



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

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**Σχεδίαση και Υλοποίηση Μονοφασικού
Αντιστροφέα για Φ/Β Συστήματα**

ΠΑΝΑΓΙΩΤΑΚΗΣ ΜΙΧΑΗΛ

Επιβλέπων: Παπαθανασίου Σταύρος

Αναπληρωτής Καθηγητής Ε.Μ.Π.

ΑΘΗΝΑ

ΜΑΡΤΙΟΣ 2017



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

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**Σχεδίαση και Υλοποίηση Μονοφασικού
Αντιστροφέα για Φ/Β Συστήματα**

ΠΑΝΑΓΙΩΤΑΚΗΣ ΜΙΧΑΗΛ

Επιβλέπων: Παπαθανασίου Σταύρος

Αν. Καθηγητής ΕΜΠ

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή:

.....
ΣΤΑΥΡΟΣ
ΠΑΠΑΘΑΝΑΣΙΟΥ
Αν. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
ΣΤΕΦΑΝΟΣ
ΜΑΝΙΑΣ
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
ΑΝΤΩΝΙΟΣ
ΚΛΑΔΑΣ
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Μάρτιος 2017

.....
Μιχαήλ Ε. Παναγιωτάκης

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

Copyright © Μιχαήλ Ε. Παναγιωτάκης, 2017

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.

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Σε αυτό το σημείο θα ήθελα να εκφράσω τις ειλικρινείς μου ευχαριστίες σε όσους συντέλεσαν καθοριστικά στην εκπόνηση της διπλωματικής μου εργασίας.

Πρωτίστως, θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον Καθηγητή μου κ. Σταύρο Παπαθανασίου, για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε με την ανάθεση της διπλωματικής μου εργασίας, το θέμα της οποίας όπως αποδείχθηκε είναι τόσο ενδιαφέρον όσο και επίκαιρο, καθώς και για την καθοδήγησή του για την ολοκλήρωσή της.

Επιπλέον, ευχαριστώ ιδιαίτερα τον Δρ Γεώργιο Καμπίση για την άψογη συνεργασία που είχαμε καθόλη την διάρκεια της διπλωματικής μου εργασίας, όπου χωρίς την συμβολή του σε καίρια ζητήματα που προέκυψαν η ολοκλήρωση της δεν θα είχε καταστεί δυνατή.

Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένεια μου, τους φίλους και συναδέλφους μου για την στήριξη που μου παρείχαν όλα αυτά τα χρόνια.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Στην παρούσα Διπλωματική Εργασία γίνεται η προσπάθεια κατασκευής, ελέγχου, προσομοίωσης και λειτουργίας ενός μονοφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων πλήρους γέφυρας χωρίς μετασχηματιστή διασυνδεδεμένου στο δίκτυο χαμηλής τάσης, ο οποίος υλοποιείται μέσω της ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών (SPWM).

Αρχικά, παρουσιάζονται αναλυτικά όλες οι διατάξεις αντιστροφέων DC/AC που μελετήθηκαν, προτού επιλεγεί αυτός που τελικά κατασκευάστηκε, αναδεικνύοντας όλα τα θετικά και αρνητικά τους στοιχεία, με έμφαση στα συγκεκριμένα στοιχεία που οδήγησαν στην τελική επιλογή. Παράλληλα θα γίνει αντίστοιχη διερεύνηση των μετατροπών DC/DC, ώστε να γίνουν αντιληπτοί οι λόγοι που αποτέλεσαν κριτήριο για την επιλογή της τελικής διάταξης.

Συνεχίζοντας, γίνεται πλήρης περιγραφή του κυκλώματος οδήγησης των ημιαγωγών, αλλά και εκτενής παρουσίαση όλων των επιμέρους κυκλωμάτων από τα οποία αποτελείται η τυπωμένη πλακέτα. Σε αυτό το σημείο, γίνεται αναφορά στα κυριότερα χαρακτηριστικά των σημαντικότερων στοιχείων που χρησιμοποιήθηκαν, καθώς και ο τρόπος λειτουργίας τους.

Περνώντας στο κομμάτι του ελέγχου, εξετάζονται διάφοροι εναλλακτικοί αλγόριθμοι κλειδώματος φάσης (PLL), οι οποίοι είναι απαραίτητοι για το συγχρονισμό της μονάδας με το δίκτυο και επιλέγεται ο καταλληλότερος για την εξεταζόμενη εφαρμογή, βάσει προγενέστερων μελετών. Στη συνέχεια, παρατίθεται ο αλγόριθμος ανίχνευσης βέλτιστου σημείου λειτουργίας που υλοποιήθηκε. Ενώ, παρουσιάζεται και η στρατηγική ελέγχου ρεύματος που ακολουθήθηκε για την δημιουργία των ημιτόνων αναφοράς, απαραίτητων για την υλοποίηση της SPWM.

Τέλος, επιβεβαιώνεται μέσω προσομοιώσεων η σωστή λειτουργία της διάταξης και της συνολικής στρατηγικής ελέγχου, προτού εισαχθεί στον αντιστροφέα, για να διεκπεραιωθούν τα πειράματα. Κατά την διαδικασία των πειραμάτων, αναλύονται τα εξαγόμενα αποτελέσματα, με σκοπό την μέτρηση της απόδοσης του συστήματος και την διερεύνηση εάν ο αντιστροφέας κινείται μέσα στο θεσμικό πλαίσιο που έχει δημιουργηθεί από τους διαχειριστές του δικτύου.

Λέξεις κλειδιά

Αντιστροφέας, Συγχρονισμός με το δίκτυο, κώδικες δικτύου, φωτοβολταϊκά, έλεγχος ρεύματος, ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (SPWM), διακοπτική συχνότητα

ABSTRACT

The scope of the present Diploma Thesis is the design, the control, the simulation and the construction of a transformerless grid-tied single phase full bridge SPWM PV inverter.

All the studied inverter topologies are initially presented, highlighting each model advantages and disadvantages in order to end up to the final design. A similar analysis of the DC/DC converters has occurred, so as to define the reasons that led to the final structure.

A detailed description of the semiconductors driving circuit follows. Also, the most significant circuits of the PCB (Printed Circuit Board) are represented, as long as the characteristics and the operation of circuits' most valuable components are outlined.

As far as the control methods are concerned, initially, a variety of Phase Locked Loop controllers (PLL) are examined, whose main purpose is the synchronization of the inverter with the grid. The one that fits better in the current scenario is selected. In the meantime, the maximum power point tracking (MPPT) algorithm chosen for the experimental procedure is studied. The control scheme ends with the proposed current control method designation. The outcome of this control is the generation of the SPWM technique's reference waveforms.

The complete control strategy functionality is confirmed by the simulation, before its installation in the Inverter. The aim of the experiments conducted is to confirm that the inverter operates according to the theoretical study. Another goal is to specify inverter's efficiency and to examine its conformity with the current European grid standards.

Key words

Inverter, SOGI PLL, grid standards, Photovoltaics, current control, sinusoidal pulse width modulation (SPWM), switching frequency

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

| | |
|--|-----|
| ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ | v |
| ΠΕΡΙΛΗΨΗ | vii |
| ABSTRACT | ix |
| ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ | xi |
| ΠΙΝΑΚΑΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ | xv |
| ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΙΝΑΚΩΝ | xxi |
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ | 1 |
| 1.1 Εισαγωγή | 3 |
| 1.2 Ιδιότητες και απαιτήσεις αντιστροφένων | 4 |
| 1.3 Αντικείμενο της διπλωματικής εργασίας | 6 |
| 1.4 Δομή της διπλωματικής εργασίας | 6 |
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 ΜΕΛΕΤΗ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ DC/AC ΚΑΙ DC/DC | 9 |
| 2.1 Τοπολογίες Φ/Β αντιστροφένων | 11 |
| 2.1.1 Τοπολογίες Inverter που προέρχονται από την H-bridge | 11 |
| 2.1.1.1 Βασικός αντιστροφέας πλήρους γέφυρας | 11 |
| 2.1.1.2 Διπολική διαμόρφωση | 12 |
| 2.1.1.3 Μονοπολική Διαμόρφωση | 13 |
| 2.1.1.4 Υβριδική διαμόρφωση | 14 |
| 2.1.1.5 H5 Inverter (SMA) | 15 |
| 2.1.1.6 Heric Inverter (Sunways) | 17 |
| 2.1.1.7 Refu Inverter | 18 |
| 2.1.2 Συμπεράσματα | 20 |
| 2.2 Μετατροπείς DC/DC | 21 |
| 2.2.1 Εισαγωγή | 21 |
| 2.2.2 Μετατροπέας μείωσης τάσης (buck converter ή step-down converter) | 22 |
| 2.2.3 Μετατροπέας ενίσχυσης τάσης (boost converter) | 23 |
| 2.2.4 Buck-Boost Converter | 24 |
| 2.2.5 Cuk Converter | 25 |
| 2.2.6 Sepic Converter | 26 |
| 2.2.7 Cascaded buck-boost Converter | 26 |
| 2.2.8 Συμπεράσματα | 27 |
| 2.3 Ημιαγωγοί | 28 |

| | | |
|------------|---|----|
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 | ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΤΥΠΩΜΕΝΗΣ ΠΛΑΚΕΤΑΣ | 31 |
| 3.1 | Κυκλώματα οδήγησης και προστασίας των τρανζίστορ καρβιδίου του πυριτίου | 33 |
| 3.1.1 | Εισαγωγή | 33 |
| 3.1.2 | Κύκλωμα οδήγησης SiC Mosfet..... | 34 |
| 3.1.3 | Κύκλωμα Ομαλής Σβέσης των Ημιαγωγών (Soft Turn OFF) | 35 |
| 3.2 | Μετρητικά Ρεύματος..... | 36 |
| 3.3 | Μετρητικά Τάσης | 37 |
| 3.4 | Φίλτρο EMI | 39 |
| 3.4.1 | Περιγραφή φαινομένου ρεύματος διαρροής | 40 |
| 3.4.2 | Σχεδιασμός EMI φίλτρου στην έξοδο..... | 40 |
| 3.5 | Κύκλωμα οδήγησης Relay | 43 |
| 3.6 | Κύκλωμα ελέγχου | 43 |
| 3.7 | Ακροδέκτες Εξόδου | 43 |
| 3.8 | Πυκνωτές DC και PV ζυγού..... | 43 |
| 3.9 | Τελικά σχέδια Τυπωμένης Πλακέτας | 45 |
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 | ΕΛΕΓΧΟΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΚΑΙ ΠΑΛΜΟΙ ΕΝΑΥΣΗΣ ΗΜΙΑΓΩΓΩΝ | 47 |
| 4.1 | Συγχρονισμός με το ηλεκτρικό δίκτυο | 49 |
| 4.1.1 | Εισαγωγή | 49 |
| 4.1.2 | Διάταξη κλειδώματος φάσης PLL | 49 |
| 4.1.2.1 | Βασικά μέρη διατάξεων PLL..... | 50 |
| 4.1.2.2 | Μετασχηματισμός σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς ($\alpha\beta 0$ -dq0) | 51 |
| 4.1.2.3 | PLL βασισμένο στον μετασχηματισμό Hilbert | 53 |
| 4.1.2.4 | PLL βασισμένο στον αντίστροφο μετασχηματισμό Park | 54 |
| 4.1.2.5 | PLL βασισμένο στον γενικευμένο ολοκληρωτή δεύτερης τάξης (SOGI PLL)... | 56 |
| 4.1.3 | Διακριτοποίηση της μεθόδου συγχρονισμού με το δίκτυο | 58 |
| 4.1.3.1 | Συνάρτηση μεταφοράς PI ελεγκτή στον διακριτό χρόνο | 59 |
| 4.1.3.2 | Συνάρτηση μεταφοράς SOGI στον διακριτό χρόνο..... | 59 |
| 4.1.3.3 | Συνάρτηση μεταφοράς SOGI-PLL στον διακριτό χρόνο | 59 |
| 4.2 | Μέγιστη απολαβή ισχύος (MPPT)..... | 60 |
| 4.3 | Έλεγχος ρεύματος..... | 61 |
| 4.3.1 | PI Ελεγκτής | 63 |
| 4.3.2 | PR Ελεγκτής | 65 |
| 4.4 | Παλμοί έναυσης ημιαγωγών με την τεχνική SPWM | 66 |
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 | ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΚΑΙ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ | 73 |

| | |
|---|-----|
| 5.1 Εισαγωγή | 75 |
| 5.2 Προσομοίωση..... | 75 |
| 5.2.1 Συγχρονισμός με το δίκτυο | 75 |
| 5.2.2 Αλγόριθμος P&O στο Simulink | 77 |
| 5.2.3 Αποτέλεσμα προσομοίωσης του ελέγχου στον DC ζυγού | 80 |
| 5.2.4 Προσομοίωση της τεχνικής SPWM και της ισχύος εξόδου του αντιστροφέα | 83 |
| 5.2.5 Αποτελέσματα Προσομοίωσης με μοναδιαίο ΣΙ..... | 84 |
| 5.2.6 Αποτελέσματα της προσομοίωσης για ΣΙ≠1 | 86 |
| 5.2.6.1 Αποτελέσματα για Q=600VAr | 87 |
| 5.3 Πειραματική διαδικασία | 88 |
| 5.3.1 Πειραματική επιβεβαίωση PLL | 88 |
| 5.3.2 Απόκριση ΜΡΡΤ στην πειραματική διάταξη | 89 |
| 5.3.3 Πειραματικά αποτελέσματα ελέγχου στον DC ζυγού | 91 |
| 5.3.4 Πειραματικά αποτελέσματα εξόδου του Inverter | 92 |
| 5.3.5 Αποτελέσματα πειράματος με μεταβαλλόμενη ισχύ εισόδου | 95 |
| 5.3.6 Πειραματικά αποτελέσματα για ΣΙ≠1..... | 97 |
| 5.3.6.1 Συντελεστή Ισχύος=0.89 (επαγωγικός) | 98 |
| 5.3.6.2 Συντελεστή Ισχύος: 0.87 (χωρητικό) | 99 |
| 5.3.6.3 Αποτελέσματα με απότομη μεταβολή της αέργου ισχύος..... | 100 |
| 5.3.7 Συνολική αρμονική παραμόρφωση (THD) και απόδοση | 102 |
| 5.3.8 Σταθμισμένοι Βαθμοί Απόδοσης | 105 |
| 5.4 Σύγκριση πειραματικών αποτελεσμάτων με διεθνείς κώδικες δικτύου | 106 |
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6 ΕΠΙΛΟΓΟΣ ΚΑΙ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΡΕΥΝΑ..... | 109 |
| 6.1 Επίλογος | 111 |
| 6.2 Μελλοντική έρευνα..... | 111 |
| ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7 Βιβλιογραφία..... | 113 |

ΠΙΝΑΚΑΣ ΣΧΗΜΑΤΩΝ

| | |
|--|----|
| Σχήμα 1.1 Επίπεδα Φ/Β πλαισίου | 5 |
| Σχήμα 2.1 Full Bridge τοπολογία [6]..... | 11 |
| Σχήμα 2.2 Λειτουργία μονοφασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας με διπολική τεχνική διαμόρφωσης παλμών . Λειτουργία με (α) θετικό ρεύμα εξόδου και (β) αρνητικό ρεύμα εξόδου [6]..... | 12 |
| Σχήμα 2.3 Λειτουργία μονοφασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας με μονοπολική τεχνική διαμόρφωσης παλμών . Λειτουργία με (α) θετικό ρεύμα εξόδου και (β) αρνητικό ρεύμα εξόδου [6]..... | 13 |
| Σχήμα 2.4 Λειτουργία μονοφασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας με υβριδική τεχνική διαμόρφωσης παλμών . Λειτουργία με (α) θετικό ρεύμα εξόδου και (β) αρνητικό ρεύμα εξόδου [6]..... | 14 |
| Σχήμα 2.5 H5 τοπολογία αντιστροφέα (SMA) [6] | 15 |
| Σχήμα 2.6 Λειτουργία μονοφασικού αντιστροφέα H5 με (α) θετικό ρεύμα εξόδου και (β) αρνητικό ρεύμα εξόδου [6]..... | 16 |
| Σχήμα 2.7 Τοπολογία H6 ή Heric (Sunways) [6]..... | 17 |
| Σχήμα 2.8 Καταστάσεις διακοπής του μονοφασικού αντιστροφέα H6, με α) θετικό ρεύμα εξόδου και β) αρνητικό [6]..... | 18 |
| Σχήμα 2.9 Refu Inverter [6] | 19 |
| Σχήμα 2.10 Λειτουργία μονοφασικού αντιστροφέα Refu με λειτουργία α) θετικό ρεύμα εξόδου και β) αρνητικό ρεύμα εξόδου [6]..... | 20 |
| Σχήμα 2.11 Χαρακτηριστική καμπύλη I-V και P-V μιας Φ/Β γεννήτριας [19]..... | 21 |
| Σχήμα 2.12 Κυκλωματικό διάγραμμα μετατροπέα μείωσης τάσης | 22 |
| Σχήμα 2.13 Σημείο λειτουργίας μετατροπέα υποβιβασμού τάσης [19] | 23 |
| Σχήμα 2.14 Κυκλωματικό διάγραμμα μετατροπέα ανύψωσης τάσης | 23 |
| Σχήμα 2.15 Σημείο λειτουργίας boost converter [19] | 24 |
| Σχήμα 2.16 Κυκλωματικό διάγραμμα μετατροπέα υποβιβασμού-ανύψωσης τάσης | 24 |
| Σχήμα 2.17 Κυκλωματικό διάγραμμα Cuk μετατροπέα..... | 25 |
| Σχήμα 2.18 Κυκλωματικό διάγραμμα Sepic μετατροπέα | 26 |
| Σχήμα 2.19 Κυκλωματικό διάγραμμα Cascaded Buck-Boost μετατροπέα | 27 |
| Σχήμα 3.1 Τυπική δομή των κυκλωμάτων οδήγησης δύο ημιαγωγικών διακοπών σε διάταξη γέφυρας [26] | 33 |
| Σχήμα 3.2 Σχηματικό διάγραμμα του υλοποιημένου κυκλωματος οδήγησης SiC Mosfet [26] | 34 |

| | |
|--|----|
| Σχήμα 3.3 Κάτοψη σχεδιασμένου κυκλώματος οδήγησης SiC Mosfet..... | 36 |
| Σχήμα 3.4 Άνοψη σχεδιασμένου κυκλώματος οδήγησης SiC Mosfet | 36 |
| Σχήμα 3.5 Λειτουργικό διάγραμμα του αισθητήρα ρεύματος ACS710 [29] | 37 |
| Σχήμα 3.6 Λειτουργικό διάγραμμα διαιρέτη τάσης ACPL-C87BT [30]..... | 38 |
| Σχήμα 3.7 Λειτουργικό διάγραμμα ενισχυτή OPA237 [31] | 38 |
| Σχήμα 3.8 Λειτουργικό διάγραμμα ψηφιακού απομονωτή ADUM2210 [32] | 39 |
| Σχήμα 3.9 Ροή του ρεύματος διαρροής στην διάταξη μονοφασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας [33] | 40 |
| Σχήμα 3.10 Κύκλωμα Common Mode Filter δεύτερης τάξης [34]..... | 41 |
| Σχήμα 3.11 Απόκριση συχνότητας δεύτερης τάξης για διάφορες τιμές του συντελεστή απόσβεσης $A \leq 0.1$, $B=0.5$, $C=0.707$, $D=1$, $E \geq 4$ [34] | 42 |
| Σχήμα 3.12 Κάτοψη τυπωμένης πλακέτας μέσω του περιβάλλοντος σχεδίασης Eagle | 45 |
| Σχήμα 3.13 Άνοψη τυπωμένης πλακέτας μέσω του περιβάλλοντος σχεδίασης Eagle | 46 |
| Σχήμα 4.1 Γραφική αναπαράσταση του πλαισίου αναφοράς dq0 [38] | 52 |
| Σχήμα 4.2 Δομικό διάγραμμα αλγορίθμου PLL βασισμένου στον μετασχηματισμό Hilbert [41] | 53 |
| Σχήμα 4.3 Δομικό διάγραμμα PLL που στηρίζεται στον μετασχηματισμό Park [42]..... | 55 |
| Σχήμα 4.4 Δομικό διάγραμμα SOGI PLL [43]..... | 56 |
| Σχήμα 4.5 Απόκριση φάσης των μεθόδων διακριτοποίηση Forward Euler, Backward Euler, Bilinear και Second Order [26] | 59 |
| Σχήμα 4.6 Ταλάντωση αλγορίθμου P&O γύρω από το MPP [26]..... | 61 |
| Σχήμα 4.7 Διάγραμμα ροής αλγορίθμου P&O | 61 |
| Σχήμα 4.8 Δομικό διάγραμμα ελέγχου ρεύματος..... | 63 |
| Σχήμα 4.9 Δομικό διάγραμμα PI ελεγκτή..... | 64 |
| Σχήμα 4.10 Δομικό διάγραμμα PR ελεγκτή..... | 65 |
| Σχήμα 4.11 Κυματομορφές μονοφασικής τεχνικής SPWM για αντιστροφέα πλήρους γέφυρας με $m_a=0.7$ και $m_f=7$, α) ημίτονο αναφοράς και τρίγωνο φορέα, β) έξοδος συγκριτή A, γ) έξοδος συγκριτή B, δ-ε) παλμοί έναυσης ημιαγωγών [14] | 67 |
| Σχήμα 4.12 α) Διάγραμμα ισχύος και ελέγχου μονοφασικού SPWM σε διάταξη πλήρους γέφυρας, β) δημιουργία παλμών έναυσης ημιαγωγών S1 και S2 [14] | 68 |
| Σχήμα 4.13 α) Παλμοί έναυσης ημιαγωγών S1-S4, β) τάση V_{ao} , γ) τάση V_{bo} , δ) τάση V_{ab} [14] | 69 |
| Σχήμα 4.14 Φάσμα αρμονικών συνιστωσών α) V_{ao} , β) v_{ab} [14]..... | 71 |
| Σχήμα 5.1 Δομικό διάγραμμα αλγορίθμου SOGI PLL στο περιβάλλον προσομοίωσης Simulink | 75 |

| | |
|--|----|
| Σχήμα 5.2 Υλοποίηση συνάρτησης μεταφοράς του SOGI QSG στο περιβάλλον προσομοίωσης Simulink..... | 75 |
| Σχήμα 5.3 Κυματομορφή α) της τάσης δικτύου, V_a και qV , β) γωνιακή ταχύτητα εξόδου PLL, στην μόνιμη κατάσταση..... | 76 |
| Σχήμα 5.4 Κυματομορφή α) της τάσης δικτύου, V_a και qV , β) γωνίας εξόδου PLL, στην μεταβατική κατάσταση..... | 76 |
| Σχήμα 5.5 Υλοποίηση μετατροπέα στο περιβάλλον προσομοίωσης Simulink..... | 77 |
| Σχήμα 5.6 Χαρακτηριστικές καμπύλες πλαισίων Yingli Energy (China) YL170P-23b, με σταθερή θερμοκρασία και διάφορες τιμές της ακτινοβολίας (0.1kW/m^2 , 0.8kW/m^2 , 1kW/m^2)..... | 78 |
| Σχήμα 5.7 Χαρακτηριστικές καμπύλες πλαισίων Yingli Energy (China) YL170P-23b, με σταθερή ακτινοβολία και διάφορες τιμές της θερμοκρασίας (0°C , 20°C , 40°C)..... | 78 |
| Σχήμα 5.8 Δομικό διάγραμμα για την υλοποίηση του MPPT στο Simulink..... | 78 |
| Σχήμα 5.9 α) Τάση εξόδου και β) ρεύμα εξόδου Φ/Β, κατά την διάρκεια εύρεσης του MPP | 79 |
| Σχήμα 5.10 Τάση DC ζυγού κατά την λειτουργία του αλγορίθμου P&O..... | 79 |
| Σχήμα 5.11 Κύκλος λειτουργίας του ημιαγωγού του μετατροπέα από την ανοιχτοκύκλωση ($t=1,1\text{s}$) έως την εύρεση του MPP ($t=1,6\text{s}$), όπου αρχίζει και η ταλάντωσή του Duty Cycle γύρω από το MPP..... | 80 |
| Σχήμα 5.12 Υλοποίηση DC/AC αντιστροφέα στο περιβάλλον προσομοίωσης Simulink..... | 81 |
| Σχήμα 5.13 Δομικό διάγραμμα ελέγχου στον DC ζυγό για την δημιουργία του $I_{g_{ref}}$ | 81 |
| Σχήμα 5.14 Δομικό διάγραμμα ελέγχου για την δημιουργία του $I_{g_{ref}}$ | 82 |
| Σχήμα 5.15 Κυματομορφή μετρούμενης και φιλτραρισμένης τάσης του DC ζυγού..... | 82 |
| Σχήμα 5.16 Κυματομορφή παραγόμενου ρεύματος αναφοράς..... | 83 |
| Σχήμα 5.17 Δομικό διάγραμμα ελέγχου ρεύματος και δημιουργίας παλμών έναυσης ημιαγωγών στο Simulink..... | 83 |
| Σχήμα 5.18 Υλοποίηση ελέγχου ρεύματος στο Simulink..... | 84 |
| Σχήμα 5.19 Δομικό διάγραμμα δημιουργίας παλμών της τεχνικής SPWM στο Simulink..... | 84 |
| Σχήμα 5.20 Παλμοί εισόδου στην πύλη των ημιαγωγών..... | 85 |
| Σχήμα 5.21 Αποτέλεσμα προσομοίωσης ρεύματος και τάση εξόδου αντιστροφέα (ανά μονάδα)..... | 85 |
| Σχήμα 5.22 Ισχύς εξόδου του Φ/Β και Ισχύς εξόδου του αντιστροφέα στην μόνιμη κατάσταση..... | 86 |
| Σχήμα 5.23 Τάση και ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα με $\Sigma I \neq 1$ (ανά μονάδα)..... | 87 |
| Σχήμα 5.24 Αντιστροφέας που κατασκευάστηκε για την υλοποίηση των πειραμάτων..... | 88 |
| Σχήμα 5.25 Πειραματικά αποτελέσματα PLL α) τάση δικτύου και μετασηματισμένη τάση V_d , β) γωνιακή ταχύτητα και γ) γωνία εξόδου PLL..... | 89 |

| | |
|--|-----|
| Σχήμα 5.26 Ρεύμα εξόδου Φ/Β κατά την διαδικασία πειραματικής ανίχνευσης του MPP ... | 90 |
| Σχήμα 5.27 Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα κατά την πειραματική διαδικασία ανίχνευσης του MPP..... | 90 |
| Σχήμα 5.28 Ρεύμα DC ζυγού στην μόνιμη κατάσταση..... | 91 |
| Σχήμα 5.29 Πραγματική τάση DC ζυγού (Vdc), τάση μετά το βαθυπερατό φίλτρο (VdcLPF) και φιλτραρισμένη τάση από το Notch Filter (VdcNotch), στην μόνιμη κατάσταση | 91 |
| Σχήμα 5.30 Παραγόμενο ρεύμα αναφοράς από τον έλεγχο του DC ζυγού στην μόνιμη κατάσταση..... | 92 |
| Σχήμα 5.31 Ρεύμα εξόδου αντιστροφέα στο δίκτυο κατά την πραγματοποίηση του πειράματος στην μόνιμη κατάσταση..... | 93 |
| Σχήμα 5.32 Πειραματικά αποτελέσματα Ρεύματος(A) και Τάσης (ανα μονάδα) στην μόνιμη κατάσταση α) Μικροεπεξεργαστής και β) Παλμογράφος..... | 94 |
| Σχήμα 5.33 Πειραματική Ισχύς εισόδου (P _{rn}) και Ενεργός Ισχύς εξόδου (P _{ac}) του αντιστροφέα στην μόνιμη κατάσταση (H άεργος ισούται με μηδέν Q _{ac} =0) | 95 |
| Σχήμα 5.34 Ρεύμα DC ζυγού κατά την μεταβολή της Ισχύος εισόδου από 270W σε 1210W σε 40m/s..... | 95 |
| Σχήμα 5.35 Τάση DC ζυγού κατά την μεταβολή της Ισχύος εισόδου από 270W σε 1210W σε 40m/s..... | 96 |
| Σχήμα 5.36 α) Ρεύμα Φ/Β, β) Τάση Φ/Β και γ) Duty Cycle κατά την μεταβολή της Ισχύος εισόδου από 270W σε 1210W σε 40m/s | 96 |
| Σχήμα 5.37 Ρεύμα εξόδου αντιστροφέα κατά την μεταβολή της Ισχύος εισόδου από 270W σε 1210W σε 40m/s | 97 |
| Σχήμα 5.38 Ισχύς εισόδου (P _{rn}) και Ισχύς εξόδου (P _{ac}) του αντιστροφέα κατά την μεταβολή της Ισχύος εισόδου από 270W σε 1210W σε 40m/s | 97 |
| Σχήμα 5.39 Ρεύμα εξόδου αντιστροφέα (A) και τάση δικτύου (ανά μονάδα) στην μόνιμη κατάσταση με ΣI=0.89 επαγωγικό..... | 98 |
| Σχήμα 5.40 Ισχύς εξόδου Φ/Β (P _{rn}), Ενεργός Ισχύς εξόδου αντιστροφέα (P _{ac}) και Άεργος Ισχύς εξόδου αντιστροφέα (Q _{ac}) στην μόνιμη κατάσταση με ΣI=0.89 επαγωγικό..... | 99 |
| Σχήμα 5.41 Ρεύμα εξόδου αντιστροφέα (A) και τάση δικτύου (ανά μονάδα) στην μόνιμη κατάσταση με ΣI=0.87 χωρητικό | 99 |
| Σχήμα 5.42 Ισχύς εξόδου Φ/Β (P _{rn}), Ενεργός Ισχύς εξόδου αντιστροφέα (P _{ac}) και Άεργος Ισχύς εξόδου αντιστροφέα (Q _{ac}) στην μόνιμη κατάσταση με ΣI=0.87 χωρητικό | 100 |
| Σχήμα 5.43 Ρεύμα (A) και τάση (pu) εξόδου αντιστροφέα μεταβάλλοντας την άεργο ισχύ (0-600Var σε 1m/s) | 101 |
| Σχήμα 5.44 Ισχύς Φ/Β (P _{rn}), Ενεργός Ισχύς εξόδου (P _{ac}) και Άεργος Ισχύς εξόδου (Q _{ac}) μεταβάλλοντας την άεργο ισχύ (0-600Var σε 1m/s) | 101 |

| | |
|--|-----|
| Σχήμα 5.45 Καταγραφή ρεύματος DC ζυγού στην μόνιμη κατάσταση με χρήση παλμογράφου λήψης δεδομένων 5MegaSample/sec..... | 102 |
| Σχήμα 5.46 Καταγραφή ρεύματος εξόδου αντιστροφέα στην μόνιμη κατάσταση με χρήση παλμογράφου λήψης δεδομένων 5MegaSample/sec..... | 103 |
| Σχήμα 5.47 Πλάτος αρμονικών συνιστωσών στο φάσμα συχνοτήτων (0-100kHz)..... | 103 |
| Σχήμα 5.48 Βαθμοί απόδοσης διάφορων αντιστροφέων για διαφορετικές τιμές της Ισχύος Εισόδου [52]..... | 106 |

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΙΝΑΚΩΝ

| | |
|---|-----|
| Πίνακας 3.1 Χαρακτηριστικά στοιχείων κυκλώματος οδήγησης SiC Mosfet | 35 |
| Πίνακας 4.1 Μετασηματισμοί Διακριτοποίησης..... | 58 |
| Πίνακας 4.2 Πλάτος αρμονικών συνιστωσών τάσης V_{ao} για $f_c \gg f_{ref}$ | 70 |
| Πίνακας 4.3 Πλάτος αρμονικών συνιστωσών τάσης V_{ab} για $f_c \gg f_{ref}$ | 70 |
| Πίνακας 5.1 Κοινές Αρμονικές τάσης και ρεύματος εξόδου..... | 104 |
| Πίνακας 5.2 Βαθμοί απόδοσης αντιστροφέα για διαφορετικές τιμές ισχύος εισόδου | 105 |
| Πίνακας 5.3 Όρια πλάτους αρμονικών συνιστωσών σύμφωνα με το IEC 61000-2-2 | 107 |

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.1 Εισαγωγή

Τα τελευταία χρόνια οι Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας (ΑΠΕ) έχουν βιώσει μία ανάπτυξη της τάξεως του 30% ετησίως, σε σύγκριση με την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας από άνθρακα και λιγνίτη [1].

Ο στόχος της Ευρωπαϊκής κοινότητας (ΕΥ) είναι το όριο του 20% το 2020, όμως η ευρωπαϊκή παραγωγή αντιστοιχεί μόλις το 17% της παγκόσμιας παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας [2]. Οι ΗΠΑ, με μερίδιο παραγωγής της τάξεως του 22%, έχουν υιοθετήσει αντίστοιχους στόχους έπειτα από πιέσεις της κοινής γνώμης με αφορμή τα περιβαλλοντικά προβλήματα, αλλά και για να ξεπεράσουν την οικονομική κρίση. Ωστόσο, οι πολιτικές που θα επιβληθούν στην Ασία και στις χώρες του Ειρηνικού, με μερίδιο 35%, είναι υψίστης σημασίας για το μελλοντικό ενεργειακό γίγνεσθαι. Σε χώρες όπως η Κίνα και η Ινδία η κατανάλωση διαρκώς αυξάνεται (η κατανάλωση στην Κίνα αυξάνεται κατά 1% κάθε χρόνο από το 2000) [3], [4].

Συμπεραίνουμε λοιπόν, ότι η αναγκαιότητα και η απαίτηση για μεγαλύτερη διείσδυση ΑΠΕ αυξάνεται διαρκώς λόγω της πολιτικής της ΕΕ και των ΗΠΑ, αλλά και λόγω της διαρκώς αυξανόμενης ζήτησης των αναπτυσσόμενων κρατών.

Ενδεικτικά κάποια στοιχεία που δείχνουν την αυξανόμενη τάση για φωτοβολταϊκή παραγωγή, σύμφωνα με την έκθεση Rep21 2016 [5], είναι η παγκόσμια συνολική και ετήσια (για το 2015) εγκατεστημένη ισχύς φωτοβολταϊκών οι οποίες ανέρχονται σε 227GW και 50GW αντίστοιχα. Επίσης, σύμφωνα με την ίδια έκθεση, 22 χώρες είχαν επαρκή παραγωγή από Φ/Β για την κάλυψη του 1% της ζήτησής του στο τέλος του 2015, ενώ χώρες μεταξύ των οποίων και η Ελλάδα κατάφεραν να καλύψουν πολύ μεγαλύτερο ποσοστό.

Σημαντικό ρόλο φυσικά έχει παίξει και η μείωση του κόστους κατασκευής ενός φωτοβολταϊκού πάρκου, καθώς επίσης και η συνεχής βελτίωση των αντιστροφέων, τόσο από πλευράς αρχιτεκτονικής όσο και από πλευράς υλικού. Η εισαγωγή των ημιαγωγών καρβιδίου του πυριτίου (SiC Mosfet) έχουν διαδραματίσει καθοριστικό ρόλο στην βελτίωση των αντιστροφέων.

Τέλος, η δυναμική αυτή διείσδυση φωτοβολταϊκής παραγωγής έχει αναγκάσει τους διαχειριστές των δικτύων να θεσπίσουν πρότυπα σύμφωνα με τα οποία ένα πάρκο θα μπορεί να εντάσσεται στο δίκτυο, όπως η σειρά κανόνων IEC 61000. Στους αντιστροφείς πέφτει το βάρος να εναρμονίσουν την παραγωγή σύμφωνα με τα κριτήρια αυτά. Έτσι, είναι εύκολα αντιληπτό ότι η τεχνολογία των αντιστροφέων συνεχώς θα βελτιώνεται όσο θα αυξάνεται η φωτοβολταϊκή παραγωγή.

1.2 Ιδιότητες και απαιτήσεις αντιστροφών

Οι Φ/Β αντιστροφείς είναι το βασικό στοιχείο των διασυνδεδεμένων στο δίκτυο φωτοβολταϊκών συστημάτων. Η κύρια λειτουργία τους είναι να μετατρέπουν την συνεχή ενέργεια που παράγεται από τη Φ/Β γεννήτρια σε εναλλασσόμενη (DC to AC).

Σύμφωνα με το μέγεθος και την διαμόρφωση του πάρκου οι αντιστροφείς μπορούν να κατηγοριοποιηθούν ως εξής:

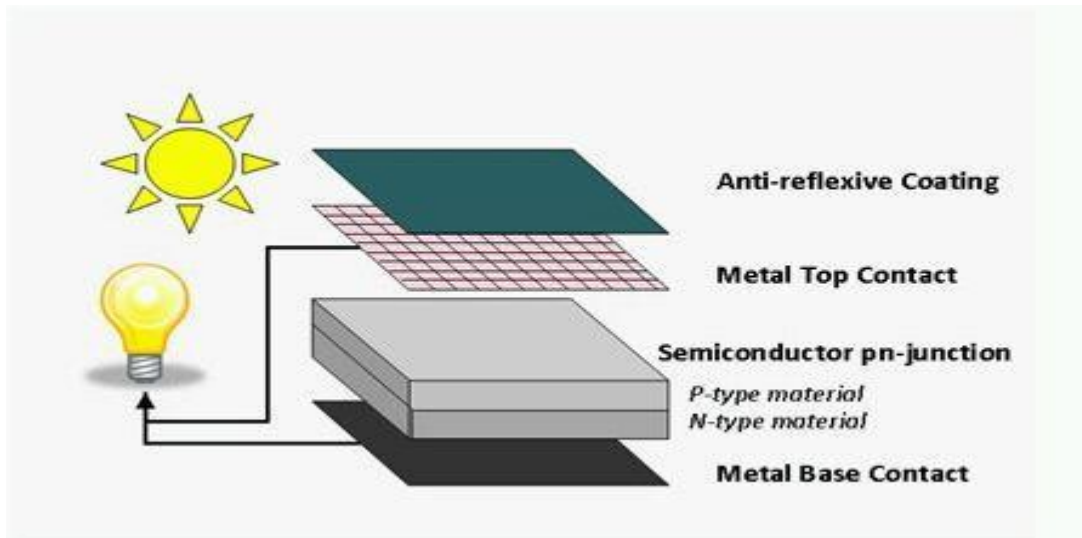
- Module Integrated Inverters, είναι αρκετά μικρής ισχύος (50-400W) ουσιαστικά ένα πλαίσιο.
- String Inverters, ισχύος 0.5-2kW, τοποθετούνται κυρίως σε στέγες που τα πλαίσια είναι συνδεδεμένα σε μια γραμμή ή σε μέσης ισχύος Φ/Β πάρκα (1-5MW), σε περιπτώσεις όπου απαιτείται ανεξαρτησία των σειρών των πλαισίων λόγω διαφορετικού προσανατολισμού και γωνίας μεταξύ των σειρών.
- Multistring Inverter, τυπικό εύρος 1.5-6kW, χρησιμοποιούνται σε στέγες, αλλά και σε Φ/Β πάρκα όπου τα πλαίσια συνδέονται από μία έως δύο γραμμές.
- Mini central Inverters, συνήθως είναι μεγαλύτεροι από 6kW και 3Φ, τοποθετούνται σε μεγαλύτερες στέγες ή σε μικρά πάρκα (100kW). Τυπικά μεγέθη : 6,8,10 και 15kW.
- Central Inverters, 3Φ τοπολογία, τοποθετούνται σε μεγάλα Φ/Β πάρκα μεγαλύτερα του 1MW, το μέγεθος τους ποικίλει ανάλογα τις ανάγκες του πάρκου (100kW-2.200kW).

Ιστορικά ο πρώτος αντιστροφέας για διασυνδεδεμένα Φ/Β παρουσιάστηκε το 1980, αποτελούνταν από θυρίστορ και ήταν Central Inverter [6]. Ο πρώτος, όμως που βγήκε στην παραγωγή βασισμένος σε transistor, ήταν ο PV-WR της SMA το 1990 [7]. Από τα μέσα του 1990 μέχρι και σήμερα η τεχνολογία των IGBTs και Mosfet έχει επικρατήσει σε όλους τους τύπους αντιστροφών. Τα τελευταία χρόνια γίνεται εκτενής μελέτη και έρευνα όσον αφορά τους ημιαγωγούς καρβιδίου του πυριτίου (SiC Mosfet) [8], [9], [10].

Εξ' αιτίας του υψηλού κόστους των αντιστροφών, η τεχνολογία τους καθορίζεται κυρίως από την απόδοση. Για τον λόγο αυτό, υπάρχει πληθώρα διαφορετικών αντιστροφών στην αγορά από πλευράς αρχιτεκτονικής. Ο δεύτερος λόγος διαφοροποίησης των τοπολογιών των αντιστροφών, είναι οι συνεχώς αυξανόμενες απαιτήσεις του διαχειριστή του δικτύου από τους παραγωγούς Φ/Β. Τα Φ/Β πάρκα λόγω της μεγάλης διείσδυσης τους στο δίκτυο οφείλουν να συνεισφέρουν στην ρύθμιση της τάσης, της συχνότητας και, εν γένει, της δυναμικής συμπεριφοράς του δικτύου. Το πλαίσιο προδιαγραφών στο οποίο οφείλουν να συμμορφώνονται οι παραγωγοί θεσπίστηκε από τον ENTSO-E (European Network of Transmission System Operators for Electricity) το 2012 [11]. Ο τελευταίος αλλά εξίσου νευραλγικής σημασίας λόγος που διαφοροποιεί τις διατάξεις των αντιστροφών μεταξύ τους είναι ο στόχος για μείωση των προβλημάτων που οι ίδιοι δημιουργούν στο δίκτυο (flicker, αρμονική παραμόρφωση). Ο ρόλος λοιπόν των

αντιστροφέων είναι διττός, πρώτον να πετυχαίνουν όσο το δυνατόν καλύτερη εκμετάλλευση της ηλιακής ενέργειας, ενώ παράλληλα να συνεισφέρουν στην σταθεροποίηση του δικτύου σε τυχόν μεταβολές τάσης και συχνότητας καθώς και απαλοιφή δικών τους «παρατυπιών».

Οι Φ/Β γεννήτριες είναι κατασκευασμένες σε στρώσεις (Σχήμα 1.1), έχοντας στην πάνω όψη γυαλί, στην μέση ημιαγωγό πυριτίου και το κατώτερο επίπεδο αποτελείται από γειωμένο μεταλλικό αγωγό.



Σχήμα 1.1 Επίπεδα Φ/Β πλαισίου

Απόρροια αυτού είναι να εμφανίζεται μία παρασιτική χωρητικότητα ως προς γη, δημιουργώντας «μονοπάτι» ώστε να διαρρέει ρεύμα (leakage current). Αυτή η διαρροή ελλοχεύει κινδύνους για την ασφάλεια των εργαζομένων κυρίως σε οικιακές εφαρμογές. Η τιμή της χωρητικότητας εξαρτάται από την κατασκευή και τις καιρικές συνθήκες, τυπικές τιμές έχουν μετρηθεί 10nF/kW σε τοπολογία πλήρους γέφυρας με παλμούς έναυσης μονοπολικής διαμόρφωσης, σύστημα το οποίο θεωρείται πηγή τάσης κοινής λειτουργίας από την οποία προκύπτει διαρρέον ρεύμα [12].

Η ευκολότερη λύση για το παραπάνω πρόβλημα είναι η γαλβανική απομόνωση των πλαισίων με την έξοδο του αντιστροφέα, το οποίο επιτυγχάνεται με την χρήση μετασχηματιστή. Όμως η τάση των τελευταίων ετών είναι διατάξεις χωρίς μετασχηματιστή, ούτως ώστε να επιτυγχάνεται βέλτιστη απόδοση με μειωμένο κόστος. Έτσι, νέες μέθοδοι και τοπολογίες αναπτύσσονται συνεχώς ώστε να περιορίζεται το ρεύμα διαρροής και η έγχυση συνεχούς ρεύματος για συμμόρφωση των αντιστροφέων με τα θέματα ασφάλειας. Τα επιτρεπτά όρια του ρεύματος διαρροής, σύμφωνα με τον γερμανικό κώδικα DIN VDE 0126-1-1, για Φ/Β συστήματα συνδεδεμένα στο δίκτυο είναι 300mA [12].

Άλλος ένας σημαντικός παράγοντας για τον σχεδιασμό του αντιστροφέα είναι η δυνατότητα έγχυσης αέργου ισχύος στο δίκτυο. Αυτή η ικανότητα επιτρέπει στον

διαχειριστή του δικτύου να ρυθμίζει την τάση με την συνεισφορά της φωτοβολταϊκής παραγωγής, όπως αναφέρεται στο πρότυπο VDE 4105.

1.3 Αντικείμενο της διπλωματικής εργασίας

Στόχος της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η σχεδίαση, η κατασκευή και η πειραματική μελέτη ενός μονοφασικού αντιστροφέα δύο επιπέδων χωρίς μετασχηματιστή για τη σύνδεση Φ/Β συστοιχίας στο δίκτυο χαμηλής τάσης με χρήση ημιαγωγών SiC Mosfet, καθώς, επίσης, και η ανάπτυξη κατάλληλων μεθόδων τόσο σχεδιασμού, όσο και ελέγχου για την ικανοποίηση των σύγχρονων κωδίκων του δικτύου. Τέλος, σκοπός ήταν η όσο το δυνατόν μεγαλύτερη μείωση της πολυπλοκότητας και του κόστους του αντιστροφέα που κατασκευάστηκε.

Από την διερεύνηση που πραγματοποιήθηκε ώστε να μελετηθούν οι σημαντικότερες διατάξεις αντιστροφέων της αγοράς και της σύγχρονης βιβλιογραφίας, προέκυψε ότι οι πιο διαδεδομένες διατάξεις δεν έχουν την δυνατότητα έγχυσης ή απορρόφησης αέργου ισχύος. Αυτό συμβαίνει για δύο βασικούς λόγους, ο πρώτος είναι η αποκοπή του δικτύου από το Φ/Β κατά την μηδενική τάση, ώστε να μειωθεί το ρεύμα διαρροής. Ενώ, ο δεύτερος είναι η πολύ πρόσφατη ένταξη στους κώδικες δικτύου της απαίτησης για συντελεστή ισχύος διάφορο του μοναδιαίου. Το μεγαλύτερο μειονέκτημα των λύσεων που προτείνονται μέχρι και σήμερα είναι η μεγάλη πολυπλοκότητα των σχεδίων και η αύξηση των ημιαγωγικών διακοπών, η οποία αυξάνει τον όγκο και το κόστος. Συνεπώς, η πρόκληση που προκύπτει έχει να κάνει με την προσπάθεια κάλυψης και των δύο αναγκών, διατηρώντας το κόστος σε χαμηλά επίπεδα.

1.4 Δομή της διπλωματικής εργασίας

Η παρούσα διπλωματική αποτελείται από έξι κεφάλαια. Στο πρώτο, έγινε μία παρουσίαση της σύγχρονης κατάστασης της παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας από Φ/Β, η οποία επικεντρώθηκε στους αντιστροφείς και στον ρόλο που οφείλουν να διαδραματίζουν.

Στο δεύτερο κεφάλαιο γίνεται μια εκτεταμένη ανασκόπηση των μετατροπών DC/DC και DC/AC, με σκοπό την ανάδειξη των λόγων που οδήγησαν στην επιλογή της διάταξης του αντιστροφέα που κατασκευάστηκε.

Στο τρίτο κεφάλαιο περιγράφεται η σχεδίαση της τυπωμένης πλακέτας, τα επιμέρους κυκλώματα αυτής, καθώς επίσης και τα χαρακτηριστικά των σημαντικότερων στοιχείων και ολοκληρωμένων κυκλωμάτων από τα οποία αποτελείται.

Στο τέταρτο κεφάλαιο δίνεται το θεωρητικό υπόβαθρο που απαιτείται για την κατανόηση της συνολικής στρατηγικής ελέγχου που υλοποιήθηκε και εξηγείται εκτενώς κάθε κομμάτι της.

Στο πέμπτο κεφάλαιο παρατίθενται τα αποτελέσματα της προσομοίωσης και της πειραματικής διαδικασίας, γίνεται μια σύγκριση μεταξύ τους και μελετάται το κατασκευασμένο σύστημα από πλευράς απόδοσης και κατά πόσο πληροί τις προδιαγραφές των σύγχρονων προτύπων.

Στο έκτο κεφάλαιο αναφέρονται ορισμένα βασικά συμπεράσματα από την εκπόνηση της διπλωματικής, καθώς και θέματα που χρήζουν περαιτέρω μελέτης.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 ΜΕΛΕΤΗ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ DC/AC ΚΑΙ DC/DC

2.1 Τοπολογίες Φ/Β αντιστροφέων

Όλες οι τοπολογίες αντιστροφέων χωρίς μετασχηματιστή μέχρι σήμερα στην βιβλιογραφία έχουν ως σημείο εκκίνησης 2 αποδεδειγμένα επιτυχείς οικογένειες μετατροπών.

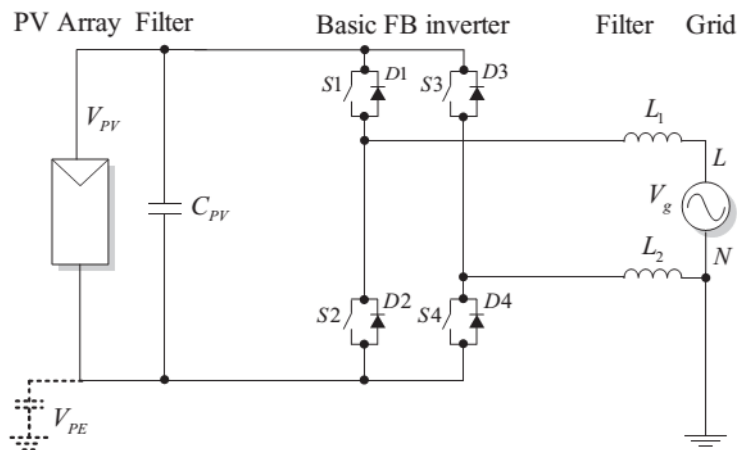
- H-bridge
- Neutral point clamped (NPC)

Σκοπός σε αυτό το σημείο είναι να γίνει μια ανασκόπηση γύρω από τα πιο αντιπροσωπευτικά παραδείγματα των H-bridge αντιστροφέων, ώστε να γίνουν αντιληπτοί οι λόγοι σύμφωνα με τους οποίους έγινε η επιλογή της τοπολογίας του μονοφασικού αντιστροφέα που κατασκευάστηκε.

2.1.1 Τοπολογίες Inverter που προέρχονται από την H-bridge

Οι μετατροπείς πλήρους γέφυρας αναπτύχθηκαν πρώτη φορά το 1965 από τον W. McMurray το 1965 [13], έχουν αποτελέσει σημαντικότερη αναφορά στην ανάπτυξη της τεχνολογίας των αντιστροφέων.

2.1.1.1 Βασικός αντιστροφέας πλήρους γέφυρας



Σχήμα 2.1 Full Bridge τοπολογία [6]

Είναι η πρώτη τοπολογία που αναπτύχθηκε εκμεταλλευόμενη τον πρώτο ελεγχόμενο αγωγό τα θυρίστορ. Επίσης, η συγκεκριμένη τοπολογία έχει πολύπλευρες χρήσεις, καθώς μπορεί να λειτουργήσει και ως DC/DC μετατροπέας και DC/AC αντιστροφέας, ενώ μπορεί να διαμορφωθεί είτε ως πλήρους γέφυρας (4 ημιαγωγοί), είτε ως μισής γέφυρας (2 ημιαγωγοί) [14].

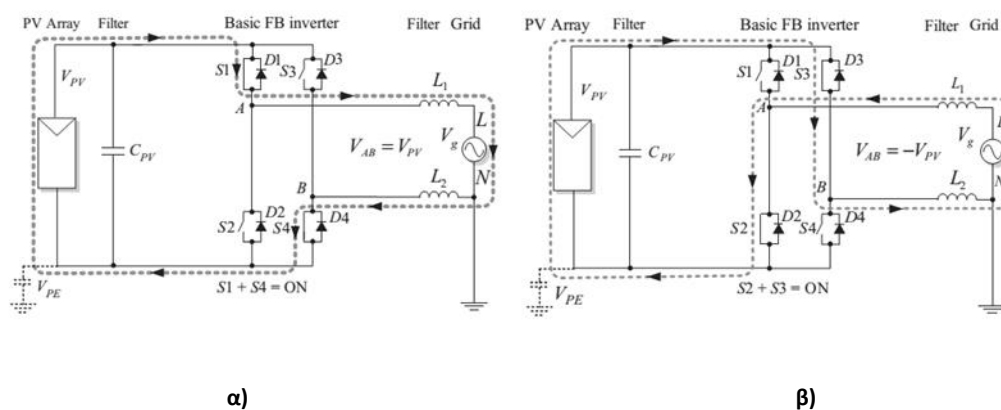
Η τοπολογία πλήρους γέφυρας όσων αφορά τους αντιστροφέις ακολουθεί τρεις κύριες στρατηγικές οδήγησης των ημιαγωγών:

1. διπολική διαμόρφωση (HB)
2. μονοπολική διαμόρφωση (FB)

3. υβριδική διαμόρφωση

2.1.1.2 Διπολική διαμόρφωση

Στην πρώτη περίπτωση της διπολικής διαμόρφωσης τα τρανζίστορ ανοιγοκλείνουν με διαφορά φάσης 90° , διαγώνια (S1 ταυτόχρονα με S4 και S3 με S2) με υψηλή συχνότητα.



