του LC φίλτρου που βρίσκεται στην έξοδο του συστήματος, πριν το μετασχηματιστή ανύψωσης.

Αναφορικά με τη λειτουργία του δικτύου σε συχνότητα διαφορετική της ονομαστικής, μπορούμε να διακρίνουμε δύο βασικές κατηγορίες, τα σφάλματα υπερσυχνότητας και υποσυχνότητας.

Σε περιπτώσεις υπερσυχνότητας, το σύστημα ελέγχου οδηγεί το σταθμό σε μείωση της παραγόμενης ισχύος του. Παρατηρείται ότι οι χαμηλές τιμές στατισμού οδηγούν σε περιορισμό της υπερύψωσης της συχνότητας, ενώ η αύξηση της αδρανειακής απόκρισης περιορίζει αισθητά και τη μέγιστη απόκλιση του συντελεστή ROCOF. Έπειτα από σύγκριση των αποτελεσμάτων, προκύπτει πως το μεγαλύτερο ποσοστό μεταβολής της παραγόμενης ισχύος οφείλεται στην εφαρμογή του ελέγχου αδρανειακής απόκρισης της εγκατάστασης. Η βέλτιστη λύση στο πρόβλημα αυτό, προκύπτει από την εφαρμογή του συνδυαστικού ελέγχου, καθώς το ΦΒ σύστημα αποκρίνεται άμεσα και αποτελεσματικά στην εντολή περιορισμού της ισχύος. Αξίζει να σημειώσουμε πως τα επιλεγμένα κέρδη των ελεγκτών και των τιμών του στατισμού και της αδρανειακής απόκρισης του πάρκου, δεν δημιουργούν αστάθεια στις παραμέτρους της διάταξης της διάταξης.

Η εμφάνιση υποσυχνότητας, υποδεικνύει την άμεση αύξηση της εγγεόμενης ενεργού ισχύος στο δίκτυο. Όπως είναι προφανές, στις περιπτώσεις αυτές ο σταθμός έχει την ικανότητα συμμετοχής στη ρύθμιση της συχνότητας μονάχα όταν λειτουργεί σε υποβέλτιστο σημείο, δηλαδή με κάποια εντολή εφεδρείας. Όσο μεγαλύτερα είναι τα ποσοστά διατηρούμενης εφεδρείας, τόσο αυξάνεται η αποτελεσματικότητα της διάταξης ελέγχου της εγκατάστασης. Με τον τρόπο αυτό όμως, μειώνεται η δυνατότητα ΦΒ παραγωγής, ζημιώνοντας τους παραγωγούς. Έτσι, πρέπει να βρεθεί ένας συμβιβασμός μεταξύ αυτών και του διαχειριστή του δικτύου διανομής, με στόχο την εξασφάλιση της υποστήριξης του δικτύου από το σταθμό, με τη μικρότερη δυνατή οικονομική επιβάρυνση για τους επενδυτές. Το ποσοστό διεύθυνσης της

ΦΒ παραγωγής, αποτελεί έναν ακόμη παράγοντα που επηρεάζει τη συμβολή του πάρκου στη ρύθμιση συχνότητάς. Η αύξηση της ΦΒ διείσδυσης έχει ως αποτέλεσμα την επέκταση της διαταραχής, αφού σε αυτές τις περιπτώσεις η συχνότητα οδηγείται σε μεγαλύτερη απόκλιση από την ονομαστική της τιμή.

Τέλος, όσον αφορά στα σφάλματα δικτύου, το σύστημα ελέγχου διαθέτει τη δυνατότητα έγχυσης άεργων ρευμάτων σε πολύ μικρό χρονικό διάστημα. Το γεγονός αυτό συμβάλει τόσο στον περιορισμό της τάσεως του dc ζυγού, όσο και στην προστασία των ημιαγωγικών διακοπών από ενδεχόμενες υπερεντάσεις ρευμάτων. Η εξαγωγή της τάσεως θετικής ακολουθίας από το σύστημα συγχρονισμού, βελτιστοποιεί τη δυναμική συμπεριφορά του συστήματος όταν εμφανίζονται ασύμμετρα σφάλματα. Παράλληλα, οι ανεπιθύμητες ταλαντώσεις της ισχύος, που προκύπτουν από την ασυμμετρία του δικτύου, περιορίζονται αποτελεσματικά μετά την εφαρμογή του ζωνοπερατού φίλτρου στην τάση του dc ζυγού. Η ταχεία επαναφορά του δικτύου στις προ του σφάλματος συνθήκες ($\sim 400\text{ ms}$) αποτελεί ένα ακόμη στοιχείο που επιβεβαιώνει την πολύ καλή απόκριση του συστήματος ελέγχου.

