



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

ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΑΙ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ
ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Αναστάσης Π. Τσουμάνης

Επιβλέπων: Σταύρος Παπαθανασίου
Αν. Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Ιούλιος 2015



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

ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΑΙ ΥΛΟΠΟΙΗΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ
ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Αναστάσης Π. Τσουμάνης

Επιβλέπων: Σταύρος Παπαθανασίου
Αν. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την Ιουλίου 2015

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

.....
Στέφανος Μανιάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Αντώνιος Κλαδάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Ιούλιος 2015

.....

Αναστάσης Π. Τσουμάνης

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

Copyright © Αναστάσης Π. Τσουμάνης, 2015

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 το συγγραφέα.

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

Ευχαριστίες

Με την ολοκλήρωση της παρούσας διπλωματικής εργασίας, θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες μου σε όσους με βοήθησαν κατά τη διάρκεια της, συντελώντας καθοριστικά στην εκπόνησή της.

Ευχαριστώ θερμά τον καθηγητή μου κ. Σταύρο Παπαθανασίου για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε, αναθέτοντάς μου αυτό το θέμα, για την πολύπλευρη στήριξη και την καθοδήγησή του έως και την ολοκλήρωση της εργασίας. Ιδιαίτερα ευχαριστώ τον υποψήφιο διδάκτορα κ. Γεώργιο Καμπίτση για την άψογη συνεργασία που είχαμε καθ' όλη τη διάρκεια της εργασίας, και δει, για τη καθοριστική συμβολή του στην περάτωση της πειραματικής εφαρμογής.

Επιπλέον, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον υποψήφιο διδάκτορα κ. Στρατή Μπατζέλη για τις πολύτιμες συμβουλές του και την έμπρακτη βοήθειά του στην αντιμετώπιση σημαντικών προβλημάτων, καθώς και τους υποψήφιους διδάκτορες Σωτήρη Νάνου και Ελένη Γατή για τις πολύτιμες συμβουλές τους.

Τέλος θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά την οικογένειά μου για τη στήριξη που μου παρείχε όλα αυτά τα χρόνια όπως και τους φίλους μου για τα όμορφα μας φοιτητικά χρόνια.

Περίληψη

Στην παρούσα διπλωματική εργασία μελετάται ο πλήρης έλεγχος τριφασικού αντιστροφέα ισχύος διασυνδεδεμένου στο δίκτυο χαμηλής τάσης δίχως μετασχηματιστή απομόνωσης. Η συγκεκριμένη μελέτη επικεντρώνεται στην υποστήριξη του δικτύου σε περιπτώσεις σφαλμάτων τάσεως – ασύμμετρων και συμμετρικών – και πραγματοποιείται υπολογιστικά στο προγραμματιστικό περιβάλλον του matlab αλλά και πειραματικά στο εργαστήριο Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

Αρχικά, παρουσιάζεται η αναγκαιότητα υποστήριξης του δικτύου όχι μόνο από τους παραγωγούς οι οποίοι είναι διασυνδεδεμένοι στο δίκτυο υψηλής και μέσης τάσεως, αλλά και από αυτούς που διασυνδέονται στη χαμηλή τάση. Εν συνεχεία αναλύεται ο τρόπος διασύνδεσης φωτοβολταϊκής συστοιχίας στο δίκτυο μέσω ενός dc/dc μετατροπέα και τριφασικού αντιστροφέα ισχύος. Η ανάλυση περιλαμβάνει την πλήρη περιγραφή του ελέγχου που εφαρμόζεται καθώς αποτυπώνονται όλα τα απαραίτητα μαθηματικά εργαλεία ελέγχου.

Ακολούθως παρουσιάζεται διεξοδικά ο έλεγχος κλειδώματος φάσης που είναι ο κύριος ελεγκτής συγχρονισμού με το δίκτυο με την ταυτόχρονη παράθεση πειραματικών και προσομοιωτικών αποτελεσμάτων στις διάφορες καταστάσεις του δικτύου.

Η μελέτη συνεχίζει στο τέταρτο κεφάλαιο με την περιγραφή και προσομοίωση ελέγχου έγχυσης ισχύος στο στρεφόμενο dq πλαίσιο αναφοράς αλλά και στο σταθερό αβ πλαίσιο με εφαρμογή PR ελέγχου ρευμάτων. Η ως άνω μελέτη οδηγεί εν τέλει σε χρήση του PR ελέγχου, κατά την υποστήριξη του δικτύου σε συμμετρικά αλλά και σε ασύμμετρα σφάλματα στα κεφάλαια πέντε και έξι.

Τέλος στα κεφάλαια επτά και οκτώ περιγράφεται η πειραματική διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για την εξαγωγή των απαραίτητων μετρήσεων και τα αποτελέσματα του πειράματος. Η πειραματική διαδικασία, εστιάζει κυρίως στην υποστήριξη μικρής κλίμακας τριφασικών βυθίσεων τάσης δικτύου, ενώ στο παράρτημα αποτυπώνεται όλο το μαθηματικό υπόβαθρο που απαιτείται.

Λέξεις Κλειδιά

Τριφασικός Αντιστροφέας, SVPWM, dq0, PR-Control, LVRT, Θετική Ακολουθία, Αρνητική Ακολουθία, Ασύμμετρία, Υποστήριξη Δικτύου, Στρατηγικές Ελέγχου, DSOGI, PLL

Abstract

In the current diploma thesis, the full control of a three phase power inverter is examined. The analysis examines the transformless connection of a photovoltaic system to the low voltage grid. The main aim is the provision of auxiliary services to grid in case of symmetrical and asymmetrical grid faults. To this end, we conduct simulation tests, using matlab Simulink. The experiments are prosecuted in the Laboratory of Electric Machines and Power Electronics, of the National Technical University of Athens (N.T.U.A.) in order to validate the simulation results.

In the beginning, the increasing necessity is presented for the pv generation units, which are connected to the transmission grid system, for the supporting of the grid faults in high penetration scenarios. Afterwards, we thoroughly analyze the way to which we connect our PV unit to the low voltage grid using a dc/dc converter and a three phase dc/ac inverter.

Then we analyze the Phase Locked Loop controller (PLL) which is responsible for the full synchronization of our application to the grid citing experimental and simulation results.

On chapter number four the strategy of reactive power injection is discussed. This strategy has to do with three phase symmetrical voltage sags using two different techniques. The first one is the dq current control using a PI controller while the second one uses the $\alpha\beta$ rotating frame in order to control the injected currents using two PR controllers. The results are concluding to the use of the PR control in order to support the grid on symmetrical and asymmetrical grid faults as well.

Finally on chapters seven and eight, the experimental components are described in order to apply our control and conduct the desired measurements. The experiment focuses to the support of low range symmetrical grid sags injecting reactive power, while the mathematical background is cited on the last chapter.

Keywords

Three-Phase Inverter, SVPWM, dq0, PR-Control, LVRT, Positive Sequence, Negative Sequence, Grid Support, Control Strategies, DSOGI, PLL

Πίνακας Περιεχομένων

Ευχαριστίες.....	5
Περίληψη	6
1 Εισαγωγή.....	11
1.1 Προσέγγιση στη υποστήριξη του δικτύου.....	11
1.2 Αντικείμενο της εργασίας.....	11
1.3 Προσέγγιση λύσης στη φωτοβολταϊκή παραγωγή	12
2 Μοντελοποίηση Συστήματος.....	13
2.1 Περιγραφή διάταξης.....	13
2.1.1 Μετασχηματισμοί Clark και Park	17
2.1.2 Ελεγκτές PI	17
2.1.3 DC/AC Μετατροπέας ισχύος.....	18
2.1.4 Εφαρμογή Space Vector Pulse Width Modulation αντί για PWM	19
3 Διάταξη Κλειδώματος Φάσης PLL	25
3.1 Απόκριση απλής διάταξης PLL (simple dq PLL)	25
3.2 Εισαγωγή στο δευτέρας τάξης προσαρμοστικό φίλτρο DSOGI.....	26
3.3 Εφαρμογή του DSOGI στο PLL.....	29
3.4 Πλεονεκτήματα του DSOGI σε σχέση με το Simple dq PLL.....	30
3.4.1 Μονοφασική Βύθιση Τάσεως.....	30
3.4.2 Τριφασική Βύθιση Τάσεως	31
3.4.3 Εφαρμογή Αρμονικής Παραμόρφωσης.....	31
3.4.4 Διακριτοποίηση του φίλτρου δευτέρας τάξης του DSOGI.....	32
3.5 Πειραματική επιβεβαίωση απόκρισης βελτιστοποιημένου PLL	36
4 Εφαρμογή Ελέγχου	38
4.1 Έλεγχος στο στρεφόμενο dq πλαίσιο.....	38
4.1.1 Αναλυτική περιγραφή λειτουργίας.....	38
4.1.2 Αποτελέσματα προσομοίωσης	39
4.1.3 Σφάλμα ελέγχου σε dq άξονες.....	41
4.2 Έλεγχος στο σταθερό αβ πλαίσιο	42
4.2.1 Εισαγωγή στον PR έλεγχο	42
4.2.2 Συνάρτηση μεταφοράς PR ελέγχου	43
4.2.3 Εφαρμογή PR ελέγχου στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας	44
5 Υποστήριξη Συμμετρικών Βυθίσεων Τάσης.....	48
5.1 Επιπτώσεις ευρείας διείδυσης φωτοβολταϊκών στο δίκτυο	48
5.2 Στρατηγικές παροχής αέργου ισχύος σε περιπτώσεις τριφασικών σφαλμάτων.....	49
5.3 Εφαρμοσθείσα στρατηγική παροχής αέργου ισχύος σε περιπτώσεις τριφασικών σφαλμάτων	52

5.4	Πρακτική εφαρμογή ελέγχου.....	53
5.5	Αποτελέσματα προσομοίωσης.....	55
5.6	Αντιμετώπιση προβλήματος μείωσης ενεργού ισχύος εισόδου στην πειραματική διάταξη.....	59
6	Υποστήριξη Ασύμμετρων Βυθίσεων Τάσης.....	60
6.1	Εισαγωγή στους κώδικες	60
6.2	Θεωρητική προσέγγιση υποστήριξης ασύμμετρων σφαλμάτων	60
6.3	Επιλογή κατάλληλου ελέγχου αντιμετώπισης ασύμμετρων σφαλμάτων δικτύου.	62
6.4	Εφαρμογή ελέγχου εφαρμοζόμενο στο σταθερό αβ πλαίσιο αναφοράς ...	62
6.4.1	Χαρακτηρισμός και κατηγοριοποίηση σφάλματος	62
6.4.2	Δείκτης επισήμανσης ασυμμετρίας δικτύου “n”	64
6.4.3	Συνεισφορά της δευτέρας τάξης ολοκλήρωσης (κεφ. 3.4.4.2) στην ανίχνευση του λόγου ασυμμετρίας “n”	64
6.4.4	Εξαγωγή σχέσεων υποστήριξης δικτύου έναντι ασύμμετρων σφαλμάτων	66
6.5	Αποτελέσματα ελέγχου στην έγχυση ενεργού και αέργου ισχύος	68
6.6	Περιγραφή μοντέλου προσομοίωσης.....	69
6.7	Αποτελέσματα προσομοίωσης.....	70
6.7.1	Υποστήριξη δικτύου απουσία κατάλληλης στρατηγικής χειρισμού της θετικής και αρνητικής ακολουθίας	71
6.7.2	Έγχυση ρευμάτων πραγματοποιώντας ευέλικτο έλεγχο της θετικής και αρνητικής ακολουθίας ρευμάτων	72
7	Πειραματική Διάταξη	75
7.1	Περιγραφή πειραματικής διάταξης.....	75
7.2	Φωτοβολταϊκή συστοιχία.....	75
7.3	Αντιστροφέας	77
7.3.1	Μετρητικά τάσεως	77
7.3.2	Μετρητικά ρεύματος.....	79
7.3.3	Ελεγχόμενα ημιαγωγικά στοιχεία και διακοπτική συχνότητα	80
7.3.4	Ρελέ ηλεκτρονικώς ελεγχόμενα.....	80
7.4	Ελεγχόμενη τριφασική γεννήτρια	81
7.5	Control Card <i>TMS320F28335</i> by Texas Instruments	83
7.6	Φίλτρο L εξόδου του Inverter.....	83
8	Εκτέλεση Πειραματικής Διαδικασίας	85
8.1	Προετοιμασία πειραματικής διαδικασίας.....	85
8.2	Πείραμα No.1 : Έγχυση 500 στο δίκτυο χωρίς MPPT	85
8.3	Πείραμα No.2 : Βηματική έγχυση 330W στο δίκτυο χωρίς MPPT	86
8.4	Πείραμα No.4 : Βηματική έγχυση 900W στο δίκτυο χωρίς MPPT	87
8.5	Πείραμα No.4 : Παροχή 1500W στο δίκτυο με MPPT	89
8.6	Πείραμα No.5 : Παροχή 1200W στην τριφασική γεννήτρια με MPPT.....	90
8.7	Πείραμα No.6 : Παροχή 1000W και 300Var στην τριφασική γεννήτρια....	90
8.8	Πείραμα No.7 : Τριφασική στιγμιαία βύθιση τάσης στο 78% της V_n	92

9	Συμπεράσματα	95
9.1	Κυριότερα συμπεράσματα της εργασίας	95
9.2	Συμπεράσματα πειραματικής εφαρμογής	95
9.3	Εργασίες για περαιτέρω διερεύνηση	95
10	Παράρτημα	97
10.1	Μετασχηματισμοί Clark και Park [24]	97
10.2	Διακριτοποίηση [27]	99
10.2.1	Χρησιμοποιούμενοι μετασχηματισμοί από discrete time domain σε z-domain	99
10.2.2	Bilinear ή Trapezoidal ή Tustin Transform	99
10.2.3	Forward Euler Transform	101
10.2.4	Backward Euler Transform	101
10.2.5	LDI (midpoint) Integration Rule[26]	102
10.2.6	2nd Order Integration Adams-Bashforth methods [28]	103
10.2.7	3rd Order Integration Adams-Bashforth methods [28]	103
10.2.8	4th Order Integration Adams-Bashforth methods [28]	104
10.3	Ελεγκτές PID και αλγοριθμική εφαρμογή [25]	104
10.4	Δευτέρας τάξης προσαρμοστικού φίλτρου SOGI και αλγοριθμική υλοποίηση	105
10.4.1	Υλοποίηση στο matlab του SOGI με 2 ^{ας} τάξης διακριτό ολοκληρωτή	106
10.4.2	Αλγοριθμική υλοποίηση του SOGI με εφαρμογή της δευτέρας τάξης ολοκλήρωσης	107
10.5	FFT (Fast Fourier Transform) Ανάλυση Σήματος [29]	108
	ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	109

1 Εισαγωγή

1.1 Προσέγγιση στη υποστήριξη του δικτύου

Η ολοένα και αυξανόμενη διείσδυση σταθμών παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας από ΑΠΕ στο δίκτυο έχει άμεση επίδραση στις συμβατικές μονάδες παραγωγής. Η στοχαστικότητα των φαινομένων που επιδρούν στην παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας από ΑΠΕ μπορεί να προκαλέσει διαταραχές τόσο στα επίπεδα της τάσεως όσο και τη συχνότητα του δικτύου. Για τη διασφάλιση σταθερής λειτουργίας του δικτύου σε συνδυασμό με την αύξηση διείσδυσης σταθμών ΑΠΕ, είτε πρόκειται για μεγάλους παραγωγούς ηλεκτρικής ενέργειας είτε για μικρούς οικιακούς, είναι αναγκαίο να ορισθούν απαιτήσεις για τη συμμετοχή των σταθμών αυτών στην υποστήριξη του δικτύου. Η γερμανική εταιρία E.ON. εξέδωσε το 2003 τον πρώτο κώδικα για τους παραγωγούς ηλεκτρικής ενέργειας από ΑΠΕ και έκτοτε έχουν δημιουργηθεί και εφαρμοστεί νέοι σε πολλές χώρες[1].

Η υποστήριξη και η ανοχή μεγάλων βυθίσεων τάσης του δικτύου μπορούν να αποτρέψουν την ταυτόχρονη αποσύνδεση παραγωγής από ΑΠΕ η οποία θα επέφερε πολλαπλάσια προβλήματα στο δίκτυο λόγω της αστάθειας που θα προκαλούνταν. Συνεπώς η συνεχής επιτήρηση του δικτύου και η υποστήριξη αυτού προβάλλει απαραίτητη απαίτηση για ένα δίκτυο στο οποίο η διείσδυση ΑΠΕ είναι μεγάλη. Γι' αυτό οι σύγχρονοι κώδικες προβλέπουν την υποστήριξη του δικτύου μέσω καμπυλών τάσης-χρόνου οι οποίες είναι γνωστές ως Low Voltage Ride Through (LVRT) Capability. Η παροχή λοιπόν αέργου ισχύος στο δίκτυο σε περιπτώσεις σφαλμάτων τάσης ή ακόμα και η απορρόφηση σε περίπτωση υπέρτασης έχει κριθεί απαραίτητη για μεγάλους παραγωγούς ηλεκτρικής ενέργειας. Μια επιπλέον απαίτηση υποστήριξης προς το δίκτυο είναι η συμμετοχή στη ρύθμιση συχνότητας είτε με την παραγωγή επιπλέον ενέργειας σε περίπτωση υποσυχνότητας είτε με την μείωση της παροχής ισχύος προς το δίκτυο σε περίπτωση αύξησης της συχνότητας πέρα από τα 50,2Hz[2].

1.2 Αντικείμενο της εργασίας

Ενώ λοιπόν οι απαιτήσεις είχαν τεθεί για τους παραγωγούς μεγάλης ισχύος από ΑΠΕ, ο ρυθμός με τον οποίο μειώνονταν οι τιμές των φωτοβολταϊκών οδήγησε στην αύξηση παραγωγής ενέργειας από ιδιώτες οι οποίοι συνδέονταν στο δίκτυο χαμηλής τάσης. Το γεγονός αυτό, δημιούργησε ένα νέο πλαίσιο αναφοράς το οποίο είναι εν γένει υπό διερεύνηση. Αναλογιζόμενοι ότι στη Γερμανία το 70% της φωτοβολταϊκής παραγωγής είναι διασυνδεδεμένο στο δίκτυο χαμηλής τάσης γίνεται άμεσα αντιληπτό το επίπεδο διείσδυσης φωτοβολταϊκής παραγωγής στη χώρα αυτή. Η αποσύνδεση των παραγωγών κατά την προστασία τους από μη κανονικές συνθήκες του δικτύου που διασυνδέονται στη χαμηλή τάση μπορεί να προκαλέσει προβλήματα βυθίσεων τάσης, flickers αλλά και θέματα ευστάθειας του δικτύου. Αυτό συμβαίνει γιατί η αθροιστική παραγωγή των μικρών παραγωγών παίζει σημαντικό ρόλο στο συνολικό σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας σε περιπτώσεις μεγάλης διείσδυσης.

Πολλές χώρες που αντιμετώπισαν παρόμοια προβλήματα έχουν αναπροσαρμόσει τους κώδικες για τους παραγωγούς που συνδέονται στην υψηλή και τη μέση τάση για υποστήριξη του δικτύου ενώ λιγότερες, όπως η Γερμανία και η Ιταλία, έχουν δημιουργήσει νέους και για τη διασύνδεση των φωτοβολταϊκών γεννητριών στη χαμηλή τάση. Η τάση που δημιουργείται για τα φωτοβολταϊκά νέας γενιάς απαιτεί την

δημιουργία νέων κωδίκων οι οποίοι θα ρυθμίζουν τις απαιτήσεις σχετικά με την υποστήριξη της φωτοβολταϊκής παραγωγής που είναι διασυνδεδεμένη στο δίκτυο χαμηλής τάσης[3].

Οι βοηθητικές υπηρεσίες προς το δίκτυο από τους παραγωγούς που διασυνδέονται στη χαμηλή τάση είναι :

- Συμμετοχή στην επιτήρηση και τον έλεγχο συχνότητας
- Έγχυση αέργου ισχύος σε κανονικές καταστάσεις λειτουργίας
- Δυναμική υποστήριξη δικτύου σε περιπτώσεις σφαλμάτων

1.3 Προσέγγιση λύσης στη φωτοβολταϊκή παραγωγή

Η συμμετοχή στον έλεγχο συχνότητας έχει να κάνει με την συνεχή επιτήρηση της συχνότητας του δικτύου. Σε περίπτωση υπερσυχνότητας απαιτείται η μείωση της παροχής ισχύος προς το δίκτυο. Από την σκοπιά του ελέγχου, αυτό είναι δυνατό να γίνει εάν αξιοποιούμε υποβέλτιστα τη διαθέσιμη ηλιακή παραγωγή τη στιγμή και κατά τη διάρκεια του σφάλματος χωρίς να εκτελούμε τον αλγόριθμο μέγιστης απολαβής ισχύος MPPT. Από την άλλη για την υποστήριξη υποσυχνότητας θα πρέπει τη στιγμή και κατά τη διάρκεια του σφάλματος να προσδώσουμε μεγαλύτερη ισχύ από αυτή της μόνιμης κατάστασης. Για να συμβεί αυτό θα πρέπει να αξιοποιούμε μόνιμα υποβέλτιστα την διαθέσιμη ηλιακή παραγωγή ούτως ώστε στην περίπτωση που συμβεί κάποιο σφάλμα να υποστηρίξουμε την πτώση συχνότητας μέσω βέλτιστης αξιοποίησης της διαθέσιμης ηλιακής ακτινοβολίας και κατά συνέπεια αύξηση της ισχύος παροχής προς το δίκτυο. Επειδή στην τρέχουσα εργασία μελετώνται σφάλματα τάσεως δεν θα γίνει ανάλυση σφαλμάτων συχνότητας και υποστήριξη του δικτύου σε αυτό το επίπεδο.

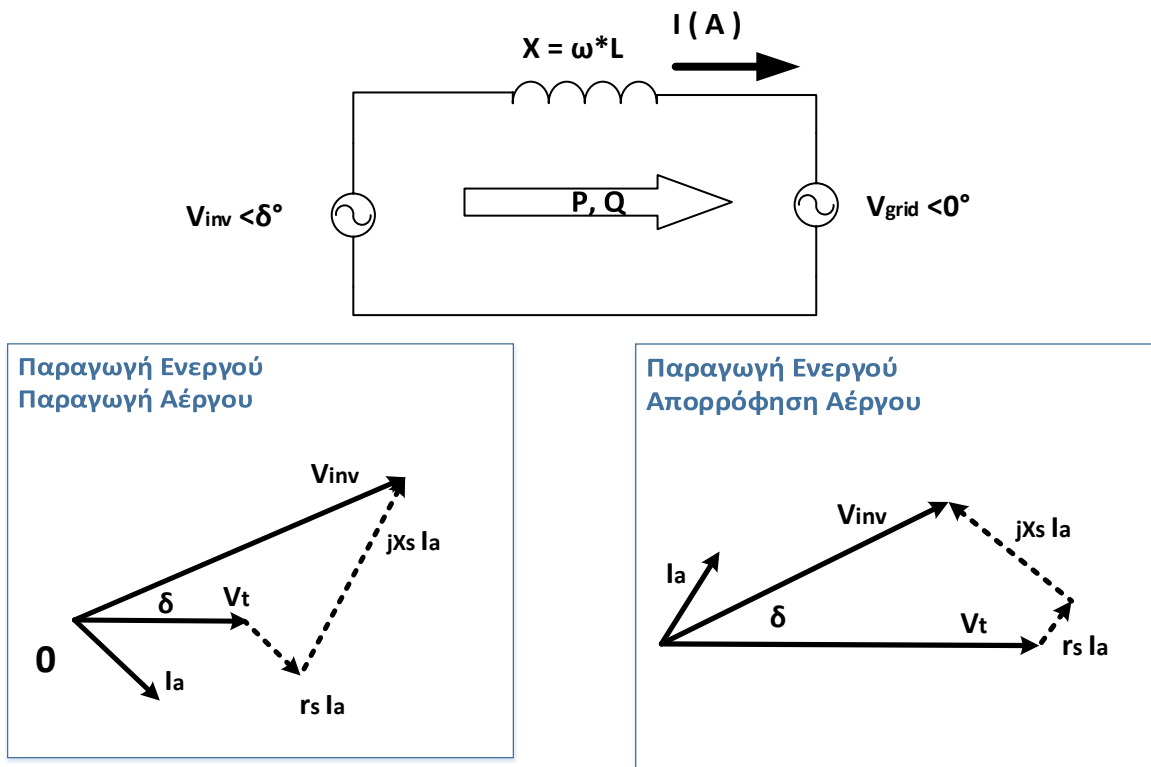
Για την υποστήριξη του δικτύου μέσω έγχυσης αέργου ισχύος στη μόνιμη κατάσταση αλλά και στη δυναμική υποστήριξη σε περιπτώσεις σφαλμάτων, πρόκειται να αναλυθούν τεχνικές υποστήριξης τριφασικών βυθίσεων τάσης μικρής και μεγάλης κλίμακας. Στην περίπτωση μικρής κλίμακας βυθίσεων τάσης παρουσιάζονται τόσο αποτελέσματα προσομοίωσης όσο και πειραματικά αποτελέσματα του εφαρμοζόμενου ελέγχου. Στις μεγάλης κλίμακας βυθίσεις τάσεως, παρουσιάζονται μόνο τα αποτελέσματα προσομοιώσεων καθ' ότι απαιτείται ο περιορισμός ισχύος εισόδου από τα φωτοβολταϊκά.

Τέλος γίνεται διερεύνηση εφαρμογής ελέγχου ασύμμετρων σφαλμάτων τάσης δικτύου και κατάλληλη υποστήριξη σε μικρής κλίμακας ασύμμετρα σφάλματα τα οποία αναλύονται σε επίπεδο προσομοίωσης.

2 Μοντελοποίηση Συστήματος

2.1 Περιγραφή διάταξης

Η διάταξη ισχύος η οποία υλοποιείται στην παρούσα εργασία είναι μια διάταξη φωτοβολταϊκών πάνελ ονομαστικής ισχύος 5kW τα οποία συνδέονται στο δίκτυο διανομής ηλεκτρικής ενέργειας ήτοι στην χαμηλή τάση των 400 V χωρίς τη χρήση μετασχηματιστή απομόνωσης. Συνεπώς ακολουθώντας την ροή ισχύος από τα πλαίσια προς το δίκτυο, συναντάμε τη φωτοβολταϊκή γεννήτρια η οποία στην έξοδό της παράγει dc τάση, τον μετατροπέα ανύψωσης τάσης dc/dc boost μετατροπέας ο οποίος ανυψώνει την τάση εξόδου των φ/β στα 700 Vdc και ρυθμίζει μέσω του duty cycle το σημείο μέγιστης απολαβής ισχύος MPP, κατά τη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Στη συνέχεια τοποθετείται ένας τριφασικός PWM αντιστροφείας πηγής τάσεως αμφίπλευρης ροής ο οποίος ρυθμίζει την εγχεόμενη ενεργό και άεργο ισχύ προς στο δίκτυο. Η σύνδεση με το δίκτυο γίνεται με ένα φίλτρο προσαρμογής L για την καταστολή των αρμονικών ρεύματος λόγω των ημιαγωγικών διακοπών. Αρχικά παρουσιάζεται το απλοποιημένο διάγραμμα ροής στο Σχήμα 2-1 και στη συνέχεια αναγράφονται οι σχέσεις που διατυπώνουν τη ροή ενεργού και άεργου ισχύος προς το δίκτυο.



Σχήμα 2-1 Απλοποιημένο διάγραμμα ροής ισχύος

Στην απλοποιημένη θεώρηση όπου $X \gg R$ οι σχέσεις που περιγράφουν τη διάταξή μας είναι οι εξής :

$$P = 3 \frac{\tilde{V}_{inv,1} * \tilde{V}_{grid}}{X_{L,1}} \sin\delta \quad \text{εξ. 2-1}$$

$$Q = 3 \frac{\tilde{V}_{inv,1}^2 - \tilde{V}_{inv,1} * \tilde{V}_{grid}}{X_{L,1}} \cos\delta \quad \text{εξ. 2-2}$$

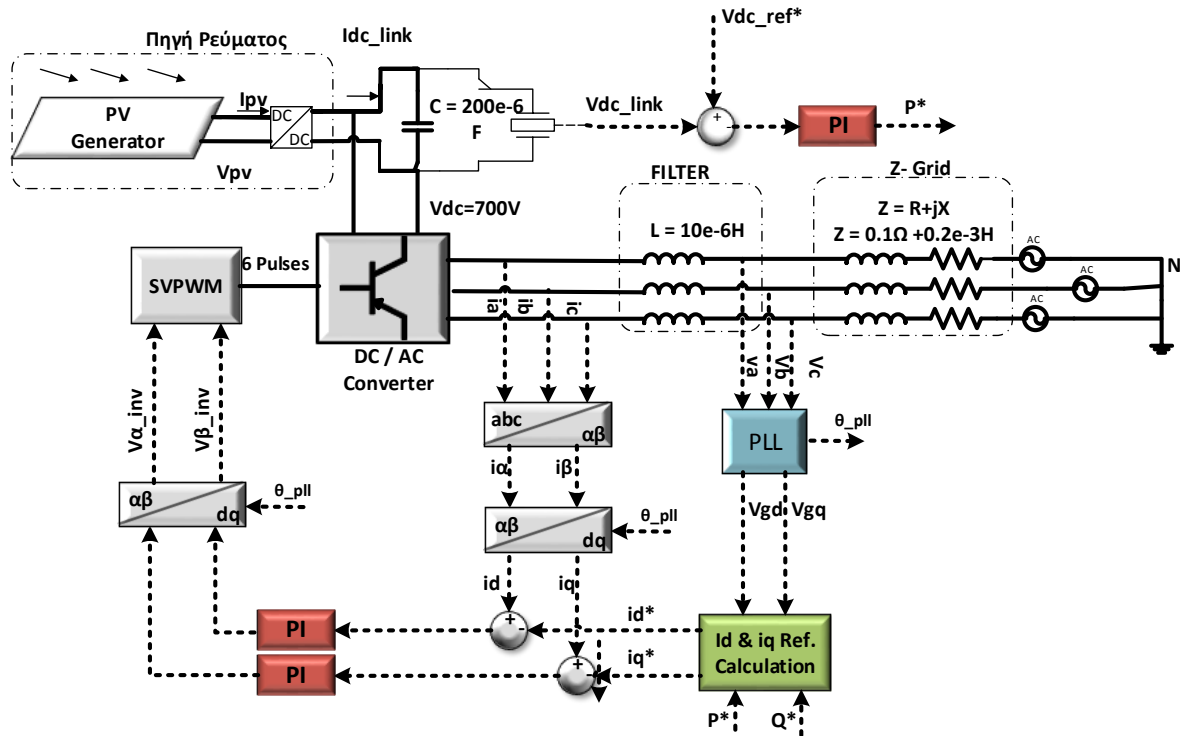
Εάν βέβαια επιθυμούμε να εξάγουμε τις αναλυτικές σχέσεις για τον υπολογισμό ενεργού και αέργου ισχύος τότε θα συνυπολογίσουμε και την αντίσταση R του δικτύου.

$$P = 3 \frac{\tilde{V}_{grid}}{R^2 + X_{L,1}^2} * \{ \tilde{V}_{inv,1} * (R * \cos\delta - X_{L,1} * \sin\delta) \} \quad \text{εξ. 2-3}$$

$$P = 3 \frac{\tilde{V}_{grid}}{R^2 + X_{L,1}^2} * \{ X_{L,1} * (\tilde{V}_{inv,1} * \cos\delta - \tilde{V}_{grid}) - R \tilde{V}_{grid} * \sin\delta \} \quad \text{εξ. 2-4}$$

Οι όροι $V_{inv,1}$ και $X_{L,1}$ αναφέρονται στη θεμελιώδη συνιστώσα τάσεως inverter και αντίστασης της αυτεπαγωγής του δικτύου X .

Όπως διαπιστώνεται από τις αναλυτικές σχέσεις οι ανεξάρτητες μεταβλητές που αποτελούν και μεταβλητές ελέγχου του συστήματος μας είναι δύο. Η πρώτη είναι η γωνία δ που αναφέρεται στη διαφορά φάσης μεταξύ του διανύσματος τάσεως εξόδου του inverter και της τάσης δικτύου στο σημείο κοινής σύνδεσης. Δεύτερη μεταβλητή ελέγχου αποτελεί είναι το πλάτος εξόδου του αντιστροφέα $\tilde{V}_{inv,1}$. Κατά τη διαδικασία ομοίωσης απλοποιήθηκε η λειτουργία της φωτοβολταϊκής γεννήτρια ως μια απλή πηγή ρεύματος η οποία βέβαια μας παρείχε ενεργό ισχύ το πολύ ίση με την ονομαστική ισχύ της φωτοβολταϊκής μας εγκατάστασης 5kW. Στο Σχήμα 2-2 απεικονίζεται το δομικό διάγραμμα ελέγχου.



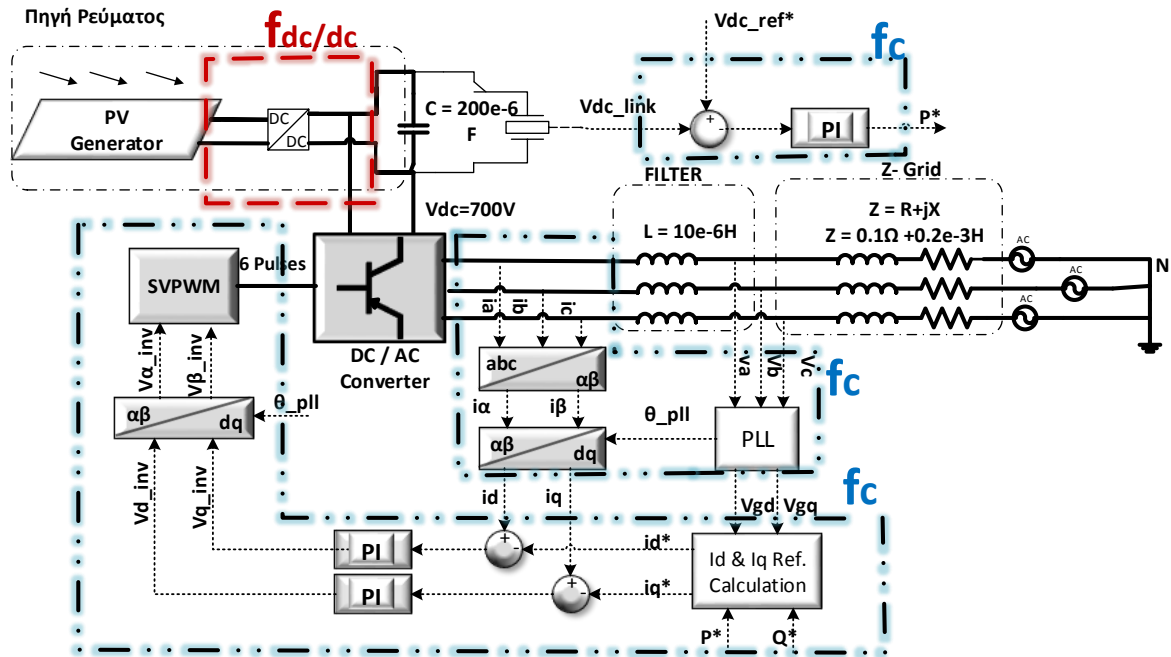
Σχήμα 2-2 Δομικό διάγραμμα συμβατικού ελέγχου μόνιμης κατάστασης

Στις ακόλουθες ενότητες πρόκειται να αναλυθούν τα βασικά δομικά στοιχεία που χρησιμοποιούνται και συνεπώς παρουσιάζονται τα εξής :ο αλγοριθμικός μηχανισμός κλειδώματος φάσης PLL (Phase Locked Loop), οι μετασχηματισμοί Clark (abc to $\alpha\beta$) και Park ($\alpha\beta$ to dq), ο PI ελεγκτής της DC τάσης του DC-Link, οι κύριοι ελεγκτές ρεύματος PI και PR, ανάλογα με το αν ο έλεγχος γίνεται στο στρεφόμενο dq πλαίσιο ή το σταθερό $\alpha\beta$, καθώς επίσης και η τεχνική διαμόρφωση εύρους παλμών κατά Space Vector (SVM). Το σύνολο του κυκλώματος έχει μελετηθεί και προσομοιωθεί χρησιμοποιώντας το προγραμματιστικό περιβάλλον MATLAB *Simulink*, ενώ τα επιμέρους τμήματα που το απαρτίζουν έχουν προγραμματιστεί και εξομοιωθεί σε ψηφιακό επεξεργαστή σήματος (DSP). Για το λόγο αυτό κατά στην προσομοίωση που πραγματοποιείται ως πρώτο βήμα εργαζόμαστε σε διακριτό χρόνο και γίνεται δειγματοληψία με συχνότητα 20kHz, όσο δηλαδή θα πραγματοποιηθεί και στην πράξη μέσω του περιφερειακού μικροεπεξεργαστή DSP.

Όσον αφορά την πειραματική διάταξη πρόκειται να παρουσιαστούν τα χαρακτηριστικά των φωτοβολταϊκών πλαισίων που έχουν χρησιμοποιηθεί, η ελεγχόμενη τριφασική πηγή τάσεως η οποία και θα προσομοιώνει τη συμπεριφορά του δικτύου, ο μικροεπεξεργαστής και τα περιφερειακά του που χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο του αντιστροφέα ισχύος και τέλος ο τριφασικός αντιστροφέας που χρησιμοποιήθηκε κατά το πείραμα.

Η ψηφιακή υλοποίηση του ελέγχου επιλέχθηκε να πραγματοποιηθεί σύμφωνα με τη συχνότητα δειγματοληψίας $f_c = 20kHz$ ($T_c = 50\mu sec$) που αποτελεί και τη συχνότητα φέροντος του αντιστροφέα. Έτσι μέσα σ' αυτό το χρονικό διάστημα δειγματοληπτούνται τα απαραίτητα στοιχεία, εκτελείται ο κώδικας και δίνονται οι κατάλληλοι παλμοί στα ημιαγωγικά στοιχεία του αντιστροφέα. Από την άλλη μεριά ο αλγόριθμος εκτέλεσης του MPPT του dc/dc μετατροπέα, εκτελείται με συχνότητα

$f_{dc/dc} = 0.1\text{Hz}$ ($T_{dc/dc} = 100\text{msec}$). Στο Σχήμα 2-3, διακρίνονται οι διαφορετικές συχνότητες εκτέλεσης του control.



Σχήμα 2-3 Απεικόνιση Ψηφιακής Υλοποίησης

Δειγματοληψία πραγματοποιείται στις τρεις φασικές τάσεις του δικτύου V_{an}, V_{bn}, V_{cn} , στα τρία φασικά ρεύματα i_a, i_b, i_c της εξόδου του αντιστροφέα καθώς και στις DC τάσεις εισόδου του DC-Link και του PV-Link με τα αντίστοιχά τους ρεύματα. Οι τάσεις του δικτύου V_{abc} αποτελούν τις εισόδους στον αλγόριθμο PLL ο οποίος προσδιορίζει τη συχνότητα και φάση του δικτύου, ενώ τα ρεύματα, αφού μετασχηματιστούν στο κινητό $d-q$ πλαίσιο συγκρίνονται με τα ρεύματα αναφοράς που καθορίζονται επίσης σε $d-q$ συνιστώσες.

Το κυρίως στάδιο ελέγχου υλοποιείται από δύο PI ελεγκτές που λαμβάνουν ως εισόδους το σφάλμα των ρευμάτων i_d και i_q ως προς τις αναφορές τους i_{dref} και i_{qref} . Ο λόγος για τον οποίο χρησιμοποιούνται PI ελεγκτές είναι ότι τα σήματα προς έλεγχο αποτελούν dc συνιστώσες. Στη συνέχεια χρησιμοποιώντας τη γωνία θ_{pll} , η οποία εξάγεται από το PLL, μετασχηματίζονται οι έξοδοι των PI ελεγκτών ($V_{d,inv}$ και $V_{q,inv}$), σε σήματα φορέα ($V_{\alpha,inv}$ και $V_{\beta,inv}$) και μετέπειτα παράγονται σε κατάλληλους παλμούς οδήγησης των διακοπτικών στοιχείων σύμφωνα με την τεχνική διαμόρφωσης παλμών SVM (που θα αναλυθεί παρακάτω) με διακοπτική συχνότητα $f_c=20\text{kHz}$.

Ο PI ελεγκτής της DC τάσης εισόδου του DC-Link διατηρεί το επίπεδο της τάσης σταθερό στην αναφορά $V_{dc}^* = 700\text{V}$ προσδιορίζοντας έτσι την διαθέσιμη ενεργό ισχύ P^* ως ισχύ αναφοράς, η οποία εισέρχεται στο block ελέγχου « Id & Iq Calculation ». Το block αυτό, έχοντας ως επιπλέον είσοδό του την άεργο ισχύ αναφοράς, η οποία σε μια πρώτη προσεγγιστική θεώρηση θα είναι $Q^* = 0\text{Var}$, είναι υπεύθυνο για την παραγωγή των ρευμάτων αναφοράς i_d^* και i_q^* . Η τιμή λοιπόν αυτή P^* σε συνδυασμό με την άεργο ισχύ αναφοράς Q^* είναι οι μεταβλητές ελέγχου που θα καθορίσουν τα επίπεδα ενεργού και άεργου ισχύος που θα αποδώσει η διάταξη στο δίκτυο, ενώ οι PI

ελεγκτές ρεύματος θα καθορίσουν το πόσο γρήγορα και με τι ακρίβεια θα προσεγγίσει η διάταξη της αναφορές ενεργού και αέργου ισχύος.

2.1.1 Μετασχηματισμοί Clark και Park

Οι μετασχηματισμοί των Clark και Park λαμβάνουν υπ' όψιν τους και τη μηδενική συνιστώσα η οποία βέβαια λαμβάνει τιμή διάφορη του μηδενός σε περιπτώσεις ασύμμετρων σφαλμάτων. Όμως επειδή στο σύστημα που εξετάζεται δεν υπάρχει σύνδεση μεταξύ του ουδετέρου της πηγής τροφοδοσίας και της μεσαίας λήψης του DC-Link, έχουμε δηλαδή "three-wire system", η εξέταση ρευμάτων μηδενικής ακολουθίας είναι περιττή. Επειδή λοιπόν καθώς δεν υπάρχει ροή ρεύματος μηδενικής ακολουθίας, οι μετασχηματισμοί που χρησιμοποιούνται, αμελούν τον όρο μηδενικής ακολουθίας.[4]

Καθ' όλη την πορεία της εργασίας θα χρησιμοποιηθεί ο μετασχηματισμός του Clark εξ. 2-5 ο οποίος λαμβάνει ως είσοδό του τρία στρεφόμενα σήματα μετατοπισμένα κατά 120° και παράγει δύο κάθετα μεταξύ τους τα οποία όμοια στρέφονται με την ίδια συχνότητα με τα αρχικά. Συνεπώς κατά το μετασχηματισμό αυτό έχουμε ένα ακίνητο πλαίσιο αναφοράς βάσει του οποίου τα διανύσματα στρέφονται με συχνότητα περιστροφής ίση με αυτή του δικτύου. Στην προκειμένη περίπτωση τα σήματά μας θα είναι είτε οι τρεις φασικές τάσεις V_{abc} είτε τα τρία ρεύματα κάθε γραμμής I_{abc} τα οποία θα έχουν τη γωνιακή συχνότητα του δικτύου $f = 50\text{Hz}$. Οι προκύπτουσες τάσεις έχουν διαφορά φάσης λοιπόν 90° και rms τιμή ίση με το πλάτος της φασικής τάσης δικτύου.

$$\begin{bmatrix} U_\alpha \\ U_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} * \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} \quad \text{εξ. 2-5}$$

Οι στρεφόμενες συνιστώσες $\alpha\beta$ ως προς το ακίνητο πλαίσιο αποτελούν εναλλασσόμενα σήματα. Εφαρμόζοντας το μετασχηματισμό Park δύναται να απεικονιστούν τα σήματα ως dc συνιστώσες καθώς η λογική του μετασχηματισμού Park εξ. 2-6 έχει ως κεντρική ιδέα την απεικόνιση ημιτονοειδών διανυσμάτων σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς. Έτσι εάν το στρεφόμενο πλαίσιο έχει φορά περιστροφής σύμφωνη με τη φορά περιστροφής των διανυσμάτων α, β αλλά με συχνότητα $f' \neq f$ τότε το σήμα εξόδου αυτού του μετασχηματισμού θα είναι δύο σήματα των οποίων η συχνότητα θα ισούται με τη διαφορά $f_{out} = |f' - f|$. Αξίζει να σημειωθεί ότι τη γωνιακή ταχύτητα περιστροφής του στρεφόμενου επιβάλλεται από το PLL μέσω της γωνίας θ_{PLL} που παράγεται από τη διάταξη κλειδώματος φάσης.

$$\begin{bmatrix} U_{dg} \\ U_{qg} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \hat{\theta} & \sin \hat{\theta} \\ -\sin \hat{\theta} & \cos \hat{\theta} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} U_{\alpha g} \\ U_{\beta g} \end{bmatrix} \quad \text{εξ. 2-6}$$

2.1.2 Ελεγκτές PI

Στην παρούσα εργασία χρησιμοποιείται ο PI ελεγκτής αντί του PID για συστήματα ελέγχου κλειστού βρόγχου dc συνιστωσών. Προκειμένου να τεκμηριωθεί η απόρριψη του PID ελεγκτή χρησιμοποιήθηκε η απόκριση του συστήματος κλειδώματος φάσης κατά τη διαδικασία της προσομοίωσης. Αυτό που διαπιστώθηκε είναι ότι κατά την εφαρμογή PID ελεγκτή αντί του PI σε ένα τριφασικό δίκτυο το οποίο

περιείχε αρμονικό περιεχόμενο μικρό συγκρινόμενο με αυτό του πραγματικού δικτύου, η ταλάντωση συχνότητας στη μόνιμη κατάσταση λόγω της ύπαρξης του διαφορικού όρου ήταν 0,5 Hz ενώ η εφαρμογή του PI ελεγκτή κρατούσε την ταλάντωση συχνότητας υπό το ίδιο δίκτυο κάτω από τα 0,05 Hz. Οι συναρτήσεις μεταφοράς του PI ελεγκτή καθώς και του PID στο πεδίο της συχνότητας s φαίνονται στις εξ. 2-7 και εξ. 2-8, ενώ περαιτέρω ανάλυση των PI ελεγκτών όσον αφορά και την αλγοριθμική τους υλοποίηση παρουσιάζεται στο κεφ. 10.3.

$$u(s) = K_p e(s) + K_i \frac{1}{s} e(s) + K_d s e(s) \quad \text{εξ. 2-7}$$

$$G(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = K_p + K_i \frac{1}{s} + K_d s \quad \text{εξ. 2-8}$$

όπου

K_p = ο αναλογικός όρος

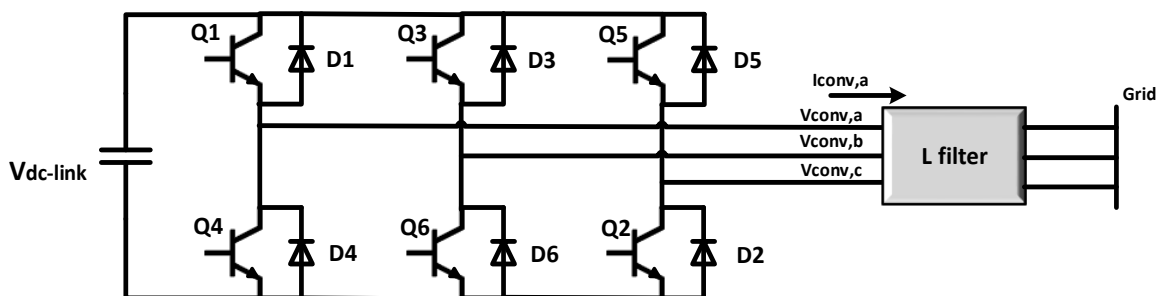
K_i = ο ολοκληρωτικός όρος

K_d = ο διαφορικός όρος

$e(s)$ = σφάλμα

2.1.3 DC/AC Μετατροπέας ισχύος

Ο PWM αντιστροφέας πηγής τάσης αμφίπλευρης ροής αποτελείται από 6 Mosfet's και ισάριθμες διόδους τοποθετημένες αντιπαράλληλα όπως φαίνεται Σχήμα 2-4. Στόχος λοιπόν του αντιστροφέα τύπου πηγής τάσης είναι να ελεγχθεί η ενεργός τιμή της θεμελιώδους τάσης εξόδου του αντιστροφέα για τον καθορισμό της εγχεόμενης αέργου ισχύος από τη μία και ο έλεγχος της φασικής διαφοράς (γωνίας δ) μεταξύ της θεμελιώδους και του δικτύου για τον έλεγχο της ενεργούς ισχύος από την άλλη. Ο στόχος αυτός θα επιτευχθεί με την κατάλληλη παλμοδότηση των ελεγχόμενων διακοπών ισχύος Mosfet's κάνοντας χρήση της τεχνικής SVPWM πετυχαίνοντας τη μετατροπή της dc τάσης 700 V του DC-Link σε τρεις εναλλασσόμενες κυματομορφές τάσης των οποίων η θεμελιώδης συνιστώσα θα έχει rms τιμή όσο και αυτή του δικτύου ήτοι $\tilde{V}_{conv,1} = 230 \text{ V}$. [5]



Σχήμα 2-4 Αντιστροφέας τύπου πηγής τάσης

2.1.4 Εφαρμογή Space Vector Pulse Width Modulation αντί για PWM

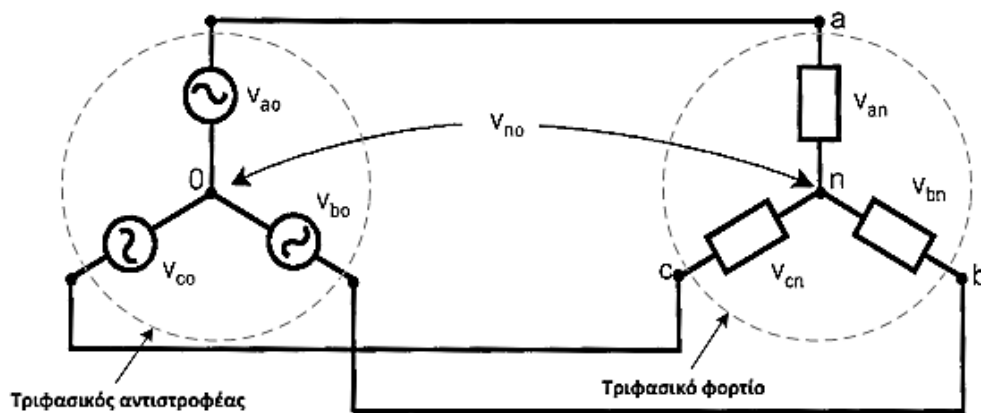
Η τεχνική ελέγχου των διακοπτικών στοιχείων SVPWM θα μείνει η ίδια καθ' όλη την εξέλιξη του μοντέλου συνεπώς θεωρείται σκόπιμο να παρουσιαστεί σε αυτή εδώ την ενότητα.