Σχήμα 2.2 Λειτουργία μονοφασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας με διπολική τεχνική διαμόρφωσης παλμών . Λειτουργία με (α) θετικό ρεύμα εξόδου και (β) αρνητικό ρεύμα εξόδου [6]

Η λειτουργία του συγκεκριμένου αντιστροφέα είναι να ανοιγοκλείνουν οι διαγώνιοι διακόπτες ταυτόχρονα σε υψηλή συχνότητα και οι παλμοί έναυσης των ημιαγωγών παράγονται από το ίδιο ημίτονο αναφοράς. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να μην μπορεί να επιτευχθεί μηδενική τάση.

Πλεονεκτήματα:

1. Η τάση της παρασιτικής χωρητικότητας, V_{PE} , έχει μόνο την συνιστώσα της συχνότητας του δικτύου και όχι της διακοπτικής συχνότητας. Αυτό συμβαίνει, διότι ο λόγος δημιουργίας της τάσης της παρασιτικής χωρητικότητας είναι η κοινή τάση V_{AB} , η οποία αναλύεται στην συνέχεια και στην προκειμένη περίπτωση αποτελείται μόνο από την συνιστώσα της συχνότητας του δικτύου. Απόρροια αυτού είναι το ρεύμα διαρροής να είναι πολύ μικρό, όπως και η ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή (EMI).

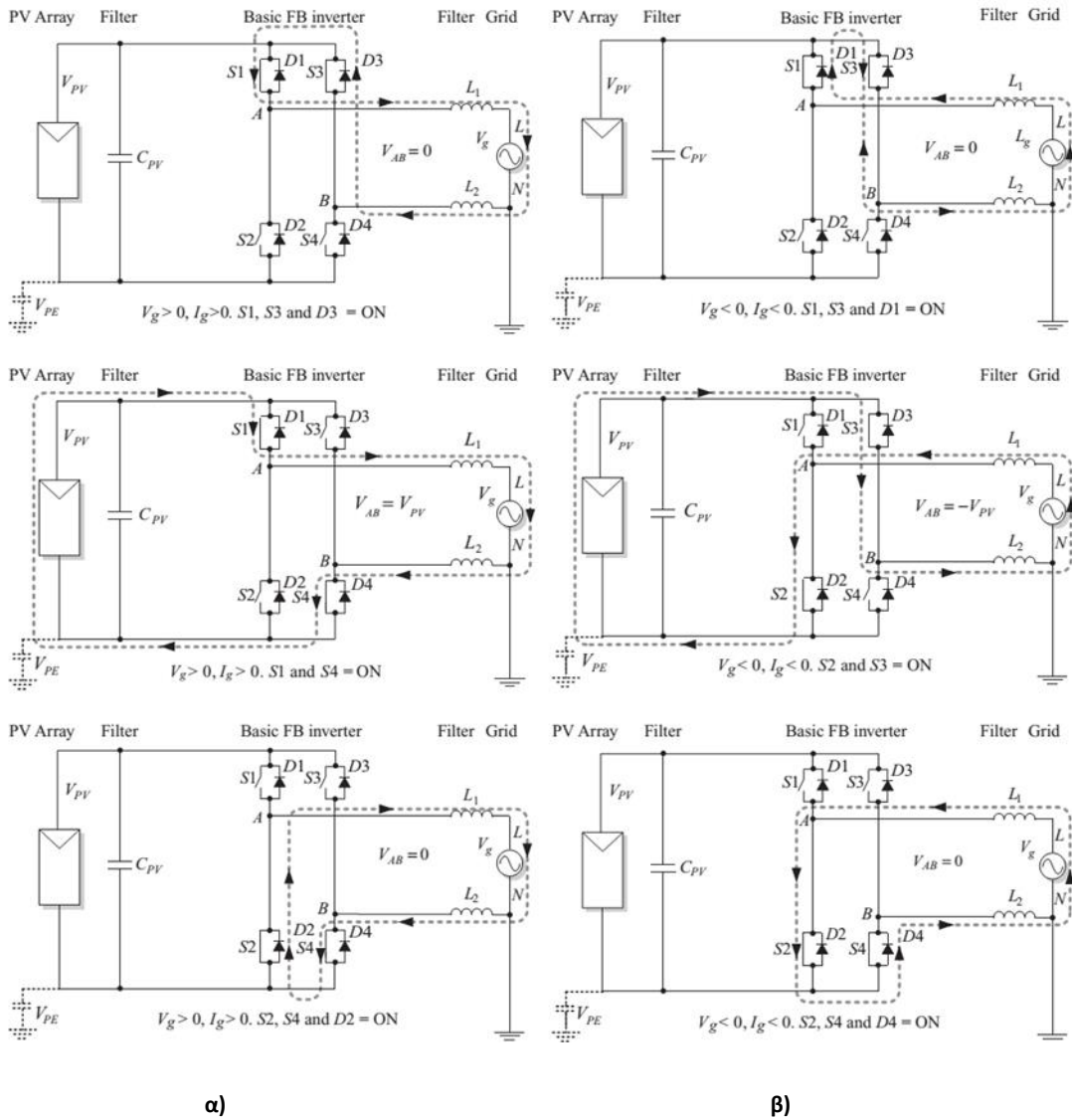
Μειονεκτήματα:

1. Η κυμάτωση του ρεύματος εξόδου είναι ίδια με την διακοπτική συχνότητα, με αποτέλεσμα το φίλτρο εξόδου να απαιτεί υψηλές τιμές.
2. Οι απώλειες πυρήνα είναι πολύ μεγάλες γιατί δεν υπάρχει μηδενικό στάδιο τάσης.
3. Μικρή απόδοση εξ' αιτίας των μεγάλων απωλειών πυρήνα στο φίλτρο εξόδου, αλλά και της ανταλλαγής αέργου ισχύος μεταξύ των πηνίων και πυκνωτών (DC ζυγού) κατά την κατάσταση ελεύθερης διέλευσης.

Μπορούμε να καταλάβουμε ότι η χαμηλή του απόδοση και τα 2 επίπεδα τάσης στην έξοδο του, κάνουν αυτό τον αντιστροφέα ακατάλληλο για εφαρμογές χωρίς μετασηματιστή.

2.1.1.3 Μονοπολική Διαμόρφωση

Στην δεύτερη περίπτωση της μονοπολικής διαμόρφωσης ο κάθε διακόπτης έχει το δικό του ημίτονο αναφοράς και η λειτουργία του φαίνεται στο σχήμα 2.3.



Σχήμα 2.3 Λειτουργία μονοφασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας με μονοπολική τεχνική διαμόρφωσης παλμών . Λειτουργία με (α) θετικό ρεύμα εξόδου και (β) αρνητικό ρεύμα εξόδου [6]

Στη μονοπολική διαμόρφωση όλοι οι διακόπτες ανοιγοκλείνουν με υψηλή συχνότητα, το ημίτονο αναφοράς των $S1, S2$ έχει 180ο διαφορά από το αντίστοιχο των $S3$ και $S4$, όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα (Σχήμα 2.3) υπάρχουν δύο στάδια μηδενικής τάσης όταν είναι ταυτόχρονα κλειστοί οι διακόπτες $S1, S3$ και όταν είναι κλειστοί οι $S2, S4$.

Πλεονεκτήματα:

1. Η διακοπτική κυμάτωση έχει συχνότητα ίση με δυο φορές την διακοπτική συχνότητα, με αποτέλεσμα να απαιτείται μικρότερο φίλτρο στην έξοδο.
2. Τα τρία επίπεδα τάσης (V_{pv} , 0, $-V_{pv}$) περιορίζουν τις απώλειες πυρήνα
3. Οι μειωμένες απώλειες στην κατάσταση μηδενικής τάσης αποτελούν εχέγγυο καλύτερης απόδοσης
4. Επιτρέπει συντελεστή ισχύος διάφορο της μονάδας

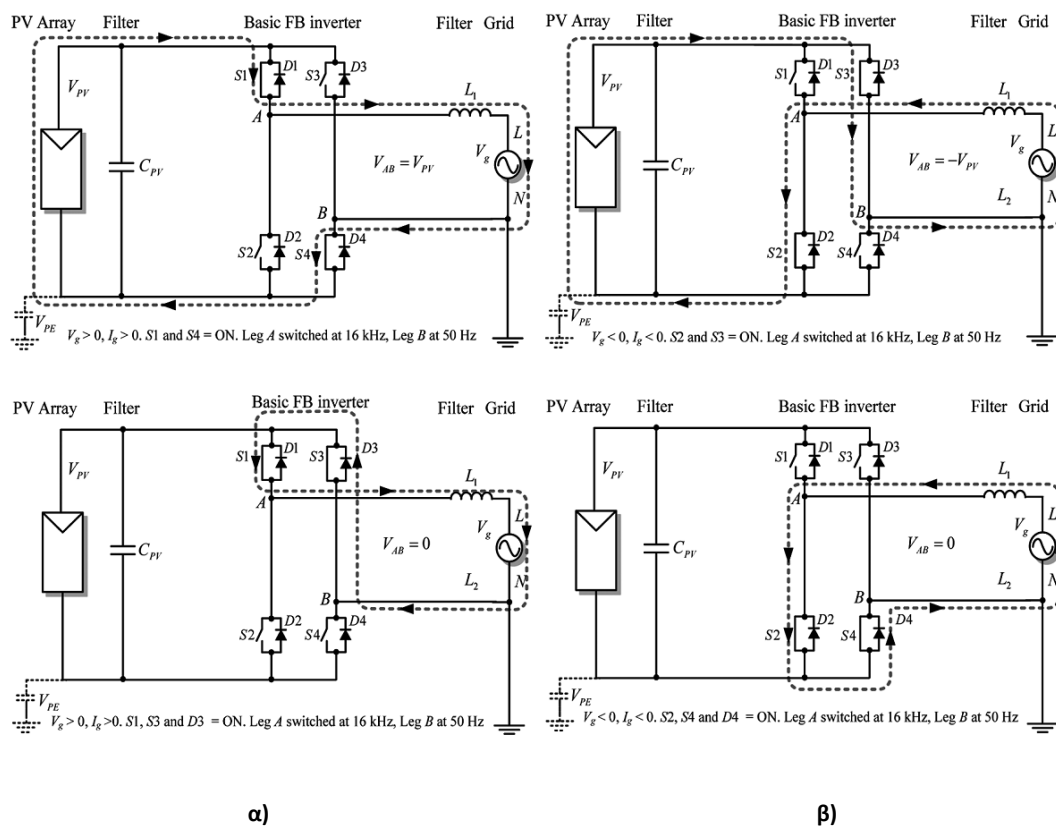
Μειονεκτήματα:

1. Η τάση V_{PE} έχει συνιστώσες στην διακοπτική συχνότητα, έτσι το ρεύμα διαρροής στην παρασιτική χωρητικότητα και η ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή είναι αρκετά υψηλές

Η υψηλή του συχνότητα και η ικανότητα έγχυσης αέργου στο δίκτυο κάνουν αυτό τον αντιστροφέα μια ελκυστική επιλογή, παρόλα αυτά απαραίτητος είναι ο σχεδιασμός φίλτρου για τον περιορισμό του ρεύματος διαρροής.

2.1.1.4 Υβριδική διαμόρφωση

Στην υβριδική διαμόρφωση δυο διακόπτες ανοιγοκλείνουν σε υψηλή συχνότητα ενώ δυο στην συχνότητα του δικτύου, όπως φαίνεται στο σχήμα που ακολουθεί (Σχήμα 2.4) [15].



Σχήμα 2.4 Λειτουργία μονοφασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας με υβριδική τεχνική διαμόρφωσης παλμών . Λειτουργία με (α) θετικό ρεύμα εξόδου και (β) αρνητικό ρεύμα εξόδου [6]

Το σκέλος A (phase leg A) ανοιγοκλείνει με υψηλή PWM συχνότητα, ενώ το B με την συχνότητα του δικτύου. Και εδώ έχουμε τρία επίπεδα τάσης, με μηδενικό όταν οι S1,S2 ή οι S3,S4 είναι ταυτόχρονα κλειστοί.

Πλεονεκτήματα:

1. Τρία επίπεδα τάσης τα οποία περιορίζουν της απώλειες πυρήνα
2. Υψηλή απόδοση γιατί σε αντίθεση με την διπολική δεν επιτρέπει την εσωτερική ανταλλαγή ισχύος μεταξύ πηνίων εξόδου και πυκνωτών του DC ζυγού.

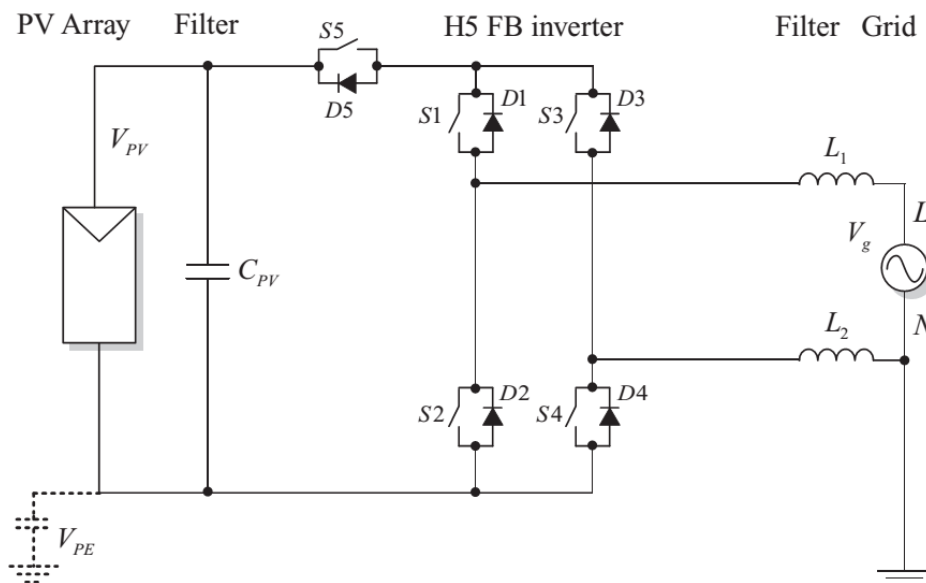
Μειονεκτήματα:

1. Η συχνότητα της κυμάτωσης ισούται με την διακοπτική
2. Η τάση VPE έχει τετραγωνικού κύματος μεταβολές στην συχνότητα δικτύου, έχοντας σαν αποτέλεσμα υψηλό ρεύμα διαρροής και ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή.

Παρά την βελτίωση του σε σχέση με την διπολική διαμόρφωση αυτός ο αντιστροφέας δεν δύναται να λειτουργήσει σε συνθήκες όπου τάση και ρεύμα έχουν αντίθετα πρόσημα με αποτέλεσμα να καθίσταται χειρότερη επιλογή από την μονοπολική διαμόρφωση.

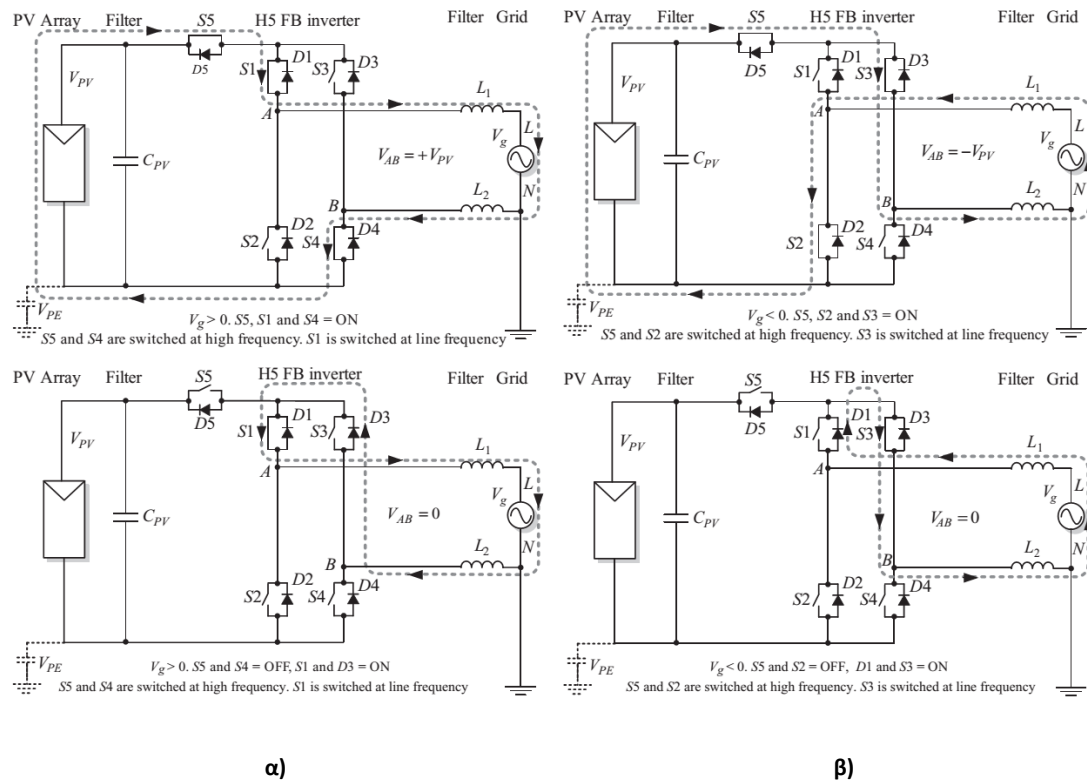
2.1.1.5 H5 Inverter (SMA)

Η SMA το 2005 κατασκεύασε μια νέα τοπολογία αντιστροφέα που ονομάστηκε H5 [16]. Η τοπολογία αυτή φαίνεται ακολούθως (Σχήμα 2.5) και όπως προδίδει το όνομα της είναι ένας κλασικός αντιστροφέα πλήρους γέφυρας με ένα επιπλέον ημιαγωγό στο θετικό άκρο του DC ζυγού. Αυτός ο επιπλέον ημιαγωγός δίνει την δυνατότητα απομόνωσης του πλαισίου στην κατάσταση μηδενικής τάσης, εκμηδενίζοντας ουσιαστικά την υψηλή συνιστώσα της τάσης στην παρασιτική χωρητικότητα (V_{PE}).



Σχήμα 2.5 H5 τοπολογία αντιστροφέα (SMA) [6]

Οι καταστάσεις λειτουργίας του είναι οι ακόλουθες (Σχήμα 2.6):



Σχήμα 2.6 Λειτουργία μονοφασικού αντιστροφέα H5 με (α) θετικό ρεύμα εξόδου και (β) αρνητικό ρεύμα εξόδου [6]

Όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.6 οι ημιαγωγοί S5, S2 και S4 ανοιγοκλείνουν με υψηλή συχνότητα, ενώ οι S1 και S3 στην συχνότητα του δικτύου.

Πλεονεκτήματα:

1. Τρία επίπεδα τάσης
2. Μικρότερες διακοπτικές απώλειες γιατί οι δύο ημιαγωγοί ανοιγοκλείνουν με την συχνότητα του δικτύου
3. Η τάση στην παρασιτική χωρητικότητα έχει κύρια συνιστώσα την συχνότητα του δικτύου, με τις συνιστώσες στην συχνότητα διακοπής να είναι σχεδόν μηδενικές, περιορίζοντας αισθητά το ρεύμα διαρροής και την ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή

Μειονεκτήματα:

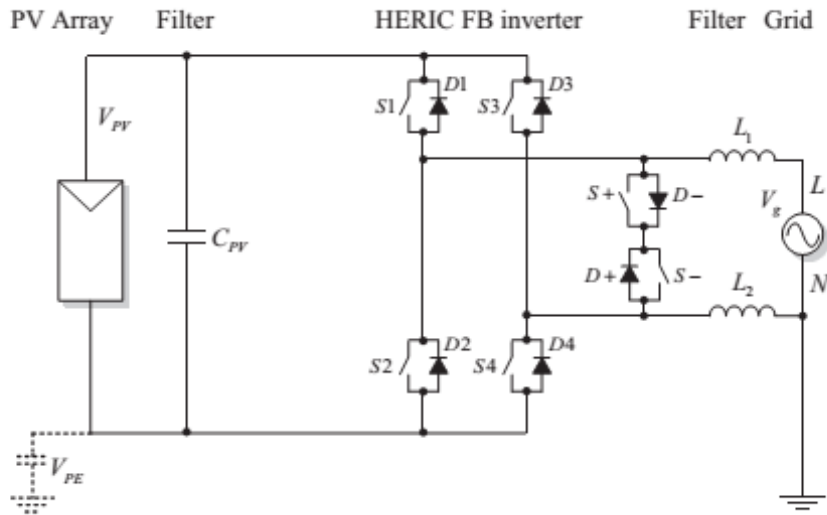
1. Ένας επιπλέον διακόπτης
2. Τρεις ημιαγωγοί άγουν στις μη μηδενικές καταστάσεις αυξάνοντας τις απώλειες αγωγής
3. Δεν επιτρέπει έγχυση αέργου ισχύος στο δίκτυο, εξ' αιτίας της στρατηγικής ελέγχου που ακολουθείται

Αυτό που συμπεραίνει κανείς εύκολα είναι ότι ο H5 συνδυάζει τα πλεονεκτήματα των αντιστροφέν πλήρους γέφυρας. Αυτό τον καθιστά εξαιρετική επιλογή σε φωτοβολταϊκές εφαρμογές χωρίς μετασχηματιστή, οι οποίες όμως δεν απαιτούν διαφορετικό συντελεστή

ισχύος πέραν του μοναδιαίου. Επίσης, ο επιπλέον ημιαγωγός απαιτεί μεγαλύτερη και ακριβότερη κατασκευή.

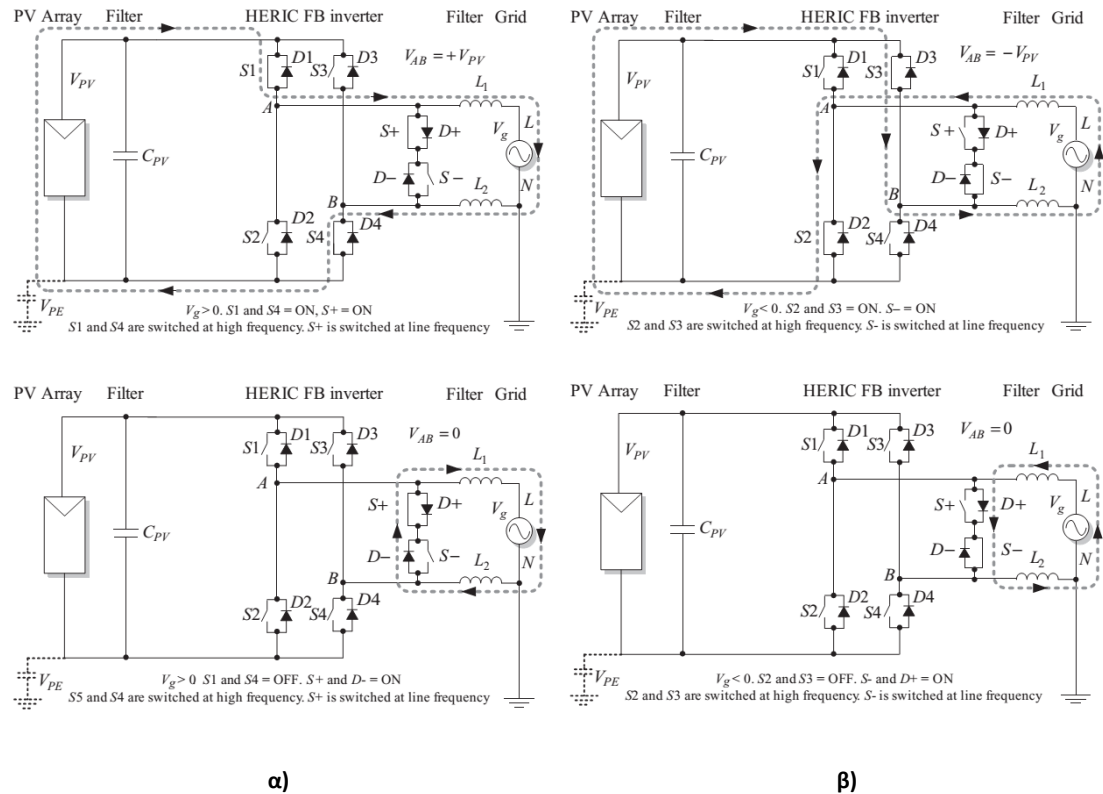
2.1.1.6 Heric Inverter (Sunways)

Γνωστός και ως Η6, ο Heric αποτελεί ευρεσιτεχνία της εταιρίας Sunways από το 2006 [17], τοποθετώντας στην AC πλευρά δύο IGBTs, όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.7.



Σχήμα 2.7 Τοπολογία Η6 ή Heric (Sunways) [6]

Οι καταστάσεις λειτουργίας της συγκεκριμένης τοπολογίας φαίνονται στην συνέχεια (Σχήμα 2.8):



α)

β)

Σχήμα 2.8 Καταστάσεις διακοπής του μονοφασικού αντιστροφέα Η6, με α) θετικό ρεύμα εξόδου και β) αρνητικό [6]

Κύρια χαρακτηριστικά λειτουργίας του Η6 είναι ότι οι ημιαγωγοί S1, S2, S3 και S4 ανοιγοκλείνουν με υψηλή συχνότητα αντίθετα οι S- και S+ με την συχνότητα του δικτύου. Έτσι, στις δύο καταστάσεις όπου έχουμε το μηδενικό επίπεδο τάσης (S- και S+ ταυτόχρονα κλειστοί) όλοι οι ημιαγωγοί της πλήρους γέφυρας είναι ανοιχτοί απομονώνοντας εντελώς το πλαίσιο από το δίκτυο

Πλεονεκτήματα:

1. Τρία επίπεδα τάσης
2. Δεν επιτρέπει την εσωτερική ανταλλαγή αέργου ισχύος στον μηδενικό επίπεδο τάσης
3. Και σε αυτόν τον αντιστροφέα η τάση στην παρασιτική χωρητικότητα έχει ουσιαστικά μόνο την συνιστώσα της συχνότητας δικτύου

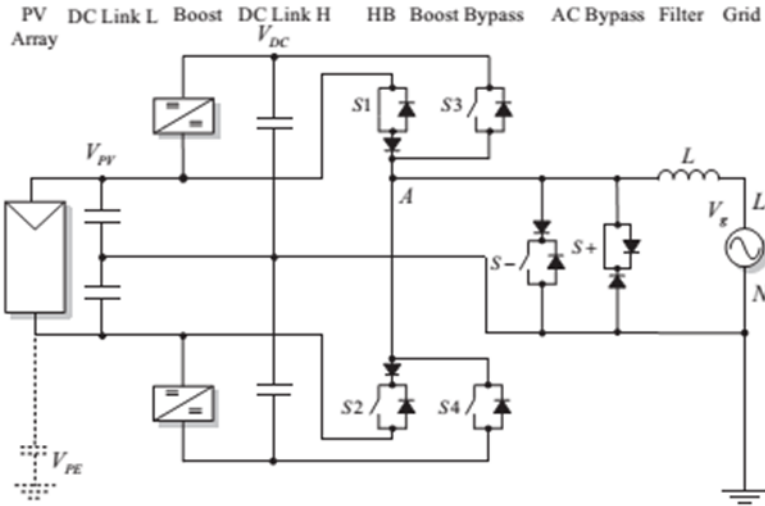
Μειονεκτήματα:

1. Δύο επιπλέον ημιαγωγοί
2. Δεν επιτρέπει την έγχυση αέργου ισχύος στο δίκτυο λόγω της στρατηγικής ελέγχου, οπότε λειτουργεί μόνο με μοναδιαίο συντελεστή ισχύος

Σκόπιμη είναι η σύγκριση μεταξύ Ηeric και Η5 αφού, όπως περιγράφηκε προηγουμένως, τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα τους είναι κοινά. Τόσο ο ένας όσο και ο άλλος καθιστούν ιδανικές περιπτώσεις για εφαρμογές που δεν απαιτούν μεταβολές στον συντελεστή ισχύος. Η κύρια διαφοροποίηση τους είναι στον αριθμό των ημιαγωγών, οι ημιαγωγοί του Ηeric κάνουν τη σχεδιάσή του πολυπλοκότερη και φυσικά αυξάνουν το κόστος τους. Από την άλλη μεριά, το γεγονός ότι ο Η5 έχει τρεις ημιαγωγούς ανά κατάσταση λειτουργίας που ανοιγοκλείνουν τον κάνουν να έχει μεγαλύτερες απώλειες αγωγής από τον Ηeric οπότε και μικρότερη απόδοση. Καταλήγουμε λοιπόν ότι αν η εφαρμογή δεν επιβάλλει συντελεστή ισχύος διάφορο της μονάδας, ο Ηeric είναι η καλύτερη επιλογή από πλευράς απόδοσης, ενώ ο Η5 από άποψη κόστους και πολυπλοκότητας.

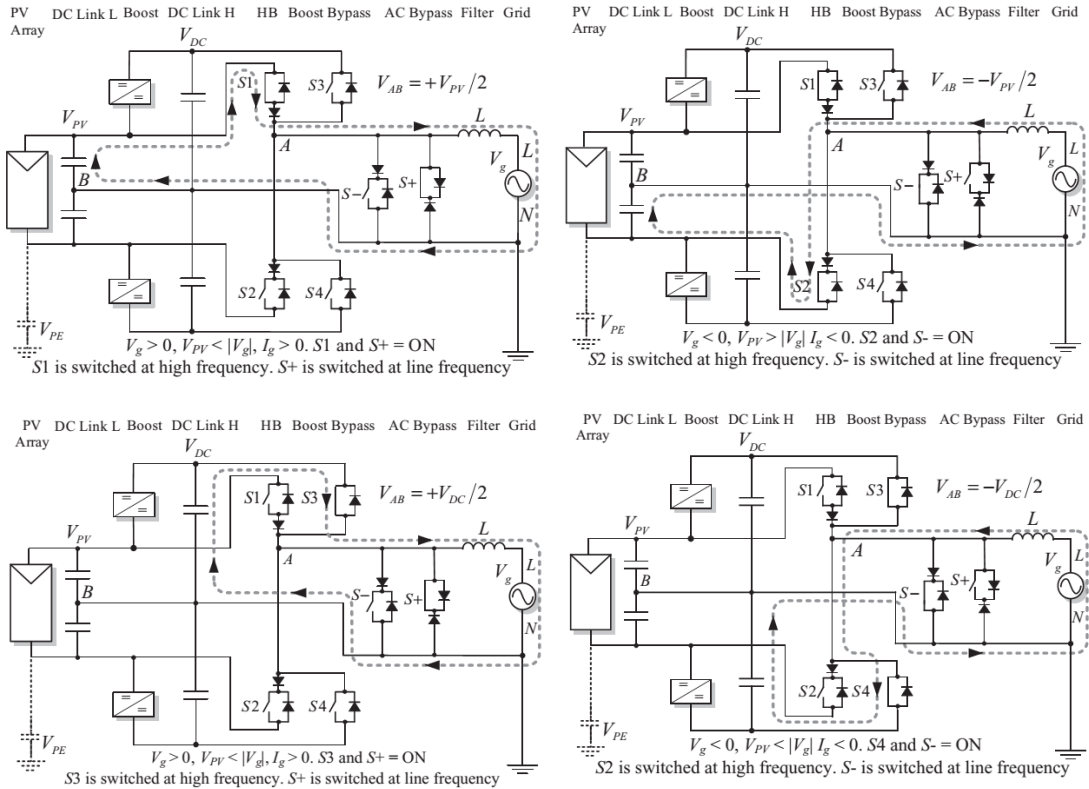
2.1.1.7 Refu Inverter

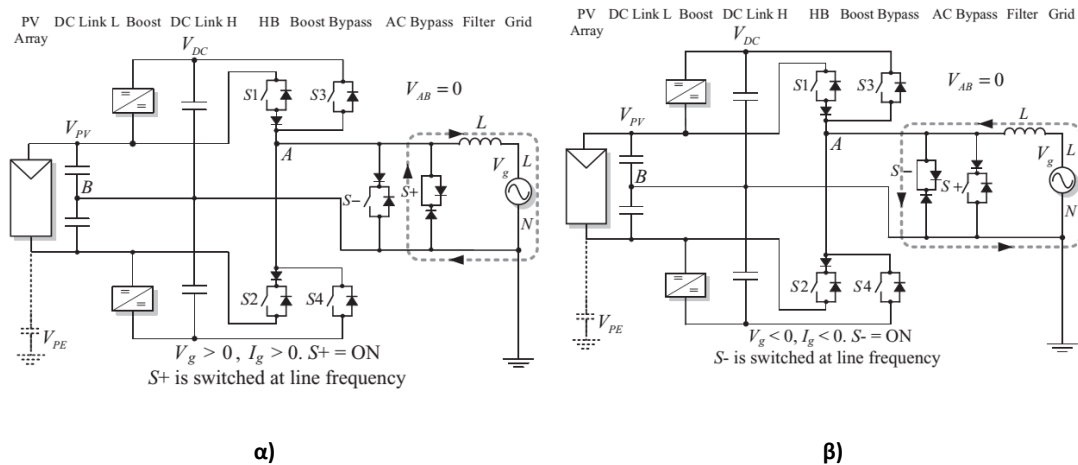
Η Refu Solar το 2007 καινοτόμησε δημιουργώντας έναν νέο αντιστροφέα, ο οποίος προερχόταν επίσης από τον αντιστροφέα πλήρους γέφυρας [18]. Η συγκεκριμένη τοπολογία φαίνεται στο Σχήμα 2.9:



Σχήμα 2.9 Refu Inverter [6]

Οι καταστάσεις λειτουργίας του είναι οι ακόλουθες (Σχήμα 2.10):





Σχήμα 2.10 Λειτουργία μονοφασικού αντιστροφέα Refu με λειτουργία α) θετικό ρεύμα εξόδου και β) αρνητικό ρεύμα εξόδου [6]

Όπως φαίνεται, ενώ σκοπός του είναι να επιτύχει ότι και ο Heric, η λειτουργία του είναι διαφορετική. Κύριο χαρακτηριστικό είναι ότι απαιτεί αύξηση της τάσης εισόδου μέσω ενός ενισχυτή τάσης. Όπως φαίνεται από το παραπάνω σχήμα (Σχήμα 2.10), λοιπόν, όταν η τάση του φωτοβολταϊκού είναι μεγαλύτερη της τάσης εξόδου, δεν είναι αναγκαία η χρήση του ενισχυτή, οι διακόπτες S1 και S2 ανοιγοκλείνουν με υψηλή συχνότητα. Ενώ, όταν απαιτείται χρήση του ενισχυτή ανοιγοκλείνουν διακόπτες S3 και S4 επίσης με υψηλή συχνότητα. Τέλος, οι διακόπτες S- και S+ ανοιγοκλείνουν με την συχνότητα του δικτύου ανάλογα την πολικότητα της τάσης.

Τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα του είναι κοινά με του Heric. Διαφοροποιούνται, ωστόσο, στο γεγονός ότι ο Refu χρειάζεται διπλάσια τάση εισόδου.

2.1.2 Συμπεράσματα

Οι τοπολογίες που περιγράφηκαν προηγουμένως είναι οι πιο διαδεδομένες στην βιβλιογραφία και στην αγορά μονοφασικού αντιστροφέα. Όπως μπορεί κανείς να αντιληφθεί από τους αντιστροφείς που αποτελούν ευρεσιτεχνίες γνωστών εταιριών του συγκεκριμένου τομέα, έχει γίνει πολύ σημαντική προσπάθεια και πολύ μεγάλη έρευνα για την ανάπτυξη μονοφασικών αντιστροφέων όπου θα απομονώνουν το Φ/Β από το δίκτυο κατά την κατάσταση ελεύθερης διέλευσης. Σύμφωνα με τις αναφορές που έγιναν λοιπόν είναι κατανοητό ότι όλες αυτές οι προσπάθειες στέφθηκαν με επιτυχία καθώς κατόρθωσαν να επιτύχουν απόδοση ίδια ή ακόμα και καλύτερη από αυτή του βασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας με μονοπολική διαμόρφωση, εκμηδενίζοντας ουσιαστικά το κύριο μειονέκτημά του, το υψηλό ρεύμα διαρροής. Παρόλα αυτά, όλες οι τοπολογίες είναι πολυπλοκότερες και ακριβότερες από τον απλό αντιστροφέα πλήρους γέφυρας, καθώς επίσης δεν έχουν την δυνατότητα, λόγω των στρατηγικών ελέγχου που ακολουθούν, να διαφοροποιήσουν τον συντελεστή ισχύος τους από τον μοναδιαίο. Επιπρόσθετα, ο Refu χρειάζεται διπλάσια τάση στην είσοδό του.

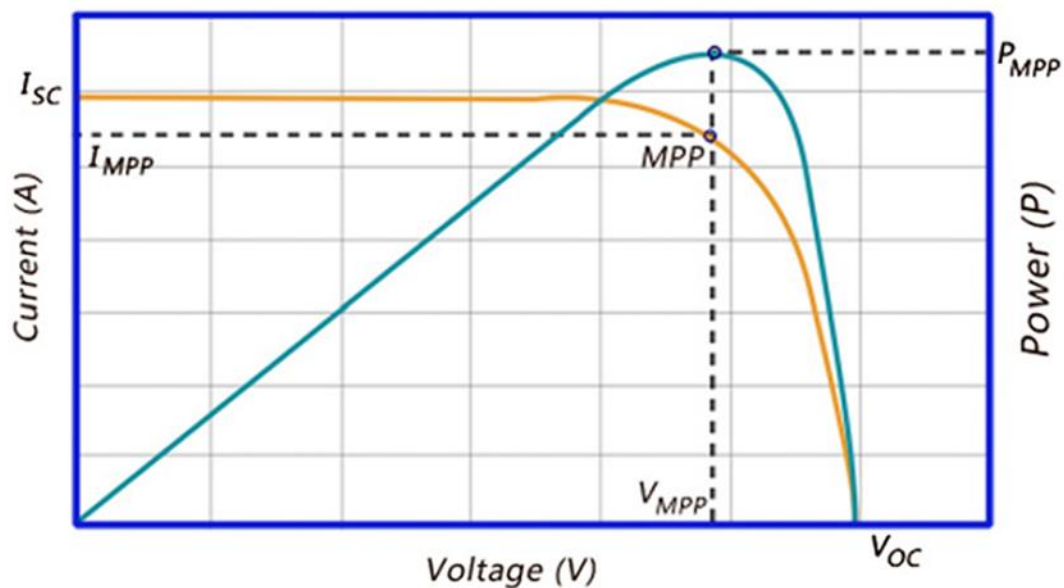
Η τελική απόφαση ήταν να κατασκευαστεί ένας αντιστροφέας πλήρους γέφυρας καθώς, στο πλαίσιο της διπλωματικής εργασίας κρίθηκε αναγκαία η δυνατότητα έγχυσης αέργου ισχύος στο δίκτυο ούτως ώστε να πληρούνται οι προδιαγραφές του διαχειριστή του δικτύου. Ένας ακόμα λόγος αποφασιστικής σημασίας είναι η εξαιρετικά μειωμένη πολυπλοκότητα σε σχεδίαση και σε έλεγχο του συγκεκριμένου αντιστροφέα, μειώνοντας έτσι το κόστος των υλικών του, το μέγεθός του, αλλά και τους υπολογιστικούς πόρους που απαιτούνται για τον έλεγχό του.

Αφού λοιπόν ολοκληρώθηκε η διαδικασία επιλογής του αντιστροφέα, στο επόμενο κεφάλαιο θα εξηγηθεί ο τρόπος κατά τον οποίο επιλέχθηκε ο μετατροπέας (DC/DC Converter).

2.2 Μετατροπείς DC/DC

2.2.1 Εισαγωγή

Για την μέγιστη εκμετάλλευση της ισχύος του Φ/Β έχουν αναπτυχθεί πληθώρα αλγορίθμων σκοπός των οποίων είναι η ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος (MPPT) του Φ/Β για τις εκάστοτε περιβαλλοντικές συνθήκες (ηλιοφάνεια, θερμοκρασία). Η σχέση ρεύματος-τάσης του φωτοβολταϊκού δεν είναι γραμμική αλλά περιγράφεται από την παρακάτω καμπύλη (Σχήμα 2.11).



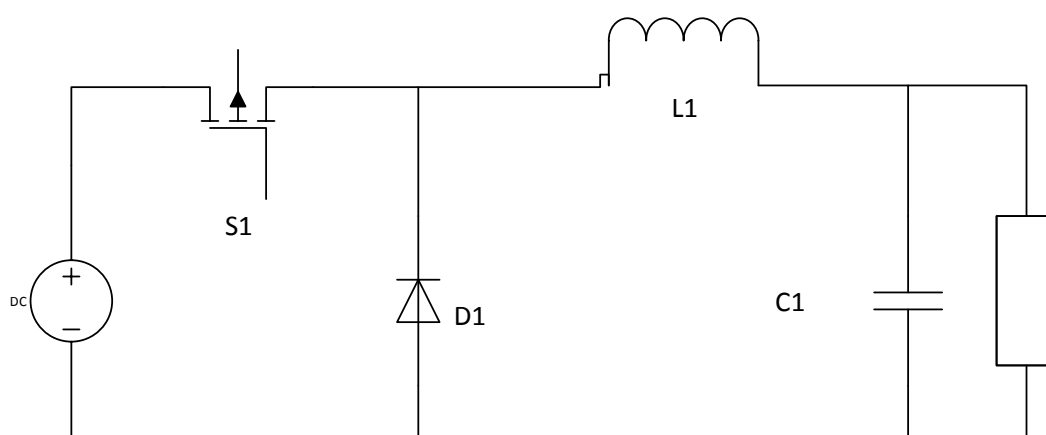
Σχήμα 2.11 Χαρακτηριστική καμπύλη I-V και P-V μιας Φ/Β γεννήτριας [19]

Όπως γίνεται αντιληπτό από την παραπάνω καμπύλη, η εξαγόμενη ενέργεια εξαρτάται, εκτός από την ηλιακή ακτινοβολία, από το σημείο λειτουργίας του μετατροπέα. Οι αλγόριθμοι MPPT βρίσκουν το βέλτιστο σημείο λειτουργίας, παίζοντας πολύ σημαντικό ρόλο στη βέλτιστη απόδοση του συστήματος. Ο ρόλος των μετατροπέων DC/DC είναι η υλοποίηση αυτών των αλγορίθμων. Για να πετύχουν οι μετατροπείς αυτή την μεταβολή

στην τάση στους ακροδέκτες του Φ/Β, η οποία είναι απαραίτητη για τον εντοπισμό του βέλτιστου σημείου λειτουργίας, μεταβάλουν την φαινόμενη αντίσταση (R_i) του φωτοβολταϊκού πλαισίου, μέχρις ότου φτάσει την αντίσταση βέλτιστης λειτουργίας (R_{MPP}).

Σε αυτό το σημείο θα γίνει μια συνοπτική παρουσίαση των κύριων μετατροπέων που χρησιμοποιούνται σε διασυνδεδεμένες φωτοβολταϊκές εφαρμογές, θα μελετηθούν από άποψη κόστους και απόδοσης ώστε να γίνει κατανοητό πως επιλέχθηκε ο μετατροπέας που τελικώς κατασκευάστηκε.

2.2.2 Μετατροπέας μείωσης τάσης (buck converter ή step-down converter)



Σχήμα 2.12 Κυκλωματικό διάγραμμα μετατροπέα μείωσης τάσης

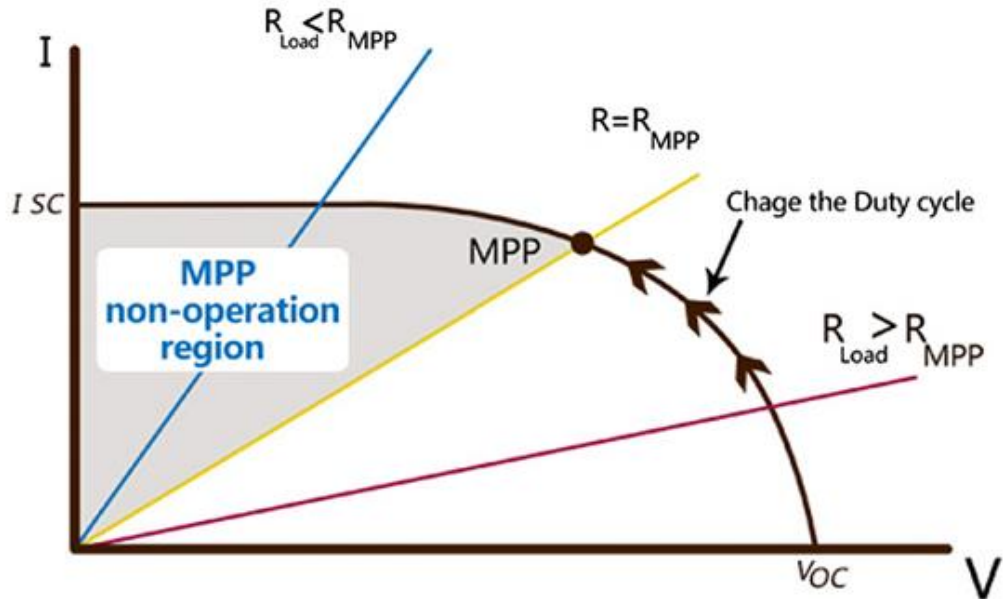
Η λειτουργία του συγκεκριμένου μετατροπέα έχει ως εξής: όταν ο πρώτος ημιαγωγός είναι κλειστός, η δίοδος δεν άγει και ισχύς ρέει από το πηνίο στην έξοδο, με αποτέλεσμα το πηνίο να φορτίζεται. Στην περίπτωση που ο ημιαγωγός είναι ανοιχτός, η δίοδος άγει αποφορτίζοντας το πηνίο και μεταφέροντας ισχύ στον πυκνωτή (κρατώντας σταθερή την τάση του).

Η συνάρτηση μεταφοράς του μετατροπέα υποβιβασμού είναι:

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

όπου, V_o η τάση εξόδου, V_{in} η τάση εισόδου, $D = \frac{t_{on}}{T}$ όπου T η περίοδος και t_{on} ο χρόνος που άγει ο ημιαγωγός

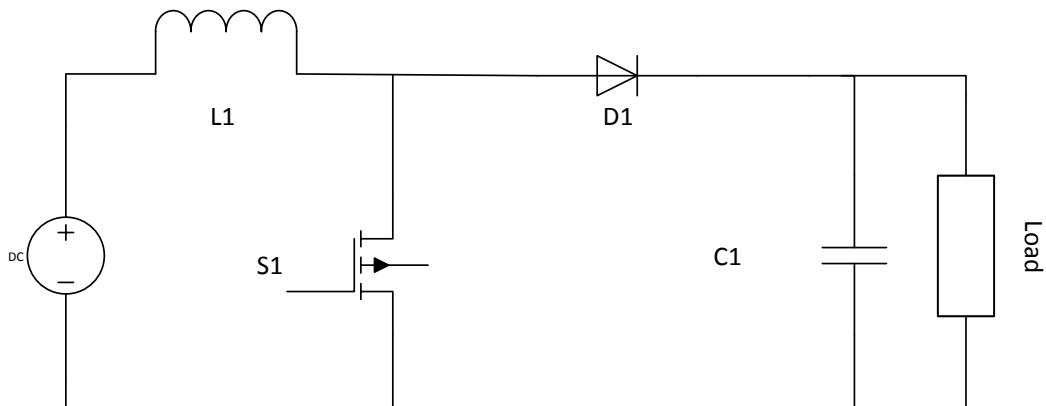
Παρά την υψηλή του απόδοση ο συγκεκριμένος μετατροπέας έχει μόνο μια συνθήκη λειτουργίας (όταν η τάση εισόδου είναι μεγαλύτερη της τάσης εξόδου και για αυτό η χρήση του σε φωτοβολταϊκές εφαρμογές είναι περιορισμένη, αφού δεν μπορεί να ανιχνεύσει το βέλτιστο σημείο λειτουργίας όταν η ακτινοβολία είναι υψηλή).



Σχήμα 2.13 Σημείο λειτουργίας μετατροπέα υποβιβασμού τάσης [19]

2.2.3 Μετατροπέας ενίσχυσης τάσης (boost converter)

Στο παρακάτω σχήμα 2.14 φαίνεται το κυκλωματικό διάγραμμα του συγκεκριμένου μετατροπέα. Όπως φαίνεται αποτελείται από ένα πηνίο στο θετικό κλάδο, έναν εγκάρσιο ημιαγωγό, ακολουθεί μία δίοδος στον ευθύ κλάδο και έναν εγκάρσιο πυκνωτή.

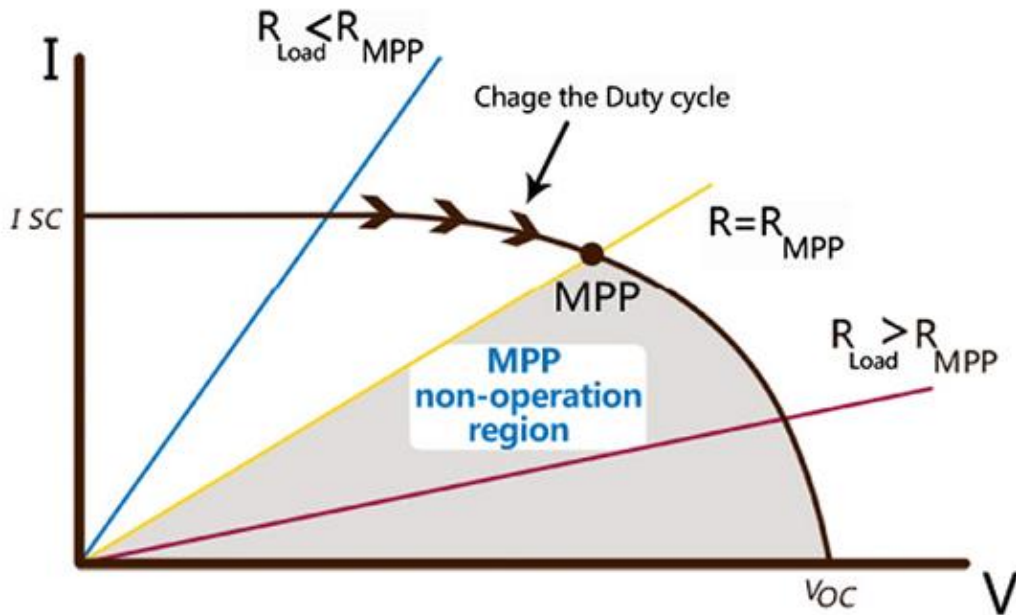


Σχήμα 2.14 Κυκλωματικό διάγραμμα μετατροπέα ανύψωσης τάσης

Στον συγκεκριμένο μετατροπέα, όταν ο ημιαγωγός άγει, το πηνίο φορτίζεται και από τον πυκνωτή ρέει ενέργεια στην έξοδο. Όταν ο ημιαγωγός είναι ανοιχτός, η δίοδος άγει και φορτίζεται ο πυκνωτής. Η συνάρτηση μεταφοράς του είναι:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D} \quad (2)$$

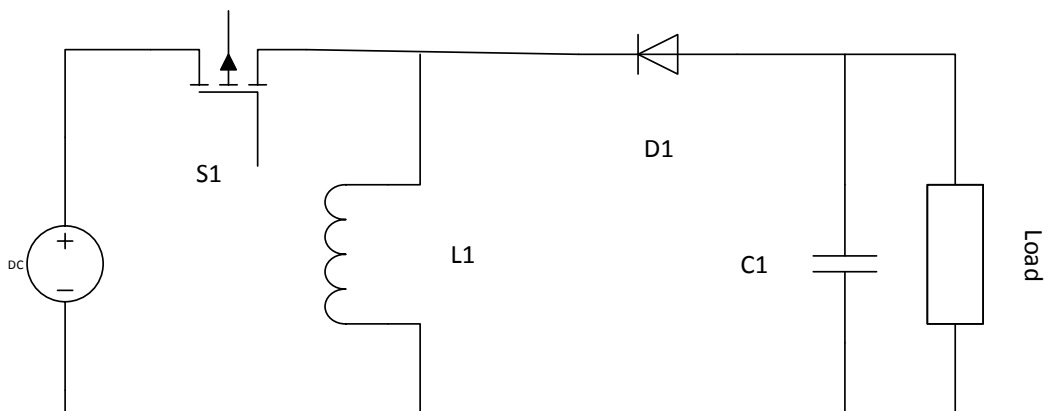
Παρά την υψηλή απόδοση και αυτού του μετατροπέα, το γεγονός ότι για χαμηλή ακτινοβολία δεν μπορεί να ανιχνεύσει το βέλτιστο σημείο λειτουργίας του Φ/Β, τον καθιστά ακατάλληλο για την συγκεκριμένη εφαρμογή.