6.2 Μελλοντικές προοπτικές

Στα πλαίσια αυτής της εργασίας, η ανάλυση του συστήματος περιορίστηκε αποκλειστικά σε προσομοιώσεις. Ένα εξαιρετικά ενδιαφέρον θέμα, θα ήταν η κατασκευή της προτεινόμενης διάταξης του αντιστροφέα και του συνολικού συστήματος ελέγχου, έτσι ώστε να εξεταστεί και η πρακτική εφαρμογή της σε ένα πραγματικό σύστημα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας. Επίσης, θα μπορούσε να γίνει μελέτη εναλλακτικών διατάξεων και τεχνικών ελέγχου των επιμέρους συστημάτων, όπως η ΦΒ γεννήτρια, ο dc/dc μετατροπέας, το σύστημα συγχρονισμού. Επιπλέον, ενδιαφέρουσα πρόταση είναι η δημιουργία ενός απλοποιημένου μοντέλου της τοπολογίας της ΦΒ γεννήτρας και του αντιστροφέα, με στόχο την ταχύτερη προσομοίωση του συστήματος.

Τέλος, η προσθήκη ενός συστήματος αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας θα μπορούσε να αυξήσει τις υποστηρικτικές ικανότητες της διάταξης στο δίκτυο. Η παρουσία ενός τέτοιου συστήματος όμως, θα μπορούσε να αποτελέσει χρήσιμο εργαλείο, αφού σε αυτή την περίπτωση δίνεται η δυνατότητα συνεχούς μέγιστης παραγωγής ενεργού ισχύος του ΦΒ. Η περίσσεια ισχύος αποθηκεύεται, μέχρι να απαιτηθεί από το διαχειριστή απελευθέρωση της στο δίκτυο. Έτσι, ο έλεγχος πραγματοποιείται αποκλειστικά στα ηλεκτρονικά ισχύος του αντιστροφέα, που είναι υπεύθυνος για τη διασύνδεση της διάταξης αποθήκευσης με το δίκτυο.

7. Βιβλιογραφία

- [1] M. Dreidy, H. Mokhlis and S. Mekhlief, "Inertia response and frequency control techniques for renewable energy sources: A review," *Elsevier, Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 69, pp. 144-155, Mar. 2017.
- [2] M. Altın, Ö. Göksu, R. Teodorescu, P. Rodriguez, B.-B. Jensen and L. Helle, "Overview of recent grid codes for wind power integration," in *12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment (OPTIM)*, 2010.
- [3] C. Rahmann and A. Castillo, "Fast frequency response capability of photovoltaic power plants: The necessity of new grid requirements and definitions," *Energies*, vol. 7, no. 10, pp. 6306-6322, 2014.
- [4] R. Yan , T. K. Saha, N. Modi, N.-A. Masood and M. Mosadeghy, "The combined effects of high penetration of wind and PV on power system frequency response," *Elsevier, Applied Energy*, vol. 145, pp. 320-330, Mar. 2015.
- [5] S. Eftekharijad, V. Vittal, G. T. Heydt and B. Keel, "Impact of increased penetration of photovoltaic generation on power systems," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 28, no. 2, pp. 893-901, Oct. 2012.
- [6] N.-A. Masood, R. Yan, T. K. Saha and N. Modi, "Impact of load frequency dependence on frequency response of a power system with high non-synchronous penetration," in *IEEE PES Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference (APPEEC)*, Brisbane, QLD, Australia, 2015.
- [7] M. Tsili and S. Papathanassiou, "A review of grid code technical requirements for wind farms," *IET Renewable Power Generation*, vol. 3, no. 3, p. 308–332, Sept. 2009.
- [8] C. Powell, S. Bahadoorsingh, A. Singh and C. Sharma, "An adaptive under frequency load shedding scheme for a small island power system," in *IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition (T&D)*, Dallas, TX, USA, 2016.
- [9] Network Code, "Network Code for Requirements for Grid Connection Applicable to all Generators," European Network of Transmission System Operators for Electricity (ENTSO-E), 2012.