Θεωρώντας ότι η σύνδεση του αντιστροφέα γίνεται με τριφασικό φορτίο συνδεδεμένο κατά αστέρα, Σχήμα 2-5, εφαρμόζοντας νόμο τάσεων Kirchhoff στους βρόχους (o-a-n/o-b-n/ o-c-n) λαμβάνουμε τις εξής σχέσεις:

$$V_{\alpha 0} = V_{\alpha n} + V_{n0} \quad \text{εξ. 2-9}$$

$$V_{b0} = V_{bn} + V_{n0} \quad \text{εξ. 2-10}$$

$$V_{c0} = V_{cn} + V_{n0} \quad \text{εξ. 2-11}$$



Σχήμα 2-5 Σύνδεση τριφασικού αντιστροφέα με φορτίο

και επειδή οι φασικές τάσεις του φορτίου είναι συμμετρικές, δηλαδή, προσθέτοντας κατά μέλη τις σχέσεις **Error! Reference source not found.** προκύπτει:

$$V_{n0} = \frac{1}{3} * (V_{a0} + V_{b0} + V_{c0}) \quad \text{εξ. 2-12}$$

Τέλος, αντικαθιστώντας την σχέση εξ. 2-12 στις εξ. 2-9 έως εξ. 2-11 προκύπτουν αντίστοιχα:

$$V_{\alpha n} = \frac{2}{3} V_{\alpha 0} - \frac{1}{3} V_{b0} - \frac{1}{3} V_{c0} \quad \text{εξ. 2-13}$$

$$V_{bn} = \frac{2}{3} V_{b0} - \frac{1}{3} V_{c0} - \frac{1}{3} V_{a0} \quad \text{εξ. 2-14}$$

$$V_{cn} = \frac{2}{3} V_{c0} - \frac{1}{3} V_{a0} - \frac{1}{3} V_{b0} \quad \text{εξ. 2-15}$$

Η διαμόρφωση μέσω διανύσματος χώρου SVM είναι μια εναλλακτική τεχνική για τον καθορισμό των διακοπτικών σημάτων στις πύλες των ημιαγωγικών στοιχείων του μετατροπέα. Ένας αντιστροφέας πλήρους γέφυρας δύο επιπέδων όπως φαίνεται στο Σχήμα 2-4 έχει $2^3 = 8$ δυνατές διακοπτικές καταστάσεις λόγω της συμπληρωματικής λειτουργίας των ημιαγωγικών στοιχείων που βρίσκονται στον ίδιο κλάδο της

τριφασικής γέφυρας. Είναι προφανές ότι η κατάσταση του αντιστροφέα μπορεί να περιγραφεί με τον εκάστοτε συνδυασμό αγωγής ή μη αγωγής των διακοπτικών στοιχείων. Έτσι ορίζονται οχτώ διακριτές καταστάσεις του αντιστροφέα. [6]

Σύμφωνα με την αρίθμηση που έχει γίνει στα IGBT's στο Σχήμα 2-4 παρατηρούμε στον Πιν. 2-1 ότι τα ζευγάρια διακοπών (1-4),(3-6),(2-5) δεν άγουν ποτέ διότι αυτό θα είχε ως αποτέλεσμα τη βραχυκύκλωση του πυκνωτή. Για την αποφυγή αυτού του σφάλματος ελέγχουμε αλγοριθμικά την καθυστέρηση έναρξης αγωγής των διακοπών κατά την πειραματική εφαρμογή. Ο νεκρός χρόνος (deadband) που επιλέγεται για την ασφαλή παλμοδότηση των διακοπών είναι $t_{\text{deadband}} = 0.5\mu\text{sec}$.

A/A	Διακόπτες σε κατάσταση αγωγής						Πλάτη τάσεων στα άκρα του φορτίου κάθε φάσεως			Κωδικοποίηση Καταστάσεων Αντιστροφέα
	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	
0	0	1	0	1	0	1	0	0	0	$V_0(000)$
1	1	1	0	0	0	1	$2V_d/3$	$-V_d/3$	$-V_d/3$	$V_1(100)$
2	1	1	1	0	0	0	$V_d/3$	$V_d/3$	$-2V_d/3$	$V_2(010)$
3	0	1	1	1	0	0	$-V_d/3$	$2V_d/3$	$-V_d/3$	$V_3(010)$
4	0	0	1	1	1	0	$-2V_d/3$	$V_d/3$	$V_d/3$	$V_4(011)$
5	0	0	0	1	1	1	$-V_d/3$	$-V_d/3$	$2V_d/3$	$V_5(001)$
6	1	0	0	0	1	1	$V_d/3$	$-2V_d/3$	$V_d/3$	$V_6(101)$
7	1	0	1	0	1	0	0	0	0	$V_7(111)$

Πιν. 2-1 Καταστάσεις ομαλής λειτουργίας

Βάση αυτής της στρατηγικής ελέγχου το διάνυσμα $V_{\alpha\beta}$ αποτελεί ένα στρεφόμενο διάνυσμα V_s^* το οποίο στρέφεται αντιωρολογιακά με συχνότητα $f = 50\text{Hz}$ διασχίζοντας τους 6 τομείς που διαμορφώνουν στο μιγαδικό επίπεδο.

Είναι φανερό στο Σχήμα 2-6 πως έχοντας αυτές τις 6 καταστάσεις-διανύσματα πλάτους $\underline{V}_x = \frac{2V_d}{3}$, $x \in [1,6]$ ως σημεία αναφοράς, μπορεί το στρεφόμενο διάνυσμα να αναλυθεί στα παρακείμενα σε αυτό διανύσματα [7]. Εν προκειμένω :

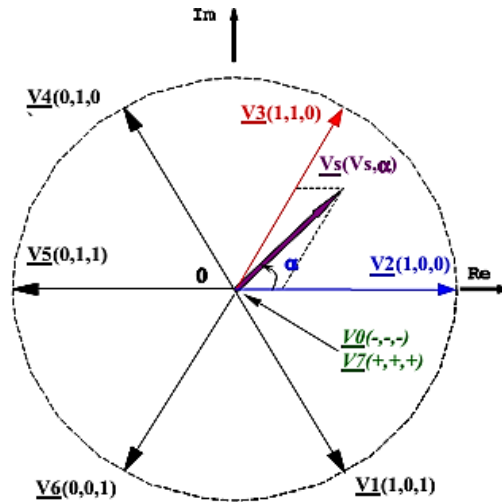
$$V^* \cdot \sin(\pi/3 - \alpha) = V_a \cdot \sin(\pi/3) \quad \text{εξ. 2-16}$$

$$V^* \cdot \sin(\alpha) = V_b \cdot \sin(\pi/3) \quad \text{εξ. 2-17}$$

Από τις εξ. 2-16 και εξ. 2-17 προκύπτει ότι :

$$V_a = \left(\frac{2}{\sqrt{3}}\right) * V^* * \sin(\pi/3 - \alpha) \quad \text{εξ. 2-18}$$

$$V_\beta = \left(\frac{2}{\sqrt{3}}\right) * V^* * \sin(\alpha) \quad \text{εξ. 2-19}$$



Σχήμα 2-6 Διανύσματα κατάστασης αγωγής διακοπών

Λειτουργώντας έτσι σε ένα διακριτό σύστημα όπως αυτό του DSP με συχνότητα δειγματοληψίας $T_c = 50 \mu\text{sec}$ το διάνυσμα αναφοράς \underline{V}_s κινείται διακριτά στο μιγαδικό χώρο στις θέσεις ανάμεσα από δύο κάθε φορά παρακείμενα διανύσματα. Έτσι στην περίπτωση που συνέπιπτε π.χ. με το διάνυσμα \underline{V}_2 τότε για εκείνο το χρονικό διάστημα $\underline{V}_s = \underline{V}_2$. Εάν το \underline{V}_s βρίσκεται ακριβώς ανάμεσα από \underline{V}_2 και \underline{V}_3 τότε $\underline{V}_s = 0,5 * \underline{V}_2 + 0,5 * \underline{V}_3$ όπου το 0,5 αποτελεί τη χρονική διάρκεια ανάμεσα στα δύο παρακείμενα διανύσματα. Έτσι στη γενική του θεώρηση

$$V^* = V_1 * \frac{t_a}{T_c} + V_2 * \frac{t_\beta}{T_c} + (V_0 \text{ ή } V_7) * \frac{t_0}{T_c} \quad \text{εξ. 2-20}$$

ή

$$V^* * T_c = V_1 * t_a + V_2 * t_\beta + (V_0 \text{ ή } V_7) * t_0 \quad \text{εξ. 2-21}$$

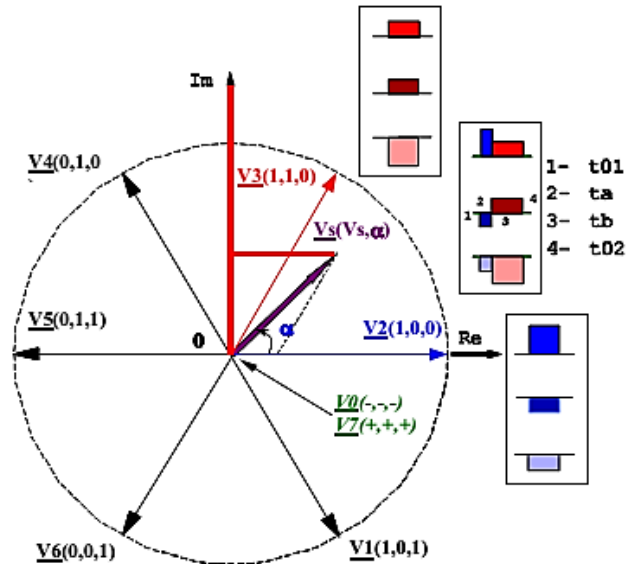
όπου

$$t_a = \frac{V_a}{V_1} * T_c \quad \text{εξ. 2-22}$$

$$t_b = \frac{V_b}{V_2} * T_c \quad \text{εξ. 2-23}$$

$$t_0 = T_c - (t_a + t_b) \quad \text{εξ. 2-24}$$

Οπτικά οι σχέσεις που παρουσιάστηκαν παραπάνω για ένα συγκεκριμένο στιγμιότυπο κατά το οποίο το διάνυσμα αναφοράς βρίσκεται στον πρώτο από τους έξι τομείς του μιγαδικού επιπέδου, οι χρόνοι αγωγής t_a και t_b καθώς και οι χρόνοι κατά τους οποίους ανοιχτοκυκλώνεται ο αντιστροφείας (t_0 και t_7) αναπαρίστανται στο Σχήμα 2-7.



Σχήμα 2-7 Χρονική αναπαράσταση διανυσμάτων αγωγής [7]

Για την ψηφιακή υλοποίηση της παραπάνω λογικής παρατίθεται το αντίστοιχο κομμάτι κώδικα γραμμένο στο προγραμματιστικό περιβάλλον της C.

```

/*__SPACE VECTOR MODULATION__*/

// Vx_svm = Grid Voltage          sec = sector of the vector
//Tx1   = Conduction Time of Switching Elements
//EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA = Comparison with the triangular signal of DSP
if( Vb_svm >= 0 )      pre_sec1 = 1; else pre_sec1 = 0;
if((SQRT3 * Va_svm - Vb_svm) >= 0) pre_sec2 = 2; else pre_sec2 = 0;
if((SQRT3 * Va_svm + Vb_svm) >= 0) pre_sec3 = 0; else pre_sec3 = 4;

sec = pre_sec1 + pre_sec2 + pre_sec3 ;

switch (sec){
    case(1){ sector = 2; break; }
    case(2){ sector = 6; break; }
    case(3){ sector = 1; break; }
    case(4){ sector = 4; break; }
    case(5){ sector = 3; break; }
    case(6){ sector = 5; break; }}

X = (SQRT3*Vb_svm      )* Inv_Vdc_link_ref;
Y = (SQRT3*Vb_svm + 3*Va_svm)*0.5*Inv_Vdc_link_ref;
Z = (SQRT3*Vb_svm - 3*Va_svm)*0.5*Inv_Vdc_link_ref;

switch (sector){
    case(1){ T1 = -Z; T2 = X; break; }
    case(2){ T1 = Z; T2 = Y; break; }
    case(3){ T1 = X; T2 = -Y; break; }

```

```

case(4):{ T1 = -X; T2 = Z; break; }
case(5):{ T1 = -Y; T2 = -Z; break; }
case(6):{ T1 = Y; T2 = -X; break; }}
Ta1 = 0.25 * (1-T1-T2);
Tb1 = Ta1 + 0.5 * T1;
Tc1 = Tb1 + 0.5 * T2;

```

```

switch (sector){
case(1):{ leg1 = Ta; leg2 = Tb; leg3 = Tc;}
case(2):{ leg1 = Tb; leg2 = Ta; leg3 = Tc;}
case(3):{ leg1 = Tc; leg2 = Ta; leg3 = Tb;}
case(4):{ leg1 = Tc; leg2 = Tb; leg3 = Ta;}
case(5):{ leg1 = Tb; leg2 = Tc; leg3 = Ta;}
case(6):{ leg1 = Ta; leg2 = Tc; leg3 = Tb;}}

```

// legx με x = (1,2,3), είναι οι παλμοί που οδηγούν το αντίστοιχο πόδι του αντιστροφέα, αφού συγκριθεί με το τριγωνικό φέρον της αντίστοιχης ψηφιακής διάταξης

Κώδικ. 2-1 Αλγοριθμική Υλοποίηση SVM.

Σύμφωνα με την έως τώρα ανάλυση, το στρεφόμενο διάνυσμα κινείται εντός του κύκλου που περιγράφει τα 6 διανύσματα πλάτους $\frac{2*V_d}{3}$. Όμως για λειτουργία του αντιστροφέα στη γραμμική περιοχή, απαιτείται το διάνυσμα \underline{V}_s να είναι μικρότερο του κύκλου που είναι εγγεγραμμένος στο εξάγωνο που ορίζουν τα 6 διανύσματα-καταστάσεις λειτουργίας. [7]. Στο όριο γραμμικής λειτουργίας

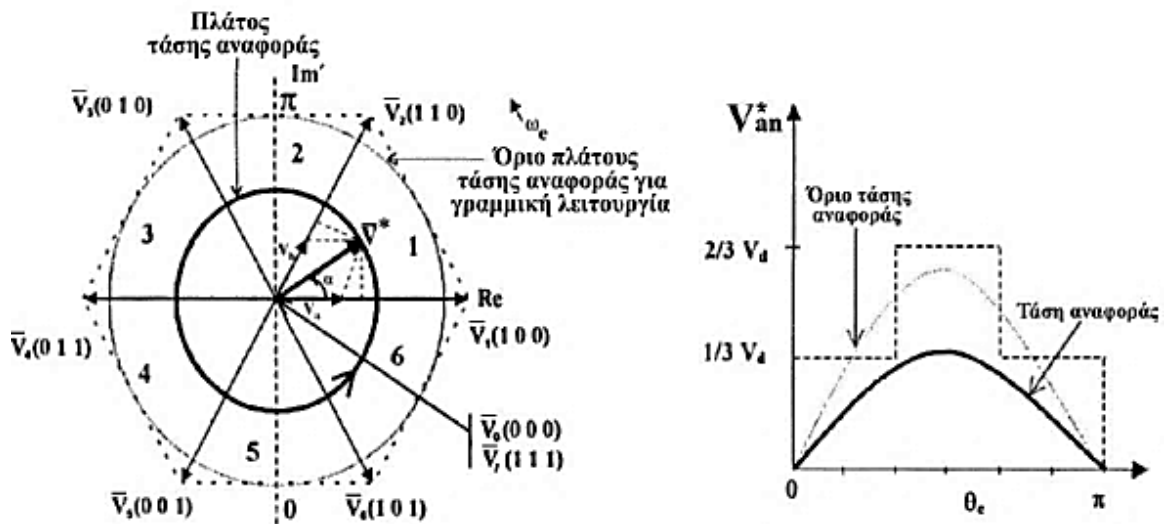
$$\underline{V}_s = \frac{2}{3} V_d \cos\left(\frac{\pi}{6}\right) = 0,577 * V_d \quad \text{εξ. 2-25}$$

Ως συντελεστής διαμόρφωσης ορίζεται ο δείκτης

$$m' = \frac{\hat{V}^*}{\hat{V}_{1,sw}} \quad \text{εξ. 2-26}$$

Όπου \hat{V}^* το επιθυμητό πλάτος του διανύσματος της τάσεως εξόδου και $\hat{V}_{1,sw}^*$ το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας ($4V_d/2\pi$) για λειτουργία με τετραγωνικό παλμό τάσεως. Έτσι ο συντελεστής διαμόρφωσης γίνεται ίσος με 0,907 στο όριο γραμμικής λειτουργίας.

$$m' = \frac{\hat{V}^*}{\hat{V}_{1,sw}} = \frac{0,577 * V_d}{\frac{2}{\pi * V_d}} = 0.907 \quad \text{εξ. 2-27}$$



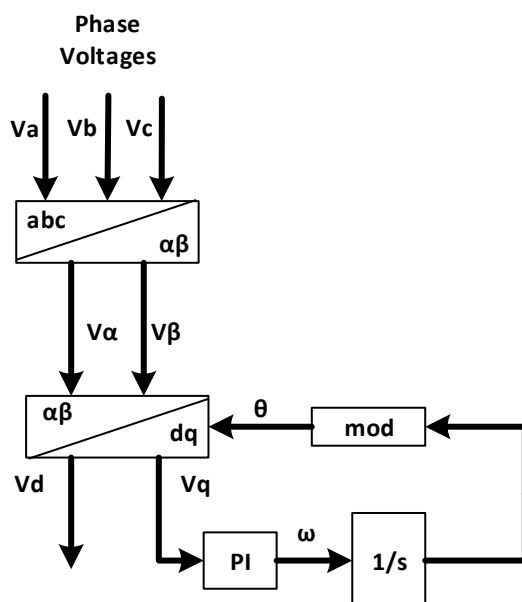
Σχήμα 2-8 Γραμμική περιοχή λειτουργίας για SVM [6]

Ο λόγος για τον οποίο επιλέχθηκε SVM έναντι του SPWM είναι το ότι πετυχαίνουμε καλύτερη αξιοποίηση της DC τάσης εισόδου διότι στο όριο γραμμικής λειτουργίας του SVM όπως διατυπώθηκε είναι $m'_{SVM} = 0.907$ ενώ ο συντελεστής διαμόρφωσης της τεχνικής SPWM στο όριο γραμμικής λειτουργίας είναι $m'_{SPWM} = 0.785$ [6].

3 Διάταξη Κλειδώματος Φάσης PLL

Η θεμελιώδης διάταξη η οποία παρουσιάζεται στο τέλος της γενικής περιγραφής του μοντελοποιημένου συστήματος είναι ο αλγοριθμικός μηχανισμός κλειδώματος φάσης PLL (Phase Locked Loop). Η διάταξη κλειδώματος φάσης χρησιμοποιεί τόσο τους μετασχηματισμούς Clark και Park όσο και ένα PI ελεγκτή. Ρόλος του είναι να εξάγει τόσο την γωνιακή ταχύτητα του τριφασικού δικτύου όσο και τη γωνία του δικτύου η οποία εισέρχεται ως μεταβλητή εισόδου στον αντίστροφο μετασχηματισμό Park. Ο αντίστροφος μετασχηματισμός Park παράγει τα επιθυμητά σήματα αναφοράς $V_{a,inv}$ και $V_{\beta,inv}$ επιβάλλοντας τους την ορθή φάση και γωνιακή ταχύτητα περιστροφής του δικτύου. Αποτελεί λοιπόν την καρδιά του συστήματός μας καθώς είναι υπεύθυνο για το συγχρονισμό με το δίκτυο σε όλες τις περιπτώσεις σφαλμάτων. Για το λόγο αυτό δίνεται ειδική μέριμνα στην ανάλυσή του και την όσο το δυνατό καλύτερη λειτουργία του.

Η βασική διαμόρφωση της διάταξης PLL απεικονίζεται στο Σχήμα 3-1. Ο κλειστός λοιπόν βρόχος ελέγχου που εισάγεται, χρησιμοποιεί έναν PI ελεγκτή, λαμβάνει ως σήμα εισόδου την τάση αναφοράς V_q και προσπαθεί να τη μηδενίσει καθώς στην έξοδό του ελεγκτή παράγεται η γωνιακή ταχύτητα του PLL. Η συχνότητα που παράγεται, προσπαθεί να φτάσει αυτή του δικτύου ώστε να μηδενιστεί το σφάλμα εισόδου του ελεγκτή. Η αύξηση της γωνίας του δικτύου θ μετά την ολοκλήρωση της παραγόμενης από το PLL γωνιακής ταχύτητας ω , περιορίζεται στα 2π rad καθώς η διάταξη θα υλοποιηθεί στην πράξη χρησιμοποιώντας DSP, αποφεύγοντας έτσι την υπερχειλίση.

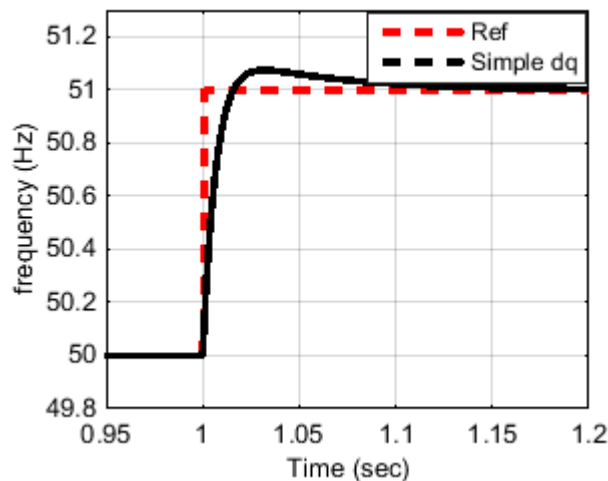


Σχήμα 3-1 Διαμόρφωση διάταξης κλειδώματος φάσης PLL

3.1 Απόκριση απλής διάταξης PLL (simple dq PLL)

Τα επιλεγμένα κέρδη του αναλογικού κέρδους K_p και του ολοκληρωτικού

κέρδους K_i επιλέχθηκαν ώστε να είναι σε πλήρη ταύτιση με την πραγματική πειραματική διάταξη. Αξίζει να σημειωθεί ότι επιλέχθηκαν έτσι ώστε στη μόνιμη κατάσταση της πειραματικής διάταξης να μην έχουμε υπολογίσιμη μόνιμη ταλάντωση συχνότητας. Έτσι λοιπόν το πείραμα μας κατέδειξε $K_p = 0.04$ και $K_i = 0.7$. Η απόκριση του PLL σε βηματική αλλαγή συχνότητας, αν και δεν αποτελεί μελέτη της παρούσας εργασίας δοκιμάστηκε αρχικά σε μεταβολή συχνότητας από τα 50Hz στα 51Hz. Η μεταβολή αυτή της συχνότητας σε ένα διασυνδεδεμένο σύστημα σημαίνει ότι έχει διαταραχθεί το ισοζύγιο ενεργού ισχύος καθώς ξαφνικά η κατανάλωση ενεργού ισχύος μειώνεται απότομα χωρίς να προλάβουν να αποκριθούν οι γεννήτριες μειώνοντας την παραγωγή τους. Πρακτικά τέτοια μεταβολή σε ένα διασυνδεδεμένο σύστημα όπως της Ελλάδας αποτελεί μια πολύ βίαιη κατάσταση και φαινομενικά είναι απίθανο να συμβεί. Παρ' όλα αυτά όμως επιλέγεται βηματική αλλαγή συχνότητας καθώς το αρμονικό περιεχόμενο μιας βηματικής μεταβολής είναι ευρύ. Έτσι κλειδώθηκε η απλή διάταξη με τα κατάλληλα κέρδη όπως διαπιστώνεται στη γρήγορη απόκριση στο Σχήμα 3-2.



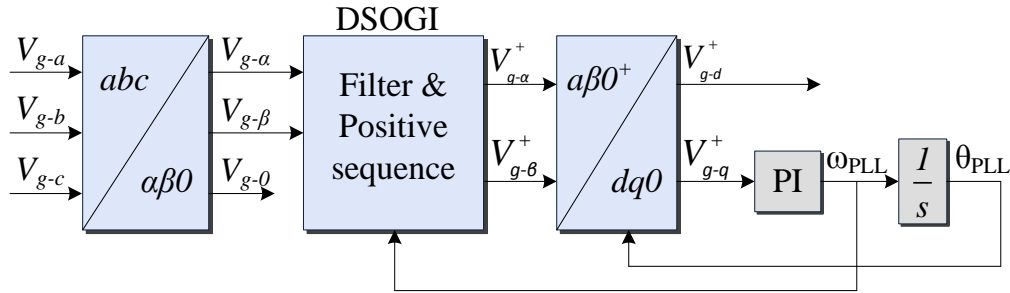
Σχήμα 3-2 Βηματική απόκριση συχνότητας στο simple dq PLL

3.2 Εισαγωγή στο δευτέρας τάξης προσαρμοστικό φίλτρο DSOGI

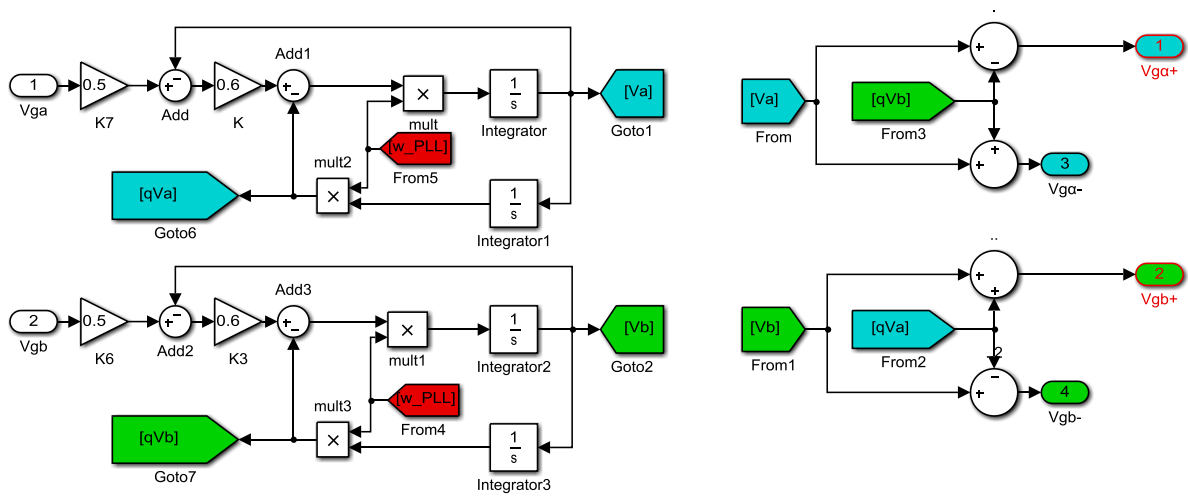
Ένα απλό PLL έχει αξιόλογη συμπεριφορά μόνο σε ιδανικές καταστάσεις λειτουργίας δηλαδή απουσία αρμονικού περιεχομένου, απουσία ασυμμετρίας πλάτους και φάσης των τάσεων.

Σε μη ιδανικές λοιπόν συνθήκες το PLL μπορεί να συνεχίσει να λειτουργεί ικανοποιητικά εάν κατασταλούν οι αρμονικές που επηρεάζουν αρνητικά τη λειτουργία του. Έτσι εφαρμόζοντας ένα φίλτρο με το κατάλληλο εύρος ζώνης αποκοπής καταστέλλουμε τις αρμονικές. Για το λόγο αυτό υλοποιούμε σε συνδυασμό με το συμβατικό PLL το DSOGI (Double Second Order Generalized Integrator). Το DSOGI είναι ένα δευτέρας τάξεως προσαρμοστικό φίλτρο το οποίο χρησιμοποιείται για την εξαγωγή τάσεως θετικής ακολουθίας. Συνεπώς για ένα τριφασικό δίκτυο σαν το δικό μας οποιαδήποτε διαταραχή ασυμμετρίας δεν θα επηρεάσει την ομαλή λειτουργία εξαγωγής συχνότητας αλλά και γωνίας του δικτύου. Για την εξαγωγή λοιπόν της

θετικής ακολουθίας του τριφασικού μας δικτύου θα χρησιμοποιήσουμε το παρακάτω κύκλωμα.[8]



Σχήμα 3-3 Διάταξη εισαγωγής DSOGI filter



Σχήμα 3-4 Block Διάγραμμα υλοποίησης DSOGI φίλτρου

Η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου για την εξαγωγή της συμφασικής συνιστώσας V_a σε σχέση με την είσοδο της V_{ga} είναι η εξής :

$$H_d(s) = \frac{V_a}{V_{ga}}(s) = \frac{k\omega s}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \quad \text{εξ. 3-1}$$

$$H_d(s) = \frac{V_\beta}{V_{g\beta}}(s) = \frac{k\omega s}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \quad \text{εξ. 3-2}$$

Από την άλλη η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου για την εξαγωγή της ορθογωνικής συνιστώσας qV_{ga} σε σχέση με την είσοδο της V_{ga} είναι η εξής :

$$H_q(s) = \frac{qV_{ga}}{V_{ga}}(s) = \frac{k\omega^2}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \quad \text{εξ. 3-3}$$

$$H_q(s) = \frac{qV_{g\beta}}{V_{g\beta}}(s) = \frac{k\omega^2}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \quad \text{εξ. 3-4}$$

Η αναλυτική μαθηματική παρουσίαση της υλοποίησης του SOGI τόσο σε διακριτό χρόνο όσο και σε αλγοριθμική υλοποίηση παρουσιάζεται στο παράρτημα και πιο συγκεκριμένα στο κεφάλαιο 10.4.

Έχοντας τώρα στη διάθεσή μας τις συμφασικές με την είσοδο V_{ga} συνιστώσες τάσεως V_a και V_β καθώς και τις ορθογωνικές του συνιστώσες qV_a και qV_β γίνεται η εξαγωγή της θετικής ακολουθίας τόσο της φάσης $V_{g\alpha}^+$ όσο και της $V_{g\beta}^+$ σύμφωνα με τις εξ. 3-5 και εξ. 3-6

$$V_{g\alpha}^+ = \frac{1}{2} * (V_a - qV_\beta) \quad \text{εξ. 3-5}$$

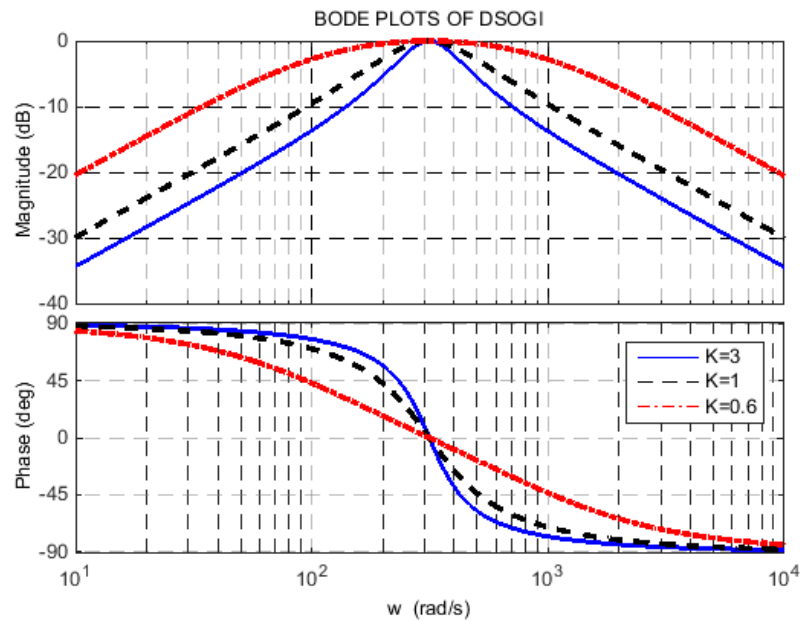
$$V_{g\beta}^+ = \frac{1}{2} * (qV_a + V_\beta) \quad \text{εξ. 3-6}$$

Στην ανάλυση που θα ακολουθήσει θα χρειαστεί να χειριστούμε καταστάσεις στις οποίες έχουμε ασύμμετρα σφάλματα τάσεως δικτύου, για το λόγο αυτό το DSOGI φίλτρο θα είναι χρήσιμο όχι μόνο στην εξαγωγή θετικής ακολουθίας για την ανεύρεση της συχνότητας του δικτύου αλλά και διότι με τις κατάλληλες σχέσεις θα μπορέσουμε να εξαγάγουμε τις τάσεις αρνητικής ακολουθίας. Αυτή η δυνατότητα αναγνώρισης και ελέγχου τάσεων θετικής και αρνητικής ακολουθίας του δικτύου θα φανεί ιδιαίτερα χρήσιμη στην πορεία της εργασίας. Η εξαγωγή των $V_{g\alpha}^-$ όσο και της $V_{g\beta}^-$ γίνεται σύμφωνα με τις εξ. 3-7 και εξ. 3-8

$$V_{g\alpha}^- = \frac{1}{2} * (V_a + qV_\beta) \quad \text{εξ. 3-7}$$

$$V_{g\beta}^- = \frac{1}{2} * (V_\beta - qV_a) \quad \text{εξ. 3-8}$$

Οι συνιστώσες θετικής ακολουθίας που προέκυψαν είναι πλέον απαλλαγμένες από το αρμονικό περιεχόμενο το οποίο θα αποκόψει το φίλτρο DSOGI. Όπως θα δούμε στο παρακάτω διάγραμμα bode που υλοποιήθηκε στο matlab πρόκειται για ένα φίλτρο το οποίο αφού λειτουργεί γύρω από τη συχνότητα $f = 50 \text{ Hz}$ δηλαδή $\omega = 314,16 \text{ rad/sec}$ δημιουργεί ένα ζωνοπερατό φίλτρο ακριβώς σε αυτή τη συχνότητα με μηδενική απόκλιση φάσεως στη συχνότητα εφαρμογής. Ανάλογα τώρα με την παράμετρο k που θα επιλεχθεί το φίλτρο γίνεται πιο επιλεκτικό καθώς το k μειώνεται.[9]

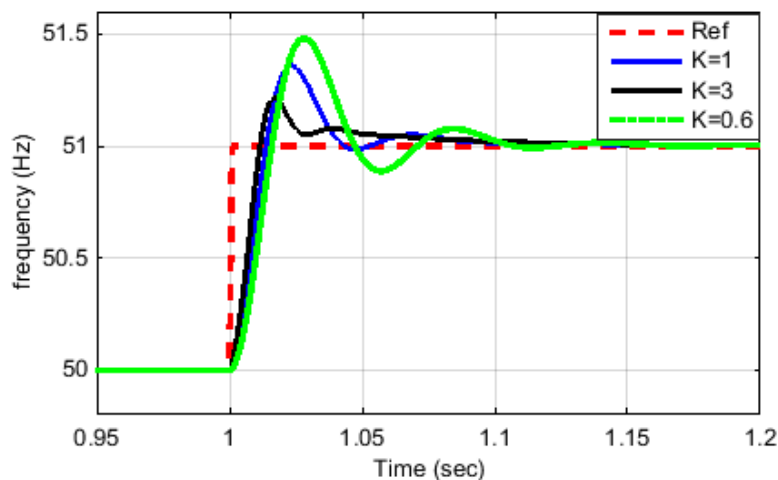


Σχήμα 3-5 Απόκριση προσαρμοστικού φίλτρου για διαφορετικά K SOGI

Παρατηρούμε από τα διαγράμματα bode (Σχήμα 3-5) ότι όσο αυξάνουμε το k τόσο μεγαλύτερο overshoot θα έχουμε σε παραπλήσιες συχνότητες αυτής των $\omega=314,16(\text{r/s})$ αλλά τόσο μικρότερη ταλάντωση διότι στο διάγραμμα φάσης η φασική απόκλιση είναι μικρή. Από την άλλη μεριά αν μειώσουμε το k σε κάποια βηματική μεταβολή θα έχουμε μικρότερη υπερπήδηση αλλά μεγαλύτερη ταλάντωση μέχρι να φτάσουμε στη μόνιμη κατάσταση λόγω της πιο απότομης φασικής απόκλισης γύρω από το $\omega=314,16(\text{r/s})$.

3.3 Εφαρμογή του DSOGI στο PLL

Με δεδομένα τα κέρδη των ελεγκτών $K_p = 0.04$ και $K_i = 0.7$, γίνεται πρώτα επιβεβαίωση για ($k= 0.6/1/3$) σε βηματική μεταβολή συχνότητας όταν εφαρμόσουμε το DSOGI φίλτρο στο συμβατικό PLL, στο προσομοιωτικό περιβάλλον της matlab.



Σχήμα 3-6 Απόκριση κλειδώματος PLL σε βηματική αύξηση της συχνότητας χρησιμοποιώντας διαφορετικά κέρδη k για το εφαρμοζόμενο SOGI

Η επιλογή του k όπως αναμενόταν θα επηρεάσει και την απόκριση του φίλτρου σε βηματικές αλλαγές. Παρατηρώντας το γράφημα της βηματικής απόκρισης του ελεγκτή έχοντας προσθέσει το DSOGI φίλτρο, επιβεβαιώνεται η ανάλυση των διαγραμμάτων bode. Για μεγαλύτερο κέρδος k έχουμε μικρότερη απόκριση σε βηματική αλλαγή συχνότητας αλλά και μεγαλύτερη ταλάντωση. Λόγω της επιλεκτικότητας όμως που παρουσιάζει το φίλτρο για μικρότερο κέρδος k χωρίς βέβαια να έχουμε και αρνητική επίδραση σε μια βηματική μεταβολή συχνότητας επιλέχθηκε $k = 0.6$.

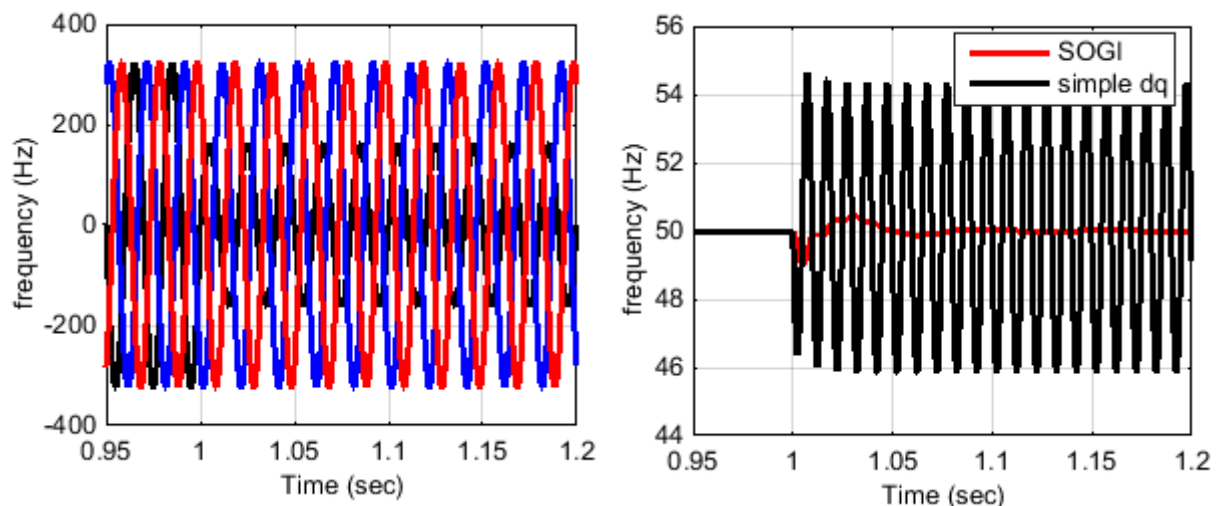
Πλέον λοιπόν ο επιτηρητής συχνότητας που θα χρησιμοποιήσουμε είναι ένας PI ελεγκτής έχοντας προσαρμόσει ένα DSOGI φίλτρο για την εξαγωγή της θετικής ακολουθίας των $\alpha\beta$ διανυσμάτων απαλλαγμένων από την περιττή πληροφορία της τάσεως αρνητικής ακολουθίας στο επίπεδο βέβαια αναζήτησης της συχνότητας του δικτύου.

3.4 Πλεονεκτήματα του DSOGI σε σχέση με το Simple dq PLL

Η εξαγωγή της τάσεως θετικής ακολουθίας για την εύρεση της συχνότητας του δικτύου αποτελεί καίριο πλεονέκτημα επιλογής του DSOGI προσαρμοστικού φίλτρου διότι η πληροφορία που παρέχεται από το δίκτυο όσον αφορά την γωνιακή ταχύτητα περιστροφής των διανυσμάτων είναι απαλλαγμένη από το ασυμμετρίες του δικτύου αλλά και τυχόν ύπαρξη θορύβου.

3.4.1 Μονοφασική Βύθιση Τάσεως

Στο Σχήμα 3-7 παρουσιάζεται μια βύθιση τάσεως V_a από $100\%V_n$ σε $50\%V_n$, στο τη χρονική στιγμή $t = 1\text{sec}$.

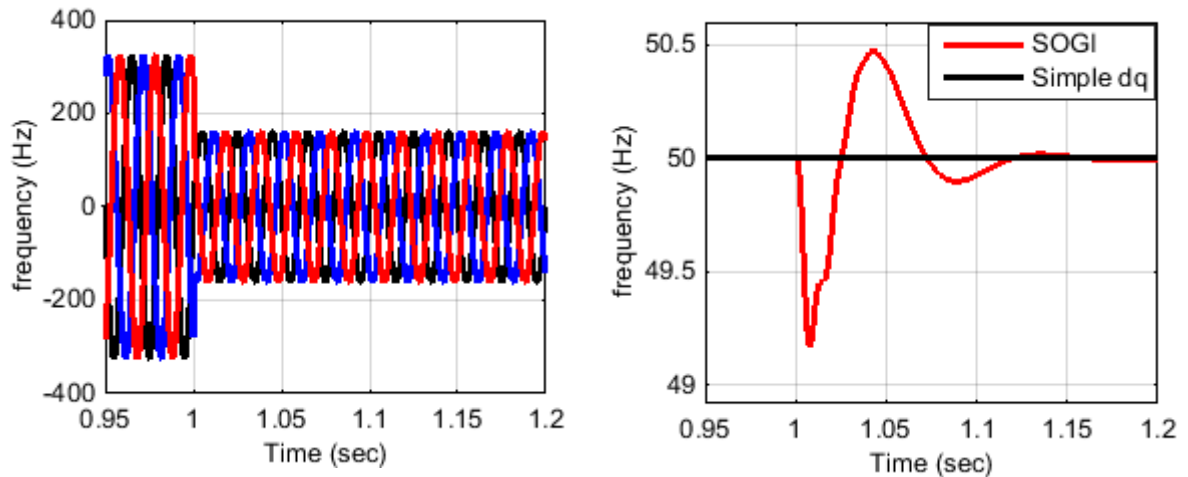


Σχήμα 3-7 Απόκριση SOGI και Simple dq PLL σε μονοφασική βύθιση τάσεως

Παρατηρείται ότι το συμβατικό PLL δεν αποκρίνεται κατάλληλα σε μια μονοφασική βύθιση τάσεως καθώς προκαλεί μια μόνιμη ταλάντωση συχνότητας γύρω από τα 50Hz συχνότητας διπλάσιας αυτής του δικτύου. Από την άλλη η εφαρμογή του DSOGI φίλτρου έχει ως συνέπεια μια μικρή απόκλιση από τα 50 Hz συγκεκριμένα βύθιση στα 49,55 Hz αλλά επανέρχεται σε 0,03 sec δηλαδή μετά από 1,5 κύκλους ημιτόνου

3.4.2 Τριφασική Βύθιση Τάσεως

Ένα επιπλέον σφάλμα το οποίο είναι πιθανό να συμβεί στο τριφασικό δίκτυο κατά τη διάρκεια λειτουργίας του δικτύου είναι μια τριφασική βύθιση τάσεως. Η απόκριση των προαναφερμένων λειτουργιών παρουσιάζεται παρακάτω.

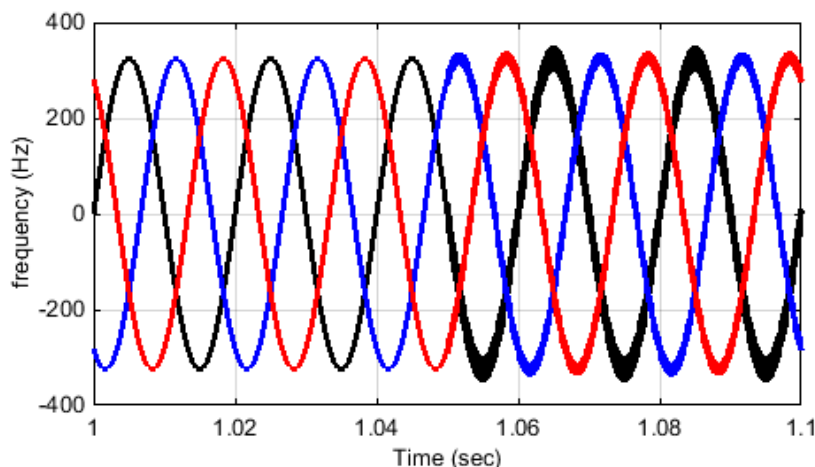


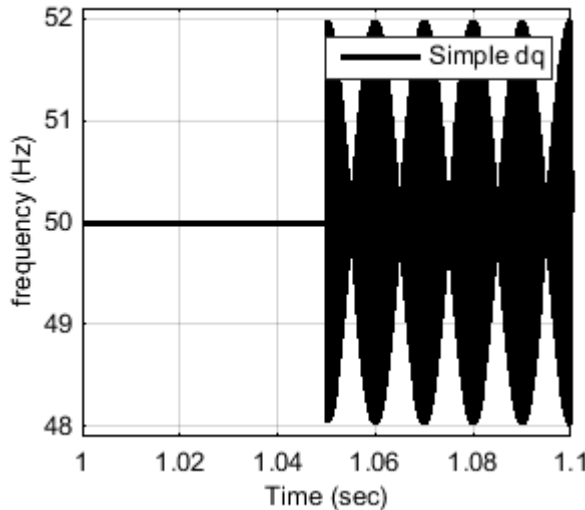
Σχήμα 3-8 Απόκριση SOGI και Simple dq PLL σε τριφασική βύθιση τάσεως

Όπως παρατηρείται από την προσομοίωση που πραγματοποιήθηκε σε μία τέλεια τριφασική βύθιση τάσεως το απλό PLL δεν αντιλαμβάνεται καμία διαφορά ενώ το PLL με το DSOGI φίλτρο διαταράσσεται με μέγιστη στιγμιαία απόκλιση συχνότητας τα 0,8Hz που ουσιαστικά αυτή η παραμόρφωση είναι αμελητέα.