Σχήμα 2.15 Σημείο λειτουργίας boost converter [19]

2.2.4 Buck-Boost Converter

Ο συγκεκριμένος μετατροπέας αποτελείται από έναν ημιαγωγό συνδεδεμένο στο ευθύ κλάδο της εισόδου, μία εγκάρσια αυτεπαγωγή. Στη συνέχεια, στον ευθύ κλάδο συνδέεται μία δίοδος και εγκάρσια ένας πυκνωτής όπως αναπαρίσταται στο Σχήμα 2.16.



Σχήμα 2.16 Κυκλωματικό διάγραμμα μετατροπέα υποβιβασμού-ανύψωσης τάσης

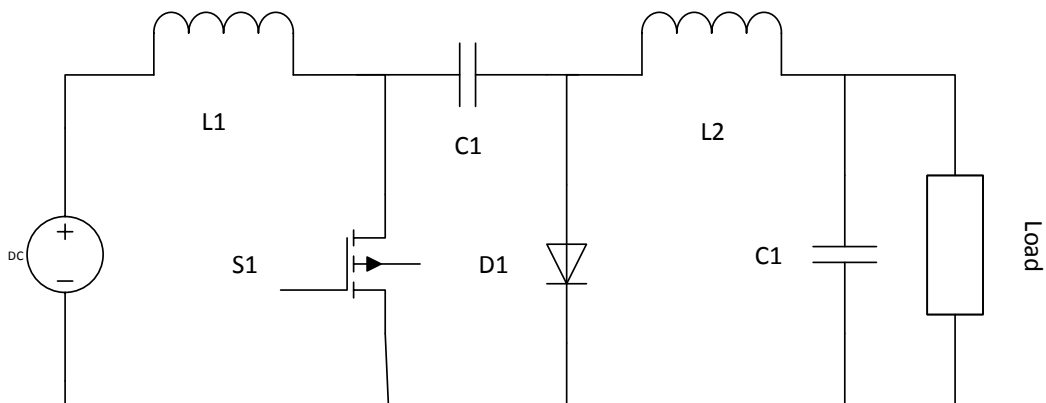
Η λειτουργία του συγκεκριμένου μετατροπέα είναι να φορτίζει το πηνίο όταν είναι κλειστός ο ημιαγωγός και να ρέει ισχύς από τον πυκνωτή στην έξοδο. Αντίθετα όταν ο ημιαγωγός είναι ανοιχτός το πηνίο λειτουργεί ως πηγή μεταφέροντας την αποθηκευμένη του ισχύ στον πυκνωτή και την έξοδο. Η συνάρτηση μεταφοράς του παρουσιάζεται ακολούθως:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{1-D} \quad (3)$$

Αυτός ο μετατροπέας δύναται να ανιχνεύσει το MPP σε όλο το εύρος της χαρακτηριστικής του Φ/Β, για αυτό υπερτερεί από τους απλούς μετατροπείς υποβιβασμού και ανύψωσης τάσης. Σε αντίθεση όμως με αυτούς, η τάση εξόδου του έχει αντίθετο πρόσημο από την είσοδο δημιουργώντας σχεδιαστικά προβλήματα στο DC ζυγό του αντιστροφέα δυο βαθμίδων. Επιπροσθέτως, έχει υψηλή κυμάτωση της τάσης εξόδου, με αποτέλεσμα ο ημιαγωγός και η δίοδος να υφίστανται υψηλές ηλεκτρικές καταπονήσεις (electric stress). Για τους δυο αυτούς λόγους πρέπει να γίνει επιπλέον διερεύνηση ως προς τον μετατροπέα που θα χρησιμοποιηθεί.

2.2.5 Cuk Converter

Η διάταξη του Cuk μετατροπέα παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.17 και αποτελείται από μία αυτεπαγωγή στον ευθύ κλάδο, έναν εγκάρσιο ημιαγωγό, μία χωρητικότητα στον ευθύ κλάδο, εγκάρσια μια δίοδο, μια ακόμη αυτεπαγωγή στον ευθύ κλάδο και έναν εγκάρσιο πυκνωτή.



Σχήμα 2.17 Κυκλωματικό διάγραμμα Cuk μετατροπέα

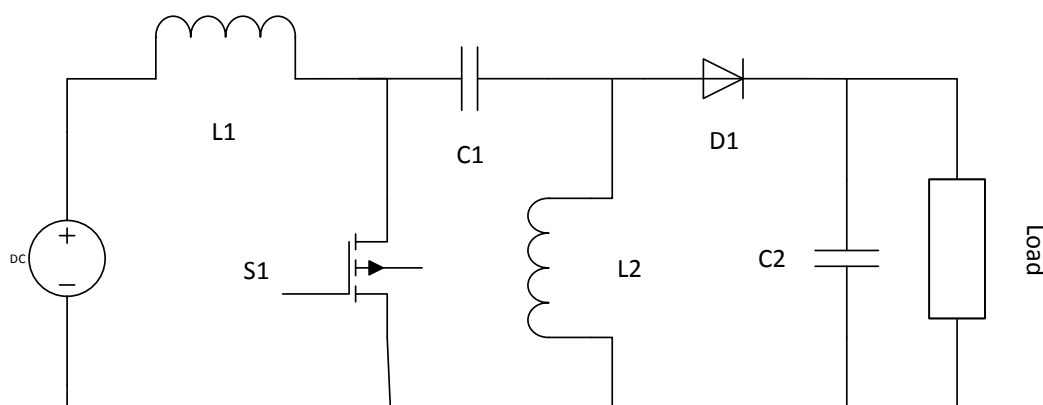
Η λειτουργία του όταν ο ημιαγωγός άγει είναι το πρώτο πηνίο να φορτίζεται, ο πυκνωτής που συνδέεται σε σειρά να μεταφέρει την αποθηκευμένη του ενέργεια στο δεύτερο πηνίο και στον εγκάρσιο πυκνωτή. Αντίθετα, στην κατάσταση όπου ο ημιαγωγός δεν άγει, άγει η δίοδος το πρώτο πηνίο φορτίζει τον πρώτο πυκνωτή και το δεύτερο πηνίο τον δεύτερο πυκνωτή ο οποίος μεταφέρει ισχύ στην έξοδο.. Η συνάρτηση μεταφοράς του παρουσιάζεται ακολούθως:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{D-1} \quad (4)$$

Τα κύριο πλεονέκτημα του συγκεκριμένου μετατροπέα είναι η ροή ισχύος από την είσοδο του και η μεταφορά ισχύος στην έξοδο του σε ολόκληρη την περίοδο. Παρόλα αυτά, έχει και τα δύο κύρια μειονεκτήματα του buck-boost Converter, ενώ σε αυτά προστίθεται και ο μεγάλος αριθμός παθητικών στοιχείων τα οποία μειώνουν την αποδοτικότητά του [20], [21].

2.2.6 Sepic Converter

Ο μετατροπέας Sepic είναι παρόμοιος με τον Cuk [22], [23]. Η αλλαγή στην διάταξη είναι ότι η δίοδος με το δεύτερο πηνίο αλλάζουν θέση όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.18 που έπεται.



Σχήμα 2.18 Κυκλωματικό διάγραμμα Sepic μετατροπέα

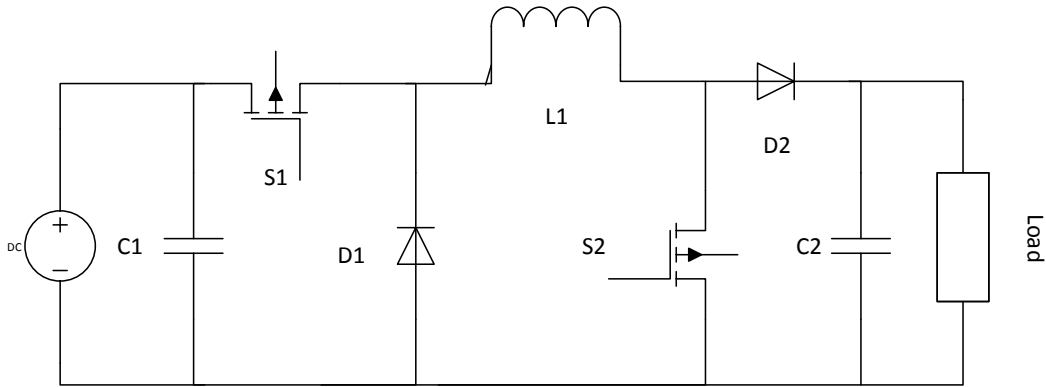
Όταν ο ημιαγωγός είναι κλειστός, η δίοδος δεν άγει, η πρώτη αυτεπαγωγή φορτίζεται από την είσοδο και η δεύτερη από τον πρώτο πυκνωτή. Όταν ο ημιαγωγός είναι ανοιχτός, τα δυο πηνία μεταφέρουν ισχύ στην έξοδο. Η συνάρτηση μεταφοράς του παρουσιάζεται ακολούθως:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{1-D} \quad (5)$$

Η συγκεκριμένη διάταξη έχει το πλεονέκτημα της συνεχής ροής στην είσοδο, αλλά και το κοινό πρόσημο στην τάση εισόδου και εξόδου. Όμως, έχει και αυτός χαμηλή απόδοση λόγω των πολλών παθητικών στοιχείων. Επίσης, και αυτός ο μετατροπέας έχει υψηλή κυμάτωση στην τάση εξόδου [19], [24].

2.2.7 Cascaded buck-boost Converter

Όπως αποκαλύπτει και το όνομα του, ο συγκεκριμένος μετατροπέας αποτελείται από έναν μετατροπέα υποβιβασμού τάσης συνδεδεμένο σε σειρά με έναν μετατροπέα ανύψωσης, όπως παρατίθεται στο Σχήμα 2.19. [25]



Σχήμα 2.19 Κυκλωματικό διάγραμμα Cascaded Buck-Boost μετατροπέα

Η λειτουργία του συγκεκριμένου μετατροπέα βασίζεται στην εξής απλή σκέψη: όταν απαιτείται αύξηση της τάσης εξόδου λειτουργεί ως boost (κλειστός ο πρώτος, ανοιγοκλείνει ο δεύτερος ημιαγωγός), ενώ στην αντίθετη περίπτωση ως buck (ανοιγοκλείνει ο πρώτος, ανοιχτός ο δεύτερος). Αυτό ξεπερνάει το ελάττωμα των δύο αυτών μετατροπέων, το οποίο είναι ότι δεν μπορούν να ανιχνεύσουν το βέλτιστο σημείο λειτουργίας του Φ/Β σε όλη του την χαρακτηριστική I-V. Οι συναρτήσεις μεταφοράς είναι δύο, ανάλογα την λειτουργία του μετατροπέα:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1-D}, \text{ λειτουργία ανύψωσης} \quad (6)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}} = D, \text{ λειτουργία υποβιβασμού} \quad (7)$$

Όπως είναι εύκολα αντιληπτό, ο συγκεκριμένος μετατροπέας συνδυάζει τα πλεονεκτήματα όλων των υπολοίπων, αφού έχει μικρό αριθμό παθητικών στοιχείων, όμοιο πρόσημο τάσης εισόδου και εξόδου (πολύ σημαντικό για τον σχεδιασμό του συστήματος), υψηλή απόδοση και μικρότερη κυμάτωση στην είσοδο σε σύγκριση με τους Cuk και Sepic. Το μειονέκτημα του σε σύγκριση με τους υπόλοιπους μετατροπέες είναι ο ένας επιπλέον ημιαγωγός και η μία επιπλέον διάοδος τα οποία αυξάνουν το κόστος, όμως δεν επηρεάζουν την απόδοση γιατί δεν ανοιγοκλείνουν οι ημιαγωγοί ταυτόχρονα με υψηλή συχνότητα κάτι που θα οδηγούσε σε μεγάλες διακοπτικές απώλειες.

2.2.8 Συμπεράσματα

Ο μετατροπέας που επιλέχθηκε για την συγκεκριμένη εφαρμογή είναι ο cascaded buck-boost. Η υψηλή του απόδοση και το εύρος λειτουργίας του τον καθιστούν ιδανικό για τις ανάγκες του εργαστηρίου, αφού σκοπός είναι να δημιουργηθεί ένας αντιστροφέας πολλαπλών εφαρμογών. Στην πραγματικότητα, η λειτουργία υποβιβασμού του χρησιμεύει κυρίως για ασφάλεια ούτως ώστε να μην ρέει ισχύς σε όλες τις καταστάσεις λειτουργίας του αντιστροφέα, καθώς η γραμμή φωτοβολταϊκών της πειραματικής διαδικασίας δεν απαιτεί τον υποβιβασμό της τάσης της για ανίχνευση του βέλτιστου σημείου λειτουργίας. Οπότε, θα μπορούσε να θεωρηθεί κανείς τον ημιαγωγό που συνδέεται σε σειρά και ως

«relay». Περαιτέρω επεξήγηση της συγκεκριμένης λειτουργίας του μετατροπέα θα ακολουθήσει σε επόμενα κεφάλαια.

2.3 Ημιαγωγοί

Το σημαντικότερο στοιχείο που καθορίζει την ποιότητα, την ανθεκτικότητα, το κόστος και τον όγκο του εκάστοτε αντιστροφέα είναι οι ημιαγωγικοί διακόπτες. Οι κύριοι ημιαγωγοί που χρησιμοποιούνται τη δεδομένη χρονική στιγμή είναι τεχνολογίας πυριτίου (Si). Όμως, το πυρίτιο εισάγει πολλαπλούς τεχνικούς περιορισμούς. Πιο συγκεκριμένα, είναι ευαίσθητοι σε υψηλές θερμοκρασίες και τα ηλεκτρόνια του πυριτίου έχουν περιορισμένη κινητικότητα. Για αυτούς τους λόγους καθίστανται ακατάλληλοι για εφαρμογές υψηλής ισχύος και υψηλής διακοπτικής συχνότητας.

Οι σύγχρονες ανάγκες των φωτοβολταϊκών εφαρμογών απαιτούν μεγαλύτερη αξιοπιστία από τους ημιαγωγικούς διακόπτες. Για τον λόγο αυτό έχει γίνει μεγάλη μελέτη και έρευνα γύρω από την βελτίωση τους. Η ανάπτυξη νέων ημιαγωγικών διακοπών υψηλού ενεργειακού διακένου (WBG) σκοπό έχει να ξεπεραστούν οι περιορισμοί της τεχνολογίας πυριτίου. Προβλέπεται ότι στο άμεσο μέλλον οι ημιαγωγοί τεχνολογίας GaN (νιτρικό γάλιο), SiC (καρβίδιο του πυριτίου) και C (διαμάντι) θα αντικαταστήσουν τους ημιαγωγούς ισχύος Si, με κύριο εκφραστή αυτής της αλλαγής τους ημιαγωγούς καρβιδίου του πυριτίου, οι οποίοι είναι οι πιο έτοιμοι τεχνολογικά για φωτοβολταϊκές εφαρμογές [26].

Στην μελέτη του Δρ Γεώργιου Καμπίτση αναφέρονται τα ακόλουθα τα οποία δικαιολογούν την χρήση SiC Mosfet στην πλακέτα που εκτυπώθηκε: *«Παρατηρείται ότι το καρβίδιο του πυριτίου έχει τρεις φορές μεγαλύτερο ενεργειακό διάκενο από το πυρίτιο, το χαρακτηριστικό αυτό κάνει το SiC κατάλληλο για εφαρμογές υψηλής θερμοκρασίας. Ο όρος υψηλή θερμοκρασία εξαρτάται από τον τύπο του ημιαγωγού και την αντίστοιχη εφαρμογή. Στη μεγάλη τους πλειοψηφία, οι ημιαγωγοί ισχύος Si λειτουργούν αποτελεσματικά σε θερμοκρασίες μικρότερες των 125°C. Ο βασικός περιορισμός τους είναι ο ιονισμός (thermal ionization) των ηλεκτρονίων από τη ζώνη σθένους στη ζώνη αγωγιμότητας. Στον αντίποδα, οι ημιαγωγικές διατάξεις από SiC μπορούν να λειτουργήσουν ανεμπόδιστα σε θερμοκρασίες μέχρι και 650°C.*

Ίσως σημαντικότερο πλεονέκτημα των υλικών υψηλού ενεργειακού διακένου είναι το ηλεκτρικό πεδίο διάσπασής τους (breakdown electric field E_f), το οποίο ορίζεται ως το μέγιστο επιτρεπτό ηλεκτρικό πεδίο εντός του ημιαγωγού που δεν οδηγεί σε διάσπασή του. Για συγκεκριμένη συγκέντρωση προσμίξεων οι ημιαγωγοί SiC έχουν 10 φορές μεγαλύτερο E_f από τους αντίστοιχους Si. Απόρροια αυτού είναι η μείωση του πάχους των SiC ημιαγωγών που οδηγεί σε μικρότερη ειδική αντίσταση αγωγής.

Άλλο ένα χαρακτηριστικό που επιτρέπει την μείωση του όγκου και του βάρους των συστημάτων είναι η καλύτερη θερμική αγωγιμότητα (λ) των SiC, αφού θερμότητα μεταφέρεται ευκολότερα από τον κρύσταλλο, στην συσκευασία και τέλος στην μεταλλική επιφάνεια ψύξης του μετατροπέα ισχύος. Η υψηλή οριακή ταχύτητα ολίσθησης των

ηλεκτρονίων των ημιαγωγών SiC (δύο φορές μεγαλύτερη από αυτή των Si) επιτρέπει τη λειτουργία τους σε εφαρμογές υψηλής διακοπτικής συχνότητας. Αντίθετα, η χαμηλή κινητικότητα φορέων των ημιαγωγών SiC (περίπου η μισή αυτής των Si) παραμένει ανασταλτικός παράγοντας για την ανάπτυξη τρανζίστορ SiC υψηλού ρεύματος. Ωστόσο, η απότομη μείωση της κινητικότητας με την αύξηση της θερμοκρασίας (negative temperature coefficient) έχει ως αποτέλεσμα μειωμένο ρεύμα σε κατάσταση βραχυκύκλωσης του ημιαγωγού, και συνεπώς, μεγαλύτερη αντοχή και αυξημένη αξιοπιστία σε συνθήκες σφάλματος».

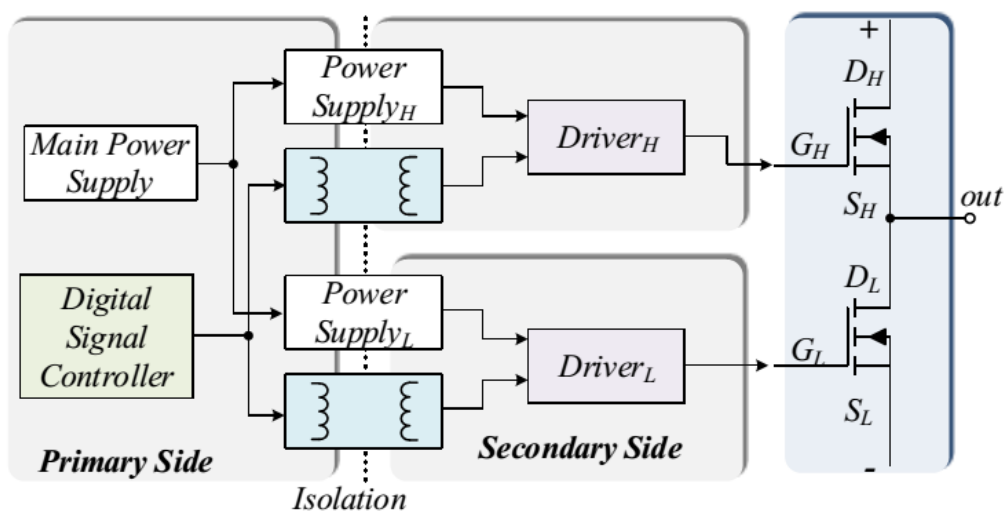
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΤΥΠΩΜΕΝΗΣ ΠΛΑΚΕΤΑΣ

3.1 Κυκλώματα οδήγησης και προστασίας των τρανζίστορ καρβιδίου του πυριτίου

3.1.1 Εισαγωγή

Ο όρος «κύκλωμα οδήγησης» αναφέρεται στη διάταξη ελέγχου ενός ηλεκτρονικού στοιχείου, όπως ένα τρανζίστορ ισχύος, ένα μεγάφωνο ή μία οθόνη LCD. Στην επιστήμη των ηλεκτρονικών ισχύος, η βασική λειτουργία του κυκλώματος οδήγησης είναι η απομόνωση και ενίσχυση της παλμοσειράς του μικροεπεξεργαστή, σε κατάλληλα επίπεδα τάσης και ρεύματος για τον ημιαγωγικό διακόπτη. Πιο συγκεκριμένα, το κύκλωμα οδήγησης καθορίζει το επίπεδο της τάσης V_{GS} μόνιμης κατάστασης αγωγής και αποκοπής, το μέγιστο ρεύμα πύλης, καθώς και τον ρυθμό φόρτισης/εκφόρτισης των παρασιτικών χωρητικότητων του διακόπτη. Τα σύγχρονα κυκλώματα οδήγησης ενδέχεται να ενσωματώνουν διατάξεις προστασίας από υπερένταση και απώλεια τροφοδοσίας, συστήματα καταγραφής και αναφοράς σφαλμάτων καθώς και διατάξεις επιτήρησης της θερμοκρασίας του ημιαγωγού [26].

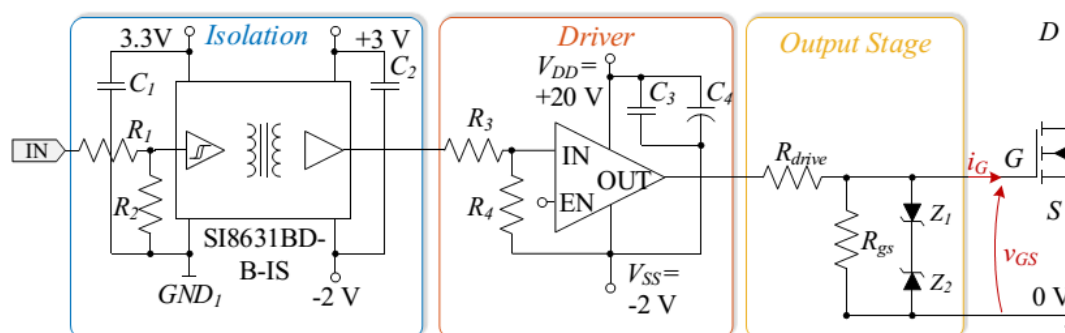
Στο Σχήμα 3.1 παρουσιάζεται η γενικότερη περίπτωση κυκλώματος οδήγησης σε διάταξη γέφυρας. Στην πλευρά του πρωτεύοντος βρίσκεται ο ψηφιακός μικροεπεξεργαστής, ρόλος του οποίου είναι να παράγει τις παλμοσειρές ελέγχου των ημιαγωγικών διακοπών. Ενώ, ως είσοδο δέχεται, εκτός των άλλων, τα σήματα σφάλματος του συστήματος. Επίσης, στην ίδια πλευρά βρίσκονται τόσο η γενική τροφοδοσία του συστήματος, όσο και η επιμέρους τροφοδοσία του κυκλώματος οδήγησης. Για την απομόνωση του κυκλώματος ισχύος με το κύκλωμα ελέγχου χρησιμοποιούνται απομονωτές. Για να οδηγηθούν τα σήματα ελέγχου στους διακόπτες ισχύος είναι αναγκαίο να ενισχυθούν, η συγκεκριμένη διαδικασία λαμβάνει χώρα στην πλευρά του δευτερεύοντος.



Σχήμα 3.1 Τυπική δομή των κυκλωμάτων οδήγησης δύο ημιαγωγικών διακοπών σε διάταξη γέφυρας [26]

3.1.2 Κύκλωμα οδήγησης SiC Mosfet

Το κύκλωμα οδήγησης των SiC MOSFETs παρουσιάζεται παρακάτω (Σχήμα 3.2). Όπως έχει αναλυθεί σε προγενέστερη μελέτη του Δρ Γεώργιου Καμπίτση η μικρή διαγωγιμότητα των SiC MOSFETs απαιτεί ταχείες μεταβάσεις της τάσης πύλης. Αυτό σημαίνει ότι αυξάνοντας την μεταβολή $\frac{dV_{GS}}{dt}$ μειώνεται ο χρόνος μετάβασης του ρεύματος υποδοχής $\frac{di_D}{dt}$. Για την επίτευξη της συγκεκριμένης μεταβολής είναι αναγκαία η μείωση της αντίστασης R_{drive} .



Σχήμα 3.2 Σχηματικό διάγραμμα του υλοποιημένου κυκλώματος οδήγησης SiC Mosfet [26]

Διακρίνονται εύκολα τρία στάδια στο κύκλωμα οδήγησης:

- 1 Απομόνωση. Η απομόνωση πραγματοποιείται με το τροφοδοτικό δυο εξόδων, IH0515S, και τον digital isolator SI8631BD-B-IS, ο οποίος δύναται να λειτουργεί σε υψηλές συχνότητες [27].
- 2 Ενίσχυση ρεύματος. Για την επίτευξη της ενίσχυσης του ρεύματος επιλέχθηκε το ολοκληρωμένο κύκλωμα (IC) IXDD_609 της εταιρείας IXYS [28], το οποίο αποτελείται από διάταξη push-pull από matched NPN και PNP τρανζίστορ. Η υψηλή τάση τροφοδοσίας της τάξης των 20V προτείνεται για ελαχιστοποίηση των απωλειών αγωγής. Επίσης, οι ελαφρώς αρνητικές τιμές της τάσης αρνητικής τροφοδοσίας επιλέγονται ώστε να διασφαλιστεί η αποκοπή του ημιαγωγού σε υψηλές θερμοκρασίας, δεδομένης της μικρής τιμής της τάσης κατωφλίου. Η φόρτιση των χωρητικότητων εισόδου του Mosfet επιτυγχάνονται τοποθετώντας «κοντά» στον ενισχυτή κεραμικούς πυκνωτές απόζευξης (decoupling capacitors), οι οποίοι δημιουργούν τις αιχμές ρεύματος που αδυνατεί να προσφέρει το τροφοδοτικό. Τέλος το σήμα EN (enable) έχει τιμή 1 όταν ο ακροδέκτης είναι ανοιχτοκυκλωμένος ή έχει τάση $\geq \frac{2}{3} V_{DD}$.
- 3 Στάδιο εξόδου. Η ανάγκη για ταχείες μεταβάσεις μας επιβάλλει την χρήση μιας σειριακής αντίστασης μικρής τιμής (R_{drive}). Επίσης, συνδέεται παράλληλα στους ακροδέκτες πύλης-πηγής μια αντίσταση (R_{gs} pull – down) η οποία επιβάλλει μηδενικό δυναμικό σε κατάσταση απώλειας τροφοδοσίας. Για τον περιορισμό της κατανάλωσης του κυκλώματος οδήγησης είναι αναγκαίο η τιμή της συγκεκριμένης

αντίστασης να είναι της τάξης κάποιων kΩ. Επίσης, η προστασία από υπέρταση επιτυγχάνεται μέσω των διόδων Zener Z1 (-5V) Z2 και (22V). Τέλος, συνδέεται παράλληλα με της R_{gs} ένας κεραμικός πυκνωτής, ο οποίος αντισταθμίζει τον λόγο των παρασιτικών χωρητικότητων του ημιαγωγού $\frac{C_{GS}}{C_{GD}}$.

Πίνακας 3.1 Χαρακτηριστικά στοιχείων κυκλώματος οδήγησης SiC Mosfet

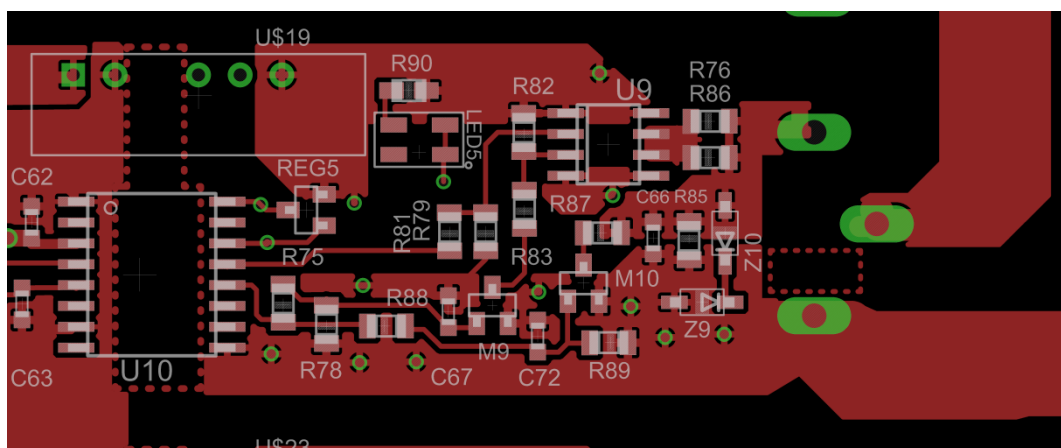
| Τεχνικά Χαρακτηριστικά | Διακοπτικό τροφοδοτικό | Ψηφιακός απομονωτής | Ενισχυτής ρεύματος |
|---------------------------|------------------------|------------------------------------|------------------------|
| Τύπος | IH0515S | SI831BD-B-IS | IXDD_609 |
| Κατασκευάστρια εταιρία | XP Power | Silicon Labs | IXYS |
| Τάση τροφοδοσίας | 5V ± 10% | 2.5V-5.5V | 4.5V-35V |
| Τάση εξόδου | ±15V | 0.2V-(V_{DD} -0.2V) | 25mV-(V_{DD} -25mV) |
| Τάση απομόνωσης | 1000Vdc | 1200Vpeak | - |
| Μέγιστο ρεύμα λειτουργίας | ±66mA | 3.8mA πρωτεύον 3.6mA δευτερεύον | ±9 A |
| Καθυστέρηση διάδοσης | - | 10ns | 60ns |

3.1.3 Κύκλωμα Ομαλής Σβέσης των Ημιαγωγών (Soft Turn OFF)

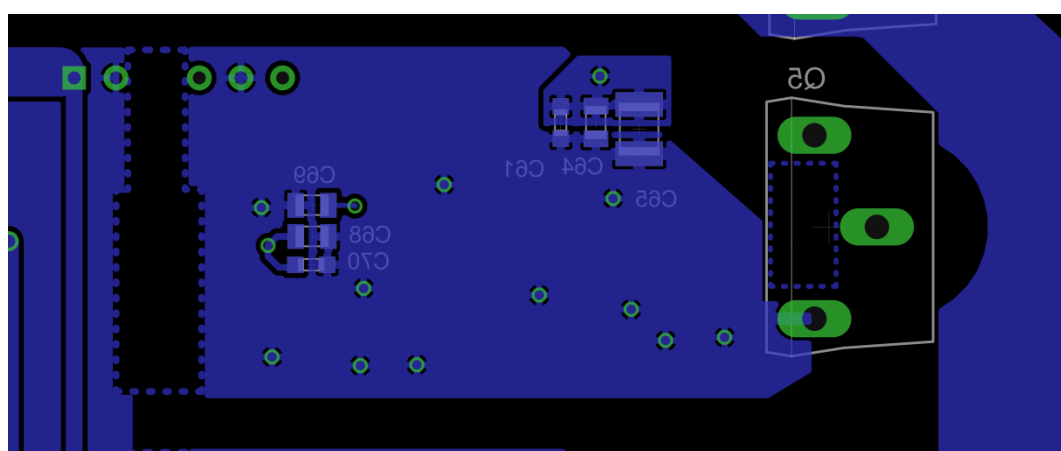
Σύμφωνα με το [26], σε περιπτώσεις σφάλματος είναι ύψιστης σημασίας η σβέση του τρανζίστορ ισχύος με αργό ρυθμό, ούτως ώστε να αποφευχθεί τυχόν καταστροφή του από υπέρταση.

Το συγκεκριμένο κύκλωμα επιτυγχάνει την ομαλή μείωση της εφαρμοσμένης τάσης V_{GS} , μεταβάλλοντας με αντίστοιχο ρυθμό της αντίσταση αγωγής, οδηγώντας σε σταδιακό περιορισμό του ρεύματος. Η οικονομικότερη και απλούστερη υλοποίηση της τεχνικής που περιγράφηκε προηγουμένως είναι η παράκαμψη του κυκλώματος οδήγησης μέσω μια αντίστασης $R_{softturn\ off}$, η οποία πρέπει να έχει τιμή δύο τάξεων μεγαλύτερη της R_{drive} . Το μοναδικό σήμα σφάλματος SDN (shut down) απομονώνεται μέσω του digital isolator και οδηγείται στην πύλη δύο Mosfet τύπου-n. Η έξοδος του πρώτου Mosfet πηγαίνει στον ακροδέκτη EN (Enable) του ενισχυτή επιβάλλοντας του δυναμικό ίσο με το V_{SS} , με τον τρόπο αυτό παρακάμπτεται το κύκλωμα οδήγησης, ενώ το δεύτερο Mosfet οδηγεί τον ημιαγωγό σε κατάσταση ομαλής αποκοπής μέσω της αντίστασης $R_{softturn\ off}$.

Παρακάτω (Σχήμα 3.3 και 3.4) φαίνεται ολοκληρωμένο το κύκλωμα οδήγησης και ομαλής σβέσης με χρήση του σχεδιαστικού περιβάλλοντος Eagle.



Σχήμα 3.3 Κάτοψη σχεδιασμένου κυκλώματος οδήγησης SiC Mosfet



Σχήμα 3.4 Άνοψη σχεδιασμένου κυκλώματος οδήγησης SiC Mosfet

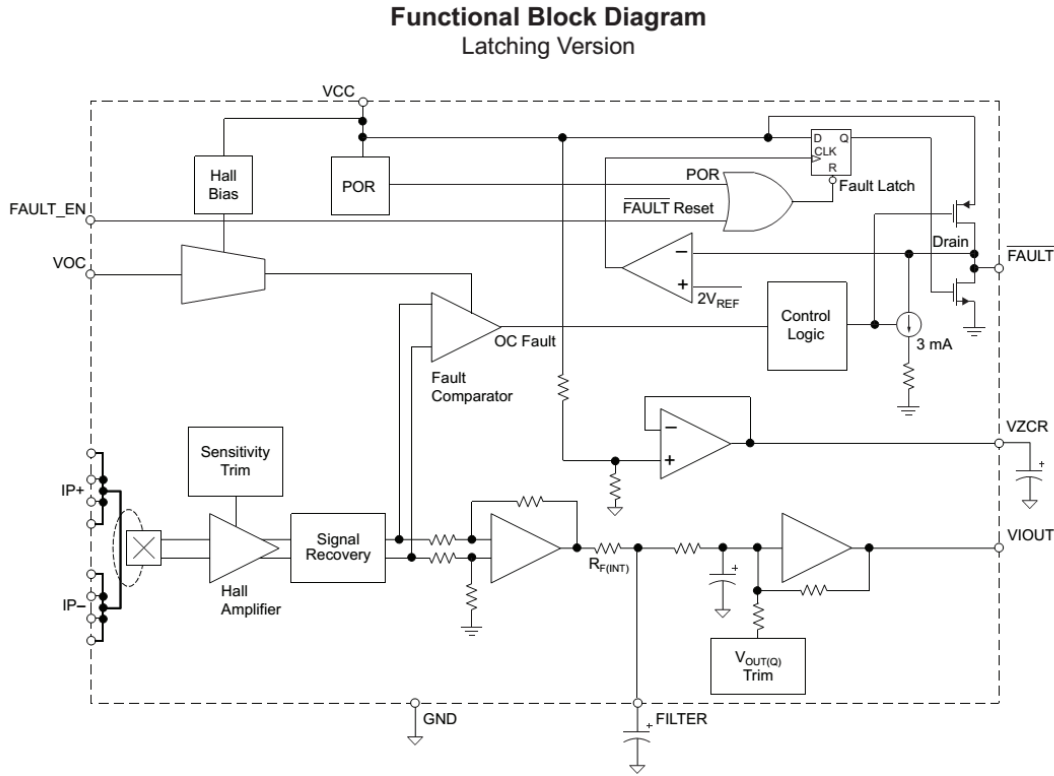
3.2 Μετρητικά Ρεύματος

Σε αυτό το σημείο είναι σημαντικό να παρουσιαστούν οι αισθητήρες ρεύματος που χρησιμοποιήθηκαν για τις μετρήσεις στα διάφορα σημεία του αντιστροφέα. Εξίσου κρίσιμη λειτουργία των συγκεκριμένων αισθητήρων είναι ο εντοπισμός τυχόν υπερεντάσεων και η παραγωγή σημάτων σφάλματος, τα οποία έχουν ως σκοπό την ομαλή σβέση του αντιστροφέα, την προστασία του μικροεπεξεργαστή καθώς και ολόκληρης της διάταξης.

Τα μετρητικά που χρησιμοποιήθηκαν είναι κατασκευασμένα από την εταιρία Allegro. Στα σημεία όπου κρίθηκε απαραίτητη η παρακολούθηση τυχόν υπερέντασης τοποθετήθηκαν αισθητήρες ACS710, ενώ στα υπόλοιπα ACS710-NL. Η λειτουργία τους είναι ίδια, διαφοροποιούνται στο γεγονός ότι οι ACS710 έχουν εσωτερικούς συγκριτές υπερέντασης, καθώς και στοιχεία μνήμης που μανδαλώνουν την ένδειξη σφάλματος, απλοποιώντας το κύκλωμα προστασίας. Η λειτουργία των μετρητικών βασίζεται στο φαινόμενο Hall, γεγονός που συνεπάγεται απόζευξη του κυκλώματος ισχύος από τη μέτρηση, ενώ οι απώλειες ενέργειας είναι μηδαμινές. Κάθε αισθητήρας συσκευάζεται ως ολοκληρωμένο κύκλωμα SMD (Surface Mounted Device), με αποτέλεσμα ο χώρος που καταλαμβάνει στην πλακέτα να είναι μηδαμινός. Επίσης, έχουν πολύ ικανοποιητικό χρόνο

αναγνώρισης σφάλματος (<math><2\mu\text{s}</math>). Τέλος, υψίστης σημασίας πλεονέκτημά τους είναι ότι η προστασία που προσφέρουν στο σύστημα είναι ανεξάρτητη της τροφοδοσίας του κυκλώματος οδήγησης καθώς και του τρανζίστορ [29].

Στην συνέχεια παρατίθεται το λειτουργικό διάγραμμα του αισθητήρα ACS710 (Σχήμα 3.5).



Σχήμα 3.5 Λειτουργικό διάγραμμα του αισθητήρα ρεύματος ACS710 [29]

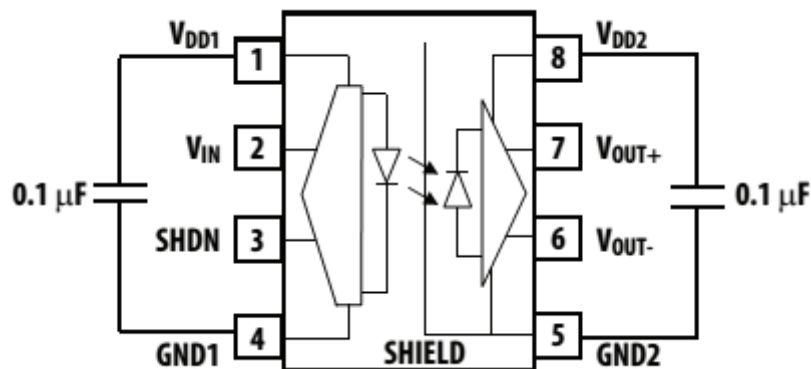
Αποτελείται από οχτώ ακροδέκτες στην κάθε πλευρά. Στην μία πλευρά οι τέσσερις ακροδέκτες οι οποίοι βραχυκυκλώνονται μεταξύ τους αποτελούν τον θετικό πόλο, ενώ οι άλλοι τέσσερις τον αρνητικό. Ο ακροδέκτης της υπερέντασης είναι ο V_{oc} και το όριο στο οποίο θα καταγραφεί το σφάλμα καθορίζεται από τον διαιρέτη τάσης R_L, R_H . Το εύρος ζώνης του αισθητήρα καθορίζεται μέσω της χωρητικότητας C_f , αντίστοιχα η C_{oc} προσδιορίζει την καθυστέρηση αναγνώρισης του βραχυκυκλώματος. Η τάση στον ακροδέκτη ZCR καθορίζει το επίπεδο αναφοράς μηδενικού ρεύματος. Το σήμα που λαμβάνει στον ακροδέκτη FAULT_EN επαναρχικοποιεί τον μανδαλωτή. Τέλος, ο ακροδέκτης FAULT παράγει το σήμα σφάλματος (με τιμές λογικού 0 ή 1).

3.3 Μετρητικά Τάσης

Η λιτότητα και η λειτουργικότητα του μετρητικού ρεύματος που χρησιμοποιήθηκε, δυστυχώς δεν εμφανίζεται στην αγορά των μετρητικών τάσης. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την χρησιμοποίηση περισσότερων στοιχείων για την υλοποίηση της μέτρησης, καθώς και

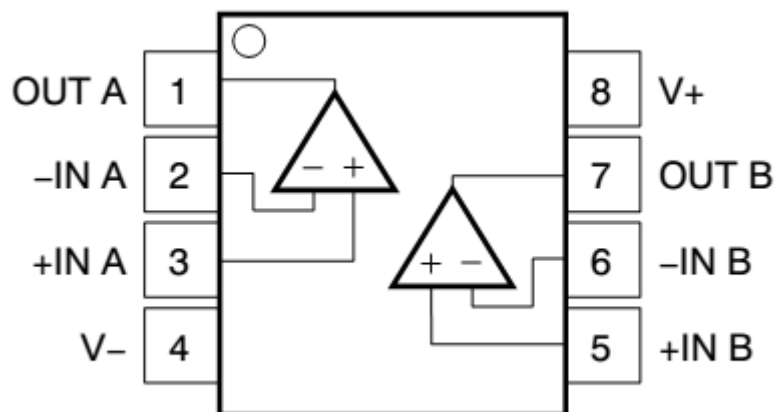
της παρακολούθησης του επιπέδου της τάσης, ώστε να προστατευτεί το σύστημα από υπερτάσεις.

Όσον αφορά την μέτρηση της τάσης του δικτύου (AC), αρχικά χρησιμοποιείται ένας διαιρέτης τάσης για τον υποβιβασμό της και στην συνέχεια ένας αναλογικός απομονωτής ACPL-C87BT. Ο συγκεκριμένος απομονωτής χρησιμοποιεί ανώτερη τεχνολογία οπτικής σύζευξης, διαθέτει σίγμα-δέλτα αναλογικό σε ψηφιακό μετατροπέα. Επίσης, αποτελείται από ενισχυτές σταθεροποίησης και ένα πλήρως διαφορικό κύκλωμα (differential circuit), το οποίο παρέχει απόρριψη θορύβου, καθώς επίσης χαμηλό offset, σταθερότητα και υψηλή ακρίβεια κέρδους. Το λειτουργικό του διάγραμμα είναι το ακόλουθο (Σχήμα 3.6). [30]



Σχήμα 3.6 Λειτουργικό διάγραμμα διαιρέτη τάσης ACPL-C87BT [30]

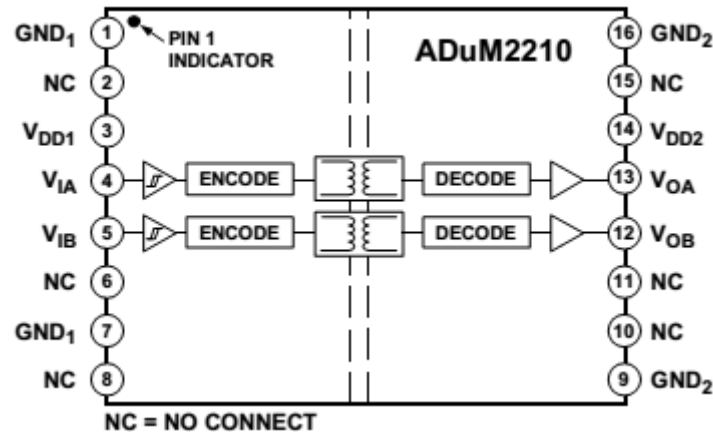
Στην συνέχεια η έξοδος του συγκεκριμένου απομονωτή εισάγεται στον διαφορικό ενισχυτή ο οποίος φιλτράρει το σήμα και το ενισχύει κατά 2/3. Ο συγκεκριμένος ενισχυτής είναι ο OPA237, το λειτουργικό διάγραμμα του οποίου φαίνεται παρακάτω (Σχήμα 3.7) [31].



Σχήμα 3.7 Λειτουργικό διάγραμμα ενισχυτή OPA237 [31]

Τέλος το σήμα οδηγείται στον μικροεπεξεργαστή όπως θα παρουσιαστεί στην συνέχεια.

Η λογική για την μέτρηση της τάσης του DC ζυγού, καθώς και της τάσης εισόδου (PV) είναι η ίδια με αυτή της τάσης δικτύου. Η διαφορά είναι ότι για την μέτρηση του DC ζυγού απαιτείται η υποβιβασμένη τάση να τροφοδοτηθεί παράλληλα σε έναν συγκριτή ούτως ώστε να εντοπιστούν και να μεταφερθούν στον μικροεπεξεργαστή τα σφάλματα υπέρτασης. Το σήμα υπέρτασης απομονώνεται μέσω του ψηφιακού απομονωτή ADUM2210 [32]. Το λειτουργικό του διάγραμμα είναι το εξής (Σχήμα 3.8):



Σχήμα 3.8 Λειτουργικό διάγραμμα ψηφιακού απομονωτή ADUM2210 [32]

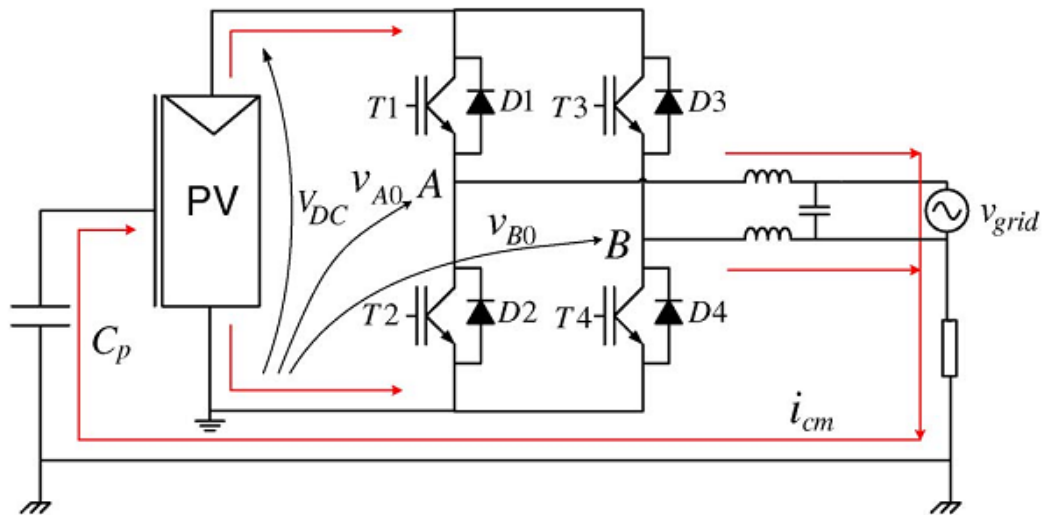
3.4 Φίλτρο EMI

Όπως περιγράφηκε στο πρώτο κεφάλαιο το μεγαλύτερο μειονέκτημα της διάταξης που επιλέχθηκε για την διεκπεραίωση της συγκεκριμένης εφαρμογής, είναι η ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή μεταξύ δικτύου και Φ/Β πλαισίου. Για τον λόγο αυτό κρίθηκε απαραίτητος ο σχεδιασμός φίλτρου για την αποφυγή του εν λόγω φαινομένου. Αντίστοιχα ρόλος του φίλτρου είναι η μείωση του ρεύματος διαρροής στις παρασιτικές χωρητικότητες μεταξύ γης και πλαισίου.

Οι διαφορετικές φωτοβολταϊκές διατάξεις που έχουν μελετηθεί στο πρώτο κεφάλαιο για την εξάλειψη του φαινομένου αποτελούν μια λύση, όμως έχουν άλλα μειονεκτήματα όπως αναλύθηκε γι' αυτό και απορρίφθηκαν. Μια δεύτερη λύση, είναι φυσικά η χρήση μετασχηματιστή ένα προς ένα υψηλής συχνότητας (1:1 HF TRF) ο οποίος δύναται να προσφέρει γαλβανική απομόνωση μεταξύ AC και DC πλευράς, όμως δεν επιλέχθηκε λόγω της μειωμένης απόδοσης των συγκεκριμένων μετασχηματιστών. Η επόμενη λύση που απορρίφθηκε ήταν η χρήση ενός ενεργού φίλτρου το οποίο θα λειτουργούσε ως μετατροπέας. Η συγκεκριμένη λύση μειονεκτούσε τόσο σε κόστος, καθώς απαιτεί τέσσερις επιπλέον ημιαγωγούς μαζί με τα κυκλώματα οδήγησης τους, όσο και σε χώρο όπως είναι εύκολα κατανοητό. Οπότε, ως ιδανικότερη λύση προέκυψε το παθητικό φίλτρο ο σχεδιασμός του οποίου αναλύεται στην συνέχεια.

3.4.1 Περιγραφή φαινομένου ρεύματος διαρροής

Για την κατανόηση της λειτουργίας του φίλτρου που απαιτείται ούτως ώστε να περιοριστεί το ρεύμα διαρροής πρέπει πρώτα να εξετασθεί ο λόγος που το προκαλεί. Στο παρακάτω σχήμα (Σχήμα 3.9) φαίνεται ο δρόμος που ακολουθεί το ρεύμα διαρροής.



Σχήμα 3.9 Ροή του ρεύματος διαρροής στην διάταξη μονοφασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας [33]

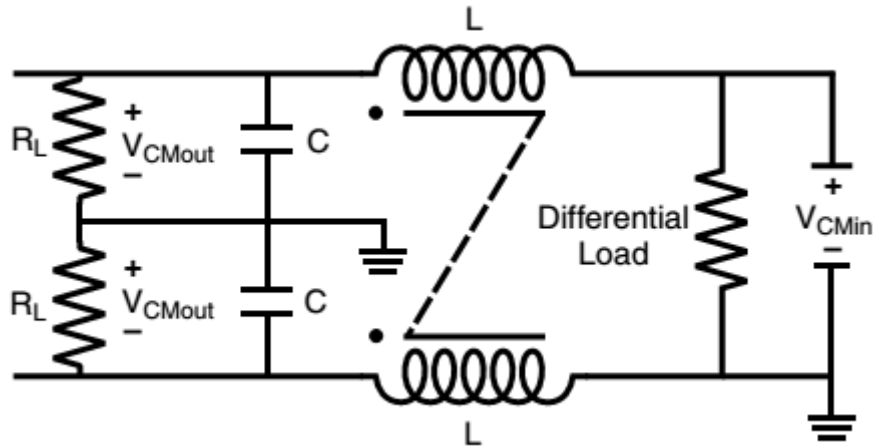
Το διαφεύγον αυτό ρεύμα δημιουργείται εξ' αιτίας της τάσης κοινού σήματος (common mode voltage), η στιγμιαία αυτή τάση μπορεί να περιγραφεί από την παρακάτω σχέση:

$$V_{cm} = \frac{v_{A0} + v_{B0}}{2} \quad (8)$$

Λόγω της έλλειψης γαλβανικής απομόνωσης στις διατάξεις χωρίς μετασχηματιστή, μόνο η σύνθετη αντίσταση του φίλτρου δύναται να περιορίσει το ρεύμα διαρροής. Κατά συνέπεια, εφόσον είναι μεγάλη η διακύμανση της τάσης κοινού σήματος θα αναπτυχθούν και ισχυρά ρεύματα από το πλαίσιο στην γη. Η διακύμανση της V_{cm} στην εφαρμογή που μελετάται κυμαίνεται από $0 \rightarrow V_{cm} \rightarrow 0 \rightarrow -V_{cm}$, όπως είναι κατανοητό αυτή η μεταβολή συμβαίνει με τη διακοπτική συχνότητα του συστήματος, το οποίο έχει ως απόρροια μεγάλο ρεύμα διαρροής. Γνωρίζοντας, όμως, ότι η διακοπτική συχνότητα ισούται με 20kHz, το φίλτρο έχει στόχο τον περιορισμό του πλάτους της συγκεκριμένης συνιστώσας.

