



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

*«Ανάλυση Ρευμάτων Διαρροής Σε Φωτοβολταϊκά
Συστήματα Χωρίς Μετασχηματιστή Απομόνωσης»*

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Γεώργιος Ε. Καμπίτσης

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

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2011



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

*«Ανάλυση Ρευμάτων Διαρροής Σε Φωτοβολταϊκά
Συστήματα Χωρίς Μετασχηματιστή Απομόνωσης»*

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Γεώργιος Ε. Καμπίτσης

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

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή:

.....
ΣΤΑΥΡΟΣ
ΠΑΠΑΘΑΝΑΣΙΟΥ
Επ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

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

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

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2011

.....
Γεώργιος Ε. Καμπίτσης

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

Copyright © Γεώργιος Ε. Καμπίτσης, 2011
Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Αντικείμενο αυτής της διπλωματικής εργασίας είναι η ανάλυση των ρευμάτων διαρροής προς τον αγωγό γείωσης που εμφανίζονται σε φωτοβολταϊκά συστήματα συνδεδεμένα στο δίκτυο λόγω της απουσίας μετασχηματιστή απομόνωσης. Οι δύο κυριότεροι παράγοντες που επηρεάζουν το πλάτος και το φάσμα συχνοτήτων του ρεύματος διαρροής είναι η τεχνολογία των φωτοβολταϊκών πλαισίων και η τοπολογία του αντιστροφέα που θα χρησιμοποιηθεί. Τοπολογίες όπως η διάταξη πλήρους γέφυρας (Full Bridge), η διάταξη τριών επιπέδων (NPC) και άλλες διερευνώνται και συγκρίνονται ως προς τα ρεύματα διαρροής στη συνέχεια της παρούσας διπλωματικής εργασίας.

Πιο συγκεκριμένα, στο πρώτο κεφάλαιο παρατίθενται οι λόγοι που οδηγούν στην παράληψη του μετασχηματιστή απομόνωσης στα σύγχρονα φωτοβολταϊκά συστήματα και αναλύονται οι παράγοντες που επηρεάζουν την τιμή της παρασιτικής χωρητικότητας των πλαισίων και κατά συνέπεια τα ρεύματα διαρροής.

Στο δεύτερο κεφάλαιο αναπτύσσεται το απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα της φωτοβολταϊκής γεννήτριας. Παρουσιάζονται επίσης όλες οι τοπολογίες αντιστροφέων dc/ac που θα σχεδιαστούν και θα διερευνηθούν ως προς τα ρεύματα διαρροής και αναλύονται οι αρμονικές συνιστώσες της τάσης και του ρεύματος εξόδου κάθε τοπολογίας. Επιπρόσθετα, μελετάται η λειτουργία του dc/dc μετατροπέα ανύψωσης τάσης και η απόκριση συχνοτήτων του LC φίλτρου διασύνδεσης στο δίκτυο.

Στο τρίτο κεφάλαιο αναλύονται όλα τα επιμέρους συστήματα ελέγχου, απαραίτητα για την άρτια λειτουργία ολόκληρης της φωτοβολταϊκής εγκατάστασης. Συγκεκριμένα, θα μελετηθούν οι τεχνικές ελέγχου ρεύματος PI current control και Hysteresis control, η διάταξη συγχρονισμού της εγκατάστασης με το δίκτυο και τέλος περιγράφεται ο αλγόριθμος μέγιστης απολαβής ισχύος.

Στο τέταρτο κεφάλαιο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων, αναλύονται τα ρεύματα διαρροής ως προς το αρμονικό τους περιεχόμενο και συγκρίνονται οι διάφορες τοπολογίες μετατροπέων dc/ac. Ένα πλήρες μοντέλο του φωτοβολταϊκού συστήματος υλοποιήθηκε με τη βοήθεια του σχεδιαστικού προγραμματιστικού πακέτου PSpice.

Τις προσομοιώσεις σε υπολογιστή διαδέχονται οι πειραματικές μετρήσεις σε διασυνδεδεμένο φωτοβολταϊκό σύστημα, εγκατεστημένο στο χώρο του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου. Τα πειραματικά αποτελέσματα βρίσκονται στο πέμπτο κεφάλαιο.

Στο τελευταίο κεφάλαιο εξάγονται τα συμπεράσματα της μελέτης και προτείνονται ιδέες για μελλοντική έρευνα.

Φωτοβολταϊκό (Φ/Β), παρασιτική χωρητικότητα, ρεύμα διαρροής, ανάλυση κοινού σήματος, γαλβανική απομόνωση, μετασχηματιστής, αντιστροφέας.

Abstract

Purpose of this Diploma Thesis is the analysis of the leakage ground current shown in photovoltaic systems connected to the grid due to the lack of an isolation transformer. The two main factors affecting the amplitude and the frequency spectrum of leakage currents are the technology of photovoltaic modules and the chosen inverter topology. Topologies such as the Full Bridge, NPC etc. are investigated and compared in terms of the leakage currents in the rest of this thesis.

More specifically, the first chapter sets out the reasons for omitting the isolation transformer in modern photovoltaic systems and analyzes the factors affecting the value of the parasitic capacitance and therefore the value of the ground currents.

The second chapter describes the simplified equivalent circuit of the photovoltaic generator. It also presents all the inverter topologies that will be developed and explored in terms of leakage currents and analyzes the harmonic components of output voltage and output current of each topology. Furthermore, the function of the dc/dc boost converter and the frequency response of the LC filter are being studied.

The third chapter analyzes all the individual control systems that are necessary for the proper functioning of the entire PV system. Specifically, both current control techniques: PI control and Hysteresis control are being studied. It also describes the operation of Phase Locked Loop and Maximum Power Point Tracking devices.

In the fourth chapter, the simulation results are presented, the leakage currents are analyzed in terms of their harmonic content and different inverter topologies are being compared. A complete model of the solar system was implemented with the help of the designing program PSpice.

Computer simulations are followed by experimental measurements on a grid connected photovoltaic system installed at the National Technical University of Athens. The experimental results are in the fifth chapter.

In the final chapter, conclusions of the study are drawn and ideas for future research are being suggested.

Key Words

Photovoltaic (PV), parasitic capacitance, leakage current, common mode analysis, galvanic isolation, transformer – Transformerless (TL), inverter.

Ευχαριστίες

Θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες μου στον επιβλέποντα καθηγητή κ. Παπαθανασίου Σταύρο για τη άψογη συνεργασία που είχαμε καθ' όλη τη διάρκεια εκπόνησης της παρούσας διπλωματικής εργασίας, για τη δυνατότητα που μου έδωσε να ασχοληθώ με ένα τόσο ενδιαφέρον θέμα και κυρίως για την πολύτιμη επιστημονική του καθοδήγηση.

Επίσης ήθελα να ευχαριστήσω τους υποψήφιους διδάκτορες Ευαγγελία Παρασκευαδάκη και Σωτήριο Νάνου για την εξαιρετική συνεργασία και τις καίριες υποδείξεις τους.

Κεφάλαιο 1	1
Εισαγωγή στα Φωτοβολταϊκά Συστήματα.....	1
1. Εισαγωγή.....	1
1.2 Αντιστροφείς Δίχως Μετασχηματιστή Απομόνωσης (TL)	4
1.3 Περιγραφή TL Συστήματος	6
1.3.1 Αγείωτο Dc Link	7
1.3.2 Γειωμένο Dc Link.....	8
1.4 Παρασιτική Χωρητικότητα.....	9
1.5 Τεχνολογία Thin Film.....	10
1.6 Επιτήρηση Ρεύματος Σφάλματος (RCDU)	11
Κεφάλαιο 2	13
Μοντελοποίηση Διασυνδεδεμένου Φωτοβολταϊκού Συστήματος	13
2. Εισαγωγή.....	13
2.1 Φωτοβολταϊκή Γεννήτρια.....	14
2.2 Μετατροπέας Συνεχούς Τάσης (Dc/Dc)	20
2.2.1 Μετατροπέας Υποβιβασμού Τάσης.....	21
2.2.2 Μετατροπέας Ανύψωσης Τάσης	26
2.3 Αντιστροφέας (Dc/Ac)	29
2.3.1 Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (PWM)	29
2.3.2 3Φασικός Αντιστροφέας Πηγής Τάσης	31
2.3.3 Αντιστροφέας NPC	34
2.4 Μοντέλο Δικτύου	36
2.5 EMI Φίλτρο	38
2.5.1 LC Φίλτρο	39
2.5.2 LCL Φίλτρο	42
Κεφάλαιο 3	45
Διατάξεις Ελέγχου Φωτοβολταϊκού Συστήματος.....	45
3. Εισαγωγή.....	45
3.1 Μετασχηματισμός Σε Στρεφόμενο Πλαίσιο Αναφοράς (abc-dq0).....	46
3.1.1 Μετασχηματισμός σε Ακίνητο Πλαίσιο αβ0	46
3.1.2 Μετατροπέας σε Περιστρεφόμενο Πλαίσιο dq0.....	47
3.2 Διάταξη Κλειδώματος Φάσης (PLL)	49
3.2.1 Διάταξη PLL σε Μονοφασικά Συστήματα	52
3.2.2 Διάταξη PLL σε Τριφασικά Συστήματα.....	54
3.3 Στρατηγική Ελέγχου Ρεύματος	56
3.3.1 Έλεγχος Ρεύματος με τη Μέθοδο της Υστέρησης	56
3.3.2 PI Έλεγχος Ρεύματος	59
3.4 Στρατηγική Μέγιστης Απολαβής Ισχύος (MPPT).....	63