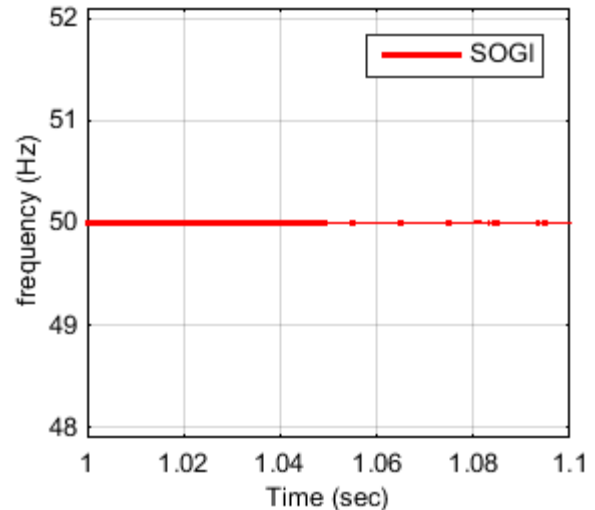
3.4.3 Εφαρμογή Αρμονικής Παραμόρφωσης

Η τελευταία άρση απλούστευσης του δικτύου γίνεται με την εισαγωγή αρμονικής παραμόρφωσης. Παρακάτω παρουσιάζεται ο τρόπος με τον οποίο αντιδρούν τα δύο μοντέλα.





Σχήμα 3-9 Απόκριση Simple dq PLL σε εφαρμογή αρμονικής παραμόρφωσης



Σχήμα 3-10 Απόκριση DSOGI PLL σε εφαρμογή αρμονικής παραμόρφωσης

Όπως παρατηρούμε και σε αυτό το γράφημα η αρμονική παραμόρφωση προκαλεί στο απλό PLL διακρότημα υψίσυχνης ταλάντωσης το οποίο αγγίζει τη μέγιστη απόκλιση των 2 Hz ενώ το φίλτρο DSOGI αποκόπτει αυτές τις συχνότητες και επιτρέπει μόνο σε ένα πολύ μικρό περιορισμένο εύρος να εμφανιστούν, κατά το διάγραμμα bode. Έτσι η ταλάντωση που προκύπτει είναι της τάξεως των 0,003 Hz

Συμπέρασμα της ως άνω μελέτης είναι το ότι η εφαρμογή του DSOGI φίλτρου κάνει το σύστημα επιτήρησης αξιόπιστο σε πραγματικές εφαρμογές δικτύου, καθώς είναι άμεσα αποκρίσιμο ενώ ανταποκρίνεται σε όλα τα σφάλματα δικτύου επιτυχώς. Η εφαρμογή του λοιπόν καταστέλλει επιτυχώς όλα τα αρνητικά σημεία που διαθέτει ο απλός PI έλεγχος.

3.4.4 Διακριτοποίηση του φίλτρου δευτέρας τάξης του DSOGI

3.4.4.1 Συμβατικοί τρόποι ολοκλήρωσης

Προκειμένου να γίνει εφαρμογή του DSOGI φίλτρου σε διακριτό χρόνο, σε πειραματικό πλέον επίπεδο με τη χρήση μικροεπεξεργαστή, θα πρέπει να αποφασιστεί η μέθοδος μετάβασης από το πεδίο s στο πεδίο z , που θα χρησιμοποιηθεί. Στην περίπτωση λειτουργίας του DSOGI φίλτρου παράγονται δύο κάθετα μεταξύ τους σήματα από το V_{alpha} και άλλα δύο από το V_{beta} . Το ένα είναι συμφασικό με το πηγαίο σήμα $[v]$ και το άλλο $[q]$ ορθογώνιο ως προς το πρώτο συμφασικό παραχθέν. Η πιο συχνή μέθοδος ολοκλήρωσης που χρησιμοποιείται είναι η Forward Euler Integration, για περίοδο δειγματοληψίας $T_s = 50\mu sec$

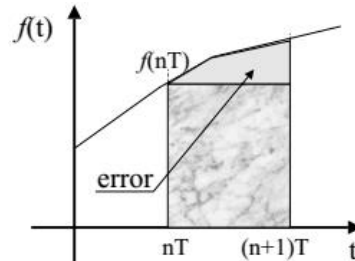
Για την αποσαφήνιση των τριών κλασικών μεθόδων ολοκλήρωσης χρησιμοποιήθηκε ως παράδειγμα η εύρεσης της γωνίας $\theta(n)$ βάσει της γνώσης της γωνιακής ταχύτητας $\omega(n)$.

Forward Euler Integration:

Η Forward Euler Integration λαμβάνει ως τιμή αναφοράς την παλιά τιμή της χρησιμοποιούμενης μεταβλητής, και ολοκληρώνει βάσει αυτής. Βρίσκει έτσι το αποτέλεσμα της ολοκλήρωσης πολλαπλασιάζοντας με το χρόνο δειγματοληψίας T_s

$$\theta(n) = \theta(n-1) + T_s * \omega(n) \quad \text{εξ. 3-9}$$

$$\frac{1}{s} = T_s * \frac{1}{z-1} \quad \text{εξ. 3-10}$$



Σχήμα 3-11 Σφάλμα ολοκλήρωσης Forward Euler Integration

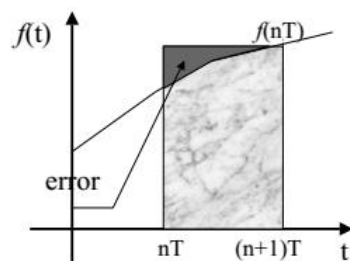
Μια άλλη μέθοδος που χρησιμοποιείται ευρέως είναι η Backward Euler Integration

Backward Euler Integration:

Η Forward Euler Integration λαμβάνει ως τιμή αναφοράς τη νέα τιμή της χρησιμοποιούμενης μεταβλητής, και ολοκληρώνει βάσει αυτής. Βρίσκει έτσι το αποτέλεσμα της ολοκλήρωσης πολλαπλασιάζοντας με το χρόνο δειγματοληψίας T_s

$$\theta(n) = \theta(n-1) + T_s * \omega(n-1) \quad \text{εξ. 3-11}$$

$$\frac{1}{s} = T_s * \frac{z}{z-1} \quad \text{εξ. 3-12}$$



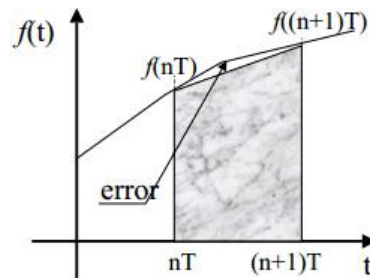
Σχήμα 3-12 Σφάλμα ολοκλήρωσης Backward Euler Integration

Trapezoidal ή Bilinear Integration

Η τελευταία μέθοδος που χρησιμοποιείται είναι η Trapezoidal ή Bilinear Transformation. Σε αυτή την περίπτωση χρησιμοποιείται κατά το ήμισυ η προηγούμενη γωνιακή ταχύτητα $\omega(n-1)$ και κατά το ήμισυ η παρούσα γωνιακή ταχύτητα $\omega(n)$.

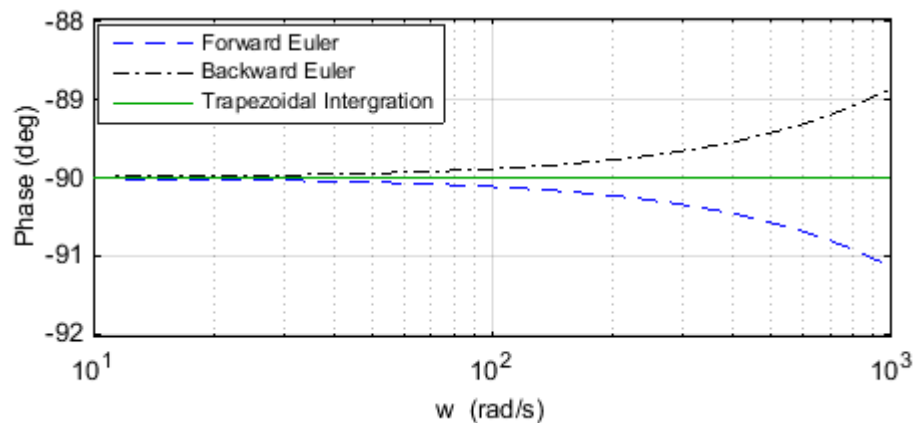
$$\theta(n) = \theta(n-1) + \frac{T_s}{2} * \omega(n-1) + \frac{T_s}{2} * \omega(n) \quad \text{εξ. 3-13}$$

$$\frac{1}{s} = \frac{T_s}{2} * \frac{z+1}{z-1} \quad \text{εξ. 3-14}$$

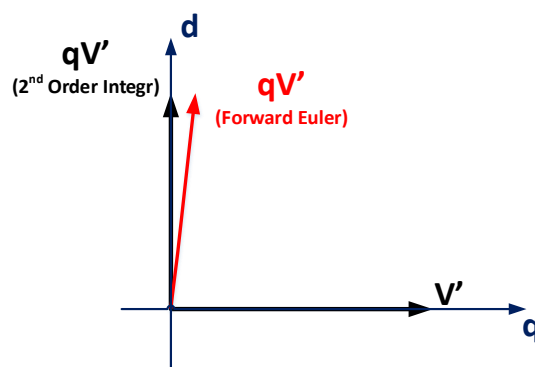


Σχήμα 3-13 Σφάλμα ολοκλήρωσης Backward Euler Integration

Τα διαγράμματα bode των τριών παραπάνω περιπτώσεων ολοκλήρωσης φαίνονται στο παρακάτω διάγραμμα απόκρισης φάσης. Παρατηρούμε ότι στη συχνότητα των 50 Hz μόνο η Trapezoidal δεν έχει απόκλιση φάσης. Στις άλλες δύο περιπτώσεις στη μόνιμη κατάσταση τα δύο σήματα που παράγονται, το συμφασικό και το επιθυμητά κάθετο σ' αυτό, λόγω απόκλισης φάσης δε θα είναι εντελώς κάθετα επομένως θα παρουσιάσουν μία μόνιμη ταλάντωση συχνότητας διπλάσιας των 50 Hz.[8]



Σχήμα 3-14 Διάγραμμα Bode απόκρισης φάσης για τις τρεις συμβατικές μεθόδους ολοκλήρωσης.

Σχήμα 3-15 Απόκλιση φάσης της qV' (Forward Euler) σε σχέση με την 2nd order ολοκλήρωση

Παρά το πλεονέκτημα που προσφέρει η τραπεζοειδής μέθοδος ολοκλήρωσης, αυτό δηλαδή της πλήρους καθετότητας με μηδενική απόκλιση από τις -90 μοίρες, όταν είμαστε σε θέση να την εφαρμόσουμε στον κώδικα προκύπτει αλγεβρικός βρόχος.[8] Συγκεκριμένα λοιπόν με την τραπεζοειδή διαμόρφωση προκύπτει το εξής σφάλμα σύμφωνα με τη διακριτή συνάρτηση μεταφοράς:

$$qV_a(n) = qV_a(n-1) + \frac{\omega * T_s}{2} * V_a(n-1) + \frac{\omega * T_s}{2} * V_a(n) \quad \text{εξ. 3-15}$$

$$\begin{aligned} V_a(n) = & V_a(n-1) + \frac{\omega * T_s}{2} \\ & * \left\{ K * (V_{alpha}(n-1) - V_a(n-1)) - qV_a(n-1) \right\} + \frac{\omega * T_s}{2} \\ & * \left\{ K * (V_{alpha}(n) - V_a(n)) - qV_a(n) \right\} \end{aligned} \quad \text{εξ. 3-16}$$

Όμοια και για τη συνιστώσα $V_b(n)$.

Συνεπώς για την αντιμετώπιση αυτού του σφάλματος θα χρησιμοποιηθεί μία ανώτερη μέθοδος ολοκλήρωσης η οποία εξασφαλίζει πλήρη καθετότητα μεταξύ των συνιστωσών. Σύμφωνα με τη μέθοδο της δεύτερης τάξης ολοκλήρωσης έχουμε :

3.4.4.2 Second Order Integration :

Για την αντιμετώπιση του προκύπτοντος σφάλματος χρειάζεται η εφαρμογή ανώτερων μεθόδων ολοκλήρωσης όπως δευτέρας και τρίτης τάξης. Επειδή η τρίτης τάξης ολοκλήρωση έχει μικρή διαφορά σε σχέση με αυτή της δευτέρας τάξης όσον αφορά την πειραματική μας εφαρμογή και πολύ μεγαλύτερη αλγοριθμική πολυπλοκότητα, εφαρμόζεται η δευτέρας τάξης ολοκλήρωση της οποίας οι συναρτήσεις μεταφοράς εκφράζονται από τις σχέσεις εξ. 3-17 και εξ. 3-18 στο διακριτό και συνεχή χρόνο αντίστοιχα.

$$\theta(n) = \theta(n-1) + \frac{T_s}{2} * [3 * \omega(n-1) - \omega(n-2)] \quad \text{εξ. 3-17}$$

$$\frac{1}{s} = \frac{T_s}{2} * \frac{3 * z^2 + 1}{z^2 - z} \quad \text{εξ. 3-18}$$

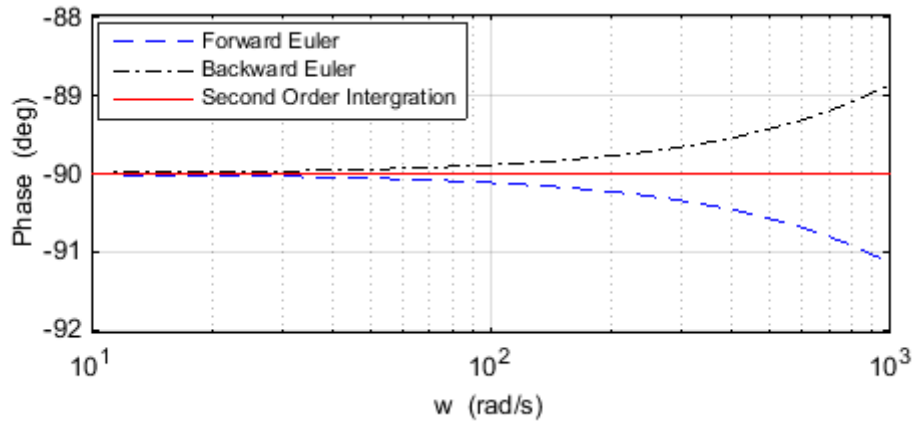
Συνεπώς τώρα:

$$qV_a(n) = qV_a(n-1) + \frac{\omega * T_s}{2} * 3 * V_a(n-1) - \frac{\omega * T_s}{2} * V_a(n-2) \quad \text{εξ. 3-19}$$

όπου

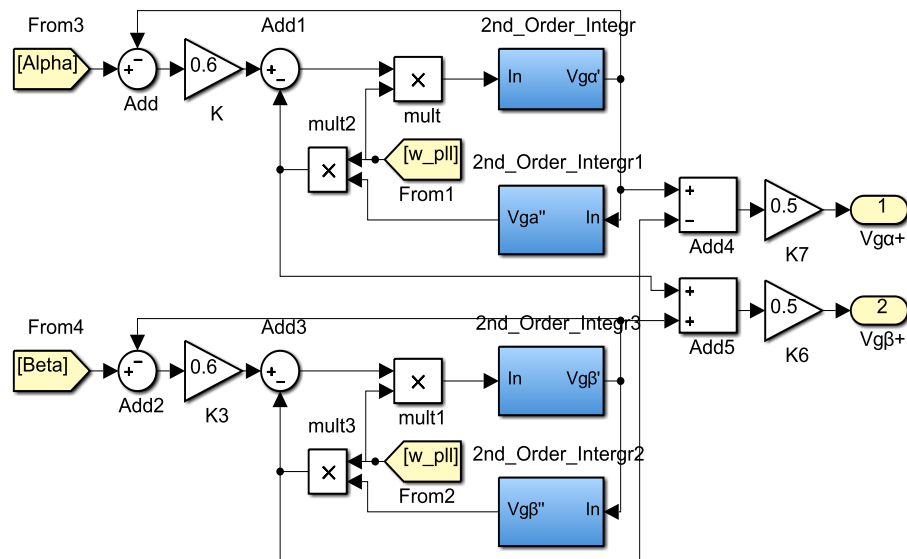
$$\begin{aligned} V_a(n) = & V_a(n-1) + \frac{\omega * T_s}{2} * 3 * \left\{ K * (V_{alpha}(n) - V_a(n-1)) - qV_a(n) \right\} \\ & - \frac{\omega * T_s}{2} * \left\{ K * (V_{alpha}(n-1) - V_a(n-2)) - qV_a(n-1) \right\} \end{aligned} \quad \text{εξ. 3-20}$$

Όμοια προκύπτουν οι συνιστώσες $qV_b(n)$ και $V_b(n)$. Έτσι τώρα παρατηρώντας το διάγραμμα bode απόκρισης φάσης (Σχήμα 3-16) παρατηρείται ίδια συμπεριφορά με αυτό της τραπεζοειδούς ολοκλήρωσης έχοντας εξαλείψει τώρα τον αλγεβρικό βρόχο σφάλματος που προέκυπτε



Σχήμα 3-16 Διάγραμμα Bode απόκρισης φάσης για το Second Order Integrator

Δεδομένης της πρότερης ανάλυσης το PLL το οποίο θα ικανοποιεί τις αυξημένες απαιτήσεις του δικτύου περιλαμβάνει για την εξαγωγή θετικής ακολουθίας το δευτέρας τάξης προσαρμοστικό φίλτρο στο οποίο έχει εφαρμοστεί ανωτέρα μέθοδος διακριτής ολοκλήρωσης σύμφωνα με το Σχήμα 3-17



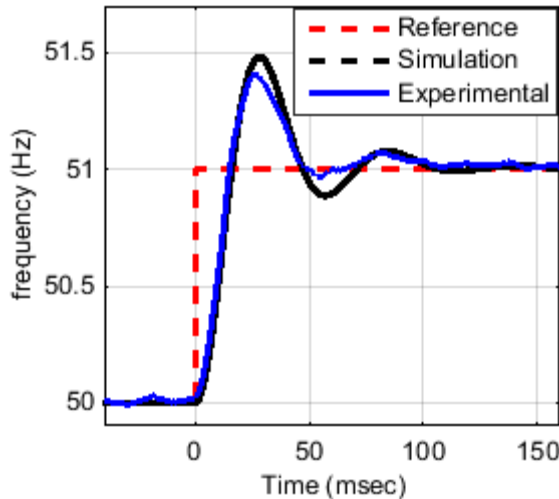
Σχήμα 3-17 Εισαγωγή της 2ας τάξης ολοκλήρωσης στο SOGI φίλτρο

3.5 Πειραματική επιβεβαίωση απόκρισης βελτιστοποιημένου PLL

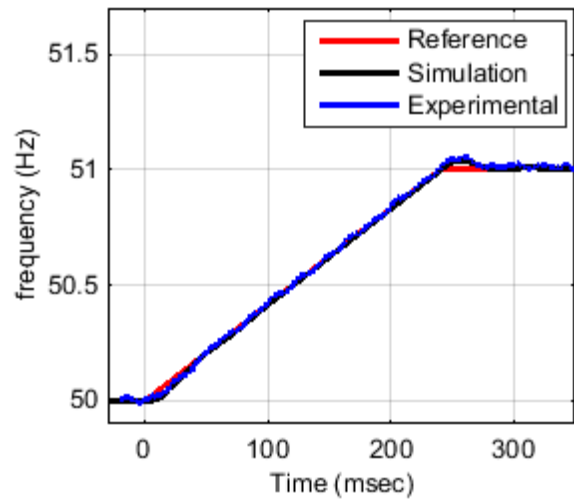
Η ιδιαίτερη βαρύτητα που δόθηκε στην βέλτιστη προσέγγιση της διατάξεως κλειδώματος φάσης φαίνεται και από το γεγονός της πειραματικής επιβεβαίωσης που πραγματοποιήθηκε στον inverter φωτοβολταϊκής συστοιχίας. Για το λόγο αυτό προγραμματίστηκε κατάλληλα ο DSP *TMS320F28335* της Texas Instruments καθώς και η τριφασική γεννήτρια του εργαστηρίου ηλεκτρικών μηχανών και ηλεκτρονικών ισχύος η (*MX30-3Pi-411-413-HV*), και προσομοιώνει διάφορες καταστάσεις λειτουργίας σφαλμάτων του δικτύου. Πιο συγκεκριμένα πραγματοποιήθηκε έλεγχος

βηματικής απόκρισης (Σχήμα 3-18) αλλά και ράμπας αλλαγής συχνότητας (Σχήμα 3-19) καθώς και η απόκριση σε βύθιση τριφασική (50% της ονομαστικής) (Σχήμα 3-20) αλλά και μονοφασικού ασύμμετρου σφάλματος (Σχήμα 3-21). Για λόγους πληρότητας τα πειραματικά αποτελέσματα αντιπαραβάλλονται με τα αποτελέσματα που έχουν προηγηθεί στην προσομοίωση.

Διαταραχές συχνότητας δικτύου

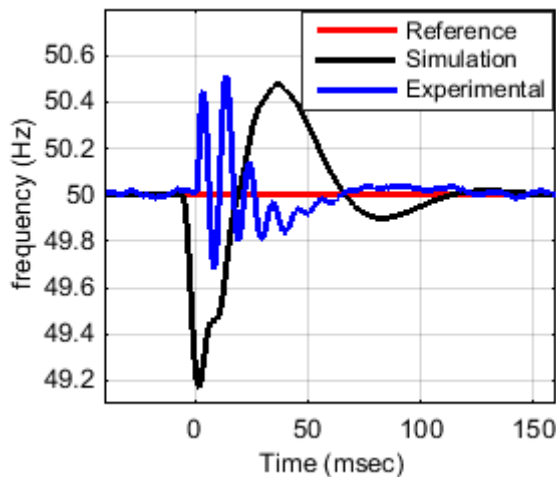


Σχήμα 3-18 Απόκριση βηματικής αλλαγής συχνότητας

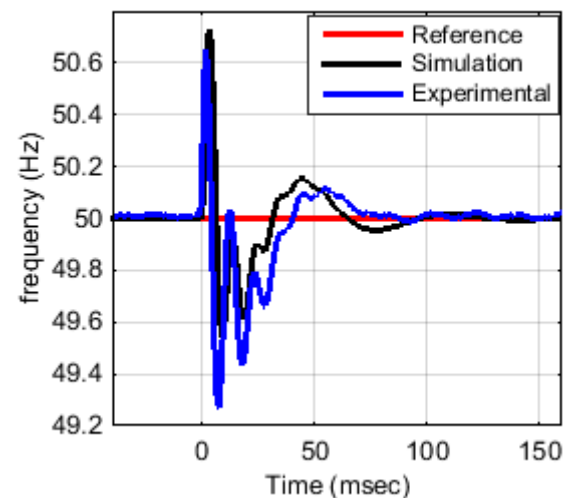


Σχήμα 3-19 Απόκριση ράμπας αλλαγής συχνότητας

Διαταραχές τάσεως δικτύου



Σχήμα 3-20 Απόκριση τριφασικής βύθισης τάσης



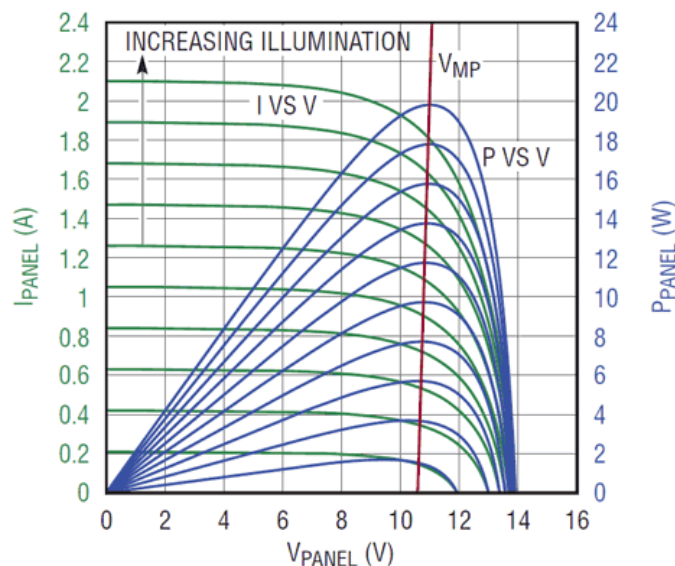
Σχήμα 3-21 Απόκριση μονοφασικής βύθισης τάσης

4 Εφαρμογή Ελέγχου

4.1 Έλεγχος στο στρεφόμενο dq πλαίσιο

4.1.1 Αναλυτική περιγραφή λειτουργίας

Η πρώτη προσέγγιση ελέγχου που πραγματοποιήθηκε προσομοιωτικά στο matlab είναι ο έλεγχος έγχυσης ενεργού και αέργου ισχύος σε ιδανικές συνθήκες στη μόνιμη κατάσταση. Όπως έχει περιγραφεί και στην παράγραφο 2.1, σύμφωνα με το Σχήμα 2-2, η ισχύς αναφοράς P^* καθορίζεται από την ακτινοβολία του ηλίου και είναι ανεξάρτητη μεταβλητή. Κάθε φορά λοιπόν ο dc/dc μετατροπέας ρυθμίζει σύμφωνα με τον αλγόριθμο μέγιστης απολαβής ισχύος MPPT, τη μέγιστη δυνατή ισχύ εισόδου στο σύστημα μας. Είναι υπεύθυνος για την εύρεση του MPP διότι ως μεταβλητή ελέγχου επιλέγεται η τάση στην έξοδο των Φ/Β πλαισίων. Η επιλογή αυτή στηρίζεται στο πλεονέκτημα ότι η τάση λειτουργίας στο σημείο μέγιστης απολαβής ισχύος δε μεταβάλλεται έντονα κατά την αλλαγή της εισερχόμενης ηλιακής ακτινοβολίας σε αντίθεση με το ρεύμα εξόδου Σχήμα 4-1.[5].

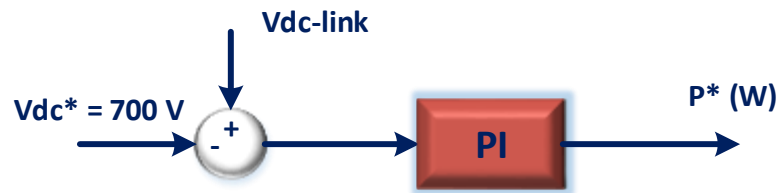


Σχήμα 4-1 Τυπικές καμπύλες φωτοβολταϊκού για διάφορες συνθήκες ηλιοφάνειας

Συνεπώς λειτουργώντας στην περιοχή όπου η τάση παραμένει σχετικά σταθερή και το ρεύμα μεταβάλλεται έντονα, λειτουργούμε τη φωτοβολταϊκή συστοιχία ως μια ανεξάρτητη, προς το παρόν, πηγή ρεύματος η οποία αξιοποιείται βέλτιστα.

Στο μοντέλο λοιπόν που εφαρμόζεται, ο τυπικός έλεγχος ισχύος σε ιδανικές καταστάσεις δικτύου προσομοιώνει τη φωτοβολταϊκή συστοιχία με μια πηγή ρεύματος η οποία δύναται να προκαλέσει μια βηματική μεταβολή ρεύματος εισόδου δηλαδή ισχύος εισόδου στο σύστημα.

Η βηματική αύξηση του ρεύματος εισόδου θα προκαλέσει αύξηση της τάσης του πυκνωτή στο dc-link. Ο ρόλος του PI ελεγκτή στην έξοδο του dc-link έχει τον κύριο ρόλο επιτήρησης και παροχής της διαθέσιμης ισχύος στο σύστημα ελέγχου των ρευμάτων. Προστατεύει έτσι και τον αντιστροφέα από πιθανή υπέρταση λόγω υπερφόρτωσης του πυκνωτή.



Σχήμα 4-2 Έλεγχος τάσεως dc-link και ισχύος εισόδου

Έχοντας λοιπόν εξάγει από το PLL τα σήματα τάσης V_{gd} και V_{gq} καθώς και το σήμα ισχύος αναφοράς P^* μέσω του PI ελέγχου του dc-link σταθεροποιημένο στα 700 V, δημιουργούνται τα σήματα ρεύματος αναφοράς i_d^* και i_q^* χρησιμοποιώντας εξ. 4-1 και εξ. 4-2.[10]. Αρχικώς επιλέγεται η αναφορά παροχής αέργου ισχύος να διατηρείται στο μηδέν δηλαδή $Q^* = 0 \text{ Var}$.

$$i_d^* = \frac{2}{3} * \frac{P^* * U_d + Q^* U_q}{U_d^2 + U_q^2} \quad \text{εξ. 4-1}$$

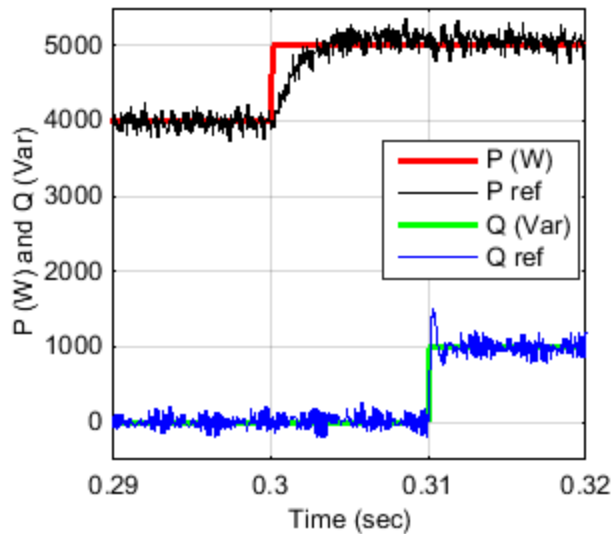
$$i_q^* = \frac{2}{3} * \frac{P^* * U_d + Q^* U_q}{U_d^2 + U_q^2} \quad \text{εξ. 4-2}$$

Στη συνέχεια όπως προαναφέρθηκε τα σήματα αναφοράς ρευμάτων συγκρίνονται ως προς το στρεφόμενο πλαίσιο dq με τα πραγματικά πλέον dc σήματα ρευμάτων δικτύου. Η σύγκριση αυτών μέσω ενός PI ελεγκτή θα παράξει τα επιθυμητά σήματα τάσεως V_{d_inv} και V_{q_inv} τα οποία για να γίνουν εναλλασσόμενα σύμφωνα με γωνιακή ταχύτητα του δικτύου θα μετασχηματιστούν στο αβ ακίνητο πλαίσιο αναφοράς, μέσω του αντίστροφου μετασχηματισμού του Park εξ. 4-3, όπου θ η γωνία δικτύου η οποία εξάγεται από το PLL

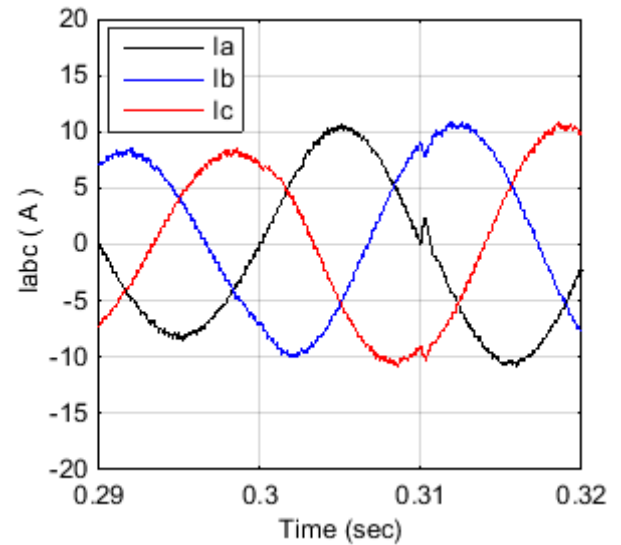
$$\begin{bmatrix} U_{a_inv} \\ U_{\beta_inv} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} U_{d_inv} \\ U_{q_inv} \end{bmatrix} \quad \text{εξ. 4-3}$$

4.1.2 Αποτελέσματα προσομοίωσης

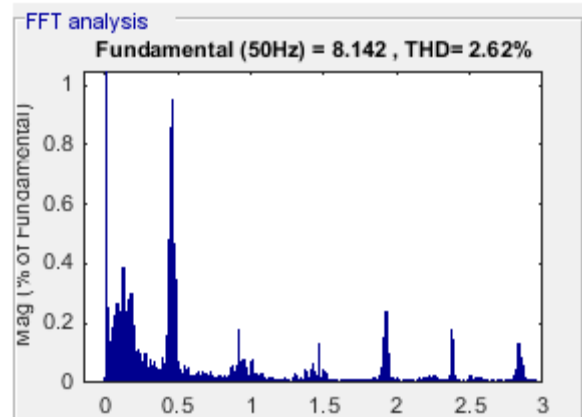
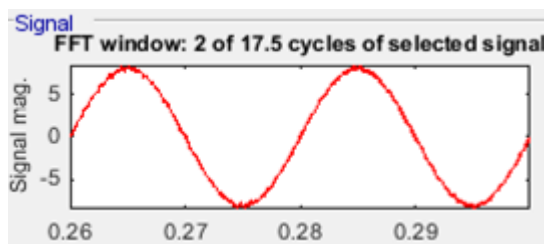
Ο έλεγχος εφαρμόζεται αρχικά σε ιδανικές συνθήκες δικτύου. Σε αυτό το πλαίσιο αυξάνεται βηματικά η ενεργός ισχύς όσο και άεργος ισχύς αναφοράς και τα αποτελέσματα καταδεικνύουν ότι με τα επιλεγόμενα κέρδη, έχουμε άμεση απόκριση του συστήματος ελέγχου. Ο συμβατικός έλεγχος λοιπόν, είναι σε θέση να παρέχει off loop ενεργό και άεργο ισχύ στο δίκτυο, ενώ η ποιότητα του ρεύματος που έχει επιτευχθεί έχει συνολικό συντελεστή παραμόρφωσης THD = 2.62% Σχήμα 4-5



Σχήμα 4-3 Παροχή ενεργού P και αέργου ισχύος Q σε ιδανικές συνθήκες δικτύου



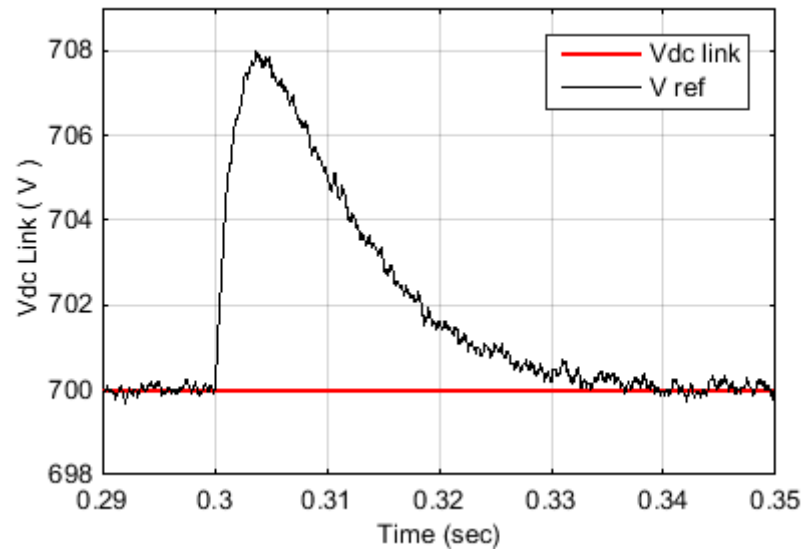
Σχήμα 4-4 Κυματομορφές εγχεόμενων ρευμάτων σε ιδανικές συνθήκες δικτύου



Σχήμα 4-5 Φασματική ανάλυση ρεύματος μόνιμης κατάστασης λειτουργίας

Η λειτουργία στη μόνιμη κατάσταση καθώς και η άμεση απόκριση παροχής ισχύος στο δίκτυο οφείλεται στην ομαλή λειτουργία του PI ελεγκτή στην έξοδο του dc-link. Παρατηρούμε πως σε μια ακραία βηματική αύξηση της ενεργούς ισχύος εισόδου, η τάση του πυκνωτή αυξάνεται στα 708 V. Η απόκριση του PI ελεγκτή στο dc-link, μειώνει ξανά την τάση του πυκνωτή στα 700 V σε χρόνο ίσο περίπου με ένα κύκλο ημιτόνου. Η τάση του πυκνωτή μειώνεται διότι έχει αποκριθεί άμεσα και ο έλεγχος ρευμάτων και έχει αυξηθεί η παροχή ισχύος προς το ac δίκτυο.

Παρατηρείται ότι στο Σχήμα 4-3 και στο Σχήμα 4-4 η βηματική παροχή αέργου ισχύος, έχει ως συνέπεια την άμεση αλλαγή της φάσης των ρευμάτων και συνεπώς άμεση παροχή αέργου ισχύος.

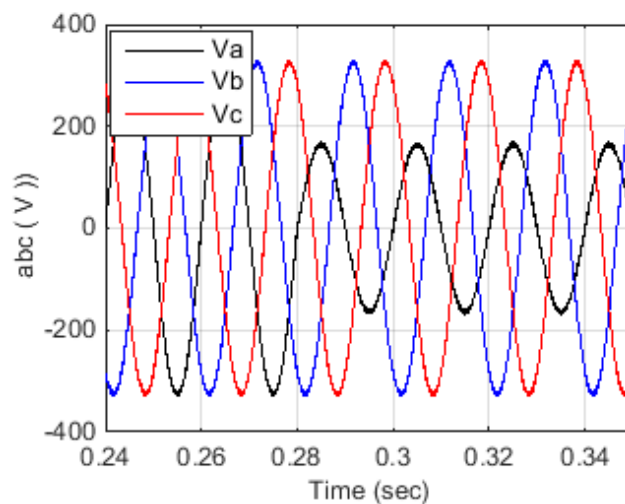


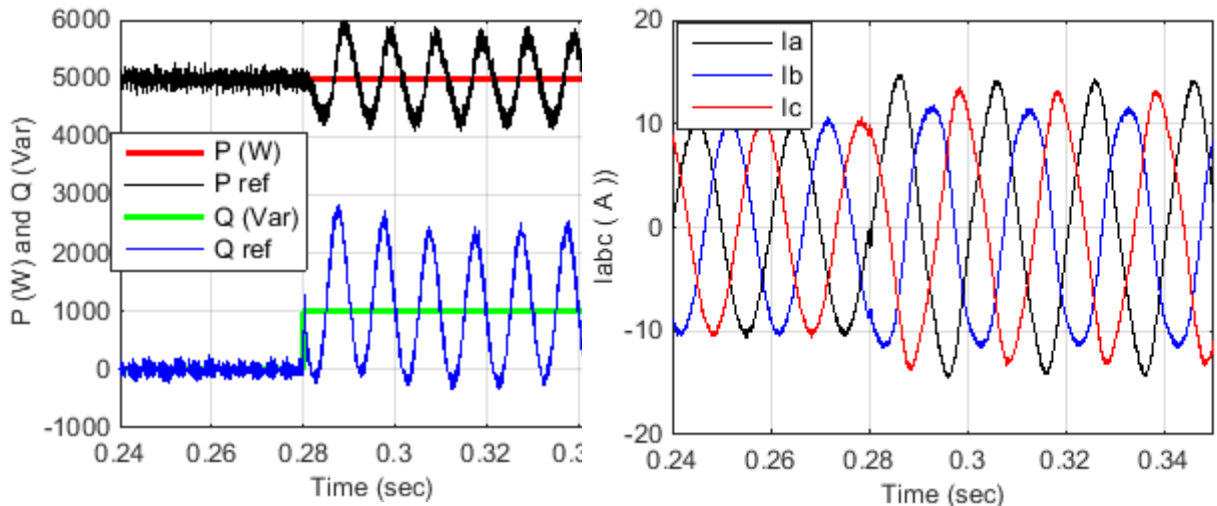
Σχήμα 4-6 Απόκριση PI ελεγκτή της τάσεως εξόδου του dc-link

4.1.3 Σφάλμα ελέγχου σε dq άξονες

Το κύριο μειονέκτημα που προκύπτει κατά τον έλεγχο στο dq πλαίσιο, είναι η απώλεια πληροφορίας της κατάστασης του δικτύου λόγω μετασχηματισμού των τάσεων σε dq πλαίσιο. Ενώ λοιπόν στη μόνιμη κατάσταση και σε τριφασικές βυθίσεις δεν προκύπτει κάποιο πρόβλημα στη λογική ελέγχου, στα ασύμμετρα σφάλματα, η υποστήριξη του δικτύου παρουσιάζει σφάλματα. Η έντονη ταλάντωση της ενεργού και της αέργου ισχύος σε συνδυασμό με την έντονη παραμόρφωση των ρευμάτων εξόδου δημιουργεί την αναγκαιότητα εφαρμογής ανώτερου επιπέδου ελέγχου.

Προκύπτει λοιπόν η ανάγκη να διατηρήσουμε την πληροφορία που εμπεριέχουν οι αβ συνιστώσες δικτύου και συνεπώς να εργαστούμε στο ακίνητο αβ πλαίσιο αναφοράς[11]. Ενδεικτικά κατά τη διάρκεια ασύμμετρου σφάλματος προκύπτει έντονη ταλάντωση τόσο της ενεργούς όσο και της αέργου ισχύος σύμφωνα με το Σχήμα 4-7





Σχήμα 4-7 Ασύμμετρη βύθιση τάσης στο συμβατικό dq

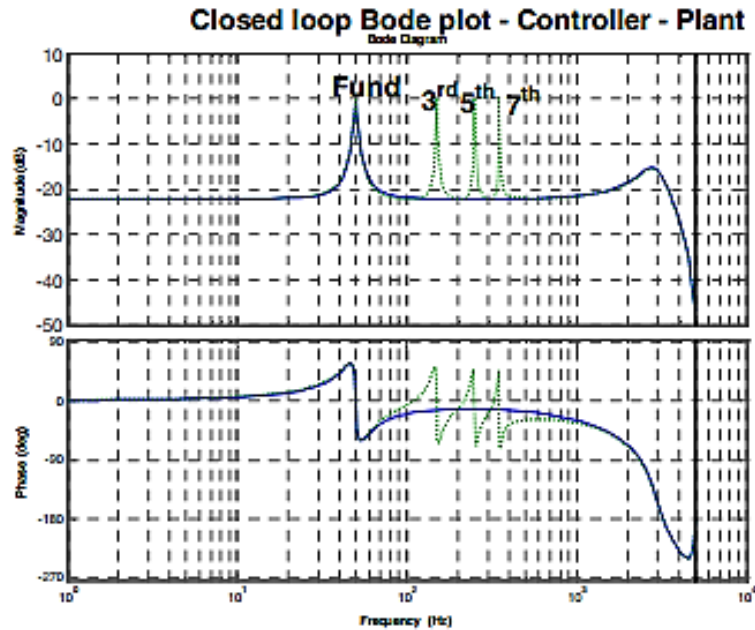
4.2 Έλεγχος στο σταθερό αβ πλαίσιο

4.2.1 Εισαγωγή στον PR έλεγχο

Οι ελεγκτές σήματος ρευμάτων που εφαρμόστηκαν έως τώρα ήταν PI ελεγκτές και αυτό διότι τα ρεύματα είχαν απεικονιστεί στο στρεφόμενο dq πλαίσιο και αποτελούσαν dc συνιστώσες. Η συνεισφορά του ολοκληρωτικού όρου της συνάρτησης μεταφοράς εξάλειψε το σφάλμα μόνιμης κατάστασης επειδή ακριβώς τα σήματα ήταν dc συνιστώσες. Από την άλλη μεριά όμως οι PI ελεγκτές δεν μπορούν να χειριστούν εναλλασσόμενα σήματα καθώς παρουσιάζεται σφάλμα μόνιμης κατάστασης.

Σε μια πρώτη προσέγγιση ο PR controller υιοθετεί την απόκριση συχνότητας των dc συνιστωσών του PI ελεγκτή και τις προσαρμόζει σε ένα ισοδύναμο εναλλασσόμενο ολοκληρωτή. Η απόκριση συχνότητας είναι εντοπισμένη όχι σε μηδενικής συχνότητας σήματα όπως αυτή του PI ελέγχου αλλά σε συχνότητες που επιλέγεται να συντονίζεται.[12]

Ένα επιπλέον χαρακτηριστικό πλεονέκτημα του PR controller είναι το γεγονός του ότι έχοντας ως βάση του το SOGI που αναλύθηκε στο κεφ. 3.3, καταστέλλει τις αρμονικές γύρω από τη συχνότητα συντονισμού λειτουργώντας έτσι και ως επιλεκτικό φίλτρο [13]. Από την άλλη με κατάλληλη προσθήκη επιπλέον όρων συντονισμού πέρα από τη θεμελιώδη υπάρχει η δυνατότητα να καταστείλει αρμονικές ρεύματος 3^{ης}, 9^{ης} και 11^{ης} 15^{ης} τάξης γεγονός ιδιαίτερα χρήσιμο καθ' ότι το (IEEE 929 standard from 2000) επιτρέπει THD ρεύματος το πολύ έως 5% με ιδιαίτερα όρια (< 4%) για τις αρμονικές 3^{ης} και 9^{ης} τάξης και (<2%) για 11^{ης} και 15^{ης} τάξης αρμονικών [14].



Σχήμα 4-8 Διάγραμμα Bode απόκρισης πλάτους και φάσης PR controller με δυνατότητα ελέγχου αρμονικών ρεύματος

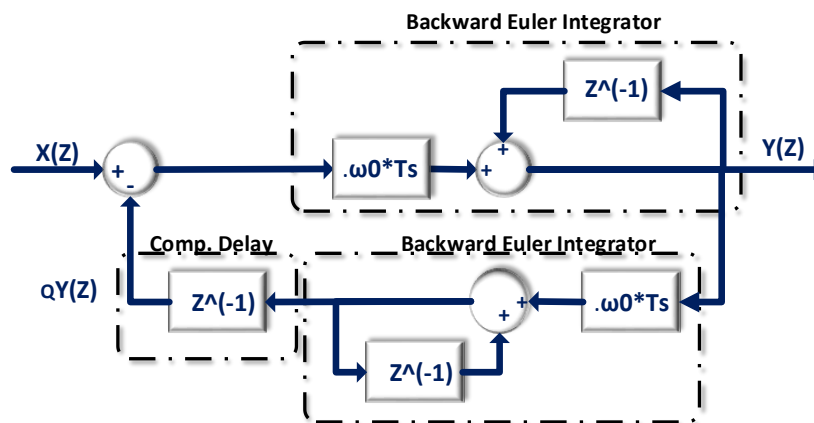
4.2.2 Συνάρτηση μεταφοράς PR ελέγχου

Η συνάρτηση μεταφοράς σε συνεχή χρόνο του PR ελέγχου $G_{PR}(s)$ αποτυπώνεται στην εξ. 4-4, όπου ο όρος K_p είναι το κέρδους σφάλματος και K_i το κέρδος ολοκληρωτικού σφάλματος καθώς και το block διάγραμμα που αποτυπώνει με σαφήνεια τη λειτουργία του PR ελεγκτή[12].

$$G_{PR}(s) = K_p + \frac{2 * K_i * s}{s^2 + \omega^2} \quad \text{εξ. 4-4}$$

Η διακριτοποίηση της συνάρτησης μεταφοράς του PR ελεγκτή στην πειραματική εφαρμογή αλλά και προσομοιωτικά στο matlab πραγματοποιείται με ολοκλήρωση Backward Euler Integration εξ. 3-12 και υλοποιείτε διακριτά στο matlab ως εξής:

Αρχικά παρουσιάζεται η διακριτοποίηση του SOGI που εφαρμόζεται στον PR έλεγχο και εν συνεχεία ο κώδικας σε C στον οποίο υλοποιείται αλγοριθμικά ο SOGI ολοκληρωτής που εφαρμόζεται στον PR έλεγχο.