3.4.2 Σχεδιασμός EMI φίλτρου στην έξοδο

Γνωρίζοντας, λοιπόν, την συχνότητα την οποία θέλουμε να αποκόψουμε γίνεται ευκολότερη η διαδικασία σχεδιασμού του φίλτρου. Επιλέχθηκε, ένα φίλτρο δεύτερης τάξης με συχνότητα αυτό-συντονισμού τα 20kHz. Τα πλεονεκτήματά του είναι ο μικρός αριθμός των παθητικών στοιχείων (δύο), η μεγάλη απόσβεση ανά οκτάβα, η τάξη της οποίας ανέρχεται στα 12dB μετά το σημείο αποκοπής.



Σχήμα 3.10 Κύκλωμα Common Mode Filter δεύτερης τάξης [34]

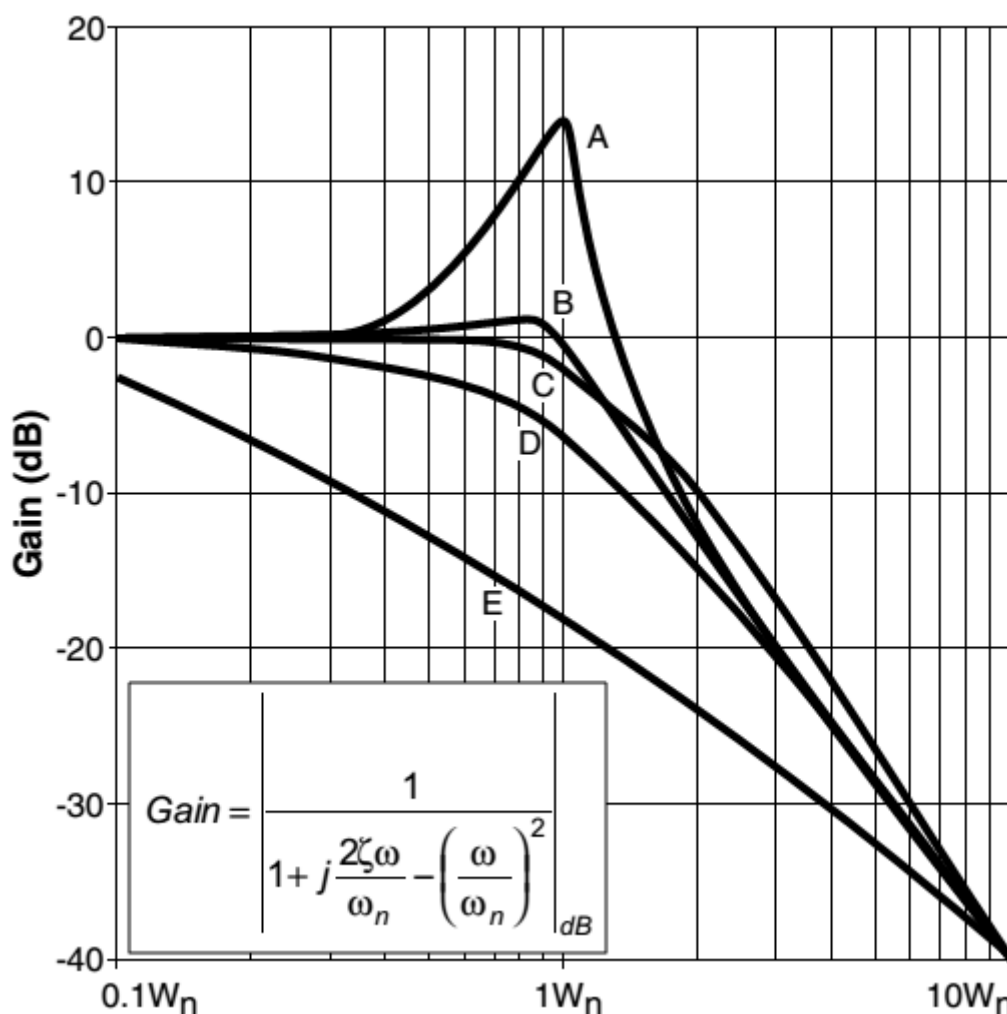
Η συνάρτηση μεταφοράς του παραπάνω φίλτρου ισούται με:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 + \frac{L}{R}s + LCs^2}, \quad (9)$$

όπου,

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \text{ συχνότητα αποκοπής} \quad (10)$$

$$\zeta = \frac{L}{2R\sqrt{LC}}, \text{ συντελεστής απόδοσης} \quad (11)$$



Σχήμα 3.11 Απόκριση συχνότητας δεύτερης τάξης για διάφορες τιμές του συντελεστή απόσβεσης $A \leq 0.1$, $B=0.5$, $C=0.707$, $D=1$, $E \geq 4$ [34]

Επιλέχθηκε φίλτρο με 4mH αυτεπαγωγή (EMI Choke – Bourns Common Mode Inductors) [35] και 470nF χωρητικότητα (film capacitor – Vishay MKP 336 2) [36]. Η τιμή της συχνότητας αποκοπής ισούται με $\approx 23\text{kHz}$, ενώ ο συντελεστής απόσβεσης με $\zeta = \frac{65,23}{R_L}$. Γνωρίζοντας όμως ότι τα 2kW στην έξοδο του αντιστροφέα και κατ' επέκταση στην είσοδο και έξοδο του φίλτρου αποφασίστηκε να μην χρησιμοποιηθεί αντίσταση για την μείωση του συντελεστή απόσβεσης, καθώς οι απώλειες θα ήταν εξαιρετικά υψηλές.

Η δυνατότητα να παραλειφθεί η αντίσταση, απαραίτητη για την υλοποίηση του φίλτρου, παρέχεται από το γεγονός ότι οι δύο χωρητικότητες που χρησιμοποιούνται έχουν μία εσωτερική αντίσταση η ύπαρξη της οποίας καθιστά το φίλτρο λειτουργικό για την αποκοπή της συνιστώσας των 20kHz, καθώς εμπίπτει στην κατηγορία E του παραπάνω διαγράμματος. Η τιμή της εσωτερικής αυτής αντίστασης στα 23kHz ισούται με $\approx 12\Omega$ [36]. Συνεπώς, $\zeta = \frac{65,23}{12} = 5.4358$ και για αυτό ανήκει στην κατηγορία που προαναφέρθηκε (E), δηλαδή μειώνει αισθητά τις συχνότητες μετά τα 20kHz. Κάτι που αποδεικνύεται και από τα πειραματικά αποτελέσματα που παρουσιάζονται σε επόμενο κεφάλαιο (5).

3.5 Κύκλωμα οδήγησης Relay

Για την πλήρη προστασία της πλακέτας από τυχόν σφάλματα επιλέχθηκε η χρήση δύο Relay, ένα στην φάση και ένα στον ουδέτερο ούτως ώστε να επιτυγχάνεται πλήρη αποκοπή του συστήματος από το δίκτυο. Για την οδήγησή τους χρησιμοποιήθηκε ένα Mosfet χαμηλής ισχύος τύπου n, το οποίο μόλις λάβει σήμα από τον μικροεπεξεργαστή για να ανοίξει το Relay, το τρανζίστορ σταματάει να άγει και με την βοήθεια μιας διόδου ρέει ρεύμα ανάμεσα στα άκρα του και ανοίγει. Το Relay που τοποθετήθηκε είναι το OMI/OMIH series miniature 16A, Power PC Board Relay της εταιρείας tyco electronics [37].

3.6 Κύκλωμα ελέγχου

Ο εγκέφαλος της πλακέτας είναι ο μικροεπεξεργαστής, όλα τα σήματα έναυσης ή σβέσης των οργάνων παράγονται στον μικροεπεξεργαστή, ενώ όλα τα σήματα μέτρησης ή σφάλματος καταλήγουν σε αυτόν. Η κάρτα ελέγχου είναι η TMS320F28335 Control Card η οποία ενσωματώνει τον ψηφιακό επεξεργαστή και πλήθος άλλων επικουρικών στοιχείων και συνδεεται στην πλακέτα μέσω μιας διεπαφής DIM100. Η επικοινωνία του χρήστη με τον επεξεργαστή γίνεται μέσω της πλακέτας διεπαφής, η οποία αποτελείται από μία οθόνη LCD και πλήκτρα περιήγησης στο MENU, το πρωτόκολλο επικοινωνίας που χρησιμοποιείται είναι το SPI [το συγκεκριμένο μέρος του κώδικα αναπτύχθηκε από τον Δρ. Μπατζέλη Ευστράτιο]. Ο προγραμματισμός και η μεταφορά των δεδομένων που είναι αποθηκευμένα στην μνήμη RAM του μικροεπεξεργαστή γίνονται μέσω πρωτοκόλλου JTAG.

Το κύκλωμα ελέγχου αποτελείται επίσης από τις λογικές πύλες που συλλέγουν τα σήματα σφάλματος και παράγουν το σήμα σβέσης, SDN. Επίσης, υπάρχουν οι σταθεροποιητές τάσης (Voltage Regulators) για την τροφοδοσία των οργάνων, η οποία είναι 3,3V ή 5V, για τον λόγο αυτό είναι απαραίτητη η αλλαγή του επιπέδου τάσης τροφοδοσίας από τα 5V που δίνεται αρχικά στον κύκλωμα χαμηλής τάσης. Τέλος, όλα τα σήματα που οδηγούνται στον μικροεπεξεργαστή χρειάζονται φιλτράρισμα για τον περιορισμό του θορύβου τους.

3.7 Ακροδέκτες Εξόδου

Στην πλακέτα υπάρχουν επαφές μέσω των οποίων συνδέεται το εξωτερικό φίλτρο το οποίο επιτρέπει την σύνδεση του αντιστροφέα με το δίκτυο. Επίσης, υπάρχουν επαφές οι οποίες έχουν ως σκοπό την μέτρηση της τάσης και του ρεύματος σε διάφορα σημεία της πλακέτας.

3.8 Πυκνωτές DC και PV ζυγού

Μεταξύ του αντιστροφέα και του μετατροπέα υπάρχει ο ζυγός DC, ο οποίος αποτελείται από ηλεκτρολυτικούς πυκνωτές, η δουλειά των οποίων είναι να λειτουργούν ως συσσωρευτές και να αποτελούν έξοδο του DC/DC σταδίου αλλά και είσοδο του μετατροπέα DC/AC. Η βασική μέθοδος με την οποία υπολογίζεται η χωρητικότητα μια

συστοιχίας πυκνωτών είναι αυτή που εκφράζει το ρεύμα το οποίο ρέει μεταξύ των άκρων των πυκνωτών και είναι η εξής:

$$i_{cap} = C \frac{dv_{cap}}{dt} \quad (12)$$

όπου η χωρητικότητα ισούται με $C = \frac{i_{cap} \cdot dt}{dv_{cap}}$, ο όρος dv_{cap} (η κυμάτωση της τάσης του DC ζυγού), πρέπει να είναι όσο το δυνατόν μικρότερος ούτως ώστε να είναι περιορισμένες οι αρμονικές που εκχέονται στην έξοδο του αντιστροφέα, δηλαδή στο δίκτυο. Στην συνέχεια, επιλέχθηκε αυτή η κυμάτωση να ισούται περίπου με το 0.05% της τάσης του ζυγού DC, ούτως ώστε το εξωτερικό φίλτρο της πλακέτας να υφίσταται τις ελάχιστες δυνατές καταπονήσεις, καθώς οι αρμονικές αποσβένουν στα εξωτερικά πηνία του κυκλώματος.

Με την βοήθεια του περιβάλλοντος προσομοίωσης Matlab/Simulink υπολογίστηκε ότι το ρεύμα που ρέει στον DC ζυγό σε μία περίοδο $T=1/f$ ($f=20\text{kHz}$) ισούται με 8A (ονομαστική τιμή ρεύματος εισόδου του αντιστροφέα). Οπότε η χωρητικότητα σύμφωνα με την παραπάνω σχέση πρέπει να είναι ίση με 470μF. Επιλέχθηκαν, λοιπόν, οι ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές 380LQ471M450A042 της CDM Cornell Dubilier. Οι συγκεκριμένοι πυκνωτές αντέχουν 400V, καθώς και 2.53A ο καθένας στα 50Hz, με κυμάτωση ρεύματος ίση με 3.54A στα 20kHz.

Η διάταξη που επιλέχθηκε αποτελείται από 4 πυκνωτές παράλληλα συνδεδεμένους, η ανάγκη αυτή προκύπτει καθώς θέλουμε το σύστημα να αντέχει 8A (με υπερεντάσεις τις τάξεως του 50%), οπότε σύμφωνα με τις προδιαγραφές τους απαιτούνται τέσσερις ($5 \times 2.53 = 12.65\text{A}$). Επίσης, η κυμάτωση σύμφωνα με την σχέση $I_{ac} = \sqrt{(I_{rms})^2 + (I_{dc})^2}$ (όπου I_{rms} η τιμή του ρεύματος που υπολογίστηκε με την βοήθεια του Simulink, ενώ I_{dc} η μέση τιμή ρεύματος $I_{dc} = \frac{S}{V_{dc}}$ με $V_{dc} = 400\text{V}$ και $S = 2\text{kW}$), ισούται με 6.244A, οπότε στα 20kHz η μέγιστη τιμή του ρεύματος θα είναι:

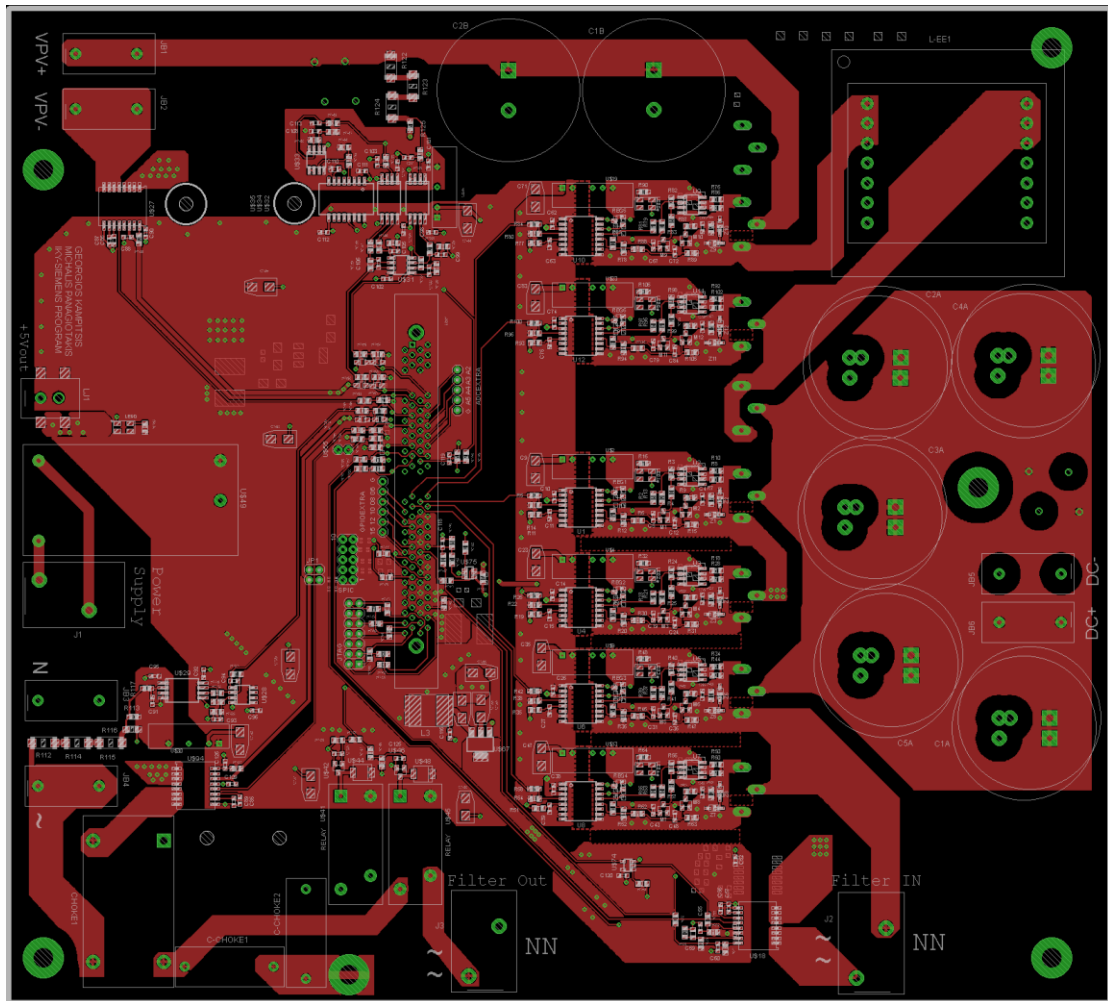
$$I_m = I_{rms} + I_{ac} = 14.244 \quad (13)$$

Η συστοιχία των τεσσάρων παράλληλων πυκνωτών αντέχει στα 20kHz τιμές της τάξης των 17.7A, το οποίο υπερκαλύπτει τις ανάγκες μας.

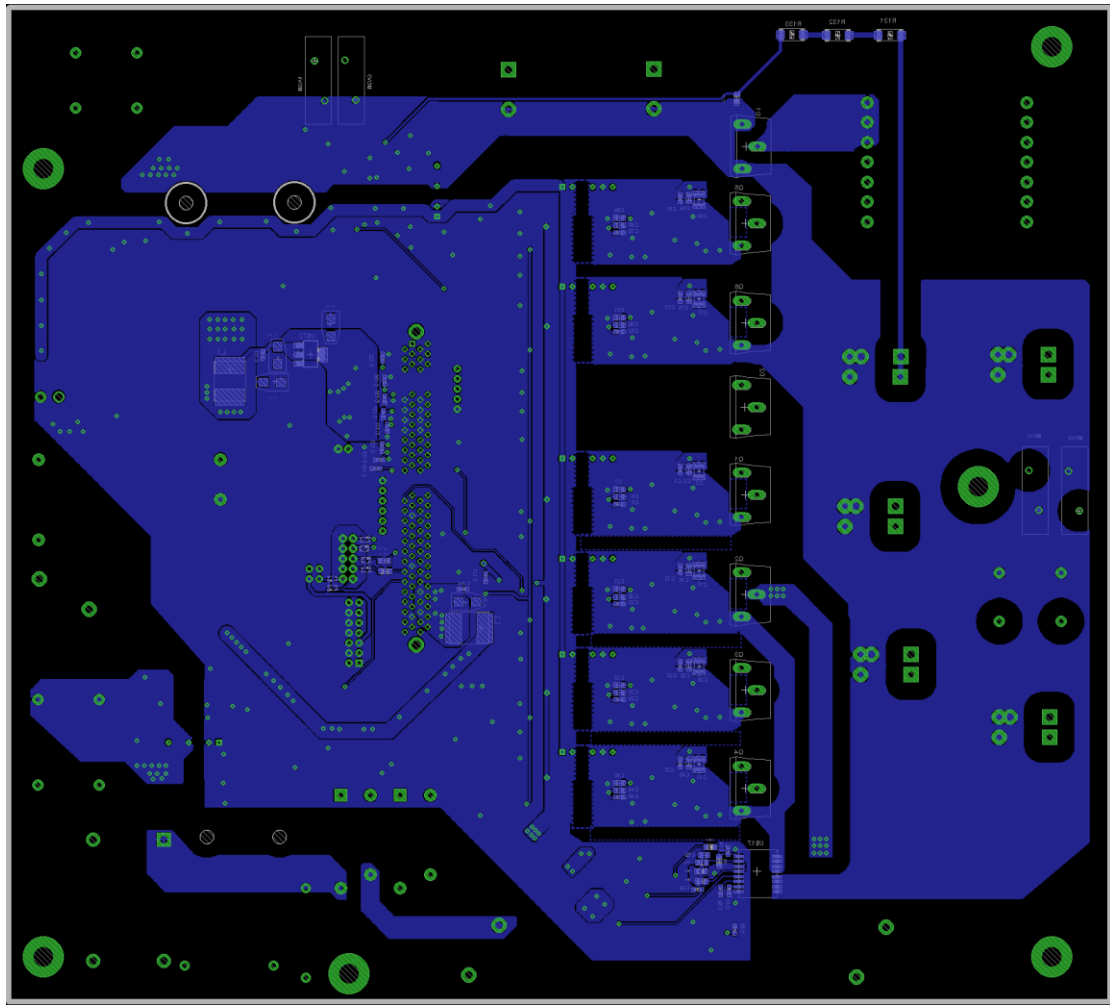
Όσον αφορά το ζυγό του Φ/Β (PV link), χρησιμοποιήθηκαν δύο ίδιοι πυκνωτές με αυτούς του DC ζυγού συνδεδεμένοι παράλληλα. Το ρεύμα εξόδου του Φ/Β στο βέλτιστο σημείο λειτουργίας του, σύμφωνα με τα δεδομένα του εργαστηρίου ισούται με 6A. Οπότε δεν τίθεται θέμα αντοχής των πυκνωτών. Ο ρόλος των οποίων είναι η εξομάλυνση της διακύμανσης της τάσης του Φ/Β. Η συγκεκριμένη διακύμανση προκαλείται λόγω του μετατροπέα. Όταν λειτουργεί ο μετατροπέας η είσοδος είτε βραχυκυκλώνεται ($V_{rn}=0$) είτε ανοιχτοκυκλώνεται ($V_{rn}=V_{oc}$), συνεπώς χωρίς του πυκνωτές θα ήταν αδύνατη η σταθεροποίηση της τάσης εισόδου.

3.9 Τελικά σχέδια Τυπωμένης Πλακέτας

Μετά την περιγραφή της σχεδίασης του κάθε στοιχείου του αντιστροφέα, στην συνέχεια ακολουθούν τα ολοκληρωμένα σχέδια της πλακέτας, η κάτοψη και η άνοψη.



Σχήμα 3.12 Κάτοψη τυπωμένης πλακέτας μέσω του περιβάλλοντος σχεδίασης Eagle



Σχήμα 3.13 Άνοψη τυπωμένης πλακέτας μέσω του περιβάλλοντος σχεδίασης Eagle

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 ΕΛΕΓΧΟΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΚΑΙ ΠΑΛΜΟΙ ΕΝΑΥΣΗΣ ΗΜΙΑΓΩΓΩΝ

4.1 Συγχρονισμός με το ηλεκτρικό δίκτυο

4.1.1 Εισαγωγή

Τα ηλεκτρικά δίκτυα είναι πολύπλοκα και δυναμικά συστήματα τα οποία επηρεάζονται από πολλούς αστάθμητους παράγοντες, όπως την συνεχή σύνδεση και αποσύνδεση φορτίων, διαταραχές και συντονισμούς που προκύπτουν από τα αρμονικά ρεύματα που ρέουν στις γραμμές διανομής, τα σφάλματα που οφείλονται σε κεραυνούς καθώς και τα λάθη στην λειτουργία του ηλεκτρολογικού εξοπλισμού. Συνεπώς, οι παράμετροι του δικτύου δεν μπορούν να θεωρηθούν σταθερά μεγέθη σε μία διάταξη συνδεδεμένη στο δίκτυο, για τον λόγο αυτό πρέπει συνεχώς να παρακολουθούνται ούτως ώστε να διασφαλιστεί ο συγχρονισμός μεταξύ τάσης εξόδου του αντιστροφέα και τάσης δικτύου. Πολλώ δε μάλλον, όταν η παραγόμενη ισχύς δεν είναι αμελητέα συγκριτικά με την ονομαστική ισχύ δικτύου, λάθος στο συγχρονισμό προκαλεί ποικίλα προβλήματα [6]. Επομένως, οι αντιστροφείς ισχύος δεν μπορούν να θεωρηθούν ως απλοί διασυνδεδεμένοι εξοπλισμοί, δεδομένου ότι διατηρούν μια διαδραστική σχέση με το δίκτυο και οφείλουν να συμμετέχουν ενεργά στην υποστήριξη της τάσης και της συχνότητας δικτύου, ειδικότερα όταν αναφερόμαστε σε υψηλής ισχύος αντιστροφείς. Αυτό σημαίνει ότι οι συνθήκες σταθερότητας και ασφάλειας δικτύου μπορεί να επηρεαστούν σημαντικά κυρίως σε περιπτώσεις όπου εμφανίζεται εκτεταμένη χρήση μετατροπών ισχύος, παραδείγματος χάρη τα καταναμημένα συστήματα ενέργειας που βασίζονται σε ΑΠΕ. Για το λόγο αυτό, όπως αναφέρθηκε και στο πρώτο κεφάλαιο, πολλοί διεθνείς κώδικες δικτύου έχουν τεθεί σε ισχύ κατά την διάρκεια των τελευταίων ετών, ώστε να ρυθμίζεται η συμπεριφορά των φωτοβολταϊκών σταθμών τόσο στην μόνιμη όσο και στην μεταβατική κατάσταση του δικτύου. Οι αλγόριθμοι, λοιπόν, παρακολούθησης του δικτύου οφείλουν να ανιχνεύουν την κατάσταση του δικτύου με γρήγορο και ακριβή τρόπο για να ικανοποιούν τις απαιτήσεις των διεθνών κανονισμών.

Η παρακολούθηση και ο συγχρονισμός με το δίκτυο είναι άρρηκτα συνδεδεμένα μεταξύ τους. Στην πραγματικότητα, ο συγχρονισμός των διασυνδεδεμένων αντιστροφών δεν είναι τίποτα περισσότερο από στιγμιαίος έλεγχος του δικτύου στο οποίο συνδέεται η μονάδα παραγωγής. Ο συγχρονισμός, όπως γίνεται εύκολα αντιληπτό, είναι μια προσαρμοστική διαδικασία κατά την οποία ένα παραγόμενο, από τον αλγόριθμο ελέγχου του αντιστροφέα, σήμα αναφοράς τείνει να ταυτιστεί με μία συγκεκριμένη παράμετρο του δικτύου, συνήθως την θεμελιώδη συνιστώσα της τάσης του. Οι έξοδοι του συγκεκριμένου ελέγχου είναι απαραίτητοι σε όλο το φάσμα ελέγχου του διασυνδεδεμένου αντιστροφέα και όχι μόνο στον συγχρονισμό του με το δίκτυο όπως θα εξηγηθεί στην συνέχεια.

4.1.2 Διάταξη κλειδώματος φάσης PLL

Ο συγχρονισμός μονοφασικών διασυνδεδεμένων μετατροπών με το δίκτυο έγκειται στην ακριβή ανίχνευση των χαρακτηριστικών της τάσης του, προκειμένου να συντονιστεί ένα εσωτερικό σήμα του controller του μετατροπέα, με το δυναμικό σήμα που

επιβάλλεται από το δίκτυο. Συνήθως, οι κύριοι παράγοντες ενδιαφέροντος των διασυνδεδεμένων Φ/Β διατάξεων είναι το πλάτος και η φάση της θεμελιώδους αρμονικής (50/60Hz) της τάσης δικτύου. Παρόλα αυτά, η ανίχνευση και άλλων αρμονικών πλην της θεμελιώδους προσφέρει ποικίλες δυνατότητες στους αντιστροφείς, όπως η κατάσταση ισχύος και η ανίχνευση της αντίδρασης δικτύου [14].

Σκοπός αυτής της ενότητας είναι η παρουσίαση διαφόρων μονοφασικών τεχνικών PLL και ο λόγος επιλογής της μέθοδος που εφαρμόστηκε, καθώς επίσης και η διακριτοποίηση της μεθόδου ώστε να υλοποιηθεί από τον ψηφιακό μικροεπεξεργαστή.

4.1.2.1 Βασικά μέρη διατάξεων PLL

Τα τρία κύρια μέρη των διατάξεων PLL είναι τα εξής [38]:

- Ανιχνευτής φάσης ή πολλαπλασιαστής
- Φίλτρο ανάδρασης
- Ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση

Ανιχνευτής φάσης (PD)

Ο ανιχνευτής φάσης (PD) είναι πρακτικά ένας πολλαπλασιαστής δύο ημιτονοειδών σημάτων ίδιας συχνότητας και διαφορετικής φάσης. Έστω τα σήματα $y_1(t)$ και $y_2(t)$ και ο πολλαπλασιαστής έχει κέρδος K_{PD} , όπου

$$y_1(t) = A_1 \sin(\omega t + \varphi_1(t)) \quad (14)$$

$$y_2(t) = A_2 \cos(\omega t + \varphi_2(t)) \quad (15)$$

Η έξοδος του πολλαπλασιαστή θα είναι:

$$y_3(t) = K_{PD} A_1 A_2 \sin(\omega t + \varphi_1(t)) \cos(\omega t + \varphi_2(t)) \quad (16)$$

Μετά από εφαρμογή απλών γεωμετρικών ιδιοτήτων καταλήγουμε στη εξής σχέση:

$$y_3(t) = \frac{K_{PD} A_1 A_2}{2} \sin(\varphi_1(t) - \varphi_2(t)) + \frac{K_{PD} A_1 A_2}{2} \sin(2\omega t + \varphi_1(t) + \varphi_2(t)) \quad (17)$$

Όπως φαίνεται από την παραπάνω σχέση η έξοδος του πολλαπλασιαστή αποτελείται από δυο παράγοντες. Ο πρώτος εξαρτάται αποκλειστικά από την διαφορά φάσης των δυο σημάτων, αντίθετα ο δεύτερος ταλαντώνεται με διπλάσια συχνότητα από αυτή των σημάτων και εμπεριέχει το άθροισμα των δύο φάσεων. Ενδιαφέρον ως προς την εφαρμογή του PLL εμφανίζεται στον πρώτο παράγοντα οπότε ο δεύτερος φιλτράρεται και εξαλείφεται.

Φίλτρο ανάδρασης (LF)

Πρόκειται για ένα βαθυπερατό φίλτρο όπου αποσκοπεί στην απαλοιφή του δεύτερου παράγοντα από την έξοδο του πολλαπλασιαστή που όπως προαναφέρθηκε είναι ανεπιθύμητο. Το εύρος ζώνης του φίλτρου πρέπει να είναι μικρό ούτως ώστε να αποκόπτεται η διπλάσια συχνότητα αλλά και τυχόν θόρυβος που δημιουργείται. Οπότε μετά την εφαρμογή του φίλτρου στην έξοδο του PD έχουμε:

$$y_e(t) = \frac{K_{PD}A_1A_2}{2} \sin(\varphi_1(t) - \varphi_2(t)) \quad (18)$$

Το PLL «κλειδώνει» όταν οι φάσεις γίνουν ίσες δηλαδή μηδενιστεί η y_e .

Η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου είναι η ακόλουθη:

$$H_{LP}(s) = k_p + \frac{k_i}{\tau_i s} \quad (19)$$

Το φίλτρο είναι ουσιαστικά ένας PI ελεγκτής στο πεδίο των συχνοτήτων τα κέρδη του οποίου, ρυθμίζονται με τέτοιο τρόπο ώστε να επιτυγχάνεται καλή δυναμική συμπεριφορά αλλά και μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης.

Ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση (VCO)

Ο ταλαντωτής επιβάλλεται με σκοπό τον εκμηδενισμό του σήματος σφάλματος y_e . Αυτό επιτυγχάνεται με την συνεχή αλλαγή του παραγόμενου από το σήμα σφάλματος μέσω του ταλαντωτή σήματος y_2 , με τρόπο όπου η φάση φ_2 τείνει να ταυτιστεί με την φάση φ_1 . Το σήμα αυτό στο ελληνικό δίκτυο όταν μηδενιστεί το σφάλμα πρέπει να έχει συχνότητα κοντά στα 50Hz.

Η ευαισθησία του ταλαντωτή συμβολίζεται με K_O και δείχνει τη μεταβολή της στιγμιαίας συχνότητας του VCO συναρτήσει του πλάτους του σήματος σφάλματος $v(t)$.

$$K_O = \frac{d\omega_i}{dv} \quad (20)$$

Αν ω_c είναι η κοινή συχνότητα το σήμα που παράγει το VCO είναι:

$$y_2(t) = A_2 \cos(\omega_c t + \varphi_2(t)) \quad (21)$$

Όταν η τιμή του y_e είναι διάφορη του μηδενός τότε η συχνότητα του σήματος y_2 δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$\omega_{c'} = \omega_c + K_O v(t) \quad (22)$$

Οπότε η φάση του παραγόμενου σήματος από τον ταλαντωτή είναι η εξής:

$$\varphi_2(t) = 2\pi K_O \int_0^t y_e(t) dt = 2\pi K_O y_e(t) t \quad (23)$$

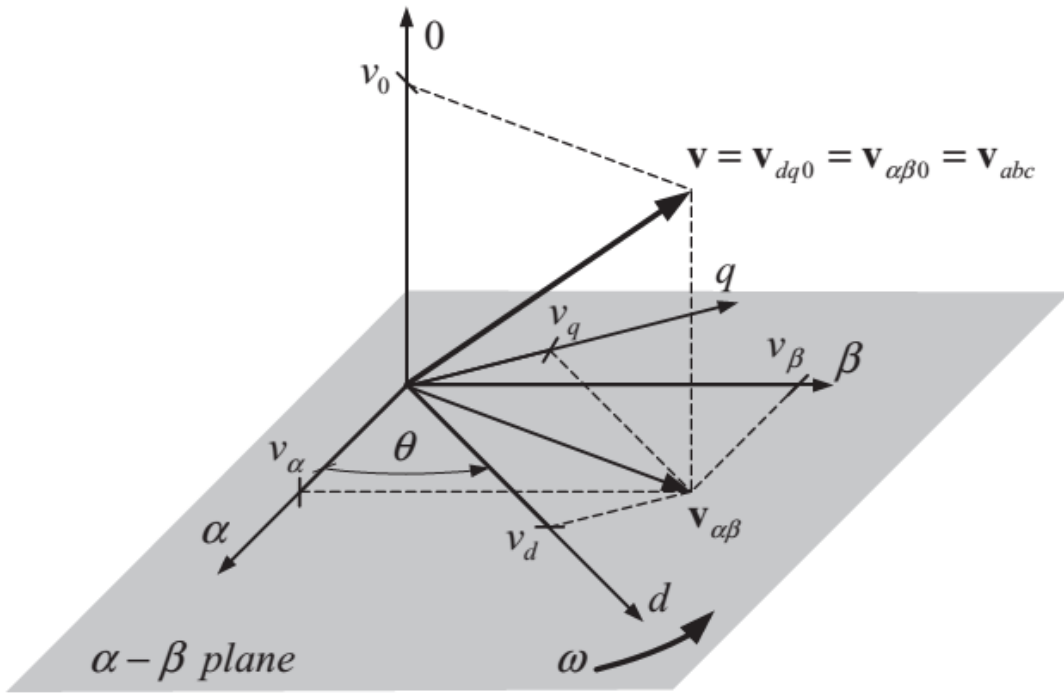
Όπως φαίνεται από την παραπάνω σχέση η φάση φ_2 μεταβάλλεται όσο το σήμα σφάλματος είναι μη μηδενικό, μέχρις ότου η διαφορά φάσης μεταξύ y_1 και y_2 μηδενιστεί. Αυτή είναι η βασική αρχή λειτουργίας του PLL. Στην συνέχεια περιγράφονται οι διάφορες διατάξεις με τις οποίες δύναται να δημιουργηθεί το κάθετο σήμα που απαιτεί το PLL.

4.1.2.2 Μετασχηματισμός σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς ($\alpha\beta 0$ - $dq 0$)

Σε αυτό το σημείο είναι απαραίτητο να παρουσιαστεί ο μετασχηματισμός σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς ($dq 0$), γιατί είναι το κύριο υπολογιστικό εργαλείο που χρησιμοποιείτε στους αλγορίθμους κλειδώματος φάσης. Καθώς για την ανίχνευση φάσης,

αντίθετα με την γενική περίπτωση που περιγράφηκε προηγουμένως, απαιτούν μετασχηματισμό $\alpha\beta 0$ σε $dq0$.

Οποιοσδήποτε διάνυσμα τάσης περιστρεφόμενο στο πλαίσιο $\alpha\beta$ μπορεί να εκφραστεί σε ένα σύγχρονο πλαίσιο αναφοράς χρησιμοποιώντας τον μετασχηματισμό Park [39]. Αυτό το πλαίσιο αναφοράς είναι γνωστό και ως dq και αποτελείται δύο κάθετους άξονες dq , στρεφόμενους με γωνιακή ταχύτητα ω , οι οποίοι τοποθετούνται στην γωνιακή θέση $\theta = \omega t$ του πλαισίου $\alpha\beta$ όπως φαίνεται στο σχήμα 4.1.



Σχήμα 4.1 Γραφική αναπαράσταση του πλαισίου αναφοράς $dq0$ [38]

Ο στρεφόμενος χαρακτήρας του πλαισίου επιτρέπει την χρήση στην ανάλυση των ηλεκτρικών μηχανών.

Ο πίνακας του μετασχηματισμού είναι ο ακόλουθος:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (24)$$

Και οι αντίστοιχες συναρτήσεις που προκύπτουν είναι οι εξής:

$$v_d = \cos(\theta) v_\alpha + \sin(\theta) v_\beta \quad (25)$$

$$v_q = -\sin(\theta) v_\alpha + \cos(\theta) v_\beta \quad (26)$$

Στα τριφασικά συστήματα η τα διανύσματα v_α, v_β είναι εύκολο να παραχθούν μέσω του μετασχηματισμού Clark [40]. Αντίθετα, το παραγόμενο κάθετο στο v_α διάνυσμα, v_β στα μονοφασικά συστήματα είναι πιο περίπλοκο να δημιουργηθεί και εκεί παρουσιάζονται οι διαφορές στην κάθε διάταξη PLL.

4.1.2.3 PLL βασισμένο στον μετασχηματισμό Hilbert

Ο μετασχηματισμός Hilbert, γνωστός και ως ‘quadrature filter’, είναι ένα μαθηματικό εργαλείο που παρουσιάζει δύο κύρια χαρακτηριστικά [41]:

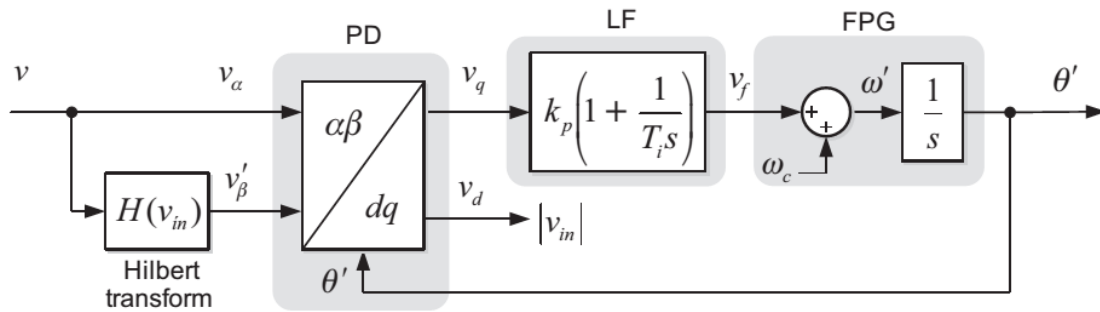
- 1 Μετατοπίζει κατά $\pm 90^\circ$ την γωνία-φάση των φασματικών συνιστωσών του σήματος εισόδου ανάλογα το πρόσημο τους. Αξίζει να σημειωθεί σε αυτό το σημείο ότι στην ανάλυση Fourier υφίστανται οι έννοιες θετική και αρνητική συχνότητα
- 2 Μεταβάλλει μόνο την φάση του σήματος, αφήνοντας ανεπηρέαστο το πλάτος του

Η συνάρτηση Hilbert στο πεδίο του χρόνου για είσοδο v είναι η παρακάτω:

$$H(v) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{v(\tau)}{t - \tau} d\tau = \frac{1}{\pi t} v, \quad (27)$$

η οποία περιγράφει την συνέλιξη της $h(t) = \frac{1}{\pi t}$ με το σήμα εισόδου $v(t)$.

Το PLL βασισμένο στον μετασχηματισμό Hilbert εφαρμόζεται όπως δείχνει το σχήμα 4.2, όπου $T_i = \frac{\tau_i}{k_i}$



Σχήμα 4.2 Δομικό διάγραμμα αλγορίθμου PLL βασισμένου στον μετασχηματισμό Hilbert [41]

Όπως φαίνεται στο παραπάνω σχήμα (Σχήμα 4.2), τα βήματα που αναφέρθηκαν στη γενική περίπτωση του PLL, PD και LF έχουν παραμείνει, αντιθέτως, το VCO έχει αντικατασταθεί από το block FPG (frequency/phase-angle generator), το οποίο είναι απαραίτητο για την παροχή της γωνίας θ στις συναρτήσεις Park που περιγράφηκαν προηγουμένως, το οποίο μπορεί να θεωρηθεί και ως σύγχρονος ανιχνευτής φάσης.

Στο πεδίο των συχνοτήτων, ο μετασχηματισμός Hilbert περιγράφεται ως έξης:

$$\mathcal{F}(H(v)) = \mathcal{F}\left(\frac{1}{\pi t}\right)\mathcal{F}(v) = [-j \text{sign}(\omega)]\mathcal{F}(v) \quad (28)$$

όπου \mathcal{F} είναι ο μετασχηματισμός Fourier και η $\text{sign}(\omega)$ δίνει το σήμα της συχνότητας του v . Επιπροσθέτως, ο συγκεκριμένος μετασχηματισμός γίνεται ευκολότερα κατανοητός απαλείφοντας την συνάρτηση προσήμου και δίνοντας της την ακόλουθη μορφή.

$$\sigma_H(\omega) = \begin{cases} -j, & \text{για } \omega > 0 \\ 0, & \text{για } \omega = 0 \\ +j, & \text{για } \omega < 0 \end{cases} \quad (29)$$

Οπότε, ο μετασχηματισμός Hilbert έχει σαν αποτέλεσμα την αλλαγή της φάσης της συνιστώσας θετικών συχνοτήτων κατά -90° . Κάτι που αποδεικνύεται με την βοήθεια της ταυτότητας του Euler.

$$H(e^{jkt}) = \frac{1}{\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{e^{j\omega\tau}}{t - \tau} d\tau = -je^{j\omega t} \Big|_{\omega > 0} \quad (30)$$

Έτσι ο μετασχηματισμός Hilbert ενός ημιτονοειδούς σήματος εισόδου δίνεται από:

$$H(\sin \omega t) = H\left(\frac{e^{j\omega t} - e^{-j\omega t}}{2j}\right) = -\frac{e^{j\omega t} + e^{-j\omega t}}{2} = -\cos \omega t \quad (31)$$

Με αντίστοιχο υπολογισμό καταλήγουμε ότι ο μετασχηματισμός Hilbert ακολουθεί την παρακάτω ακολουθία για ημιτονοειδής συναρτήσεις εισόδου.

$$\sin \omega t \xrightarrow{H(\cdot)} -\cos \omega t \xrightarrow{H(\cdot)} -\sin \omega t \xrightarrow{H(\cdot)} \cos \omega t \xrightarrow{H(\cdot)} \sin \omega t \quad (32)$$

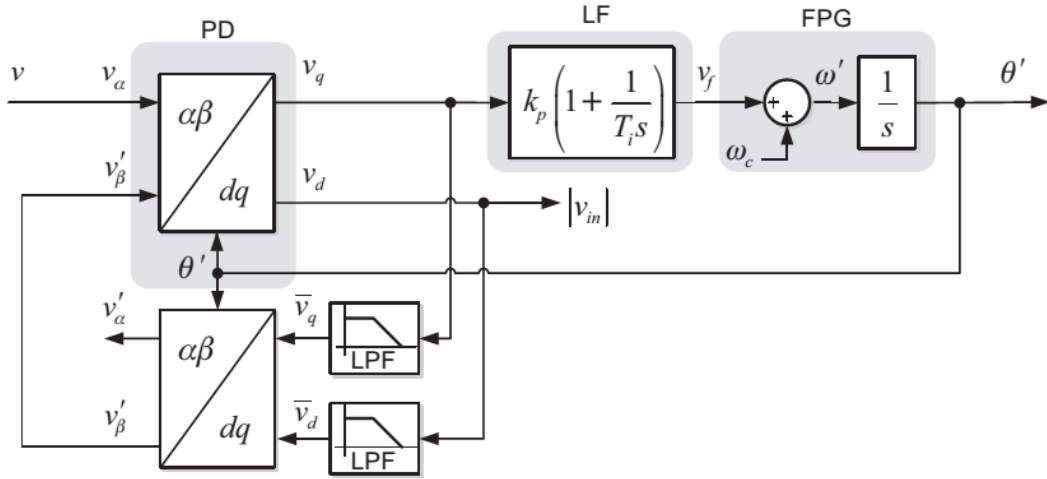
Ο μετασχηματισμός Hilbert της συνέλιξης του u με το $h(t)=1/\pi t$, είναι ένα μη αιτιατό φίλτρο. Απόρροια αυτού είναι πρακτικά να μην είναι πραγματοποιήσιμο για όταν η είσοδος u εξαρτάται από τον χρόνο. Παρόλα αυτά, σε διάφορες πρακτικές εφαρμογές, όπου χρησιμοποιείται φίλτρο πεπερασμένης παλμικής απόκρισης (FIR), αυτό γίνεται αιτιατό εισάγοντας συγκεκριμένη υστέρηση, η χρήση, λοιπόν, του μετασχηματισμού Hilbert οδηγεί σε μια προσεγγιστική λύση. Συνεπώς, αυτή η προσέγγιση μας επιτρέπει την επιλογή συγκεκριμένου εύρους συχνοτήτων ενδιαφέροντος, απαλείφοντας τις χαμηλές και υψηλές συχνότητες, οι οποίες θα υπόκεινται στην μετατόπιση φάσης του μετασχηματισμού Hilbert [6].

4.1.2.4 PLL βασισμένο στον αντίστροφο μετασχηματισμό Park

Ο μετασχηματισμός Park χρησιμοποιείται κυρίως ως εργαλείο για την προβολή ενός διανύσματος τάσης, το οποίο μπορεί να περιγραφθεί από το στατό πεδίο αναφοράς, στους κάθετους άξονες dq του στρεφόμενου πεδίου αναφοράς. Για δεδομένη γωνία, ο πίνακας του μετασχηματισμού Park είναι ο ακόλουθος [39]:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta' & -\sin \theta' \\ \sin \theta' & \cos \theta' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (33)$$

Ενώ το δομικό διάγραμμα του PLL παρουσιάζεται παρακάτω (Σχήμα 4.3):



Σχήμα 4.3 Δομικό διάγραμμα PLL που στηρίζεται στον μετασχηματισμό Park [42]

Όπως φαίνεται, μία κάθετη προβολή ενός μονοφασικού σήματος εισόδου στο παραπάνω PLL μπορεί να επιτευχθεί χρησιμοποιώντας φίλτρο σε βρόχο που αποτελείται από τον ευθύ και αντίστροφο μετασχηματισμό Park [42]. Για την εύκολη κατανόηση της αρχής λειτουργίας του συγκεκριμένου PLL μπορούμε να υποθέσουμε ότι είναι καλά συντονισμένο με την συχνότητα του σήματος εισόδου. Με αυτό το δεδομένο, αν το v_α και το v_β δεν είναι κάθετα, το διάνυσμα εισόδου που δημιουργείται θα έχει μεταβλητό πλάτος και γωνιακή ταχύτητα. Έτσι, τα παραγόμενα από τον μετασχηματισμό Park v_d και v_q θα είναι ταλαντούμενα. Αυτές οι ταλαντώσεις θα αποσβεστούν μέσω του βαθυπερατού φίλτρου, δημιουργώντας τα σήματα \bar{v}_q και \bar{v}_d . Οπότε, τα v_α' και v_β' που παράγονται από τον αντίστροφο μετασχηματισμό Park των \bar{v}_q και \bar{v}_d θα είναι κάθετα, γιατί τα v_α και v_α' δεν θα είναι συμφασικά αν το PLL δεν συγχρονιστεί τέλεια. Όταν κλειδώσει το PLL η γωνία του σήματος εισόδου v_α θα είναι τόσο συμφασικό με το v_α' όσο και κάθετο με το v_β' .

Για την πλήρη ανάλυση των αρχών λειτουργίας αυτού του PLL, δίνεται ο μετασχηματισμός Park μέσω της ταυτότητας του Euler, όπου $\theta' = \omega't$:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} e^{j\omega't} + e^{-j\omega't} & -j(e^{j\omega't} - e^{-j\omega't}) \\ j(e^{j\omega't} - e^{-j\omega't}) & e^{j\omega't} + e^{-j\omega't} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (34)$$

Μετασχηματίζοντας τον πίνακα με Laplace, γράφεται στο μιγαδικό πεδίο συχνοτήτων ως εξής:

$$\begin{bmatrix} V_d(s) \\ V_q(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} V_\alpha(s + j\omega') + V_\alpha(s - j\omega') & -j(V_\beta'(s + j\omega') - V_\beta'(s - j\omega')) \\ j(V_\alpha(s + j\omega') - V_\alpha(s - j\omega')) & V_\beta'(s + j\omega') + V_\beta'(s - j\omega') \end{bmatrix} \quad (35)$$

Συνεπώς τα σήματα εισόδου στον αντίστροφο μετασχηματισμό Park δίνονται από:

$$\begin{bmatrix} \bar{V}_d(s) \\ \bar{V}_q(s) \end{bmatrix} = \frac{\omega_f}{s + \omega_f} \begin{bmatrix} V_d(s) \\ V_q(s) \end{bmatrix} \quad (36)$$

υποθέτοντας ότι το βαθυπερατό φίλτρο είναι πρώτης τάξης με συχνότητα αποκοπής ω_f .

Ο αντίστροφος μετασχηματισμός Park που εφαρμόζεται στην συνέχεια, μέσω της ταυτότητας του Euler γράφεται:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha'} \\ v_{\beta'} \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} e^{j\omega't} + e^{-j\omega't} & j(e^{j\omega't} - e^{-j\omega't}) \\ -j(e^{j\omega't} - e^{-j\omega't}) & e^{j\omega't} + e^{-j\omega't} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{v}_d \\ \bar{v}_d \end{bmatrix} \quad (37)$$

Όπου στο μιγαδικό πεδίο συχνοτήτων αναγράφεται:

$$\begin{bmatrix} V_{\alpha'}(s) \\ V_{\beta'}(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \bar{V}_d(s + j\omega') + \bar{V}_d(s - j\omega') & -j(\bar{V}_q(s + j\omega') - \bar{V}_q(s - j\omega')) \\ j(\bar{V}_d(s + j\omega') - \bar{V}_d(s - j\omega')) & \bar{V}_q(s + j\omega') + \bar{V}_q(s - j\omega') \end{bmatrix} \quad (38)$$

Βάζοντας την είσοδο που αναφέρθηκε προηγουμένως καταλήγουμε στην συνάρτηση μεταφοράς:

$$\frac{V_{\beta'}}{V_{\alpha'}}(s) = \frac{k\omega'^2}{s^2 + sk\omega' + \omega'^2}, \text{ όπου } k = \frac{\omega_f}{\omega'} \quad (39)$$

Είναι αντιληπτό από τον αντίστροφο Park ότι

$$v_{\alpha'} = \frac{1}{\omega'} \frac{d}{dt} v_{\beta'} \Rightarrow V_{\alpha'}(s) = \frac{s}{\omega'} V_{\beta'} \quad (40)$$

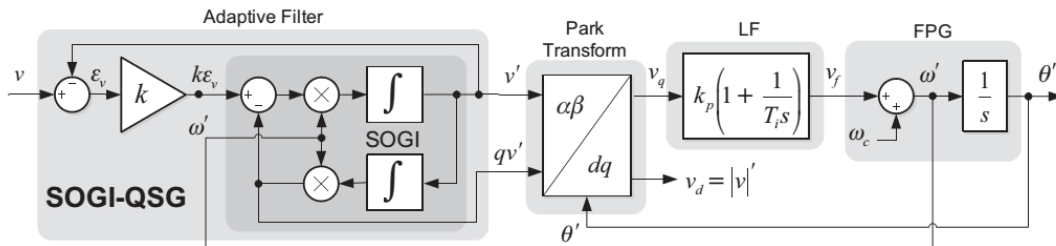
Άρα η συνάρτηση μεταφοράς της διάταξης μπορεί να γραφτεί επίσης:

$$\frac{V_{\alpha'}}{V_{\alpha}} = \frac{sk\omega'}{s^2 + sk\omega' + \omega'^2}, \text{ όπου } k = \frac{\omega_f}{\omega'} \quad (41)$$

Οι δύο αυτές συναρτήσεις μεταφοράς περιγράφουν την απόδοση του PLL. Αναδεικνύοντας επίσης ότι λειτουργεί ταυτόχρονα ως ζωνοπερατό φίλτρο δεύτερης τάξης ($\frac{v_{\alpha'}}{v_{\alpha}}$) αλλά και ως βαθυπερατό φίλτρο ($\frac{v_{\beta'}}{v_{\alpha}}$). Έχοντας τα δύο φίλτρα ως κεντρική συχνότητα την γωνιακή ταχύτητα του στρεφόμενου πλαισίου dq. Τέλος, τα $v_{\alpha'}$ και $v_{\beta'}$ είναι συνέχεια κάθετα και έχουν το ίδιο πλάτος στην μόνιμη κατάσταση, όταν η συχνότητα αναφοράς ω' ταυτίζεται με την συχνότητα του σήματος εισόδου.