Κεφάλαιο 4	65
Προσομοίωση και Αποτελέσματα	65
4. Εισαγωγή.....	65
4.1 Προσομοίωση Επιμέρους Στοιχείων Φ/Β Σταθμού	65
4.1.1 Dc/Dc Μετατροπέας	65
4.1.2 Dc/Ac Αντιστροφέας – Τεχνική SPWM.....	67
4.1.3 EMI Φίλτρο	70
4.1.4 Μοντελοποίηση Δικτύου και Γειώσεις.....	71
4.1.5 Διάταξη PLL.....	73
4.1.6 Έλεγχος Ρεύματος.....	74
4.2 <u>Εφαρμογή 1</u> : Ανάλυση Ρευμάτων Διαρροής Φ/Β Συστήματος με Τριφασικό TL Αντιστροφέα Πλήρους Γέφυρας και Αγείο Dc Link	77
4.3 <u>Εφαρμογή 2</u> : Ανάλυση Ρευμάτων Διαρροής Φ/Β Συστήματος με Τριφασικό TL Αντιστροφέα Πλήρους Γέφυρας και Γειωμένο Dc Link	89
4.4 <u>Εφαρμογή 3</u> : Ανάλυση Ρευμάτων Διαρροής Φ/Β Συστήματος με Τριφασικό TL Αντιστροφέα Τριών Επιπέδων(NPC) και Αγείο Dc Link	97
4.5 <u>Εφαρμογή 4</u> : Ανάλυση Ρευμάτων Διαρροής Φ/Β Συστήματος με Τριφασικό TL Αντιστροφέα Τριών Επιπέδων(NPC) και Γειωμένο Dc Link	102
 Κεφάλαιο 5	 107
Μετρήσεις και Πειραματικά Αποτελέσματα	107
5. Εισαγωγή.....	107
5.1 Μετρήσεις σε Φ/Β Σταθμό του Ε.Μ.Π.	107
 Κεφάλαιο 6	 113
Συμπεράσματα Και Ιδέες Για Μελλοντική Έρευνα.....	113
6. Εισαγωγή.....	113
6.1 Συμπεράσματα	113
6.2 Ιδέες για Μελλοντική Έρευνα	115
 Βιβλιογραφία	 117

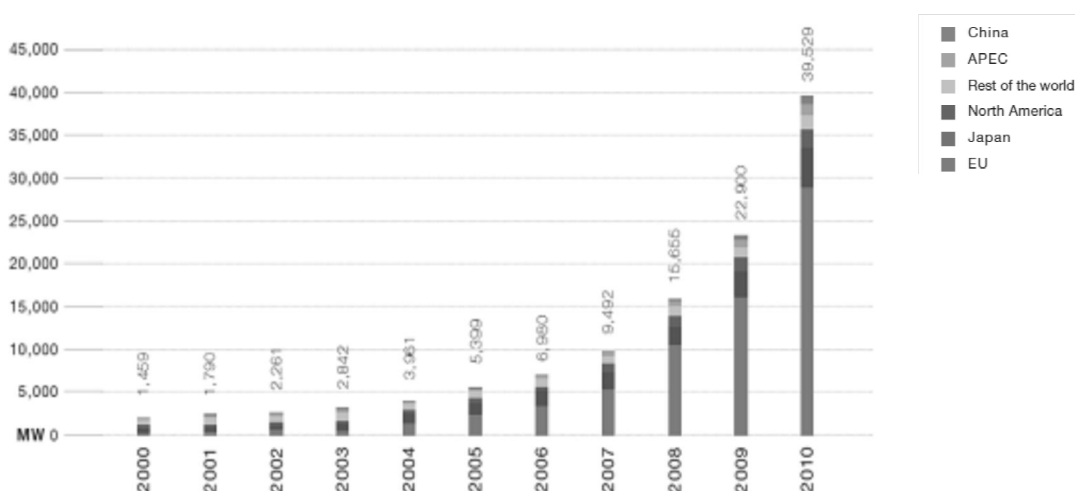
Εισαγωγή στα Φωτοβολταϊκή Συστήματα

1.1 Εισαγωγή

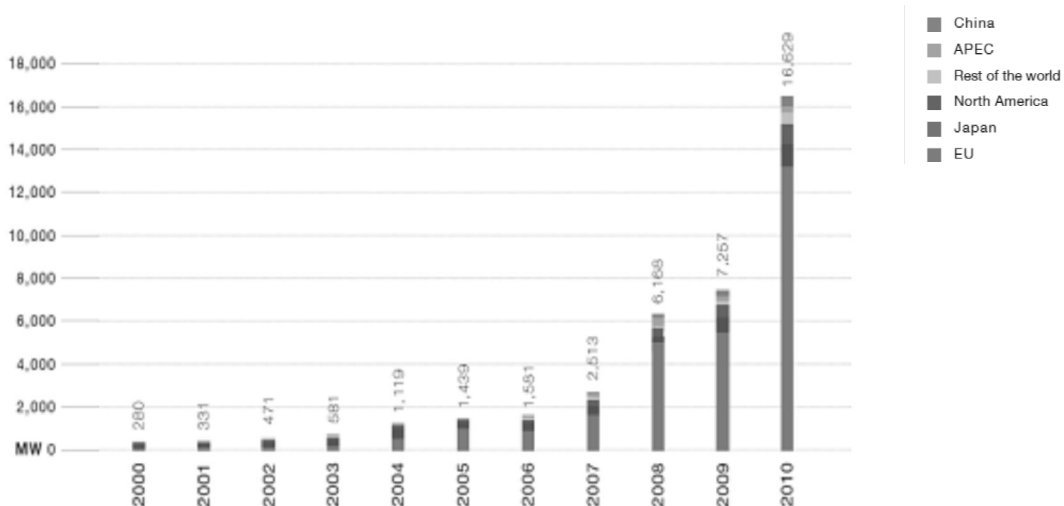
Το ποσοστό της ενέργειας που παράγεται από Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας (ΑΠΕ) αυξάνεται με σταθερό ρυθμό. Μεταξύ όλων των πηγών ενέργειας, τα φωτοβολταϊκά (Φ/Β) συστήματα είναι αυτά με την πιο δυναμική και αξιόπιστη συμβολή στην παραγωγή ενέργειας. Το κόστος, όμως, παραγωγής και εγκατάστασης ενός Φ/Β συστήματος παραμένει ακόμα πολύ υψηλό και για το λόγο αυτό γίνονται σημαντικές ερευνητικές προσπάθειες ώστε να αυξηθεί κατά το δυνατόν η απόδοση και να μειωθεί το κόστος. Από τα πρώτα 20 κιάλας χρόνια της έρευνας πάνω στα Φ/Β συστήματα - από τα μέσα του 1960 μέχρι τα μέσα του 1980 - όλη η προσοχή είχε επικεντρωθεί στην βελτίωση της αποδοτικότητας με σκοπό την παραγωγή περισσότερης ενέργειας. Πράγματι η εξέλιξη της τεχνολογίας ήταν εντυπωσιακή. Συνυπολογίζοντας μάλιστα την αυτοματοποίηση της παραγωγικής διαδικασίας, το κόστος μειώθηκε δραματικά.

Λαμβάνοντας υπόψη τις στατιστικές της τελευταίας δεκαετίας, γίνεται φανερό ότι η Φ/Β τεχνολογία έχει τη δυνατότητα να διαδραματίσει κυρίαρχο ρόλο στην παγκόσμια παραγωγή ενέργειας. Μόνο στην Ευρώπη, η παραγωγή ενέργειας από Φ/Β σταθμούς αυξήθηκε από τα 613MW το 2003 σχεδόν στα 30GW το 2010. Ο ετήσιος ρυθμός ανάπτυξης του 2010 έφτασε το 130% παρά τις οικονομικές δυσκολίες που αντιμετωπίζει η Ευρώπη, προσεγγίζοντας σχεδόν το 145% που επετεύχθη το 2008 συγκριτικά με το 2007. Με τη Γερμανία να κρατά ακόμα τα σκήπτρα στην εγκατάσταση ΑΠΕ και την Ιταλία να ακολουθεί, νέες αγορές κάνουν αισθητή την εμφάνιση τους. Η παραγόμενη ισχύς της τάξεως των 30GW στην Ευρώπη αντιστοιχεί στο 75% της παγκόσμιας αγοράς. Ακολουθεί η Ιαπωνία με 3.6GW και η ΗΠΑ με 2.5GW για το έτος 2010, ενώ δυναμικά μπαίνει στο προσκήνιο τα τελευταία χρόνια η Κίνα [20].

Η συνολική - παγκόσμια εγκατεστημένη ισχύς από Φ/Β συστήματα, στο τέλος 2010 έφτασε σχεδόν τα 40GW παράγοντας 50TWh ηλεκτρικής ενέργειας ανά έτος. Στο διάγραμμα που ακολουθεί φαίνεται η ιστορική εξέλιξη της παραγόμενης ενέργειας μέσα στη τελευταία δεκαετία ενώ στο Σχήμα 1.2 παρουσιάζεται η αντίστοιχη ετήσια εγκατάσταση ισχύος.



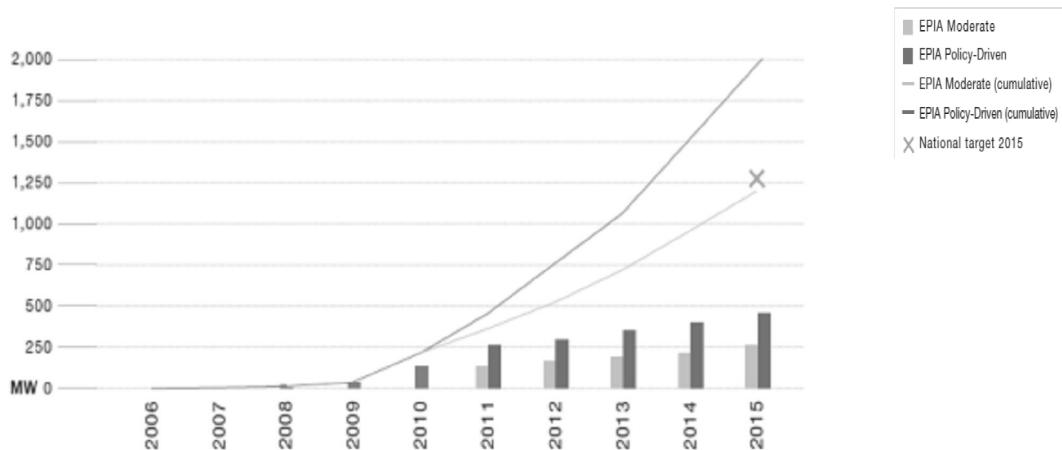
Σχήμα 1.1 Ιστορική εξέλιξη παγκόσμιας εγκατεστημένης ισχύος ανά έτος - από το 2000 μέχρι το 2010 [20].