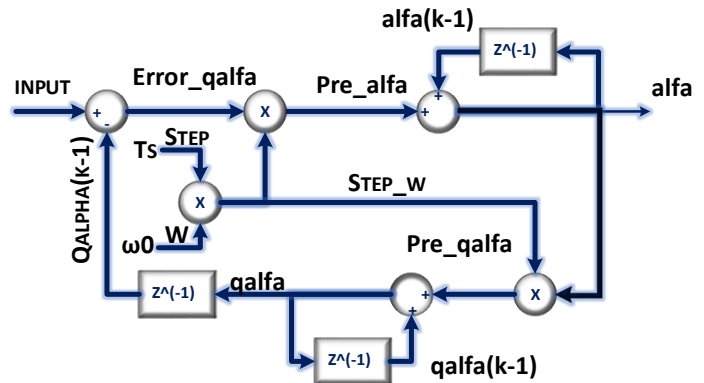


Σχήμα 4-9 Διακριτή υλοποίηση SOGI εφαρμοζόμενου στον PR έλεγχο

```

static float alfa = 0, qalfa = 0;
for(;;)
{
    error_qalfa = input - qalfa;
    STEP_W = STEP * W;
    pre_alfa = error_qalfa*STEP_W;

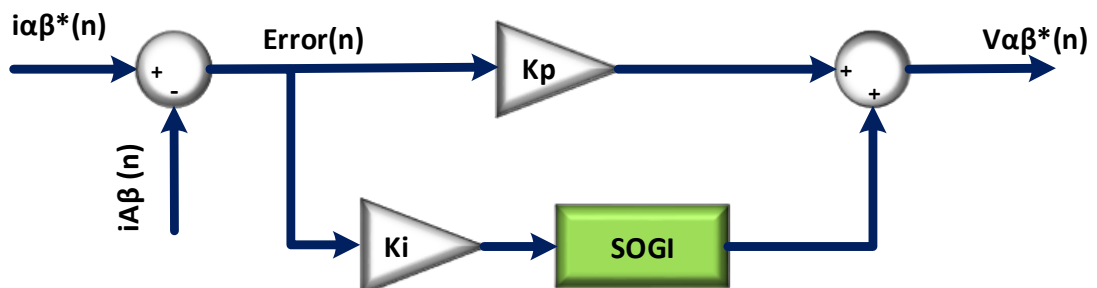
    alfa += pre_alfa;
    pre_qalfa = STEP_W * alfa;
    qalfa += pre_qalfa;
}
    
```



Κώδικ. 4-1 Υλοποίηση κώδικα εφαρμογής SOGI εφαρμοζόμενου στον PR έλεγχο

Σχήμα 4-10 Σχηματική αναπαράσταση εφαρμογής κώδικα SOGI

Σύμφωνα με την ανάλυση που έγινε ως πάνω, ο PR έλεγχος ο οποίος εφαρμόζεται πλέον εκτελείται με την προηγούμενη SOGI ανάλυση σε διακριτό χρόνο και σύμφωνα με το Block διάγραμμα στο Σχήμα 4-1.



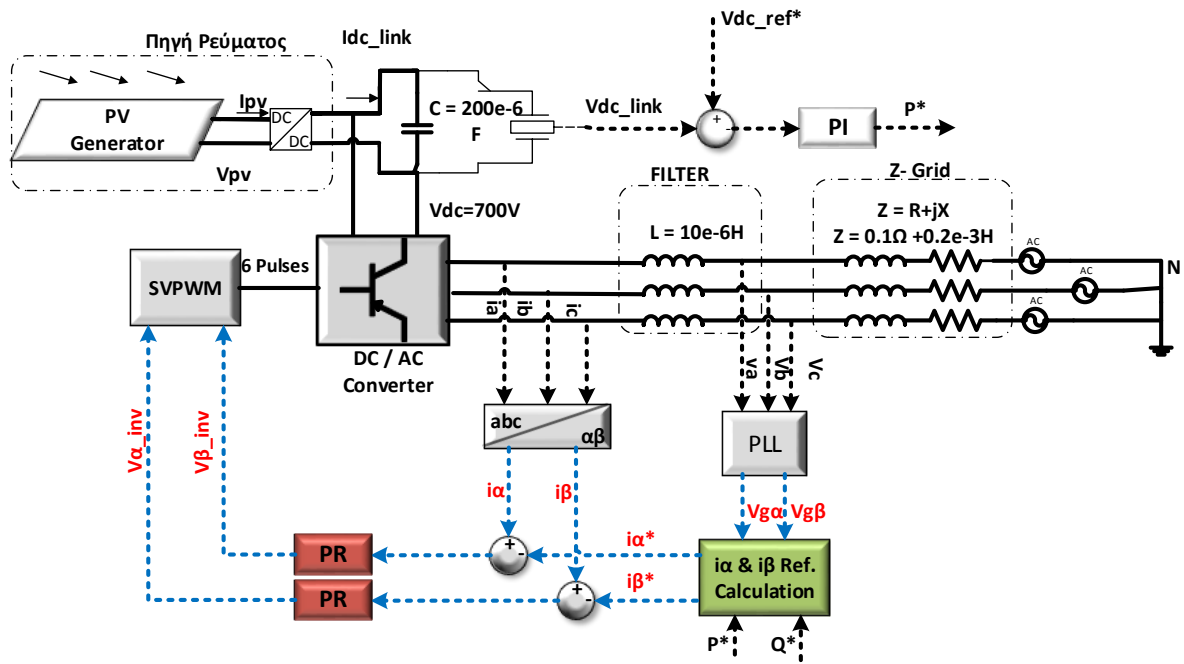
Σχήμα 4-11 Block διάγραμμα εφαρμογής PR ελέγχου

4.2.3 Εφαρμογή PR ελέγχου στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας

Ο συμβατικός έλεγχος σε στρεφόμενο dq πλαίσιο κρίθηκε ανεπαρκής επομένως η εισαγωγή και η εφαρμογή του PR ελέγχου εφαρμόζεται στα κάτωθι μοντέλα προσομοίωσης. Έτσι γίνεται ανώτερος έλεγχος ρευμάτων στο σταθερό αβ πλαίσιο αναφοράς όπου περιλαμβάνεται ρύθμιση τόσο της θετικής όσο και της αρνητικής ακολουθίας ρευμάτων για την κατάλληλη καταστολή ασύμμετρων σφαλμάτων.

4.2.3.1 Περιγραφή ελέγχου στο αβ πλαίσιο αναφοράς

Η υπολογιστική πολυπλοκότητα που εισάγει ο PR έλεγχος στην ως τώρα επεξεργασία dc σημάτων ρεύματος, είναι μηδαμινή. Με την εφαρμογή αυτή, αφαιρούνται τόσο ο μετασχηματισμός Park των μετρούμενων ρευμάτων δικτύου αλλά και ο αντίστροφος μετασχηματισμός Park που μετέτρεπε dc τα σήματα τάσεως (V_{d_inv} , V_{q_inv}) σε αβ συνιστώσες εισόδου του αλγορίθμου εκτέλεσης SVM. Το Block διάγραμμα που ακολουθεί Σχήμα 4-12 καταδεικνύει τις αλλαγές που πραγματοποιούνται ώστε να εφαρμοστεί ο έλεγχος ρευμάτων μέσω του PR ελέγχου. Με χρώμα διάφορο της απόχρωσης του μαύρου και γκρι φαίνονται οι αλλαγές οι οποίες έχουν γίνει σε σχέση με τον έλεγχο ρευμάτων σε στρεφόμενο dq πλαίσιο.



Σχήμα 4-12 Εφαρμογή PR ελέγχου στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας

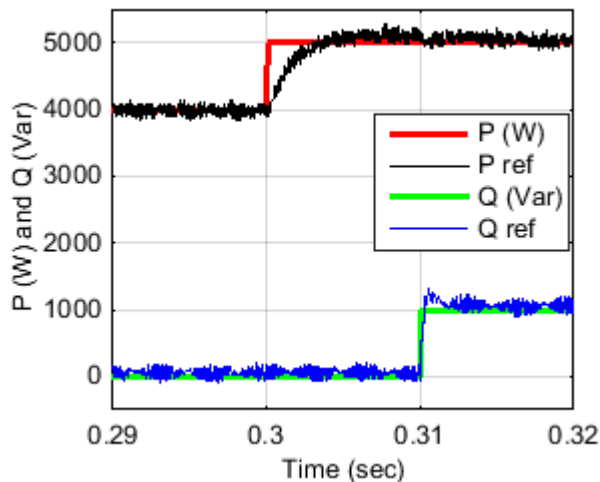
Ο καθορισμός των ρευμάτων αναφοράς i_{α}^* και i_{β}^* προκύπτει από τις εξ. 4-5 και εξ. 4-6. Η ισχύς αναφοράς P^* έχει καθοριστεί από τον PI έλεγχο του dc-link ενώ η άεργος ισχύς Q^* έχει καθοριστεί, στην παρούσα εφαρμογή ελέγχου, off loop ίση με το μηδέν.

$$i_{\alpha}^* = \frac{2}{3} * \frac{P^* * U_{\alpha} + Q^* U_{\beta}}{U_{\alpha}^2 + U_{\beta}^2} \quad \text{εξ. 4-5}$$

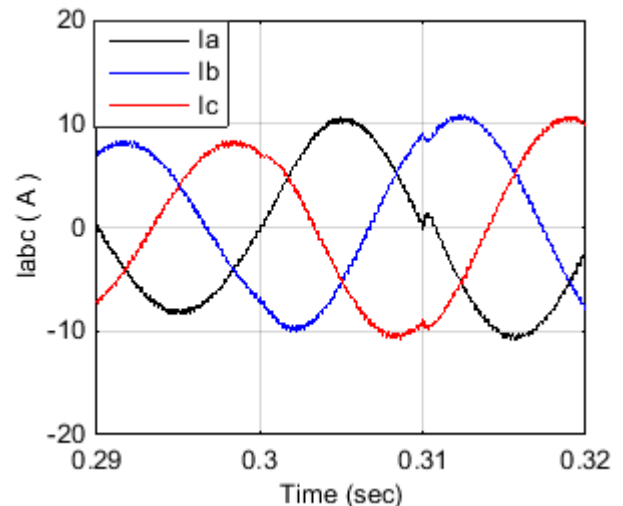
$$i_{\beta}^* = \frac{2}{3} * \frac{P^* * U_{\beta} - Q^* U_{\alpha}}{U_{\alpha}^2 + U_{\beta}^2} \quad \text{εξ. 4-6}$$

4.2.3.2 Προσομοίωση PR ελέγχου στη μόνιμη κατάσταση

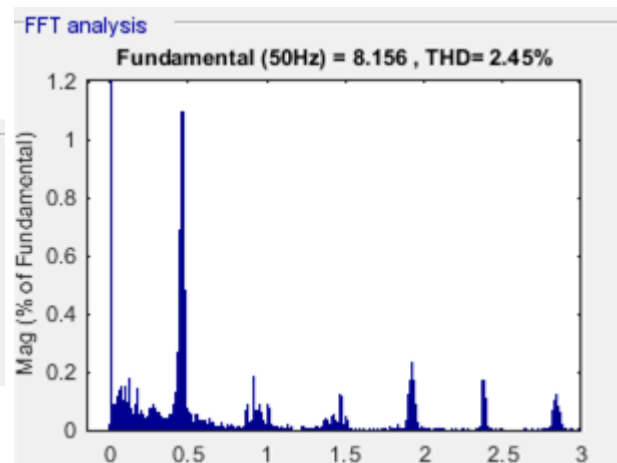
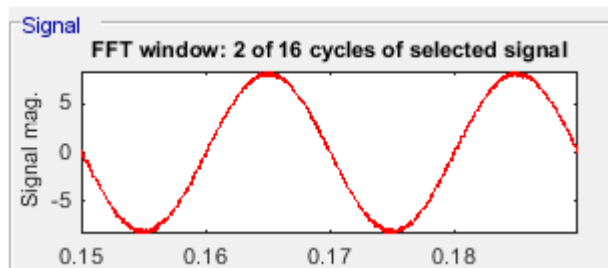
Για την επαλήθευση ορθής λειτουργίας του PR ελέγχου ρευμάτων στο ακίνητο ab πλαίσιο αναφοράς πραγματοποιήθηκε βηματική αύξηση της ισχύος εισόδου μέσω του της πηγής ρεύματος στο dc-link προσομοιώνοντας τη βηματική αύξηση παροχής ηλιακής ενέργειας τη χρονική στιγμή $t = 0.3 \text{ sec}$ και βηματική έγχυση άεργου ισχύος τη χρονική στιγμή $t = 0.31 \text{ sec}$.



Σχήμα 4-13 Ρύθμιση ενεργού και αέργου ισχύος σε ιδανικό δίκτυο για PR έλεγχο



Σχήμα 4-14 Ρεύματα εγχεόμενα σε ιδανικές συνθήκες δικτύου για PR έλεγχο



Σχήμα 4-15 Φασματική ανάλυση ρεύματος στη μόνιμη κατάσταση

Όπως διαπιστώνεται ο έλεγχος της ενεργούς ισχύος πραγματοποιείται με επιτυχία. Σε χρονική διάρκεια 0,25 της περιόδου του ημιτόνου δηλαδή σε 0,005 sec ο ελεγκτής ρεύματος αποκρίνεται εγχέοντας την εισερχόμενη ισχύ από το φωτοβολταϊκό. Η απόκρισή του ελεγκτή σε αυτή τη βηματική αλλαγή είναι επιθυμητή καθώς δεν προκαλείται υπερπήδηση και εξαλείφεται το σφάλμα μόνιμου καταστάσεως.

Από την άλλη πάλι μεριά, σε περίπτωση που ζητούνταν παροχή αέργου ισχύος προς το δίκτυο, ο ελεγκτής ανταποκρίνεται ακαριαία σε κάποια τέτοια απαίτηση. Αυτό είναι πολύ σημαντικό διότι στη συνέχεια της εργασίας πρόκειται να υποστηριχθεί το δίκτυο τόσο σε συμμετρικά όσο και σε ασύμμετρα σφάλματα τα οποία για να αντισταθμισθούν απαιτείται η άμεση έγχυση αέργου ισχύος,

Τέλος παρατηρείται από το Σχήμα 4-15 ότι η συνολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος εξόδου του αντιστροφείας είναι $THD = 2,45$ τηρώντας τα όρια που έχει θέσει η IEEE και $THD < 5\%$ (IEEE 929 standard from 2000). Η παραμόρφωση είναι μικρότερη από τον dq έλεγχο καθότι όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 4.2.1, ο PR ελεγκτής έχοντας ενσωματωμένο στον ολοκληρωτικό του όρο το δευτέρας τάξεως προσαρμοστικό φίλτρο SOGI, καταστέλλει ένα σημαντικό φάσμα αρμονικών γύρω από τα 50 Hz[12].

Η βάση ελέγχου που θα εφαρμοστεί είναι ο PR έλεγχος καθώς ο ελεγκτής είναι σε θέση να αποκρίνεται σε όλες τις καταστάσεις του δικτύου, και να ανταπεξέρχεται σε ασύμμετρα αλλά και συμμετρικά σφάλματα ρευμάτων.

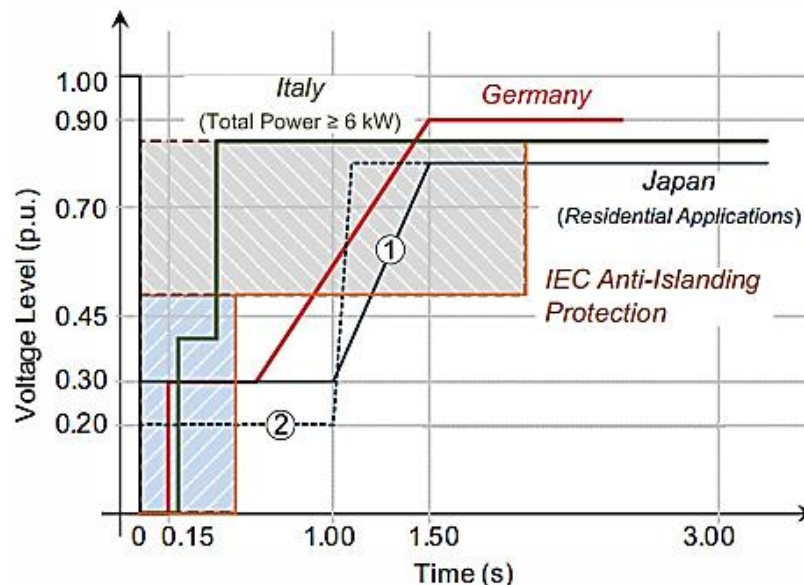
5 Υποστήριξη Συμμετρικών Βυθίσεων Τάσης

5.1 Επιπτώσεις ευρείας διείσδυσης φωτοβολταϊκών στο δίκτυο

Οι transformless inverters που εξετάζουμε χρησιμοποιούνται όλο και περισσότερο στα φωτοβολταϊκά λόγω της υψηλής απόδοσής τους ενώ ταυτόχρονα η διείσδυση τους στην παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας από ΑΠΕ όλο και περισσότερο αυξάνεται. Χαρακτηριστικό είναι πως το 2012 η παγκόσμια παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας από φωτοβολταϊκά άγγιξε τα 100 GW.[11]

Επιπροσθέτως, το μειούμενο κόστος inverter αλλά και οι πολιτικές προώθησης της φωτοβολταϊκής παραγωγής που έχουν εφαρμοστεί πανευρωπαϊκά, με τις Γερμανία Ιταλία Ισπανία και Δανία να πρωτοστατούν, προμηνύουν μια αλλαγή στο ενεργειακό προφίλ της Ευρώπης αλλά κυρίως στη διαχείριση της νέας κατάστασης. Ταυτόχρονα η Ιαπωνία έχει θέσει ως εθνικό της στόχο την εγκατάσταση 60 GW ηλιακής ισχύος ως το 2030 ενώ και άλλες μεγάλες χώρες πρόκειται να ακολουθήσουν.[3]

Σε συστήματα πλέον με τόσο μεγάλο εύρος φωτοβολταϊκής διείσδυσης προκύπτουν σοβαρά προβλήματα τα οποία θα πρέπει να κατασταλούν με την αναβάθμιση των κωδίκων διασύνδεσης ΑΠΕ όσον αφορά την προστασία από αντινησιδοποίηση που έως τώρα ίσχυε. Αρκετές Ευρωπαϊκές χώρες έχουν αναβαθμίσει τους κώδικες δικτύου για το σκοπό αυτό. Η Γερμανία για παράδειγμα στις απαιτήσεις διασύνδεσης των παραγωγών ΑΠΕ για διασύνδεση στην υψηλή (HV) και μέση τάση (MV) έχει επιβάλει την υποχρεωτική υποστήριξη του ηλεκτρικού δικτύου από τους παραγωγούς σε περιπτώσεις αλλαγής του επιπέδου της τάσης στο σημείο κοινής σύνδεσης. Από την άλλη ο Ιταλικός κώδικας υποχρεώνει και τους παραγωγούς διασυνδεδεμένους στη χαμηλή τάση (LV), να υποστηρίζουν αντίστοιχες περιπτώσεις σφαλμάτων δικτύου μόνο αν η ονομαστική τους παραγωγή ξεπερνά τα 6kW. Σχήμα 5-1



Σχήμα 5-1 Απαιτήσεις διασύνδεσης σε διάφορες χώρες για περιπτώσεις σφαλμάτων τάσεως δικτύου [3]

Όπως διαπιστώνεται πολλές χώρες έχουν διαπιστώσει και αλλάξει την νομοθεσία τους για την μεγάλη διείσδυση φωτοβολταϊκών. Παρ' όλο που ως τώρα η επιτροπή της IEEE έχει θεσπίσει κώδικες που αφορούν τη διασύνδεση φωτοβολταϊκών και εν γένει ΑΠΕ που σχετίζονται με την ποιότητα εγχεόμενου ρεύματος περιορίζοντας το THD στο 5%, δεν έχει μεριμνήσει ακόμα για τα φωτοβολταϊκά νέας γενιάς τα οποία θα είναι μικρής ισχύος και θα συνεισφέρουν και αυτά στην παροχή βοηθητικών υπηρεσιών για τις περιπτώσεις σφαλμάτων τάσεως και συχνότητας [3].

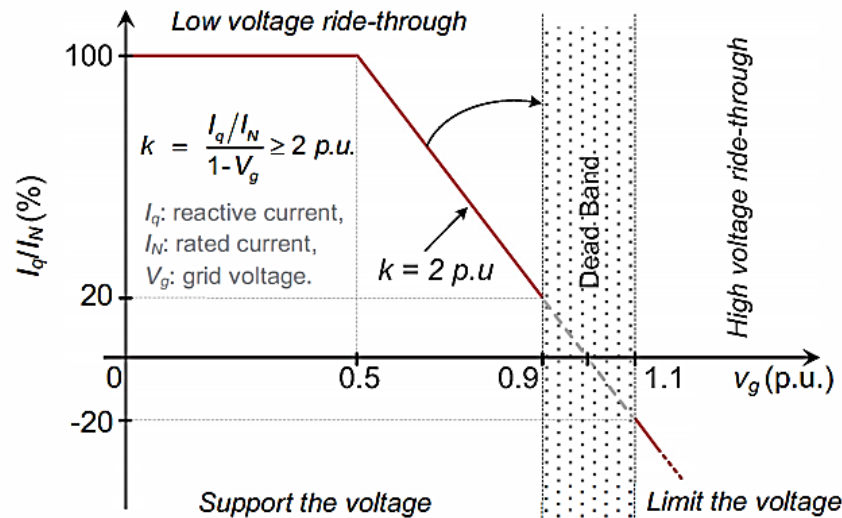
Με τον όρο νέας γενιάς φωτοβολταϊκά εννοείται η εγκατάσταση ακόμα και οικιακών μικρής ισχύος φωτοβολταϊκών τα οποία θα λειτουργούν και αυτά υποστηρικτικά προς το δίκτυο. Έτσι κρατώντας κάποιο ποσοστό της δυνατότητας παραγωγής τους ως στρεφόμενη εφεδρεία, θα αυξάνουν την παραγωγή σε περιπτώσεις υποσυχνότητας ή θα μειώνουν περαιτέρω την παραγωγή τους για την αντιμετώπιση σφαλμάτων υπερσυχνότητας.

Μια άλλη βοηθητική υπηρεσία που δύναται να παρέχουν είναι η παραγωγή αέργου ισχύος για την υποστήριξη του δικτύου σε περιπτώσεις διακυμάνσεως της τάσης στο σημείο κοινής σύνδεσης. Σε αυτές της περιπτώσεις θα εξαλείφεται το προκύπτον πρόβλημα που προκαλεί η μεγάλη διείσδυση φωτοβολταϊκών τα οποία δεν λειτουργούν υποστηρικτικά προς το δίκτυο αλλά αποκόπτονται σε περίπτωση σφάλματος. Η επίπτωση της ενεργούς συμμετοχής των φωτοβολταϊκών στην υποστήριξη του δικτύου μέσω στρεφόμενης εφεδρείας, θα είναι οικονομικά συμφέρουσα καθώς η βαρύτητα της στρεφόμενης εφεδρείας των ακριβών αλλά γρήγορων σταθμών diesel επιμερίζεται και στην φωτοβολταϊκή παραγωγή.

Ένα υπό εξέταση μοντέλο που θα μπορούσε να υπάρξει είναι η υποστήριξη του δικτύου και τις βραδινές ώρες. Αυτό θα μπορούσε να συμβεί αποθηκεύοντας την περίσσεια ενέργεια των φωτοβολταϊκών η οποία κρατείται ως στρεφόμενη εφεδρεία σε συστοιχία μπαταριών του κάθε χρήστη ξεχωριστά. Στην περίπτωση σφάλματος κατά τις βραδινές ώρες ο διαχειριστής δικτύου, γνωρίζοντας την αποθηκευμένη ενέργεια ως δυνατότητα φωτοβολταϊκής παραγωγής, θα έχει τη δυνατότητα να διαχειρίζεται έκτακτες καταστάσεις πιο ανέξοδα εκμεταλλευόμενος την αποθηκευμένη ενέργεια των φωτοβολταϊκών. Η σκέψη αυτή τουλάχιστο προς το παρόν έρχεται αντιμέτωπη με το μεγάλο κόστος που έχουν οι μπαταρίες, αλλά ίσως στο κοντινό μέλλον ξεπεραστεί αυτό το εμπόδιο και η συνεισφορά των φωτοβολταϊκών συμβάλει στη υποστήριξη του δικτύου και για τις βραδινές ώρες.

5.2 Στρατηγικές παροχής αέργου ισχύος σε περιπτώσεις τριφασικών σφαλμάτων

Για την αντιμετώπιση διαταραχών του επιπέδου τάσης του δικτύου, η παραγωγή αέργου ισχύος προς το δίκτυο αποτελεί λύση η οποία βέβαια θα πρέπει να προσδιοριστεί κατάλληλα. Έτσι σύμφωνα με το νέο γερμανικό κώδικα το απαιτούμενο εγχεόμενο ρεύμα αέργου ισχύος I_q^* για διασύνδεση στο δίκτυο μέσης (MV) και υψηλής τάσης (HV) υπολογίζεται ως συνάρτηση της τάσης δικτύου σύμφωνα με το Σχήμα 5-2



Σχήμα 5-2 Απαιτήσεις έγχυσης ρεύματος αέργου ισχύος για τη διασύνδεση ανεμογεννητριών στη μέση και την υψηλή τάση σύμφωνα με τους κώδικες δικτύου του Ε.ΟΝ [3]

Σύμφωνα με το Σχήμα 5-2, η απαίτηση υποστήριξης του δικτύου ορίζεται για διακύμανση τάσεως πέρα του $0.1 * v_g$ και η συνάρτηση η οποία καθορίζει την τιμή του εγχεόμενου ρεύματος αέργου ισχύος είναι :

$$I_q^* = k * (1 - V_g) * I_N \quad \text{εξ. 5-1}$$

όπου I_N το ονομαστικό ρεύμα λειτουργίας και ο συντελεστής $k \geq 2$.

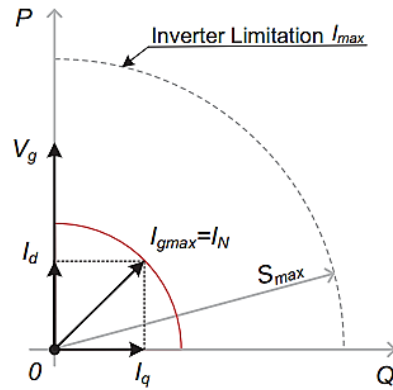
Ωστόσο η απαίτηση έγχυσης ρευμάτων αέργου ισχύος I_q^* ειδικά σε μεγάλες βυθίσεις τάσεως απαιτεί την ταυτόχρονη μείωση έγχυσης ρεύματος ενεργούς ισχύος I_d^* καθώς ο αντιστροφέας έχει σχεδιαστεί για κάποιο ονομαστικό ρεύμα λειτουργίας I_{rated} [3].

$$I_{rated} = \sqrt{(I_d^*)^2 + (I_q^*)^2} \quad \text{εξ. 5-2}$$

Σύμφωνα με αυτή την απαίτηση έχουν προταθεί τρεις στρατηγικές κατά τις οποίες θα παρέχεται η απαραίτητη υποστήριξη στο δίκτυο σύμφωνα με το γερμανικό κώδικα που παρουσιάστηκε στο Σχήμα 5-2 αλλά θα λαμβάνεται και παράλληλη μέριμνα για την προστασία του inverter.

1) Στρατηγική σταθερής τιμής ρεύματος

Σύμφωνα με αυτή την τακτική υποστήριξης του δικτύου δεν υπάρχει ανάγκη μέριμνας διακοπής της λειτουργίας του inverter λόγω προστασίας υπερένταση καθώς η τιμή του ρεύματος εξόδου του inverter διατηρείται σταθερή κατά τη διάρκεια υποστήριξης τριφασικού σφάλματος δικτύου Σχήμα 5-3



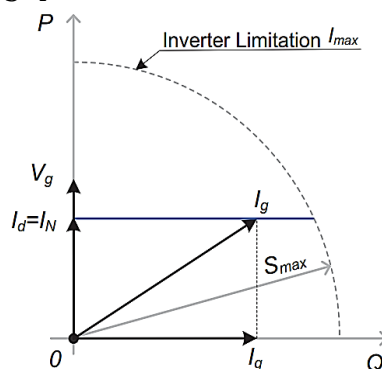
Σχήμα 5-3 Στρατηγική σταθερής τιμής ρεύματος [11]

Έτσι ενώ έχει ορισθεί η μέγιστη τιμή εγχεόμενου ρεύματος $I_{gmax} = I_N$ τα εγχεόμενα ρεύματα ενεργού και άεργου ισχύος υπολογίζονται ως εξής

$$\begin{aligned}
 I_{gmax} &= I_N \\
 I_q^* &= k * (1 - v_g) * I_N \\
 I_d &= \sqrt{I_{gmax}^2 - I_q^{*2}}
 \end{aligned}
 \tag{εξ. 5-3}$$

2) Στρατηγική σταθερής τιμής ενεργούς συνιστώσας ρεύματος

Σε αυτή την περίπτωση δίνεται ιδιαίτερη έμφαση στην έγχυση ενεργού ισχύος ρεύματος καθώς στόχος είναι κατά τη διάρκεια του σφάλματος να διατηρείται στην ονομαστική του τιμή $I_d = I_N$, ενώ το άεργο ρεύμα υπολογίζεται όπως και προηγουμένως σύμφωνα με τις απαιτήσεις που ορίζουν οι γερμανικοί κώδικες. Σε αυτή βέβαια την περίπτωση πρέπει να έχει γίνει ιδιαίτερη μέριμνα τόσο σχεδιαστικά όσο και αλγοριθμικά ούτως ώστε ο μεν inverter να αντέχει την μέγιστη δυνατή τιμή εγχεόμενου ρεύματος και από την άλλη να μην υπάρχει αποσύνδεση του inverter λόγω ανίχνευσης υπερέντασης καθώς η τιμή του μέγιστου ρεύματος θα ξεπεράσει την ονομαστική τιμή λειτουργίας I_N κατά τη μόνιμη κατάσταση. Σχηματικά λοιπόν η στρατηγική αυτή αναπαρίσταται στο Σχήμα 5-4



Σχήμα 5-4 Στρατηγική σταθερής τιμής ενεργούς συνιστώσας ρεύματος[11]

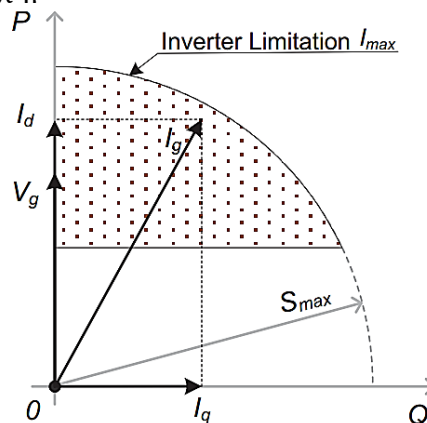
Σε αυτή την περίπτωση ελέγχου inverter έχει προσχεδιαστεί να αντέχει $I_{max} = 1.5 * I_N$ με ειδική μέριμνα να μειώνεται η έγχυση ενεργού ισχύος σε πολύ μεγάλες βυθίσεις τάσεως.

3) Στρατηγική σταθερής τιμής ενεργούς ισχύος εξόδου

Η τελευταία πρόταση στρατηγικής ελέγχου είναι η διατήρηση της διαθέσιμης ισχύος ανεξάρτητα από την τάση του δικτύου. Σε αυτή την περίπτωση πρέπει να έχει γίνει υπερδιαστασιολόγηση του inverter διότι το εγχεόμενο ρεύμα σε περίπτωση σφάλματος θα ξεπερνά κατά πολύ την ονομαστική τιμή ρεύματος λειτουργίας κατά τη μόνιμη κατάσταση. Έτσι η άεργη εγχεόμενη συνιστώσα ρεύματος θα υπολογίζεται βάσει του γερμανικού κώδικα και η προκύπτουσα εγχεύουσα συνιστώσα ενεργού ρεύματος θα προκύπτει ως εξής :

$$I_d = \frac{1}{V_g} * I_N \quad \text{εξ. 5-4}$$

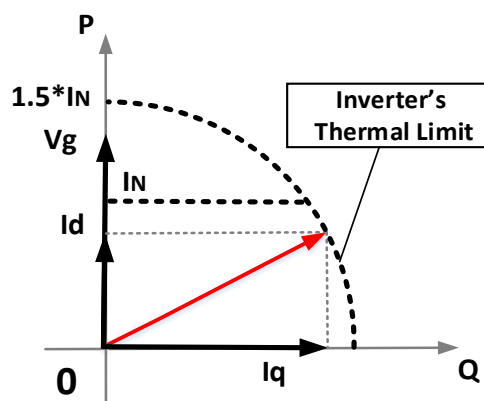
ενώ σχηματικά η διανυσματική αναπαράσταση της ως άνω προταθείσας στρατηγικής ελέγχου αποτυπώνεται στο Σχήμα 5-6.



Σχήμα 5-5 Στρατηγική σταθερής τιμής ενεργούς ισχύος εξόδου[11]

5.3 Εφαρμοσθείσα στρατηγική παροχής άεργου ισχύος σε περιπτώσεις τριφασικών σφαλμάτων

Η στρατηγική ελέγχου που επιλέχθηκε να εφαρμοστεί στην εργαστηριακό αντιστροφέα αφού πρώτα προσομοιωθεί στο matlab, είναι ο συνδυασμός των στρατηγικών ελέγχου 1) και 2).



Σχήμα 5-6 Εφαρμοσθείσα στρατηγική παροχής άεργου ισχύος

Η επιλογή αυτή έγινε για τους εξής λόγους. Αρχικά δεν έχει σχεδιαστεί εκ των προτέρων ένας υπερδιαστασιολογημένος inverter συνεπώς τεχνικά δεν υπάρχει η δυνατότητα υλοποίησης του 3^{ου} κατά σειρά προτεινόμενου ελέγχου παραγωγής I_d για

υποστήριξη σφαλμάτων δικτύου. Από την άλλη μεριά ο inverter που έχουμε στη διάθεσή μας έχει σχεδιαστεί για να αντέχει $1,5 \cdot I_N$ επομένως $I_{max} = 1,5 \cdot I_N$. Έτσι λοιπόν στη στρατηγική που πρόκειται να εφαρμοσθεί, ο αντιστροφέας θα διεξάγει την εξής λειτουργία σύμφωνα με το Σχήμα 5-6 και τις οριθετημένες περιοχές ρεύματος έγχυσης ενεργού και αέργου ισχύος που επισημαίνονται με διακεκομμένη γραμμή.

- A. Σε μικρής κλίμακας σφάλματα όπου δηλαδή $\sqrt{(I_d^*)^2 + (I_q^*)^2} \leq 1,5 \cdot I_N$, όπου $1,5 \cdot I_N$ θα θεωρείται το θερμικό όριο του inverter, θα εγχέει το I_q^* που ορίζεται σύμφωνα με το γερμανικό κώδικα και από την άλλη το μέγιστο I_d^* που ορίζει η στιγμιαία φωτοβολταϊκή παραγωγή (Στρατηγική 2).
- B. Όταν έχουμε μεγάλης κλίμακας βύθιση τάσεως $\sqrt{(I_d^*)^2 + (I_q^*)^2} \geq 1,5 \cdot I_N$, τότε έχοντας ως πρώτη προτεραιότητα την έγχυση του απαιτούμενου άεργου ρεύματος I_q , η συνιστώσα της ενεργούς τιμής ρεύματος παραγωγής θα περιορίζεται ούτως ώστε $\sqrt{(I_d^*)^2 + (I_q^*)^2} \leq 1,5 \cdot I_N$. Αυτό πρακτικά σημαίνει ότι θα πρέπει να περιοριστεί η στιγμιαία διαθέσιμη παραγωγή ισχύος και να λειτουργήσουμε υποβέλτιστα τη φωτοβολταϊκή εγκατάσταση (Στρατηγική 1).

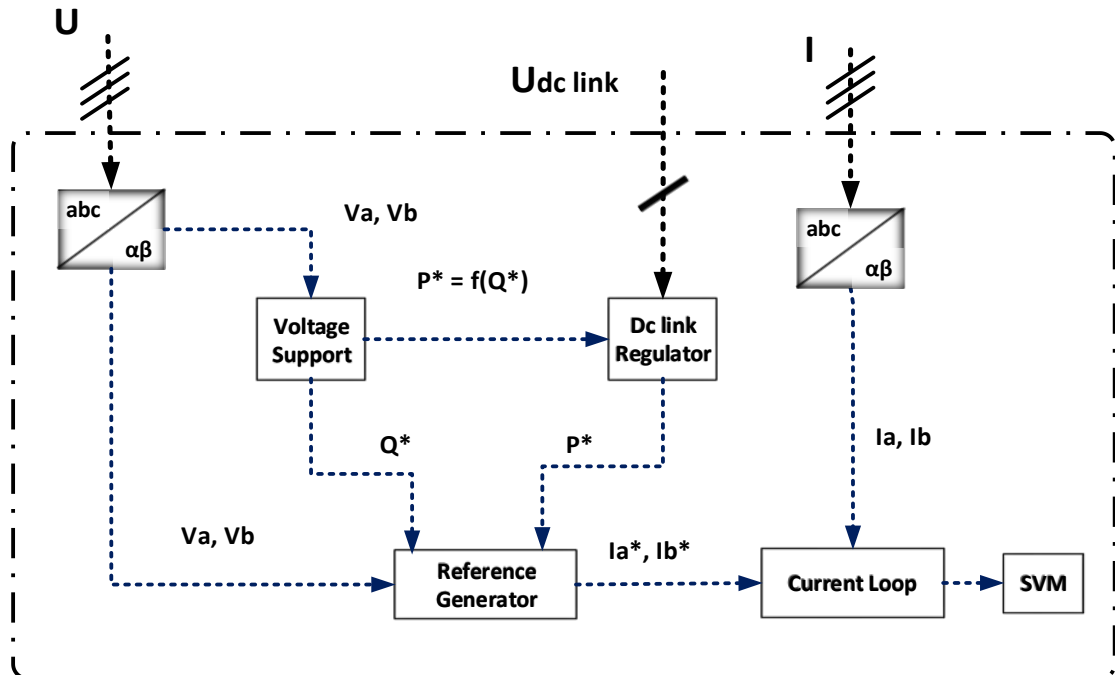
Ο περιορισμός της εγχεόμενης ισχύος γίνεται ως εξής. Παύει ο αλγόριθμος εύρεσης μέγιστου σημείου παραγωγής (MPP) και μέσω ενός PI ελεγκτή λειτουργεί υποβέλτιστα στην περιοχή λειτουργίας του φωτοβολταϊκού ως πηγής ρεύματος, ρυθμίζοντας το duty cycle του dc/dc converter κατάλληλα.

5.4 Πρακτική εφαρμογή ελέγχου

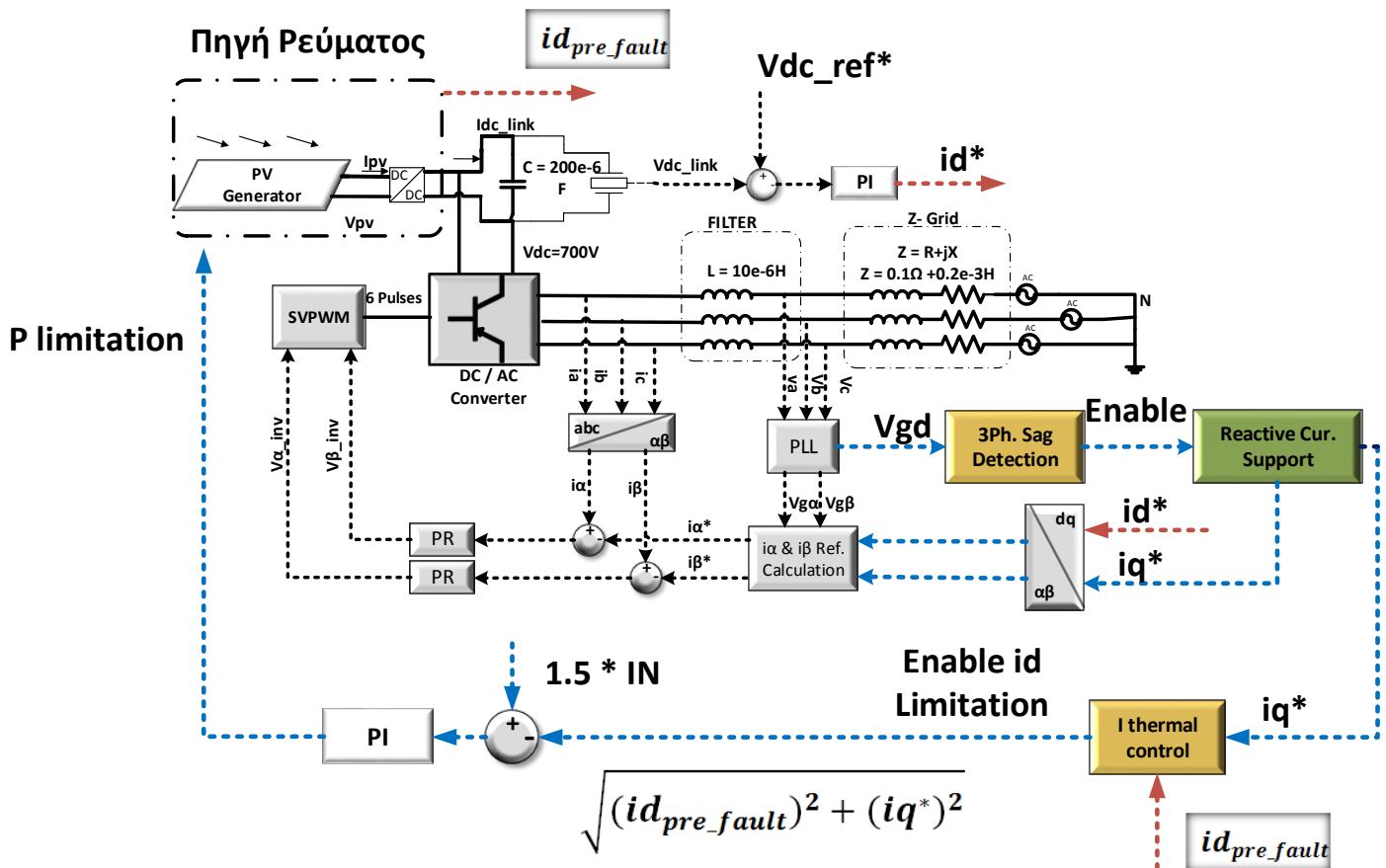
Η προηγούμενη περιγραφή και ανάλυση πραγματοποιήθηκε μέσω του matlab προσομοιώνοντας όπως έχει αναφερθεί την φωτοβολταϊκή γεννήτρια με μια ελεγχόμενη πηγή ρεύματος. Έτσι αντί να ρυθμίζεται το duty cycle του dc/dc μετατροπέας, περιορίζεται η παραγωγή ενεργού ισχύος και ταυτόχρονα της ενεργούς εγχεόμενης συνιστώσας του ρεύματος, μέσω της ελεγχόμενης πηγής ρεύματος.

Να σημειωθεί ότι εφαρμόζεται η PR τεχνική που έχει κλειδωθεί στη μόνιμη κατάσταση με έλεγχο τώρα κλειστού βρόχου της εγχεύσας αέργου ισχύος, όσο και της αξιοποίησης της διαθέσιμης ισχύος.

Ο βρόχος καθορισμού υποστήριξης σφαλμάτων βυθίσεων τάσης, καθορίζει την απαραίτητη έγχυση αέργου ισχύος συναρτήσει της τάσης δικτύου. Από την άλλη μεριά, σε περίπτωση που ξεπερνιέται το θερμικό όριο του αντιστροφέα, ένας PI ελεγκτής περιορίζει την εισερχόμενη φωτοβολταϊκή παραγωγή αξιοποιώντας υποβέλτιστα τη διαθέσιμη ισχύ. Προσομοιωτικά αυτό γίνεται περιορίζοντας το ρεύμα της ελεγχόμενης πηγής ρεύματος.



Σχήμα 5-7 Αφαιρετική αναπαράσταση εφαρμογής ελέγχου ενεργού και αέργου ισχύος



Σχήμα 5-8 Αναλυτική παρουσίαση υποστήριξης δικτύου σε τριφασικά συμμετρικά σφάλματα

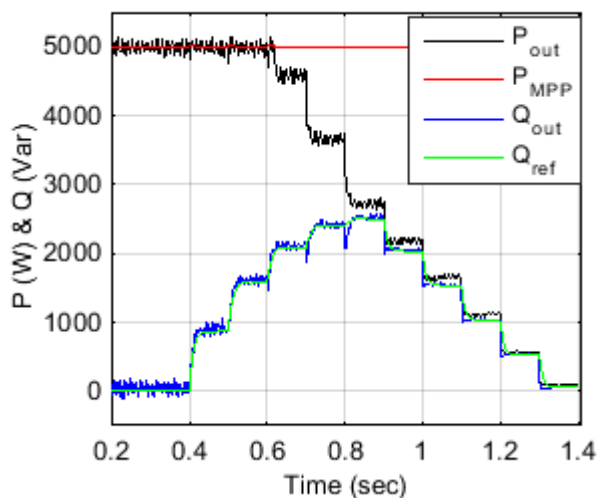
Βήματα Εφαρμογής Ελέγχου

- A. Όπως παρουσιάζεται στην αναλυτική διάταξη ελέγχου σε μια τριφασική βύθιση τάσεως ελέγχεται αρχικά από τη συνθήκη ανίχνευσης σφάλματος φάσης εάν το control πρέπει να περάσει στη λειτουργία υποστήριξης του δικτύου. Εάν ναι δηλαδή η πτώση τάσης έχει ξεπεράσει το dead band στο οποίο δεν θα υποστηρίζονται μικρές διακυμάνσεις τάσεως, τότε παράγεται η απαραίτητη άεργος συνιστώσα ρεύματος i_q^* σύμφωνα με τους κώδικες και εισέρχεται ως σήμα αναφοράς στον dq το αβ μετασχηματισμό. Ως dead band έχει ορισθεί η διακύμανση κατά $\pm 1\%$ της ονομαστικής τιμής της τάσης και ως κλίση ελέγχου παροχής αέργου συνιστώσας ρεύματος i_q , $k = 2$
- B. Δοθείσας της υποστήριξης που θα παράσχουμε στο δίκτυο έχοντας καθορίσει δηλαδή το πλάτος της i_q^* συνιστώσας του ρεύματος ελέγχεται κατά πόσο έχει ξεπεραστεί το θερμικό όριο που αντέχει ο inverter μας, συγκεκριμένα ορίστηκε $I_{max} = \sqrt{(I_{d,pre\ fault})^2 + (I_q^*)^2} = 1.5 * I_N$. Εάν δεν έχει ξεπεραστεί το παρόν θερμικό όριο τότε ως ενεργός συνιστώσα ρεύματος αναφοράς εισέρχεται στο μετασχηματισμό η στιγμιαία διαθέσιμη παραγωγή i_d^* που είναι έξοδος του PI ελέγχου του dc-link.
- C. Εάν το θερμικό όριο έχει ξεπεραστεί τότε ενεργοποιείται ο ελεγκτής περιορισμού της ισχύος εισόδου από την πηγή ρεύματος που προσομοιώνει το φ/β. Ως είσοδος στον PI ελεγκτή, ο οποίος είναι υπεύθυνος για τη μείωση της εισερχόμενης ισχύος προς τον inverter, αποτελεί το σφάλμα που προκύπτει από το συνολικό πλάτος ρεύματος της δυνατότητας παραγωγής σε dq συνιστώσες $\sqrt{(I_{d,pre\ fault})^2 + (I_q^*)^2}$ σε σύγκριση με το μέγιστο ρεύμα αντοχής του inverter $1.5 * I_N$.