4.1.2.5 PLL βασισμένο στον γενικευμένο ολοκληρωτή δεύτερης τάξης (SOGI PLL)

Το δομικό διάγραμμα του συγκεκριμένου PLL ακολουθεί στην συνέχεια (Σχήμα 4.4). Η μέθοδος που χρησιμοποιεί για την παραγωγή του κάθετου στην είσοδο διανύσματος, είναι απλούστερη και απαιτεί λιγότερους υπολογιστικούς πόρους από τις υπόλοιπες μεθόδους, όπως θα εξηγηθεί στην συνέχεια.



Σχήμα 4.4 Δομικό διάγραμμα SOGI PLL [43]

Η παραπάνω διάταξη βασίζεται στο SOGI το οποίο ορίζεται ως εξής:

$$GI = \frac{\omega s}{s^2 + \omega^2} \quad (42)$$

Όπου ω η συχνότητα συντονισμού του SOGI. Οι συναρτήσεις μεταφοράς κλειστού βρόχου περιγράφονται ως:

$$H_d(s) = \frac{v'}{v}(s) = \frac{k\omega s}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \quad (43)$$

$$H_q(s) = \frac{qv'}{v}(s) = \frac{k\omega^2}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \quad (44)$$

Με k το εύρος του συστήματος κλειστού βρόχου. Διάφορες τιμές του k αλλάζουν την βηματική απόκριση καθώς και τα διαγράμματα BODE της συγκεκριμένης διάταξης. Ο συντονισμός του SOGI PLL εξαρτάται από την συχνότητα. Για τον λόγο αυτό δίκτυα που παρουσιάζουν μεγάλο θόρυβο μπορεί να προκαλέσουν προβλήματα στο να κλειδώσει το PLL. Έτσι, απαιτείται η προσαρμογή της συχνότητας συντονισμού της διάταξης για την βέλτιστη εναρμόνισή της. Οπότε, η τιμή της συχνότητας συντονισμού του SOGI προσαρμόζεται στην συχνότητα που δίνεται από την διάταξη του PLL.

Η συγκεκριμένη μέθοδος παραγωγής κάθετου διανύσματος έχει ένα μεγάλο πλεονέκτημα συγκριτικά με τις προηγούμενες μεθόδους, παρόλο που αποτελείται από μια απλή διάταξη. Το πλεονέκτημα αυτό έγκειται στην παράλληλη πραγματοποίηση τριών σημαντικών λειτουργιών, την παραγωγή του κάθετου στην τάση εισόδου διανύσματος, το φιλτράρισμα του κάθετου αυτού διανύσματος χωρίς καθυστέρηση και τέλος την προσαρμοστικότητα ως προς την συχνότητα [43].

Η εφαρμογή της συγκεκριμένης μεθόδου στο σήμα εισόδου, δηλαδή στην τάση του δικτύου, έχει ως αποτέλεσμα την δημιουργία δύο κάθετων συνιστωσών της τάσης, φιλτραρισμένων από τυχόν θόρυβο, v' και qv' , λόγω της συχνότητας συντονισμού του SOGI η οποία είναι η ω , δηλαδή η συχνότητα του δικτύου. Το φιλτράρισμα των διανυσμάτων εξαρτάται από τον συντελεστή k , όσο πιο θορυβώδες είναι το δίκτυο τόσο μικρότερος ο συγκεκριμένος συντελεστής φιλτράροντας καλύτερα το σήμα, χάνοντας όμως από ταχύτητα η δυναμική απόκριση του συστήματος.

Για την υλοποίηση του συγκεκριμένου συστήματος επιλέχθηκε το SOGI PLL καθώς προσφέρει πολύ καλό φιλτράρισμα το οποίο είναι αναγκαίο, καθώς το δίκτυο του εργαστηρίου έχει αρκετά σημαντικό θόρυβο. Επίσης, από την σκοπιά του υπολογιστικού χρόνου που απαιτείται για την υλοποίηση του είναι αρκετά καλύτερο από τις υπόλοιπες μεθόδους αφού η συγκεκριμένη διάταξη είναι η απλούστερη. Επιπροσθέτως, όπως και οι υπόλοιπες μέθοδοι PLL έτσι και η συγκεκριμένη έχει αμελητέες ταλαντώσεις στην μόνιμη κατάσταση. Τέλος, η συχνότητα συντονισμού αυτής της μεθόδου, η οποία ισούται με τη θεμελιώδη της τάσης δικτύου, επιτρέπει το φιλτράρισμα του παραγόμενου κάθετου

διανύσματος χωρίς καθυστέρηση, ενώ συγχρόνως δεν επηρεάζεται από τυχόν μεταβολές της συχνότητας δικτύου [44].

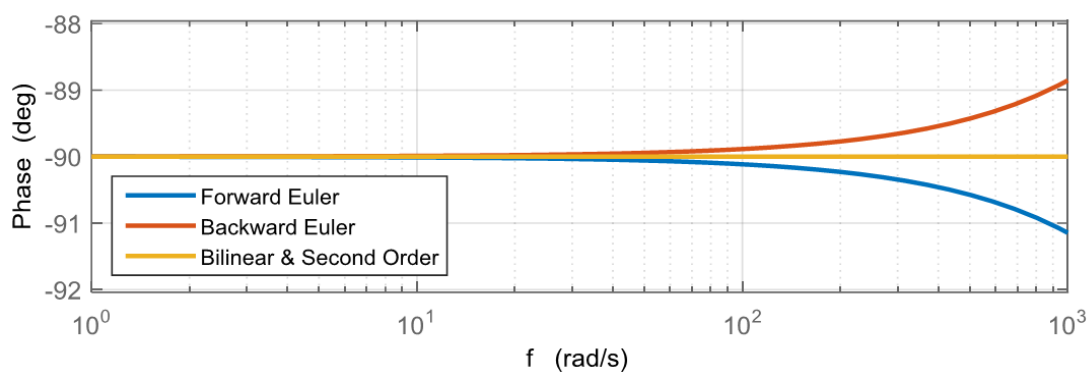
4.1.3 Διακριτοποίηση της μεθόδου συγχρονισμού με το δίκτυο

Σύμφωνα με την διατριβή του Δρ Γεώργιου Καμπίτη για την μεταφορά του αλγορίθμου στον ψηφιακό επεξεργαστή αναφέρεται: «Η υλοποίηση του επιλεγμένου αλγορίθμου PLL στον ψηφιακό μικροεπεξεργαστή απαιτεί την μεταφορά του από τον συνεχή στον διακριτό χρόνο, δηλαδή στο επίπεδο Z. Οι απλούστερες μέθοδοι μετασχηματισμού του αλγορίθμου είναι οι Backward και Forward Euler, όμως στην περίπτωση του SOGI-PLL κρίνονται ακατάλληλες γιατί δημιουργούν ταλαντώσεις στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, εξ αιτίας της μετατόπισης φάσης που εισάγουν στα 50Hz. Αντιθέτως, η πλήρης καθετότητα στο στατό πλαίσιο αναφοράς των σημάτων v και qv δύναται να επιτευχθεί με την χρήση των μετασχηματισμών Tustin και 2^{ας} τάξεως ολοκλήρωση. Οι συναρτήσεις μεταφοράς των τεσσάρων μεθόδων φαίνεται στον παρακάτω πίνακα, όπου T_s η περίοδος εκτέλεσης του αλγορίθμου.»

Πίνακας 4.1 Μετασχηματισμοί Διακριτοποίησης

| Μέθοδος ολοκλήρωσης | Μετασχηματισμός Z | Συνάρτηση διαφορών |
|-----------------------------------|--|--|
| Forward Euler | $\frac{1}{s} = T_s \frac{1}{z-1}$ | $y(n) = y(n-1) + T_s x(n-1)$ |
| Backward Euler | $\frac{1}{s} = T_s \frac{z}{z-1}$ | $y(n) = y(n-1) + T_s x(n)$ |
| Bilinear (Tustin) | $\frac{1}{s} = \frac{T_s z + 1}{2 z - 1}$ | $y(n) = y(n-1) + \frac{T_s}{2} [x(n) + x(n-1)]$ |
| 2 ^{ας} τάξεως ολοκλήρωση | $\frac{1}{s} = \frac{T_s}{2} \frac{3z-1}{z^2-z}$ | $y(n) = y(n-1) + \frac{T_s}{2} [3x(n-1) + x(n-2)]$ |

Για την καλύτερη κατανόηση του λόγου που υπερτερούν οι δύο τελευταίες μέθοδοι από τις συμβατικές φαίνεται στο διάγραμμα απόκρισης φάσης των τεσσάρων μεθόδων.



Σχήμα 4.5 Απόκριση φάσης των μεθόδων διακριτοποίηση Forward Euler, Backward Euler, Bilinear και Second Order [26]

Από τις δύο μεθόδους που είναι συμβατές με την παρούσα μελέτη επιλέχθηκε η μέθοδος *Tustin*, διότι σύμφωνα με προγενέστερη εργασία που εκπονήθηκε στο Εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος αποδείχθηκε ότι η συγκεκριμένη μέθοδος είναι η καλύτερη μέθοδος από άποψη υπολογιστικού κόστους [45].

4.1.3.1 Συνάρτηση μεταφοράς PI ελεγκτή στον διακριτό χρόνο

Η συνάρτηση του βαθυπερατού φίλτρου H_{LP} , όπως περιγράφηκε στην αρχή του συγκεκριμένου κεφαλαίου, δηλαδή ως ένας *PI ελεγκτής*, προκύπτει στον διακριτό χρόνο ως εξής, όπου $y(n)$ η έξοδος για μία είσοδο $x(n)$:

$$H_{LP}(z) = K_p + K_i \frac{T_s z + 1}{2 z - 1} = \frac{K_p(1 - z^{-1}) + \frac{T_s}{2} K_i(1 + z^{-1})}{1 + z^{-1}} \quad (45)$$

Η συνάρτηση διαφορών που προκύπτει από την συνάρτηση του βαθυπερατού φίλτρου ακολουθεί:

$$y(n) = y(n - 1) + (K_p + K_i \frac{T_s}{2})x(n) + \left(-K_p + K_i \frac{T_s}{2}\right)x(n - 1), \quad (46)$$

αφού $z^{-k} \cdot f(z) \leftrightarrow f(n - k)$

4.1.3.2 Συνάρτηση μεταφοράς SOGI στον διακριτό χρόνο

Με χρήση του μετασχηματισμού *Tustin* στην συνάρτηση *GI* το αποτέλεσμα που λαμβάνουμε παρατίθεται παρακάτω:

$$GI(z) = \frac{\omega \frac{2 z - 1}{T_s z + 1}}{\left(\frac{2 z - 1}{T_s z + 1}\right)^2 + \omega^2} = \frac{\omega \frac{T_s}{2} (z - 1)(z + 1)}{(z - 1)^2 + \left[\left(\omega \frac{T_s}{2}\right) (z + 1)\right]^2} \quad (47)$$

Ενώ η συνάρτηση διαφορών που προκύπτει είναι:

$$y(n) = \frac{2 \left(1 - \frac{\omega T_s}{2}\right)^2}{1 + \left(\frac{\omega T_s}{2}\right)^2} y(n - 1) - y(n - 2) + \frac{\frac{\omega T_s}{2}}{1 + \left(\frac{\omega T_s}{2}\right)^2} [x(n) - x(n - 2)] \quad (48)$$

4.1.3.3 Συνάρτηση μεταφοράς SOGI-PLL στον διακριτό χρόνο

Τέλος, είναι απαραίτητος και ο μετασχηματισμός των συναρτήσεων μεταφοράς $H_q = \frac{v'}{v}$ καθώς και $H_q = \frac{qv'}{v}$ με χρήση του μετασχηματισμού *Tustin*.

$$\begin{aligned}
 H_a(z) &= \frac{v'}{v} = \frac{k\omega \frac{2z-1}{T_s z+1}}{\left(\frac{2z-1}{T_s z+1}\right)^2 + k\omega \frac{2z-1}{T_s z+1} + \omega^2} = \\
 &= \frac{k\omega \frac{T_s}{2}(z-1)(z+1)}{(z-1)^2 + k\frac{T_s}{2}k\omega(z-1)(z+1) + \left[\left(\omega \frac{T_s}{2}\right)(z+1)\right]^2}
 \end{aligned} \tag{49}$$

$$\begin{aligned}
 H_q(z) &= \frac{qv'}{v} = \frac{k\omega^2}{\left(\frac{2z-1}{T_s z+1}\right)^2 + k\omega \frac{2z-1}{T_s z+1} + \omega^2} = \\
 &= \frac{k\left[\left(\omega \frac{T_s}{2}\right)(z+1)\right]^2}{(z-1)^2 + \frac{T_s}{2}k\omega(z-1)(z+1) + \left[\left(\omega \frac{T_s}{2}\right)(z+1)\right]^2}
 \end{aligned} \tag{50}$$

Από αυτές τις δύο συναρτήσεις προκύπτουν οι ακόλουθες συναρτήσεις διαφορών:

$$v'(n) = \frac{1}{1+\lambda+\mu} [\lambda v(n) - \lambda v(n-2) - (2\mu-2)v'(n-1) - (1-\lambda+\mu)v'(n-2)] \tag{51}$$

$$\begin{aligned}
 qv' &= \frac{1}{1+\lambda+\mu} [k\mu v(n) - 2k\mu v(n-1) + k\mu v(n-2) - -(2\mu-2)qv'(n-1) \\
 &\quad - (1-\lambda+\mu)qv'(n-2)]
 \end{aligned} \tag{52}$$

$$\text{όπου } \lambda = \frac{T_s k\omega}{2} \text{ και } \mu = \left(\frac{\omega T_s}{2}\right)^2$$

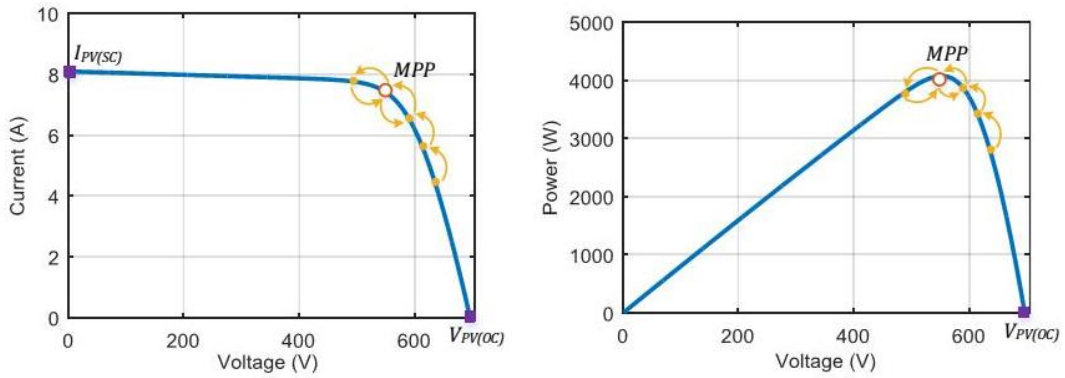
4.2 Μέγιστη απολαβή ισχύος (MPPT)

Ο κυριότερος ρόλος του DC/DC μετατροπέα είναι η υλοποίηση του αλγορίθμου MPPT. Σε αυτό το σημείο θα μελετηθεί ο αλγόριθμος MPPT που χρησιμοποιήθηκε για τον έλεγχο του συστήματος.

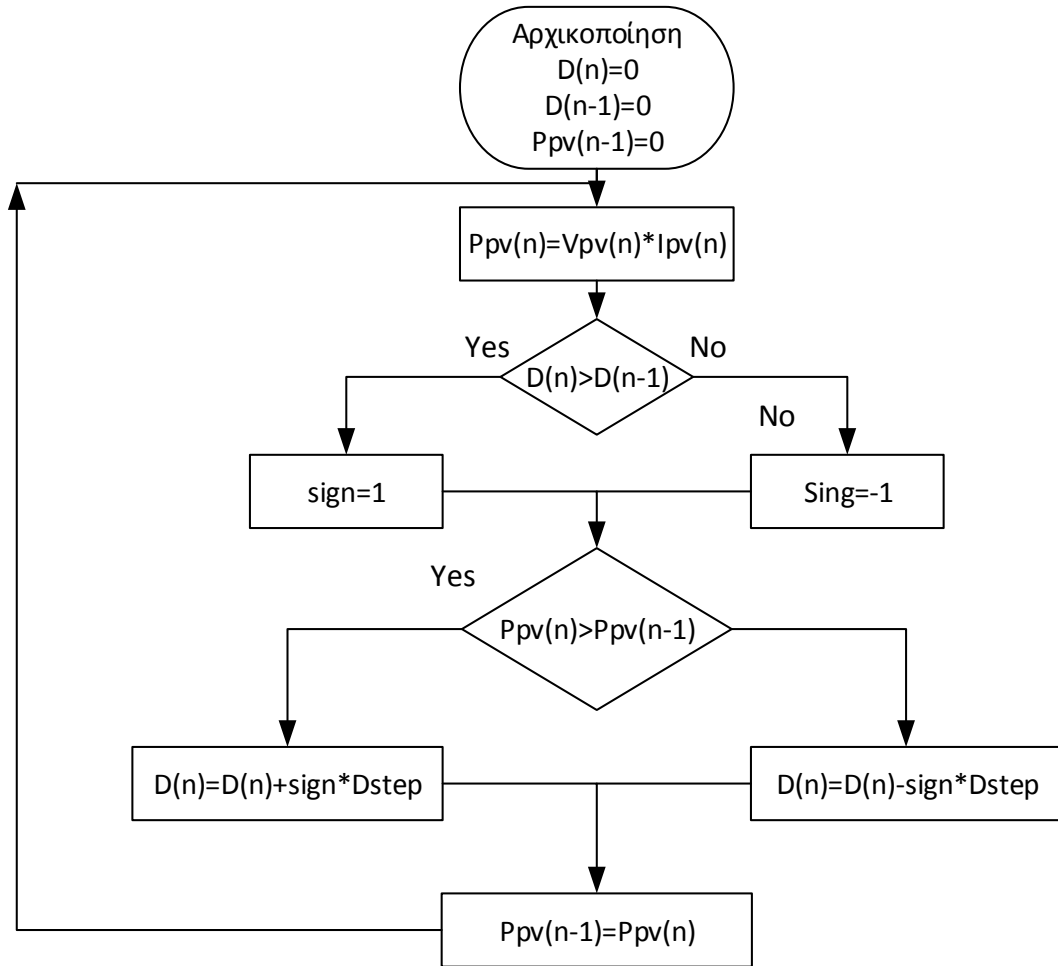
Ο αλγόριθμος εύρεσης του MPPT (σημείο λειτουργίας μέγιστης ισχύος) της γραμμής των Φ/Β γεννητριών βασίζεται στην απλή λογική Perturb & Observe (P&O). Για την επίτευξη της συγκεκριμένης τακτικής, επιβάλλεται συνεχώς διακύμανση στον κύκλο λειτουργίας (Duty Cycle) του εγκάρσιου ημιαγωγού του μετατροπέα που κατασκευάστηκε, ούτως ώστε να αλλάζει ο λόγος της τάσης εξόδου προς την τάση εισόδου. Μέσω αυτής της αλλαγής, μετατοπίζεται συνεχώς το σημείο λειτουργίας του Φ/Β, έως ότου ταυτιστεί με το MPP. Η υλοποίηση του αλγορίθμου P&O στον ψηφιακό μικροεπεξεργαστή σύμφωνα με τις υπάρχουσες μελέτες, είναι αρκετά απλή και χαρακτηρίζεται από μικρό υπολογιστικό κόστος [46], [47], [48].

Παρακάτω φαίνεται το διάγραμμα ροής της συγκεκριμένης μεθόδου (Σχήμα 4.7) καθώς και οι χαρακτηριστικές καμπύλες του Φ/Β (Σχήμα 4.6). Το βασικό, και ίσως μοναδικό

μειονέκτημα του συγκεκριμένου αλγορίθμου είναι η ταλάντωση στο MPP με περίοδο ίση με το βήμα εναλλαγής του Duty Cycle.



Σχήμα 4.6 Ταλάντωση αλγορίθμου P&O γύρω από το MPP [26]



Σχήμα 4.7 Διάγραμμα ροής αλγορίθμου P&O

4.3 Έλεγχος ρεύματος

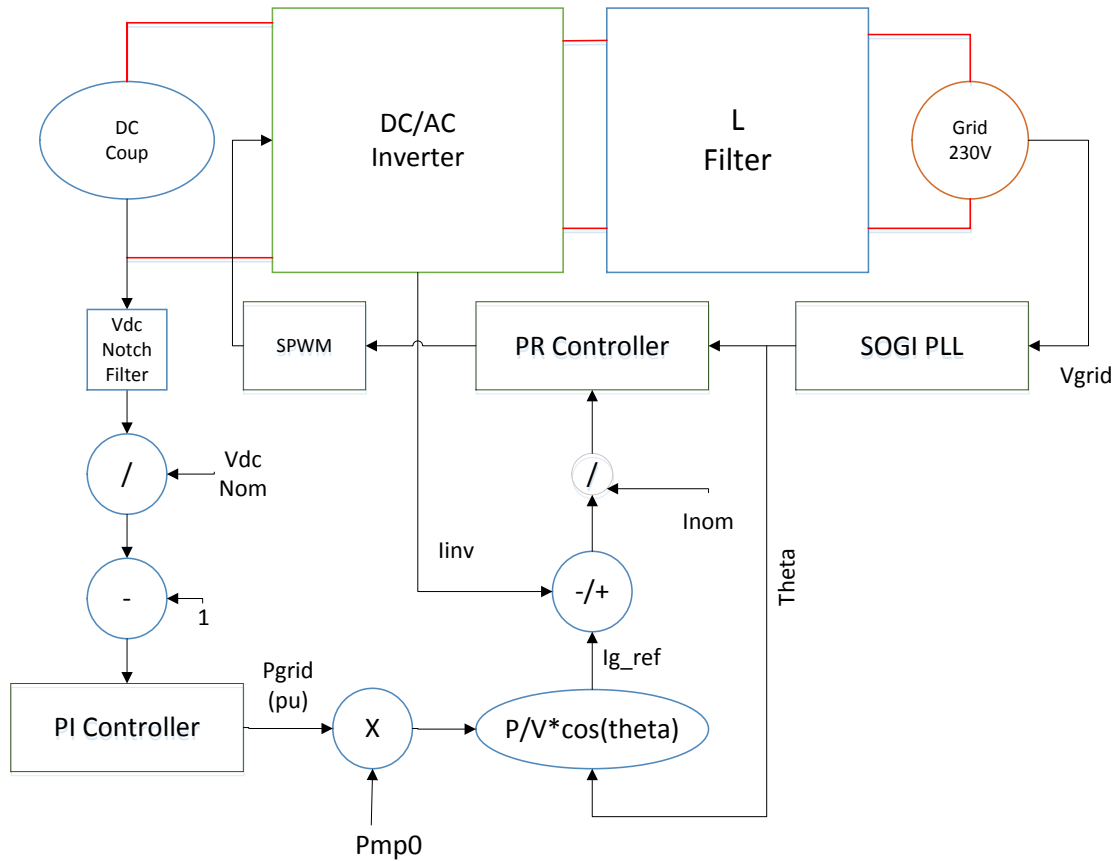
Για την έναυση των ημιαγωγών είναι απαραίτητη η δημιουργία των απαραίτητων σημάτων αναφοράς. Η στρατηγική που χρησιμοποιείται για την δημιουργία της τάσης

εξόδου του αντιστροφέα είναι η SPWM, η οποία θα μελετηθεί στην συνέχεια. Για να επιτευχθούν αυτά τα σήματα θα χρησιμοποιηθούν συγκεκριμένα εργαλεία ελέγχου, ο γραμμικός ελεγκτής (PI Controller) και ο ελεγκτής συντονισμού (PR Controller).

Η λογική πάνω στην οποία στηρίχθηκε ολόκληρη η τεχνική ελέγχου για την δημιουργία των ημιτόνων αναφοράς της SPWM, είναι η σταθεροποίηση της τάσης του DC ζυγού στο ονομαστικό της πλάτος. Στη συνέχεια παρατίθεται μια σύντομη περιγραφή του ελέγχου πριν τη βαθύτερη ανάλυση του.

Καταρχάς, ο μικροεπεξεργαστής διαβάζει την τιμή της τάσης του DC ζυγού, την διαιρεί με την ονομαστική της τιμή (ώστε να εξαχθεί η ανά μονάδα τιμή της) και τέλος αφαιρώντας τη μονάδα προκύπτει το σφάλμα. Το αποτέλεσμα αυτό αποτελεί την είσοδος ενός PI ελεγκτή που χρησιμοποιείται για τον μηδενισμό του σφάλματος στην μόνιμη κατάσταση, καθώς το αναφερόμενο μέγεθος είναι DC (έχει μηδενική συχνότητα). Η έξοδος του ελεγκτή τείνει να ισούται με την μονάδα και ουσιαστικά είναι η ανά μονάδα τιμή της ισχύος που δύναται να εγχυθεί στο δίκτυο.

Αυτή η έξοδος πολλαπλασιάζεται με την ονομαστική ισχύ εξόδου του Inverter, ούτως ώστε να ληφθεί η πραγματική της τιμή. Μετέπειτα, η πραγματική τιμή της ισχύος, διαιρείται με την RMS τιμή της τάσης δικτύου και πολλαπλασιάζεται με το συνημίτονο της γωνίας που παράγεται ως έξοδος του PLL. Το γινόμενο αυτό ισούται με το ρεύμα αναφοράς, από το οποίο στην συνέχεια αφαιρείται το ρεύμα εξόδου του Inverter και η διαφορά τους διαιρείται με το ρεύμα αναφοράς της εξόδου του αντιστροφέα. Το πηλίκο που παράγεται έχει μη μηδενική συχνότητα οπότε για τον μηδενισμό του σφάλματος εισάγεται σε έναν PR ελεγκτή. Η έξοδος του Controller είναι οι παλμοί αναφοράς της SPWM. Το δομικό διάγραμμα της τεχνικής ελέγχου είναι το Σχήμα 4.8, ενώ ακολουθεί και η βαθύτερη ανάλυση της μεθόδου.



Σχήμα 4.8 Δομικό διάγραμμα ελέγχου ρεύματος

4.3.1 PI Ελεγκτής

Η είσοδος του ελεγκτή είναι το σφάλμα της τάσης του DC ζυγού. Για την δημιουργία του σφάλματος αφαιρείται η ονομαστική τιμή της τάσης από την μετρούμενη. Ενώ το σφάλμα κανονικοποιείται ως προς την τάση αναφοράς του ζυγού.

$$V_{dc_{pu}} = \frac{V_{dc}}{V_{dc_{ref}}}, \quad (53)$$

$$e = V_{dc_{pu}} - 1 \quad (54)$$

Όμως η τάση του ζυγού εμφανίζει ταλάντωση στα 100Hz, οπότε ο PI ελεγκτής σε εναλλασσόμενα παρουσιάζει μόνιμο σφάλμα πλάτους και φάσης στην έξοδό του. Η ταλάντωση στην 2^η αρμονική είναι απόρροια της ακόλουθης μελέτης [49], [50].

Αν θεωρήσουμε ως ισχύ εξόδου του DC/DC converter την $P_{con} = I_{dc} \cdot V_{dc}$ και ισχύ εξόδου του αντιστροφέα DC/AC την:

$$P_{inv} = \hat{I}_g \cdot \hat{V}_g \cdot \cos(\omega t) \cdot \cos(\omega t + \varphi) = \frac{\hat{I}_g \cdot \hat{V}_g}{2} \cos(2\omega t - \varphi) + \frac{\hat{I}_g \cdot \hat{V}_g}{2} \cos(\varphi) \quad (55)$$

Οπότε αν θεωρήσουμε την ισχύ εξόδου και την ισχύ εισόδου στον Inverter ίσες προκύπτει το εξής:

$$I_{dc} = \frac{\hat{I}_g \cdot \hat{V}_g}{2V_{dc}} \cos(\varphi) \quad (56)$$

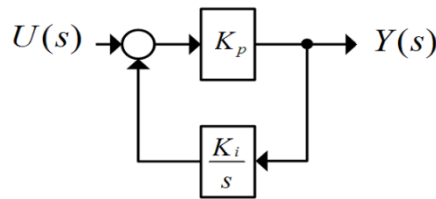
$$I_{dc_{ripple}} = \frac{\hat{I}_g \cdot \hat{V}_g}{2V_{dc}} \cos(2\omega t - \varphi) \quad (57)$$

Άρα η τάση του DC ζυγού παρουσιάζει μία αρμονική δευτέρας τάξης σαν κυμάτωση. Είναι απαραίτητη η εξάλειψη της συγκεκριμένης κυμάτωσης, αφού η ταλάντωση με συχνότητα 2 φορές της θεμελιώδους του ρεύματος, δημιουργεί αντίστοιχη ταλάντωση και στην τάση με αποτέλεσμα την κακή λειτουργία του ελεγκτή μας. Για τον λόγο αυτό εισάγεται ένα ζωνοπερατό φίλτρο (Notch Filter) στην μετρούμενη τάση του DC ζυγού, το οποίο έχει την εξής συνάρτηση μεταφοράς:

$$H_{notch} = \frac{s^2 + \omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}, \text{ όπου } \omega_n = 2 * \pi * 100\text{Hz} (2 * f_{grid}), \zeta = 0.2 \quad (58)$$

Με τον τρόπο αυτό φιλτράρεται αποτελεσματικά η 2^η αρμονική, εκμηδενίζοντας τις συνέπειες του φαινομένου της ταλάντωσης του DC ζυγού στο κύκλωμα ελέγχου.

Πλέον ο PI ελεγκτής λειτουργεί δίχως προβλήματα παράγοντας το επιθυμητό αποτέλεσμα. Η συνάρτηση μεταφοράς του είναι η $H_{pi} = K_p + \frac{K_i}{s}$, όπου έπειτα από διάφορες προσομοιώσεις επιλέχθηκαν ως ιδανικές τιμές $K_p = 12, K_i = 1200$ για την βέλτιστη απόκριση του ελέγχου.



Σχήμα 4.9 Δομικό διάγραμμα PI ελεγκτή

Από την έξοδο του ελεγκτή δίνεται η ανά μονάδα εγχεόμενη ισχύς στο δίκτυο καθώς αν:

- $y_{pi} = 1$ τότε επιβάλλεται η σταθεροποίηση της τάση του DC ζυγού οπότε το εγχεόμενο ρεύμα στο δίκτυο παραμένει σταθερό ($P_{grid}(n) = P_{grid}(n - 1)$)
- $y_{pi} < 1$ τότε επιβάλλεται να αυξηθεί η τάση του DC ζυγού οπότε το εγχεόμενο ρεύμα στο δίκτυο μειώνεται ($P_{grid}(n) < P_{grid}(n - 1)$)
- $y_{pi} > 1$ τότε επιβάλλεται να μειωθεί η τάση του DC ζυγού οπότε το εγχεόμενο ρεύμα στο δίκτυο αυξάνεται ($P_{grid}(n) > P_{grid}(n - 1)$)

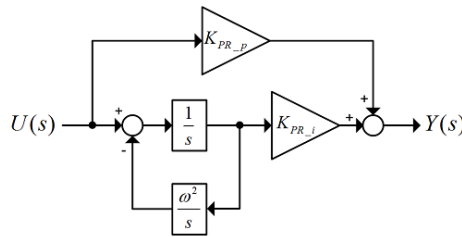
Με γνώμονα την παραπάνω διαπίστωση θεωρείται $y_{pi} = P_{grid_{pu}}$. Οπότε το ρεύμα αναφοράς εξάγεται μέσω της σχέσης $I_{g_{ref}} = P_{grid_{pu}} \cdot \frac{P_{mpo}}{\hat{V}_{grid}} \cdot \cos(\theta)$, όπου P_{mpo} το πλάτος της ονομαστικής ισχύος εξόδου του αντιστροφέα, \hat{V}_{grid} το πλάτος της τάσης του δικτύου και θ η γωνία που παράγεται ως έξοδος του PLL.

4.3.2 PR Ελεγκτής

Η είσοδος του ελεγκτή είναι το κανονικοποιημένο σφάλμα ως προς το RMS ρεύμα αναφοράς εξόδου του Inverter. Η δημιουργία του προϋποθέτει την διαφορά του I_{gref} με το μετρούμενο ρεύμα του αντιστροφέα, δηλαδή $e_i = \frac{I_{gref} - I_{inv}}{I_{nom}}$. Όπως είναι εύκολα αντιληπτό ότι το σφάλμα είναι εναλλασσόμενο μέγεθος οπότε η χρήση PI ελεγκτή καθίσταται ακατάλληλη, καθώς το άπειρο κέρδος που εμφανίζεται στον ολοκληρωτικό όρο της συνάρτησης μεταφοράς του PI εμφανίζεται μόνο σε DC μεγέθη. Οπότε, είναι απαραίτητη η επιλογή ενός ελεγκτή με συνάρτηση μεταφοράς 2^{ας} τάξης, η οποία θα συντονίζεται στην επιθυμητή συχνότητα. Η συνάρτηση μεταφοράς του PR ελεγκτή είναι η εξής:

$$H_{PR} = K_p + K_i \frac{2s}{s^2 + \omega_0^2} \quad (59)$$

Η οποία προκύπτει μετασχηματίζοντας την συνάρτηση μεταφοράς του PI ελεγκτή, τοποθετώντας όπου $s, \frac{s^2 + \omega_0^2}{2}$.



Σχήμα 4.10 Δομικό διάγραμμα PR ελεγκτή

Η συνάρτηση έχει δύο πόλους στο $\pm j\omega_0$ και το κέρδος του ελεγκτή στις συγκεκριμένες συχνότητες είναι άπειρο.

Αυτή η λειτουργία του PR ισχύει πρακτικά για συνεχή μεγέθη, στον ψηφιακό μικροεπεξεργαστή όπου γίνεται η υλοποίηση του ελέγχου η επίτευξη άπειρου κέρδους είναι αδύνατη. Έτσι, κρίνεται αναγκαίος ο μετασχηματισμός της συνάρτησης μεταφοράς του PR, ώστε να παρουσιάζει υψηλό κέρδος στην συχνότητα συντονισμού. Για τον λόγο αυτό, εισάγεται μια νέα συνάρτηση μεταφοράς αντίστοιχη αυτής του PI, η οποία μετασχηματίζεται με τον ίδιο τρόπο και προκύπτουν τα ακόλουθα:

$$H'_{PI} = K_p + K_i \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (60)$$

$$H'_{PR} = K_p + K_i \frac{2\omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (61)$$

Η σωστή επιλογή του ολοκληρωτικού κέρδους K_i πρέπει να γίνει με γνώμονα τον μηδενισμό του σφάλματος στην μόνιμη κατάσταση, για να επιτευχθεί αυτό το τιμή του πρέπει να είναι υψηλή. Αντίστοιχα, το αναλογικό κέρδος επηρεάζει την μεταβατική συμπεριφορά του συστήματος. Όσο μεγαλύτερη τιμή του κέρδους τόσο ταχύτερη απόκριση

στην μεταβατική κατάσταση. Επιπλέον, από την παράμετρο ω_c εξαρτάται το εύρος ζώνης του φίλτρου, καθώς και το κέρδος στην συχνότητα συντονισμού. Χαμηλή τιμή της παραμέτρου οδηγεί σε απότομη συμπεριφορά στην συχνότητα συντονισμού. Όμως, γενική αρχή του συγκεκριμένου ελεγκτή είναι όσο το δυνατόν μικρότερο ω_c . Για τον λόγο αυτό, το μειονέκτημά του, το οποίο είναι πιθανή διαφοροποίηση μετρούμενης ω_o από την πραγματική συχνότητα δικτύου, αντιμετωπίζεται αυξάνοντας το K_i και όχι το ω_c .

Αφού, λοιπόν, έγινε αντιληπτός ο τρόπος λειτουργίας του PR ελεγκτή και ο λόγος επιλογής του έναντι του PI για είσοδο το εναλλασσόμενο σφάλμα του ρεύματος του αντιστροφέα, είναι εύκολα αντιληπτό ότι δεύτερη είσοδος του PR αποτελεί η γωνία θ (συχνότητα συντονισμού του PR), η οποία είναι η έξοδος του PLL. Από τον ελεγκτή εξάγονται τα σήματα αναφοράς για την SPWM. Για να επιτευχθεί αυτό, η έξοδος του οριοθετείται στο διάστημα $[-1,1]$ δίνοντας το πρώτο ημίτονο αναφοράς (V_{SPWMA}), ενώ το δεύτερο θα είναι ίσο με:

$$V_{SPWMB} = -V_{SPWMA} \quad (62)$$

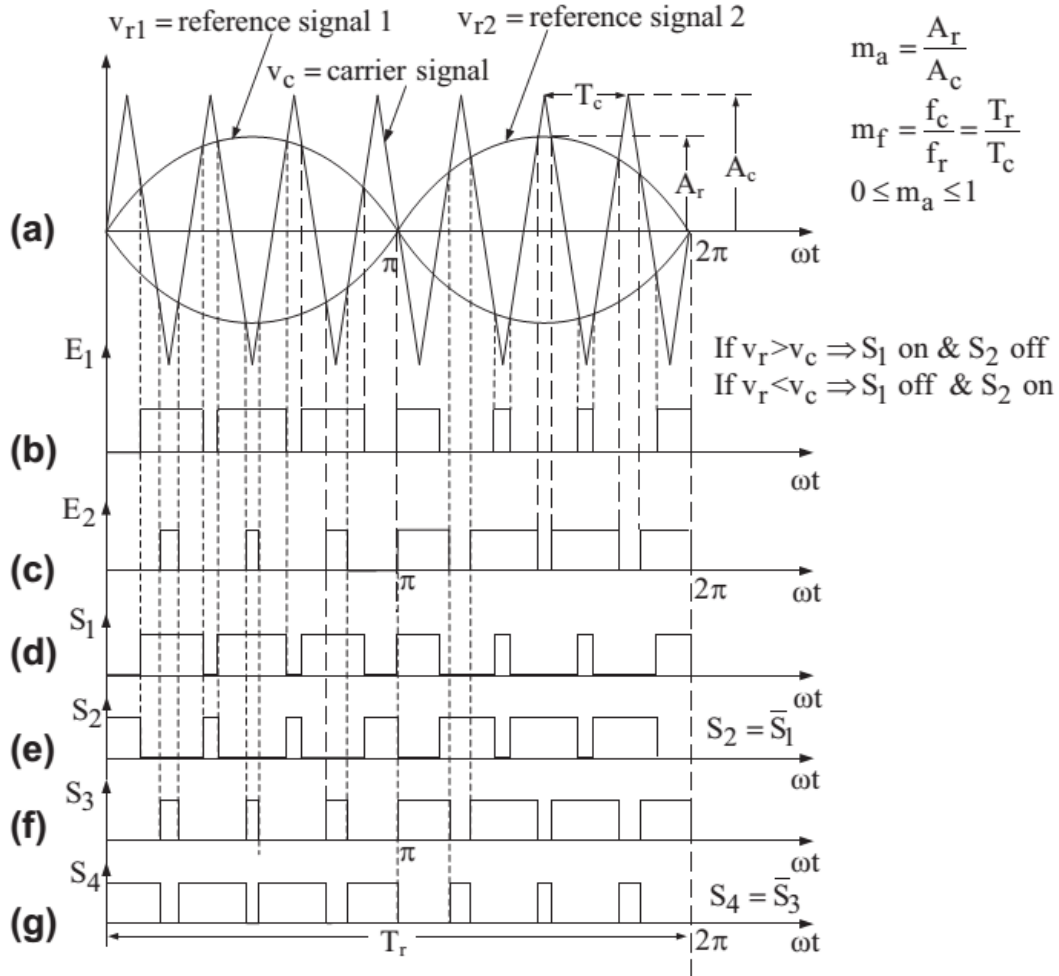
4.4 Παλμοί έναυσης ημιαγωγών με την τεχνική SPWM

Στο σημείο αυτό, έχοντας προσδιορίσει τον τρόπο εξαγωγής των σημάτων αναφοράς, ακολουθεί η αναλυτική επισκόπηση της τεχνικής SPWM (ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών), η οποία επιλέχθηκε ως στρατηγική παραγωγής των παλμών οδήγησης των διακοπών ισχύος.

Η τάση εξόδου του αντιστροφέα αποτελείται από την θεμελιώδη αρμονική συνιστώσα (50Hz συχνότητα δικτύου) και τις αρμονικής ανώτερης τάξης, οι οποίες είναι ανεπιθύμητες και οφείλουν να περιοριστούν. Η συγκεκριμένη τεχνική έχει την ιδιότητα να περιορίζει σε επιτρεπτά όρια την συνολική αρμονική παραμόρφωση (THD). Το κύριο πλεονέκτημα όμως της SPWM είναι ότι κυρίαρχη αρμονική που παράγεται είναι πολύ υψηλότερης τάξης από την θεμελιώδη συνιστώσα, με αποτέλεσμα να απαιτείται μικρό, ελαφρύ και φτηνό φίλτρο μεταξύ αντιστροφέα και δικτύου.

Η αρχή λειτουργίας της μονοφασικής SPWM, όπως περιγράφεται στο [14] και φαίνεται στο παρακάτω σχήμα, βασίζεται στον τρόπο παραγωγής των σημάτων στην πύλη των ημιαγωγών ούτως ώστε να δημιουργηθεί η τάση εξόδου, με όσο το δυνατόν ημιτονοειδής κυματομορφή. Η διαδικασία δημιουργίας των παλμών έναυσης των ημιαγωγών είναι η ακόλουθη:

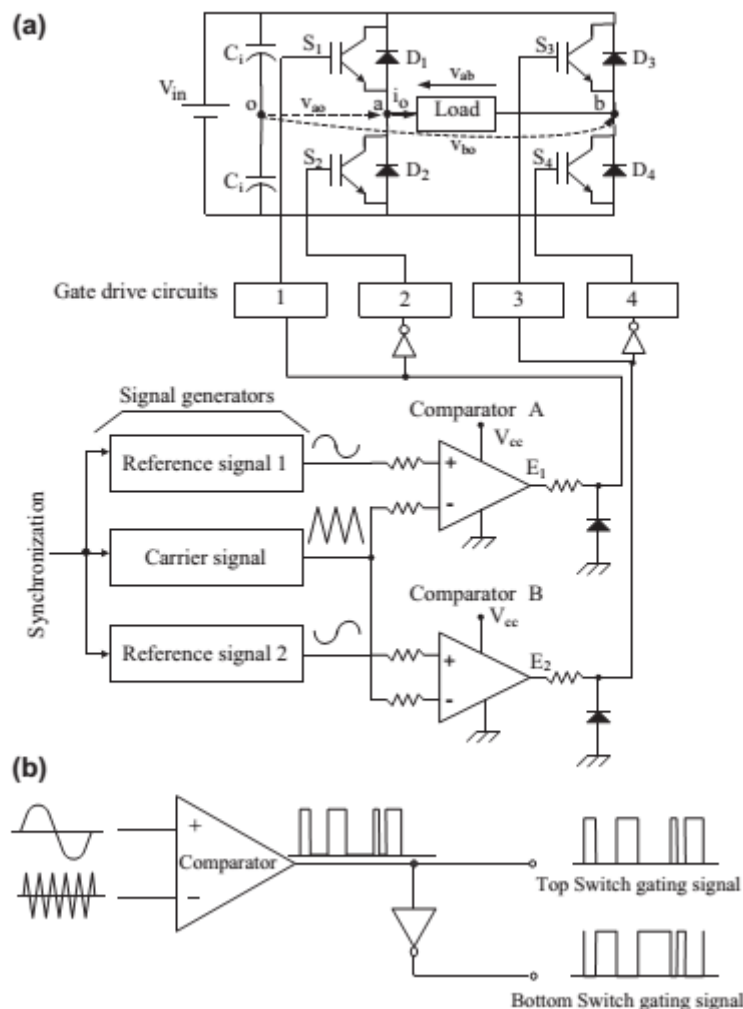
Για την δημιουργία των παλμών έναυσης απαιτούνται δύο ημίτονα αναφοράς με διαφορά φάσης 180° , το καθένα για την τροφοδότηση των πυλών κάθε σκέλους του αντιστροφέα. Επίσης, απαιτείται και η δημιουργία ενός τριγωνικού σήματος φορέα συγχρονισμένο με τα ημίτονα αναφοράς. Αυτές οι κυματομορφές φαίνονται στο Σχήμα 4.11(α). Όπου :



Σχήμα 4.11 Κυματομορφές μονοφασικής τεχνικής SPWM για αντιστροφέα πλήρους γέφυρας με $m_a=0.7$ και $m_f=7$, α) ημίτονο αναφοράς και τρίγωνο φορέα, β) έξοδος συγκριτή Α, γ) έξοδος συγκριτή Β, δ-γ)παλμοί έναυσης ημιαγωγών [14]

όπου,

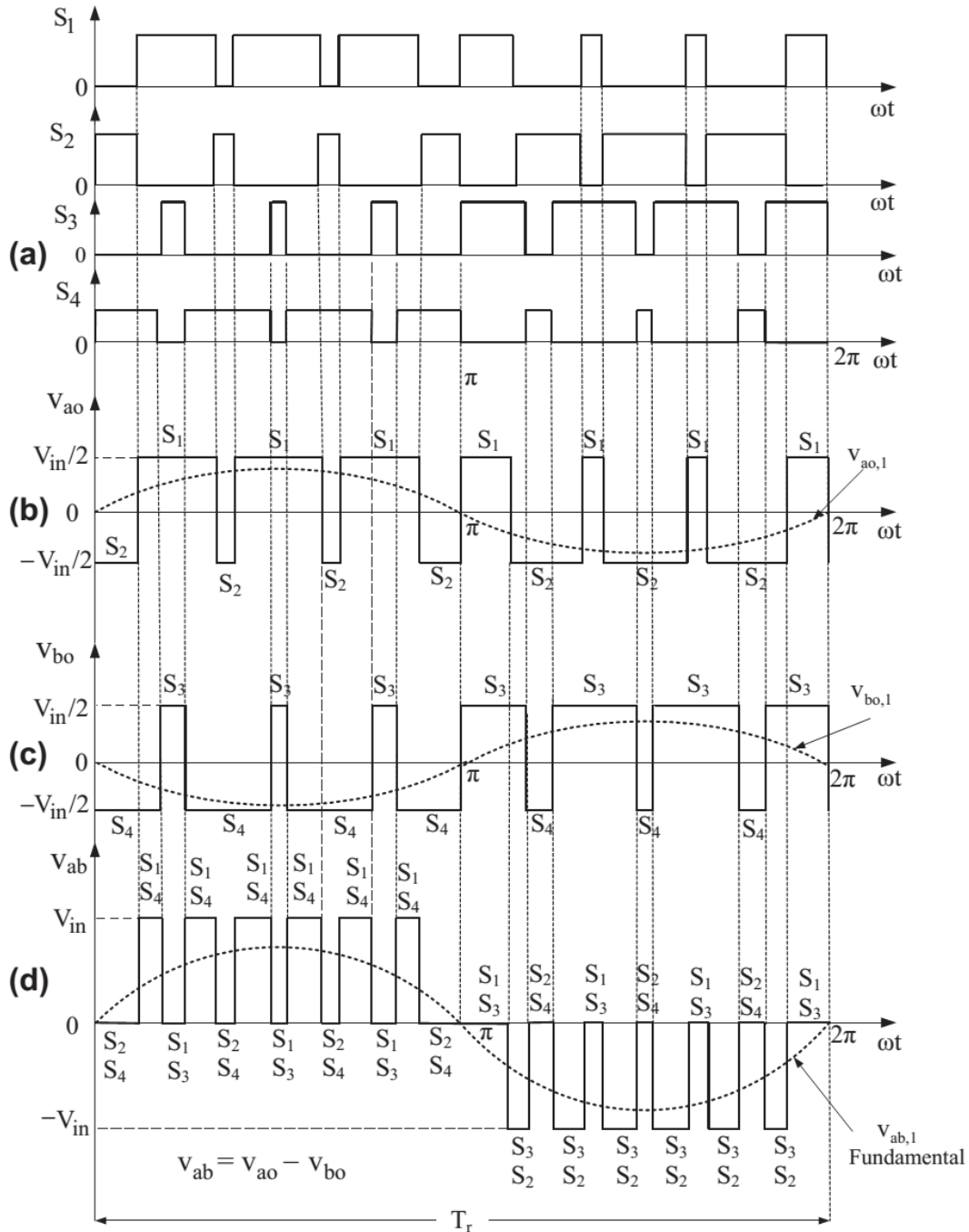
$$\begin{aligned}
 A_r &= \text{πλάτος του σήματος αναφοράς} \\
 A_c &= \text{πλάτος του σήματος φορέα (carrier)} \\
 T_c &= \frac{1}{f_c} = \text{περίοδος του σήματος φορέα} \\
 T_r &= \frac{1}{f_r} = \text{περίοδος ημιτόνου αναφοράς} \\
 m_a &= \frac{A_r}{A_c} = \text{συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους (0,1)} \\
 m_f &= \frac{f_c}{f_r} = \text{συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας}
 \end{aligned}$$



Σχήμα 4.12 α) Διάγραμμα ισχύος και ελέγχου μονοφασικού SPWM σε διάταξη πλήρους γέφυρας, β) δημιουργία παλμών έναυσης ημιαγωγών S1 και S2 [14]

- Η συχνότητα του ημιτόνου αναφοράς f_r καθορίζει την επιθυμητή θεμελιώδη συχνότητα της τάσης εξόδου, η οποία στην συγκεκριμένη εφαρμογή είναι τα 50Hz, επίσης το ημίτονο αναφοράς είναι το προϊόν του ελέγχου που αναλύθηκε προγενέστερα.
- Η συχνότητα του φορέα f_c καθορίζει την διακοπτική συχνότητα των ημιαγωγών (20kHz στον συγκεκριμένο αντιστροφέα), καθώς και την συχνότητα της κύριας αρμονικής συνιστώσας
- Όπως φαίνεται από το παραπάνω σχήμα (Σχήμα 4.12), τα σήματα αναφοράς ακολουθούμενα από το σήμα φορέα, εισέρχονται ξεχωριστά στον κάθε συγκριτή, δημιουργώντας τους παλμούς ελέγχου E_1, E_2 . Οι παλμοί ελέγχου E_1, E_2 φαίνονται στο Σχήμα 11(b),(c) αντίστοιχα.
- Στους οποίους, όταν $v_r > v_c$ τότε S_1 είναι κλειστός ενώ S_2 είναι ανοιχτός, στην αντίθετη περίπτωση S_1 είναι ανοιχτός και S_2 κλειστός. Με πλήρη αντιστοιχία ο παλμός $E_2 = \bar{E}_1$, τροφοδοτεί τις πύλες των ημιαγωγών S_3, S_4 . Οι παλμοί οδήγησης όλων των ημιαγωγών περιγράφονται από τα διαγράμματα (Σχήμα 4.11(d)-(g)).

- Ο αριθμός των παλμών στην πύλη κάθε ημιαγωγού ανά περίοδο καθορίζεται από τον συντελεστή διαμόρφωσης συχνότητας (m_f). Στο σχήμα 4.13 (b),(c), φαίνονται οι κυματομορφές v_{ao} και v_{bo} , οι οποίες λαμβάνουν τιμές $\pm \frac{V_{in}}{2}$
- Αντίστοιχα η πολική τάση εξόδου του Inverter δίνεται από την σχέση $v_{ab} = v_{ao} - v_{bo}$, όπου v_{ao} η φασική τάση εξόδου φάσης α και v_{bo} η αντίστοιχη φάσης β.



Σχήμα 4.13 α) Παλμοί έναυσης ημιαγωγών S1-S4, β) τάση V_{ao} , γ) τάση V_{bo} , δ) τάση V_{ab} [14]

Με την βοήθεια της υπολογιστικής μεθόδου Newton-Raphson, για διάφορους συντελεστές διαμόρφωσης πλάτους και συχνότητας, τα αποτελέσματα του εύρους συχνοτήτων των v_{ao} , v_{ab} παρουσιάζονται στους πίνακες 4.2 και 4.3 αντίστοιχα.