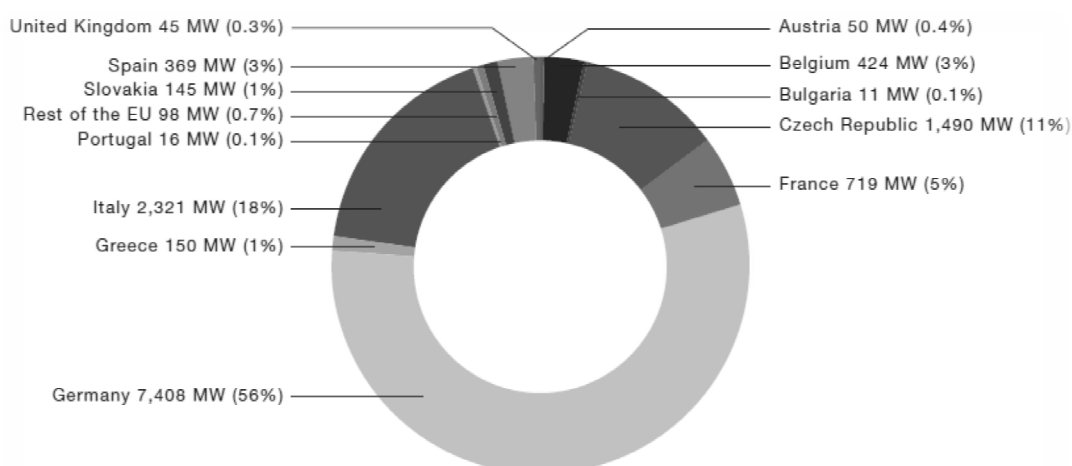
Σχήμα 1.2 Ετήσια εγκατάσταση ισχύος Φ/Β σταθμών παγκοσμίως - από το 2000 μέχρι το 2010 [20].

Ο ρυθμός εξέλιξης στη σύγχρονη εποχή, στους τομείς της ενέργειας διαφέρει πολύ από χώρα σε χώρα κυρίως λόγω διαφορετικών εθνικών κανονισμών και διαθεσιμότητας οικονομικών πόρων. Συγκεκριμένα η Ελλάδα, μέχρι πρότινος, δεν είχε επενδύσει στην παραγωγή ενέργειας από Φ/Β συστήματα. Το 2010 όμως, παρουσίασε σημαντική πρόοδο στον τομέα, έχοντας ξεπεράσει τα 150MW εγκατεστημένης ισχύος από διασυνδεδεμένους στο δίκτυο σταθμούς. Η Ελληνική αγορά εξελίσσεται με γρήγορους ρυθμούς και υπολογίζεται ότι στα τέλη του 2011 η ετήσια εγκατάσταση ισχύος από Φ/Β μονάδες θα φτάσει 250MW. Στόχος της ελληνικής αγοράς είναι τα 2.2GW ισχύος μέχρι το 2020 ενώ ενδιάμεσος στόχος είναι τα 1.27GW μέχρι το 2015. Άλλες αγορές που εξελίσσονται μαζί με την ελληνική είναι του Βελγίου με 424MW και της Σλοβακίας με 145MW εγκατεστημένης ισχύος το 2010. Στο γράφημα που ακολουθεί παρουσιάζονται τα αναμενόμενα επίπεδα παραγόμενης ισχύος στην ελληνική αγορά μέχρι και το 2015 ενώ στο Σχήμα 1.4 φαίνεται η συμβολή της Ελλάδας και των άλλων χωρών στην Ευρωπαϊκή αγορά για το έτος 2010.

Το υψηλό κόστος αγοράς συμβατικής ηλεκτρικής ενέργειας οφείλεται σε μεγάλο βαθμό στα έξοδα εγκατάστασης μεγάλων δικτύων για την τροφοδότηση απομακρυσμένων περιοχών. Μία λύση που εφαρμόζεται όλο και περισσότερο τα τελευταία χρόνια είναι η εγκατάσταση αποκεντροποιημένων συστημάτων βασισμένων σε ΑΠΕ μικρής κλίμακας, ικανά να παράγουν μερικά kW ισχύος. Με βάση αυτή την ιδέα, τα Φ/Β συστήματα μπορούν να διαχωριστούν σε δύο βασικές κατηγορίες:



Σχήμα 1.3 Αναμενόμενα επίπεδα παραγόμενης ισχύος από Φ/Β μονάδες στην Ελλάδα [20].



Σχήμα 1.4 Ευρωπαϊκή αγορά το 2010 [20].

(α) τα απομονωμένα Φ/Β συστήματα και (β) τα διασυνδεδεμένα στο δίκτυο. Στην πρώτη περίπτωση, η Φ/Β γεννήτρια τροφοδοτεί απευθείας τα φορτία μίας εγκατάστασης. Βρίσκουν εφαρμογή κυρίως σε απομονωμένες περιοχές όπου δεν υπάρχει ηλεκτρικό δίκτυο ή άλλη πηγή ενέργειας. Το σύστημα αυτό περιλαμβάνει τους απαραίτητους μετατροπείς dc/dc και dc/ac, τα φίλτρα εισόδου και εξόδου και όλα τα κυκλώματα ελέγχου και προστασίας. Επιπρόσθετα, υπάρχει και η συστοιχία συσσωρευτών για την αποθήκευση της πλεονάζουσας ενέργειας και την αξιοποίησή της στις ώρες ανεπαρκούς ηλιοφάνειας. Στη δεύτερη περίπτωση, η Φ/Β γεννήτρια συνδέεται απευθείας στο δίκτυο χαμηλής ή μέσης τάσης μέσω κατάλληλων κυκλωμάτων συγχρονισμού με τη συχνότητα δικτύου. Τα διασυνδεδεμένα Φ/Β συστήματα έχουν δύο δυνατούς τρόπους λειτουργίας. Η βασική ιδέα του πρώτου τρόπου λειτουργίας είναι να θεωρούνται ως πρώτη προτεραιότητα και να καλύπτονται τα τοπικά φορτία και όταν υπάρχει περίσσια ενέργεια αυτή να τροφοδοτείται στο δίκτυο. Αντίθετα αν ο τοπικός Φ/Β σταθμός δεν καλύπτει τις ανάγκες του φορτίου τότε η υπόλοιπη ενέργεια ανακτάται από το δίκτυο. Στην δεύτερη περίπτωση, οι τοπικές Φ/Β μονάδες τροφοδοτούν μονίμως το δίκτυο όπως συμβαίνει στους μεγάλους σταθμούς παραγωγής ενέργειας [18].

Μία άλλη διαφοροποίηση των Φ/Β συστημάτων είναι βάσει της ισχύς τους. Φ/Β μικρής ισχύος (μέχρι 5-6 kWp) είναι αποκλειστικά μονοφασικά. Στα συστήματα αυτά παράγεται κυμαινόμενη AC τάση στην έξοδο και για το λόγο αυτό απαιτούνται πυκνωτές μεγάλης χωρητικότητας οι οποίοι περιορίζουν το μέσο χρόνο ζωής και την αξιοπιστία όλου του συστήματος. Φ/Β συστήματα μεγάλης ισχύος (πάνω από 10 kWp) είναι αποκλειστικά τριφασικά. Σε αυτήν την περίπτωση, η Ac τάση εξόδου είναι σταθερή, γεγονός που σημαίνει ότι δεν υπάρχει η απαίτηση για μεγάλους πυκνωτές. Έτσι το σύστημα είναι πιο οικονομικό, αξιόπιστο και έχει μεγαλύτερο χρόνο ζωής [38]. Στη συνέχεια αυτής της διπλωματικής εργασίας, εξετάζονται κυρίως τριφασικές Φ/Β διατάξεις ισχύος μέχρι 15kW διασυνδεδεμένες στο δίκτυο.

1.2 Αντιστροφείς Δίχως Μετασχηματιστή Απομόνωσης (TL)

Καθώς ο στόχος είναι να μειωθεί το κόστος ολόκληρου του Φ/Β συστήματος, απαιτείται κάτι περισσότερο από αποδοτικούς και φθηνούς ηλιακούς συλλέκτες. Χρειάζονται φθηνότερα ηλεκτρονικά ισχύος μετατροπέων, κυκλώματα ελέγχου, συστήματα αποθήκευσης, μετασχηματιστές και καλώδια. Σε αυτές τις περιοχές, έχει στραφεί τα τελευταία χρόνια το ερευνητικό ενδιαφέρον. Όμως, υπάρχουν ακόμα σημαντικά περιθώρια βελτίωσης και εξέλιξης.