5.5 Αποτελέσματα προσομοίωσης

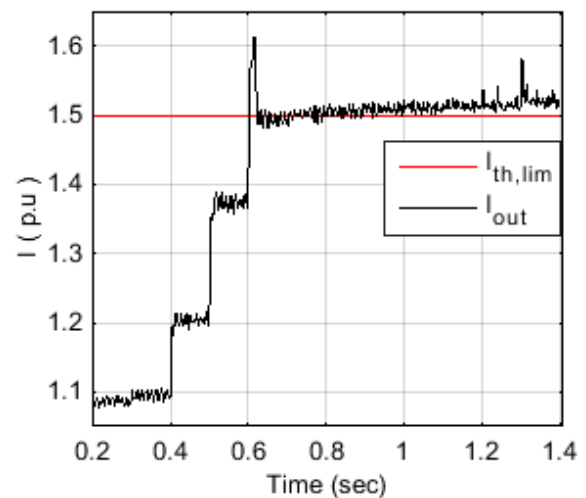
Η έλεγχος ο οποίος πραγματοποιείται για την εγκυρότητα λειτουργίας της διάταξης σε βυθίσεις τάσεως έως και 0,01% της ονομαστικής τιμής του δικτύου, δηλαδή για rms τιμή ενεργούς συνιστώσας 2,3 V, ακολουθεί τα εξής στάδια εφαρμογής. Αρχικά θεωρούμε ότι το φωτοβολταϊκό λειτουργεί υπό ιδανικές συνθήκες κατά τις οποίες έχει ισχύ εξόδου την ονομαστική $P_{max} = 5000W$. Θεωρούμε ότι κατά τη διάρκεια του σφάλματος δεν αλλάζει η δυνατότητα παραγωγής των πλαισίων και πως εκείνη τη στιγμή επισυμβαίνει το σφάλμα. Το σφάλμα το οποίο έχουμε επιλέξει να πραγματοποιηθεί είναι μείωση της τιμής της τάσεως σε όλες τις φάσεις όμοια σύμφωνα με τον παρακάτω πίνακα. Πρόκειται δηλαδή για εφαρμογή διαδοχικών τριφασικών βυθίσεων τα οποία γίνονται ούτως ώστε να εξεταστεί και να αναλυθεί η λειτουργία του control. Για να αναδειχθεί η εγκυρότητά του, θα εφαρμοστεί η ίδια ακριβώς αλληλουχία σφαλμάτων στην περίπτωση που η ισχύς εξόδου στη μόνιμη κατάσταση προ σφάλματος είναι μισή της ονομαστικής δηλαδή $P_{max} = 2500 W$

$V_{grid}(p.u.)$	time (sec)	$V_{grid}(p.u.)$	time (sec)	Προσομοίωση Τάσης $V_{dgrid}(p.u.)$
1	0.2	0.4	0.9	
0.99	0.3	0.3	1	
0.9	0.4	0.2	1.1	
0.8	0.5	0.1	1.2	
0.7	0.6	0.01	1.3	
0.6	0.7	0.01	1.4	
0.5	0.8			
Πιν. 5-1 Διαδοχικές τριφασικές βυθίσεις τάσεως δικτύου				Σχήμα 5-9 Διαδοχικές τριφασικές βυθίσεις στο σημείο κοινής σύνδεσης



Σχήμα 5-10

Απόκριση P και Q σε τριφασικές βυθίσεις για MPP ίσο με 5000 W



Σχήμα 5-11

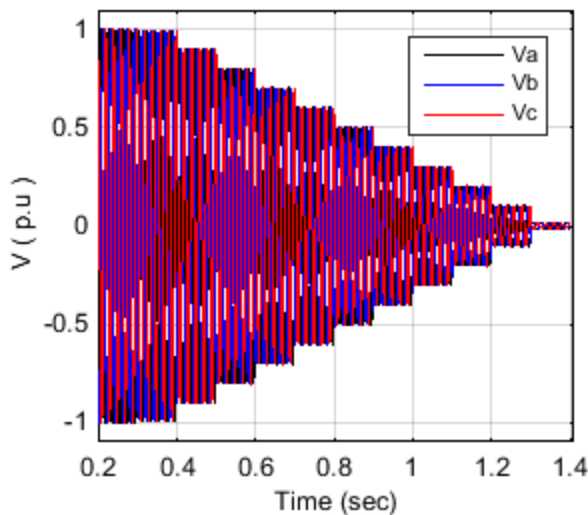
Απόκριση PI ελεγκτή περιορισμού ισχύος εισόδου για τριφασικές βυθίσεις και MPP ίσο με 5000 W

Όπως παρατηρείται στα Σχήμα 5-10 και Σχήμα 5-11 σύμφωνα με τον έλεγχο που έχει εφαρμοστεί, μέχρι τη χρονική στιγμή $t = 0.6 \text{ sec}$ παρέχεται άεργος ισχύς προς το δίκτυο χωρίς να περιορίζεται η διαθέσιμη ενεργός ισχύς. Τη χρονική στιγμή όμως αυτή συμβαίνει εκ νέου βύθιση η οποία απαιτεί περαιτέρω υποστήριξη αέργου ισχύος που έχει ως συνέπεια την υπέρβαση του θερμικού ορίου αντοχής του inverter. Έτσι από αυτό το σημείο και μετά ενεργοποιείται ο PI έλεγχος περιορισμού της ισχύος εισόδου από την πηγή ρεύματος και τον ταυτόχρονο περιορισμό της ισχύος εξόδου. Ένα επιπλέον σημείο ενδιαφέροντος παρουσιάζεται τη χρονική στιγμή $t = 0.9 \text{ sec}$ κατά την

οποία μειώνεται παράλληλα και η άεργος ισχύς παροχής. Αυτό συμβαίνει διότι κατά εκείνη τη στιγμή και έπειτα το ρεύμα έγχυσης άεργου ισχύος σύμφωνα με τους κώδικες διατηρείται σταθερό στο $1,5 \cdot I_N$. Αν τώρα αναλογιστούμε πως μειώνεται η τάση του δικτύου περαιτέρω και το ρεύμα παροχής άεργου ισχύος παραμένει σταθερό τότε λογικό είναι να μειώνεται η παροχή άεργου ισχύος προς το δίκτυο σύμφωνα με την εξ. 5-5

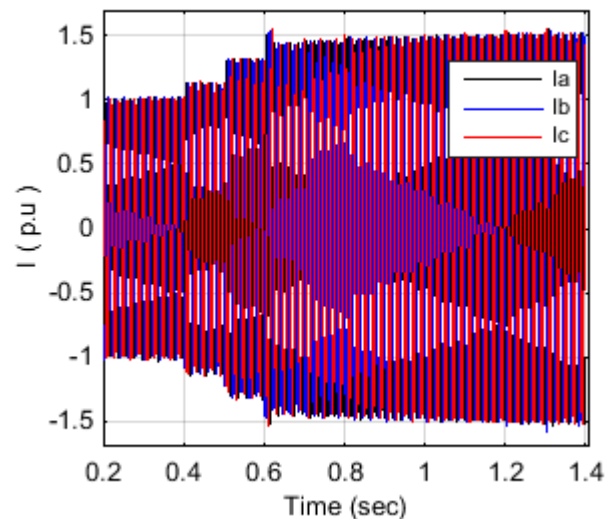
$$Q_{ref} = -\frac{3}{2} * I_q * V_d \quad \text{εξ. 5-5}$$

Στα Σχήμα 5-12 και Σχήμα 5-13 φαίνεται ξεκάθαρα πως το ρεύμα εξόδου του inverter διατηρείται σταθερό στα $1,5 \cdot I_N$ κατά την διαδικασία υποστήριξης του δικτύου ούτως ώστε να μην ξεπεραστεί το θερμικό όριο.



Σχήμα 5-12

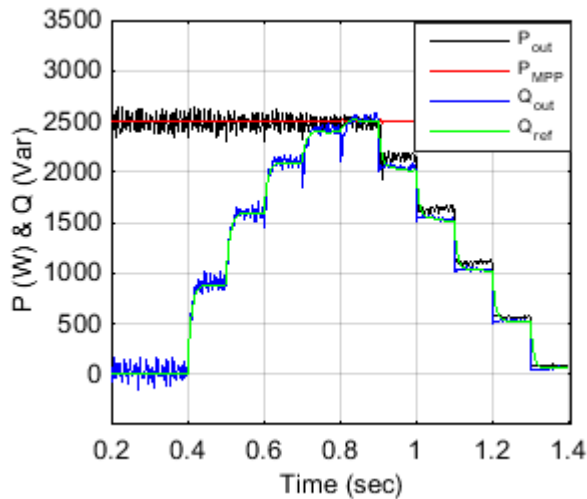
Διαδοχικές βυθίσεις τάσεων για στο σημείο κοινής σύνδεσης



Σχήμα 5-13

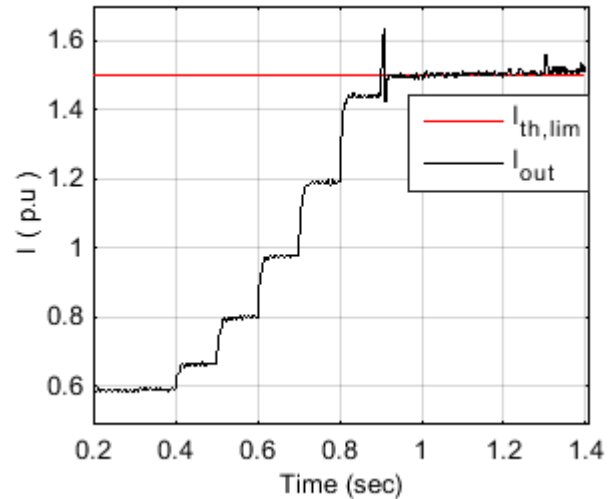
Ρεύμα εξόδου inverter κατά την υποστήριξη δικτύου με MPP ίσο με 5000 W

Στη δεύτερη προσομοιωτική εφαρμογή που πραγματοποιήθηκε θεωρήθηκε ότι επισυμβαίνουν τα ίδια ακριβώς τριφασικά σφάλματα όπως καταδεικνύει το Σχήμα 5-9. Με την διαφορά όμως του ότι η λειτουργία προ σφάλματος δηλαδή κατά τη μόνιμη κατάσταση είχαμε μέγιστη εισερχόμενη ισχύ από τον ήλιο μισή της ονομαστικής ήτοι 2500W.



Σχήμα 5-14

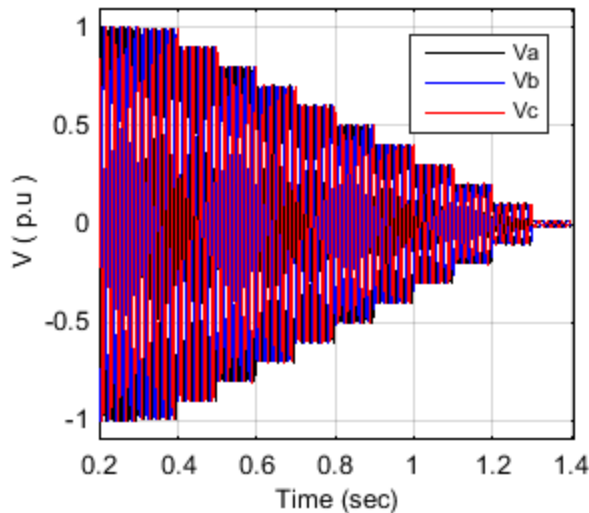
Απόκριση P και Q σε τριφασικές βυθίσεις για MPP ίσο με 2500 W



Σχήμα 5-15

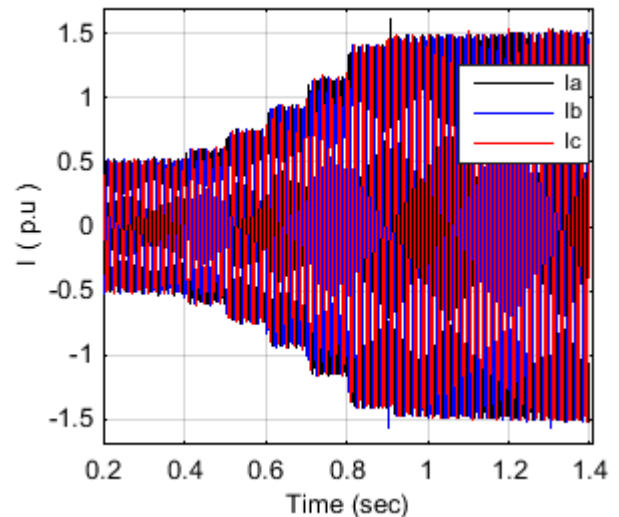
Απόκριση PI ελεγκτή περιορισμού ισχύος εισόδου για τριφασικές βυθίσεις και MPP ίσο με 2500 W

Από το Σχήμα 5-14 και το Σχήμα 5-15 φαίνεται ότι η στρατηγική ελέγχου έχει πλήρη και σωστή εφαρμογή ανεξάρτητα από τη διαθέσιμη ισχύ του φωτοβολταϊκού κατά τη διαδικασία κατά την οποία καλείται ο inverter να υποστηρίξει το δίκτυο. Για περισσότερη πληρότητα επισυνάπτονται και η τάσεις και τα ρεύματα κατά τη διάρκεια της δεύτερης φάσης ελέγχου τριφασικών σφαλμάτων μέσω της προσομοίωσης.



Σχήμα 5-16

Διαδοχικές βυθίσεις τάσεων για στο σημείο κοινής σύνδεσης



Σχήμα 5-17

Ρεύμα εξόδου inverter κατά την υποστήριξη δικτύου με MPP ίσο με 5000 W

5.6 Αντιμετώπιση προβλήματος μείωσης ενεργού ισχύος εισόδου στην πειραματική διάταξη

Η τρέχουσα προσέγγιση υποστήριξης του δικτύου σε μεγάλες βυθίσεις τάσεως υλοποιείται με την παραδοχή άμεσου ελέγχου της πηγής ρεύματος εισόδου στο dc-link αντί ύπαρξη φωτοβολταϊκής γεννήτριας. Για την πραγματοποίηση της συγκεκριμένης στρατηγικής περιορισμού εισόδου ενεργού ισχύος από το φωτοβολταϊκό σύστημα στο dc-link απαιτείται αλγόριθμος διαφορετικός από το MPPT. Έτσι σε αυτή την περίπτωση όταν αναγνωρίζεται ότι ξεπερνιέται το θερμικό όριο του αντιστροφέα θα πρέπει ένας PI ελεγκτής να βρίσκει το νέο σημείο λειτουργίας του φωτοβολταϊκού στην περιοχή πηγής τάσης περιορίζοντας την εισερχόμενη ισχύ προς το σύστημά μας. Για το λόγο αυτό ο έλεγχος του MPPT και εν γένει της λειτουργίας του φωτοβολταϊκού στις καταστάσεις υποστήριξης του δικτύου με ταυτόχρονο περιορισμό ισχύος εισόδου θα πρέπει να εκτελείται με συχνότητα μεγαλύτερη από την τρέχουσα πειραματική που είναι $f = 1$ Hz. Αυτό γιατί θα πρέπει ταυτόχρονα με την βύθιση τάσης και τον περιορισμό ισχύος εξόδου να μειώνεται και η ισχύς εισόδου στο dc-link, διαφορετικά θα έχουμε υπέρταση στον πυκνωτή του dc-link.

Για τον παραπάνω λόγο οι βυθίσεις τάσεως που θα γίνουν πειραματικά θα είναι μικρής κλίμακας ούτως ώστε να μην ξεπερνιέται το θερμικό όριο του αντιστροφέα καθώς δεν έχει ληφθεί μέριμνα για την άμεση απόκριση του ελεγκτή ο οποίος είναι υπεύθυνος για τον έλεγχο ενεργού ισχύος εισόδου από την φωτοβολταϊκή γεννήτρια.

6 Υποστήριξη Ασύμμετρων Βυθίσεων Τάσης

6.1 Εισαγωγή στους κώδικες

Η ασύμμετρη βύθιση τάσεως είναι επίσης μια κατάσταση σφάλματος του δικτύου η οποία σημαίνει την παροδική μείωση της rms τιμής της τάσεως μιας ή δύο διαφορετικών φάσεων. Τέτοιου είδους σφάλματα μπορούν να προκύψουν στο δίκτυο λόγω σφάλματος της μίας φάσης με την γη ή δύο φάσεων με τη γη ακόμα και διφασικό βραχυκύκλωμα. Ακόμα ασύμμετρη παροδική βύθιση τάσης μπορεί να έχουμε κατά την εκκίνηση μεγάλης ισχύος κινητήρων.[15]

Όπως είδαμε και προηγουμένως για την υποστήριξη συμμετρικών σφαλμάτων πραγματοποιούνταν έγχυση αέργου ισχύος σε όλες τις φάσεις όμοια. Αυτό συνέβαινε διότι η υποστήριξη της τάσεως γίνεται μέσω της θετικής ακολουθίας. Από την άλλη μεριά όμως η μονότονη υποστήριξη του δικτύου μόνο μέσω της θετικής ακολουθίας έχει ως συνέπεια την ταυτόχρονη αύξηση του επιπέδου και των τριών τάσεων γεγονός που δημιουργεί τον κίνδυνο υπέρβασης των επιτρεπτών επιπέδων τάσεως από τις φάσεις οι οποίες δεν έχουν υποστεί σφάλμα. Αυτό θα είχε σαν συνέπεια την πρόκληση νέου σφάλματος υπέρτασης το οποίο θα αποσυνέδεε της φωτοβολταϊκή εγκατάσταση από το δίκτυο με άμεσες δυσμενέστερες συνέπειες σε ένα δίκτυο με μεγάλη διείσδυση ΑΠΕ[16].

Παρ' όλο που οι νέοι κώδικες επισημαίνουν την υποστήριξη βυθίσεων τριφασικών από αιολικά πάρκα αλλά και από φωτοβολταϊκά πάρκα που συνδέονται στη μέση τάση, θα μπορούσε η νέα γενιά κωδίκων να απαιτεί την υποστήριξη σφαλμάτων και από ιδιώτες διασυνδεδεμένους με μικρή ισχύ. Ακόμα επισημαίνεται η δυνατότητα να υποστηρίζονται σφάλματα ασύμμετρα και από μικρής ισχύος φωτοβολταϊκά, ικανοποιώντας τους νέους κώδικες ούτως ώστε να αποφευχθούν οι επιπτώσεις καθολικής αποσύνδεσης των ισχυρά διασυνδεδεμένων φωτοβολταϊκών στο ΣΗΕ [17].

6.2 Θεωρητική προσέγγιση υποστήριξης ασύμμετρων σφαλμάτων

Τα ασύμμετρα σφάλματα που μπορεί να συμβούν σε μακρινή απόσταση από το σημείο σύνδεσης της εκάστοτε φωτοβολταϊκής εγκατάστασης δύναται να γίνουν αντιληπτά ως ασυμμετρία τάσεως στο σημείο κοινής σύνδεσης της φωτοβολταϊκής εγκατάστασης. Η ασυμμετρία των φάσεων είναι δυνατό να αναλυθεί από τις τάσεις θετικής, αρνητικής και μηδενικής ακολουθίας. Το γεγονός βέβαια ότι ο inverter συνδέεται στο δίκτυο με τρία καλώδια ένα για κάθε φάση, οι μηδενικής ακολουθίας τάσεις και ρεύματα V^0 και i^0 απουσιάζουν [17].

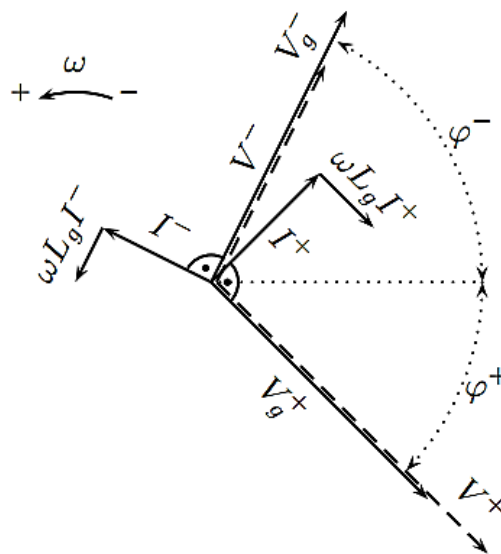
Η ανάλυση τριφασικών λοιπόν σημάτων (ρεύματος ή τάσης) μπορούν να αναλυθούν σε τρεις τριάδες συμμετρικών σημάτων. Αυτή της θετικής, της αρνητικής και της μηδενικής ακολουθίας. Κάθε είδους ασυμμετρία είτε είναι μονοφασική είτε διφασικό σφάλμα μπορεί να αναλυθεί σε αυτές τις συνιστώσες σύμφωνα με την εξ. 6-1

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a^2 & a \\ 1 & a & a^2 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_0 \\ V_+ \\ V_- \end{bmatrix} \quad \text{εξ. 6-1}$$

ενώ σύμφωνα με τον αντίστροφο μετασχηματισμό εξ. 6-2, προκύπτουν τα αρχικά ασύμμετρα διανύσματα

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ V_+ \\ V_- \end{bmatrix} = \frac{1}{3} * \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad \text{εξ. 6-2}$$

Όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο 6.1, η υποστήριξη μόνο μέσω της θετικής ακολουθίας είναι στρατηγική η οποία εξυπηρετεί μόνο τα συμμετρικά σφάλματα. Η ύπαρξη ασυμμετρίας στην προκειμένη περίπτωση κατά την οποία η μηδενική ακολουθία απουσιάζει, συνεπάγεται την ανάγκη καταστολής της αρνητικής ακολουθίας τάσης και αυτό είναι δυνατό να γίνει μέσω της ελεγχόμενης έγχυσης ρευμάτων της αυτής ακολουθίας [15].



Σχήμα 6-1 Αποτελέσματα έγχυσης θετικής και αρνητικής ακολουθίας [15]

Θεωρώντας τάση δικτύου V_g και τροφοδότηση καθαρά επαγωγικού φορτίου L_g , αρχικά διαπιστώνεται η συνεισφορά της παροχής ρεύματος θετικής ακολουθίας στην εξισορρόπηση βύθισης. Σύμφωνα με το διανυσματικό διάγραμμα του παραπάνω σχήματος, η παροχή αέργου ισχύος από την πλευρά της πηγής τάσεως δημιουργεί χωρητικό ρεύμα προπορευόμενο κατά 90° η ροή του οποίου στην αντίσταση αυτεπαγωγής του πηνίου L_g θα δημιουργήσει μια αύξηση τάσεως. Από την άλλη μεριά, η έγχυση ρευμάτων αρνητικής ακολουθίας I^- έχει επίδραση μόνο στην τάση αρνητικής ακολουθίας V_g^- και αυτό διότι στρέφονται κατά την αυτή φορά περιστροφής ω^- . Η υπέρθεση λοιπόν τόσο της τάσεως αρνητικής ακολουθίας V_g^- και του εγχεόμενου ρεύματος αρνητικής ακολουθίας I^- δημιουργεί μια μείωση του ποσοστού αρνητικής ακολουθίας τάσεως ανάλογη του εγχεόμενου ρεύματος και της αυτεπαγωγής του δικτύου L_g .

6.3 Επιλογή κατάλληλου ελέγχου αντιμετώπισης ασύμμετρων σφαλμάτων δικτύου.

Οι διάφορες πηγές inverter μπορούν να ελεγχθούν στη μόνιμη κατάσταση όπως προαναφέρθηκε και μέσω ενός συμβατικού dq control. Για την καταπολέμηση ασυμμετριών όμως απαιτείται ανωτέρου επιπέδου έλεγχος.

Μια πιθανή επιλογή είναι η χρησιμοποίηση κατάλληλων φίλτρων στον dq έλεγχο τα οποία διαχωρίζουν τις θετικές και αρνητικές συνιστώσες τάσεων και ρευμάτων. Έπειτα, ο διαχωρισμός αυτός χρησιμοποιείται PI control σε κάθε μια ακολουθία ξεχωριστά.

Η εργασία σε αβ σταθερό πλαίσιο δε δημιουργεί ταλαντώσεις σε περιπτώσεις ασυμμετρίας και από άποψη πολυπλοκότητας υπερτερεί του PI ελέγχου διότι δεν έχουμε εφαρμογή Park μετασχηματισμού αλλά και του αντιστρόφου του. Έτσι για κάθε συνιστώσα α και β απαιτείται ξεχωριστός PR έλεγχος ενώ η δυνατότητα ελέγχου της μηδενικής ακολουθίας απουσιάζει γεγονός που δε θα επηρεάσει την παρούσα εφαρμογή.

Από την άλλη μεριά δύναται η δυνατότητα ελέγχου τάσεων και ρευμάτων στο σταθερό abc πλαίσιο αναφοράς όπου δεν απαιτείται ούτε ο μετασχηματισμός Clark ο οποίος είναι απαραίτητος για την εργασία πάνω στο σταθερό αβ πλαίσιο αναφοράς. Το μειονέκτημα βέβαια που προκύπτει από αυτή την επιλογή είναι η εφαρμογή τριών PR ελέγχων ξεχωριστά για κάθε φάση. Έτσι κάθε φάση ελέγχεται σα να επρόκειτο για συμβατικό έλεγχο μονοφασικού inverter, έχοντας τη δυνατότητα ο τριφασικός inverter πάνω στον οποίο εφαρμόζεται να χειριστεί συμμετρικά σφάλματα καθώς και ύπαρξη τάσεων δικτύου θετικής και αρνητικής αλλά και μηδενικής ακολουθίας (ασυμμετρία). Το αρνητικό σημείο αυτού του ελέγχου είναι το ότι αυξάνεται η πολυπλοκότητα λόγω της ύπαρξης τριών ξεχωριστών ελεγκτών, ένα για κάθε φάση δικτύου [18].

Στην παρούσα εφαρμογή επιλέχθηκε η χρησιμοποίηση και απεικόνιση τάσεων και ρευμάτων πάνω στο σταθερό αβ πλαίσιο αναφοράς και η χρησιμοποίηση δηλαδή δύο PR ελεγκτών ρεύματος που θα εξυπηρετήσουν αυτό το σκοπό

6.4 Εφαρμογή ελέγχου εφαρμοζόμενο στο σταθερό αβ πλαίσιο αναφοράς

Λόγω της μη ύπαρξης κωδίκων που να υποχρεώνουν την υποστήριξη του δικτύου σε περίπτωση εμφάνισης ασύμμετρων σφαλμάτων δικτύων ιδιαίτερα σε φωτοβολταϊκά τα οποία συνδέονται στη χαμηλή τάση, οι προσεγγίσεις του συγκεκριμένου ζητήματος είναι εν γένει λίγες και περιορίζονται σε αντιμετώπιση και αντιστάθμιση μικρών ασύμμετρων βυθίσεων τάσης [19].

6.4.1 Χαρακτηρισμός και κατηγοριοποίηση σφάλματος

Το είδος της ασυμμετρίας που θα αναγνωρισθεί στο σημείο κοινής σύνδεσης όπως αναφέρθηκε εξαρτάται από τη φύση του σφάλματος που θα επισυμβεί στο δίκτυο (μονοφασικό ή διφασικό σφάλμα ως προς γη ή και διφασικό βραχυκύκλωμα). Ως πρώτο βήμα κατάλληλο για την αντιμετώπιση ελέγχου είναι ο προσδιορισμός του σφάλματος.

Οι τάσεις δικτύου στο σταθερό αβ πλαίσιο αποτελούν το διανυσματικό άθροισμα των αντίστοιχων συνιστωσών αβ θετικής και αρνητικής ακολουθίας σύμφωνα με τις εξ. 6-3 και εξ. 6-4.

$$u_a = u_{a+} + u_{a-} = V_+ \cos(\omega t + \delta_p) + V_- \cos(\omega t + \delta_-) \quad \text{εξ. 6-3}$$

$$u_b = u_{b+} + u_{b-} = V_+ \sin(\omega t + \delta_p) - V_- \sin(\omega t + \delta_-) \quad \text{εξ. 6-4}$$

Η αναγνώριση κάθε ασύμμετρου σφάλματος μπορεί να γίνει γνωρίζοντας μόνο τη τάση θετικής ακολουθίας V_p και την τάσης αρνητικής ακολουθίας V_n καθώς και τη γωνία δ η οποία βρίσκεται από τη διαφορά της γωνίας θετικής ακολουθίας μείων την γωνία αρνητικής ακολουθίας της εξ. 6-7 [20].

$$V_+ = \sqrt{u_{a+}^2 + u_{b+}^2} \quad \text{εξ. 6-5}$$

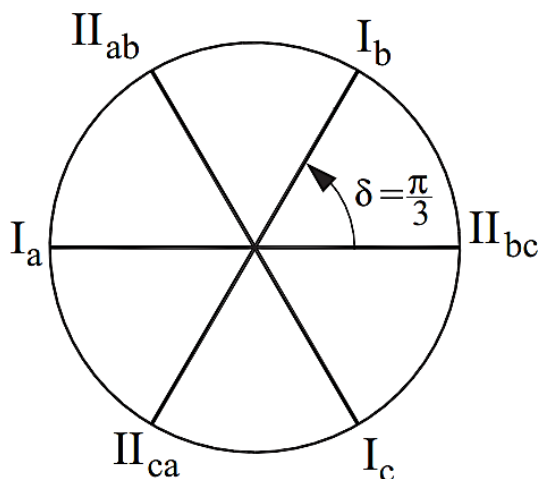
$$V_- = \sqrt{u_{a-}^2 + u_{b-}^2} \quad \text{εξ. 6-6}$$

$$\delta = \delta_+ - \delta_- \quad \text{εξ. 6-7}$$

Όπου

$$\delta = \cos^{-1} \left(\frac{u_{a+}u_{a-} - u_{b+}u_{b-}}{V_+V_-} \right) \quad \text{εξ. 6-8}$$

Έτσι αφού η συμμετρική τάση δικτύου αποτελείται μόνο από τη θετική ακολουθία V_+ συνεπάγεται ότι η θετική ακολουθία ταυτίζεται και σε πλάτος και σε φάση με την τάση του δικτύου. Η ύπαρξη και ανίχνευση της αρνητικής ακολουθίας σηματοδοτεί την ύπαρξη αρνητικής ακολουθίας. Κάθε σφάλμα λοιπόν περιέχον αρνητική ακολουθία μπορεί να είναι είτε *τύπου 1* (μονοφασικό σφάλμα) είτε *τύπου 2* (διφασικό σφάλμα) είτε *τύπου 3* (τριφασικό σφάλμα). Η γωνία δ απεικονιζόμενη στο καρτεσιανό πλέγμα αποτελεί αυστηρά ακέραιο πολλαπλάσιο της γωνίας $\pi/3$ και δείχνει ακριβώς το σφάλμα που επισυμβαίνει Σχήμα 6-2 [16].



Σχήμα 6-2 Κατηγοριοποίηση σφαλμάτων σύμφωνα με τη γωνία δ [16]

Η αντίστροφη απεικόνιση στο abc πλαίσιο αναφοράς έχοντας γνώση των V_+ , V_- και δ γίνεται ως εξής [16] :

$$V_a = \sqrt{V_+^2 + V_-^2 + 2V_+V_- \cos(\delta)} \quad \text{εξ. 6-9}$$

$$V_b = \sqrt{V_+^2 + V_-^2 + 2V_+V_- \cos(\delta - 2/3 \pi)} \quad \text{εξ. 6-10}$$

$$V_c = \sqrt{V_+^2 + V_-^2 + 2V_+V_- \cos(\delta + 2/3 \pi)} \quad \text{εξ. 6-11}$$

6.4.2 Δείκτης επισήμανσης ασυμμετρίας δικτύου “n”

Η ύπαρξη αρνητικής ακολουθίας στο δίκτυο χωρίς αυτό να σημαίνει αυτόματα ότι επισυμβαίνει κάποιο ασύμμετρο σφάλμα μπορεί να υπάρξει διότι ούτε το πραγματικό δίκτυο είναι ιδανικό αλλά ούτε και η ψηφιοποίηση των τριών φασικών τάσεων γίνεται ιδανικά καθώς επισυμβαίνουν και τα σφάλματα μετατροπής του αναλογικού σήματος σε ψηφιακό. Έτσι για να ορισθεί κάποιο κατώφλι πάνω από το οποίο θα επιβάλλεται υποστήριξη του δικτύου ούτως ώστε να κατασταλεί η αρνητική ακολουθία τάσεως έχουν ορισθεί μερικά standards [21] κατά τα οποία ως κριτήριο ελέγχου αποτελεί ο λόγος της αρνητικής προς τη θετική τάση ακολουθίας του δικτύου n

$$n = \frac{V_-}{V_+} \leq 0.02 \quad \text{εξ. 6-12}$$

6.4.3 Συνεισφορά της δευτέρας τάξης ολοκλήρωσης (κεφ. 3.4.4.2) στην ανίχνευση του λόγου ασυμμετρίας “n”

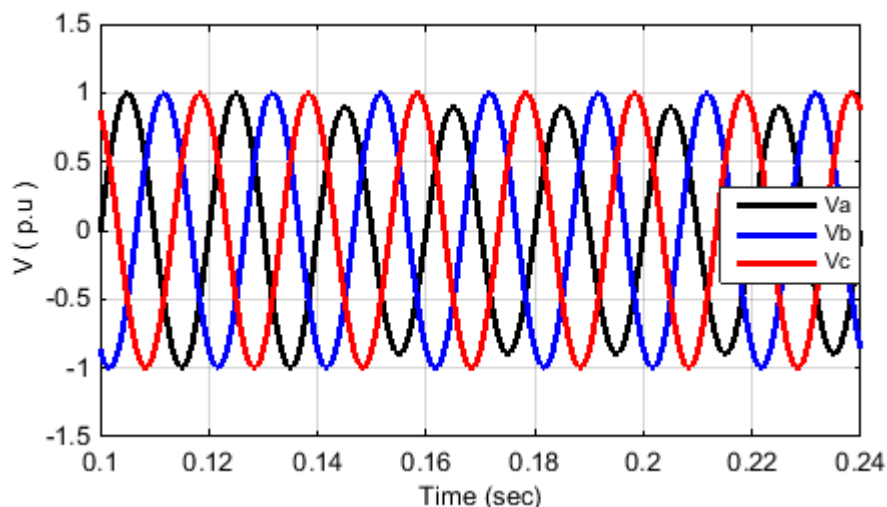
Όπως ακριβώς αναφέρθηκε και στο κεφ. 3.4.4.2, για την εξαγωγή της θετικής όσο και της αρνητικής ακολουθίας δεν εφαρμόστηκε κάποια συμβατική μέθοδος ολοκλήρωσης αλλά η δευτέρας τάξης ολοκλήρωση “Second Order Integration”, η οποία εξασφαλίζει πλήρη καθετότητα μεταξύ των παραγόμενων συνιστωσών v_α και qv_α καθώς και μεταξύ των v_β και qv_β , από τα οποία όπως καταδεικνύεται στις εξ. 3-5 έως και εξ. 3-8, προκύπτουν οι τάσεις θετικής και αρνητικής ακολουθίας.

Η μη πλήρης καθετότητα των συνιστωσών αυτών λόγω σφάλματος ολοκλήρωσης προκαλεί σφάλμα μόνιμης κατάστασης καθώς αλγοριθμικά προκύπτει ύπαρξη ασυμμετρίας και ταλάντωση της αρνητικής ακολουθίας με συχνότητα διπλάσια της θεμελιώδους, εν προκειμένω 100 Hz.

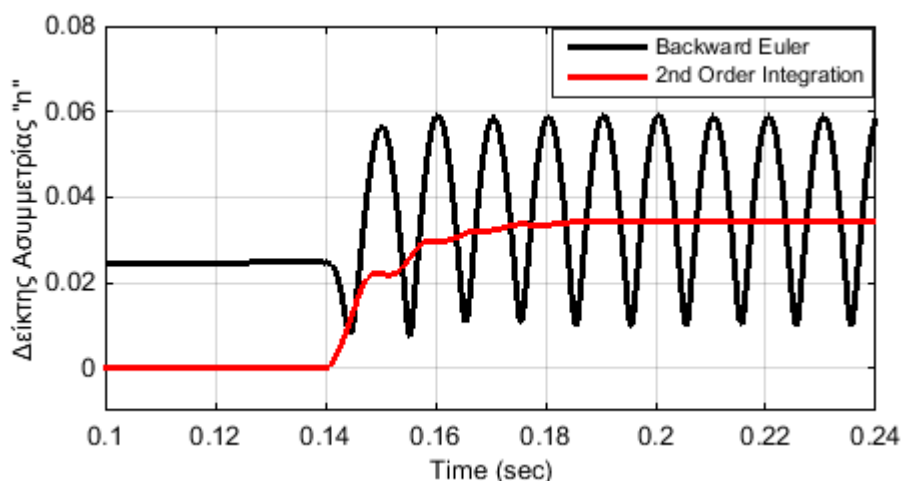
Έτσι σε περίπτωση που εφαρμόζονταν ο συμβατικός τρόπος ολοκλήρωσης Backward ή Forward Euler Integration, τότε ο δείκτης ανίχνευσης ασυμμετρίας “n”, θα καταδείκνυε, εσφαλμένα, και σε ιδανικές τάσεις δικτύου την ύπαρξη ασύμμετρου σφάλματος.

Στα προσομοιωτικά τέστ Σχήμα 6-4 επιβεβαιώνεται η αναγκαιότητα εφαρμογής του ανώτερου επιπέδου ολοκλήρωσης 2nd Order Integration σε σχέση με την εφαρμογή συμβατικών, καθώς εξετάζονται και αντιπαραβάλλονται οι δείκτες

ασυμμετρίας που προκύπτουν κατά την μονοφασική βύθιση τάσης από το 1p.u. στο 0.9p.u.



Σχήμα 6-3 Βύθιση τάσεως της φάσης α κατά τη χρονική στιγμή $t = 0.14$



Σχήμα 6-4

Απόκριση δείκτη ασυμμετρίας "n" για εφαρμογή ασύμμετρου σφάλματος ($t = 0.14$) σε ιδανικές τάσεις δικτύου.

Όπως λοιπόν φαίνεται από Σχήμα 6-4, ο απλός τρόπος ολοκλήρωσης Backward Euler Integration στην εφαρμογή εξαγωγής ακολουθιών του SOGI φίλτρου θεωρείται ακατάλληλος για της συγκεκριμένη εφαρμογή η οποία απαιτεί την ακριβή ανάγνωση της κατάστασης των τάσεων του δικτύου για ενδεχόμενη υποστήριξη ασύμμετρων σφαλμάτων το όριο των οποίων έχει επιλεχθεί να είναι ο λόγος $n = 0.02$.

Τέλος καταδεικνύεται πως κατά την ασύμμετρη βύθιση η εφαρμογή της Backward Euler ολοκλήρωσης δημιουργεί έντονη ταλάντωση συχνότητας 100 Hz λόγω της μη καθετότητας των προκύπτοντων διανυσμάτων.

6.4.4 Εξαγωγή σχέσεων υποστήριξης δικτύου έναντι ασύμμετρων σφαλμάτων

Η παροχή ενεργού P και αέργου ισχύος Q εφαρμόζοντας τον μετασχηματισμό Clark(2/3) στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας προκύπτει σύμφωνα με τις εξ. 6-13 και εξ. 6-14 [22].

$$p = \frac{3}{2}(u_a i_a + u_b i_b) \quad \text{εξ. 6-13}$$

$$q = \frac{3}{2}(-u_b i_a + u_a i_b) \quad \text{εξ. 6-14}$$

Στην περίπτωση που έχει ανιχνευθεί ασυμμετρία στο δίκτυο η οποία χρήζει αντιμετώπισης ($n \geq 0.02$) θεωρείται σκόπιμο να εξαχθούν τα ρεύματα αναφοράς i_a^* και i_b^* από εκείνες τις σχέσεις οι οποίες θα εμπεριέχουν τόσο την πληροφορία της ασυμμετρίας του δικτύου όσο και τις καθορισμένες τιμές αναφοράς τόσο της ενεργούς όσο και της αέργου ισχύος [23].

Σε κάθε περίπτωση ελέγχου ασυμμετρίας η τελική αναφορά ρεύματος θα προκύπτει από το άθροισμα του προκύπτοντος ρεύματος αναφοράς $i_a^*(p)$ το οποίο είναι υπεύθυνο για την παραγωγή ενεργού ισχύος, και το $i_a^*(q)$ που είναι υπεύθυνο για την κατάλληλη έγχυση αέργου ισχύος [23].

$$i_a^* = i_a^*(p) + i_a^*(q) \quad \text{εξ. 6-15}$$

$$i_b^* = i_b^*(p) + i_b^*(q) \quad \text{εξ. 6-16}$$

Η συνιστώσα ρεύματος υπεύθυνη για την έγχυση ενεργού ισχύος αναφοράς P^* , η οποία και προκύπτει από τον PI έλεγχο τάσης εξόδου του dc link, όπως έχει διασαφηνισθεί γίνεται μέσω της τάσεως θετικής ακολουθίας κατά τις εξ. 6-17 και εξ. 6-18 [23].

$$i_a^*(P) = \frac{2}{3} * \frac{U_{a+}}{u_{a+}^2 + u_{b+}^2} * P^* \quad \text{εξ. 6-17}$$

$$i_b^*(P) = \frac{2}{3} * \frac{U_{b+}}{u_{a+}^2 + u_{b+}^2} * P^* \quad \text{εξ. 6-18}$$

Η παροχή ρευμάτων αναφοράς εξυπηρετώντας την μείωση της αρνητικής ακολουθίας αποτυπώνεται στις παρακάτω εξισώσεις :

$$i_a^*(Q) = \frac{2}{3} * Q^* * \frac{u_{b+} + u_{b-}}{(u_{a+} + u_{b+})^2 + (u_{a-} + u_{b-})^2} \quad \text{εξ. 6-19}$$

$$i_b^*(Q) = \frac{2}{3} * Q^* * \frac{-u_{a+} - u_{a-}}{(u_{a+} + u_{b+})^2 + (u_{a-} + u_{b-})^2} \quad \text{εξ. 6-20}$$

Αναλύοντας τον παρονομαστή των εξ. 6-19 και εξ. 6-20, προκύπτει ότι :

$$\begin{aligned} (u_{a+} + u_{b+})^2 + (u_{a-} + u_{b-})^2 &= [u_{a+}^2 + u_{b+}^2] + 2u_{a+} u_{b+} + [u_{a-}^2 + u_{b-}^2] + 2u_{a-} u_{b-} \\ &= V_+^2 + V_-^2 + 2V_+ V_- \cos(2\omega t + \varphi_+ - \varphi_-) \end{aligned}$$

στην οποία εμφανίζεται ένα παράγοντας ταλάντωσης συχνότητας δυο φορές της ονομαστικής του δικτύου. Αυτός ο όρος θα προκαλεί παραμόρφωση στα ρεύματα αναφοράς και αυτός είναι ο λόγος για τον οποίο οι συνιστώσες $(2u_{a+} u_{b+})$ και $(2u_{a-} u_{b-})$ πρέπει να εξαλειφθούν της παραπάνω σχέσης [17].

Έτσι έχοντας απαλλαγεί από τους όρους οι οποίοι προκαλούν ταλάντωση συχνότητας διπλάσιας αυτής του δικτύου, προκύπτουν οι εξ. 6-21 και εξ. 6-22.

$$i_a^*(Q) = \frac{2}{3} * Q^* * \frac{u_{b+} + u_{b-}}{[u_{a+}^2 + u_{b+}^2] + [u_{a-}^2 + u_{b-}^2]} \quad \text{εξ. 6-21}$$

$$i_b^*(Q) = \frac{2}{3} * Q^* * \frac{-u_{a+} - u_{a-}}{[u_{a+}^2 + u_{b+}^2] + [u_{a-}^2 + u_{b-}^2]} \quad \text{εξ. 6-22}$$

Η υποστήριξη του δικτύου για τη μείωση της αρνητικής ακολουθίας θα πρέπει να γίνει εγγέοντας στο δίκτυο κατάλληλη ποσότητα αέργου ισχύος η οποία θα προσδίδεται και μέσω της θετικής αλλά και μέσω της αρνητικής ακολουθίας ρευμάτων σύμφωνα με τους συμπληρωματικούς παράγοντες ελέγχου k_+ και k_- για τους οποίους ισχύει η σχέση :

$$k_+ = 1 - k_- \quad \text{εξ. 6-23}$$

Λόγω όμως της συμπληρωματικότητάς, τους επιλέγεται να χρησιμοποιείται μόνο ο συντελεστής $k_+ \in (0, 1)$ εκφράζοντας την επί της εκατό συνεισφορά παροχής αέργου ισχύος της θετικής και της αρνητικής ακολουθίας [16]. Έτσι οι αρχικές εξ. 6-21 και εξ. 6-22 εξελίσσονται στις εξ. 6-24 και εξ. 6-25.

$$i_a^*(Q) = \frac{2}{3} * Q^* * \frac{k_+ * u_{b+} + k_- * u_{b-}}{k_+ * [u_{a+}^2 + u_{b+}^2] + k_- * [u_{a-}^2 + u_{b-}^2]} \quad \text{εξ. 6-24}$$

$$i_b^*(Q) = \frac{2}{3} * Q^* * \frac{-k_+ * u_{a+} - k_- * u_{a-}}{k_+ * [u_{a+}^2 + u_{b+}^2] + k_- * [u_{a-}^2 + u_{b-}^2]} \quad \text{εξ. 6-25}$$

Από τις παραπάνω σχέσεις παρατηρείται πως αν επιλέξουμε $k_+ = 1$ εγγέουμε άεργο ισχύ στο δίκτυο μόνον μέσω της θετικής ακολουθίας ενώ για $k_+ = 0$ κυρίαρχη και μοναδική συνεισφορά παίζει η αρνητική ακολουθία ρευμάτων [16], [17].

6.5 Αποτελέσματα ελέγχου στην έγχυση ενεργού και αέργου ισχύος

Στην περίπτωση λοιπόν του εν λόγω ελέγχου έγχυσης ενεργού και αέργου ισχύος προκύπτουν οι παρακάτω σχέσεις όσον αφορά την ενεργό και την άεργο ισχύ. Τα πλάτη των τάσεων δικτύου εκφράζονται από τις παρακάτω σχέσεις :

$$u_{a+} = V_+ * \cos(\omega t + \varphi_+) \quad \text{εξ. 6-26}$$

$$u_{\beta+} = V_+ * \sin(\omega t + \varphi_+) \quad \text{εξ. 6-27}$$

$$u_{a-} = V_- * \cos(\omega t - \varphi_-) \quad \text{εξ. 6-28}$$

$$u_{\beta-} = -V_- * \sin(\omega t - \varphi_-) \quad \text{εξ. 6-29}$$

Αντικαθιστώντας τις εξ. 6-26 έως εξ. 6-29 στις εξ. 6-17, εξ. 6-18 και εξ. 6-24, εξ. 6-25, τα ρεύματα που εγχέονται μπορούν να αναλυθούν ως εξής :

$$i_{a+} = \frac{2}{3} P^* \frac{1}{V_+} * \cos(\omega t) \quad \text{εξ. 6-30}$$

$$i_{a-} = \frac{2}{3} Q^* \frac{k_+ V_+ - k_- V_-}{k_+ V_+^2 + k_- V_-^2} * \sin(\omega t) \quad \text{εξ. 6-31}$$

$$i_{\beta+} = \frac{2}{3} P^* \frac{1}{V_+} * \sin(\omega t) \quad \text{εξ. 6-32}$$

$$i_{a-} = \frac{2}{3} Q^* \frac{-k_+ V_+ - k_- V_-}{k_+ V_+^2 + k_- V_-^2} * \cos(\omega t) \quad \text{εξ. 6-33}$$

Λαμβάνοντας τώρα υπ' όψιν τόσο τις στιγμιαίες προκύπτουσες τάσεις εξ. 6-26 έως εξ. 6-29 τα εγχεόμενα ρεύματα του inverter $i_a = i_{a+} + i_{a-}$ και $i_\beta = i_{\beta+} + i_{\beta-}$, των εξισώσεων εξ. 6-30 έως και εξ. 6-33, προκύπτει ο υπολογισμός έγχυσης ενεργού και αέργου ισχύος σύμφωνα με τις εξ. 6-13 και εξ. 6-14.