Πίνακας 4.2 Πλάτος αρμονικών συνιστωσών τάσης V_{ao} για $f_c \gg f_{ref}$

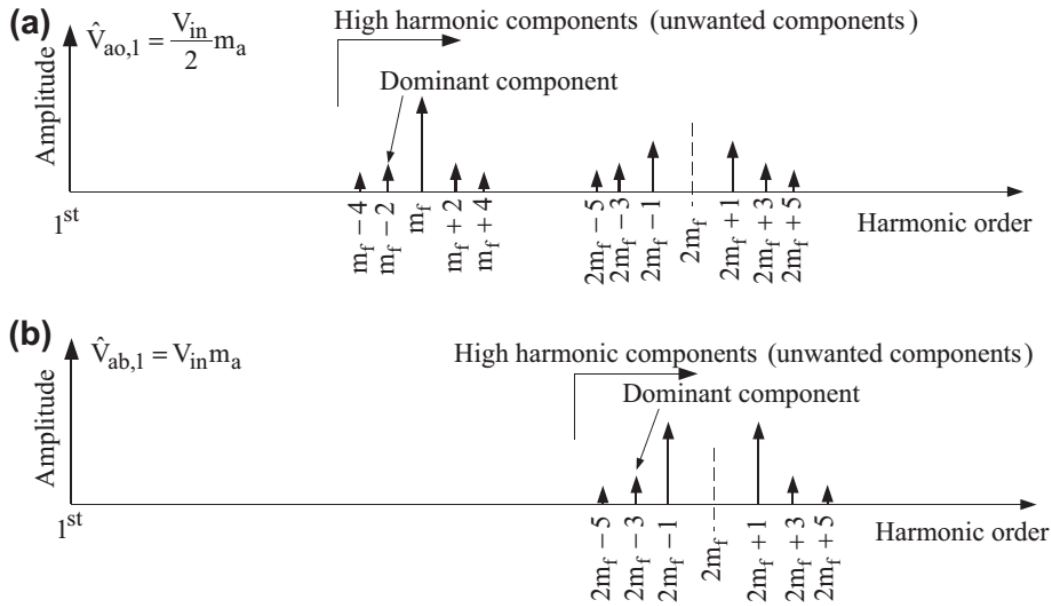
| m_a | 0.2 | 0.4 | 0.6 | 0.8 | 1 |
|--------------------|-----------------------------|-------|-------|-------|-------|
| Αρμονική Συνιστώσα | Πλάτος αρμονικής συνιστώσας | | | | |
| Θεμελιώδη | 0.2 | 0.4 | 0.6 | 0.8 | 1 |
| m_f | 1.242 | 1.15 | 1.006 | 0.818 | 0.601 |
| $m_f \pm 2$ | 0.016 | 0.061 | 0.131 | 0.220 | 0.318 |
| $m_f \pm 4$ | 0 | 0 | 0 | 0 | 0.018 |
| $2m_f \pm 1$ | 0.19 | 0.326 | 0.37 | 0.314 | 0.181 |
| $2m_f \pm 3$ | 0 | 0.024 | 0.071 | 0.139 | 0.212 |
| $2m_f \pm 5$ | 0 | 0 | 0 | 0.013 | 0.033 |
| $3m_f$ | 0.335 | 0.123 | 0.083 | 0.171 | 0.113 |
| $3m_f \pm 2$ | 0.044 | 0.139 | 0.203 | 0.176 | 0.062 |

Πίνακας 4.3 Πλάτος αρμονικών συνιστωσών τάσης V_{ab} για $f_c \gg f_{ref}$

| m_a | 0.2 | 0.4 | 0.6 | 0.8 | 1 |
|--------------------|-----------------------------|-------|-------|-------|-------|
| Αρμονική Συνιστώσα | Πλάτος αρμονικής συνιστώσας | | | | |
| Θεμελιώδη | 0.2 | 0.4 | 0.6 | 0.8 | 1 |
| $2m_f \pm 1$ | 0.19 | 0.326 | 0.37 | 0.314 | 0.181 |
| $2m_f \pm 3$ | 0 | 0.024 | 0.071 | 0.139 | 0.212 |
| $2m_f \pm 5$ | 0 | 0 | 0 | 0.013 | 0.033 |

Δεδομένης της DC τάσης εισόδου V_{in} το πλάτος της πολικής τάσης εξόδου της θεμελιώδους συνιστώσας είναι $\hat{V}_{ab,1} = \hat{V}_{in} m_a$. Αφού $\hat{V}_{ao} = \frac{V_{in}}{2} \cdot m_a$ όπου $m_a \in (0,1]$.

Παρακάτω (Σχήμα 4.14) φαίνεται το πλάτος των αρμονικών συνιστωσών των διανυσμάτων v_{ao} και v_{ab} , στο φάσμα συχνοτήτων που έχει σημαντική τιμή.



Σχήμα 4.14 Φάσμα αρμονικών συνιστωσών a) V_{ao} , b) v_{ab} [14]

Το πλάτος, λοιπόν, της τάσης εξόδου επηρεάζεται από τον συντελεστή m_a και η μέγιστη τιμή του πλάτους της είναι V_{in} .

Όπως φαίνεται από το διάγραμμα, αυξάνοντας το m_f αυξάνεται και η τάξη της κύριας αρμονικής έχοντας σαν αποτέλεσμα μικρότερη συνολική αρμονική παραμόρφωση (THD) και απαίτηση για φίλτρο εξόδου μικρότερου μεγέθους και κόστους. Όμως, η αύξηση του m_f έχει συνέπειες στις διακοπτικές απώλειες των ημιαγωγών αφού ανοιγοκλείνουν περισσότερες φορές σε μία περίοδο. Για τον λόγο αυτό, πρέπει το THD να μην υπερβαίνει τα επιτρεπτά όρια, χωρίς όμως να μειώνεται σε υπερβολικό βαθμό γιατί τα κέρδη από τον περιορισμό του THD θα αντισταθμίζονται από τις διακοπτικές απώλειες.

Στην χειρότερη περίπτωση από την άποψη του πλάτους των κυρίαρχων αρμονικών, όπου $m_a = 1$, η τάξη των κυρίαρχων αρμονικών δίνεται από την σχέση $d = 2m_f - 3$, ενώ το μέγιστο πλάτος της κυρίαρχης αρμονικής ισούται με $0.212 \cdot V_{in}$.

Σε πληθώρα εφαρμογών, η τιμή του m_f είναι ≤ 9 , και ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας δεν επηρεάζει το πλάτος της τάσης της κυρίαρχης αρμονικής συνιστώσας. Επίσης, οι φάσεις των φασικών τάσεων του αντιστροφέα είναι περιττές συναρτήσεις με τετραγωνική συμμετρία, έτσι στην ανάλυση Fourier μπορούν να παραστούν χρησιμοποιώντας μόνο τις περιττές συνιστώσες.

Ο συντελεστής παραμόρφωσης της τάσης της κάθε τάξης των αρμονικών δίνεται από την σχέση $D_n \% = 100 \left(\frac{\hat{V}_{o,n}}{n^2} \right)$, όπου $\hat{V}_{o,n}$ είναι το πλάτος της τάσης εξόδου της αρμονικής n τάξης.

Η συγκεκριμένη τεχνική, όπως έχει αναφερθεί και στο 1^ο κεφάλαιο δύναται να δώσει έξοδο με συντελεστή ισχύος διάφορο του μοναδιαίου. Αυτό το πλεονέκτημα είναι και ένας από τους βασικούς λόγους για τον οποίο επιλέχθηκε. Η λογική στην οποία

στηρίζεται αυτή η ιδιότητα της SPWM, είναι η δυνατότητα να εφαρμόζεται επαγωγική ή χωρητική φάση στην έξοδο του αντιστροφέα.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΚΑΙ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΑ ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ

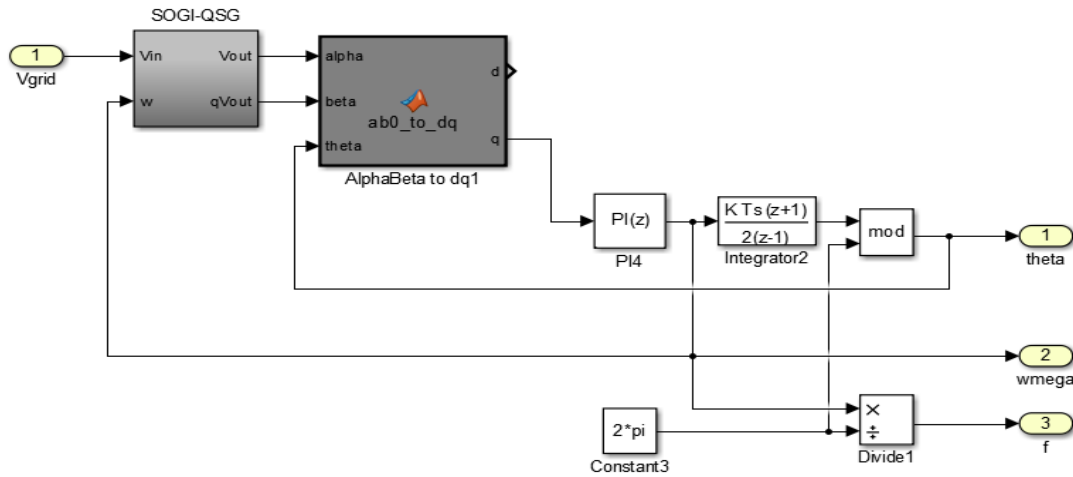
5.1 Εισαγωγή

Σε αυτό το σημείο θα παρουσιαστούν και θα συγκριθούν τα αποτελέσματα που εξήχθησαν από την προσομοίωση που έγινε στο περιβάλλον προσομοίωσης Matlab/Simulink με τα πειράματα που υλοποιήθηκαν στον αντιστροφέα που κατασκευάστηκε.

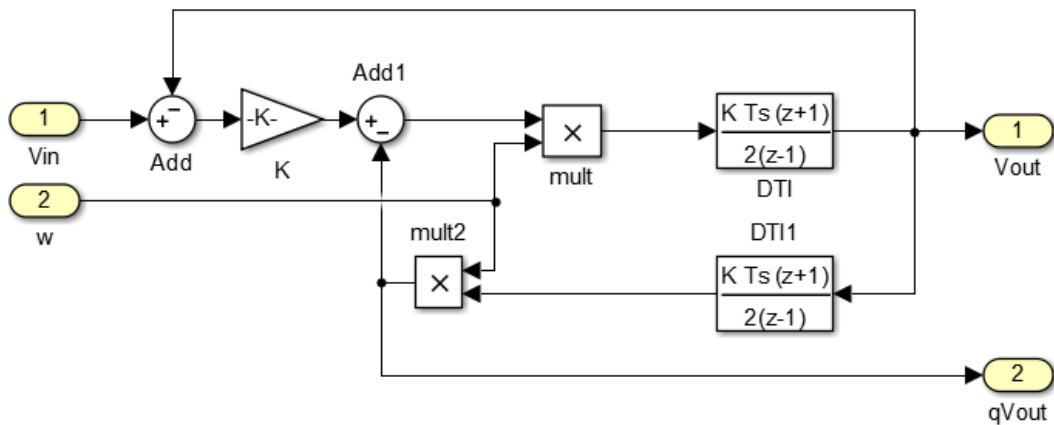
5.2 Προσομοίωση

5.2.1 Συγχρονισμός με το δίκτυο

Το μοντέλο στο Simulink που παριστά τον αλγόριθμο PLL φαίνεται στα σχήματα 5.1 και 5.2:

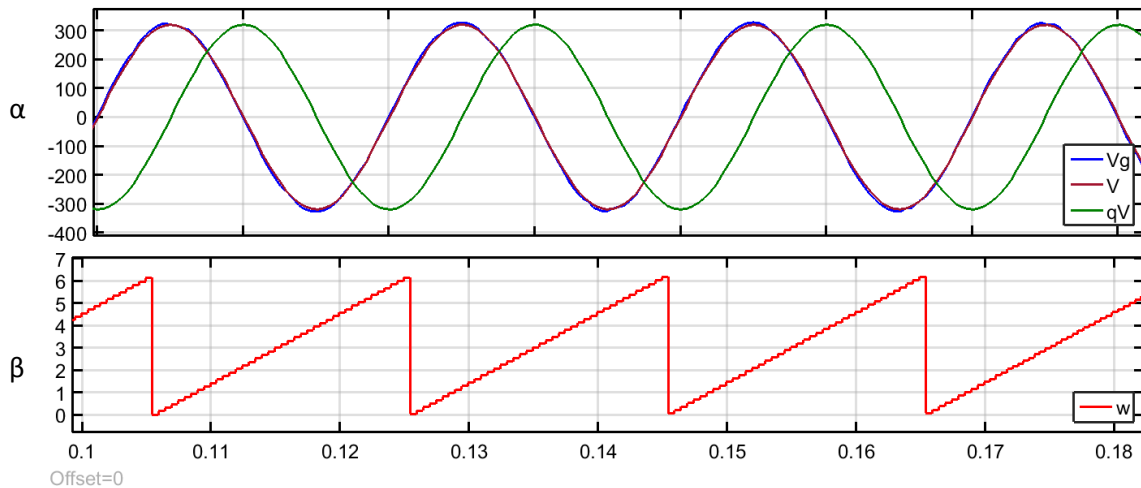


Σχήμα 5.1 Δομικό διάγραμμα αλγορίθμου SOGI PLL στο περιβάλλον προσομοίωσης Simulink

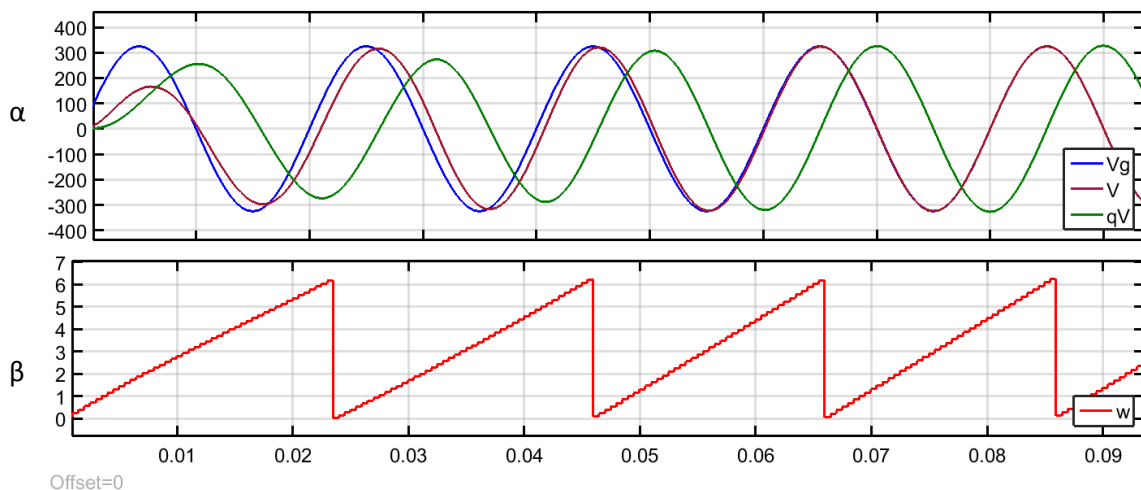


Σχήμα 5.2 Υλοποίηση συνάρτησης μεταφοράς του SOGI QSG στο περιβάλλον προσομοίωσης Simulink

Το «μπλοκ» «*ab0 to dq*», περιέχει τις εξισώσεις του συγκεκριμένου μετασχηματισμού. Τα αποτελέσματα του συγκεκριμένου αλγορίθμου παρουσιάζονται στην συνέχεια.



Σχήμα 5.3 Κυματομορφή α) της τάσης δικτύου, V_a και qV , β) γωνιακή ταχύτητα εξόδου PLL, στην μόνιμη κατάσταση



Σχήμα 5.4 Κυματομορφή α) της τάσης δικτύου, V_a και qV , β) γωνίας εξόδου PLL, στην μεταβατική κατάσταση

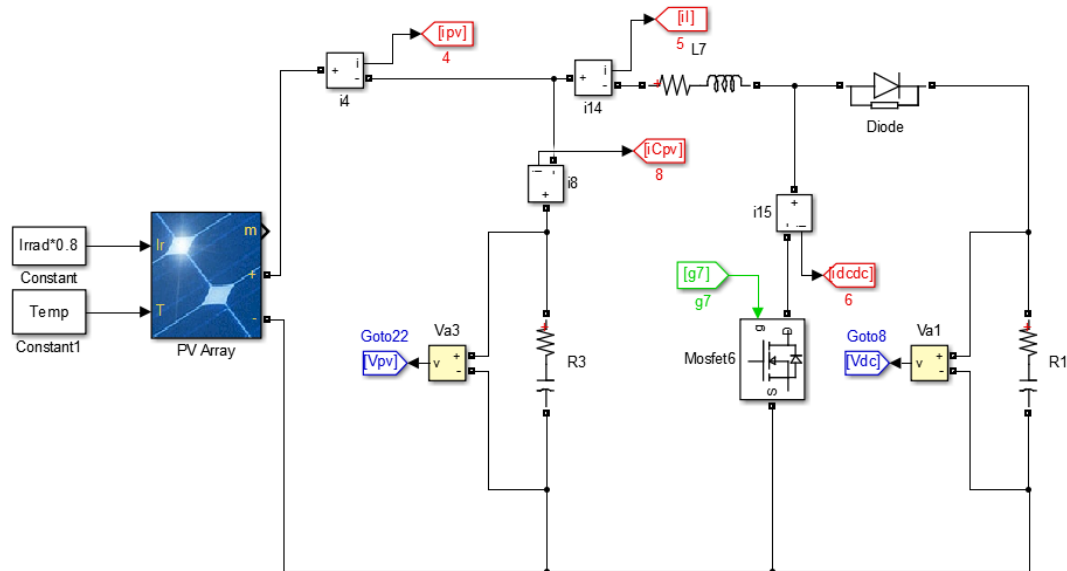
Όπως φαίνεται στα σχήματα 5.3, 5.4, τα αποτελέσματα του PLL είναι αυτά που αναμένονταν αφού είναι φανερή η καθετότητα μεταξύ της τάσης του δικτύου και του σήματος που δημιουργεί η SOGI-QSG. Ενώ η ανατροφοδοτούμενη τάση εισόδου στο PLL ταυτίζεται πλήρως με την τάση του δικτύου. Όπως, επίσης, η γωνία που παράγεται ως έξοδος στο PLL φαίνεται ότι ταυτίζεται πλήρως με την γωνία του ημιτόνου της τάσης του δικτύου.

Επιπροσθέτως, το κλείδωμα φάσης του συγκεκριμένου PLL γίνεται σε πολύ μικρό χρονικό διάστημα (0.05s), όπως και η δημιουργία του κάθετου, στην τάση δικτύου σήματος, επιτυγχάνεται σε αντίστοιχο χρονικό διάστημα.

Συνεπώς, οι λόγοι για τους οποίους υπερίσχυσε αυτή η μέθοδος PLL έναντι των υπολοίπων που εξετάστηκαν σε προηγούμενο κεφάλαιο, επιβεβαιώνονται πλήρως από την προσομοίωση.

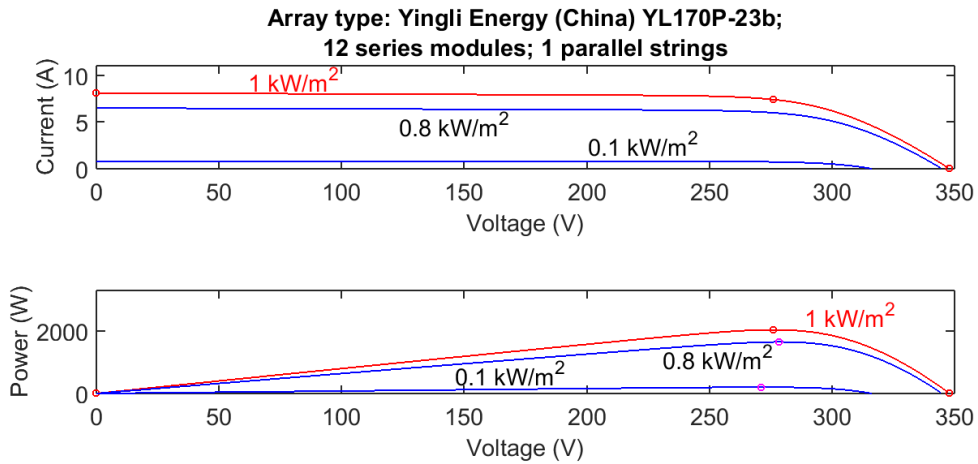
5.2.2 Αλγόριθμος P&O στο Simulink

Στο Σχήμα 5.5, παρουσιάζεται το κυκλωματικό διάγραμμα της προσομοίωσης του DC/DC μετατροπέα, ο οποίος είναι υπεύθυνος, εκτός των άλλων, και για την εύρεση του σημείου βέλτιστης λειτουργίας των φωτοβολταϊκών πλαισίων, δηλαδή για την υλοποίηση του επιλεγμένου αλγορίθμου MPPT (P&O).

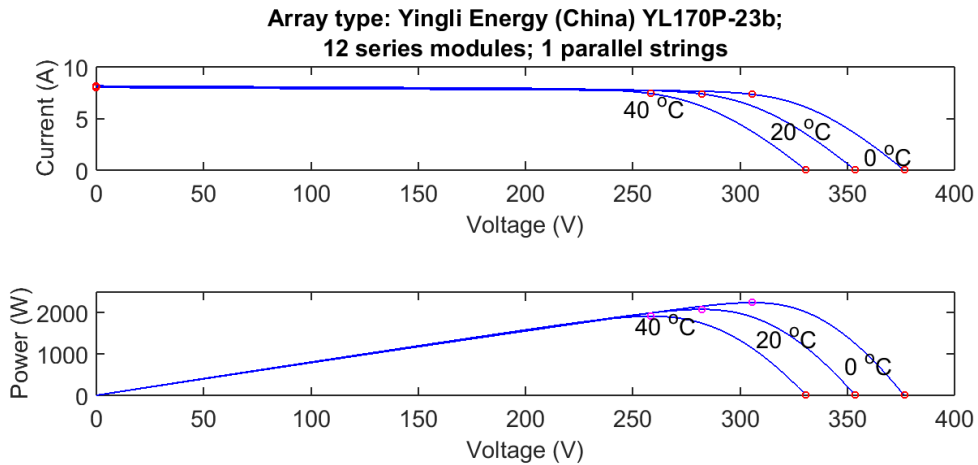


Σχήμα 5.5 Υλοποίηση μετατροπέα στο περιβάλλον προσομοίωσης Simulink

Η Φ/Β γεννήτρια προσομοιώνεται με τη βοήθεια του μοντέλου «PV array» του Simulink. Η συστοιχία αποτελείται από 12 πλαίσια Yingli Energy YL170P-23b συνδεδεμένα σε σειρά. Στα Σχήματα 5.6 και 5.7 απεικονίζονται οι χαρακτηριστικές I-V και P-V του δομικού στοιχείου για τρεις διαφορετικές τιμές της ακτινοβολίας (0.6 kW/m², 0.8 kW/m² και 1 kW/m²) και τρεις διαφορετικές τιμές θερμοκρασίας (0°C 20°C 40°C). Οι 0°C είναι η ελάχιστη και οι 40°C η μέγιστη θερμοκρασία κατά την διάρκεια της ημέρας στην περιοχή διεξαγωγής του πειράματος [51]. Διαπιστώνεται ότι η τάση λειτουργίας του Φ/Β (<380V) είναι πάντα μικρότερη από την τάση του dc-ζυγού (400V). Συνεπώς, ο ημιαγωγικός διακόπτης του μετατροπέα υποβιβασμού παραμένει μονίμως σε κατάσταση αγωγής και ο μετατροπέας dc/dc λειτουργεί ως μετατροπέας ανύψωσης τάσης. Για τον λόγο αυτό, το επίπεδο υποβιβασμού του μετατροπέα παραλείπεται κατά την προσομοίωση για λόγους μείωσης του υπολογιστικού κόστους της.

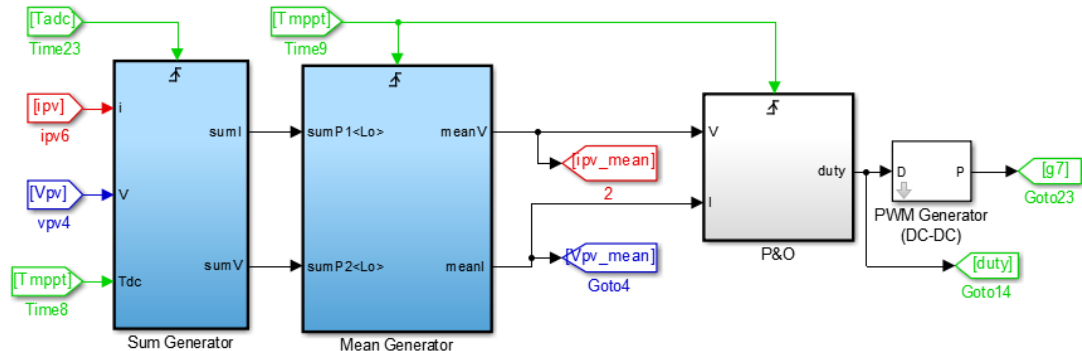


Σχήμα 5.6 Χαρακτηριστικές καμπύλες πλαισίων Yingli Energy (China) YL170P-23b, με σταθερή θερμοκρασία και διάφορες τιμές της ακτινοβολίας (0.1kW/m², 0.8kW/m², 1kW/m²)



Σχήμα 5.7 Χαρακτηριστικές καμπύλες πλαισίων Yingli Energy (China) YL170P-23b, με σταθερή ακτινοβολία και διάφορες τιμές της θερμοκρασίας (0°C, 20°C, 40°C)

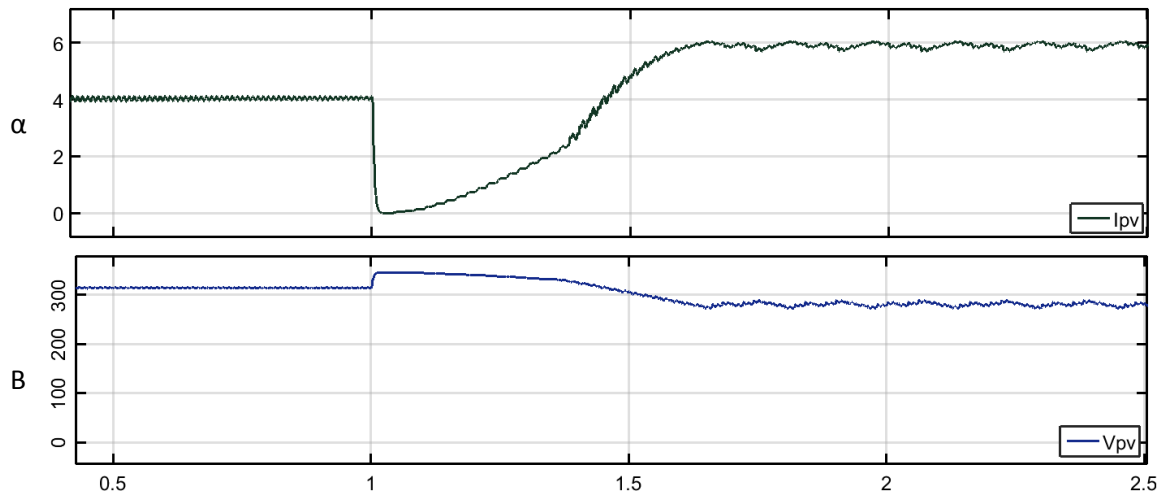
Αντίστοιχα, το σχηματικό διάγραμμα για τον έλεγχο του MPPT είναι το.



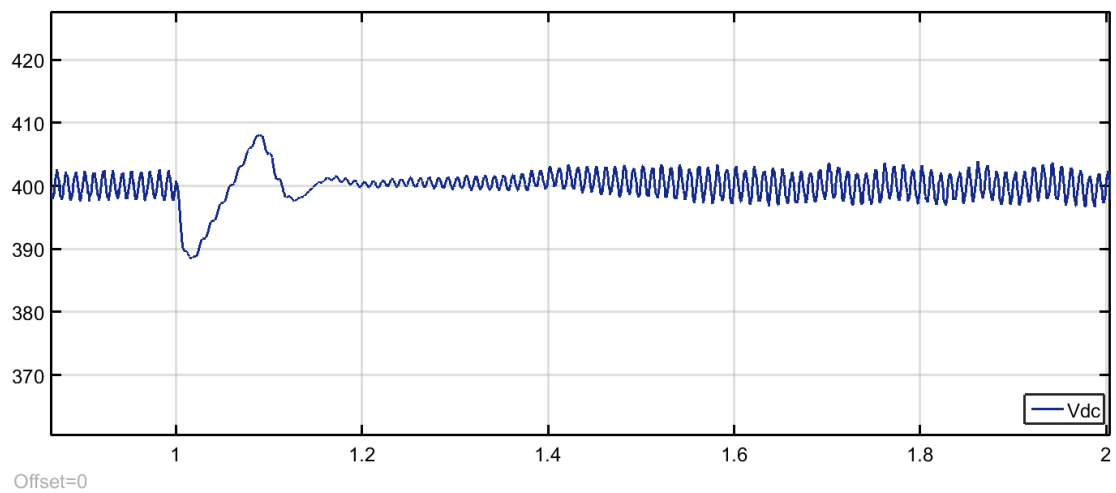
Σχήμα 5.8 Δομικό διάγραμμα για την υλοποίηση του MPPT στο Simulink

Το «Sum Generator» δέχεται ως είσοδο τις μετρήσεις τάσης και ρεύματος της φωτοβολταϊκής γεννήτριας. Στη συνέχεια, το «Mean Generator» έχει ως είσοδο το άθροισμα των παραπάνω μετρήσεων για μία δεδομένη χρονική περίοδο και παράγει το

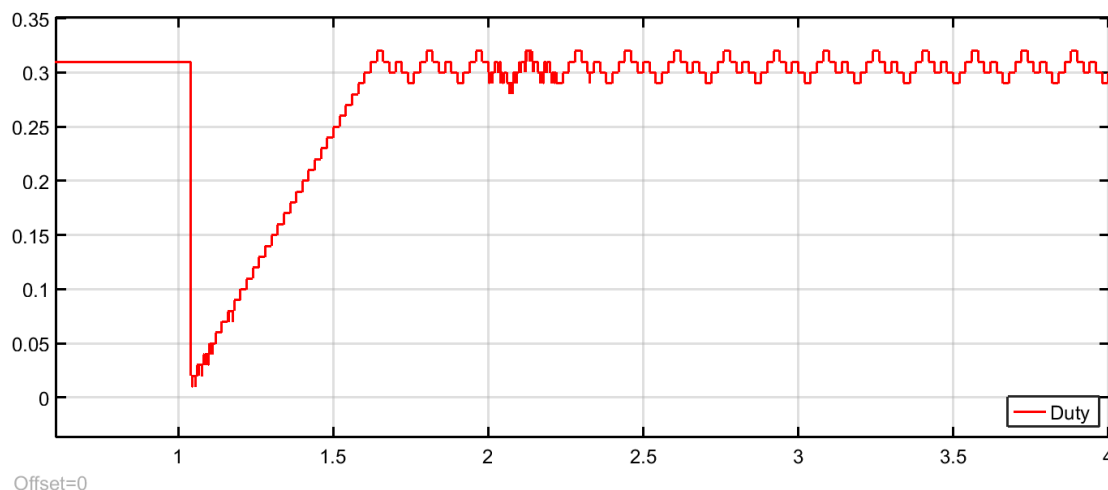
μέσο όρο τους. Ενώ, στο «μπλοκ» P&O περιέχεται ο αλγόριθμος P&O όπου και δημιουργείται ο επιθυμητός κύκλος λειτουργίας (Duty Cycle), ο οποίος και εισάγεται στην παλμογεννήτρια, ώστε να παραχθούν οι παλμοί οδήγησης του ημιαγωγού του μετατροπέα.



Σχήμα 5.9 α) Τάση εξόδου και β) ρεύμα εξόδου Φ/Β, κατά την διάρκεια εύρεσης του MPP



Σχήμα 5.10 Τάση DC ζυγού κατά την λειτουργία του αλγορίθμου P&O



Σχήμα 5.11 Κύκλος λειτουργίας του ημιαγωγού του μετατροπέα από την ανοιχτοκύκλωση ($t=1,1s$) έως την εύρεση του MPP ($t=1,6s$), όπου αρχίζει και η ταλάντωσή του Duty Cycle γύρω από το MPP

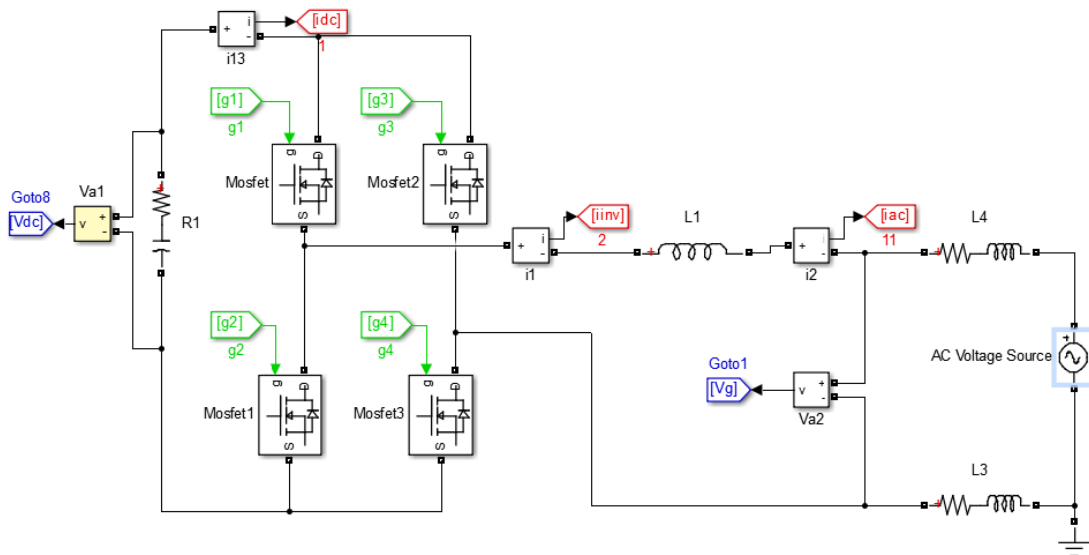
Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης φαίνονται στα σχήματα 5.9 5.10 και 5.11. Στο Σχήμα 5.11 απεικονίζεται η διαδικασία εύρεσης του MPP ξεκινώντας από την ανοιχτοκύκλωση (Duty Cycle=0 για $t=1.1$). Ενώ, για $t<1$ (πριν την έναρξη του αλγορίθμου P&O) το Duty Cycle = 0.3, καθώς η συγκεκριμένη τιμή σταθεροποιεί την τάση του DC ζυγού στα 400V. Στο Σχήμα 5.10 παρουσιάζεται η τάση του ζυγού DC πριν και μετά την έναρξη του αλγορίθμου P&O. Μετά την ανίχνευση του MPP παρατηρείται αύξηση της ταλάντωσης της τάσης του DC ζυγού, γεγονός που οφείλεται στην ταλαντωτική συμπεριφορά του Duty Cycle. Τέλος, στο Σχήμα 5.9 παρατίθεται η μεταβολή τάσης και ρεύματος του Φ/B σε όλο το φάσμα λειτουργίας του P&O (από την ανοιχτοκύκλωση έως το MPP).

Η ταλάντωση του Duty Cycle στην μόνιμη κατάσταση, η οποία συμβάλλει σε περαιτέρω ταλάντωση του I_{rn} και V_{rn} , οφείλεται στον αλγόριθμο ανίχνευσης του MPP, τον P&O. Μέσω της συνάρτησης μεταφοράς του μετατροπέα $\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1-D}$ γίνεται αντιληπτός ο λόγος που η ταλάντωση του Duty Cycle καθώς και η ταλάντωση της τάσης του DC ζυγού οδηγούν σε ταλάντωση της τάσης και του ρεύματος εισόδου.

Παρατηρείται από τις κυματομορφές ότι η μεταβατική κατάσταση διαρκεί 0.8s, κάτι το οποίο είναι επιθυμητό, καθώς οι μεταβολές στην ακτινοβολία και την θερμοκρασία, οι οποίες είναι υπεύθυνες για την μεταβολή του MPP είναι αργές. Συνεπώς ο χρόνος απόκρισης του P&O είναι ο κατάλληλος για να τις ακολουθήσει.

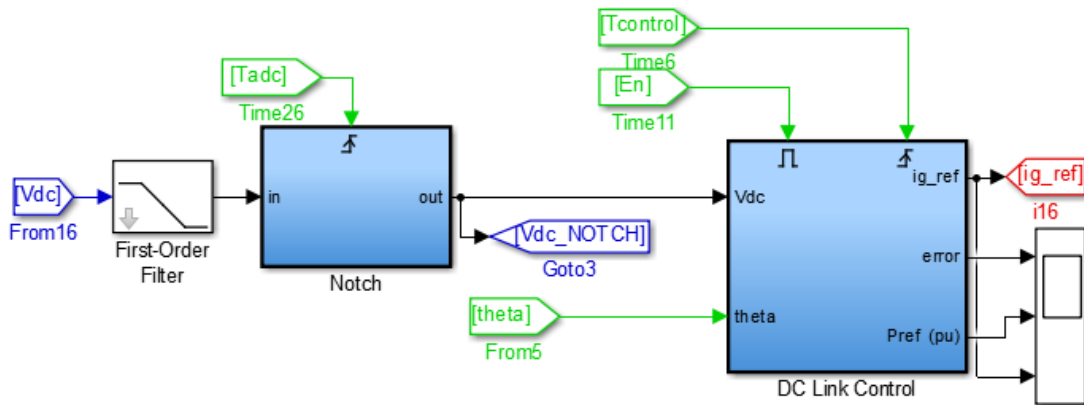
5.2.3 Αποτέλεσμα προσομοίωσης του ελέγχου στον DC ζυγού

Η αναπαράσταση στο Matlab/Simulink του DC/AC επιπέδου του αντιστροφέα φαίνεται στο σχήμα 5.12.



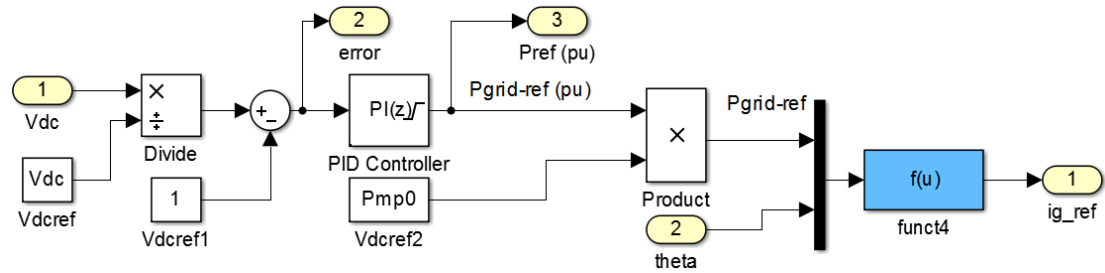
Σχήμα 5.12 Υλοποίηση DC/AC αντιστροφέα στο περιβάλλον προσομοίωσης Simulink

Αντίστοιχα το δομικό διάγραμμα ελέγχου του DC ζυγού στο περιβάλλον προσομοίωσης Simulink είναι αυτό του Σχήματος 5.13, το συγκεκριμένο τμήμα του ελέγχου του αντιστροφέα είναι υπεύθυνο για την δημιουργία των ρευμάτων αναφοράς, τα οποία είναι απαραίτητα για την υλοποίηση της τεχνικής SPWM.



Σχήμα 5.13 Δομικό διάγραμμα ελέγχου στον DC ζυγό για την δημιουργία του I_{g_ref}

Ο ρόλος του πρώτου «μπλοκ» του διαγράμματος ελέγχου, «Notch», είναι να φιλτράρει την ανεπιθύμητη αρμονική συνιστώσα των 100Hz που περιγράφηκε στο κεφάλαιο 3, ενώ το δεύτερο «DC link Control» παράγει το ρεύμα αναφοράς. Τέλος, ο έλεγχος του DC ζυγού υλοποιείται στο Simulink μέσω του δομικού διαγράμματος του Σχήματος 5.14.



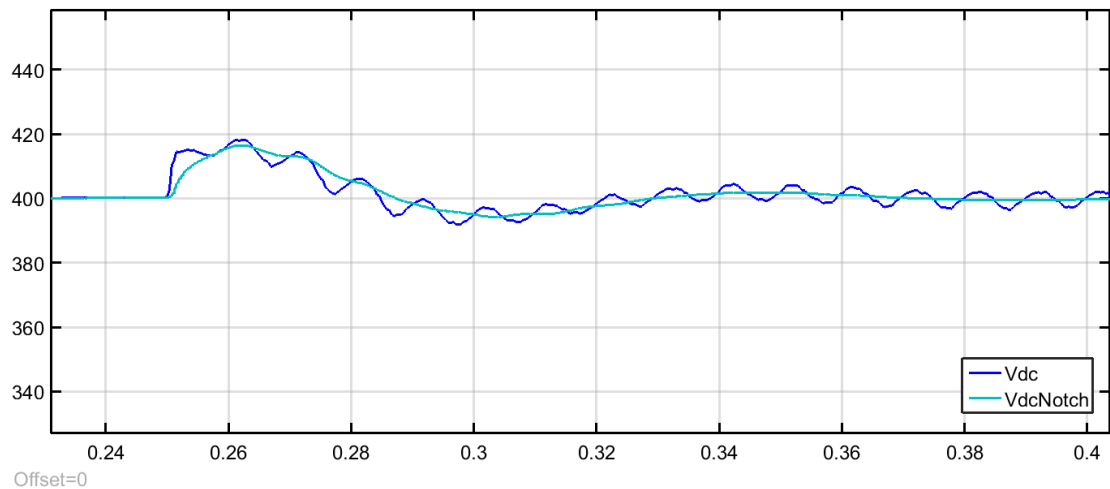
Σχήμα 5.14 Δομικό διάγραμμα ελέγχου για την δημιουργία του I_{g_ref}

Αναλύοντας, λοιπόν, το Σχήμα 5.14 είναι κατανοητό ότι σταθεροποιώντας την τάση στα 400V μέσω ενός PI ελεγκτή, δημιουργείται το διάνυσμα της ισχύος αναφοράς και με χρήση της παρακάτω εξίσωσης εξάγεται το ρεύμα αναφοράς:

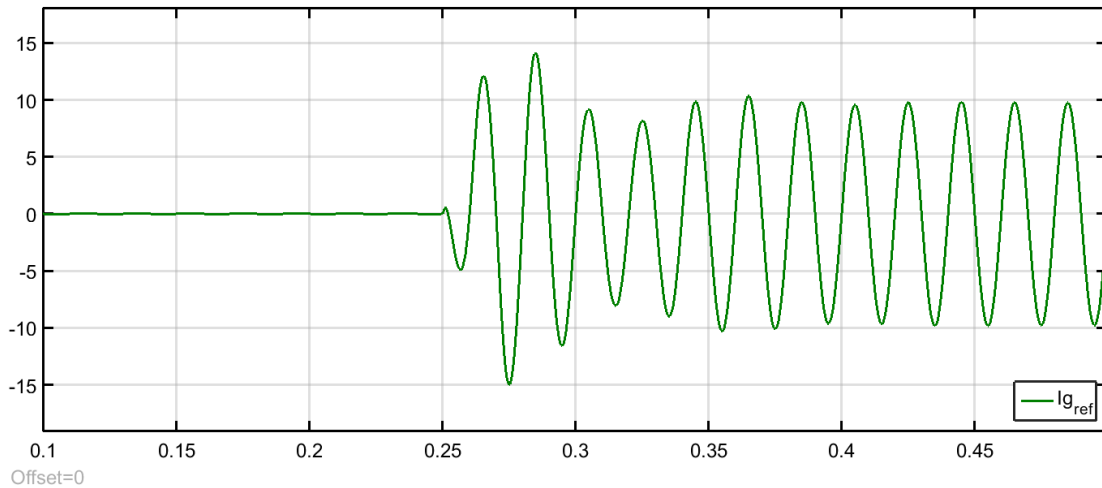
$$I_g = \frac{P_{grid_ref}}{V_g} \cdot \cos(\theta) \quad (63)$$

όπου, θ η γωνία εξόδου του PLL, $V_g = 230V$ και P_{grid_ref} η ισχύς εξόδου του αντιστροφέα.

Τα αποτελέσματα του μοντέλου στο στάδιο του DC ελέγχου είναι τα ακόλουθα (Σχήμα 5.15 και 5.16).



Σχήμα 5.15 Κυματομορφή μετρούμενης και φιλτραρισμένης τάσης του DC ζυγού

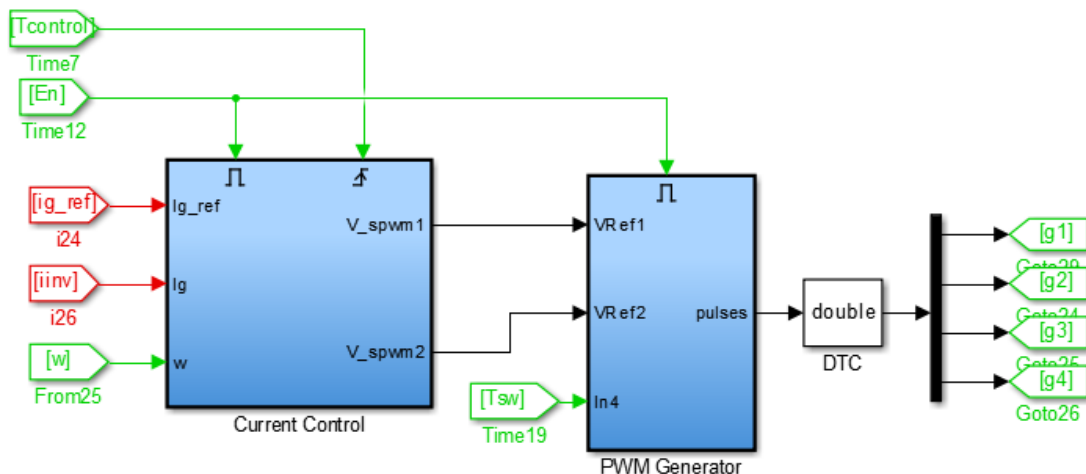


Σχήμα 5.16 Κυματομορφή παραγόμενου ρεύματος αναφοράς

Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης είναι αυτά που επιδιώχθηκαν εξαρχής, καθώς, όπως είναι αντιληπτό από το Σχήμα 5.15, το φίλτρο έχει εκμηδενίσει την ταλάντωση της 2^{ης} αρμονικής του DC ζυγού. Επομένως, μετά τα μεταβατικά διάρκειας $t=0.1s$ το ρεύμα αναφοράς έχει πλήρως ημιτονοειδή μορφή.

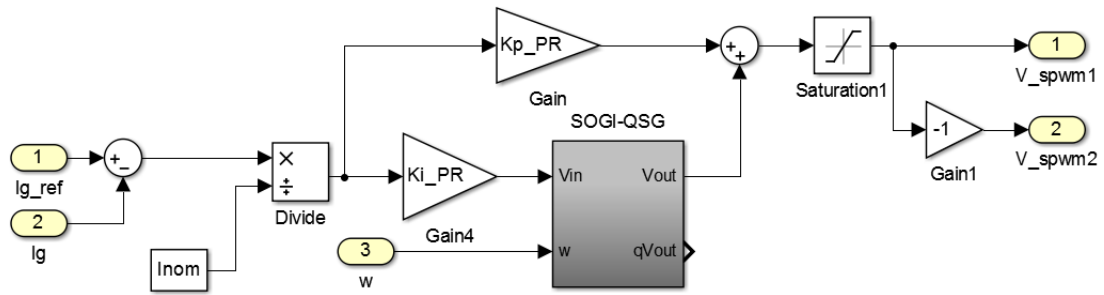
5.2.4 Προσομοίωση της τεχνικής SPWM και της ισχύος εξόδου του αντιστροφέα

Μετά τη δημιουργία του ρεύματος αναφοράς, έχει προετοιμαστεί το έδαφος για την δημιουργία των παλμών έναυσης των διακοπτικών στοιχείων, καθώς και για την έγχυση ισχύος στο δίκτυο. Το δομικό διάγραμμα του ελέγχου του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα είναι το Σχήμα 5.17, το οποίο αποτελείται από τον έλεγχο ρεύματος και από την δημιουργία των παλμών έναυσης των ημιαγωγών.



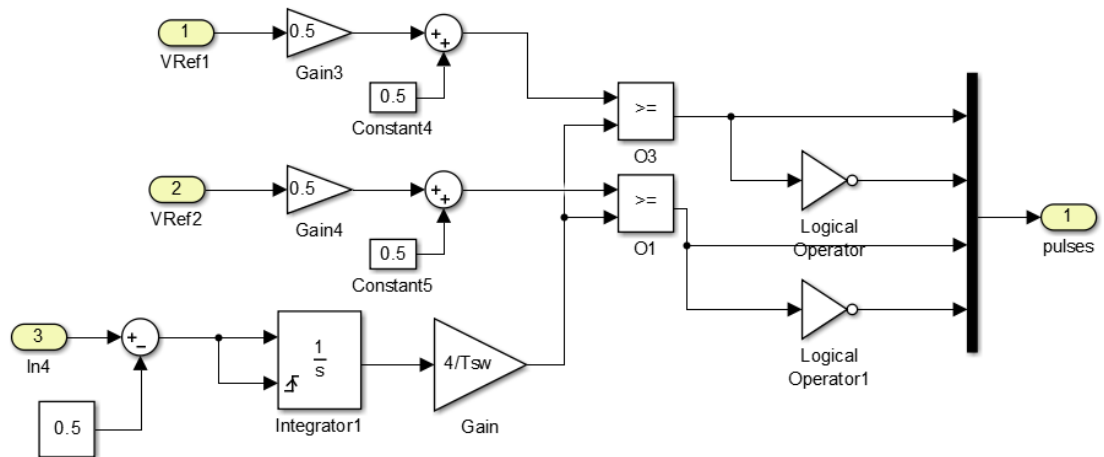
Σχήμα 5.17 Δομικό διάγραμμα ελέγχου ρεύματος και δημιουργίας παλμών έναυσης ημιαγωγών στο Simulink

Το πρώτο «μπλοκ» «Current Control» αναπαρίσταται στο Σχήμα 5.18.



Σχήμα 5.18 Υλοποίηση ελέγχου ρεύματος στο Simulink

Όπως φαίνεται μετά την κανονικοποίηση του σφάλματος μεταξύ ρεύματος αναφοράς και ρεύματος εξόδου, χρησιμοποιείται ο ελεγκτής PR, λόγω της δυνατότητας του να μηδενίζει το σφάλμα σε AC μεγέθη. Στην συνέχεια, η έξοδος του PR περιορίζεται μεταξύ 0 και 1, όπου και δημιουργούνται τα δύο ημίτονα αναφοράς για την υλοποίηση της τεχνικής SPWM.

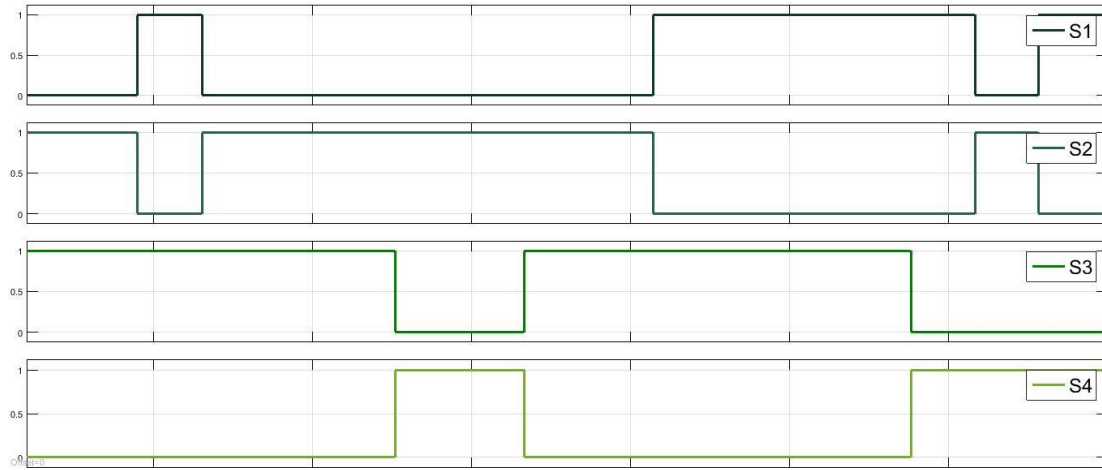


Σχήμα 5.19 Δομικό διάγραμμα δημιουργίας παλμών της τεχνικής SPWM στο Simulink

Όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.19, εφαρμόζοντας τον μετασχηματισμό Fourier σε έναν τετραγωνικό παλμό, δημιουργείται το τρίγωνο φορέα. Ενώ, τα ημίτονα αναφοράς μετασχηματίζονται ώστε να έχουν πλάτος 0.5 και μέσο όρο 0.5, δηλαδή να κινούνται μεταξύ 0 και 1. Στη συνέχεια, γίνεται η σύγκριση μεταξύ των ημιτόνων αναφοράς και του τριγωνικού φορέα για την παραγωγή των παλμών έναυσης των ημιαγωγών.