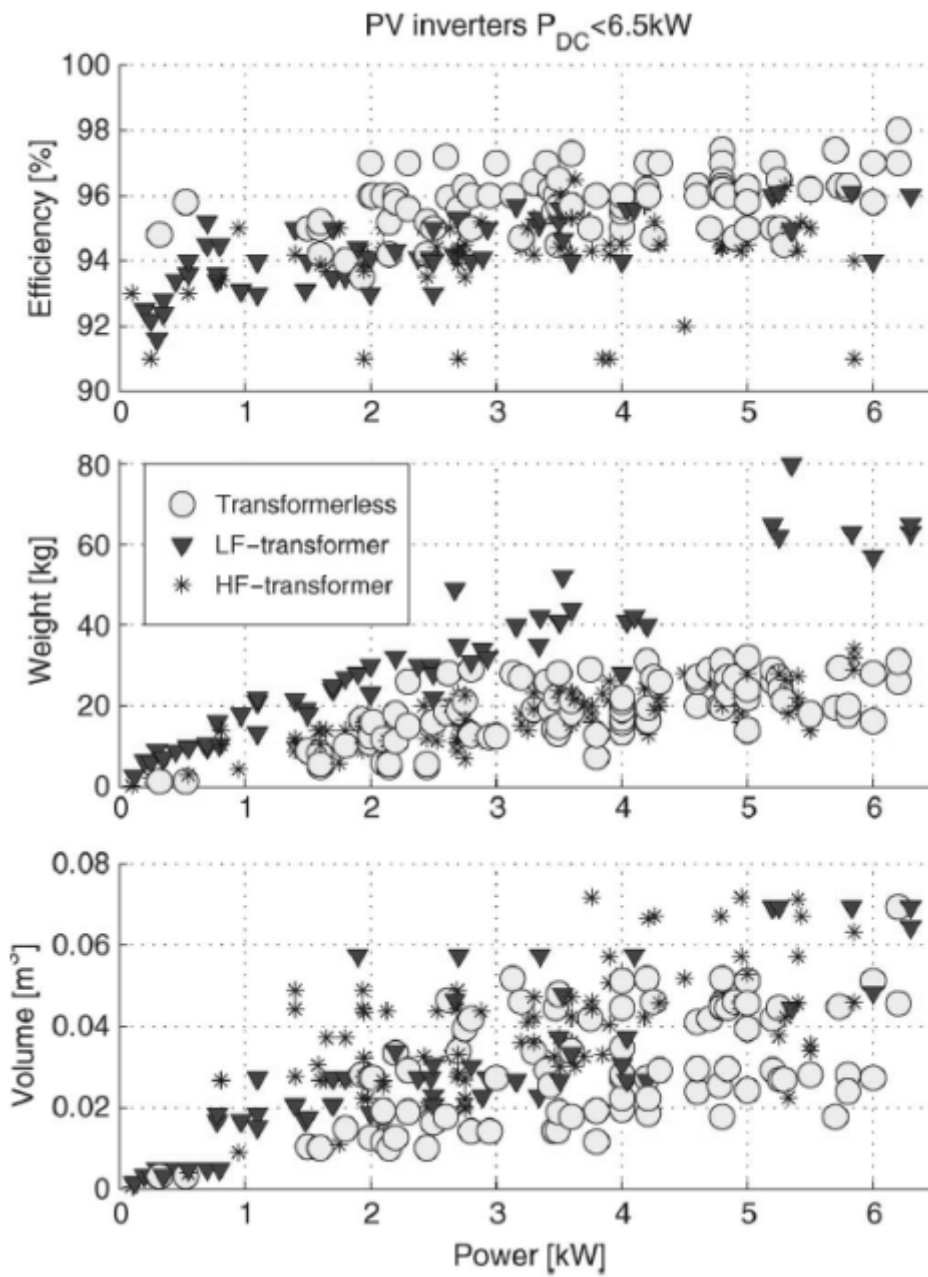
Το πρώτο Φ/Β σύστημα οικιακής εγκατάστασης διέθετε ένα μονοφασικό αντιστροφέα και ένα μετασχηματιστή απομόνωσης χαμηλών συχνοτήτων- Low Frequency Transformer (LFT)- τοποθετημένο μεταξύ της εξόδου του μετατροπέα και του δικτύου. Τέτοιοι μετασχηματιστές θεωρούνταν απαραίτητοι από τους κανονισμούς ασφάλειας σχεδόν όλων των χωρών καθώς προσφέρουν γαλβανική απομόνωση μεταξύ του δικτύου και του Φ/Β συστήματος, εξασφαλίζοντας με αυτόν τον τρόπο την ανθρώπινη ασφάλεια. Επιπρόσθετα, προσφέρουν απομόνωση μεταξύ του Φ/Β συστήματος και της γείωσης του δικτύου, περιορίζοντας έτσι στο ελάχιστο το ρεύμα διαρροής. Τέλος μπορούν να χρησιμοποιηθούν και ως μετασχηματιστές ανύψωσης τάσης ώστε να αυξήσουν το επίπεδο της τάσης εξόδου του αντιστροφέα. Στον αντίποδα, η χρήση LF μετασχηματιστή αυξάνει τον όγκο, το βάρος και το κόστος όλης της εγκατάστασης μειώνοντας παράλληλα την αποδοτικότητα της.

Μία εναλλακτική λύση είναι η αντικατάσταση του LF μετασχηματιστή με ένα μετασχηματιστή στην Dc πλευρά του μετατροπέα- High Frequency Transformer (HFT). Με αυτή τη δομή επιτυγχάνεται και πάλι γαλβανική απομόνωση ενώ παράλληλα μειώνεται το βάρος, ο όγκος και το κόστος του συστήματος. Παρ' όλα αυτά, το σύστημα γίνεται πιο περίπλοκο και επιπρόσθετα, καμία βελτίωση δεν παρατηρείται στην συνολική απόδοση [9].

Τα τελευταία χρόνια γίνονται ερευνητικές προσπάθειες και πειράματα για την παράληψη του μετασχηματιστή απομόνωσης- Transformerless (TL). Η χρήση TL αντιστροφέα αποφέρει ένα απλό, οικονομικό και αποδοτικό Φ/Β σύστημα [40]. Κατά συνέπεια ορισμένες χώρες όπως η Γερμανία επιτρέπουν πλέον τη χρήση TL αντιστροφέων και πολλές άλλες χώρες, ακλουθώντας την ίδια τάση, διαπραγματεύονται ώστε να αλλάξουν οι κανονισμοί τους. Παρόλα αυτά, σε χώρες όπως η ΗΠΑ όπου οι κανονισμοί επιβάλλουν τη γείωση του αρνητικού ακροδέκτη κάθε Φ/Β εγκατάστασης, υπάρχουν ανησυχίες για τη χρήση TL αντιστροφέων καθώς μπορεί τα dc σφάλματα να περάσουν στην Ac πλευρά λόγω έλλειψης γαλβανικής απομόνωσης.

Πιο συγκεκριμένα, στην περίπτωση των TL αντιστροφέων, δεν υπάρχει γαλβανική απομόνωση μεταξύ της Φ/Β συστοιχίας και της γείωσης του δικτύου. Έτσι, το ρεύμα κοινού σήματος (common mode current - I_{cm}) περιορίζεται μόνο από την σύνθετη αντίσταση προερχόμενη κατά κύριο λόγο από το φίλτρο εξόδου και τις παρασιτικές χωρητικότητες των Φ/Β πλαισίων. Κατά συνέπεια, αν υπάρχει μεγάλη διακύμανση της τάσης κοινού σήματος (common mode voltage - V_{cm}) θα αναπτυχθούν ισχυρά ρεύματα διαρροής προς τον κόμβο γείωσης. Ο μόνος τρόπος να εξαλειφθούν τα ρεύματα διαρροής είναι να βρεθεί μία κατάλληλη τοπολογία αντιστροφέα και κατάλληλες τεχνικές παλμοτροφοδότησης ώστε να μηδενιστεί η κυμάτωση της V_{cm} . Το βασικό πρόβλημα που πρέπει να αντιμετωπιστεί στην παραπάνω ανάλυση είναι ότι δεν υπάρχει συγκεκριμένο μοντέλο για να μελετηθεί θεωρητικά η συμπεριφορά κοινού σήματος της διάταξης.

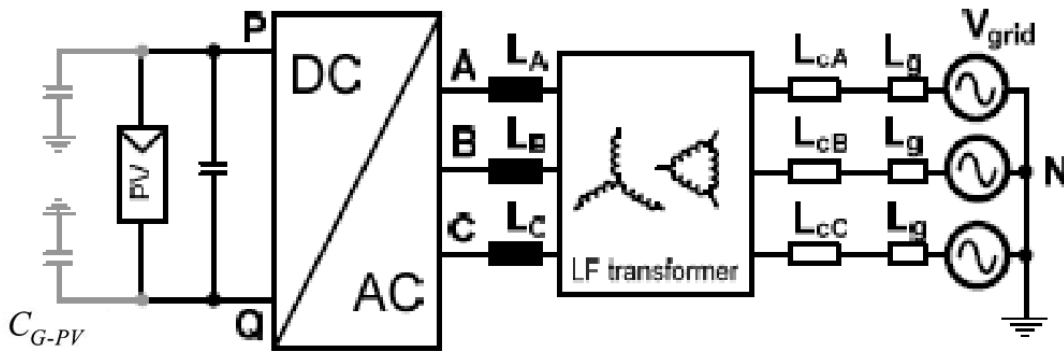
Στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής εργασίας εξετάζονται οι επιπτώσεις της απουσίας μετασχηματιστή τόσο στη λειτουργία του συστήματος στη μόνιμη κατάσταση όσο και στη τήρηση των ορίων που εξασφαλίζουν την ανθρώπινη ασφάλεια.



Σχήμα 1.5 Πλεονεκτήματα TL αντιστροφέων συγκριτικά με τις συνήθεις δομές HF και LF [40].