Αυτό που διαπιστώνεται είναι ότι κατά τη μόνιμη κατάσταση κατά την οποία δεν υπάρχει αρνητική ακολουθία τάσεων στο δίκτυο, οι στιγμιαία ενεργός ισχύς καθώς και η άεργος είναι ίσες με τη συμβατική κατάσταση λειτουργίας του inverter δηλαδή $p = P^*$ και $q = Q^*$. Σε αυτή την περίπτωση δεν παρατηρείται καμία ταλάντωση στις στιγμιαίες τιμές του P και Q..

Ωστόσο σε μη ισορροπημένο δίκτυο, οι στιγμιαία ισχύς (ενεργός και άεργος) ταλαντώνονται με συχνότητα διπλάσια της θεμελιώδους ήτοι 100Hz με $p = P^* + \tilde{p}$ και $q = Q^* + \tilde{q}$.

Η αποσύνθεση των εξισώσεων εξ. 6-13 και εξ. 6-14 σε συνιστώσες θετικής και αρνητικής ακολουθίας και σε όρους ταλάντωσης καταδεικνύουν την παραπάνω διαπίστωση.

$$p_+ = \frac{3}{2} * (u_{a+} i_{a+} + u_{\beta+} i_{\beta+}) = P^* \quad \text{εξ. 6-34}$$

$$p_- = \frac{3}{2} * (u_{a-}i_{a-} + u_{\beta-}i_{\beta-}) = 0 \quad \text{εξ. 6-35}$$

$$\begin{aligned} \tilde{p} &= \frac{3}{2} * (u_{a+}i_{a-} + u_{\beta+}i_{\beta-} + u_{a-}i_{\beta+} + u_{\beta-}i_{a+}) \\ &= nP^* \cos(2\omega t) + \frac{k_+ - k_-}{k_+ - n^2k_-} nQ^* \sin(2\omega t) \end{aligned} \quad \text{εξ. 6-36}$$

Η επιλογή του $k_+ = k_- = 0,5$ περιορίζει το μέγεθος της ταλάντωσης της ενεργούς ισχύος λόγω έγχυσης αέργου ισχύος και καθιστά αυτή τη στρατηγική ελέγχου διαταραγμένου δικτύου εξαιρετικά ενδιαφέρουσα καθώς μπορεί να συμβάλει στην εξισορόπηση των τάσεων με μικρή ταλάντωση τάσης του dc-link [17].

Ο υπολογισμός των όρων έγχυσης αέργου ισχύος παρουσιάζεται αναλυτικά στις παρακάτω εξισώσεις αφού γίνει όμοια αποσύνθεση των όρων σε θετική αρνητική ακολουθία αλλά και στον όρο ταλάντωσης.

$$q_+ = \frac{3}{2} * (-u_{a+}i_{\beta+} + u_{\beta+}i_{a+}) = \frac{k_+}{k_+ + n^2k_-} Q^* \quad \text{εξ. 6-37}$$

$$q_- = \frac{3}{2} * (-u_{a-}i_{\beta-} + u_{\beta-}i_{a-}) = \frac{n^2k_-}{k_+ + n^2k_-} Q \quad \text{εξ. 6-38}$$

$$\begin{aligned} \tilde{q} &= \frac{3}{2} * (-u_{a+}i_{\beta-} + u_{\beta+}i_{a-} - u_{a-}i_{\beta+} + u_{\beta-}i_{a+}) \\ &= nP^* \cos(2\omega t) + \frac{1}{k_+ - n^2k_-} nQ^* \sin(2\omega t) \end{aligned} \quad \text{εξ. 6-39}$$

6.6 Περιγραφή μοντέλου προσομοίωσης

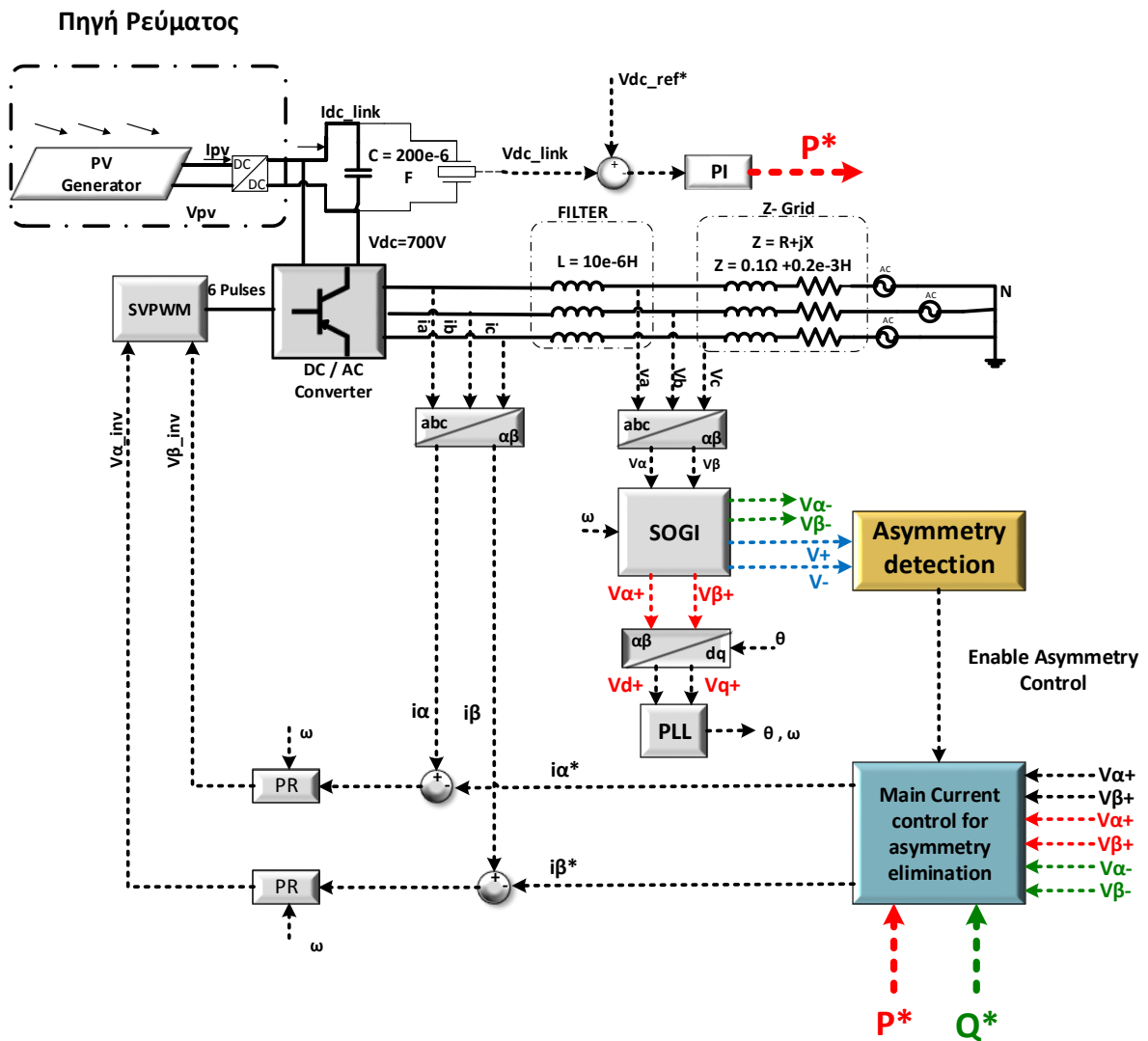
Το σχηματικό διάγραμμα που χρησιμοποιείται στην περίπτωση ανίχνευσης ασυμμετρίας χρησιμοποιεί ως βάση ελέγχου τον έλεγχο ο οποίος εφαρμόστηκε για την αντιμετώπιση συμμετρικών σφαλμάτων. Έτσι οι διαφορές σε σχέση με το σχηματικό διάγραμμα θα απεικονιστούν με χρώμα διάφορο του γκριζου και του μαύρου ενώ ήδη χρησιμοποιούμενα blocks ελέγχου θα παραμείνουν στις αποχρώσεις του μαύρου και του γκρι.

Επειδή βέβαια ο έλεγχος θα περιοριστεί σε ασύμμετρες βυθίσεις οι οποίες δεν θα απαιτούν την παροχή μεγάλων ποσών παροχής αέργου ισχύος στο δίκτυο, δε θα απαιτηθεί μείωση της ενεργούς ισχύος. Όσον αφορά την παροχή αναφοράς αέργου ισχύος Q^* , θα γίνει off-loop παροχή καθορισμένης τιμής αέργου ισχύος ανεξάρτητα της βύθισης ως μια προσέγγιση της υποστήριξης δικτύου υπό ασύμμετρα σφάλματα.

Για την εξαγωγή τόσο των θετικών όσο και των αρνητικών ακολουθιών τάσης χρησιμοποιείται η διάταξη SOGI η οποία ήταν ενσωματωμένη στο PLL. Οι αναλυτικές σχέσεις που χρησιμοποιήθηκαν παρουσιάζονται στην 3.3

Το block “asymmetry detection” που φαίνεται στην σχηματική απεικόνιση του μοντέλου (Σχήμα 6-5) εξετάζει όπως προαναφέρθηκε το λόγο της θετικής προς την αρνητική ακολουθία $n \geq 0.02$, όπου στην περίπτωση σφάλματος ενεργοποιείται η κατάλληλη υποστήριξη του δικτύου.

Τέλος το block “Main current control for asymmetry elimination” εκτελεί όλες τις απαραίτητες μαθηματικές σχέσεις για την κατάλληλη υποστήριξη ανάλογα με το είδος της ασυμμετρίας σύμφωνα με τις προαναφερθείσες σχέσεις



Σχήμα 6-5

Σχηματική αναπαράσταση ελέγχου για υποστήριξη δικτύου κατά τον εντοπισμό ασύμμετρων σφαλμάτων

6.7 Αποτελέσματα προσομοίωσης

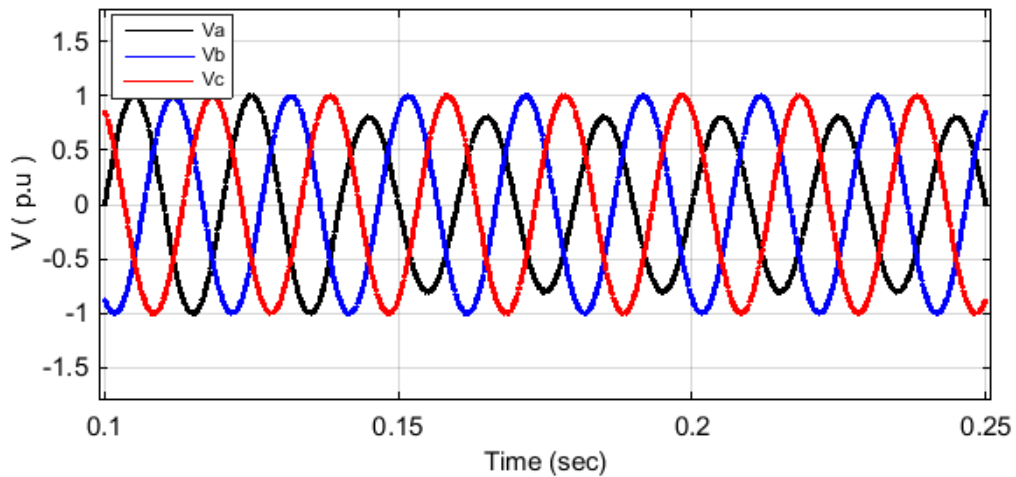
Η προσομοίωση που πραγματοποιήθηκε στο matlab για τον έλεγχο και την υποστήριξη του δικτύου σε περίπτωση ασύμμετρων σφαλμάτων παρουσιάζεται στα παρακάτω σχήματα. Η στρατηγική που ακολουθήθηκε ως προς τον έλεγχο έγχυσης αέργου ισχύος είναι η ακόλουθη.

6.7.1 Υποστήριξη δικτύου απουσία κατάλληλης στρατηγικής χειρισμού της θετικής και αρνητικής ακολουθίας

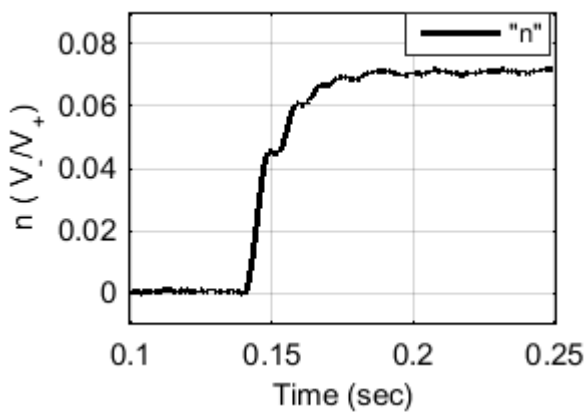
Αρχικά λόγω της μη ύπαρξης κάποιας συγκεκριμένης προδιαγραφής σχετικά με την έγχυση αέργου ισχύος σε περίπτωση μονοφασικής βύθισης πραγματοποιήθηκε ανοικτού βρόγχου έλεγχος έγχυσης αέργου ισχύος.

Έτσι επιλέχθηκε όσον αφορά την έγχυση ενεργού ισχύος P^* κατά τη μόνιμη κατάσταση, αλλά και κατά τη διάρκεια του σφάλματος, να παρέχεται η ονομαστική ισχύς δηλαδή 5kW.

Από την άλλη μεριά επιλέχθηκε η συνολική έγχυση αέργου ισχύος $Q^* = 2000\text{Var}$ σε περίπτωση αναγνώρισης ασυμμετρίας. Κατά την εκτέλεση της προσομοίωσης, πραγματοποιήθηκε μονοφασική βύθιση τάσεως, ενώ εφαρμόστηκε έλεγχος έγχυσης αέργου ισχύος αρχικά χωρίς τη μέριμνα περιορισμού της αρνητικής ακολουθίας του δικτύου σύμφωνα με τις εξ. 6-17 και εξ. 6-18. Το σφάλμα της φάσης V_a προκύπτει τη χρονική στιγμή $t = 0.14 \text{ sec}$

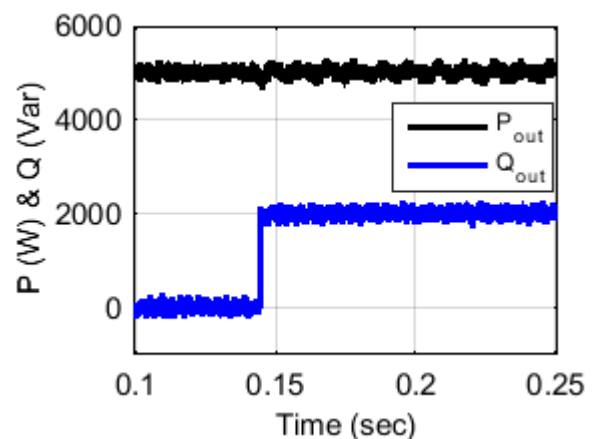


Σχήμα 6-6 Πραγματοποίηση βύθιση τάσης στη φάση a



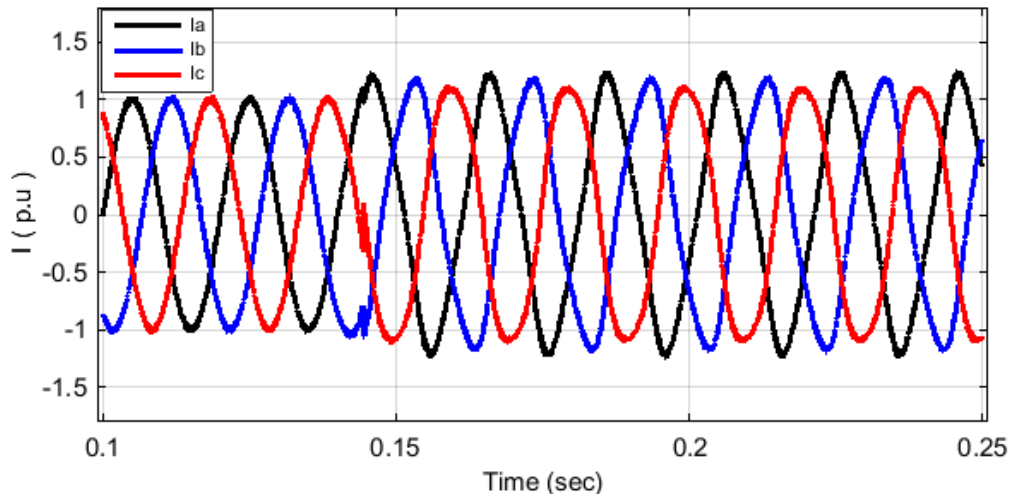
Σχήμα 6-7

Δείκτης ασυμμετρίας $n = \frac{V_-}{V_+}$ για το σφάλμα στο Σχήμα 6-6

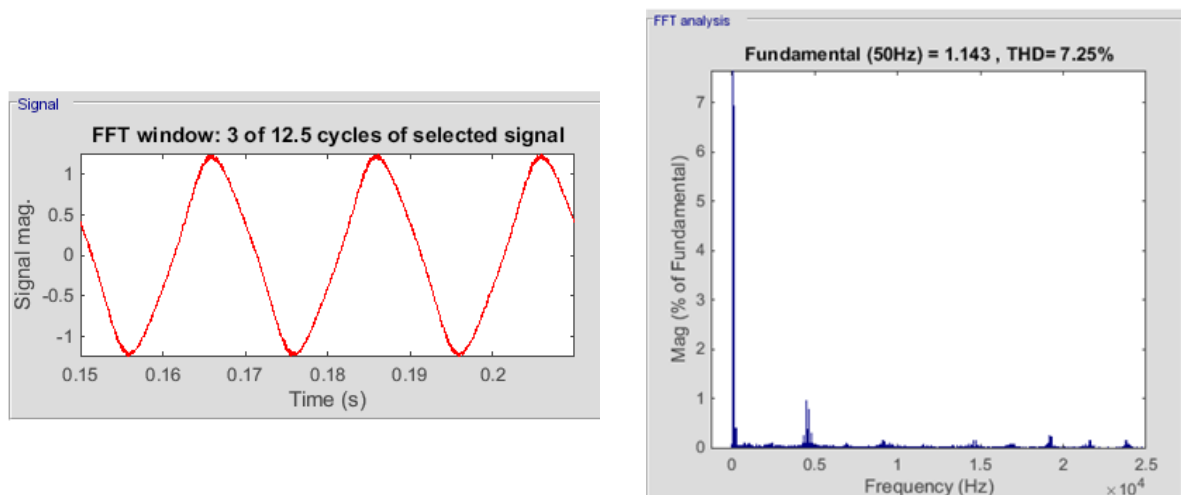


Σχήμα 6-8

Έγχυση ενεργού και αέργου κατά τη διάρκεια του σφάλματος



Σχήμα 6-9 Εγχεόμενα προς το δίκτυο ρεύματα για την υποστήριξη του δικτύου κατά το ασύμμετρο σφάλμα στο Σχήμα 6-6



Σχήμα 6-10 FFT ανάλυση του της φάσης Ia

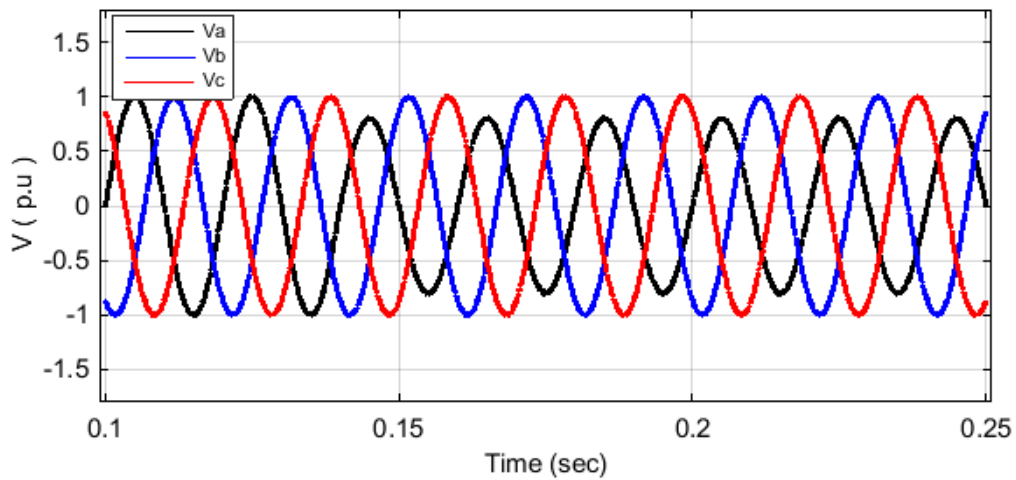
Όπως φαίνεται στα παραπάνω γραφήματα όταν δε λαμβάνεται μέριμνα για τη σωστή έγχυση ενεργού και αέργου ισχύος κατά τη διάρκεια του σφάλματος φαίνεται πως ενεργός και η άεργος ισχύς ακολουθούν τις αναφορές τους με τη μόνη διαφορά του ότι υπάρχει μια μικρή ταλάντωση ισχύος P.

Από την άλλη μεριά όμως διαπιστώνεται ότι τα εγχεόμενα ρεύματα $I_{a,b,c}$ είναι έντονα παραμορφωμένα παρατηρώντας το Σχήμα 6-9, ενώ σύμφωνα με την FFT ανάλυση που πραγματοποιείται στη φάση Ia διαπιστώνεται συνολική αρμονική παραμόρφωση της φάσης α $THD = 7.25\%$, γεγονός το οποίο καθιστά απαγορευτική αυτή τη μορφή ελέγχου καθώς το όριο THD είναι 5% .

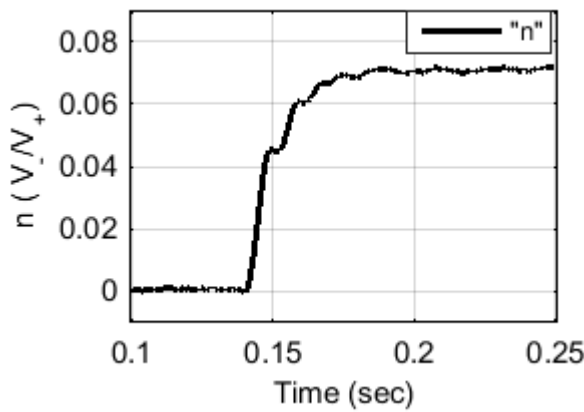
6.7.2 Έγχυση ρευμάτων πραγματοποιώντας ευέλικτο έλεγχο της θετικής και αρνητικής ακολουθίας ρευμάτων

Κατά την εκτέλεση της προσομοίωσης, πραγματοποιήθηκε μονοφασική βύθιση τάσεως στο 0,8 α.μ. όπως και προηγουμένως, ενώ εφαρμόστηκε ευέλικτος έλεγχος έγχυσης αέργου ισχύος με σκοπό τον περιορισμό της αρνητικής ακολουθίας του

δικτύου σύμφωνα με τις εξ. 6-24 και εξ. 6-25. Το σφάλμα της φάσης Va προκύπτει τη χρονική στιγμή $t = 0.14 \text{ sec}$

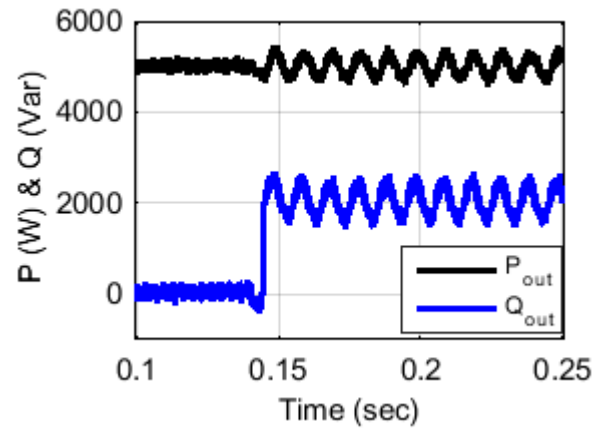


Σχήμα 6-11 Πραγματοποίηση βύθιση τάσης στη φάση a



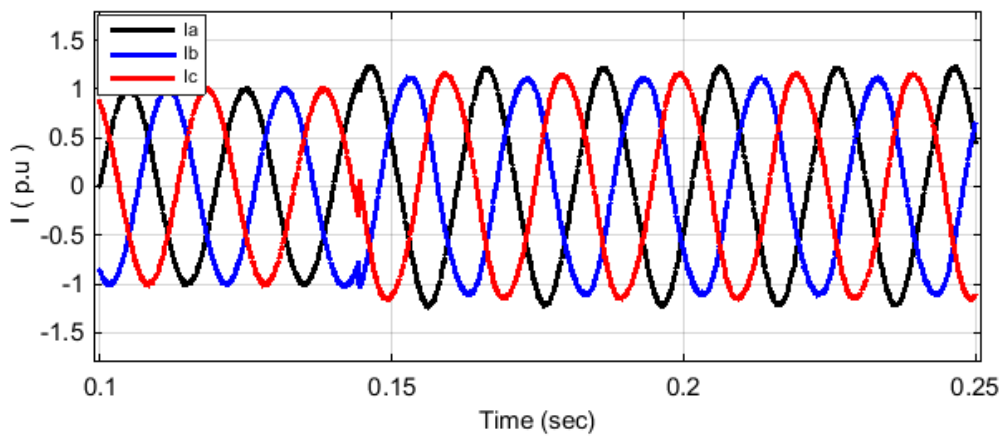
Σχήμα 6-12

Δείκτης ασυμετρίας $n = \frac{V_-}{V_+}$ για το σφάλμα στο Σχήμα 6-11



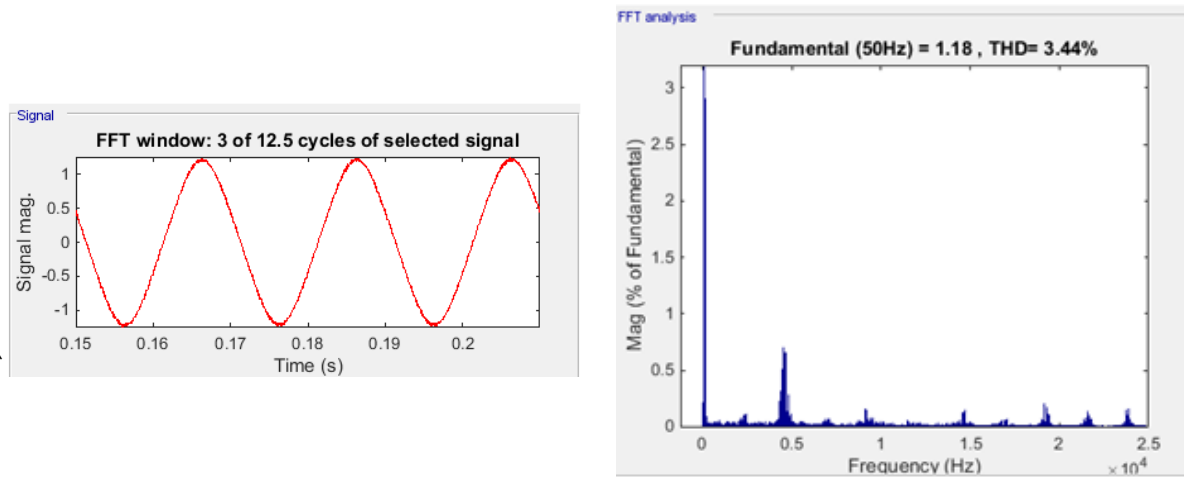
Σχήμα 6-13

Έγχυση ενεργού και αέργου κατά τη διάρκεια του σφάλματος



Σχήμα 6-14

Εγχεόμενα προς το δίκτυο ρεύματα για την υποστήριξη του δικτύου κατά το ασύμμετρο σφάλμα στο Σχήμα 6-6



Σχήμα 6-15 FFT ανάλυση του της φάσης Ia

Όπως φαίνεται από το Σχήμα 6-11 και το Σχήμα 6-12, ασύμμετρο σφάλμα επισυμβαίνει τη χρονική στιγμή $t = 0.14$ sec ενώ γίνεται αντιληπτό από το δείκτη ασυμμετρίας σχεδόν ακαριαία. Η τάση της φάσης α βυθίζεται στην τάση 0.8 α.μ. και εκείνη τη στιγμή βηματικά εγχέεται άεργος ισχύς προς το δίκτυο με αναφορά τα 2000Var.

Όπως αναμέναμε από τη θεωρητική ανάλυση και τις εξαγόμενες σχέσεις εξ. 6-36 και εξ. 6-39, έχουμε ταλάντωση τόσο της ενεργούς ισχύος όσο και της αέργου ισχύος με συχνότητα 100Hz. Για τον περιορισμό της ταλάντωσης έχει επιλεγθεί $k = 0.5$ σύμφωνα με τη εξ. 6-36 καθώς μειώνεται η ταλάντωση της ενεργούς ισχύος λόγω παροχής αέργου ισχύος προς το δίκτυο. Είναι φανερό άλλωστε από την εφαρμοσθείσα τεχνική η ταλάντωση την ενεργούς ισχύος έχει περιοριστεί σε σύγκριση με την ταλάντωση της αέργου ισχύος.

Από την άλλη μεριά παρατηρείται στο Σχήμα 6-14 ορθολογική έγχυση ρευμάτων τα οποία δεν είναι παραμορφωμένα όπως προηγουμένως. Διαπιστώνεται ότι το εγχεόμενο προς το δίκτυο ρεύμα της φάσης α, Ia όπως αναμενόταν έχει μεγαλύτερο πλάτος από τις άλλες δύο φάσεις. Το πλάτος των άλλων δυο φάσεων είναι μεγαλύτερο του 1α.μ. και αυτό γιατί από το συνολικό ρεύμα υποστήριξης του δικτύου το ήμισυ ($k_+ = 0.5$) εγχέεται υποστηρίζοντας την θετική ακολουθία τάσεων η οποία ανυψώνει όμοια και τις τρεις φάσεις, ενώ το άλλο μισό είναι υπεύθυνο για την έγχυση ρεύματος αρνητικής ακολουθίας.

Τέλος σύμφωνα με το Σχήμα 6-15, πραγματοποιήθηκε FFT ανάλυση στη φάση α και στο εγχεόμενο ρεύμα της φάσης αυτής και διαπιστώθηκε ότι το ρεύμα έχει συνολική αρμονική παραμόρφωση THD = 3.44%

7 Πειραματική Διάταξη

7.1 Περιγραφή πειραματικής διάταξης

Η εφαρμογή ελέγχου σε πειραματικό πλέον επίπεδο, ακολουθώντας την πορεία ισχύος από την πηγή (φωτοβολταϊκό) προς στο δίκτυο, απαιτούνται τα κάτωθι:

- a. Φωτοβολταϊκά πλαίσια του εργαστηρίου
- b. Αντιστροφέα ισχύος
- c. Φίλτρο εξομάλυνσης L στην έξοδο του αντιστροφέα
- d. Τριφασική ελεγχόμενη γεννήτρια
- e. Μικροεπεξεργαστής DSP (Digital Signal Processor) για τον έλεγχο του dc/dc μετατροπέα και του inverter.

Ο πλήρης έλεγχος που εφαρμόστηκε, χρησιμοποιώντας τα παραπάνω στοιχεία έγινε μέσω του προγραμματιστικού περιβάλλον της C του μικροεπεξεργαστή τα κύρια χαρακτηριστικά του οποίου παρουσιάζονται στην παράγραφο 7.5. Τα κύρια κομμάτια ελέγχου που χρησιμοποιήθηκαν είναι τα εξής :

- I. Αναλογικός ελεγκτής φόρτισης του πυκνωτή στο DC-Link για ομαλή φόρτιση των πυκνωτών στα 700 V.
- II. Εισαγωγή στον κώδικα της τεχνικής MPPT για τη μέγιστη απολαβή ισχύος από τη φωτοβολταϊκή διάταξη.
- III. Ελεγκτής PI της τάσης εξόδου του dc-link υπεύθυνος για την παροχή της διαθέσιμης ισχύος είσοδο προς το δίκτυο διατηρώντας το ισοζύγιο παροχής ισχύος από τα φωτοβολταϊκά και διοχέτευσης αυτής στο δίκτυο
- IV. Αλγοριθμική υλοποίηση της τεχνικής κλειδώματος φάσης PLL χρησιμοποιώντας το DSOGI φίλτρο
- V. Υλοποίηση της υποστήριξης δικτύου με παροχή αέργου ισχύος σε περιπτώσεις βυθίσεων τάσης
- VI. Εφαρμογή PR ελέγχου των ρευμάτων στο σταθερό αβ πλαίσιο αναφοράς
- VII. Εφαρμογή ελέγχου διανύσματος χώρου Space Vector Modulation (SVM) για την κατάλληλη παλμοδότηση των ημιαγωγικών διακοπών

Ο έλεγχος λοιπόν σε μορφή κώδικα απαιτεί τον αλγόριθμο μέγιστης απολαβής ισχύος από τα φωτοβολταϊκά ο οποίος δεν αποτελεί μέρος συνεπώς έγινε απλώς αλγοριθμική εφαρμογή του. Εν τούτοις, προγραμματίστηκαν κατάλληλα οι παλμοί εξόδου του επεξεργαστή ούτως ώστε να οδηγήσουν τα ημιαγωγικά στοιχεία του dc/dc μετατροπέα ισχύος ο οποίος είναι υπεύθυνος τόσο για την ανύψωση της τάσης εξόδου των φωτοβολταϊκών από τα 340V(τάση ανοικτοκύκλωσης) στα 700 V του dc-link, όσο και για την εκτέλεση του αλγορίθμου MPPT κάθε 100ms.

7.2 Φωτοβολταϊκή συστοιχία

Η παροχή ισχύος προς το δίκτυο καθορίζεται από την ένταση της φωτεινής ενέργειας του ηλίου στο επίπεδο των φωτοβολταϊκών πλαισίων αλλά και την ενεργό επιφάνεια των πλαισίων τη στιγμή του πειράματος. Έτσι πηγή ισχύος εισόδου της

συγκεκριμένης πειραματικής διάταξης είναι μια πλαισιοσειρά φωτοβολταϊκών πάνελ συνδεδεμένα σε σειρά.

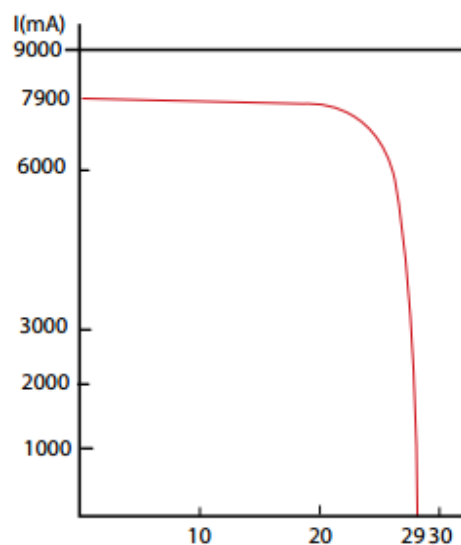


Εικόνα 1 Φωτοβολταϊκά πλαίσια πειραματικής διάταξης

Τα τεχνικά ηλεκτρολογικά χαρακτηριστικά κάθε πλαισίου είναι σύμφωνα με τα datasheets της εταιρίας παρουσιάζονται στον Πιν. 2-1 Πιν. 7-1. Ενώ η I-V χαρακτηριστική τους στο Σχήμα 7-1.

Τύπος Πλαισίων	65(23)PR1335×990
Τεχνολογία	Poly-crystal silicon
Αρ. Cell	48 σε σειρά
Μέγιστη Ισχύς	165W ± 3%
Maximum Power Voltage (V_{pm})	23.0V
Maximum Power Current (I_{pm})	7.2A
Open Circuit Voltage (V_{oc})	29.0V
Short Circuit Current (I_{sc})	7,9A
Module Efficiency	12.5%
Cell Efficiency	14.6%

Πιν. 7-1 Τεχνικά χαρακτηριστικά διαθέσιμων πλαισίων

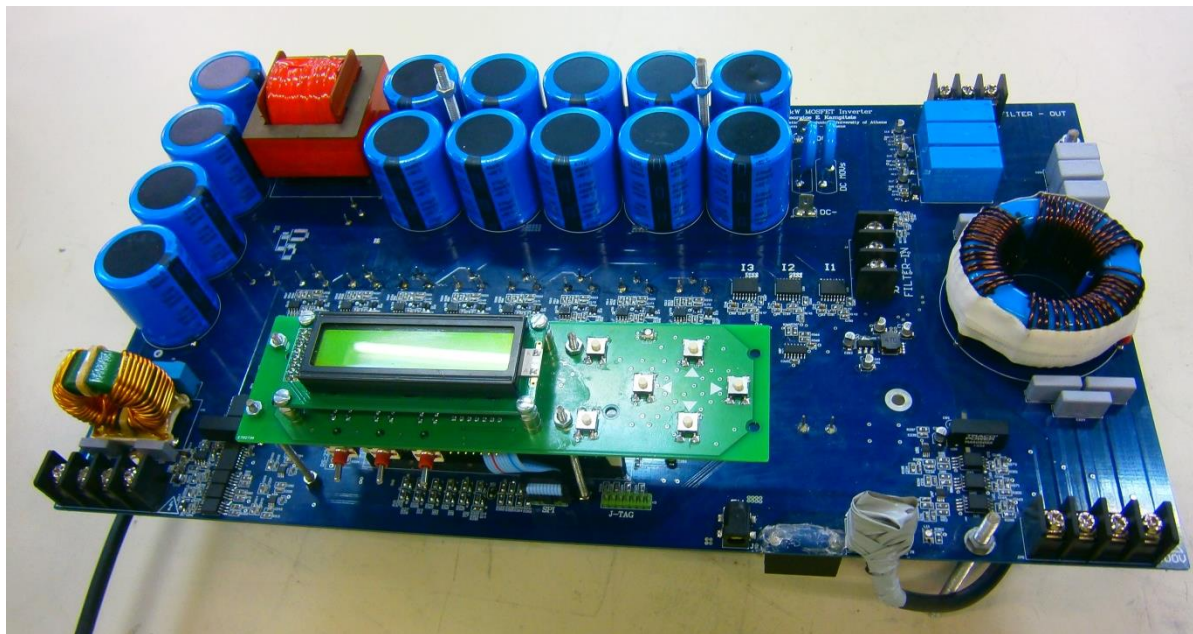


Σχήμα 7-1 Χαρακτηριστική I-V κάθε πλαισίου

Η συνολική εγκατεστημένη ισχύς είναι 12*165 Wp, ενώ η dc τάση στην έξοδο στο μέγιστο σημείο λειτουργίας είναι $V_{dc} = 262$ V ενώ το ρεύμα στη μέγιστη παροχή ισχύος είναι 7,3 για τη συγκεκριμένη συνδεσμολογία.

7.3 Αντιστροφέας

Ο αντιστροφέας που χρησιμοποιήθηκε για τη διεξαγωγή του πειράματος είναι του εργαστηρίου Ηλεκτρικών Μηχανών και Ηλεκτρονικών Ισχύος και έχει σχεδιαστεί και υλοποιηθεί από τον υποψήφιο διδάκτορα κ. Γεώργιο Καμπίτση.



Εικόνα 2 Αντιστροφέας ισχύος της πειραματικής διάταξης

Πιο αναλυτικά η έξοδος των φωτοβολταϊκών συνδέεται στους πυκνωτές του PV-Link. Για την είσοδο λοιπόν χρησιμοποιήθηκαν τέσσερις ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές χωρητικότητας 470 μ F ήτοι $C_{pv-link} = 1,88mF$

Οι πυκνωτές του PV-Link συνδέονται ηλεκτρολογικά μέσω ενός μετατροπέα ανύψωσης τάσης όπου με την κατάλληλη παλμοδότηση ανυψώνουν την τάση του DC-Link στα 700V. Στο DC-Link λοιπόν συνδέονται 8 ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές ονομαστικής χωρητικότητας 470 μ F επομένως η συνολική χωρητικότητα του DC-Link είναι $C_{dc-link} = 4,7mF$.

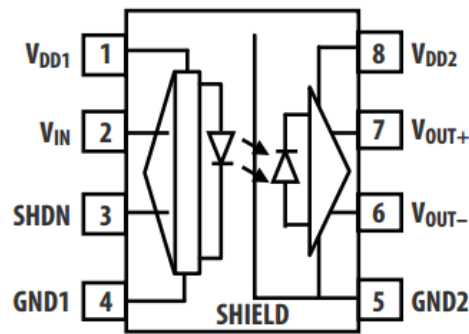
7.3.1 Μετρητικά τάσεως

Τα σήματα τα οποία λαμβάνει ως εισόδους ο μικροεπεξεργαστής έχουν τιμές από 0V έως 3V. Έτσι η τάσεις που επιτηρούνται οι οποίες είναι οι τρεις AC τάσεις του δικτύου, η τάση του DC-Link καθώς και η τάση εξόδου του φωτοβολταϊκού, θα πρέπει να κλιμακωθούν κατάλληλα και να υποβιβαστούν στο εύρος των 0-3 V του μικροεπεξεργαστή. Από εκεί και πέρα πρόκειται να γίνει η μετατροπή τους από αναλογικό σε ψηφιακό σήμα μέσω των περιφερειακών ADCs (Analog to Digital Conversion) και να κλιμακωθούν προγραμματιστικώς κατάλληλα ούτως ώστε να απεικονίζουν στο κομμάτι του ελέγχου τις πραγματικές τιμές τάσεως που επιτηρούνται.

Τα μετρητικά τάσεως που χρησιμοποιήθηκαν είναι τα ACPL-C870 της Avago Technologies, τα οποία είναι σχεδιασμένα για εφαρμογές ηλεκτρονικών μετατροπέων

ισχύος καθώς η εσωτερική τους αντίσταση $1\text{G}\Omega$ απομονώνει το κύκλωμα ισχύος με το κύκλωμα του μικροεπεξεργαστή. Επίσης η γραμμική του συμπεριφορά σε συνδυασμό με την χαμηλή θερμοκρασιακή του ευαισθησία $21\mu\text{V}/^\circ\text{C}$, καθιστούν το μετρητική τάσης αξιόπιστο για το σύστημα του οποίου οι τάσεις θα εναλλάσσονται με πλάτος 325V και στα οποία η θερμοκρασία θα αυξάνεται καθώς θα προσδίδουμε μεγάλη ισχύ στο δίκτυο.

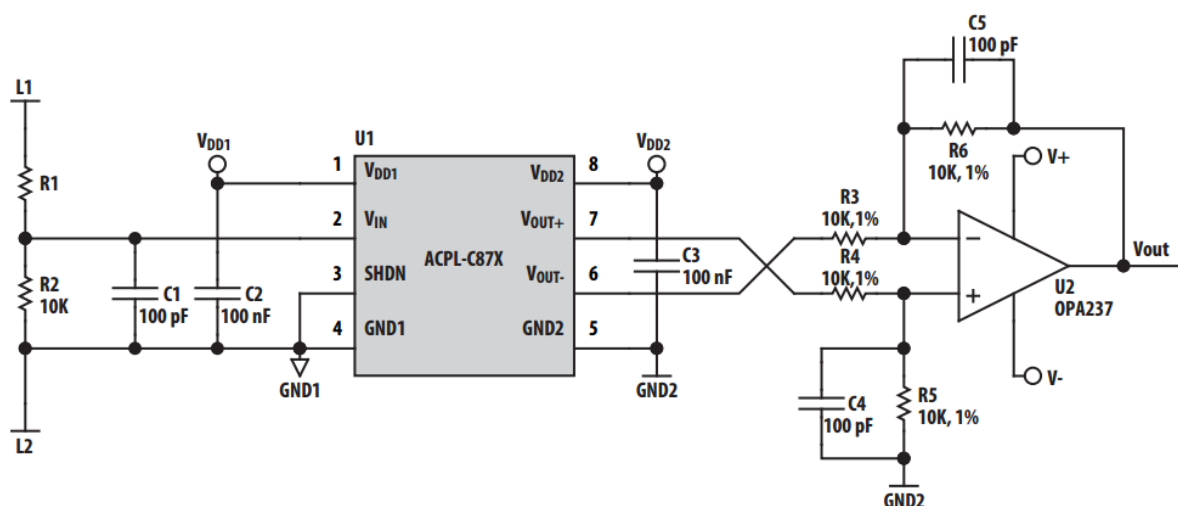
Functional Diagram



Σχήμα 7-2 Λειτουργικό Διάγραμμα μετρητικού τάσεως

Για τον υποβιβασμό της τάσεως στα 3V απαιτείται ένας καταμεριστής τάσεως η έξοδος του οποίου θα καταλήγει στα V_{IN} (2)– GND1 (4) και για το φιλτράρισμα της τάσεως εισόδου τοποθετείται παράλληλα πυκνωτής. Αντίστοιχα η τροφοδοσία του μετρητικού γίνεται μέσω των V_{DD1} - GND1 με τοποθέτηση επίσης πυκνωτή μικρής τιμής.

Η έξοδος λοιπόν απομονώνεται και παρέχεται στους ακροδέκτες $V_{\text{OUT+}}$ (7) και $V_{\text{OUT-}}$ (6). Το τυπικό κύκλωμα εφαρμογής παρουσιάζεται στο Σχήμα 7-3.



Σχήμα 7-3 Τυπικό κύκλωμα εφαρμογής μετρητικού τάσης

Ο πίνακας με τα κύρια χαρακτηριστικά λειτουργίας των μετρητικών τάσεων παρουσιάζεται παρακάτω.

Παράμετρος	Όρια	Μονάδες
Μέγιστη τάση απομόνωσης	1230	V_{peak}
Μέγιστη ανεκτή στιγμιαία τάση απομόνωσης	8000	V_{peak}
Μέγιστη θερμοκρασία απομόνωσης	175	$^{\circ}C$
Απόλυτο μέγιστο εύρος λειτουργίας	-55 .. +125	$^{\circ}C$
Τάση τροφοδοσίας V_{DD1} V_{DD2}	-0.5 .. +6	V
Κέρδος ACPL-C870,	1 ($\pm 3\%$)	V/V
$V_{OUT NOISE}$	0.013	mV_{rms}

Πιν. 7-2 Χαρακτηριστικά λειτουργίας των μετρητικών τάσεως

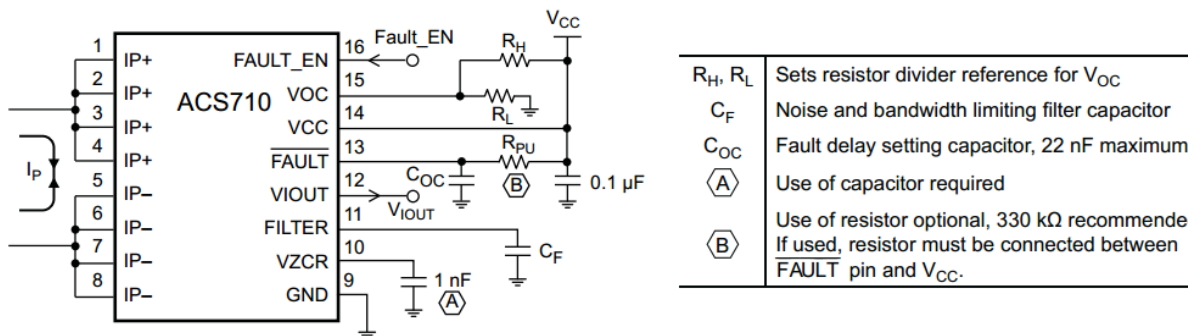
7.3.2 Μετρητικά ρεύματος

Η μέτρηση του ρεύματος πρέπει να γίνει όμοια στις τρεις φάσεις του δικτύου, και στο ρεύμα του DC-Link. Η ψηφιοποίηση του ρεύματος από αναλογικό σε ψηφιακό απαιτεί τα εξής στάδια. Αρχικά το ρεύμα πρέπει να μετασχηματιστεί σε σήμα τάσης εντός του εύρους των 0 .. 3 V που δέχεται ο μικροεπεξεργαστής στα περιφερειακά pins όπου μετατρέπει το αναλογικό σήμα τάσης σε ψηφιακή πληροφορία. Στη συνέχεια πρέπει να γίνει ξανά κλιμάκωση των σημάτων τάσης προγραμματιστικά ούτως ώστε να αποτελούν ακριβή πληροφορία ρεύματος στο κύριο κομμάτι του ελέγχου.