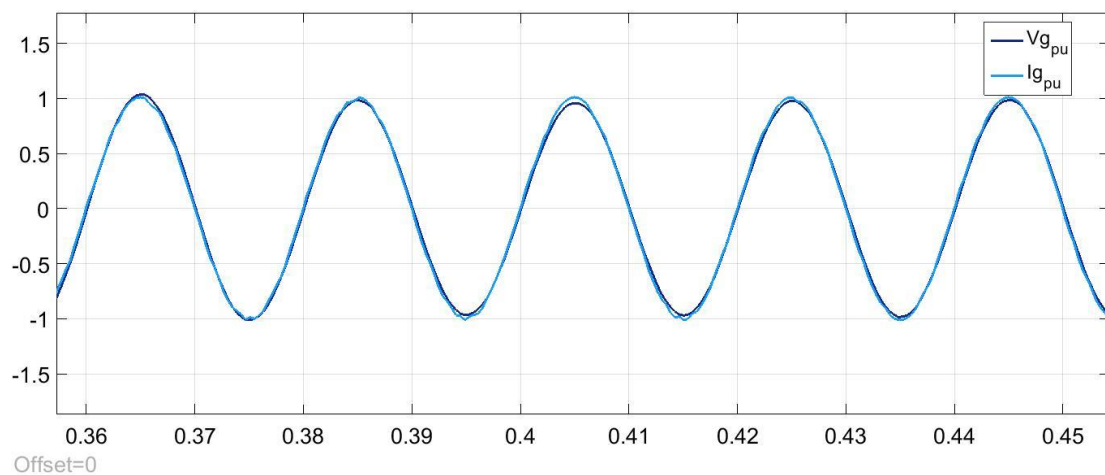
5.2.5 Αποτελέσματα Προσομοίωσης με μοναδιαίο ΣΙ

Τα αποτελέσματα του συγκεκριμένου ελέγχου απεικονίζονται στο Σχήμα 5.20.



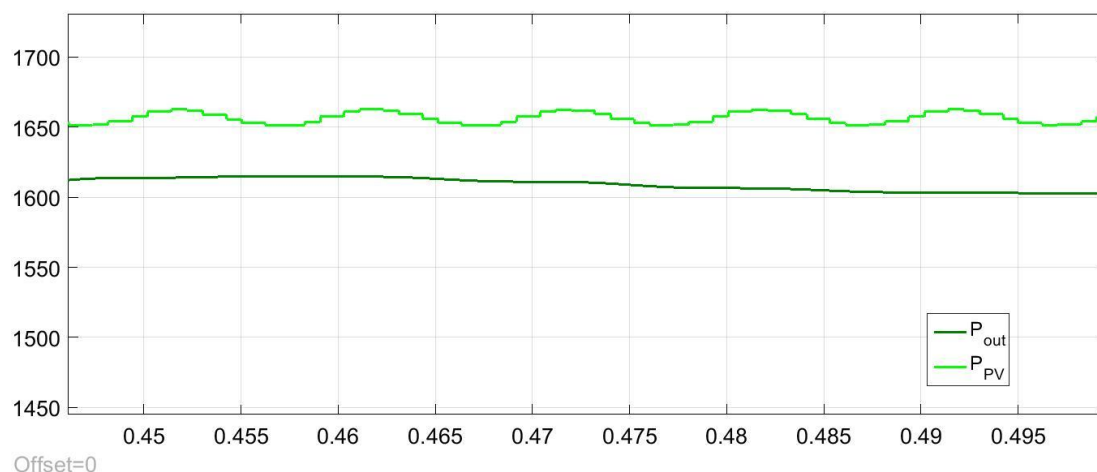
Σχήμα 5.20 Παλμοί εισόδου στην πύλη των ημιαγωγών

Παρατηρείται, λοιπόν, ότι η αλληλουχία των παλμών έναυσης των ημιαγωγών είναι η κατάλληλη για την δημιουργία του ημιτόνου στην έξοδο. Αφού, οι παλμοί εισόδου στην πύλη S1 είναι αντίθετοι αυτών της πύλης του S2, αντίστοιχα και οι παλμοί S3 και S4 είναι συμπληρωματικοί. Στο Σχήμα 5.21 επαληθεύεται ο ισχυρισμός περί ημιτόνου εξόδου μέσω της προσομοίωσης.



Σχήμα 5.21 Αποτέλεσμα προσομοίωσης ρεύματος και τάση εξόδου αντιστροφέα (ανά μονάδα)

Το ρεύμα, λοιπόν, εξόδου του αντιστροφέα είναι ημίτονο και ακολουθεί την φάση της τάσης του δικτύου. Αυτό σημαίνει, ότι ο συνολικός έλεγχος του συστήματος είναι επιτυχημένος. Σε αυτό το σημείο είναι κρίσιμο να αναλυθεί η ποιότητα του ρεύματος και της εγχεόμενης ισχύος στο δίκτυο.



Σχήμα 5.22 Ισχύς εξόδου του Φ/Β και Ισχύς εξόδου του αντιστροφέα στην μόνιμη κατάσταση

Η ισχύς εισόδου στην μόνιμη κατάσταση έχει σταθερό πλάτος και επιβεβαιώνει την θεωρητική μελέτη, η οποία αναφέρει ότι ταλαντώνεται σε συχνότητα διπλάσια του δικτύου. Ενώ, η ισχύς εξόδου είναι DC μέγεθος το οποίο επιβεβαιώνει την αποτελεσματικότητα του ελέγχου.

Η τάση και το ρεύμα του Φ/Β είναι $V_{pv}=279V$ και $I_{pv}=5.93A$ αντίστοιχα, οπότε η παραγόμενη ισχύς ισούται με $P_{pv}=1645W$. Όσον αφορά το DC ζυγό, η τάση του ανέρχεται στα $V_{dc}=401V$, ενώ το ρεύμα του στα $I_{dc}=4.089A$, συνεπώς η ισχύς εξόδου του μετατροπέα είναι $P_{dc}=1639,689W$. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα η απόδοση του DC/DC να είναι $\lambda = 99.677$, η οποία μπορεί να φαντάζει μεγάλη, όμως έχοντας υπ' όψιν ότι τα στοιχεία του κυκλώματος είναι ιδανικά το αποτέλεσμα είναι αναμενόμενο.

Σύμφωνα με το PowerGui του Simulink η συνολική αρμονική παραμόρφωση (THD) του ρεύματος εξόδου είναι 0.58%, το οποίο είναι αρκετά μικρό, όμως και αυτό είναι αναμενόμενο διότι τα τρανζίστορ (δίοδοι και MOSFETs) θεωρούνται ιδανικά στο περιβάλλον προσομοίωσης του Simulink.

Η άεργος ισχύς που εγχέεται στο δίκτυο είναι μηδενική, παρόλα αυτά η φαινόμενη ισχύς είναι $S = I_{rms} \cdot V_{rms} = 1602.5VA$ και η ενεργός ισχύς είναι $P = I_o \cdot V_o = 1602W$, δηλαδή υπάρχει παραμόρφωση (Distortion) $D=40$, που και σε αυτήν την περίπτωση είναι πολύ μικρό και δικαιολογείται ομοίως με τις προηγούμενες περιπτώσεις. Αντίστοιχα, ο βαθμός απόδοσης του DC/AC επιπέδου είναι $\lambda = \frac{P_{out}}{P_{dc}} = 98\%$.

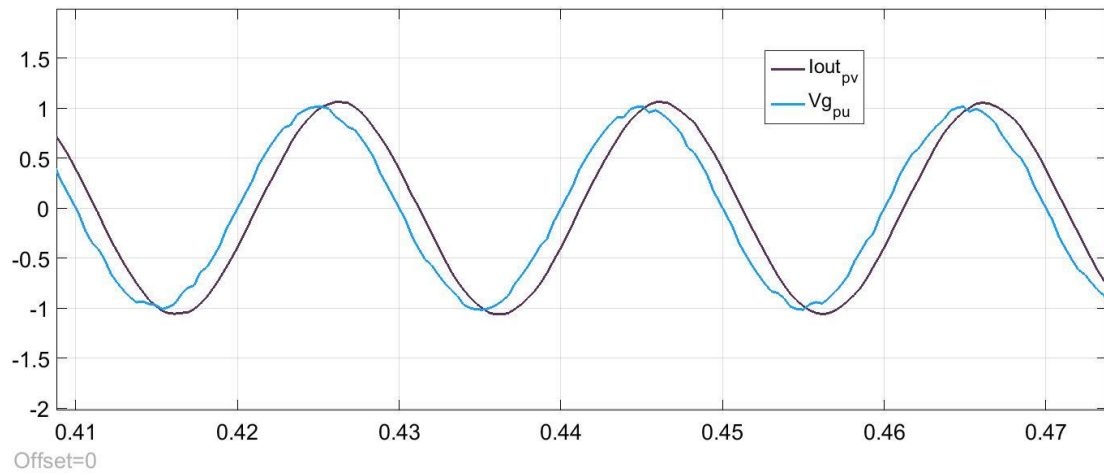
5.2.6 Αποτελέσματα της προσομοίωσης για $\Sigma I \neq 1$

Για την υλοποίηση της συγκεκριμένης προσομοίωσης στον έλεγχο ρεύματος εισάγεται η επιθυμητή άεργος ισχύς εξόδου, όπου και υπολογίζεται το ρεύμα αναφοράς μέσω της σχέσης:

$$I_{g_{ref}} = \sqrt{(2)} \cdot \frac{\sqrt{(P_{ref}^2 + Q_{ref}^2)}}{230} \cdot \cos(\theta - \text{atan}(\frac{Q_{ref}}{P_{ref}})). \quad (64)$$

όπου θ η γωνία εξόδου του PLL και Q_{ref} η επιθυμητή άεργος ισχύς εξόδου

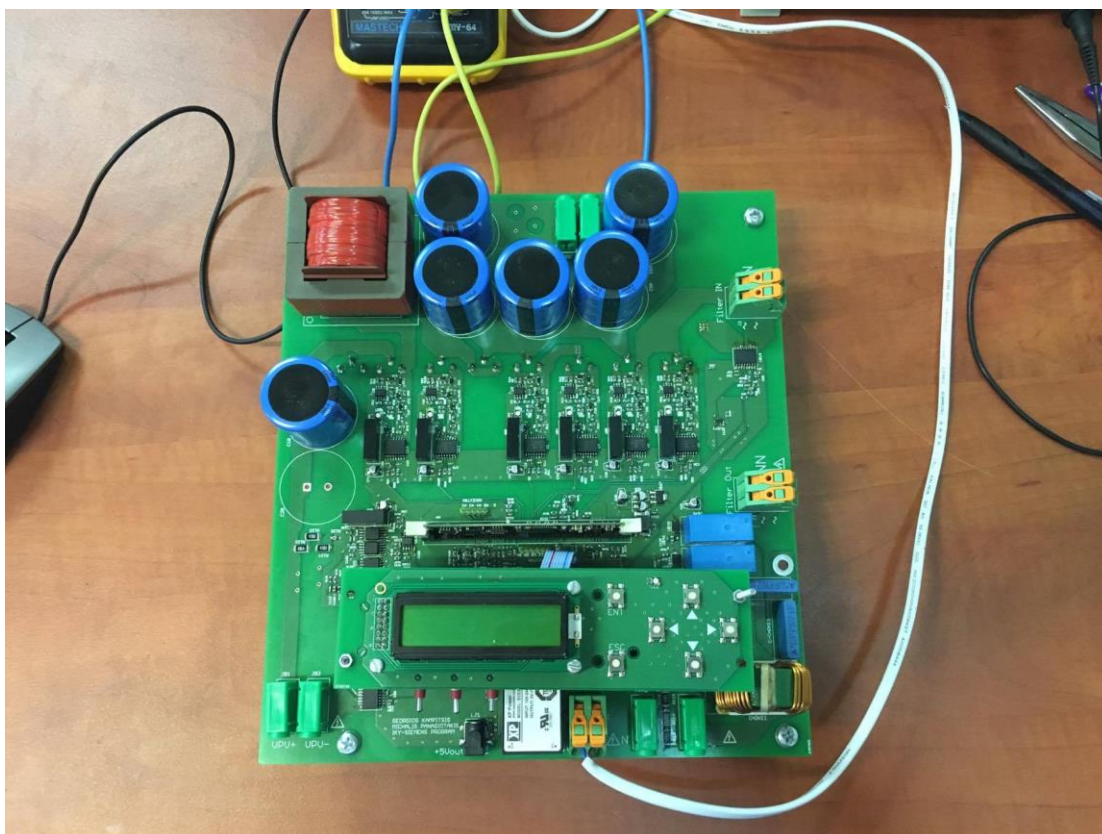
5.2.6.1 Αποτελέσματα για $Q=600\text{VAR}$



Σχήμα 5.23 Τάση και ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα με $\Sigma I \neq 1$ (ανά μονάδα)

Είναι εύκολα παρατηρήσιμη η διαφορά φάσης που εισάγεται μεταξύ τάσης και ρεύματος, λόγω της εγχεόμενης άεργου ισχύος στο δίκτυο. Οπότε, ο έλεγχος στέφθηκε με επιτυχία και ο συντελεστής ισχύος που προκύπτει είναι $\lambda = \frac{P}{S} = \frac{1602}{\sqrt{1602^2 + 600^2}} = 0.936$. Συνεπώς, η εφαρμογή του ελέγχου για συντελεστή ισχύος διάφορο της μονάδας δύναται να δοκιμαστεί πειραματικά στον αντιστροφέα.

5.3 Πειραματική διαδικασία



Σχήμα 5.24 Αντιστροφέας που κατασκευάστηκε για την υλοποίηση των πειραμάτων

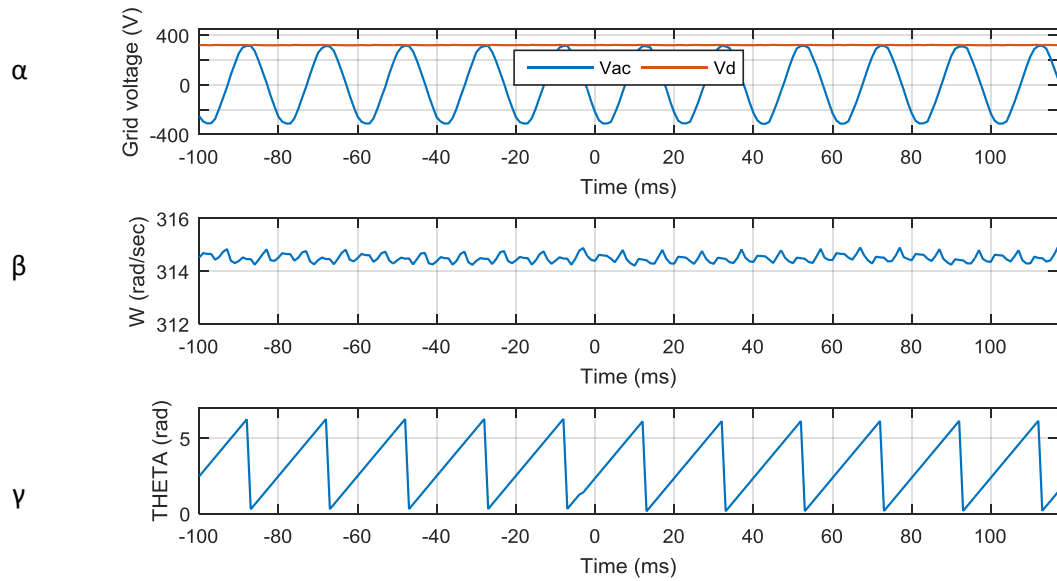
Για την σύνδεση του στο δίκτυο χρησιμοποιήθηκαν δύο πηνία των 10mH σε σειρά με τη γραμμή 230V/50Hz του εργαστηρίου. Τα φωτοβολταϊκά πλαίσια τα οποία τροφοδότησαν το σύστημα είναι αυτά που βρίσκονται εγκατεστημένα στο χώρο στάθμευσης του εργαστηρίου Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος του ΕΜΠ. Η συγκεκριμένη συστοιχία αποτελείται από 12 πλαίσια Yingli Energy YL170P-23b συνδεδεμένα σε σειρά.

Επίσης, για τις εξωτερικές μετρήσεις (παλμογράφου), τοποθετήθηκαν δύο πολύμετρα για την εποπτεία της τάσης του DC ζυγού και της τάσης εξόδου του αντιστροφέα. Ενώ, δύο αμπερόμετρα χρησιμοποιήθηκαν για τη μέτρηση του ρεύματος εισόδου στον αντιστροφέα καθώς και εξόδου από αυτόν.

Ο προγραμματισμός του αντιστροφέα έγινε με την βοήθεια του περιβάλλοντος Code Composer Studio και μέσω του πρωτοκόλλου επικοινωνίας JTAG μεταφέρθηκε στον μικροεπεξεργαστή TMS320F28335 Control Card [το τμήμα κώδικά που αφορά στον έλεγχο του συστήματος υλοποιήθηκε από τον Δρ. Καμπίση Γεώργιο].

5.3.1 Πειραματική επιβεβαίωση PLL

Το κλειδίωμα φάσης με το ηλεκτρικό δίκτυο στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος με την βοήθεια του μικροεπεξεργαστή, στον οποίο εμπεριέχεται ο κώδικας που γράφθηκε, έδωσε τα ακόλουθα αποτελέσματα.

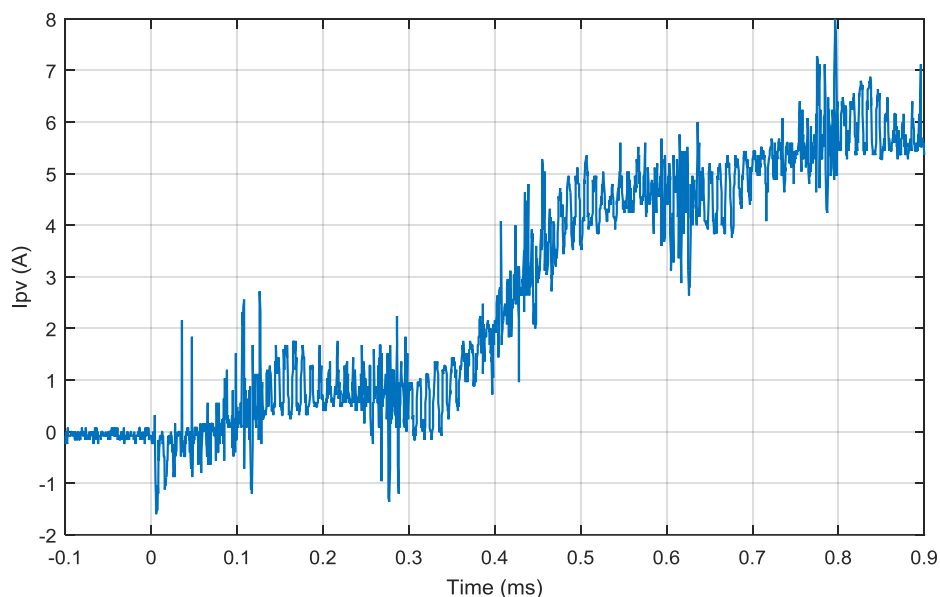


Σχήμα 5.25 Πειραματικά αποτελέσματα PLL α) τάση δικτύου και μετασηματισμένη τάση V_d , β) γωνιακή ταχύτητα και γ) γωνία εξόδου PLL

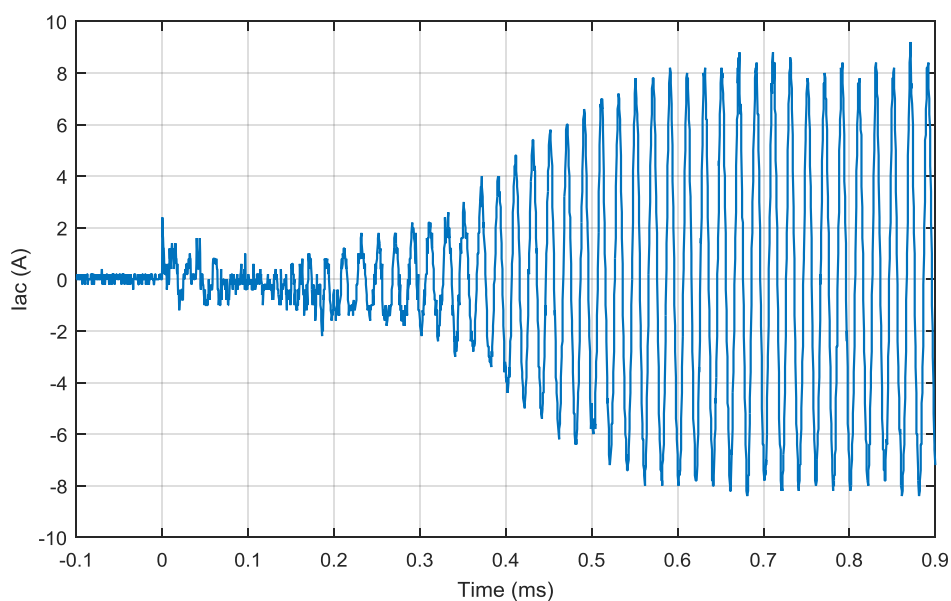
Η τάση εισόδου στο PLL φαίνεται ότι είναι σταθερή και ακολουθεί πλήρως το πλάτος της τάσης δικτύου. Επιπλέον, η γωνία εξόδου του PLL είναι φανερό ότι ακολουθεί πλήρως την φάση της γωνίας της τάσης δικτύου. Τέλος, παρατηρείται μια ταλάντωση ως προς την γωνιακή συχνότητα που εξάγεται από τον αλγόριθμο του PLL, η οποία οφείλεται στην ρύθμιση του ελεγκτή.

5.3.2 Απόκριση MPPT στην πειραματική διάταξη

Ο αλγόριθμος P&O σε πραγματικές συνθήκες όπου οι μεταβολές τόσο θερμοκρασίας όσο και ακτινοβολίας είναι αργές δίνει τα ακόλουθα αποτελέσματα (Σχήμα 5.26 και 5.27), όσων αφορά το ρεύμα εξόδου του Φ/Β, καθώς και το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα.



Σχήμα 5.26 Ρεύμα εξόδου Φ/Β κατά την διαδικασία πειραματικής ανίχνευσης του MPP



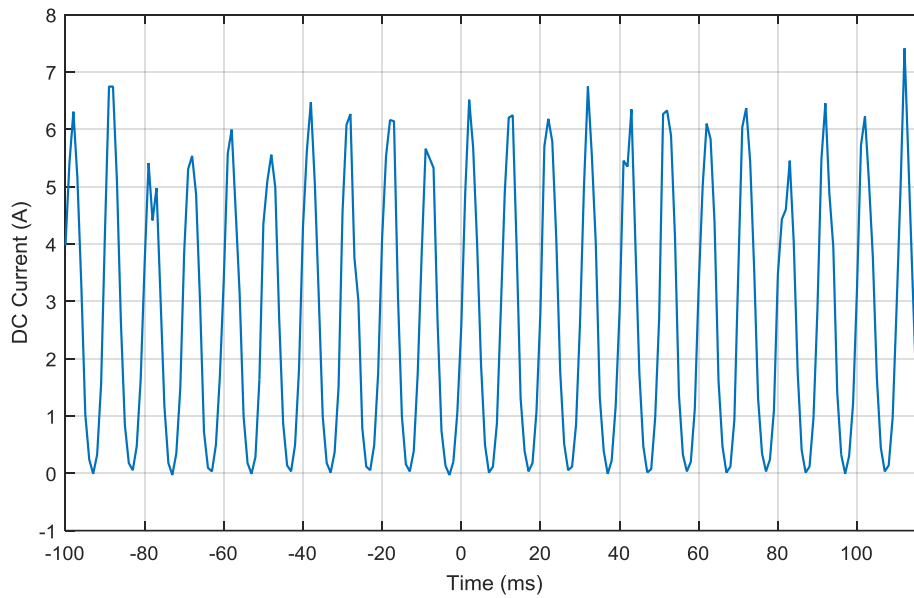
Σχήμα 5.27 Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα κατά την πειραματική διαδικασία ανίχνευσης του MPP

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 5.26 όσο πλησιάζουμε το MPP αυξάνεται το ρεύμα του Φ/Β. Αντίστοιχα στο Σχήμα 5.27, απεικονίζονται το ρεύμα στην έξοδο του αντιστροφέα, το οποίο και ακολουθεί την αύξηση του I_{pv} .

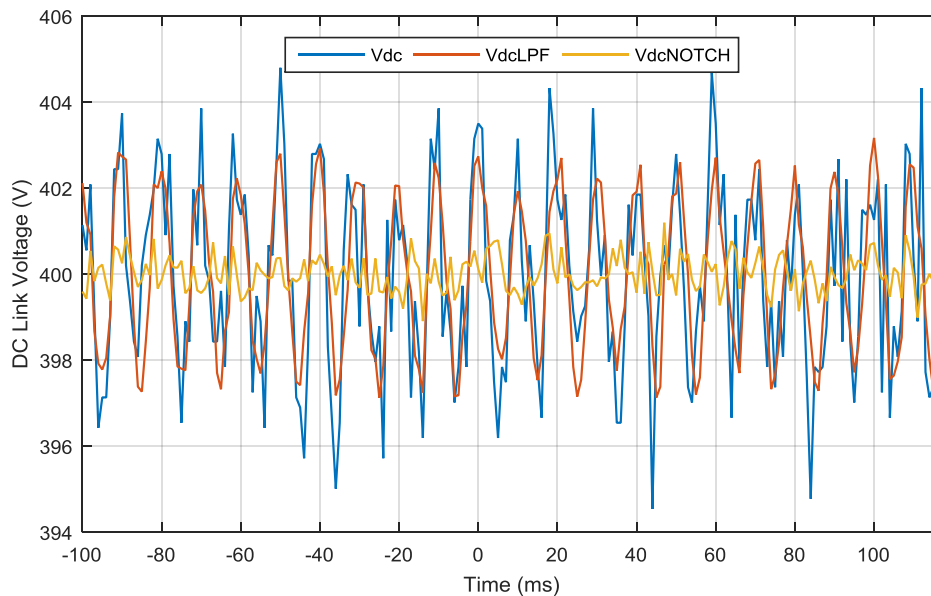
Το όργανο PV Tracer του εργαστηρίου έδειξε ότι για την δεδομένη χρονική στιγμή η μέγιστη ισχύς εξόδου του Φ/Β είναι 1550W. Οι μετρήσεις έδωσαν ως ισχύ εξόδου της συστοιχίας $P_{pv} = I_{pv} \cdot V_{pv} = 240.8 \cdot 6.4 = 1541,12W$. Συμπερασματικά, η ακρίβεια του αλγορίθμου είναι αποδεκτή και ο χρόνος εύρεσης του σημείου βέλτιστης απόδοσης κατάλληλος για τις συνθήκες του πειράματος.

5.3.3 Πειραματικά αποτελέσματα ελέγχου στον DC ζυγό

Είναι κρίσιμο σε αυτό το σημείο να επιτευχθεί η πλήρης εξάλειψη του φαινομένου της ταλάντωσης της 2^{ης} αρμονικής στο DC ζυγού, γιατί σε διαφορετική περίπτωση το ημίτονο αναφοράς δεν θα έχει μηδενικό σφάλμα στην μόνιμη κατάσταση, όπως έχει εξηγηθεί στο κεφάλαιο 4. Το αποτέλεσμα του ελέγχου σε αυτό το στάδιο παρουσιάζεται στα Σχήματα 5.28 και 5.29.



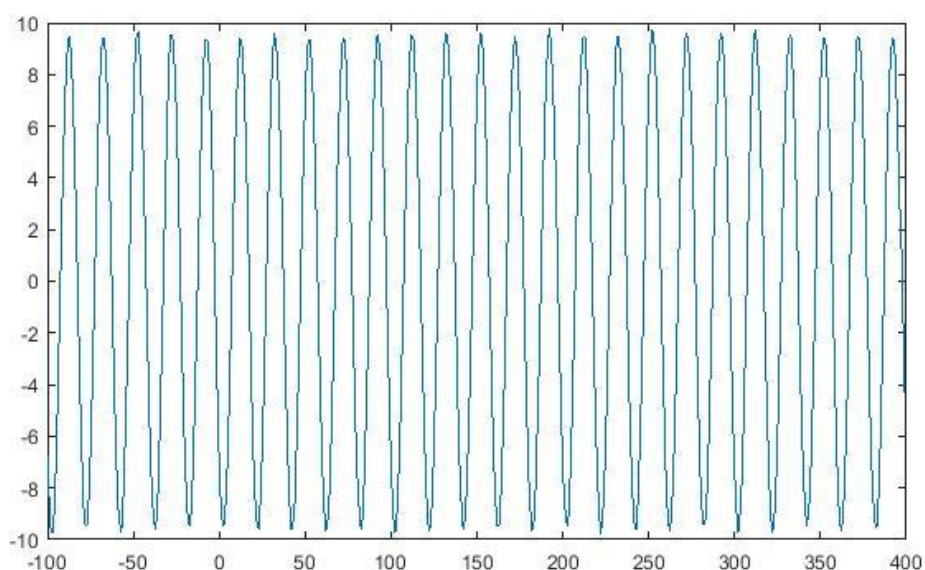
Σχήμα 5.28 Ρεύμα DC ζυγού στην μόνιμη κατάσταση



Σχήμα 5.29 Πραγματική τάση DC ζυγού (Vdc), τάση μετά το βαθυπερατό φίλτρο (VdcLPF) και φιλτραρισμένη τάση από το Notch Filter (VdcNotch), στην μόνιμη κατάσταση

Στα διαγράμματα είναι πλήρως παρατηρήσιμη η ταλάντωση της τάσης και του ρεύματος του DC ζυγού στα 100Hz, επιβεβαιώνοντας τόσο την θεωρητική μελέτη όσο και την προσομοίωση.

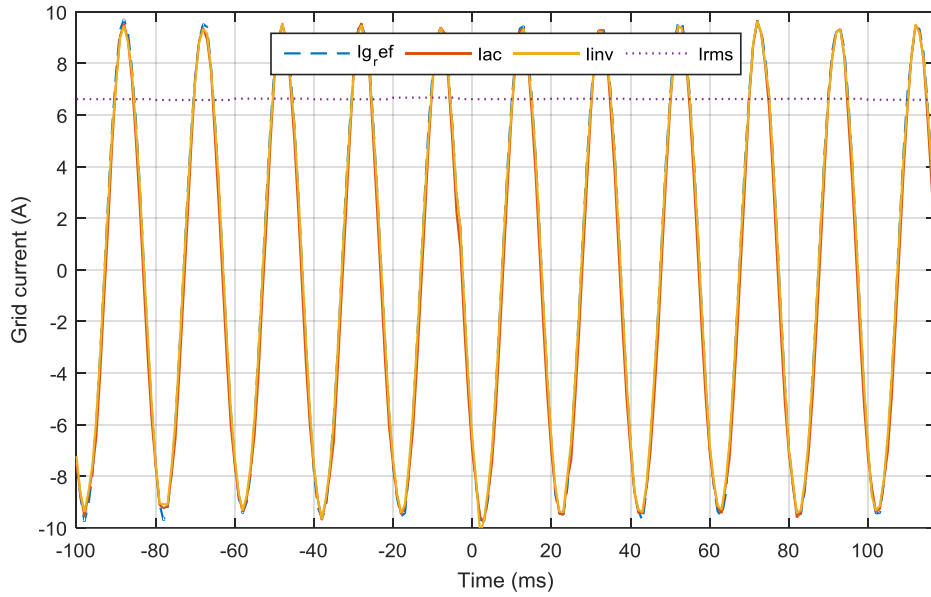
Το αποτέλεσμα στο οποίο αποσκοπούσε το Notch φίλτρο είναι ακριβώς αυτό που παρουσιάζεται στο Σχήμα 5.29 (VdcNotch). Αυτό ο ισχυρισμός επιβεβαιώνεται από τον πολύ μεγάλο περιορισμό των ταλαντώσεων, καθώς έχουν σχεδόν εκμηδενιστεί. Αυτό έχει ως απόρροια να αναμένεται ένα καθαρό ημίτονο ως ρεύμα αναφοράς, το οποίο και ισχύει όπως δείχνει Σχήμα 5.30.



Σχήμα 5.30 Παραγόμενο ρεύμα αναφοράς από τον έλεγχο του DC ζυγού στην μόνιμη κατάσταση

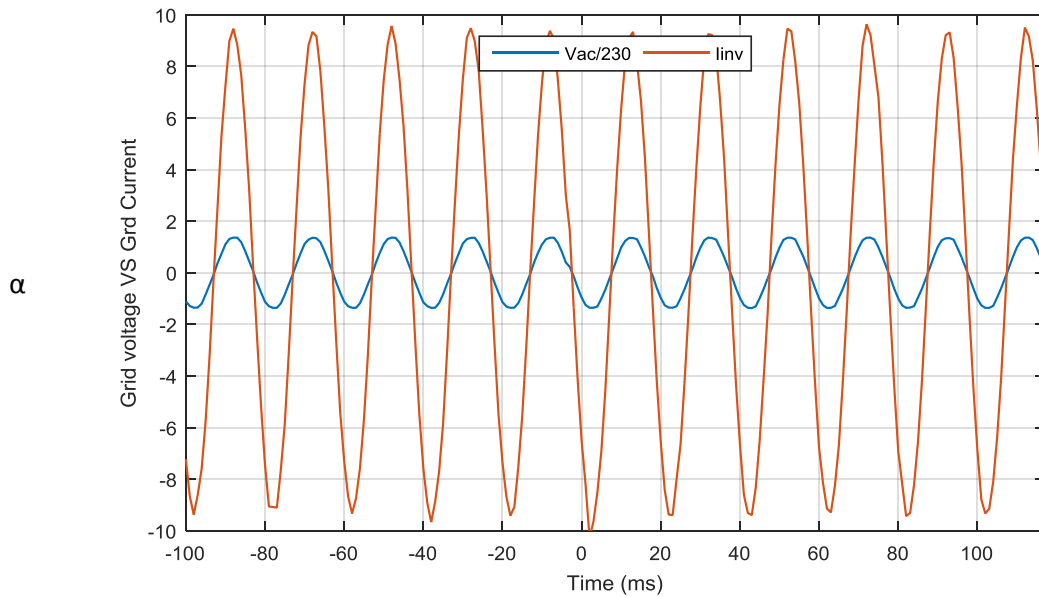
5.3.4 Πειραματικά αποτελέσματα εξόδου του Inverter

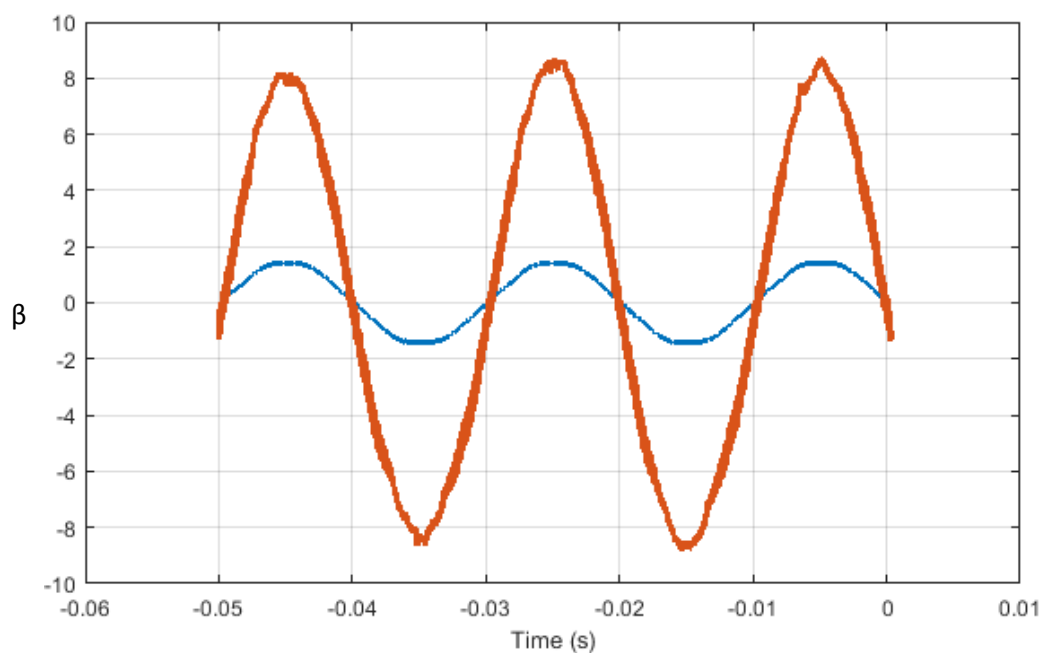
Στην μόνιμη κατάσταση τα αποτελέσματα στην έξοδο του αντιστροφέα παρατίθενται στα Σχήματα 5.31, 5.32 και 5.33.



Σχήμα 5.31 Ρεύμα εξόδου αντιστροφέα στο δίκτυο κατά την πραγματοποίηση του πειράματος στην μόνιμη κατάσταση

Η επιτυχία του αλγόριθμου ελέγχου αποδεικνύεται από την σύγκλιση του ρεύματος αναφοράς με το ρεύμα εξόδου στο δίκτυο (Σχήμα 5.31).



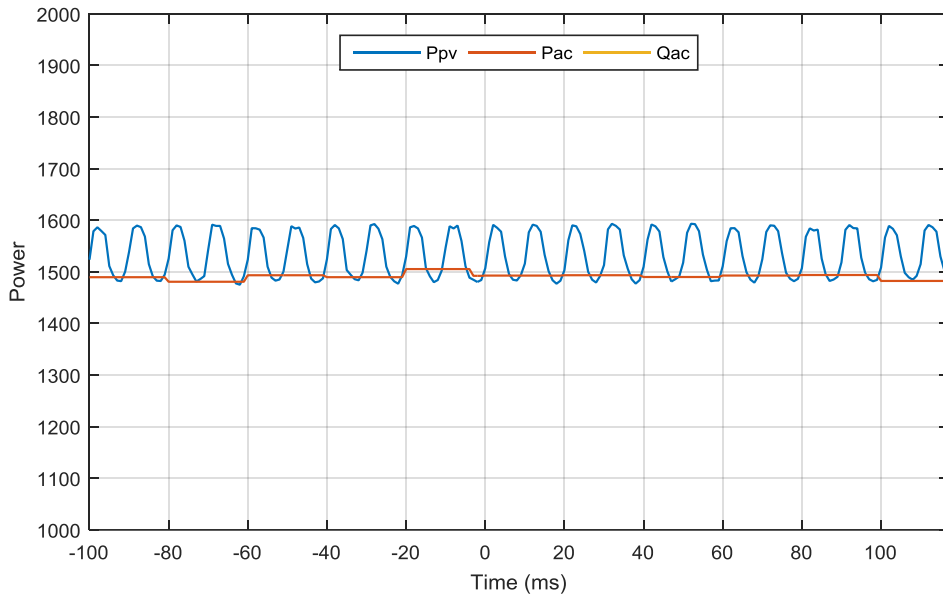


Σχήμα 5.32 Πειραματικά αποτελέσματα Ρεύματος(A) και Τάσης (ανα μονάδα) στην μόνιμη κατάσταση
α) Μικροεπεξεργαστή και β) Παλμογράφος

Επιπλέον, στο Σχήμα 5.32(α) είναι φανερό πως η φάση του ρεύματος εξόδου ακολουθεί την φάση της τάσης του δικτύου.

Τα αντίστοιχα αποτελέσματα όπως αποδίδονται με περισσότερες μετρήσεις, σε σύγκριση με τον μικροεπεξεργαστή, από τον παλμογράφο φαίνονται στο Σχήμα 5.32(β)

Φαίνεται ξεκάθαρα, λόγω των περισσότερων μετρήσεων του παλμογράφου συγκριτικά με τον μικροεπεξεργαστή, η ύπαρξη αρμονικών υψηλής συχνότητας στο ρεύμα εξόδου, οι οποίες μπορεί να οφείλονται και στον θόρυβο που εισάγεται από τα μετρητικά καλώδια.

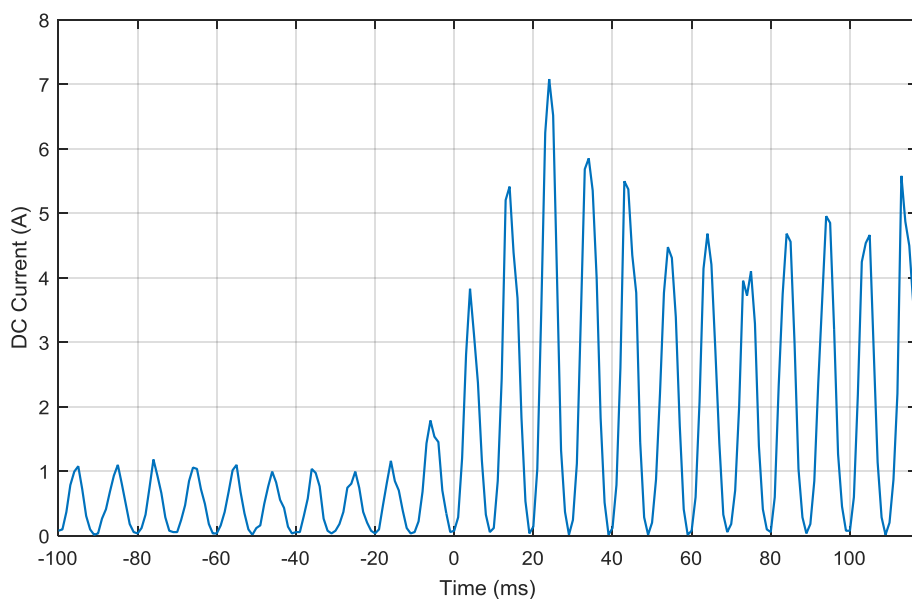


Σχήμα 5.33 Πειραματική Ισχύς εισόδου (P_{pv}) και Ενεργός Ισχύς εξόδου (P_{ac}) του αντιστροφέα στην μόνιμη κατάσταση (Η αέργος ισούται με μηδέν $Q_{ac}=0$)

Επιβεβαιώνεται στο Σχήμα 5.33 η ταλάντωση 2^{ης} αρμονικής, όπως επίσης και η σταθερότητα της ισχύος εξόδου του αντιστροφέα.

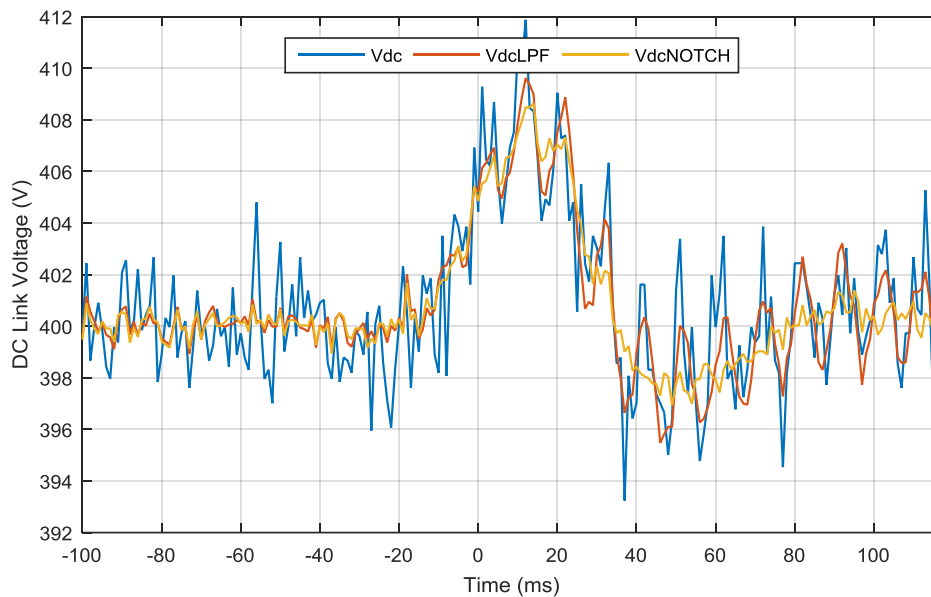
5.3.5 Αποτελέσματα πειράματος με μεταβαλλόμενη ισχύ εισόδου

Σε αυτό το πείραμα έγινε ελεγχόμενη αύξηση της ισχύος εισόδου κρατώντας μοναδιαίο συντελεστή ισχύος, για την εποπτεία της απόκρισης του αντιστροφέα σε μεταβολές φορτίου. Μεταβλήθηκε το Duty Cycle από 15% σε 35% με ρυθμό αύξησής του $DutyStep = \frac{0.5\%}{1ms}$, το οποίο συνεπάγεται σε μεταβολή ισχύος από 270W σε 1210W.



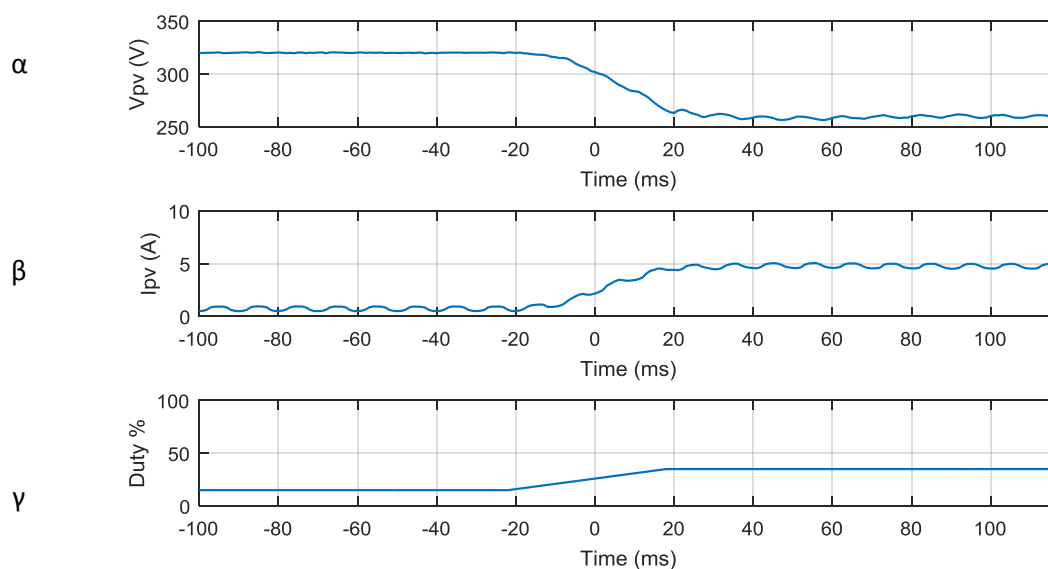
Σχήμα 5.34 Ρεύμα DC ζυγού κατά την μεταβολή της Ισχύος εισόδου από 270W σε 1210W σε 40m/s

Οι αναμενόμενες ταλαντώσεις 100Hz υφίστανται ξεκάθαρα και σε αυτήν την περίπτωση, ενώ το ρεύμα του ζυγού DC ταλαντώνεται για 40ms, έως ότου σταθεροποιείται. Ο συγκεκριμένος χρόνος είναι και αυτός που διαρκεί η μεταβολή.

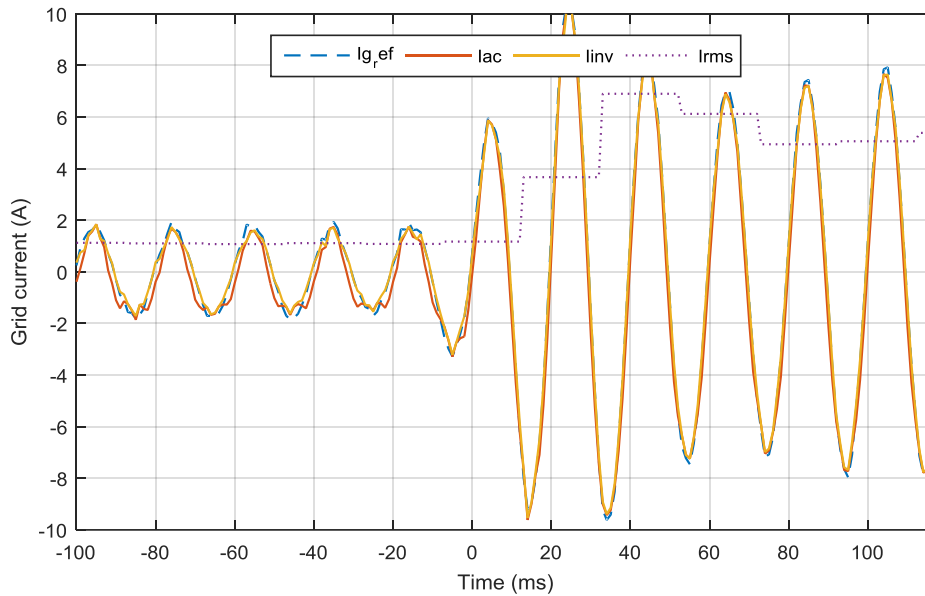


Σχήμα 5.35 Τάση DC ζυγού κατά την μεταβολή της Ισχύος εισόδου από 270W σε 1210W σε 40m/s

Η τάση του DC ζυγού μεταβάλλεται από τα 400V, αυξάνεται έως τα 412V (3%), όμως έως ότου τελειώσει η μεταβολή (0-40ms) η τάση έχει επαναφερθεί στα 400V, αποδεικνύοντας την γρήγορη απόκριση του ελέγχου στον DC ζυγό. Στο Σχήμα 5.36, φαίνεται ο αντίκτυπος της μεταβολής του Duty Cycle στο ρεύμα και στην τάση του Φ/Β.

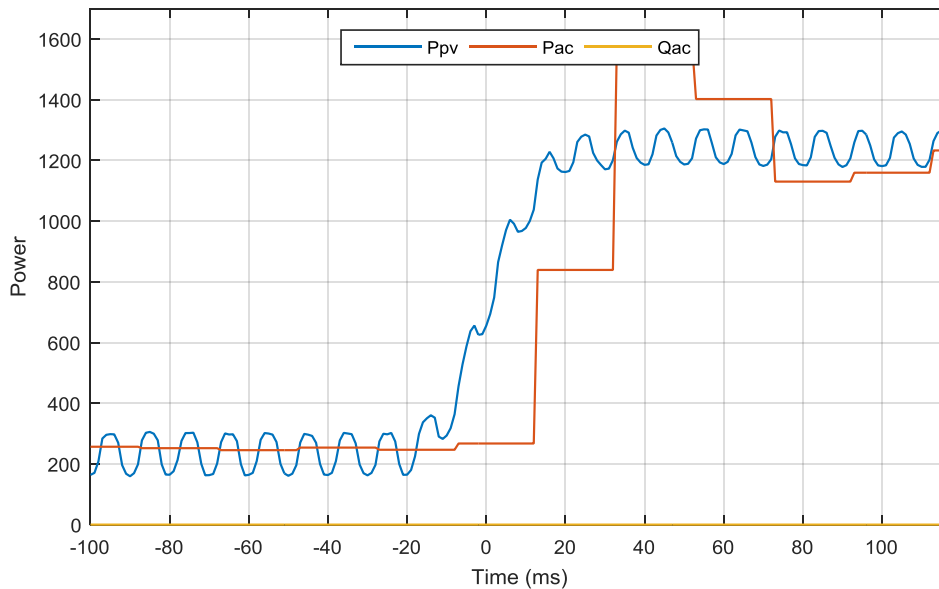


Σχήμα 5.36 α) Ρεύμα Φ/Β, β) Τάση Φ/Β και γ) Duty Cycle κατά την μεταβολή της Ισχύος εισόδου από 270W σε 1210W σε 40m/s



Σχήμα 5.37 Ρεύμα εξόδου αντιστροφέα κατά την μεταβολή της Ισχύος εισόδου από 270W σε 1210W σε 40m/s

Το Σχήμα 5.37 επιβεβαιώνει ότι το ρεύμα εξόδου καθώς και το ρεύμα αναφοράς ταυτίζονται καθόλη την διάρκεια του μεταβατικού και σταθεροποιούνται μετά το τέλος του μεταβατικού. Αντίστοιχα, στο Σχήμα 5.38 παρουσιάζεται η μεταβολή της ισχύος η οποία είναι και αυτή που επιδιώχθηκε στην διεξαγωγή του πειράματος.