1.3 Περιγραφή TL Συστήματος

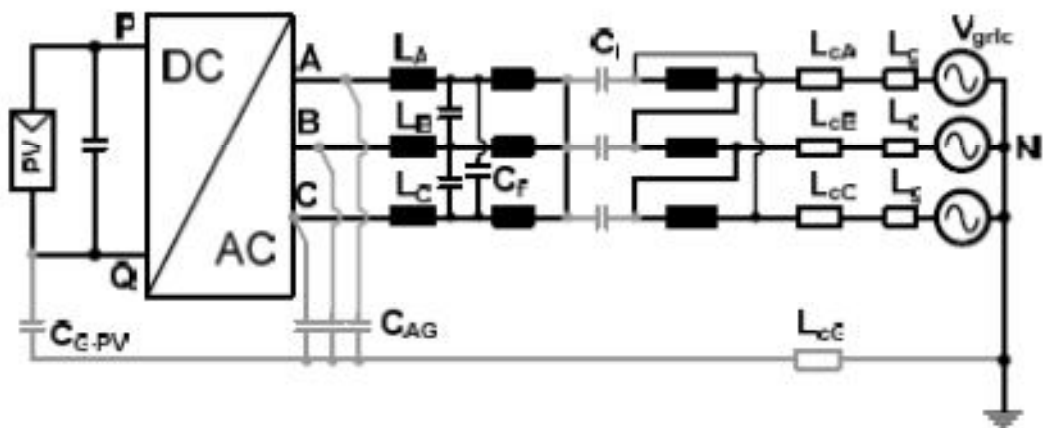
Ένα απλοποιημένο μοντέλο του υπό μελέτη Φ/Β συστήματος φαίνεται στο Σχήμα 1.6. Οι δύο ακροδέκτες των Φ/Β πλαισίων συμβολίζονται με P (θετικός ακροδέκτης dc+) και Q (αρνητικός ακροδέκτης dc-). L_A , L_B και L_C είναι οι αυτεπαγωγές εξόδου που ρυθμίζουν το εγχεόμενο προς το δίκτυο ρεύμα. L_{cA} , L_{cB} και L_{cC} είναι οι αυτεπαγωγές κάθε φάσης και C_{G-PV} είναι η παρασιτική χωρητικότητα από τα άκρα της Φ/Β γεννήτριας προς γη. Το απλοποιημένο κύκλωμα μπορεί να επανασχεδιαστεί συμπεριλαμβάνοντας αυτή τη φορά τα πιο σημαντικά παρασιτικά στοιχεία.



Σχήμα 1.6 Απλοποιημένο μοντέλο τριφασικού Φ/Β συστήματος με μετασχηματιστή απομόνωσης [38].

C_{AG} , C_{BG} και C_{CG} είναι οι παρασιτικές χωρητικότητες μεταξύ της εξόδου του μετατροπέα και της γης. Η τιμή των πυκνωτών αυτών εξαρτάται από τη σύνδεση των ημιαγωγικών στοιχείων του αντιστροφέα με τις γειωμένες ψήκτρες (heatsink). Το C_t αντιπροσωπεύει την παρασιτική χωρητικότητα μεταξύ των τυλιγμάτων του μετασχηματιστή. Τέλος, το L_{cG} αναπαριστά την αυτεπαγωγή μεταξύ της γείωσης του δικτύου και του αντιστροφέα [38].

Στην περίπτωση, λοιπόν, διασυνδεδεμένου Φ/Β συστήματος με μετασχηματιστή απομόνωσης, το I_{cm} θα διέλθει αναγκαστικά μέσα από το C_t . Καθώς η τιμή του πυκνωτή αυτού είναι της τάξης των 100pF, το I_{cm} σχεδόν μηδενίζεται. Αυτός είναι άλλωστε και ο λόγος για τον οποίο η τοπολογία του αντιστροφέα και ο τρόπος παλμοτροφοδότησης δεν επηρεάζουν το ρεύμα διαρροής σε συστήματα με γαλβανική απομόνωση. Αντίθετα, όταν χρησιμοποιείται TL αντιστροφέας, η τοπολογία και η μέθοδος PWM του αντιστροφέα καθορίζουν άμεσα το ρεύμα διαρροής [39].



Σχήμα 1.7 Ισοδύναμο κύκλωμα Φ/Β συστήματος. Συμπεριλαμβάνονται τα σημαντικότερα παρασιτικά στοιχεία [38].

1.3.1 Αγείωτο Dc Link

Στη συγκεκριμένη περίπτωση του σχήματος 1.6 που δεν υπάρχει ουδέτερος αγωγός (σύνδεση του μέσου του dc link στη γη), η ανάλυση κοινού και διαφορικού σήματος σε TL σύστημα θα γίνει μεταξύ δύο φάσεων. Για παράδειγμα, αν επιλέξουμε τις φάσεις A και B τότε οι τάσεις θα είναι [38]:

$$V_{cm-AB} = \frac{V_{AQ} + V_{BQ}}{2} \quad (1.1a)$$

$$V_{dm-AB} = V_{AQ} - V_{BQ} = V_{AB} \quad (1.1b)$$

και αντίστροφα, οι τάσεις εξόδου ως προς τον ακροδέκτη Q είναι:

$$V_{AQ} = \frac{V_{dm-AB}}{2} + V_{cm-AB} \quad (1.2a)$$

$$V_{BQ} = -\frac{V_{dm-AB}}{2} + V_{cm-AB} \quad (1.2b)$$

Στην πραγματικότητα, η συνολική τάση κοινού σήματος συμπεριλαμβάνει δύο ακόμα όρους, τις τάσεις V_{ab1} και V_{ab2} . Οι δύο αυτοί όροι προέρχονται από ασυμμετρίες των σύνθετων αντιστάσεων στη ανάλυση διαφορικού σήματος. Συγκεκριμένα,

$$V_{ab1} = V_{dm-AB} \cdot \frac{L_B - L_A}{2(L_A + L_B)} \quad (1.3a)$$

$$V_{ab2} = V_{dm-AB} \cdot \frac{C_{AG} - C_{BG}}{2(C_{AG} + C_{BG})} \quad (1.3b)$$

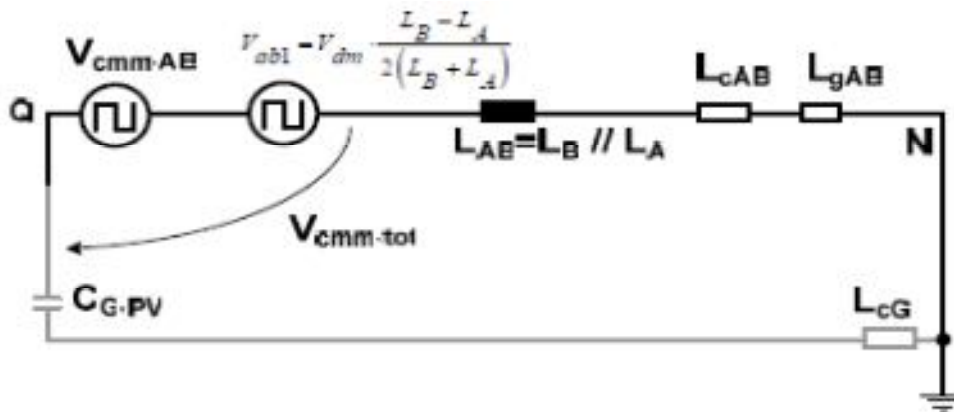
Άρα, ακόμα και αν ο αντιστροφέας παράγει μηδενική τάση V_{cm} , μπορεί να υπάρξουν ρεύματα διαρροής λόγω ασυμμετρίας των παραπάνω στοιχείων. Στις περισσότερες περιπτώσεις, μπορεί να θεωρηθεί ότι οι παρασιτικές χωρητικότητες C_{AG} , C_{BG} και C_{CG} είναι ίσες και άρα η τάση V_{ab2} θα είναι μηδενική. Ακόμα και να διαφοροποιούνται οι τιμές των προαναφερθέντων χωρητικοτήτων, η τιμή τους είναι τόσο μικρή συγκριτικά με το C_{G-PV} , που η τάση V_{ab2} μπορεί να θεωρηθεί αμελητέα [9]. Με αντίστοιχο σκεπτικό $V_{ab1} = 0$ όταν επικρατεί συμμετρία στο σύστημα. Στο Σχήμα 1.8 φαίνεται το ισοδύναμο κύκλωμα της ανάλυσης κοινού σήματος για την εξαγωγή της συνολικής τάσης V_{cm-tot} .

Τελικά, η συνολική τάση κοινού σήματος, βάσει της στρατηγικής διαμόρφωσης παλμών και της ασυμμετρίας του συστήματος είναι:

$$V_{cm-tot} = \frac{V_{cm-AB} + V_{cm-BC} + V_{cm-CA}}{3} + \frac{V_{ab1} + V_{bc1} + V_{ca1}}{3} \quad (1.4)$$

και στην περίπτωση πλήρως συμμετρικού κυκλώματος απλοποιείται στην ακόλουθη σχέση:

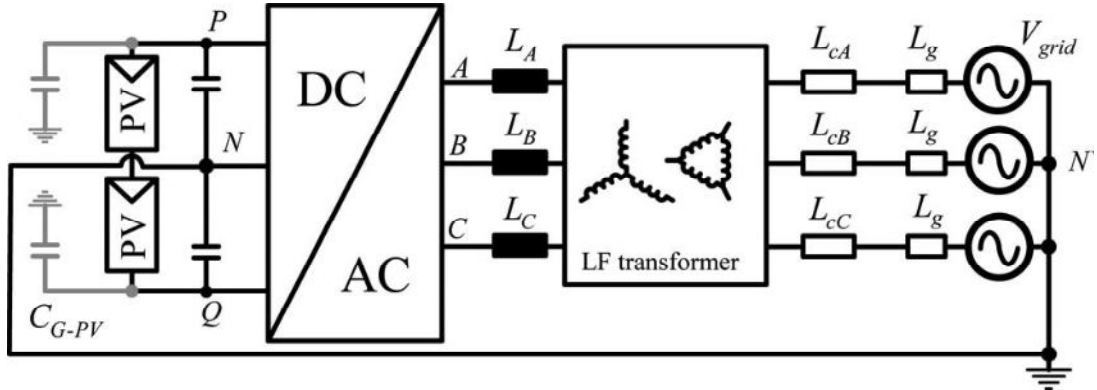
$$V_{cm-tot} = \frac{V_{cm-AB} + V_{cm-BC} + V_{cm-CA}}{3} = \frac{V_{AQ} + V_{BQ} + V_{CQ}}{3} \quad (1.5)$$



Σχήμα 1.8 Ανάλυση κοινού σήματος – Ισοδύναμο κύκλωμα [9].