Για το λόγο αυτό έχουν χρησιμοποιηθεί τα μετρητικά ρεύματος ACS710 της *Allegro Microsystems*, των οποίων η τυπική κυκλωματική τους εφαρμογή παρουσιάζεται παρακάτω.

Το ρεύμα το οποίο μπορούν να μετρήσουν με τη μέγιστη δυνατή ακρίβεια είναι $\pm 12,5 A_{PEAK}$ ενώ η γραμμική περιοχή λειτουργίας εκτείνεται στα $\pm 37,5 A_{PEAK}$, ενώ το Bandwidth είναι 120 kHz.

Typical Application Circuit



Σχήμα 7-4 Τυπική εφαρμογή μετρητικών ρεύματος ACS710

Τα μετρητικά ACS710 αποτελούνται από γραμμικούς αισθητήρες Hall μεγάλης ακρίβειας. Έτσι η ροή ρεύματος γίνεται μέσω των (1,2,3,4) στα (5,6,7,8) pins όπου και μετατρέπεται το μαγνητικό πεδίο του εισερχόμενου ρεύματος σε σήμα τάσης.

Επιπλέον ο δίαυλος αγωγής του ρεύματος είναι ηλεκτρικά απομονωμένος από τους αισθητήρες εισόδου και εξόδου χαμηλής τάσεως γεγονός που το κάνει κατάλληλο για

εφαρμογές που χρειάζονται ηλεκτρική απομόνωση, χωρίς να απαιτούνται τεχνικές απομόνωσης υψηλού κόστους.

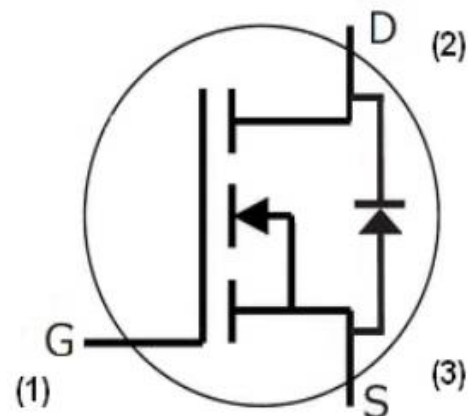
Τέλος παρέχεται η δυνατότητα μέσω του pin VOC, να καθορίζεται από το χρήστη το ρεύμα στο οποίο θα υπάρχει υπερένταση και θα διακόπτεται ενεργοποιείται ως έξοδος σήμα fault υποδηλώνοντας σφάλμα.

7.3.3 Ελεγχόμενα ημιαγωγικά στοιχεία και διακοπτική συχνότητα

Τα ελεγχόμενα ημιαγωγικά στοιχεία που χρησιμοποιήθηκαν στην πειραματική διάταξη είναι *Silicon Carbide Power MOSFET C2M0080120D*. Το πλεονέκτημα των SiC MOSFET είναι η δυνατότητα λειτουργίας τους σε μεγάλη συχνότητα με μικρή χωρητικότητα. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη υψηλή απόδοση του συστήματος καθώς και λόγω των μικρών απωλειών, τις μειωμένες απαιτήσεις απαγωγής της θερμότητας. Η λειτουργία τους λοιπόν στην συγκεκριμένη πειραματική εφαρμογή είναι τα 20kHz διακοπτική συχνότητα

7.3.4 Ρελέ ηλεκτρονικώς ελεγχόμενα

Η σύνδεση του αντιστροφέα στο δίκτυο είναι απαραίτητο να γίνει πλήρως ελεγχόμενα καθ' ότι ενέχει ο κίνδυνος σφάλματος σε περίπτωση που δε δοθούν οι κατάλληλοι παλμοί τη στιγμή της σύνδεσης. Για την άμεση ζεύξη - απόζευξη του αντιστροφέα με το δίκτυο ή την τριφασική γεννήτρια χρησιμοποιήθηκαν ρελέ διασύνδεσης που αντέχουν σε διαρροή ρεύματος 16 A μόνιμη τάση τα 240 V μεταξύ Drain και Source.



Σχήμα 7-5 Ελεγχόμενα ημιαγωγικά στοιχεία Sic MOSFET

Ο πίνακας με τα κυριότερα χαρακτηριστικά ακραίας λειτουργίας των Sic Mosfet παρουσιάζεται στον Πιν. 7-3.

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{DSmax}	Drain-Source Voltage	1200	V

V_{GSmax}	Gate-Source Voltage	-10/+25	V
V_{GSop}	Gate-Source Voltage	-5/+20	V
I_D	Cont Drain Current	36 (@ 25 °C)	A
		24 (@ 100 °C)	
$I_{D(pulse)}$	Pulsed Drain Current	80	A
T_L	Solder Temperature	260	°C

Πιν. 7-3 Χαρακτηριστικά ακραίας λειτουργίας των ελεγχόμενων ημιαγωγικών στοιχείων *Sic MOSFET*

7.4 Ελεγχόμενη τριφασική γεννήτρια

Η εξομοίωση του δικτύου έγινε χρησιμοποιώντας την ελεγχόμενη τριφασική γεννήτρια ισχύος 30 kVa του εργαστηρίου ηλεκτρικών μηχανών και ηλεκτρονικών ισχύος (*Power Source MX30-3Pi-411-413-HV 30kVa*).

Προγραμματίζοντας κατάλληλα την τριφασική γεννήτρια, είναι δυνατό να επιτευχθούν μεταβατικά βύθισης ή ανύψωσης τάσης συμμετρικών αλλά και ασύμμετρων. Επίσης παρέχεται η δυνατότητα μεταβολής της συχνότητας αλλά και η εισαγωγή αρμονικής παραμόρφωσης στις εξαγόμενες τάσεις.



Εικόνα 3 Τριφασική ελεγχόμενη γεννήτρια

Λειτουργεί ως γεννήτρια αλλά είναι δυνατή και η παροχή ενεργού και αέργου ισχύος στο δίκτυο της ΔΕΗ μέσω της γεννήτριας. Επομένως η ροή ισχύος στη μόνιμη αλλά και στη μεταβατική κατάσταση λειτουργίας γίνεται μέσω της τριφασικής γεννήτριας η οποία παίζει το ρόλο του δικτύου για την εφαρμογή μας στο οποίο επισυμβαίνουν σφάλματα.

Τα τεχνικά ηλεκτρικά χαρακτηριστικά της τριφασικής γεννήτριας παρουσιάζονται στους Πιν. 7-4 και Πιν. 7-5.

Input Parameters	MX30
Line Voltage (3 phase, 3 wire + ground (PE))	208 $V_{LL} \pm 10\%$ 230 $V_{LL} \pm 10\%$ 400 $V_{LL} \pm 10\%$ 480 $V_{LL} \pm 10\%$
Line VA :	37KVA
Line Current	116 $A_{RMS}@187V_{LL}$ 105 $A_{RMS}@207V_{LL}$ 60 $A_{RMS}@360V_{LL}$ 50 $A_{RMS}@432V_{LL}$
Line Frequency	47-63 Hz
Efficiency	85%(typical) depending on line and load
Power Factor	0.95(typical)/0.99 at full power

Πιν. 7-4 Ηλεκτρικά χαρακτηριστικά εισόδου της γεννήτριας *MX30-3Pi-411-413-HV*
30kVa

Output Parameters	MX30
Modes	
Std Controller	AC, DC
Pi Controller	AC, DC, AC+DC
Voltage	
AC Mode	Low : 0-150V / High : 0-300 V
DC Mode	Low : 0-200V / High : 0-400 V
Resolution	
AC Mode	0.1 V
DC Mode	0.1V
Accuracy	$\pm 0.3 V$ AC mode $\pm 1 V$ DC mode
Distortion THD (Resistive load)	< 1% @ 16-66Hz < 2% @ 16-500Hz < 3% @ > 500Hz
Power (total for all phases)	
AC Mode	30KVA
DC Mode	20KW
Current (per phase)(AC mode)	V Lo : 66.7A V Hi : 33.3 A
Frequency	
Range	Standard : 16Hz – 819.0Hz LF option: 16Hz – 500.0 Hz HF option: 16Hz – 900.0 Hz
Resolution	0.01Hz from 16.66 to 81.91Hz 0.1 Hz from 82.0 to 819.0Hz
Accuracy	16Hz-100Hz : < 1.5° 100Hz-500Hz : < 2° >500Hz : < 4°

Πιν. 7-5 Ηλεκτρικά χαρακτηριστικά εξόδου της γεννήτριας *MX30-3Pi-411-413-HV 30kVa*

7.5 Control Card *TMS320F28335* by Texas Instruments

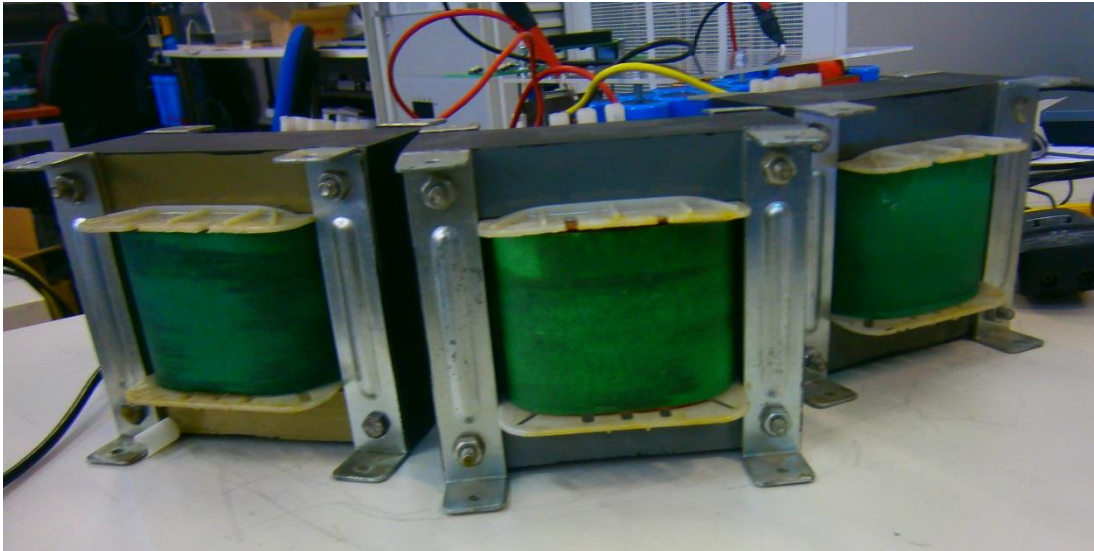
Ο πλήρης έλεγχος του inverter πραγματοποιήθηκε με τη χρήση της Control Card *TMS320F28335* της εταιρίας Texas Instruments. Τα κύρια χαρακτηριστικά της εν λόγω κάρτας ελέγχου αποτυπώνονται στον Πιν. 7-6.

FEATURE		F28335 (150MHz)
Instruction cycle		6.67ns
Floating Point Unit		Yes
3.3-V on-chip flash (16-bit word)		256K
Single-access RAM (SARAM) (16-bit word)		34K
One-time programmable (OTP) ROM (16-bit word)		1K
16/32-bit External Interface (XINTF)		Yes
6-channel Direct Memory Access (DMA)		Yes
PWM outputs		ePWM1/2/3/4/5/6
HRPWM channels		ePWM1A/2A/3A/4A/5A/6A
32-bit Capture inputs or auxiliary PWM outputs		eCAP1/2/3/4/5/6
32-bit QEP channels (four inputs/channel)		eQEP1/2
Watchdog timer		Yes
12-Bit ADC	No. of channels	16
	MSPS	12.5
	Conversion time	80ns
32-Bit CPU timers		3
Serial Peripheral Interface (SPI)		1
Serial Communications Interface (SCI)		3(A/B/C)
Enhanced Controller Area Network (eCAN)		2(A/B)
General Purpose I/O pins (shared)		88
External interrupts		8

Πιν. 7-6 Πίνακας Χαρακτηριστικών της Control Card *TMS320F28335*

7.6 Φίλτρο L εξόδου του Inverter

Το φιλτράρισμα των ρευμάτων στην έξοδο του αντιστροφέα πραγματοποιήθηκε με τη χρήση τριών πηνίων $L = 20\text{mH}$ ούτως ώστε να κατασταλεί σημαντικό εύρος αρμονικών ρεύματος που προκαλείται από τα διακοπτικά στοιχεία τα οποία εναλλάσσουν την dc τάση εισόδου με συχνότητα 20kHz. Τα πηνία λοιπόν αφού αποτελούν βαθυπερατά φίλτρα επιλέχθηκε να εφαρμοστούν στην έξοδο του αντιστροφέα συνδεδεμένα με την τριφασική γεννήτρια.



Εικόνα 4 Φίλτρα L συνδεδεμένα με τον αντιστροφέα και την τριφασική γεννήτρια

8 Εκτέλεση Πειραματικής Διαδικασίας

8.1 Προετοιμασία πειραματικής διαδικασίας

Η διάταξη που χρησιμοποιήθηκε για την εκτέλεση του πειράματος είναι η ακόλουθη. Ρυθμίζοντας τη γεννήτρια να παράγει τρία ημίτονα rms τιμής ίση με αυτή του δικτύου ήτοι 230V ως προς τον ουδέτερό της και συχνότητας 50Hz, συνδέθηκε στις εξόδους του L φίλτρου το οποίο με τη σειρά του είναι συνδεδεμένο με την έξοδο του τριφασικού αντιστροφέα.

Η τάση εξόδου των φωτοβολταϊκών είναι συνδεδεμένη στην είσοδο του dc/dc μετατροπέας ανύψωσης και συγκεκριμένα παραλληλισμένη με το PV-Link.

Έχοντας ανυψώσει κατάλληλα την τάση του dc/dc μετατροπέα στα 700V και ενεργοποιήσει την παροχή τάσης από τη γεννήτρια προς τον αντιστροφέα, ελέγχεται αλγοριθμικά εάν η τάση τροφοδοσίας είναι στο εύρος 161V έως 253V, και εάν το σύστημα κλειδώματος φάσης PLL έχει σταθεροποιηθεί στη συχνότητα δικτύου τα $50 \pm 0,2 \text{ Hz}$. Σε αντίθετη περίπτωση εάν δηλαδή η συχνότητα και η τάση δικτύου δεν είναι εντός ορίων, τότε δεν επιτρέπεται αλγοριθμικά η σύνδεση του φωτοβολταϊκού στο δίκτυο μέσω του κλεισίματος των ρελέ στην έξοδο του αντιστροφέα και την εκτέλεση του ελέγχου.

Επεξεργασία Μετρήσεων

Η απεικόνιση των μετρούμενων σημάτων παρουσιάζεται μέσω του προγράμματος matlab. Τα ρεύματα που εγχέονται προς το δίκτυο είναι κανονικοποιημένα ως προς το peak του ρεύματος της μόνιμης κατάστασης για παροχή ονομαστικής ισχύος $P = 5000\text{W}$ και $Q = 0\text{Var}$. Επομένως $\varphi = 0^\circ$

$$P = 3 * \tilde{V}_\varphi * \tilde{I}_\varphi \cos\varphi$$

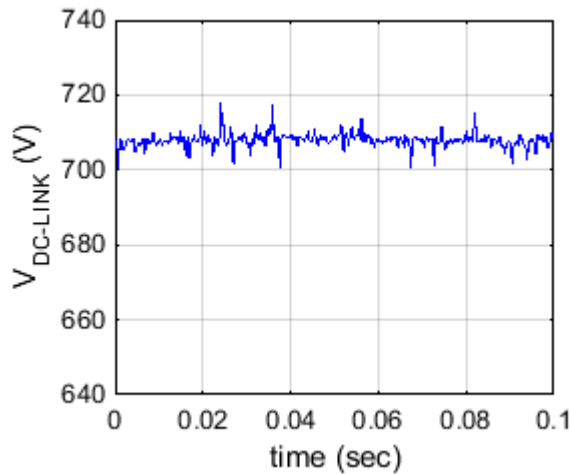
άρα

$$\hat{I}_{peak} = \sqrt{2} * \frac{P}{3 * \tilde{V}_\varphi} = \sqrt{2} * \frac{5000}{3 * 230} = 10.248 \text{ A}$$

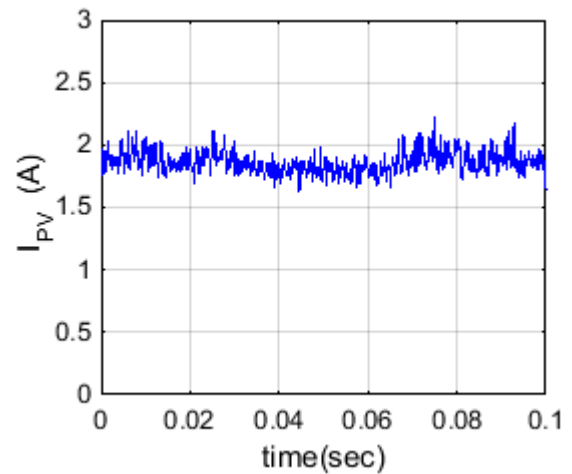
$$\hat{V}_{peak} = \sqrt{2} * \tilde{V}_\varphi = 325.26 \text{ V}$$

8.2 Πείραμα No.1 : Έγχυση 500 στο δίκτυο χωρίς MPPT

Για την εκτέλεση του πειράματος επιλέχθηκε η έγχυση ισχύος αρχικά στο δίκτυο και όχι μέσω της τριφασικής γεννήτριας για λόγους ασφάλειας. Ο έλεγχος της λειτουργικότητας του αντιστροφέα όσον αφορά την έγχυση ενεργού ισχύος δοκιμάστηκε με την παροχή 500W στη μόνιμη κατάσταση χωρίς την εφαρμογή του MPPT αλγορίθμου. Έτσι στον dc/dc μετατροπέα επιλέχθηκε duty cycle σταθερό απορροφώντας ενεργό ισχύ 500W.

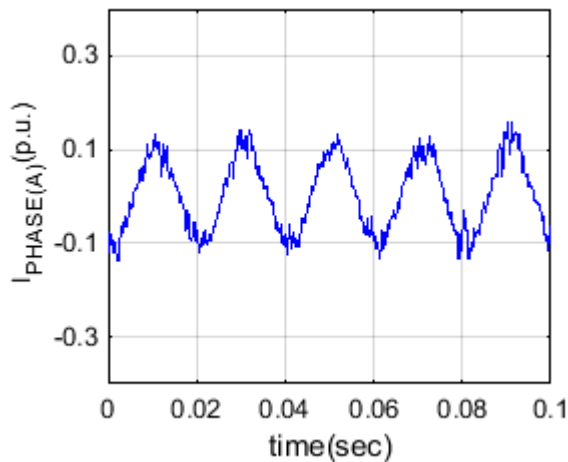


Σχήμα 8-1

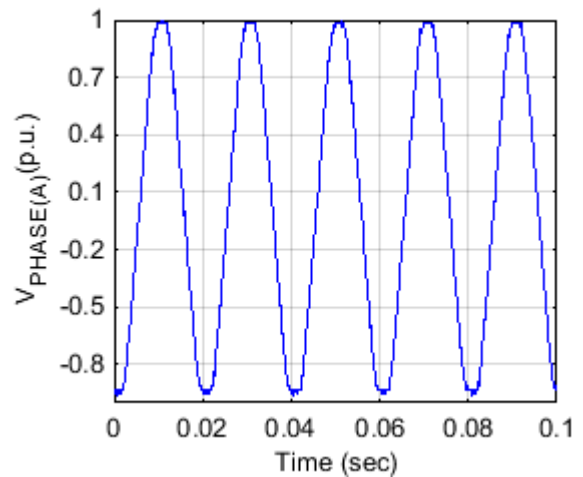
Τάση $V_{dc\ Link}$ (πείραμα No.1)

Σχήμα 8-2

Ρεύμα εισόδου του φ/β στον μετατροπέα (πείραμα No.1)



Σχήμα 8-3

Iα κανονικοποιημένο στο $I_{PEAK}=10.24A$ (πείραμα No.1)

Σχήμα 8-4

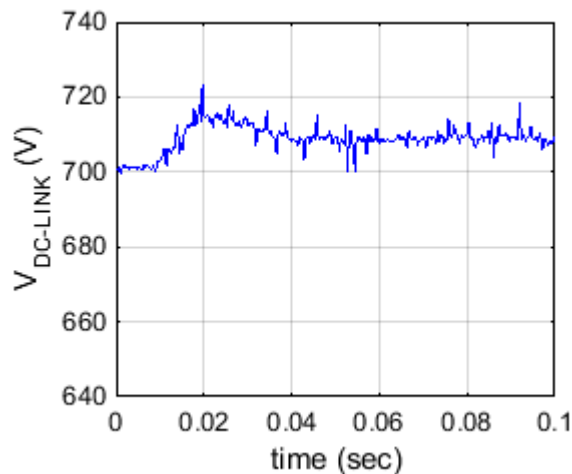
Vα κανονικοποιημένη στο $V_{PEAK}=325.26V$ (πείραμα No.1)

Η λειτουργικότητα του αντιστροφέα και η δυνατότητα έγχυσης μικρής κλίμακας ισχύος όπως και η εγκυρότητα του κώδικα επιβεβαιώθηκαν.

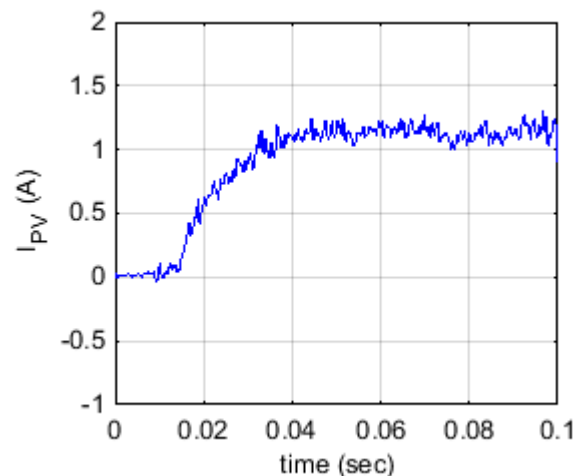
8.3 Πείραμα No.2 : Βηματική έγχυση 330W στο δίκτυο χωρίς MPPT

Η δεύτερη κατά σειρά δοκιμή εγκυρότητας του ελέγχου αφορά στην επιβεβαίωση των κερδών k_p και k_i τόσο του PI control της τάσης του Dc-Link όσο και των κερδών k_p και k_i του PR ελέγχου ρευμάτων.

Για την επιβεβαίωση των επιλεγμένων κερδών, δοκιμάστηκε στιγμιαία σύνδεση στο δίκτυο με βηματική παροχή ισχύος 330W.

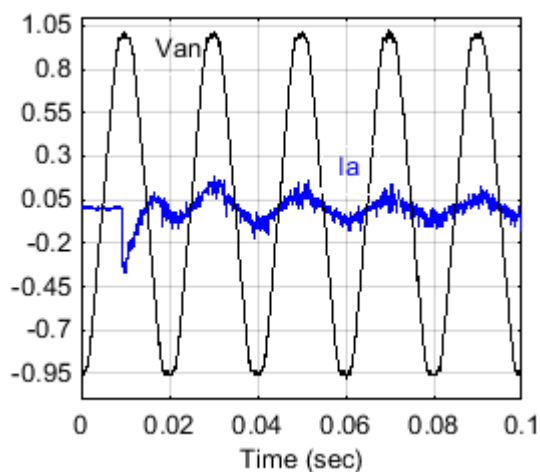


Σχήμα 8-5

Τάση του $V_{dc\ Link}$ (πείραμα No.2)

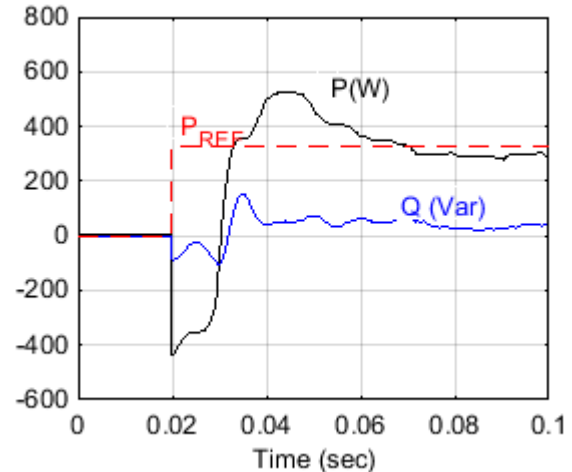
Σχήμα 8-6

Ρεύμα εισόδου του φ/β στον μετατροπέα (πείραμα No.2)



Σχήμα 8-7

I_a κανονικοποιημένο στο $I_{PEAK} = 10.24A$
 V_a κανονικοποιημένη στο $V_{PEAK} = 325.26V$
 (πείραμα No.2)



Σχήμα 8-8

Ενεργός (P) και άεργος (Q) ισχύς
 (πείραμα No.2)

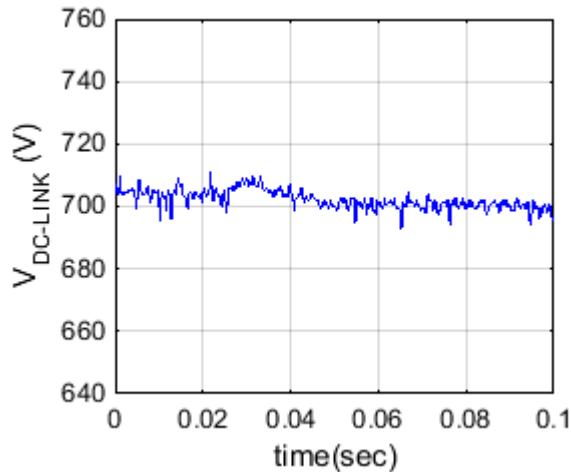
Η δυνατότητα βηματικής έγχυσης μικρής κλίμακας ισχύος επιβεβαιώνει τα επιλεγμένα κέρδη καθώς το σύστημά μας δεν πηγαίνει σε αστάθεια. Συνεπώς τα κέρδη που επιλέχθηκαν στον PR έλεγχο ρευμάτων αλλά και στον PI έλεγχο της τάσης στο dc-link είναι ικανοποιητικά.

8.4 Πείραμα No.4 : Βηματική έγχυση 900W στο δίκτυο χωρίς MPPT

Η τρίτη κατά σειρά δοκιμή εγκυρότητας έχει ως στόχο την διερεύνηση συμπεριφοράς του ελεγκτή σε βίαιες αλλαγές. Αυτό πλέον που εξετάζεται είναι η

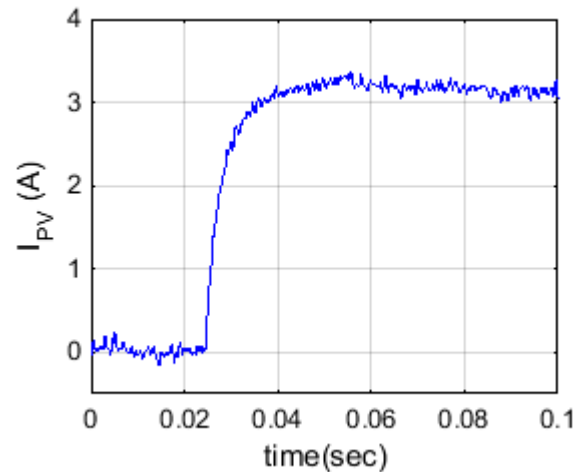
απόκριση του μετατροπέα για στιγμιαία σύνδεση στο δίκτυο με ταυτόχρονη παροχή 900W ενεργού ισχύος από το φωτοβολταϊκά πλαίσια.

Ο αλγόριθμος MPPT έχει τεθεί εκτός λειτουργίας ενώ έχει βρεθεί το duty cycle μετατροπέα για το μέγιστο σημείο λειτουργίας, Αφού λοιπόν η ισχύς σε αυτό το σημείο είναι 900W και το duty cycle έχει παραμείνει στο MPP,θα προσδώσουμε βηματικά 900W με το που γίνει η σύνδεση.



Σχήμα 8-9

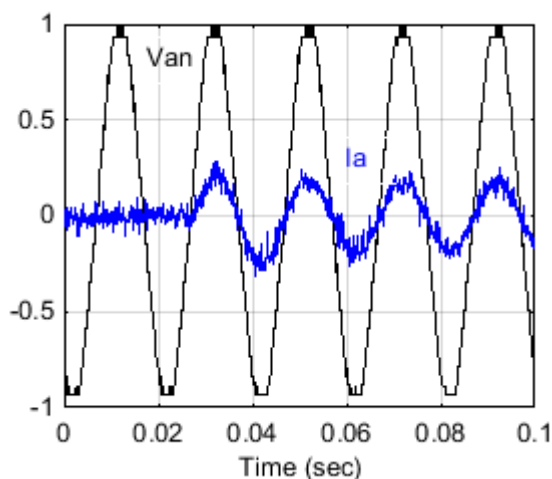
Τάση του $V_{dc Link}$ (πείραμα No.3)



Σχήμα 8-10

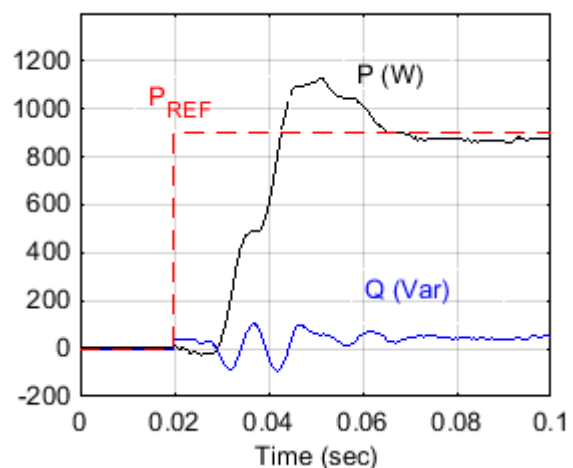
Ρεύμα εισόδου του φ/β στον μετατροπέα (πείραμα No.3)

Παρατηρείται ότι η βηματική παροχή ισχύος από τα 0W στα 900W δεν προκαλεί υπέρταση στο dc-link. Υπάρχει μία υπερπήδηση της τάσης του dc-link στα 708 V η οποία σε δύο κύκλους ημιτόνου επανέρχεται. Από την άλλη μεριά το ρεύμα γραμμής ia αποκρίνεται άμεσα χωρίς να υπάρχει υπερπήδηση και κίνδυνος δημιουργίας σφάλματος υπερέντασης.



Σχήμα 8-11

Ια κανονικοποιημένο στο $I_{PEAK} = 10.24A$
 Va κανονικοποιημένη στο $V_{PEAK} = 325.26V$
 (πείραμα No.3)



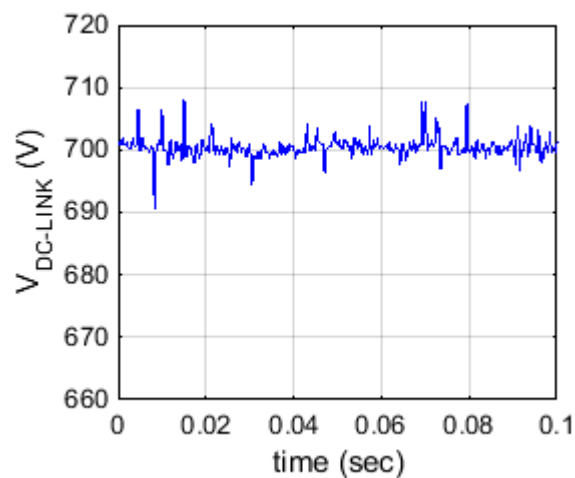
Σχήμα 8-12

Ενεργός (P) και άεργος (Q) ισχύς (πείραμα No.3)

Επιπλέον διαπιστώνεται ότι σε ένα κύκλο ημιτόνου παρέχεται στο δίκτυο η ισχύς αναφοράς με μία υπερπήδηση 200W, ενώ στη μόνιμη κατάσταση, η ισχύς φτάνει μέσα σε 0,04sec. Από την άλλη, διαπιστώνεται ταλάντωση αέργου ισχύος μέγιστου, πλάτους 100Var, η οποία βέβαια θεωρείται ανεκτή. Εν κατακλείδι, ο ελεγκτής αποκρίνεται ικανοποιητικά και στην βηματική παροχή ισχύος 900 W προς το δίκτυο.

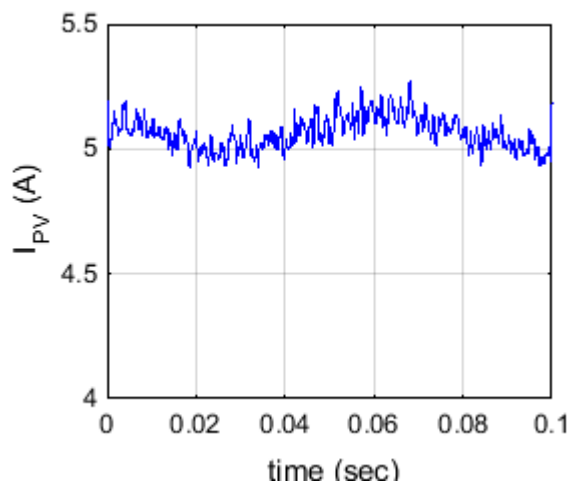
8.5 Πείραμα No.4 : Παροχή 1500W στο δίκτυο με MPPT

Η ολοκλήρωση του ελέγχου και της πλήρης διασύνδεσης στο δίκτυο, πραγματοποιείται ενσωματώνοντας στον αλγόριθμο εκτέλεσης την εύρεση του βέλτιστου σημείου λειτουργίας του MPPT στη μόνιμη κατάσταση χωρίς την πραγματοποίηση ελέγχου παροχής αέργου ισχύος.



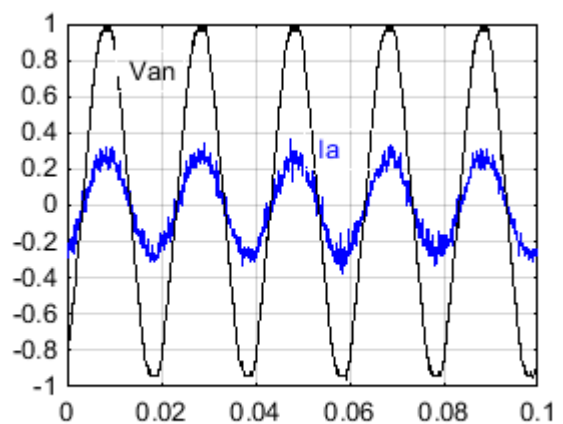
Σχήμα 8-13

Τάση του $V_{dc\ Link}$ στη μόνιμη κατάσταση (πείραμα No.4)



Σχήμα 8-14

Ρεύμα εισόδου του φ/β στον μετατροπέα (πείραμα No.4)



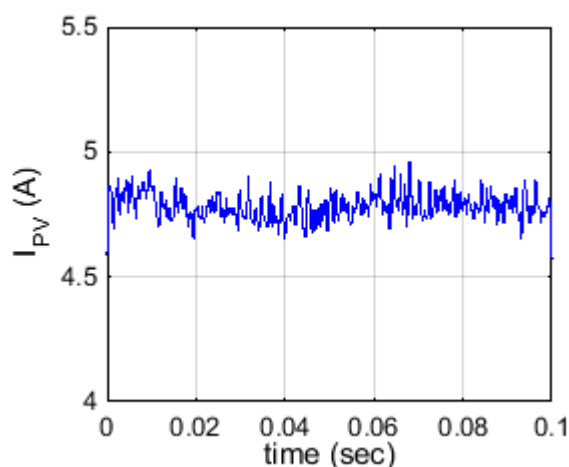
Σχήμα 8-15

I_a κανονικοποιημένο στο $I_{PEAK}=10.24A$
 V_a κανονικοποιημένη στο $V_{PEAK}=325.26V$
 (πείραμα No.4)

Η προσθήκη του αλγορίθμου μέγιστης απολαβής ισχύος στον έλεγχο του dc/dc μετατροπέα δίνει τη δυνατότητα βέλτιστης αξιοποίησης της διαθέσιμης ηλιακής ακτινοβολίας χωρίς να προκαλεί κάποιο σφάλμα στον υπόλοιπο έλεγχο παροχής ισχύος. Ο αλγόριθμος MPPT υπενθυμίζεται ότι εκτελείται κάθε 100ms, ενώ ο κύριος έλεγχος ρευμάτων κάθε 50μsec.

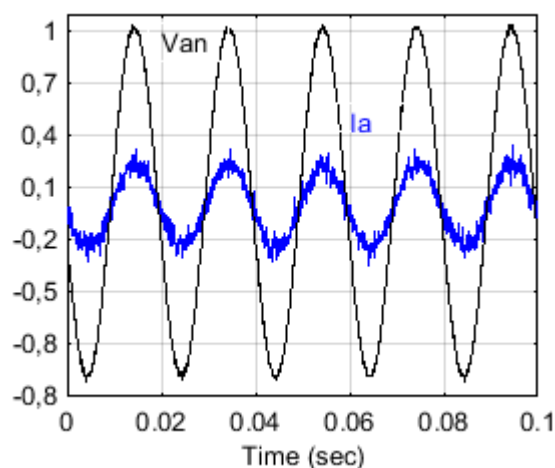
8.6 Πείραμα No.5 : Παροχή 1200W στην τριφασική γεννήτρια με MPPT

Στόχος του πειράματος είναι η ενσωμάτωση της γεννήτριας στην πειραματική διάταξη και η παροχή σε αυτή ενεργούς ισχύος. Στο πείραμα αυτό επαναλαμβάνεται η λειτουργία του πειράματος No.4 με τη μόνη διαφορά ότι γίνεται πλέον σύνδεση των ακροδεκτών του αντιστροφέα στην τριφασική γεννήτρια.



Σχήμα 8-16

Ρεύμα εισόδου του φ/β στον μετατροπέα (πείραμα No.5)



Σχήμα 8-17

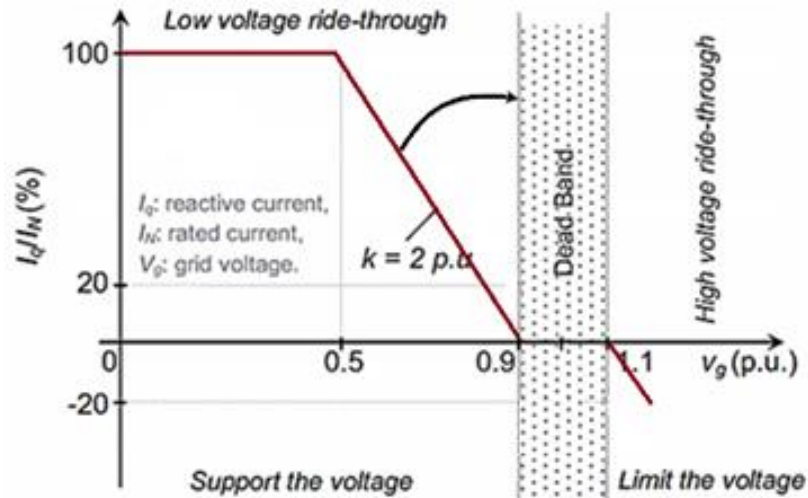
I_a κανονικοποιημένο στο I_{PEAK} = 10.24A
V_a κανονικοποιημένη στο V_{PEAK} = 325.26V
(πείραμα No.5)

Χωρίς να υπάρχει πρόβλημα με τη χρήση της γεννήτριας για παροχή ενεργού ισχύος σύμφωνα με την παραπάνω δοκιμή, η διαδικασία του πειράματος θα συνεχιστεί πλέον στη χρήση της γεννήτριας για την προσομοίωση της κατάστασης του δικτύου χαμηλής τάσης.

8.7 Πείραμα No.6 : Παροχή 1000W και 300Var στην τριφασική γεννήτρια.

Ένας ακόμα στόχος της πειραματικής εφαρμογής είναι η έγχυση αέργου ισχύος στο δίκτυο σε περίπτωση σφάλματος. Για το λόγο αυτό ρυθμίζεται η γεννήτρια να έχει τάση 195,5V Δηλαδή πτώση τάσης ίση με 15%. Για πτώση τάσης 15% στη μόνιμη κατάσταση σημαίνει ότι έχει ξεπεραστεί το deadband του 1% για υποστήριξη δικτύου

σύμφωνα με τη λογική γραμμικής παροχής αέργου ισχύος για υποστήριξη του δικτύου. Στο Σχήμα 8-18 παρουσιάζεται η γραμμική σχέση που προαναφέρθηκε.



Σχήμα 8-18 Τεχνική παροχής αέργου ισχύος στην πειραματική διάταξη

Προκύπτει πως για $V_d = 195.5 \text{ V}$ δηλαδή $(1 - v_g) = 0.15$ θα έχουμε ότι

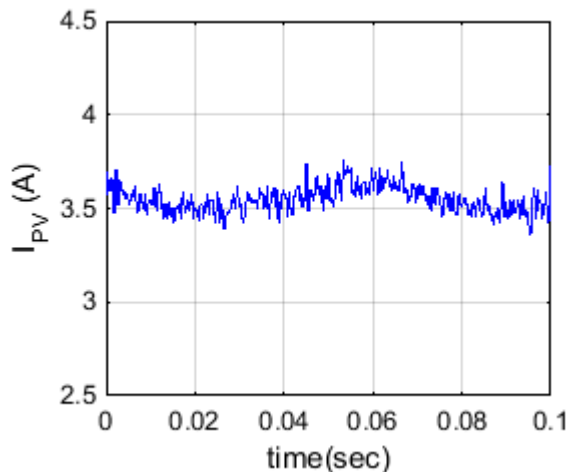
$$I_q = 2 * ((1 - v_g) - 0,1) * I_N \tag{εξ. 8-1}$$

Επίσης σύμφωνα με την εξ. 5-5, έχουμε ότι :

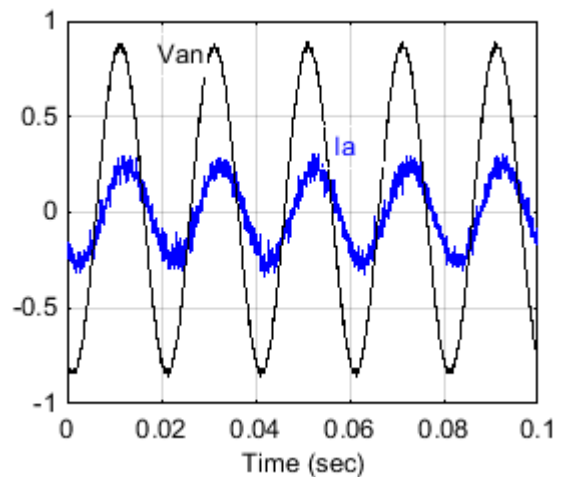
$$Q_{ref} = - \frac{3}{2} * I_q * V_d$$

άρα $I_q = 2 * (0,05) * 10,24 = 1,024 \text{ A}$

και $Q_{ref} = - \frac{3}{2} * 1,024 * 195,5 * \sqrt{2} = 424,54 \text{ Var}$

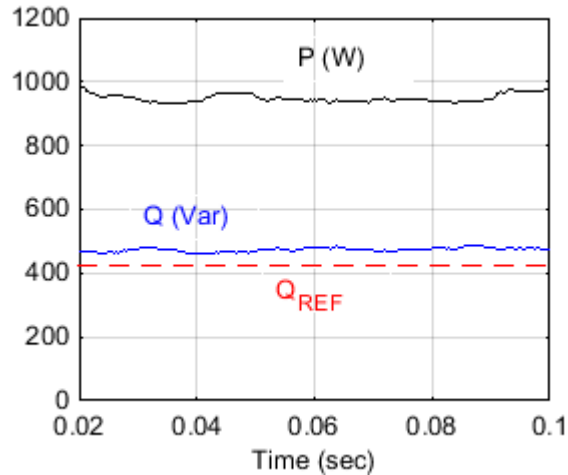


Σχήμα 8-19
Ρεύμα εισόδου του φ/β στον μετατροπέα (πείραμα Νο.6)



Σχήμα 8-20
Ia κανονικοποιημένο στο $I_{PEAK} = 10.24 \text{ A}$
Va κανονικοποιημένη στο $V_{PEAK} = 325.26 \text{ V}$
(πείραμα Νο.6)

Στη μόνιμη κατάσταση δεν υπάρχει πρόβλημα παροχής αέργου ισχύος στη γεννήτρια και η απαιτούμενη αέργος ισχύς παρέχεται σύμφωνα με την γραμμική στρατηγική υποστήριξης του δικτύου σύμφωνα με το Σχήμα 8-21.



Σχήμα 8-21

Ενεργός (P) και αέργος (Q) ισχύς (πείραμα Νο.6)

8.8 Πείραμα Νο.7 : Τριφασική στιγμιαία βύθιση τάσης στο 78% της V_n

Η τελευταία πειραματική δοκιμή στοχεύει στην υποστήριξη του δικτύου για βηματική βύθιση τάσης στο 78% της ονομαστικής τάσης. Έτσι η τάση ρυθμίζεται να πέσει ακαριαία από τα 230 V στα 180 V και να διατηρηθεί σε αυτό το επίπεδο για 100ms. Στη συνέχεια αποκαθίσταται το σφάλμα και η τάση επανέρχεται στο ονομαστικό της επίπεδο. Η απόκριση του ελέγχου φαίνεται στα παρακάτω γραφήματα.