Σχήμα 5.38 Ισχύς εισόδου (P_{pv}) και Ισχύς εξόδου (P_{ac}) του αντιστροφέα κατά την μεταβολή της Ισχύος εισόδου από 270W σε 1210W σε 40m/s

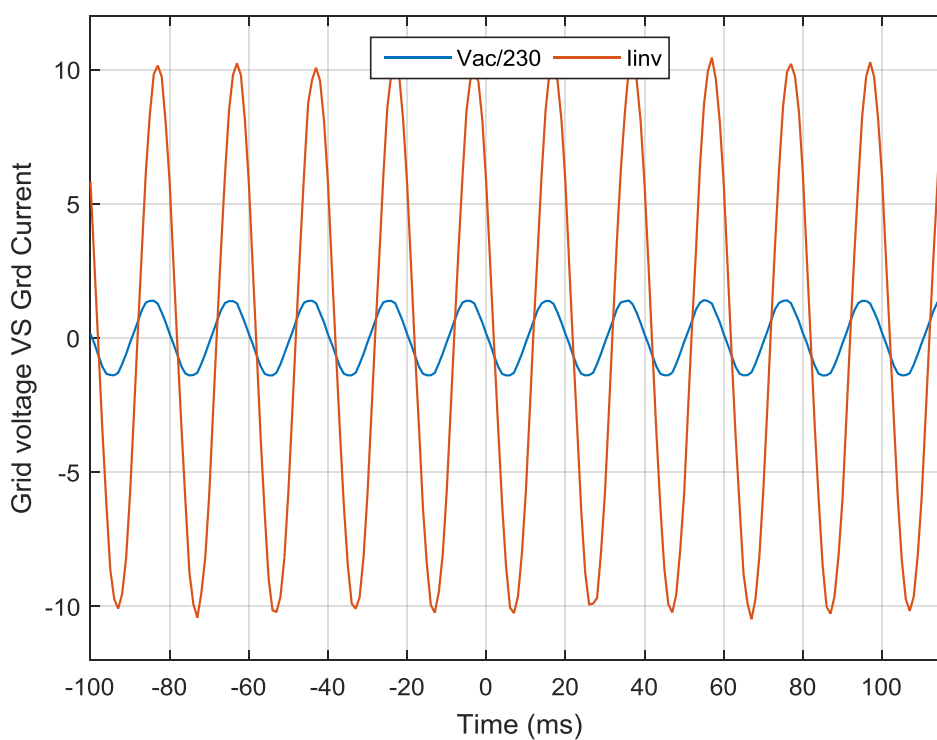
5.3.6 Πειραματικά αποτελέσματα για $\Sigma I \neq 1$

Η απαίτηση των διαχειριστών του δικτύου για συνεισφορά των Φ/Β διατάξεων στην σταθεροποίηση της τάσης σε διαταραχές, έκανε αναγκαία την ύπαρξη της δυνατότητας οι

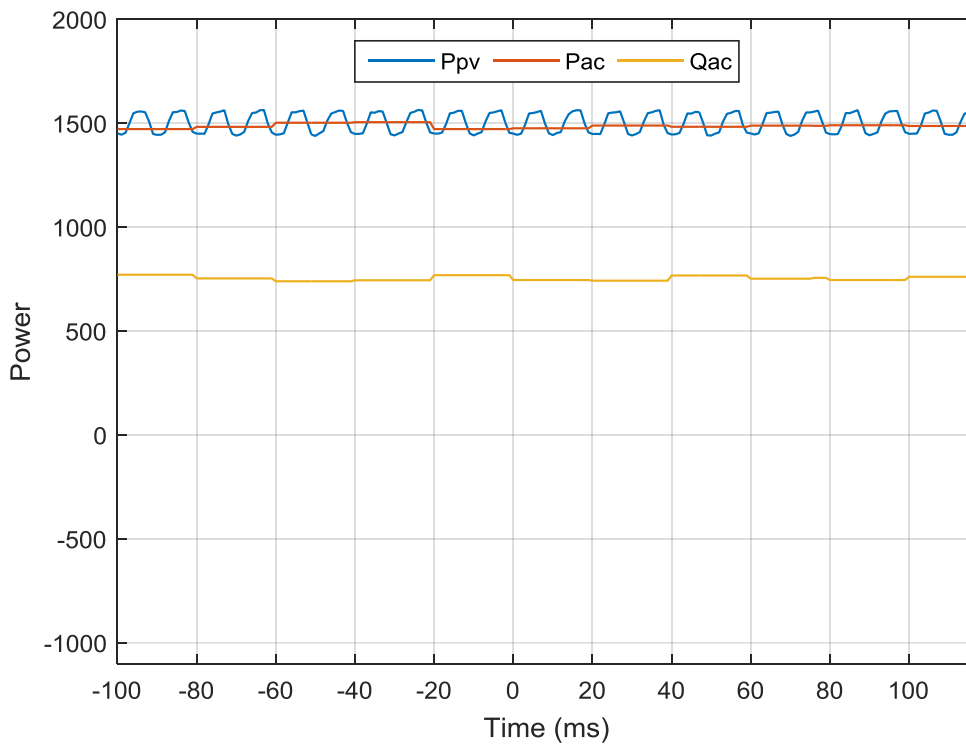
αντιστροφείς στην έξοδο τους να μπορούν να έχουν συντελεστή ισχύος διάφορο του μοναδιαίου.

Αυτή η δυνατότητα δόθηκε μέσω του κώδικα του μικροεπεξεργαστή και στην συγκεκριμένη εφαρμογή. Τα αποτελέσματα που εξήχθησαν εμφανίζονται στην συνέχεια.

5.3.6.1 Συντελεστή Ισχύος=0.89 (επαγωγικός)

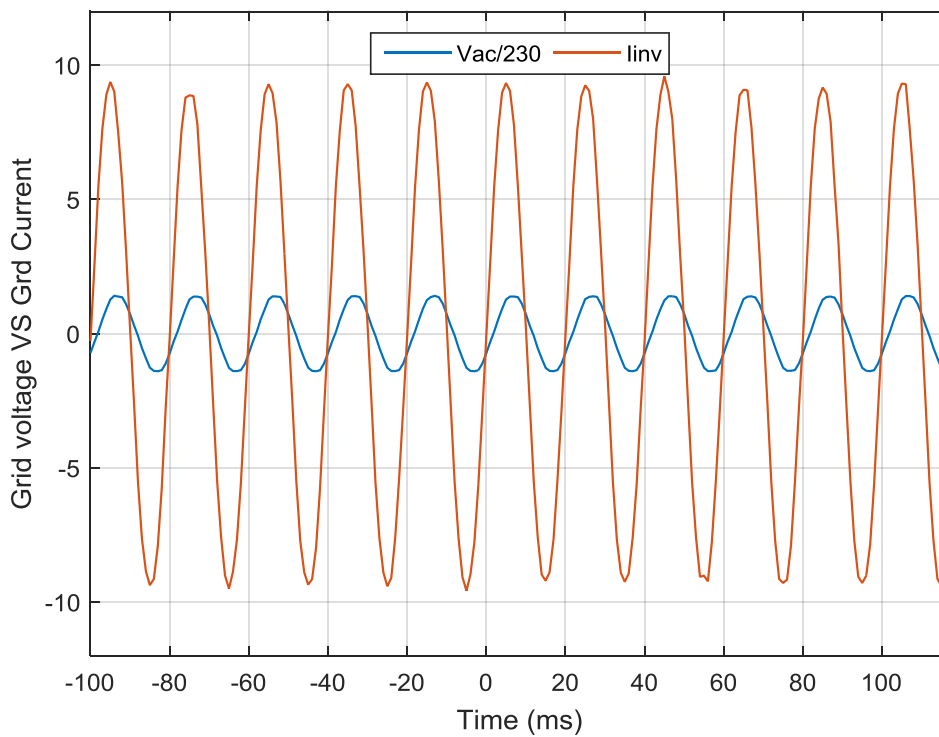


Σχήμα 5.39 Ρεύμα εξόδου αντιστροφέα (A) και τάση δικτύου (ανά μονάδα) στην μόνιμη κατάσταση με $\Sigma I=0.89$ επαγωγικό

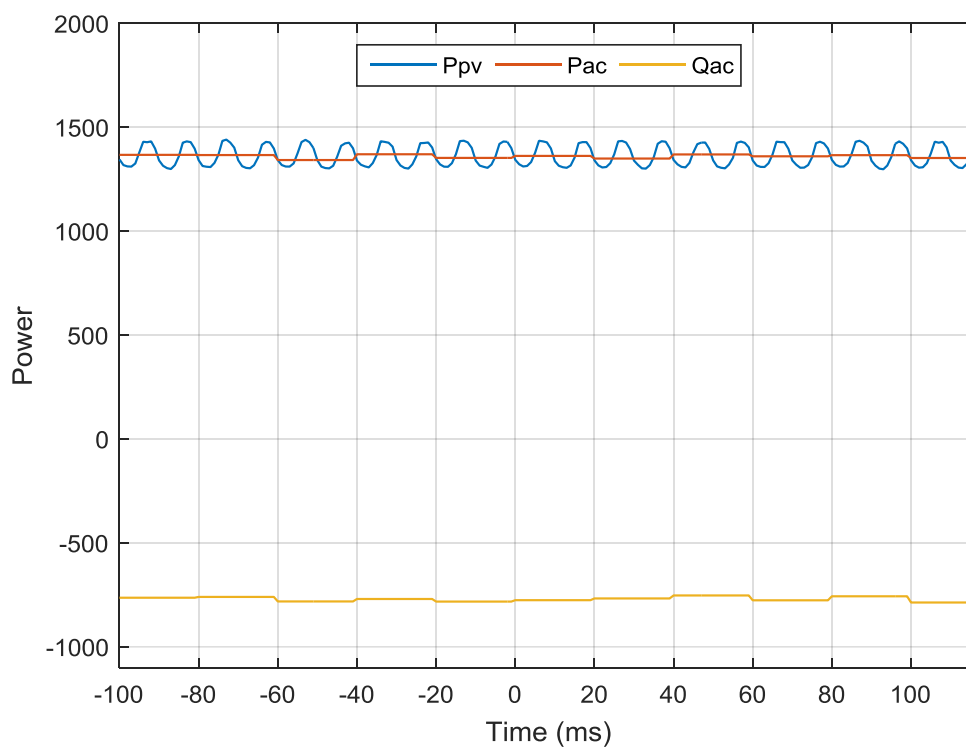


Σχήμα 5.40 Ισχύς εξόδου Φ/Β (P_{pv}), Ενεργός Ισχύς εξόδου αντιστροφέα (P_{ac}) και Άεργος Ισχύς εξόδου αντιστροφέα (Q_{ac}) στην μόνιμη κατάσταση με $\Sigma I=0.89$ επαγωγικό

5.3.6.2 Συντελεστή Ισχύος: 0.87 (χωρητικό)



Σχήμα 5.41 Ρεύμα εξόδου αντιστροφέα (A) και τάση δικτύου (ανά μονάδα) στην μόνιμη κατάσταση με $\Sigma I=0.87$ χωρητικό

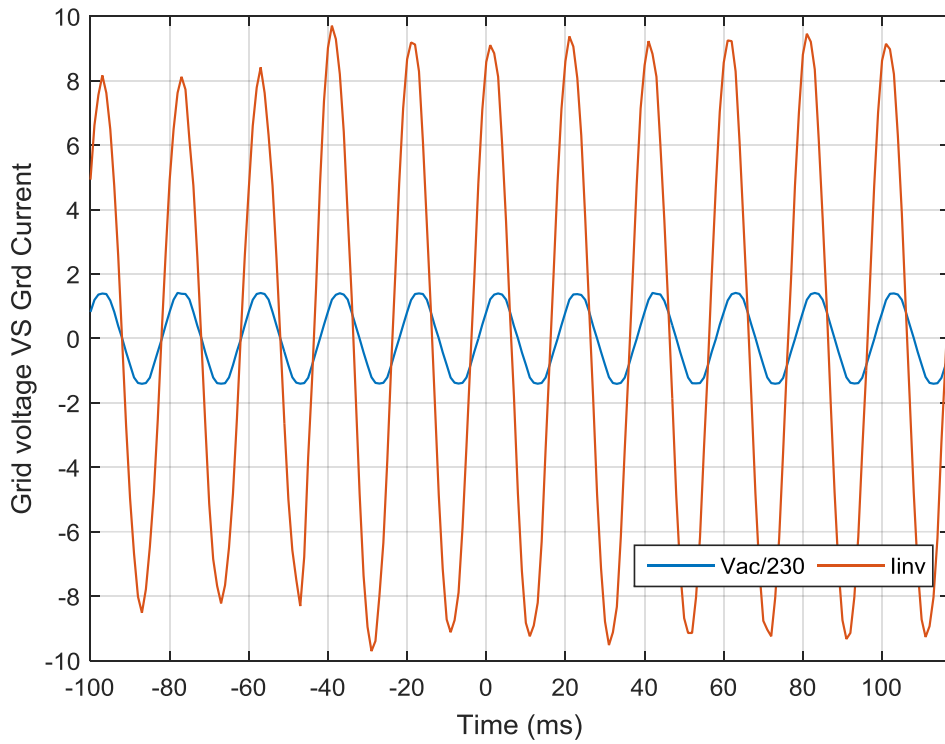


Σχήμα 5.42 Ισχύς εξόδου Φ/Β (P_{pv}), Ενεργός Ισχύς εξόδου αντιστροφέα (P_{ac}) και Άεργος Ισχύς εξόδου αντιστροφέα (Q_{ac}) στην μόνιμη κατάσταση με $\Sigma I=0.87$ χωρητικό

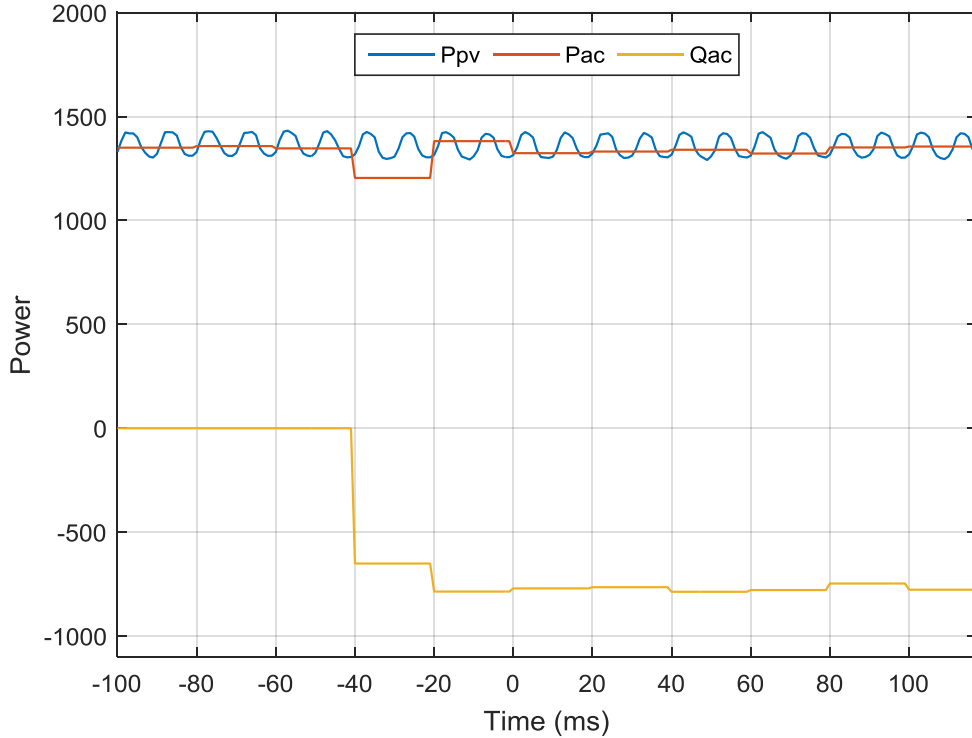
Τα αποτελέσματα επιβεβαιώνουν την ικανότητα του αντιστροφέα να εγχέει ρεύμα στο δίκτυο με συντελεστή ισχύος τόσο επαγωγικό, όσο και χωρητικό.

5.3.6.3 Αποτελέσματα με απότομη μεταβολή της αέργου ισχύος

Μεταβάλλοντας την άεργο ισχύ εξόδου έχουμε τα εξής αποτελέσματα (Σχήματα 5.43 και 5.44).



Σχήμα 5.43 Ρεύμα (A) και τάση (V) εξόδου αντιστροφέα μεταβάλλοντας την άεργο ισχύ (0-600Var σε 1m/s)



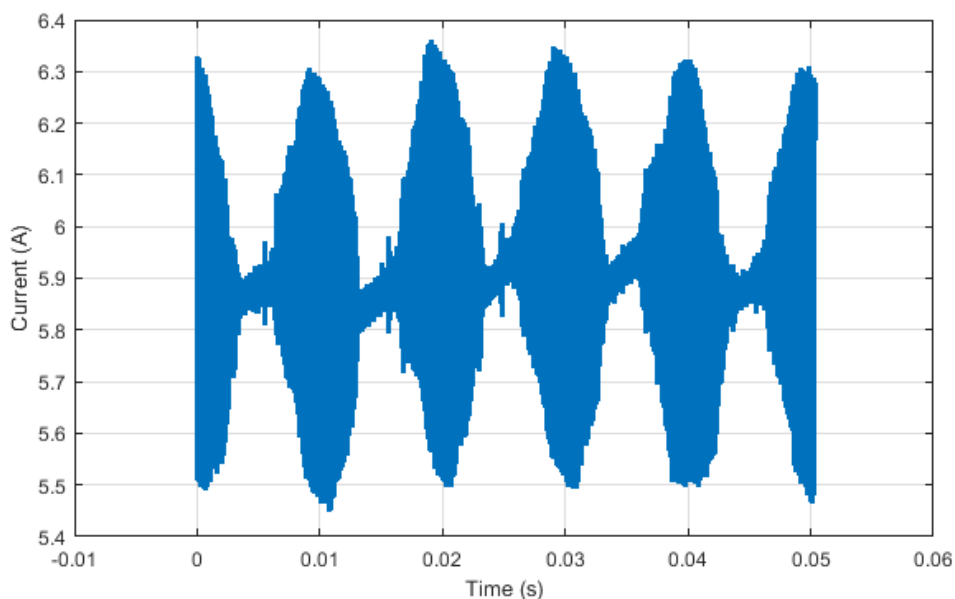
Σχήμα 5.44 Ισχύς Φ/Β (P_{pv}), Ενεργός Ισχύς εξόδου (P_{ac}) και Άεργος Ισχύς εξόδου (Q_{ac}) μεταβάλλοντας της άεργο ισχύ (0-600Var σε 1m/s)

Είναι φανερό ότι ο έλεγχος ανταπεξέρχεται άμεσα στην μεταβολή της αέργου ισχύος (Σχήμα 5.43 και 5.44).

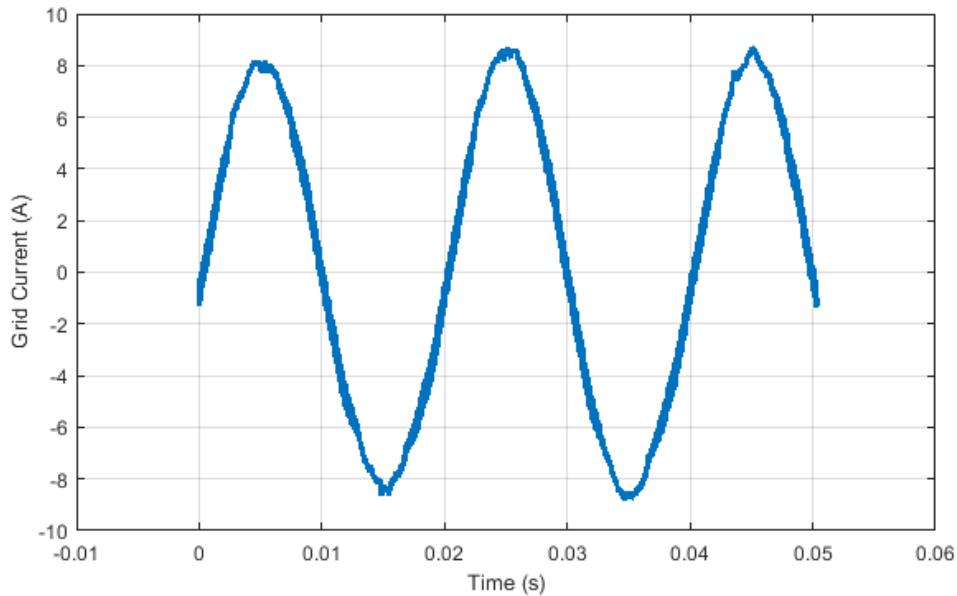
5.3.7 Συνολική αρμονική παραμόρφωση (THD) και απόδοση

Στα προηγούμενα αποτελέσματα παρατηρείται πως τα πειράματα κατά κύριο λόγο συγκλίνουν, σχεδόν σε απόλυτο βαθμό, με την προσομοίωση. Αντιθέτως, τόσο ο βαθμός απόδοσης του συστήματος όσο και το THD του ρεύματος, όπως θα φανεί στην συνέχεια διαφέρουν. Αυτό οφείλεται, πρώτον, όσων αφορά την προσομοίωση, στο γεγονός ότι τα στοιχεία της Matlab θεωρούνται ιδανικά. Δεύτερον, όσων αφορά τα πειράματα, οφείλεται στον θόρυβο και στις απώλειες που επηρεάζουν την έξοδο του αντιστροφέα. Οι συγκεκριμένες απώλειες αλλά και ο θόρυβος προέρχονται από τα στοιχεία του κυκλώματος (παθητικά και ενεργητικά), από τα καλώδια, αλλά και από τυχόν αστοχίες των οργάνων μέτρησης.

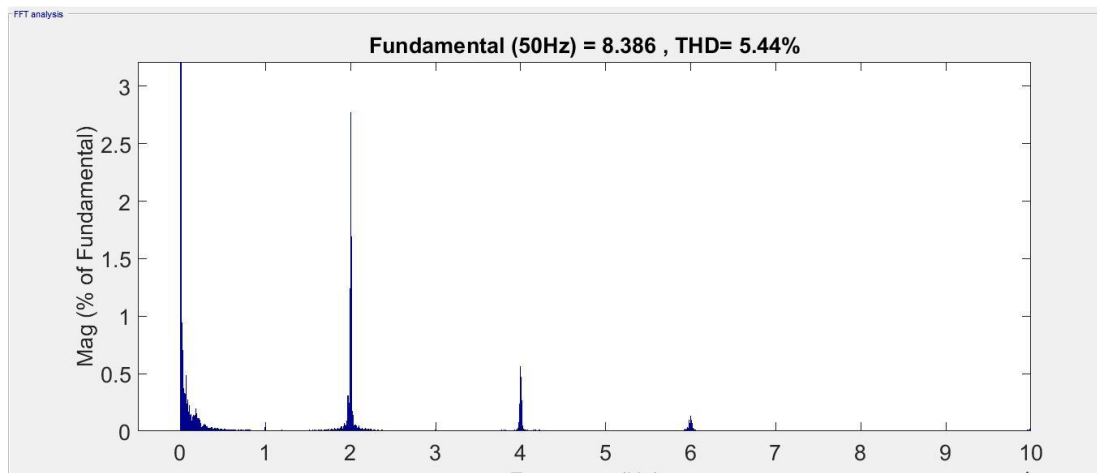
Για την εξαγωγή του THD και της απόδοσης χρησιμοποιήθηκε παλμογράφος με δυνατότητα καταγραφής δεδομένων με $5 \frac{\text{MegaSample}}{\text{sec}}$, ούτως ώστε να ληφθούν αποτελέσματα σε όλο το φάσμα συχνοτήτων. Τα αποτελέσματα επεξεργάστηκαν μέσω του Matlab/Simulink για την εξαγωγή του THD.



Σχήμα 5.45 Καταγραφή ρεύματος DC ζυγού στην μόνιμη κατάσταση με χρήση παλμογράφου λήψης δεδομένων 5MegaSample/sec



Σχήμα 5.46 Καταγραφή ρεύματος εξόδου αντιστροφέα στην μόνιμη κατάσταση με χρήση παλμογράφου λήψης δεδομένων 5MegaSample/sec



Σχήμα 5.47 Πλάτος αρμονικών συνιστωσών στο φάσμα συχνοτήτων (0-100kHz)

Το αποτέλεσμα που λήφθηκε από το Simulink για την συνολική αρμονική παραμόρφωση είναι THD=5.44%. Ενώ, η κύρια αρμονική συνιστώσα βρίσκεται στα 20kHz και όχι στα 40kHz ($2 * m_f$), όπως θα περιμέναμε (Σχήμα 5.47). Το γεγονός αυτό εξηγείται, γιατί, όπως έχει αναλυθεί στο 3^ο κεφάλαιο από την λειτουργία του φίλτρου.

Ο βαθμός απόδοσης υπολογίστηκε ως $\lambda = \frac{\sum_{i=1}^n V_{out_i} * I_{out_i}}{\sum_{i=1}^n V_{pv_i} * I_{pv_i}}$, όπου i ο αριθμός της μέτρησης, $V_{out_i} * I_{out_i}$ στιγμιαία ισχύς εξόδου και $V_{pv_i} * I_{pv_i}$ στιγμιαία ισχύς εισόδου, και η τιμή που λήφθηκε είναι $\lambda = 91,98\%$. Μία δεύτερη μέθοδος για τον υπολογισμό της απόδοσης έγινε σε επίπεδο αρμονικών, μέσω της σχέσης $\lambda = \frac{V_{o,1} * I_{o,1}}{V_{pv} * I_{pv}}$, όπου $V_{o,1}, I_{o,1}$ η RMS τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας τάσης και ρεύματος εξόδου, ενώ V_{pv}, I_{pv} η μέση τιμή του ρεύματος και της τάσης του Φ/Β. Για τον υπολογισμό της ισχύος εξόδου θεωρήθηκε ως

μοναδική κοινή αρμονική συνιστώσα μεταξύ τάσης και ρεύματος δικτύου η θεμελιώδης, το οποίο επιβεβαιώθηκε από το Simulink. Η τιμή που λήφθηκε από την δεύτερη μέθοδο είναι παρεμφερής με αυτή της πρώτης και ίση με $\lambda = 92,1\%$.

Και τα δύο αποτελέσματα φαίνονται μικρά, κάτι το οποίο δικαιολογείται από την ισχύ εισόδου του συστήματος, η οποία την δεδομένη χρονική στιγμή διεξαγωγής του πειράματος ήταν 1600W, ενώ η ονομαστική είσοδος του αντιστροφέα ανέρχεται στα 2kW. Επίσης, είναι δεδομένο ότι υπάρχουν υψηλές απώλειες λόγω της ακαταλληλότητας των πηνίων μεταξύ του αντιστροφέα και του δικτύου για την συγκεκριμένη εφαρμογή.

Το πείραμα, λοιπόν, επαναλήφθηκε με τις μετρήσεις να λαμβάνονται πριν τα πηνία εξόδου. Από την πρώτη μέθοδο υπολογισμού το αποτέλεσμα που λήφθηκε είναι $\lambda = 94.66$. Όσον αφορά την 2^η μέθοδο η τάση και το ρεύμα εξόδου έχουν και άλλες κοινές αρμονικές συνιστώσες πέραν της θεμελιώδους. Οπότε, ο τύπος που δίνει την απόδοση είναι $\lambda = \frac{\sum_{i=1}^n V_{o,i} * I_{o,i}}{V_{pv} * I_{pv}}$, όπου i η τάξη της εκάστοτε αρμονικής συνιστώσας. Οι τιμές αυτών των αρμονικών παρουσιάζονται στον πίνακα 5.1.

Πίνακας 5.1 Κοινές Αρμονικές τάσης και ρεύματος εξόδου

| Αρμονική(Hz) | I _{out} (A) | V _{out} (V) |
|--------------|----------------------|----------------------|
| 50 | 4.881 | 232.7 |
| 150 | 0.041 | 1.99 |
| 250 | 0.12 | 6.19 |
| 350 | 0.071 | 2 |
| 450 | 0.04 | 1.07 |
| 550 | 0.0488 | 1.3 |

$$P_{out} = 1137.93W \quad (65)$$

Οπότε το αποτέλεσμα αυτής της μεθόδου ισούται με $\lambda = 95.06\%$.

Παρατηρείτε σημαντική αύξηση στην απόδοση με την χρήση της 2^{ης} μεθόδου. Το συγκεκριμένο αποτέλεσμα είναι εύλογο, καθώς υπολογίστηκαν όλες οι αρμονικές συνιστώσες, οι οποίες συνεισφέρουν στην έγχυση ενεργού ισχύος στο δίκτυο, με μεγαλύτερη ακρίβεια συγκριτικά με την πρώτη μέθοδο.

Υπάρχει σαφής βελτίωση στο αποτέλεσμα του δεύτερου πειράματος, ιδιαίτερα αν αναλογιστεί κανείς ότι οι συνθήκες διεξαγωγής του δεν ήταν οι επιθυμητές, καθώς η ισχύς εισόδου ήταν 1220W. Συμπερασματικά είναι κατανοητό ότι τα πηνία διαδραματίζουν πολύ σημαντικό ρόλο στην απόδοση του αντιστροφέα.

5.3.8 Σταθμισμένοι Βαθμοί Απόδοσης

Ο βαθμός απόδοσης του εκάστοτε αντιστροφέα έχει ενδιαφέρον να υπολογιστεί σε τιμές ισχύος εισόδου διαφορετικές από την ονομαστική του. Αυτό συμβαίνει διότι η ονομαστική ισχύς εισόδου επιτυγχάνεται μόνο για λίγες ώρες κατά την διάρκεια του έτους, επομένως είναι σημαντικότερη η απόδοσή του σε ένα ευρύτερο φάσμα λειτουργίας. Με σκοπό την σύγκριση των διαφόρων αντιστροφέων σε διάφορα επίπεδα ισχύος εισόδου, έχουν θεσπιστεί δύο εξισώσεις για την σταθμισμένη απόδοση των αντιστροφέων:

$$n_{eu} = 0.03 * n_{5\%} + 0.06 * n_{10\%} + 0.13 * n_{20\%} + 0.1 * n_{30\%} + 0.48 * n_{50\%} + 0.2 * n_{100\%}, \text{ ο ευρωπαϊκός} \quad (66)$$

$$n_{CEC} = 0.04 * n_{10\%} + 0.05 * n_{20\%} + 0.12 * n_{30\%} + 0.21 * n_{50\%} + 0.53 * n_{75\%} + 0.05 * n_{100\%}, \text{ αυτός που θεσπίστηκε από το «California Energy Commission»} \quad (67)$$

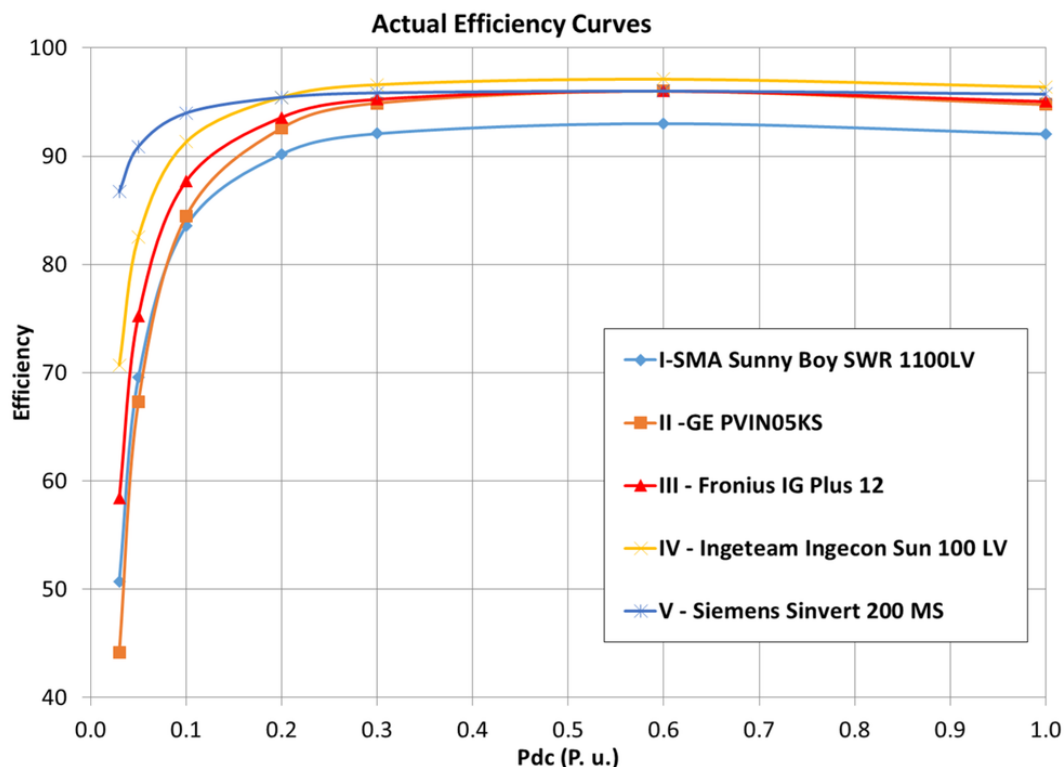
Για τον υπολογισμό των σταθμισμένων αποδόσεων στον αντιστροφέα που κατασκευάστηκε πραγματοποιήθηκαν πειράματα με διαφορετικές συνθήκες ηλιοφάνειας για να επιτευχθεί η ονομαστική ισχύς εισόδου. Επίσης, για την λήψη αποτελεσμάτων για μικρότερες τιμές ισχύος από την ονομαστική η πειραματική διαδικασία που ακολουθήθηκε ήταν η χειροκίνητη εναλλαγή του κύκλου λειτουργίας του παλμού έναυσης του ημιαγωγού του μετατροπέα. Ενώ, ο βαθμός απόδοσης υπολογίστηκε πριν τα πηνία με τον δεύτερο τρόπο ($\lambda = \frac{\sum_{i=1}^n V_{o,i} * I_{o,i}}{V_{pv} * I_{pv}}$)

Πίνακας 5.2 Βαθμοί απόδοσης αντιστροφέα για διαφορετικές τιμές ισχύος εισόδου

| Ποσοστό ονομαστικής | Ισχύς (W) | λ(%) | CEC | EU |
|---------------------|-----------|-------|--------|--------|
| 5% | 100 | 0.46 | - | 0.0138 |
| 10% | 200 | 0.67 | 0.0268 | 0.0402 |
| 20% | 400 | 0.81 | 0.0405 | 0.1053 |
| 30% | 600 | 0.87 | 0.1044 | 0.087 |
| 50% | 1000 | 0.91 | 0.1911 | 0.4368 |
| 75% | 1500 | 0.93 | 0.4929 | - |
| 100% | 2000 | 0.91* | 0.0455 | 0.182 |
| Total | | | 0.9012 | 0.8651 |

*Σε κανένα πείραμα δεν επιτεύχθηκε τιμή ισχύος εισόδου ίση με την ονομαστική, όμως σύμφωνα με το σχήμα 5.48, η τιμή του βαθμού απόδοσης για ονομαστική ισχύ εισόδου, σε

5 διαφορετικούς αντιστροφείς, δεν διαφέρει ιδιαίτερα από αυτή στο 50% [52]. Συνεπώς, έγινε η παραδοχή ότι η τιμή της απόδοσης του αντιστροφέα στην ονομαστική ισχύ εισόδου, είναι ίση με την απόδοση που υπολογίστηκε, όταν η ισχύς εισόδου ήταν ίση με το 50% της ονομαστικής.



Σχήμα 5.48 Βαθμοί απόδοσης διάφορων αντιστροφέων για διαφορετικές τιμές της Ισχύος Εισόδου [52]

5.4 Σύγκριση πειραματικών αποτελεσμάτων με διεθνείς κώδικες δικτύου

Η αυξημένη διείσδυση των Φ/Β πάρκων επιβάλλει την θέσπιση τεχνικών προδιαγραφών από τον διαχειριστή, για την διαφύλαξη της ισορροπίας του δικτύου. Οι εν λόγω κανόνες έχουν ορισθεί κυρίως τα τελευταία χρόνια και όσο αυξάνεται η διείσδυση των ΑΠΕ τα συγκεκριμένα «standards» μεταβάλλονται.

Σύμφωνα με το IEC 61000-2-5 το THD υπολογίζεται μέσω της εξής σχέσης:

$$THD = \sum_{n=2}^{40} \sqrt{\frac{V_n}{V_1}} \quad (68)$$

Όπου V_1 το πλάτος της τάση της θεμελιώδους συνιστώσας και V_n το πλάτος της νιοστής συνιστώσας. Χάριν συμμόρφωσης με το πρότυπο IEC 61000-3-2 περιέχονται οι αρμονικές μέχρι και την 40.

Σύμφωνα με το IEC 61000-3-14, το οποίο αφορά διατάξεις συνδεδεμένες στο δίκτυο χαμηλής τάσης, το όριο για το THD είναι το 8%. Ενώ, ο Πίνακας 5.3 αναπαριστά τα όρια ξεχωριστά για κάθε συνιστώσα όπως προκύπτουν από το IEC 61000-2-2.

Πίνακας 5.3 Όρια πλάτους αρμονικών συνιστωσών σύμφωνα με το IEC 61000-2-2

| Περιττές Αρμονικές Μη πολλαπλάσια του 3 | | Περιττές Αρμονικές Πολλαπλάσια του 3 | | Άρτιες Αρμονικές | |
|--|----------------------------|---|----------|---------------------|----------------------------|
| Τάξη Αρμονικής | Όριο (%) | Τάξη Αρμονικής | Όριο (%) | Τάξη Αρμονικής | Όριο (%) |
| 5 | 6 | 3 | 5 | 2 | 2 |
| 7 | 5 | 9 | 1,5 | 4 | 1 |
| 11 | 3,5 | 15 | 0,4 | 6 | 0,5 |
| 13 | 3 | 21 | 0,3 | 8 | 0,5 |
| $17 \leq h \leq 49$ | $2,27 \frac{17}{h} - 0,27$ | $21 < h \leq 45$ | 0,2 | $10 \leq h \leq 50$ | $0,25 \frac{10}{h} - 0,25$ |

Οι πειραματικές μετρήσεις με την χρήση του Simulink της Matlab έχουν δώσει ως αποτέλεσμα THD=5,44% το οποίο είναι σαφώς μικρότερο από το 8% που ορίζεται σαν όριο. Επίσης, το συγκεκριμένο ποσοστό είναι αποτέλεσμα ολόκληρου του φάσματος αρμονικών που μετρήθηκαν, ενώ το όριο που θεσπίζεται από το IEC 61000-3-14 μιλάει για αρμονικές έως της 40^{ης} τάξης. Για αρμονικές έως και την 40 (2kHz) το **THD = 0,67%**. Το οποίο φαίνεται αρκετά μικρό, όμως είναι αναμενόμενο διότι η κυρίαρχη αρμονική είναι ίση με 20kHz. Όπως αντιλαμβάνεται κανείς, τα επιμέρους όρια της κάθε τάξης δεν τα υπερβαίνει ο αντιστροφέας σε καμία περίπτωση.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6 ΕΠΙΛΟΓΟΣ ΚΑΙ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΕΡΕΥΝΑ

6.1 Επίλογος

Στα πλαίσια της τρέχουσας Διπλωματικής Εργασίας έχουν προκύψει χρήσιμα συμπεράσματα ως προς την κατασκευή, την προσομοίωση και τις δυνατότητες της διάταξης που μελετήθηκε.

Το κρισιμότερο σημείο της σχεδίασης ενός αντιστροφέα, όπως αυτό προέκυψε κατά την διεκπεραίωση του σχεδιασμού του συγκεκριμένου αντιστροφέα είναι το κύκλωμα οδήγησης και σβέσης των ημιαγωγών, αλλά και η προστασία τους. Ο σωστός σχεδιασμός είναι αυτός που εκμηδενίζει τόσο τις απώλειες του κυκλώματος, όσο και τις πιθανότητες κάποιο σφάλμα να προσεγγίσει τους ημιαγωγούς. Ένα δεύτερο και επίσης σημαντικό ζήτημα για την σχεδίαση της πλακέτας, είναι η απαλοιφή του θορύβου στα σήματα εισόδου και εξόδου στα στοιχεία τόσο στον μικροεπεξεργαστή όσο και στα υπόλοιπα στοιχεία της πλακέτας. Ο στόχος αυτός επιτυγχάνεται, όπως αποδείχθηκε, μειώνοντας όσο το δυνατόν περισσότερο τον όγκο της πλακέτας και την απόσταση που πρέπει να «διανύσει» ένα σήμα για να φτάσει στο στοιχείο που προορίζεται.

Όσων αφορά τον έλεγχο του αντιστροφέα, παρατηρήθηκε η πλήρης επιτυχία του επιλεγμένου αλγορίθμου κλειδώματος φάσης τόσο σε επίπεδο προσομοίωσης, όσο και σε επίπεδο πειράματος. Αντιθέτως, ο αλγόριθμος ανίχνευσης του βέλτιστου σημείου λειτουργίας του Φ/Β επιβεβαίωσε την μελέτη που είχε προηγηθεί και ανέφερε την ταλάντωση του γύρω από το βέλτιστο σημείο λειτουργίας. Όμως, όπως αποδείχθηκε αυτό δεν επηρεάζει την εύρυθμη λειτουργία του ελέγχου. Τέλος, το δυσκολότερο σημείο του ελέγχου ήταν η παραγωγή των ρεύματος αναφοράς για την υλοποίηση της τεχνικής SPWM. Η στρατηγική που ακολουθήθηκε στέφθηκε με επιτυχία, καθώς το ρεύμα εξόδου είναι ημιτονοειδές, η τάση του DC ζυγού έχει σταθερή μέση τιμή και η απόκριση του στις διάφορες μεταβολές (Ισχύος εισόδου και Συντελεστή Ισχύος) είναι ικανοποιητική.

Τέλος, από τα πειράματα παράγεται το συμπέρασμα ότι ο αντιστροφέας που κατασκευάστηκε καλύπτει πλήρως της ανάγκες για έγχυση αέργου στο δίκτυο. Επίσης, τα όρια συνολικής αρμονικής παραμόρφωσης που έχουν θεσπιστεί από τους διαχειριστές του δικτύου είναι πολύ μεγαλύτερα από το THD του αντιστροφέα που μελετάται. Το δυσκολότερο, όμως μέρος της ανάλυσης των πειραματικών αποτελεσμάτων είναι η εξαγωγή του βαθμού απόδοσης του αντιστροφέα.

6.2 Μελλοντική έρευνα

Σε επίπεδο ελέγχου το σημαντικότερο αντικείμενο που χρήζει διερεύνησης είναι η πραγματική απαλοιφή της συνιστώσας δεύτερης τάξης που αναπτύσσεται στην τάση του DC ζυγού. Στην παρούσα μελέτη αυτό επιτεύχθηκε μόνο αλγοριθμικά, οπότε τόσο ο DC ζυγός, όσο και το Φ/Β συνεχίζουν να υφίστανται ηλεκτρικές καταπονήσεις.

Σε κατασκευαστικό επίπεδο θα ήταν ωφέλιμο να κατασκευαστεί κατάλληλο φίλτρο για την συγκεκριμένη εφαρμογή, το οποίο θα πληροί όλες τις αναγκαίες προδιαγραφές και δεν θα εισάγει τόσες απώλειες στο σύστημα.

Επιπλέον, ιδιαίτερη αξία θα είχε η συνέχιση των πειραμάτων με συγκεκριμένα όργανα στον κατασκευασμένο αντιστροφέα για να μελετηθεί αν πληροί ή όχι όλους τους κανόνες του διαχειριστή. Επίσης, ωφέλιμη θα ήταν η διεξαγωγή πειράματος με ισχύ εξόδου ίση ή και μεγαλύτερη της ονομαστικής.

Τέλος, ενδιαφέρον θα ήταν η μελέτη στρατηγικής ελέγχου με την οποία θα μπορούσαν διατάξεις αντιστροφών, όπως οι Refu, H5 και Heric, να μπορούν να παράγουν ρεύμα με συντελεστή ισχύος διάφορο του μοναδιαίου.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7 Βιβλιογραφία

- [1] European Environment Agency, «Renewable energy in Europe 2016 Recent growth and knock-on effects,» European Environment Agency, 2016.
- [2] E. Commission, «<https://ec.europa.eu/energy/>,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://ec.europa.eu/energy/en/topics/renewable-energy>. [Πρόσβαση 2017].
- [3] Fraunhofer Institute for Solar Energy, «Photovoltaics Report,» Fraunhofer Institute for Solar, 2016.
- [4] G. Masson, P. Hüsser, I. Kaizuka, J. Lindahl, A. Jäger-Waldau, A. Baggini, F. Tilli, S. Guastella, P. Ahm, G. Neubourg, J. D. Alonso, C. Park, V. Salas και J. Ahola, «A Snapshot of Global PV Markets -The latest survey results on PV markets and policies from the IEA PVPS programme 2016,» 32nd European Photovoltaic Solar Energy Conference and Exhibition, 2015.
- [5] REN21, «Renewables 2016 Global Status Report,» 2016.
- [6] R. Teodorescu, M. Liserre και P. Rodriguez, «Grid Converter for Photovoltaic and Wind Power Systems,» A John Wiley and Sons, 2011.
- [7] M. Meinhardt, G. Cramer, B. Burger και P. Zacharias, «Multi-String-Converter with Reduced Specific Costs and Enhanced functionality,» *Elsevier Solar Energy*, 2001.
- [8] X.-k. Li, W.-j. Li, B. Liang, G.-r. Zhu, M. Xie και X.-s. Li, «Research on Performance Comparisons of SiC MOSFET, CoolMOS, and Si MOSFET Based on H-Bridge Double-Sided LCC Resonant Network,» *2015 International Conference on Industrial Informatics - Computing Technology, Intelligent Technology, Industrial Information Integration*, 2015.
- [9] G. Wang, X. Huang, J. Wang, T. Zhao, S. Bhattacharya και A. Q. Huang, «Comparisons of 6.5kV 25A Si IGBT and 10-kV SiC MOSFET in Solid-State Transformer application,» σε *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2010 IEEE*, 2010.
- [10] J. Cooper, M. Melloch, R. Singh, A. Agarwal και J. Palmour, «Status and prospects for SiC power MOSFETs,» *IEEE Transactions on Electron Devices*, 2002.
- [11] Κ. Χ. Γάλλος, Έλεγχος αντιστροφέα φωτοβολταϊκών συστημάτων για υποστήριξη του δικτύου σε συμμετρικά και ασύμμετρα σφάλματα, ΕΜΠ, 2016.
- [12] Γ. Ε. Καμπίσης, Ανάλυση Ρευμάτων Διαρροής Σε Φωτοβολταϊκά Συστήματα Χωρίς Μετασχηματιστή Απομόνωσης, ΕΜΠ, 2011.
- [13] W.Mcmurray, «Inverter Circuits». US Patent Ευρεσιτεχνία 3207974, 1965.

- [14] Stefanos N. Manias, *Power Electronics and Motor Drive Systems*, Elsevier, Academic Press, 2017.
- [15] R. Lai και K. D. T. Lai, «A PWM Method for Reduction of Switching Loss in a Full-Bridge Inverter,» *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1994. APEC '94. Conference Proceedings 1994., Ninth Annual*, 1994.
- [16] M. Victor, «H5». US Patent Application Ευρεσιτεχνία Publication Number US 2005/0286281, 2005.
- [17] H. Schmid, «Heric». US Patent Ευρεσιτεχνία 7046534, 2006.
- [18] J. Hantschel, «Refu Inverter». German Patent Application Ευρεσιτεχνία DE102006010694 A11, 2007.
- [19] M. Taghvaei, M. Radzi, S. Moosavain, H. Hizam και M. H. Marhaban, «A current and future study on non-isolated DC–DC converters for photovoltaic applications,» *Elsevier Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 2013.
- [20] B. Chong, «Optimal design of cuk step-up converter for photovoltaic,» *Proceedings of the 5th IET international conference on power electronics, machines and drives*, 2010.
- [21] Z. Miao, «Novel cuk circuit and its application in photovoltaic system,» *Proceedings of the 3rd international conference on power electronics systems and applications*, 2009.
- [22] J. Dunia και B. M. M. Mwinyiwiwa, «Performance Comparison between ĆUK and SEPIC Converters for Maximum Power Point Tracking Using Incremental Conductance Technique in Solar Power Applications,» *International Journal of Electrical, Computer, Energetic, Electronic and Communication Engineering*, 2013.
- [23] H. Chung, «A novel maximum power point tracking technique for solar panels using a SEPIC or Cuk converter,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2003.
- [24] S. Chiang, «Modeling and control of PV charger system with SEPIC converter,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2009.
- [25] G. Walker και P. Sernia, «Cascaded DC–DC converter connection of photovoltaic modules,» *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2004.
- [26] Γ. Ε. Καμπίσης, Συμβολή στην Ανάπτυξη Μετατροπέων Ισχύος με Ημιαγωγούς Καρβιδίου του Πυριτίου και Συμβατότητα με τους Κώδικες Δικτύου, ΑΘΗΝΑ: ΕΜΠ, 2016.
- [27] Silicon Labs, «Si861x/2x Data Sheet,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <http://www.silabs.com>. [Πρόσβαση 2016].

- [28] IXYS Integrated Circuit Division, «IXD_609,» [Ηλεκτρονικό]. Available: www.ixysic.com. [Πρόσβαση 2016].
- [29] Allegro MicroSystems, LLC, «ACS710,» [Ηλεκτρονικό]. Available: www.allegromicro.com. [Πρόσβαση 2016].
- [30] Avago Technologies, «ACPL-C87AT/ACPL-C87BT Datasheet,» [Ηλεκτρονικό]. Available: www.avagotech.com. [Πρόσβαση 2016].
- [31] Texas Instruments, «Low-Noise, Low Quiescent Current, Precision Operational Amplifier e-trim™ Series,» [Ηλεκτρονικό]. Available: www.ti.com. [Πρόσβαση 2016].
- [32] Analog Devices, «Dual-Channel Digital Isolators, 5 kV Datasheet,» [Ηλεκτρονικό]. Available: www.analog.com. [Πρόσβαση 2016].
- [33] D. Barater, G. Buticchi, E. Lorenzani και C. Concari, «Active Common-Mode Filter for Ground Leakage Current Reduction in Grid-Connected PV Converters Operating With Arbitrary Power Factor,» *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2014.
- [34] Coilcraft, «Common Mode Filter Design Guide,» [Ηλεκτρονικό]. Available: www.coilcraft.com. [Πρόσβαση 2016].
- [35] Bourns, «Common Mode Inductors (with Optional Header) Datasheet,» [Ηλεκτρονικό]. Available: www.bourns.com. [Πρόσβαση 2016].
- [36] Vishay BCcomponents, «MKP 336 2 X2 Datasheet,» [Ηλεκτρονικό]. Available: www.vishay.com. [Πρόσβαση 2016].
- [37] tyco electronics, «OMI/OMIH series,» [Ηλεκτρονικό]. Available: www.tycoelectronics.com. [Πρόσβαση 2016].
- [38] Best, R. E., *Phase-Locked Loops: Design, Simulation, and Applications*, McGraw-Hill Professional, 2003.
- [39] Μ. Π. Παπαδόπουλος, *Εισαγωγή στα Συστήματα Ηλεκτρικής Ενέργειας*, ΕΜΠ, 1995.
- [40] P. Kundur, *Power System Stability and Control*, McGraw-Hill, 1993.
- [41] M. Saitou, N. Matsui και T. Shimizu, «A Control Strategy of Single-Phase Active Filter Using a Novel d-q transformation,» σε *Proceedings of the Industry Applications Conference 2003*, 2003.
- [42] S. M. Silva, B. M. Lopes, J. Filho, R. P. Campana και W. Bosventura, «Performance Evaluation of PLL Algorithms for Single-Phase Grid-Connected Systems,» σε *Proceedings of the Industry Applications Conference 2004*, 2004.

- [43] M. Ciobotaru, R. Teodorescu και F. Blaabjerg, «A New Single-Phase PLL Structure Based on Second Order Generalized Integrator,» σε *Proceedings of the IEEE Industrial Electronics Conference 2008*, 2008.
- [44] P. Rodriguez, R. Teodorescu, I. T. A. Candela, M. Liserre και F. Blaabjerg, «New Positive-Sequence Voltage Detector for Grid Synchronization of Power Converters under Faulty Grid Conditions,» σε *Proceedings of the IEEE Power Electronics Special Conference*, 2006.
- [45] Α. Π. Τσουμάνης, ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΑΙ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ, ΕΜΠ, 2015.
- [46] S. Agarwal και J. V., «Comparison of the performance of maximum power point tracking schemes applied to single-stage grid-connected photovoltaic systems,» σε *IET Electrical Power Applications*, 2007.
- [47] W. Wu, N. Pongratananukul, W. Qiu, K. Rustom, T. Kasparis και I. Batarseh, «DSP-based multiple peak power tracking for expandable power system,» σε *18th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2003.
- [48] M. A. Elgendy, B. Zahawi και D. J. Atkinson, «Low Cost MPPT Algorithms for PV Application: PV Pumping Case Study,» NEWCASTLE UNIVERSITY; Power Electronics, Drives and Machines Research Group, 2012.
- [49] Wang, C. R. Bush και Bingsen, «A Single-Phase Current Source Solar Inverter with Reduced-Size DC Link,» *Energy Conversion Congress and Exposition, 2009. ECCE 2009. IEEE*, 2009.
- [50] H.-G. Jeong, G.-S. Kim και K.-B. Lee, «Second-Order Harmonic Reduction Technique for Photovoltaic Power Conditioning Systems Using a Proportional-Resonant Controller,» *Energies 2013, Solar Energy Systems and Materials*, 2013.
- [51] National Center for Environmental Information, «<https://www.ncdc.noaa.gov>,» [Ηλεκτρονικό]. Available: <https://www7.ncdc.noaa.gov/CDO/cdoselect.cmd?datasetabbv=GSOD&countryabbv=GR&georegionabbv=&resolution=40>. [Πρόσβαση 2017].
- [52] R. S. Faranda, H. Hafezi, S. Leva, M. Mussetta και E. Ogliari, «The Optimum PV Plant for a Given Solar DC/AC Converter,» *Energies 2015*, 2015.