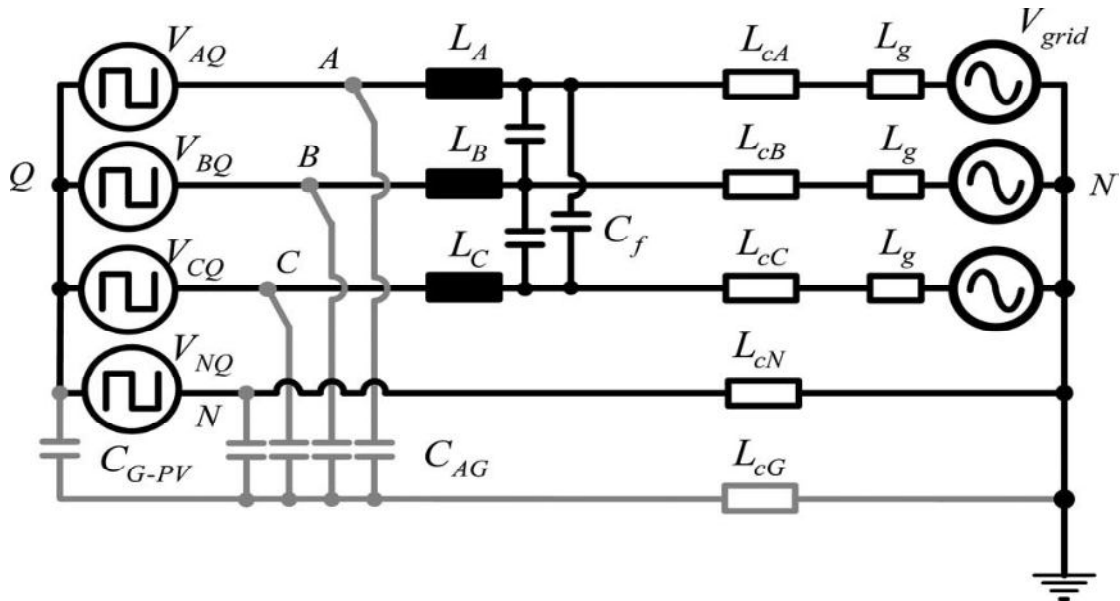
1.3.2 Γειωμένο Dc Link

Όταν το μέσο των πυκνωτών στο DC link είναι γειωμένο, τότε ο κεντρικός αντιστροφέας μπορεί να μοντελοποιηθεί σαν τρεις μονοφασικούς μετατροπείς [39].



Σχήμα 1.9 Απλοποιημένο μοντέλο τριφασικού Φ/Β συστήματος με μετασχηματιστή απομόνωσης και γειωμένο dc link [39].

Το ισοδύναμο TL κύκλωμα για την ανάλυση κοινού και διαφορικού σήματος, συμπεριλαμβανομένων των παρασιτικών στοιχείων είναι το ακόλουθο:



Σχήμα 1.10 Ανάλυση κοινού & διαφορικού σήματος – Ισοδύναμο κύκλωμα [39].

όπου L_{cN} είναι η αυτεπαγωγή του ουδέτερου και τα υπόλοιπα σύμβολα όπως και πριν. Στην περίπτωση αυτή τα V_{cm} και V_{dm} προκύπτουν για κάθε φάση ξεχωριστά ως προς τον ουδέτερο. Επιλέγοντας, για παράδειγμα, την φάση A έχουμε:

$$V_{cm-A} = \frac{V_{AQ} + V_{NQ}}{2} \quad (1.6a)$$

$$V_{dm-A} = V_{AQ} - V_{NQ} = V_{AN} \quad (1.6b)$$

Επίσης:

$$V_{a1} = V_{dm-A} \cdot \frac{L_N - L_A}{2(L_A + L_N)} = -\frac{1}{2} \cdot V_{dm-A} = -\frac{1}{2} \cdot V_{AN} \quad (1.7a)$$

$$V_{a2} = V_{dm-A} \cdot \frac{C_{AG} - C_{NG}}{2(C_{AG} + C_{NG})} \cong 0 \quad (1.7b)$$

Άρα η συνολική τάση κοινού σήματος για την τάση A είναι:

$$V_{cm-tot-A} = V_{cm-A} + V_{al} = \frac{V_{AQ} + V_{NQ}}{2} - \frac{1}{2} \cdot (V_{AQ} - V_{NQ}) = V_{NQ} \quad (1.8)$$

1.4 Παρασιτική Χωρητικότητα

Η παρασιτική χωρητικότητα C_{G-PV} σχηματίζεται μεταξύ των ακροδεκτών της Φ/Β συστοιχίας και του σκελετού που συνήθως είναι γειωμένος. Στην πραγματικότητα, η χωρητικότητα αυτή εκτείνεται σε όλη την επιφάνεια της Φ/Β μονάδας και είναι ανάλογη του εμβαδού που εφάπτεται στο μεταλλικό πλαίσιο και αντιστρόφως ανάλογη του πάχους της Φ/Β γεννήτριας. Πολλοί ερευνητές μοντελοποιούν την χωρητικότητα C_{G-PV} σαν δύο πυκνωτές ο ένας συνδεδεμένος στον θετικό ακροδέκτη του Φ/Β και στη γη και ο άλλος μεταξύ αρνητικού ακροδέκτη και γης. Η ίδια θεώρηση θα ακολουθηθεί και στη παρούσα διπλωματική. Παρόλα αυτά, η μοντελοποίηση μόνο με έναν πυκνωτή είναι πρακτικά αρκετή για την ανάλυση κοινού σήματος. Η τιμή του πυκνωτή C_{G-PV} εξαρτάται από πολλούς παράγοντες. Ορισμένοι από αυτούς αριθμούνται στη συνέχεια [9],[38]:

- Κατασκευαστικά χαρακτηριστικά των Φ/Β πανέλων και του μεταλλικού πλαισίου τοποθέτησης.
- Επιφάνεια Φ/Β κυψέλης και απόσταση μεταξύ κυψελών.
- Καιρικές συνθήκες
- Υγρασία
- Σκόνη ή αλάτι που τυχόν καλύπτουν τα Φ/Β πλαίσια
- Το είδος του φίλτρου εξόδου (EMI filter)

Στη γενική περίπτωση, η χωρητικότητα ενός πυκνωτή δίνεται από τη σχέση [7]:

$$C_{G-PV} = \epsilon_0 \cdot \epsilon_r \cdot \frac{A}{d} \quad (1.9)$$

όπου ϵ_0 : η διαπερατότητα κενού, σταθερά με τιμή $8.85 \cdot 10^{-12} \text{ F/m}$

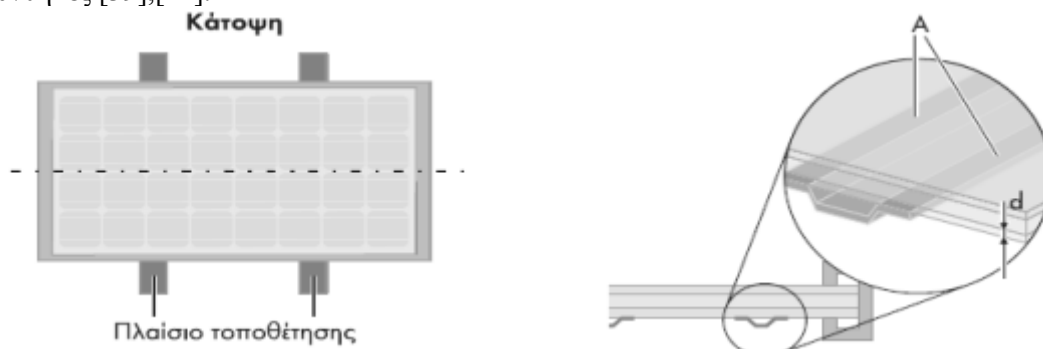
ϵ_r : η διαπερατότητα του υλικού

A : η ενεργή επιφάνεια του πυκνωτή και

d : η απόσταση μεταξύ των πλακών του πυκνωτή

Στο Σχήμα 1.11 φαίνεται η κάτοψη και η τομή ενός Φ/Β πλαισίου. Στην εικόνα αυτή επισημαίνεται η ενεργή επιφάνεια A και η απόσταση d των πλακών που διαμορφώνουν τον παρασιτικό πυκνωτή.