Προκύπτει πως για $V_d = 180$ V δηλαδή $(1-v_g) = 0.22$ θα έχουμε ότι

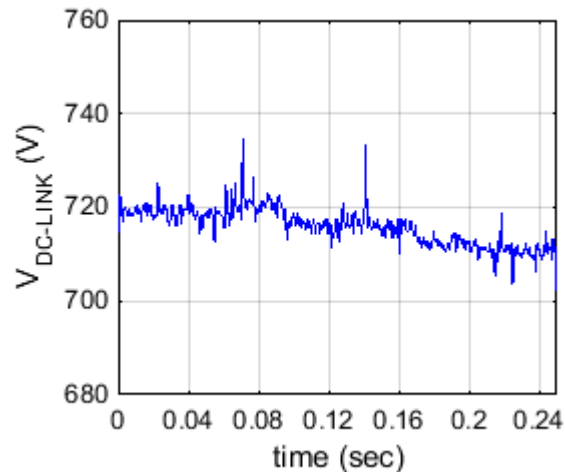
$$I_q = 2 * ((1 - v_g) - 0,1) * I_N \quad \text{εξ. 8-2}$$

Επίσης σύμφωνα με την εξ. 5-5, έχουμε ότι :

$$Q_{ref} = -\frac{3}{2} * I_q * V_d$$

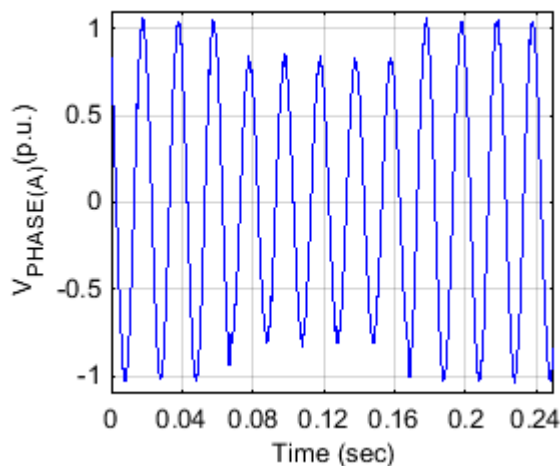
άρα $I_q = 2 * (0,12) * 10,24 = 2,475$ A

και $Q_{ref} = -\frac{3}{2} * 2,475 * 180 * \sqrt{2} = 938$ Var



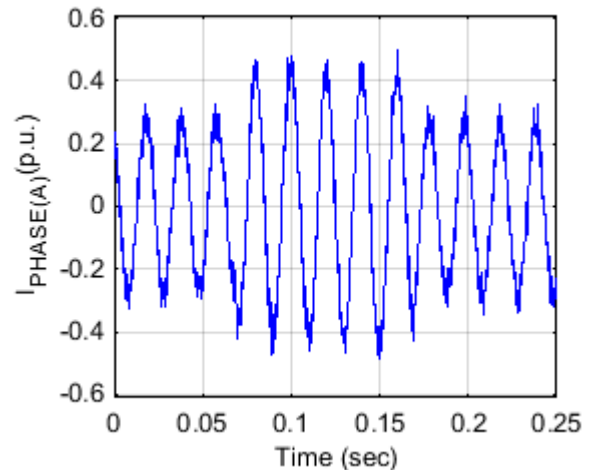
Σχήμα 8-22

Τάση του $V_{dc\ Link}$ στη μόνιμη κατάσταση (πείραμα No.7)



Σχήμα 8-23

Να κανονικοποιημένη στο $V_{PEAK}=325.26V$
(πείραμα No.7)



Σχήμα 8-24

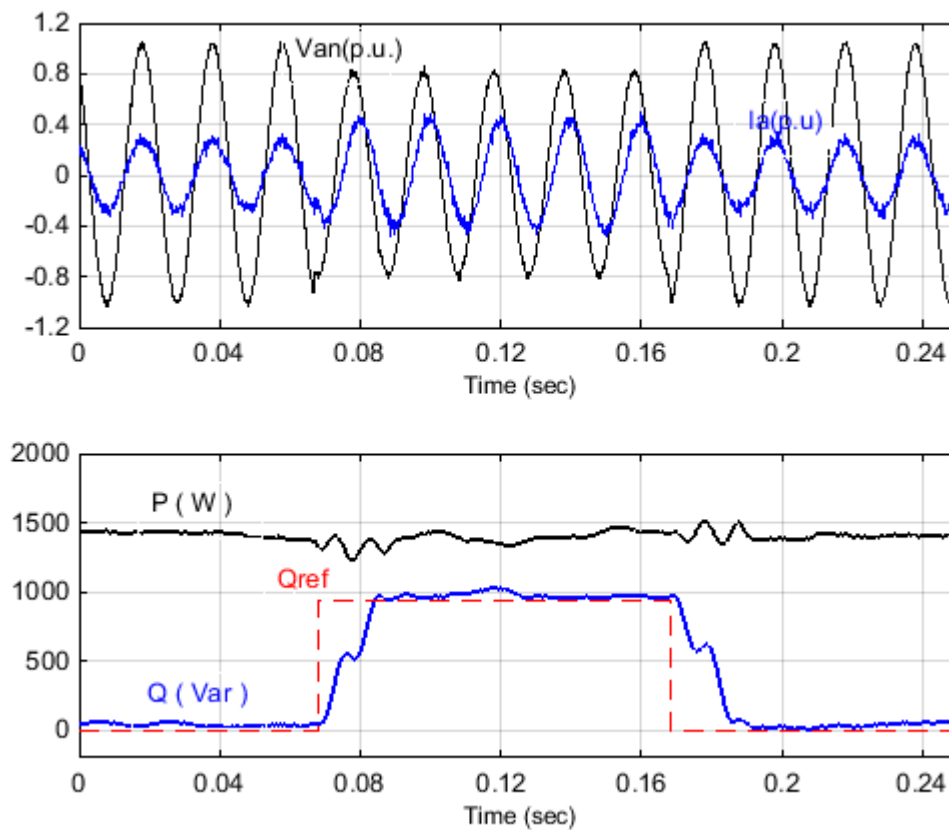
Ια κανονικοποιημένο στο $I_{PEAK}=10.24A$
(πείραμα No.7)

Όπως παρατηρείται από τα γραφήματα η απόκριση στην απαίτηση παροχής αέργου ισχύος είναι άμεση στην περίπτωση βύθισης τάσης. Αυτό που παρατηρείται στην τάση του dc-link του πυκνωτή, είναι μια ταλάντωση η οποία είναι ανεπαίσθητη, Από την άλλη μεριά στο κοινό γράφημα φασικής τάσης και ρεύματος παρατηρείται η μετάθεση φάσεως καθώς αλλάζει η ο συντελεστής ισχύος και από ωμικός γίνεται χωρητικός καθώς παράγεται άεργος ισχύ.

Το πλάτος του ρεύματος αυξάνεται για τον εξής λόγο. Ισχύει ότι

$$P_{out} = \frac{3}{2} * V_d * i_d$$

Όμως η στιγμιαία μείωση της τάσεως V_d απαιτεί την στιγμιαία αύξηση του ρεύματος i_d ούτως ώστε η ισχύς εξόδου να διατηρηθεί σταθερή όπως την ορίζει ο PI ελεγκτής του dc-link. Σε αντίθετη περίπτωση θα είχαμε υπέρταση στον πυκνωτή του dc-link. Έτσι, για το λόγο αυτό, αυξάνεται ακαριαία το ρεύμα εξόδου.



Σχήμα 8-25

I_a κανονικοποιημένο στο $I_{PEAK} = 10.24A$
 V_a κανονικοποιημένη στο $V_{PEAK} = 325.26V$
 $P(W)$ Ενεργός Ισχύς
 $Q(Var)$ Άεργος Ισχύς
 (πείραμα No.7)

Στο κοινό γράφημα στο Σχήμα 8-25, παρατηρείται η άμεση παροχή της επιθυμητής αέργου ισχύος προς το δίκτυο μέσα σε 0,01 sec δηλαδή μισό κύκλο ημιτόνου ενώ υπάρχει μια διαταραχή στην παρεχόμενη ισχύ λόγω της μείωσης της τάσης του δικτύου V_d .

9 Συμπεράσματα

9.1 Κυριότερα συμπεράσματα της εργασίας

Με την ολοκλήρωση της παρούσας εργασίας διαπιστώνεται η αναγκαιότητα συμμετοχής των φωτοβολταϊκών που συνδέονται στη χαμηλή τάση, στο να παράσχουν βοηθητικές υπηρεσίες προς το δίκτυο. Συγκεκριμένα επιβεβαιώνεται η δυνατότητα υποστήριξης του δικτύου σε βυθίσεις τάσεως με την εφαρμογή κατάλληλων στρατηγικών ελέγχου.

Επιτυγχάνεται σε επίπεδο προσομοίωσης, η υποστήριξη του δικτύου σε τριφασικά σφάλματα μικρής κλίμακας. Η δυνατότητα αυτή επαληθεύεται με τον πλήρη έλεγχο τριφασικού αντιστροφέα. Συγκεκριμένα, έχοντας ως πηγή ισχύος φωτοβολταϊκά πλαίσια ισχύος 1500W, ο αντιστροφέας αποκρίνεται άμεσα σε περίπτωση βηματικής, τριφασικής βύθισης τάσεως στο 0,78 της ονομαστικής. Η πειραματική εφαρμογή της στρατηγικής ελέγχου έχει ενσωματωμένο τον αλγόριθμο MPPT, και η παροχή αέργου ισχύος στην περίπτωση συμμετρικού σφάλματος γίνεται μέσα σε 10msec, δηλαδή μισό κύκλο ημιτόνου.

Από την άλλη μεριά διερευνάται και επαληθεύεται η υποστήριξη μεγάλης κλίμακας τριφασικών βυθίσεων με ταυτόχρονη μείωση της ισχύος εξόδου της διάταξης. Ο περιορισμός της ισχύος εξόδου είναι δυνατός να επιτευχθεί εάν γίνει κατάλληλος περιορισμός της διαθέσιμης ισχύς εισόδου.

Τέλος εξετάζονται ανώτερες μορφές ελέγχου για την αντιμετώπιση ασύμμετρων σφαλμάτων μικρής κλίμακας. Η απόκριση, ως μια πρώτη προσέγγιση διαχείρισης ασυμμετρίας δικτύου, δίνει ικανοποιητικά αποτελέσματα σε επίπεδο προσομοίωσης.

9.2 Συμπεράσματα πειραματικής εφαρμογής

Σύμφωνα με το πείραμα που πραγματοποιήθηκε, επιβεβαιώνεται η θεωρητική μελέτη σχετικά με την εφαρμογή των PR ελεγκτών ρεύματος, η ακριβής απόκριση της διάταξης κλειδώματος φάσης PLL αλλά και λειτουργικότητα του PI ελεγκτή στον πυκνωτή του dc-link. Τα κέρδη που έχουν επιλεγεί στην προσομοίωση, δίνουν ικανοποιητικά αποτελέσματα στην αλγοριθμική εφαρμογή τους σε διακριτό χρόνο, γεγονός που επαληθεύει την συνολική ανάλυση της εργασίας.

9.3 Εργασίες για περαιτέρω διερεύνηση

Σε επίπεδο ελέγχου ένα αντικείμενο που χρήζει διερεύνησης είναι ο περιορισμός της ισχύος εισόδου των φωτοβολταϊκών για να είναι δυνατή η υποστήριξη και μεγάλων βυθίσεων τάσης. Στην παρούσα φάση ο αλγόριθμος εύρεσης του MPP εκτελείται αργά σε σχέση με το υπόλοιπο control (κάθε 100msec). Σε περίπτωση που χρειαστεί να περιοριστεί η ισχύς εισόδου του φωτοβολταϊκού μέσω της V-I χαρακτηριστικής, θα πρέπει να παρακαμφθεί ο αλγόριθμος μέγιστης απολαβής ισχύος και να ευρεθεί γρήγορα το νέο υποβέλτιστο σημείο λειτουργίας χωρίς να υπάρξει υπέρταση στους πυκνωτές του dc-link.

Επιπλέον, η πειραματική επιβεβαίωση της υποστήριξης ασύμμετρων σφαλμάτων, καθώς και ο καθορισμός της απαραίτητης αέργου ισχύος αναφοράς μέσω κλειστού βρόχου ελέγχου είναι αντικείμενα ιδιαίτερου ενδιαφέροντος

Τέλος, ιδιαίτερη αξία έχει η μελέτη του συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας σε επίπεδο διαχείρισης, ούτως ώστε να καθοριστούν νέοι κώδικες σύμφωνα με τους οποίους θα πρέπει να συμβαδίζουν οι παραγωγοί ΑΠΕ που συνδέονται στην χαμηλή τάση. Έτσι είναι δυνατό να γίνει αποτίμηση της συνεισφοράς των παραγωγών μικρής κλίμακας στην υποστήριξη του δικτύου, ιδιαίτερα για το σενάριο μεγάλης διείσδυσης ΑΠΕ στη χαμηλή τάση.

10 Παράρτημα

10.1 Μετασχηματισμοί Clark και Park [24]

Οι μετασχηματισμοί Clark και Park χρησιμοποιούνται με σκοπό να αλλάξουμε το πλαίσιο αναφοράς βάσει του οποίου απεικονίζουμε τα διάφορα σήματα τάσεων ή ρευμάτων. Ενώ είμαστε συνηθισμένοι το τριφασικό σύστημα να το απεικονίζουμε σύμφωνα με το ακίνητο πλαίσιο αναφοράς abc και να αναγνωρίζουμε τρία στρεφόμενα διανύσματα ή αλλιώς τρία ημιτονοειδή σήματα στο χρόνο, ο μετασχηματισμός του Clark χρησιμοποιεί το ακίνητο πλαίσιο αναφοράς αβ στο οποίο απεικονίζονται δύο διανύσματα στρεφόμενα με την ίδια γωνιακή ταχύτητα.

Από τη άλλη το Park χρησιμοποιεί ως πλαίσιο αναφοράς το στρεφόμενο πλαίσιο με συχνότητα αυτή του δικτύου στο οποίο απεικονίζονται πλέον 2 dc σήματα. Πιο αναλυτικά :

$$i_{\alpha\beta\gamma}(t) = T * i_{abc}(t) = \frac{2}{3} * \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \quad \text{εξ. 10-1}$$

όπου $i_{abc}(t)$ είναι γενέτειρα τριφασική ακολουθία ρεύματος και $i_{\alpha\beta\gamma}(t)$ είναι η αντίστοιχη ακολουθία ρεύματος που δίνεται από τον T μετασχηματισμό. Ο αντίστροφος μετασχηματισμός είναι :

$$i_{abc}(t) = T^{-1} * i_{\alpha\beta\gamma}(t) = \frac{2}{3} * \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ i_\gamma(t) \end{bmatrix} \quad \text{εξ. 10-2}$$

Ο παραπάνω μετασχηματισμός Clark διατηρεί το πλάτος των ηλεκτρικών μεγεθών καθώς :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ i_\gamma(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} * I * \cos\theta(t) \\ \sqrt{2} * I * \cos\theta(t - \frac{2}{3}\pi) \\ \sqrt{2} * I * \cos\theta(t + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad \text{εξ. 10-3}$$

όπου I είναι η rms τιμή των $i_{\alpha\beta\gamma}(t)$, και $\theta(t)$ είναι η μεταβαλλόμενη με το χρόνο γωνία $\theta(t)$ των ρευμάτων

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ i_\gamma(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{2} * I * \cos\theta(t) \\ \sqrt{2} * I * \sin\theta(t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{εξ. 10-4}$$

Η ενεργός και η άεργος ισχύς η οποία υπολογίζεται στον Clark μετασχηματισμό, δεν είναι η ίδια με τις τιμές που υπολογίζονται στο abc πλαίσιο αναφοράς και αυτό γιατί ο T δεν είναι μοναδιαίος. Για να διατηρηθούν η ενεργός και η άεργος ισχύς αναφοράς θα πρέπει να εφαρμοσθεί ο $\sqrt{2/3}$ μετασχηματισμός.

$$i_{\alpha\beta\gamma}(t) = T * i_{abc}(t) = \sqrt{2/3} * \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ i_\gamma(t) \end{bmatrix} \quad \text{εξ. 10-5}$$

Ο οποίος είναι μοναδιαίος. Σε αυτή την περίπτωση το πλάτος των μετασχηματισμένων ρευμάτων δεν είναι το ίδιο με αυτό των ρευμάτων του abc πλαισίου αναφοράς.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ i_\gamma(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3} * I * \cos\theta(t) \\ \sqrt{3} * I * \sin\theta(t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad \text{εξ. 10-6}$$

Τέλος ο αντίστροφος μετασχηματισμός Clark στην περίπτωση αυτή είναι :

$$i_{abc}(t) = T^{-1} * i_{\alpha\beta\gamma}(t) = \sqrt{2/3} * \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ i_\gamma(t) \end{bmatrix} \quad \text{εξ. 10-7}$$

Απλοποίηση σε περίπτωση συμμετρίας

Επειδή σε ένα ισορροπημένο δίκτυο, $i_\alpha(t) + i_\beta(t) + i_\gamma(t) = 0$ και έτσι $i_\gamma(t) = 0$ μπορεί να θεωρηθεί ο απλοποιημένος μετασχηματισμός :

$$\begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} * \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_\alpha(t) \\ i_\beta(t) \\ i_\gamma(t) \end{bmatrix} \quad \text{εξ. 10-8}$$

και ο αντίστροφος του απλοποιημένου μετασχηματισμού είναι

$$\begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \frac{3}{2} * \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \\ \frac{1}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \end{bmatrix} \quad \text{εξ. 10-9}$$

10.2 Διακριτοποίηση [27]

Η ανάλυση και επεξεργασία των σημάτων γίνεται ψηφιακά μέσω ενός Digital Signal Processor (DSP) ο οποίος θα επεξεργάζεται διακριτά τα αναλογικά σήματα που θα λαμβάνει ως εισόδους έπειτα από κατάλληλη δειγματοληψία. Έτσι η μαθηματική ανάλυση που πρέπει να γίνει είναι η εξής. Αρχικά αφού έχουμε εξάγει τις σχέσεις που αναλύουν το μοντέλο λειτουργίας σε συνεχή χρόνο (t), στη συνέχεια για λόγους απλοποίησης των μαθηματικών σχέσεων γίνεται η απεικόνιση των σχέσεων στο συνεχές πεδίο της συχνότητας (s). Για τον λόγο όμως του ότι επεξεργαζόμαστε ψηφιακά τα σήματα, από το πεδίο του (s) μεταβαίνουμε στο πεδίο του (z) και από το (z) στο πεδίο του διακριτού χρόνου (kt). Έτσι όλες οι μαθηματικές σχέσεις που χρησιμοποιούμε σε κώδικα γραμμένο σε γλώσσα C, είναι γραμμένες σε διακριτό χρόνο (kt).

10.2.1 Χρησιμοποιούμενοι μετασχηματισμοί από discrete time domain σε z-domain

Time domain	Z-domain	
$x[n] = Z^{-1}\{X(z)\}$	$X(z) = Z\{x[n]\}$	εξ. 10-10
$a_1x_1[n] + a_2x_2[n]$	$a_1X_1(z) + a_2X_2(z)$	εξ. 10-11
$x[n - k]$	$z^{-k}X(z)$	εξ. 10-12
$a^n x[n]$	$X(a^{-1}z)$	εξ. 10-13
$x[-n]$	$X(z^{-1})$	εξ. 10-14
$x_1[n] * x_2[n]$	$X_1(z) * X_2(z)$	εξ. 10-15
$x[n] - x[n - 1]$	$(1 - z^{-1})X(z)$	εξ. 10-16
$\sum_{k=-\infty}^n x[k]$	$\frac{1}{1 - z^{-1}}X(z)$	εξ. 10-17

10.2.2 Bilinear ή Trapezoidal ή Tustin Transform

Ο Bilinear μετασχηματισμός είναι μιας πρώτης τάξης προσέγγιση της φυσικής αλγοριθμικής συνάρτησης. Η σχέση του z με το s είναι η ακόλουθη :

$$z = e^{sT} \quad \text{εξ. 10-18}$$

όπου T είναι το αριθμητικό ολοκληρωτικό βήμα του τραπεζοειδούς κανόνα ο οποίος το οποίο καθορίζεται από την περίοδο δειγματοληψίας. Λύνοντας ως προς s την εξ. 10-18, προκύπτει :

$$s = \frac{1}{T} \ln(z) \quad \text{εξ. 10-19}$$

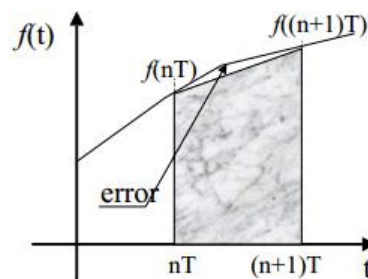
$$= \frac{2}{T} * \left[\frac{z-1}{z+1} + \frac{1}{3} \left(\frac{z-1}{z+1} \right)^3 + \frac{1}{5} \left(\frac{z-1}{z+1} \right)^5 + \frac{1}{7} \left(\frac{z-1}{z+1} \right)^7 + \dots \right] \approx \frac{2}{T} * \frac{z-1}{z+1}$$

Λόγω της προσέγγισης πρώτης τάξεως, κρατείται μόνο ο πρώτος όρος και έχουμε :

$$\text{Άρα } s \leftarrow \frac{2}{T} * \frac{z-1}{z+1} \quad \text{εξ. 10-20}$$

Γεωμετρική Προσέγγιση

Σύμφωνα με το Σχήμα 10-1, προκύπτει ότι



Σχήμα 10-1 Γεωμετρική απεικόνιση του Bilinear Transform

$$y(t) = \int^t f(t)dt \xrightarrow{\text{Laplace}} Y(s) = \frac{1}{s} F(s) \quad \text{εξ. 10-21}$$

$$y(t) = \int_{t=nT}^{(n+1)T} f(t)dt = y((n+1)T) - y(nT) \quad \text{εξ. 10-22}$$

Όπου σύμφωνα με το εμβαδό του τραπεζιού

$$\approx \frac{f((n+1)T) + f(nT)}{2} * T \quad \text{εξ. 10-23}$$

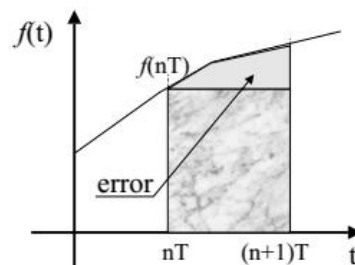
και αν εφαρμόσουμε στην εξ. 10-23 το μετασχηματισμό από το n στο Z

$$Y(z) \approx \frac{T}{2} * \frac{z+1}{z-1} F(z) \quad \text{εξ. 10-24}$$

$$\text{Άρα } s \leftarrow \frac{z}{T} * \frac{z-1}{z+1}$$

10.2.3 Forward Euler Transform

Γεωμετρικά με όμοιο τρόπο προκύπτει η ολοκλήρωση κατά τον Forward Euler μετασχηματισμό, σύμφωνα με την ολοκλήρωση στο παρακάτω σχήμα



Σχήμα 10-2 Γεωμετρική απεικόνιση του Forward Euler Transform

$$y(t) = \int^t f(t)dt \xrightarrow{\text{Laplace}} Y(s) = \frac{1}{s} F(s) \quad \text{εξ. 10-25}$$

$$y(t) = \int_{t=nT}^{(n+1)T} f(t)dt = y((n+1)T) - y(nT) \quad \text{εξ. 10-26}$$

όπου σύμφωνα με την παρούσα προσέγγιση υπολογισμού του εμβαδού

$$E \approx T * f(nT) \quad \text{εξ. 10-27}$$

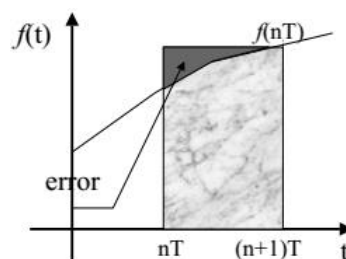
και αν εφαρμόσουμε στην εξ. 10-27 το μετασχηματισμό από το n στο Z

$$Y(z) \approx \frac{T}{z-1} F(z) \quad \text{εξ. 10-28}$$

$$\text{Άρα } s \leftarrow T * \frac{z^{-1}}{1-z^{-1}} \quad \text{εξ. 10-29}$$

10.2.4 Backward Euler Transform

Γεωμετρικά με όμοιο τρόπο προκύπτει η ολοκλήρωση κατά τον Forward Euler μετασχηματισμό, σύμφωνα με την ολοκλήρωση στο παρακάτω σχήμα



Σχήμα 10-3 Γεωμετρική απεικόνιση του Backward Euler Transform

$$y(t) = \int^t f(t)dt \xrightarrow{\text{Laplace}} Y(s) = \frac{1}{s}F(s) \quad \text{εξ. 10-30}$$

$$y(t) = \int_{t=nT}^{(n+1)T} f(t)dt = y((n+1)T) - y(nT) \quad \text{εξ. 10-31}$$

όπου σύμφωνα με την παρούσα προσέγγιση υπολογισμού του εμβαδού

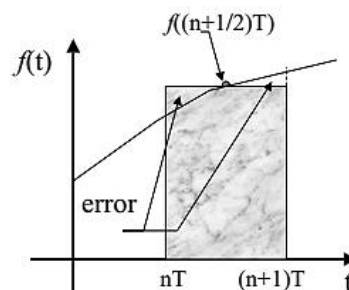
$$E \approx f((n+1)T) * T \quad \text{εξ. 10-32}$$

και αν εφαρμόσουμε στην εξ. 10-32 το μετασχηματισμό από το n στο Z

$$Y(z) \approx \frac{Tz}{(z-1)}F(z) \quad \text{εξ. 10-33}$$

$$\text{Άρα } s \leftarrow T * \frac{1}{1-z^{-1}} \quad \text{εξ. 10-34}$$

10.2.5 LDI (midpoint) Integration Rule[26]



Σχήμα 10-4 Γεωμετρική απεικόνιση του Forward Euler Transform

$$y(t) = \int^t f(t)dt \xrightarrow{\text{Laplace}} Y(s) = \frac{1}{s}F(s) \quad \text{εξ. 10-35}$$

$$y(t) = \int_{t=nT}^{(n+1)T} f(t)dt = y((n+1)T) - y(nT) \quad \text{εξ. 10-36}$$

όπου σύμφωνα με την παρούσα προσέγγιση υπολογισμού του εμβαδού

$$E \approx f((n+1/2)T) * T \quad \text{εξ. 10-37}$$

και αν εφαρμόσουμε στην εξ. 10-37 το μετασχηματισμό από το n στο Z

$$Y(z) \approx \frac{T \left(z^{(1/2)} \right)}{2(z-1)} F(z) \quad \text{εξ. 10-38}$$

$$\text{Άρα } s \leftarrow \frac{T}{2} * \frac{z^{-(1/2)}}{1-z^{-1}} \quad \text{εξ. 10-39}$$

10.2.6 2nd Order Integration Adams-Bashforth methods [28]

Οι μέθοδοι ολοκλήρωσης του Euler που μελετήθηκαν αποτελούν μεθόδους μοναδιαίου βήματος δηλαδή απαιτείται η γνώση μόνο μιας παρελθοντικής μεταβλητής $y(n-1)$ για τον υπολογισμό μιας μελλοντικής $y(n)$.

Η δευτέρας τάξης ολοκλήρωσης μέθοδος, αποτελεί η πιο απλή μέθοδος πολλαπλού βήματος μεθόδου από τις μεθόδους των Adams- Bashforth. Κατά την δευτέρας τάξης ολοκλήρωση των Adams- Bashforth απαιτείται η γνώση των $y(n-2)$ και $y(n-1)$ για την εύρεση του $y(n)$ σύμφωνα με την εξ. 10-40.

$$y(n) = y(n-1) + T \left[\frac{3}{2} u(n-1) - \frac{1}{2} u(n-2) \right] \quad \text{εξ. 10-40}$$

Εφαρμόζοντας τον μετασχηματισμό n σε z προκύπτει η συνάρτηση μεταφοράς στο πεδίο του z ως ακολούθως :

$$\begin{aligned} y(n) - y(n-1) &= T \left[\frac{3}{2} u(n-1) - \frac{1}{2} u(n-2) \right] \\ \Rightarrow y(z) * (1 - z^{-1}) &= T * \left[\frac{3}{2} u(z)(z^{-1}) - \frac{1}{2} u(z)(z^{-2}) \right] \\ \Rightarrow G(z) = \frac{y(z)}{u(z)} &= T \frac{\frac{3}{2} z^{-1} - \frac{1}{2} z^{-2}}{1 - z^{-1}} \end{aligned} \quad \text{εξ. 10-41}$$

$$\frac{1}{s} \leftarrow \frac{T}{2} * \frac{3z^{-1} - z^{-2}}{1 - z^{-1}}$$

10.2.7 3rd Order Integration Adams-Bashforth methods [28]

Η τρίτης τάξης ολοκλήρωση απαιτεί έναν επιπλέον όρο τον $u(n-3)$ και υλοποιείται σύμφωνα με την εξ. 10-46

$$y(n) = y(n-1) + T \left[\frac{23}{12} u(n-1) - \frac{4}{3} u(n-2) + \frac{5}{12} u(n-3) \right] \quad \text{εξ. 10-42}$$

$$\begin{aligned} y(n) - y(n-1) &= T \left[\frac{23}{12} u(n-1) - \frac{4}{3} u(n-2) + \frac{5}{12} u(n-3) \right] \\ \Rightarrow y(z) * (1 - z^{-1}) &= T * \left[\frac{23}{12} u(z)(z^{-1}) - \frac{4}{3} u(z)(z^{-2}) + \frac{5}{12} u(z)(z^{-3}) \right] \end{aligned}$$

$$\Rightarrow G(z) = \frac{y(z)}{u(z)} = T \frac{\frac{23}{12}z^{-1} - \frac{4}{3}z^{-2} + \frac{5}{12}z^{-3}}{1 - z^{-1}} \quad \text{εξ. 10-43}$$

10.2.8 4th Order Integration Adams-Bashforth methods [28]

Από η άλλη μεριά η τέταρτης τάξης ολοκλήρωσης μέθοδος παρουσιάζεται στην παρακάτω σχέση αποτελεί όμως ανασταλτικό παράγοντα η πολυπλοκότητα που εισάγει στην υλοποίησή της καθώς και ο υπολογιστικός χρόνος και δέσμευση μνήμης που αυξάνεται αισθητά.

$$y(n) = y(n-1) + T \left[\frac{55}{24}u(n-1) - \frac{59}{24}u(n-2) + \frac{37}{24}u(n-3) - \frac{9}{24}u(n-4) \right] \quad \text{εξ. 10-44}$$

$$y(n) - y(n-1) = T \left[\frac{55}{24}u(n-1) - \frac{59}{24}u(n-2) + \frac{37}{24}u(n-3) - \frac{9}{24}u(n-4) \right]$$

$$\Rightarrow y(z) * (1 - z^{-1}) = T \left[\frac{55}{24}u(z)(z^{-1}) - \frac{59}{24}u(z)(z^{-2}) + \frac{37}{24}u(z)(z^{-3}) - \frac{9}{24}u(z)(z^{-4}) \right]$$

$$\Rightarrow G(z) = \frac{y(z)}{u(z)} = T \frac{\frac{55}{24}z^{-1} - \frac{59}{24}z^{-2} + \frac{37}{24}z^{-3} - \frac{9}{24}z^{-4}}{1 - z^{-1}} \quad \text{εξ. 10-45}$$

Η επιπλέον ακρίβεια που προσφέρουν οι μέθοδοι ολοκλήρωσης πολλαπλού βήματος φάνηκε στην υλοποίηση του SOGI στην παρ. 3.4.4.2, αλλά για την εφαρμογή που χρησιμοποιήθηκε η ολοκλήρωση διπλού βήματος των Adams-Bashforth κρίθηκε αρκετή για την παρούσα εφαρμογή χωρίς να εισάγει κάποιο πρόβλημα.

10.3 Ελεγκτές PID και αλγοριθμική εφαρμογή [25]

Η συνάρτηση $u(t)$ η οποία υλοποιεί τον PID έλεγχο στο πεδίο του συνεχούς χρόνου είναι η ακόλουθη :

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{d}{dt} e(t) \quad \text{εξ. 10-46}$$

όπου

K_p = ο αναλογικός όρος

K_i = ο ολοκληρωτικός όρος

K_d = ο διαφορικός όρος

$e(t)$ = σφάλμα

t = στιγμιαίος χρόνος

τ = μεταβλητή ολοκλήρωσης η οποία παίρνει τιμή από 0 έως τη χρονική τιμή t

Εφαρμόζοντας το μετασχηματισμό Laplace στην εξ. 10-46, προκύπτει η συνάρτηση στο $u(s)$ στο πεδίο της συχνότητας s .

$$u(s) = K_p e(s) + K_i \frac{1}{s} e(s) + K_d s e(s) \quad \text{εξ. 10-47}$$

Διαιρώντας με $e(s)$ προκύπτει η συνάρτηση μεταφοράς του PID ελεγκτή στο πεδίο της συχνότητας

$$G(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = K_p + K_i \frac{1}{s} + K_d s \quad \text{εξ. 10-48}$$

και επειδή θέλουμε να αποφύγουμε την αρνητική επίδραση του διαφορικού όρου στον ηλεκτρικό θόρυβο μηδενίζουμε τον όρο K_d και επομένως η απλοποιημένη συνάρτηση μεταφοράς που προκύπτει στο πεδίο των συχνοτήτων είναι η εξ. 10-49.

$$G(s) = \frac{u(s)}{e(s)} = K_p + K_i \frac{1}{s} \quad \text{εξ. 10-49}$$

Η υλοποίηση που πραγματοποιείται τόσο στο matlab όσο και στην πειραματική διάταξη εφαρμόζεται στο διακριτό χρόνο επομένως η συνάρτηση μεταφοράς $G(s)$ θα πρέπει να μετασχηματιστεί κατάλληλα στο z πεδίο και εν συνεχεία να υλοποιηθεί αλγοριθμικά.

Οι PI ελεγκτές που χρησιμοποιήθηκαν, υλοποιήθηκαν όλοι σύμφωνα με το Forward Euler Integration επομένως εφαρμόζοντας την εξ. 10-29 στην εξ. 10-49 προκύπτει :

$$G(z) = \frac{u(z)}{e(z)} = K_p + K_i * T * \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \quad \text{εξ. 10-50}$$

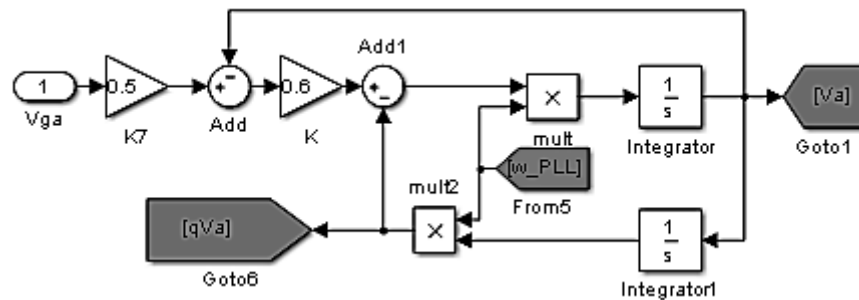
Για να προκύψει από την εξ. 10-50 η αλγοριθμική υλοποίηση απαιτείται να περάσουμε μέσω του μετασχηματισμού z -domain στο διακριτό χρόνο. Έχουμε λοιπόν

$$\begin{aligned} \frac{u(z)}{e(z)} &= K_p + K_i * T * \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} \\ \Rightarrow u(z) &= K_p * e(z) + K_i * T * \frac{z^{-1}}{1 - z^{-1}} * e(z) \\ \Rightarrow u(z) * 1 - z^{-1} &= K_p e(z)(1 - z^{-1}) + K_i * T * z^{-1} e(z) \\ \Rightarrow u(k) - u(k-1) &= K_p [e(k) - e(k-1)] + K_i * T * e(k-1) \\ \Rightarrow u(k) &= u(k-1) + K_p [e(k) - e(k-1)] + K_i * T * e(k-1) \end{aligned}$$

10.4 Δευτέρας τάξης προσαρμοστικού φίλτρου SOGI και αλγοριθμική υλοποίηση

Η αλγοριθμική υλοποίηση του SOGI πραγματοποιήθηκε αναλύοντας σε ανοιχτό βρόχο τόσο την εξαγωγή του V_a όσο και αυτή του qV_a , και εφαρμόζοντας δεύτερης τάξης ολοκλήρωσης στους ολοκληρωτές ούτως ώστε να μεταβούμε από το πεδίο της συχνότητας στο z -πεδίο και μετά στο πεδίο του διακριτού χρόνου. Έτσι αναλύοντας

του Block διάγραμμα στο Σχήμα 10-5, προκύπτουν οι εξισώσεις ανοιχτού βρόχου που περιγράφονται στις εξ. 10-51 και εξ. 10-52



Σχήμα 10-5 Block διάγραμμα SOGI

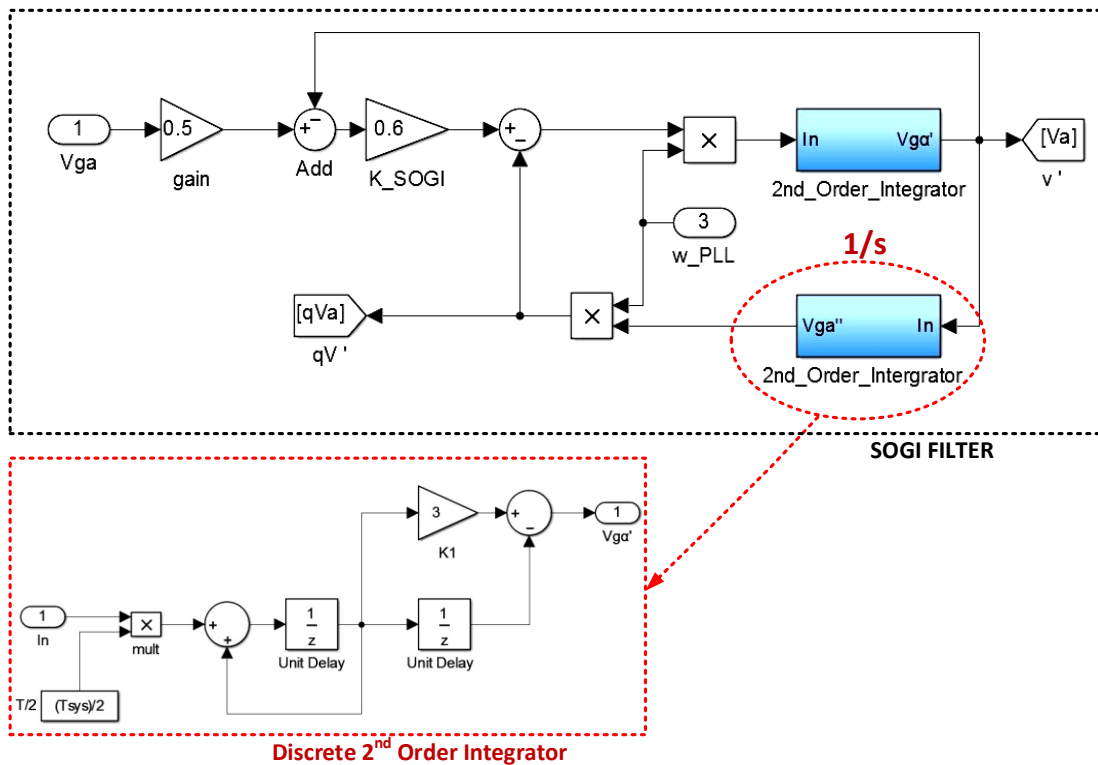
$$qV' = \frac{1}{s} \omega * V' \quad \text{εξ. 10-51}$$

$$V' = \frac{1}{s} \omega * [k_{SOGI} * (V_g - V') - qV'] \quad \text{εξ. 10-52}$$

Η τεχνική διακριτοποίησης που πραγματοποιήθηκε είναι η ολοκλήρωση δευτέρας τάξης που παρουσιάστηκε στην παράγραφο 10.2.6.

10.4.1 Υλοποίηση στο matlab του SOGI με 2^{ας} τάξης διακριτό ολοκληρωτή

Επειδή η προσομοίωση στο matlab πραγματοποιήθηκε σε διακριτό χρόνο απαραίτητη είναι η ανάλυση του εν λόγω συστήματος στο z-πεδίο. Η υλοποίηση λοιπόν του SOGI σε διακριτό χρόνο με την ταυτόχρονη εφαρμογή των δευτέρας τάξης ολοκληρωτών στο πεδίο z αποσαφηνίζεται στο Σχήμα 10-6.



Σχήμα 10-6 Υλοποίηση του SOGI στο πεδίο-z με ταυτόχρονη εφαρμογή δευτέρας τάξης ολοκληρωτή

10.4.2 Αλγοριθμική υλοποίηση του SOGI με εφαρμογή της δευτέρας τάξης ολοκλήρωσης

Εφαρμόζοντας την εξ. 10-41 στην εξ. 10-51, προκύπτει η εξίσωση εξαγωγής του V' στο z-πεδίο ως εξής :

$$\begin{aligned}
 qV' &= \frac{1}{s} * \omega * V' \\
 \Rightarrow qV'(z) &= \omega * \left\{ \frac{T}{2} * \frac{3z^{-1} - z^{-2}}{1 - z^{-1}} \right\} * V'(z) \\
 \Rightarrow qV'(z) * (1 - z^{-1}) &= \omega * \left\{ \frac{T}{2} * (3z^{-1} - z^{-2}) \right\} * V'(z) \\
 \Rightarrow qV'(k) - qV'(k-1) &= \frac{\omega * T}{2} * [3V'(k-1) - V'(k-2)] \\
 \Rightarrow \mathbf{qV'(k)} &= qV'(k-1) + \frac{\omega * T}{2} * [3V'(k-1) - V'(k-2)] \quad \text{εξ. 10-53}
 \end{aligned}$$

Χρησιμοποιώντας τώρα την εξ. 10-53 και τον υπολογισμό του $qV'(k)$ προκύπτει αναλύοντας την εξ. 10-52 η συμφασική φιλτραρισμένη συνιστώσα $V'(k)$ ως εξής :

$$\begin{aligned}
 V' &= \frac{1}{s} \omega * [k_{SOGI} * (V_g - V') - qV'] \\
 \Rightarrow V'(z) &= \omega * \left\{ \frac{T}{2} * \frac{3z^{-1} - z^{-2}}{1 - z^{-1}} \right\} * [k_{SOGI} * (V_g(z) - V'(z)) - qV'(z)] \\
 \Rightarrow V'(z) * (1 - z^{-1}) &= \omega * \left\{ \frac{T}{2} * (3z^{-1} - z^{-2}) \right\} * [k_{SOGI} * (V_g(z) - V'(z)) - qV'(z)]
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow qV'(k) = & qV'(k-1) \\ & + \frac{\omega * T}{2} \left[3 * k_{SOGI} * (V_g(k-1) - V'(k-1)) - qV'(k-1) \right] \\ & - \frac{\omega * T}{2} \left[k_{SOGI} * (V_g(k-2) - V'(k-2)) - qV'(k-2) \right] \end{aligned} \quad \text{εξ. 10-54}$$

10.5 FFT (Fast Fourier Transform) Ανάλυση Σήματος [29]

Η τεχνική του μετασχηματισμού Fourier (FT) αναφέρεται σε μια μαθηματική διεργασία η οποία αποσυνθέτει μία συνάρτηση σε άθροισμα άπειρων περιοδικών ημιτονοειδών και συνημιτονοειδών συναρτήσεων. Το αποτέλεσμα του μετασχηματισμού είναι μία νέα συνάρτηση με διαφορετικό πεδίο ορισμού, το φάσμα, η οποία περιγράφει το κατά πόσο συμμετέχει κάθε στοιχειώδες ημίτονο στον σχηματισμό της αρχικής συνάρτησης.

Ο FFT μετασχηματισμός υπολογίζει το μετασχηματισμό Fourier μιας συνάρτησης σε διακριτό χρόνο DFT με τη διαφορά ότι η πολυπλοκότητα του FFT είναι $O(N \log N)$ ενώ του DFT είναι $O(N^2)$ συνεπώς ο αλγόριθμος του FFT είναι πιο γρήγορος.

Για τον υπολογισμό του αρμονικού περιεχομένου των διάφορων σημάτων το matlab χρησιμοποιεί την τεχνική αποσύνθεσης των Cooley-Turkey.

Η συνάρτηση η οποία περιγράφει τον DFT μετασχηματισμό είναι η εξής :

$$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{-i2\pi k \frac{n}{N}} \quad \text{όπου } k = 0, \dots, N-1. \quad \text{εξ. 10-55}$$

Αυτό που πραγματοποιεί η FFT τεχνική είναι να αναλύει κάθε σύνθετο DFT μεγέθους $N = N_1 * N_2$ σε όρους N_1 και N_2 με πολυπλοκότητα $O(N)$.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] M. Tsili and S. Papathanassiou, "A review of grid code technical requirements for wind farms," *IET Renew. Power Gener.*, vol. 3, no. 3, p. 308, 2009.
- [2] T. M. Haileselassie, R. E. Torres-Olguin, T. K. Vrana, K. Uhlen, and T. Undeland, "Main grid frequency support strategy for VSC-HVDC connected wind farms with variable speed wind turbines," *2011 IEEE PES Trondheim PowerTech Power Technol. a Sustain. Soc. POWERTECH 2011*, pp. 1–6, 2011.
- [3] Yongheng Yang, Prasad Enjeti, Frede Blaabjerg, Huai Wang "Suggested Grid Code Modifications to Ensure Wide-Scale Adoption of Photovoltaic Energy in Distributed Power Generation Systems," pp. 1–8, 2013.
- [4] G. Saccomando and J. Svensson, "Transient Operation of Grid-connected Voltage Source Converter Under Unbalanced Voltage Conditions," pp. 1–6.
- [5] Σωτήριος Ι. Νάνου, "Ανάπτυξη μεταβατικών μοντέλων φωτοβολταϊκών σταθμών," *Μεταπτυχιακή Εργασία Διατμηματικού Προγράμματος Μεταπτυχιακών Σπουδών Ε.Μ.Π. "Παραγωγή και Διαχείριση Ενέργειας."*
- [6] Νικόλαος Δ. Αποστολόπουλος, "Έλεγχος κινητήρα μονίμων μαγνητών για εφαρμογές ηλεκτρικών οχημάτων.", *Διπλωματική Εργασία σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Ε.Μ.Π.*
- [7] D. O. Neacsu, "SPACE VECTOR MODULATION –An Introduction == Tutorial at IECON2001==," in *IECON'01: The 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, 2001, vol. 00, no. 2, pp. 1583–1592.
- [8] M. Ciobotaru, R. Teodorescu, and F. Blaabjerg, "A New Single-Phase PLL Structure Based on Second Order Generalized Integrator."
- [9] A. Luna, C. Citro, C. Gavriluta, J. Hermoso, I. Candela, and P. Rodriguez, "Advanced PLL structures for grid synchronization in distributed generation," pp. 1–10, 2012.
- [10] Y. Bae, T. K. Vu, and R. Y. Kim, "Implemental control strategy for grid stabilization of grid-connected PV system based on German grid code in symmetrical low-to-medium voltage network," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 28, no. 3, pp. 619–631, 2013.
- [11] Y. Yang, I. S. Member, F. Blaabjerg, I. Fellow, H. Wang, and I. Member, "Low Voltage Ride-Through of Single-Phase Transformerless Photovoltaic Inverters," no. c, pp. 4762–4769, 2013.
- [12] B. M. Song, Y. Kim, H. Cha, and H. Lee, "Current harmonic minimization of a grid-connected photovoltaic 500kW three-phase inverter using PR control," *IEEE*

- Energy Convers. Congr. Expo. Energy Convers. Innov. a Clean Energy Futur. ECCE 2011, Proc.*, vol. 1, pp. 1063–1068, 2011.
- [13] P. . Rodriguez, a. V. Timbus, R. . Teodorescu, M. . Liserre, and F. . Blaabjerg, “Flexible Active Power Control of Distributed Power Generation Systems During Grid Faults,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 54, no. 5, pp. 2583–2592, 2007.
- [14] D. Sera, T. Kerekes, M. Lungeanu, P. Nakhost, R. Teodorescu, G. K. Andersen, and M. Liserre, “Low-cost digital implementation of proportional-resonant current controllers for PV inverter applications using delta operator,” *IECON Proc. (Industrial Electron. Conf.)*, vol. 2005, pp. 2517–2522, 2005.
- [15] A. Camacho, M. Castilla, J. Miret, R. Guzman, and A. Borrell, “Reactive power control for distributed generation power plants to comply with voltage limits during grid faults,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 11, pp. 6224–6234, 2014.
- [16] J. Miret, A. Camacho, M. Castilla, L. G. De Vicuna, and J. Matas, “Control scheme with voltage support capability for distributed generation inverters under voltage sags,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 28, no. 11, pp. 5252–5262, 2013.
- [17] A. Camacho, M. Castilla, J. Miret, J. C. Vasquez, and E. Alarcon-Gallo, “Flexible voltage support control for three-phase distributed generation inverters under grid fault,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 60, no. 4, pp. 1429–1441, 2013.
- [18] N. Bottrell and T. C. Green, “Comparison of current-limiting strategies during fault ride-through of inverters to prevent latch-up and wind-up,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 7, pp. 3786–3797, 2014.
- [19] H. Li, Y. Xu, S. Adhikari, D. T. Razy, F. Li, and P. Irminger, “Real and reactive power control of a three-phase single-stage PV system and PV voltage stability,” *IEEE Power Energy Soc. Gen. Meet.*, pp. 1–8, 2012.
- [20] V. Ignatova, P. Granjon, and S. Bacha, “Space vector method for voltage dips and swells analysis,” *IEEE Trans. Power Deliv.*, vol. 24, no. 4, pp. 2054–2061, 2009.
- [21] Miguel Fontela, Seddik Bacha, Nouredine Hadjsaid, Christophe Andrieu, “Functional Specifications of electric Networks with high degrees of distributed generation,” *Power*, pp. 1–96, 2003.
- [22] X. Guo, X. Zhang, B. Wang, W. Wu, and J. M. Guerrero, “Asymmetrical grid fault ride-through strategy of three-phase grid-connected inverter considering network impedance impact in low-voltage grid,” *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 29, no. 3, pp. 1064–1068, 2014.
- [23] M. Castilla, J. Miret, A. Camacho, J. Matas, and L. G. De Vicuña, “Voltage support control strategies for static synchronous compensators under unbalanced voltage sags,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 2, pp. 808–820, 2014.

- [24] Alpha–beta transformation can be found on the following website :
http://en.wikipedia.org/wiki/Alpha%E2%80%93beta_transformation
- [25] PID controllers can be found on the following website :
http://en.wikipedia.org/wiki/PID_controller
- [26] Bilinear transformation method can be found on the following website :
http://en.wikipedia.org/wiki/Bilinear_transform
- [27] S to Z transform can be found on the following website :
<http://en.wikipedia.org/wiki/Z-transform>
- [28] Integration methods can be found on the following website :
http://en.wikipedia.org/wiki/Linear_multistep_method
- [29] FFT analysis can be found on the following website :
http://en.wikipedia.org/wiki/Fast_Fourier_transform