- [10] Transmission Code, "Network and System Rules of the German Transmission System Operators," Verband der Netzbetreiber, 2007.
- [11] Technical Guideline, "Generating Plants Connected to the Medium-Voltage Network," Bundesverband der Energie und Wasserwirtschaft (BDEW), 2008.
- [12] Technical Regulation, "Technical regulation 3.2.2 for PV power plants above 11 kW," Energinet, 2016.
- [13] Network Code, "The Grid Code, issue 5, rev.21," UK National Grid Electricity Transmission plc, 2017.
- [14] IEEE Industry Applications Society and Power Engineering Society, "Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems," *IEEE Std 519-1992*, 1992.
- [15] I. Ranaweera, S. Sanchez and O.-M. Midtgard, "Residential photovoltaic and battery energy system with grid support functionalities," in *6th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, Aachen, Germany, 2015.
- [16] N. Kakimoto, S. Takayama, H. Satoh and K. Nakamura, "Power modulation of photovoltaic generator for frequency control of power system," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 24, no. 4, pp. 943-949, Dec. 2009.
- [17] C. Rodriguez, G. Amaratunga and A. J. Amaratunga, "Analytic Solution to the Photovoltaic Maximum Power Point Problem," *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, vol. 54, no. 9, pp. 2054 - 2060, 2009.
- [18] M. G. Villalva, J. R. Gazoli and . E. R. Filho, "Comprehensive approach to modeling and simulation of photovoltaic arrays," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 24, no. 5, pp. 1198-1208, May 2009.
- [19] E. Saloux, A. Teyssedou and M. Sorin, "Explicit model of photovoltaic panels to determine voltages and currents at the maximum power point," *Elsevier, Solar Energy*, vol. 85, no. 5, pp. 713-722, 2011.
- [20] E. I. Batzelis, G. E. Kampitsis, S. A. Papathanassiou and S. N. Manias, "Direct MPP calculation in terms of the single-diode PV model parameters," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 30, no. 1, pp. 226-236, 2014.
- [21] Δ. Μουτεβελής, "Μοντελοποίηση και έλεγχος συστημάτων VSC-HVDC για διασυνδέσεις νησιών - Εφαρμογή στην Κρήτη," Διπλωματική Εργασία, Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Μηχανικών Υπολογιστών, ΕΜΠ, 2017.

- [22] M. Liserre, F. Blaabjerg and S. Hansen, "Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1281 - 1291, Sep. 2005.
- [23] T. C. Wang, Z. Ye, G. Sinha and X. Yuan, "Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter," in *IEEE 34th Annual Power Electronics Specialist Conference (PESC)*, Acapulco, Mexico, Mexico, 2003.
- [24] I. Setiawan, M. Facta, A. Priyadi and M. H. Purnomo, "Comparison of three popular PLL schemes under balanced and unbalanced grid voltage conditions," in *8th International Conference on Information Technology and Electrical Engineering (ICITEE)*, Yogyakarta, Indonesia, 2016.
- [25] A. Luna, J. Rocabert, I. Candela, . P. Rodriguez, R. Teodorescu and F. Blaabjerg, "Advanced structures for grid synchronization of power converters in distributed generation applications," in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Raleigh, NC, USA, 2012.
- [26] Y. Jiaqi, X. Yong, C. Yijia and Y. Jingrong, "An improved dual second-order generalized integrator PLL under non-ideal grid conditions," in *35th Chinese Control Conference*, Chengdu, China, Jul. 2016, pp. 8644-8648.
- [27] M. Ciobotaru, R. Teodorescu and F. Blaabjerg, "A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator," in *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, Jeju, South Korea, 2006.
- [28] D. Sera, T. Kerekes, M. Lungeanu, P. Nakhost, R. Teodorescu, G. K. Andersen and M. Liserre, "Low-cost digital implementation of proportional-resonant current controllers for PV inverter applications using delta operator," in *31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, Raleigh, NC, USA, 2005.
- [29] F. J. Rodriguez, E. Bueno, M. Aredes, L. G. Rolim, F. A. Neves and M. C. Cavalcanti, "Discrete-time implementation of second order generalized integrators for grid converters," in *34th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON)*, Orlando, FL, USA, 2008, no. 1, pp. 176-181.
- [30] "A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator," in *37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 2006, pp. 1-6.
- [31] Ε. Μπατζέλης, "Μοντελοποίηση και Έλεγχος Φωτοβολταϊκών Συστημάτων σε Συνθήκες Σκίασης," Διδακτορική διατριβή, Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών υπολογιστών ΕΜΠ, 2016.