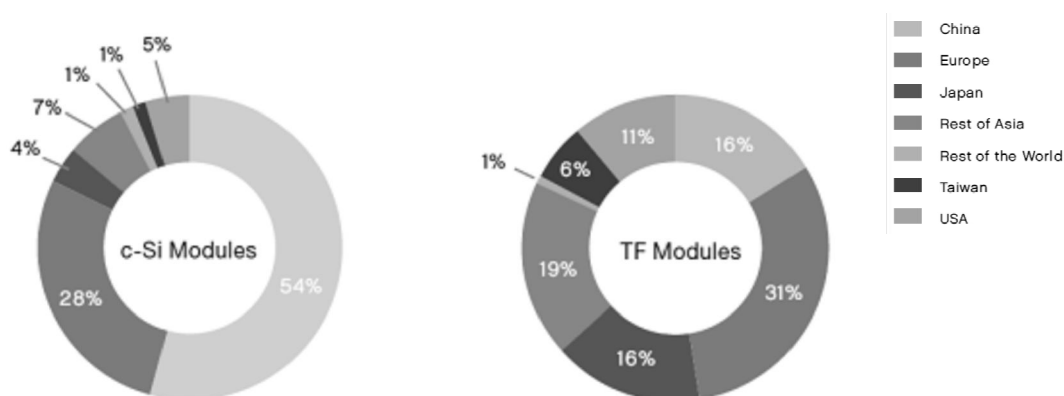
Έχει βρεθεί ότι η τιμή του C_{G-PV} για μία Φ/Β κυψέλη κυμαίνεται από 100pF μέχρι και 200pF. Η τιμή αυτή αυξάνεται κατά 60 φορές φτάνοντας τα 9nF όταν η κυψέλη καλύπτεται από νερό. Στη γενική περίπτωση μίας Φ/Β συστοιχίας, μεγάλης έκτασης η παρασιτική χωρητικότητα λαμβάνει τιμές από 50nF έως και 150nF ανά kW ανάλογα με τις καιρικές συνθήκες [39],[41].



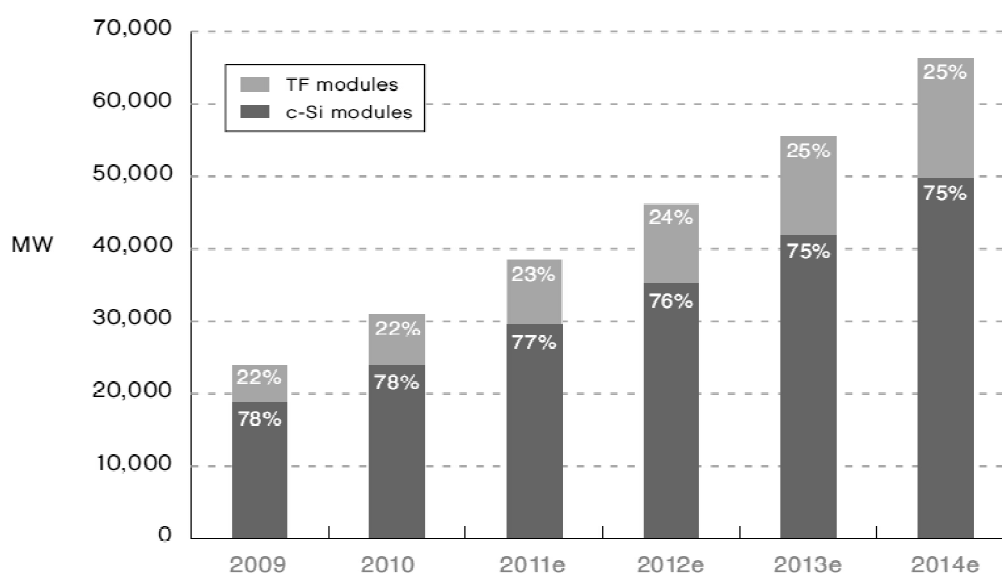
Σχήμα 1.11 Κάτοψη και τομή Φ/Β πλαισίου. Επισημάνση ενεργής επιφάνειας A και πάχους d [7].

1.5 Τεχνολογία Thin Film

Τις προηγούμενες δεκαετίες, το ποσοστό της παραγόμενης ενέργειας από Φ/Β μονάδες έχει αυξηθεί εντυπωσιακά και παράλληλα το κόστος κατασκευής και εγκατάστασης έχει μειωθεί δραματικά. Με αυτούς τους ρυθμούς, προβλέπεται ότι μέχρι το 2020 το 6% της συνολικής ζήτησης ενέργειας θα καλύπτεται από Φ/Β σταθμούς. Παρόλα αυτά, επικρατεί η άποψη πως πρέπει να επιτευχθεί περεταίρω μείωση του κόστους των Φ/Β συστημάτων ώστε να συμβάλουν δυναμικά στην παγκόσμια παραγωγή ενέργειας. Πολλοί ισχυρίζονται πως μόνο τα Φ/Β λεπτού στρώματος (thin-film) μπορούν να αναδειχθούν ανταγωνιστικά στην αγορά. Η παγκόσμια παραγόμενη ενέργεια από thin films έφτασε το 2010 τα 3.5GW ενώ αναμένεται να αυξηθεί στα 5GW το 2011 και να φτάσει τα 8GW το 2012. Ενώ τα περισσότερα Φ/Β κρυσταλλικού πυριτίου κατασκευάζονται στην Κίνα, τα thin films κατασκευάζονται κατά κύριο λόγο στην Ευρώπη, την Ιαπωνία, τις ΗΠΑ και τη Μαλαισία. Το Σχήμα 1.12 παρουσιάζει ακριβώς αυτόν τον καταμερισμό της παραγωγής ενώ στο γράφημα 1.13 φαίνεται το ποσοστό % που καταλαμβάνουν τα thin films στη συνολική παραγωγή ενέργειας από Φ/Β μονάδες. Μέχρι το 2013, το 25% της συνολικής ενέργειας αναμένεται να παράγεται από Φ/Β τεχνολογίας thin film [20].



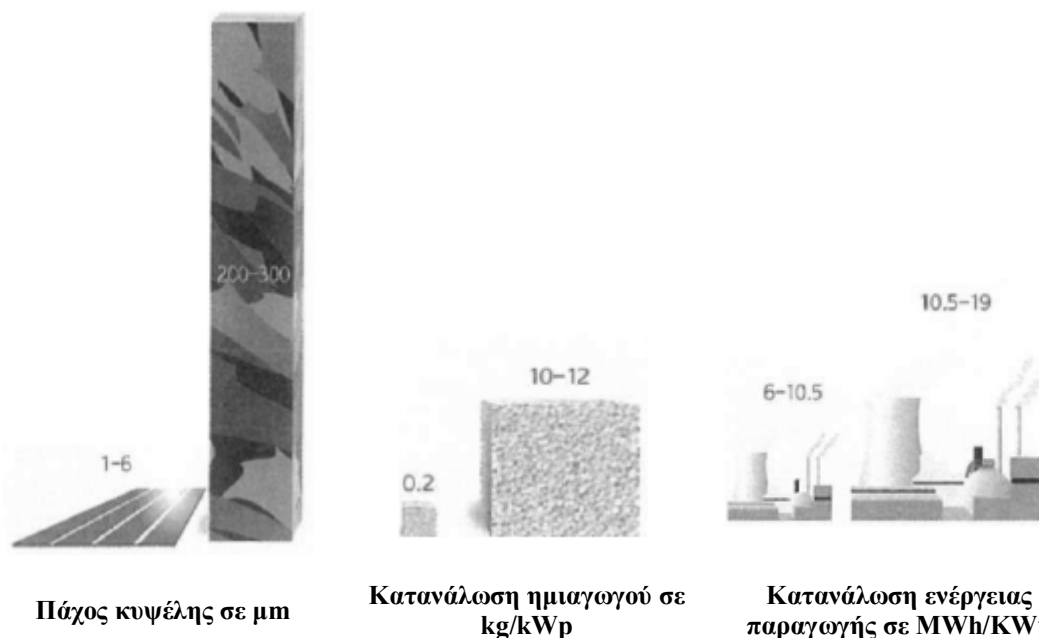
Σχήμα 1.12 Παραγωγή φωτοβολταϊκών κρυσταλλικού πυριτίου & Thin Film κατά το έτος 2009 [20].



Σχήμα 1.13 Ποσοστό % που καταλαμβάνουν τα Thin Films και οι διατάξεις κρυσταλλικού πυριτίου στην συνολική παραγόμενη ενέργεια από Φ/Β μονάδες [20].

Είναι φανερά τα πλεονεκτήματα της τεχνολογίας thin-film έναντι της κλασικής τεχνολογίας wafer-based. Πολύ λιγότερο υλικό σπαταλάται για την κατασκευή των Φ/Β κυψελών και η διασύνδεση των κυψελών υλοποιείται ως μέρος του ολοκληρωμένου κυκλώματος (IC). Παράλληλα είναι πολύ ελαφριά και εύκαμπτα γεγονός που διευρύνει το πεδίο εφαρμογών τους. Ένα ακόμα σημαντικό πλεονέκτημα είναι ότι σε συνθήκες υψηλής θερμοκρασίας ή απουσίας επαρκούς ακτινοβολίας, έχουν καλύτερη απόδοση από τα συνήθη Φ/Β. Από την άλλη πλευρά, τα Φ/Β στοιχεία τεχνολογίας wafer-based είναι πολύ ανθεκτικά, έχουν σχετικά μεγάλη απόδοση και σχετικά μικρό κόστος χάρη στην ώριμη τεχνολογία και την πολυετή πρακτική εφαρμογή τους. Το κλειδί για επιτυχή εξέλιξη των thin film Φ/Β είναι η περαιτέρω αύξηση της απόδοσής τους και η χρήση ανθεκτικών, μη τοξικών υλικών. Στο σχήμα που ακολουθεί συγκρίνονται οι δύο τεχνολογίες Φ/Β ως προς το πάχος της κυψέλης καθώς και την κατανάλωση ημιαγωγικού υλικού και ενέργειας για την κατασκευή των κυψελών [11],[16].

Στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εργασίας, αυτό που ενδιαφέρει είναι η παρασιτική χωρητικότητα των Φ/Β πλαισίων. Συγκεκριμένα στα Φ/Β τεχνολογίας thin film η τιμή αυτής της χωρητικότητας είναι πολύ μεγαλύτερη από τα Φ/Β κρυσταλλικού πυριτίου λόγω του μικρού πάχους d των πλακών. Έχει υπολογιστεί ότι η τιμή της μπορεί να φτάσει το $1\mu\text{F}/\text{kW}$ ανάλογα με τις καιρικές συνθήκες.