- [32] A. F. Okou, O. Akhri, R. Beguenane and M. Tarbouchi, "Nonlinear control strategy insuring contribution of PV generator to voltage and frequency regulation," in *6th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD)*, Bristol, UK, 2012.
- [33] Y. Bae, T.-K. Vu and R.-Y. Kim, "Implemental control strategy for grid stabilization of grid-connected PV system based on German grid code in symmetrical low-to-medium voltage network," *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 28, no. 3, pp. 619-631, Sept. 2013.
- [34] A. V. Timbus, M. Ciobotaru, R. Teodorescu and F. Blaabjerg, "Adaptive resonant controller for grid-connected converters in cistributed power generation systems," in *21st Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*, Dallas, TX, USA, Mar. 2006.
- [35] V. T. Ranganathan , "Space vector pulsewidth modulation - A status review," *Sadhana*, vol. 22, no. 6, pp. 675-688, Dec. 1997.
- [36] Σ. Ν. Μανιάς, Ηλεκτρονικά Ισχύος, Αθήνα : Εκδόσεις Συμείων, 2012.
- [37] L. Galotto Jr., R. B. Godoy, M. A. G. de Brito, R. C. Garcia, M. L. M. Kimpara and C. A. Canesin, "Tri-state space vector modulation for three-phase integrated inverters," in *10th Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)*, Praiamar, Brazil, Sept. 2011.
- [38] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan and F. Blaabjerg, *Control in Power Electronics*, Academic Press, 2002.
- [39] L. Wang, B. Zhao, J. Zhong, S. Malik and H. Bao, "Power Tracking Control Strategy Based on Feedback Frequency of Large-scale Grid-connected PV Generation," *Advanced Materials Research*, Vols. 986-987, pp. 1226-1230, 2014.
- [40] S. I. Nanou, A. G. Papakonstantinou and S. A. Papathanassiou, "A generic model of two-stage grid-connected PV systems with primary frequency response and inertia emulation," *Elsevier, Electrical Power Systems Research*, vol. 127, pp. 186-196, Oct. 2015.
- [41] P. P. Zarina, S. Mishra and P. C. Sekhar, "Exploring frequency control capability of a PV system in a hybrid PV-rotating machine-without storage system," *Elsevier, Electrical Power and Energy Systems*, vol. 60, pp. 258-267, Sept. 2014.
- [42] E. Dvorský, L. Raková and P. Hejtmánková, "Primary and secondary frequency regulation with photovoltaic generators," in *16th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE)*, Kouty nad Desnou, Czech Republic, 2015.

- [43] S. Mishra, P. P. Zarina and P. C. Sekhar, "A novel controller for frequency regulation in a hybrid system with high PV penetration," in *IEEE Power & Energy Society General Meeting*, Vancouver, BC, Canada, 2013.
- [44] H. Xin, Y. Liu, Z. Wang, D. Gan and T. Yang, "A new frequency regulation strategy for photovoltaic systems without energy storage," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 4, no. 4, pp. 985-993, Oct. 2013.
- [45] E. I. Batzelis, G. E. Kampitsis and S. A. Papathanassiou, "Power reserves control for PV systems with real-time MPP estimation via curve fitting," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 8, no. 3, pp. 1269-1280, Feb. 2017.
- [46] J. Suh, D.-H. Yoon, Y.-S. Cho and G. Jang, "Flexible frequency operation strategy of power system with high renewable penetration," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 8, no. 1, pp. 192 - 199, July 2016.
- [47] A. Ulbig, T. S. Borsche and G. Andersson, "Impact of low rotational inertia on power system stability and operation," in *19th IFAC World Congress, The International Federation of Automatic Control (IFAC)*, Cape Town, South Africa, Aug. 2014.
- [48] S. Eftekharijad, V. Vittal, G. T. Heydt, B. Keel and J. Loehr, "Small signal stability assessment of power systems with increased penetration of photovoltaic generation: A case study," *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, vol. 4, no. 4, pp. 960 - 967, Sept. 2013.
- [49] Κ. Χ. Γάλλος, "Έλεγχος αντιστροφεία φωτοβολταϊκών συστημάτων για υποστήριξη του δικτύου σε συμμετρικά και ασύμμετρα σφάλματα," Διπλωματική Εργασία, Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών & Μηχανικών Υπολογιστών, ΕΜΠ, 2016.
- [50] Γ. Καμπίτσης, "Συμβολή στην Ανάπτυξη Μετατροπέων Ισχύος με Ημιαγωγούς Καρβιδίου του Πυριτίου και Συμβατότητα με τους Κώδικες Δικτύου," Διδακτορική διατριβή, Σχολή Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών υπολογιστών ΕΜΠ, 2016.
- [51] X.-H. Chai, C.-J. Zhang, B. Ben and X.-h. Wang, "Notch filter constraints analysis and SPL design under unbalanced voltage conditions," in *2014 International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC)*, Shanghai, China, 2014.
- [52] C. Rahmann, J. Jara and M. B. C. Salles, "Effects of inertia emulation in modern wind parks on isolated power systems," in *IEEE Power & Energy Society General Meeting*, Denver, CO, USA, 2015.

- [53] Y. Wang and B. Ren , "Fault ride-through enhancement for grid-tied PV systems with robust control," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 3, pp. 2302 - 2312, Aug. 2017.
- [54] H. C. Benz, W.-T. Franke and F. W. Fuchs, "Low voltage ride through capability of a 5 kW grid-tied solar inverter," in *14th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE-PEMC)*, Ohrid, Macedonia, 2010.