Σχήμα 1.14 Σύγκριση του πάχους, της κατανάλωσης υλικού και της καταναλισκόμενης ενέργειας παραγωγής μεταξύ κυψελών thin film και κυψελών κρυσταλλικού πυριτίου [16].

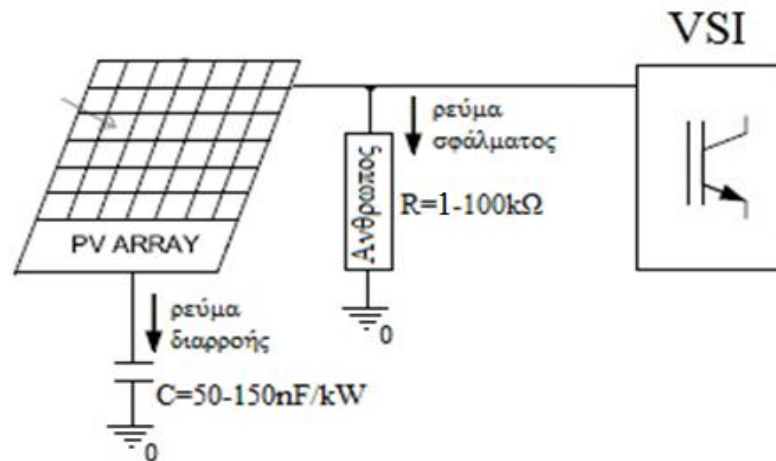
1.6 Επιτήρηση Ρεύματος Σφάλματος (RCDU)

Σύμφωνα με τους Γερμανικούς κανονισμούς και συγκεκριμένα σύμφωνα με τον DIN VDE 0126-1-1, στην περίπτωση διασυνδεδεμένου στο δίκτυο TL Φ/Β συστήματος, η μέγιστη επιτρεπτή ενεργός τιμή του ρεύματος διαρροής είναι 300mA. Οι κανονισμοί επιβάλλουν την τοποθέτηση επιτηρητή ρεύματος σφάλματος –Residual Current Monitoring Unit (RCDU)- ο οποίος θα διακόπτει τη λειτουργία του συστήματος σε λιγότερο από 0.3s όταν ανιχνεύεται ρεύμα διαρροής μεγαλύτερο των 300mA.

Όταν, λόγω σφάλματος, υπάρξει επαφή ενός γειωμένου ανθρώπου με έναν αγωγό υπό τάση, τότε υπάρχει μεταφορά ενός ακόμη ρεύματος που ονομάζεται ρεύμα σφάλματος. Για την ασφάλεια του ανθρώπου το ρεύμα αυτό δεν πρέπει να ξεπερνά τα 30mA. Το άθροισμα του ρεύματος διαρροής και του ρεύματος σφάλματος ονομάζεται παραμένον ρεύμα. Αυτό

είναι ουσιαστικά το ρεύμα που επιτηρεί το RCDU [7]. Ρεύμα σφάλματος μπορεί επίσης να αναπτυχτεί λόγω της επαφής ανθρώπου με το γειωμένο σκελετό της Φ/Β διάταξης. Η εμφάνιση ρεύματος σφάλματος υπό αυτές τις συνθήκες οφείλεται στην παρασιτική χωρητικότητα της Φ/Β γεννήτριας.

Σε περίπτωση λοιπόν επαφής, η τιμή του διερχόμενου ρεύματος μέσα από το σώμα του ανθρώπου εξαρτάται κατά κύριο λόγο από την αντίσταση της επιδερμίδας του. Η αντίσταση αυτή κυμαίνεται από $1\text{k}\Omega$ μέχρι και $100\text{k}\Omega$ ανάλογα με το σημείο και το είδος της επαφής καθώς και την υγρασία της επιδερμίδας. Επιπλέον, έχει αποδειχθεί ότι η αντίσταση του ανθρώπινου σώματος μειώνεται σε περίπτωση κόπωσης ή κακής ψυχολογικής κατάστασης.

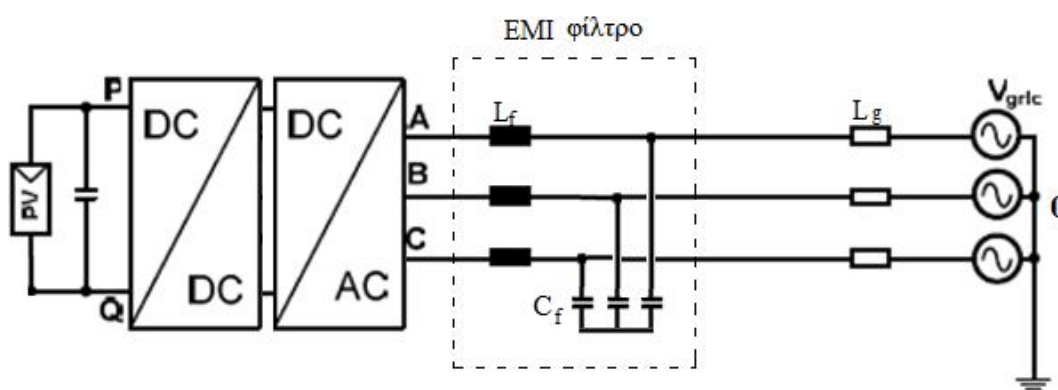


Σχήμα 1.15 Ρεύμα διαρροής & ρεύμα σφάλματος σε Φ/Β διάταξη.

Μοντελοποίηση Διασυνδεδεμένου Φωτοβολταϊκού Συστήματος

2. Εισαγωγή

Στο παρόν κεφάλαιο εξετάζονται όλα τα επιμέρους κυκλώματα που συνθέτουν το συνολικό Φ/Β σύστημα που θα εξεταστεί ως προς τα ρεύματα διαρροής. Συγκεκριμένα, μελετάται μία Φ/Β διάταξη ισχύος 15kW που καλύπτει τα φορτία μίας οικίας. Το συνολικό διάγραμμα της εγκατάστασης από το οποίο λείπει ο μετασχηματιστής απομόνωσης φαίνεται στο Σχήμα 2.1. Η Φ/Β γεννήτρια είναι εγκατεστημένη στη στέγη της οικίας και αποτελείται από συγκεκριμένο αριθμό πλαισίων. Αρχικά, παρουσιάζεται το αναλυτικό καθώς και το απλοποιημένο μοντέλο ενός Φ/Β συστήματος και μελετάται η λειτουργία του τόσο σε επίπεδο κυψελών όσο και σε επίπεδο συστοιχίας. Η τάση εξόδου της γεννήτριας ενισχύεται μέσω ενός dc/dc μετατροπέα ανύψωσης ο οποίος καθορίζει κάθε στιγμή τη βέλτιστη λειτουργία της Φ/Β μονάδας με στόχο την έγχυση της μέγιστης παραγόμενης ισχύος. Στη συνέχεια ένας dc/ac αντιστροφέας μετατρέπει τη συνεχή τάση σε εναλλασσόμενη, ίδιου πλάτους και συχνότητας με αυτή του δικτύου. Εξετάζονται δύο τοπολογίες αντιστροφέων, ο αντιστροφέας πλήρους γέφυρας και ο αντιστροφέας τριών επιπέδων ή NPC. Και στις δύο διατάξεις χρησιμοποιείται η ημιτονοειδής τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών ή SPWM. Ο αντιστροφέας πηγής τάσης είναι αμφίπλευρης ροής και ελέγχει την ενεργό και άεργο ισχύ που εγχέεται στο δίκτυο. Η καταστολή των αρμονικών τάσης και ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα επιτυγχάνεται με ένα EMI φίλτρο. Αναλύονται δύο τοπολογίες φίλτρων, το LC και το LCL και παρουσιάζονται τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα κάθε τοπολογίας. Σε αυτό το κεφάλαιο μελετάται επίσης το ισοδύναμο μοντέλο του δικτύου χαμηλής τάσης και εξετάζεται η επίδραση της στάθμης βραχυκύκλωσης και άρα της σύνθετης αντίστασης σειράς στην αρμονική συμπεριφορά της τάσης και του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα.



Σχήμα 2.1 Διάταξη εξεταζόμενου Φ/Β συστήματος.

2.1 Φωτοβολταϊκή Γεννήτρια

Το ισοδύναμο κύκλωμα μίας ιδανικής Φ/Β κυψέλης αποτελείται από μία πηγή dc ρεύματος και μία δίοδο αντιπαράλληλα συνδεδεμένη όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.2. Η I-V χαρακτηριστική περιγράφεται από την εξίσωση Shockley [10],[17]:

$$I = I_{ph} - I_0 \cdot \left(e^{\frac{qV}{K_B T}} - 1 \right) \quad (2.1)$$

όπου K_B η σταθερά Boltzmann, T η απόλυτη θερμοκρασία σε βαθμούς Kelvin, q το φορτίο του ηλεκτρονίου και V η τάση στα άκρα της ηλιακής κυψέλης. I_0 είναι το ρεύμα κορεσμού της διόδου. Από την εξίσωση (2.1) παρατηρούμε ότι μία ηλιακή κυψέλη στο σκοτάδι ισοδυναμεί πρακτικά με μία δίοδο. Το φωτόρευμα I_{ph} εξαρτάται γραμμικά από την προσπίπτουσα ηλιακή ακτινοβολία.

- Η μέγιστη τιμή του ρεύματος εξόδου είναι $I_{sc} = I_{ph}$ και επιτυγχάνεται όταν $V = 0$, δηλαδή όταν βραχυκυκλωθούν οι ακροδέκτες εξόδου.
- Η μέγιστη τάση εξόδου εμφανίζεται όταν μηδενιστεί το ρεύμα εξόδου. Σε λειτουργία

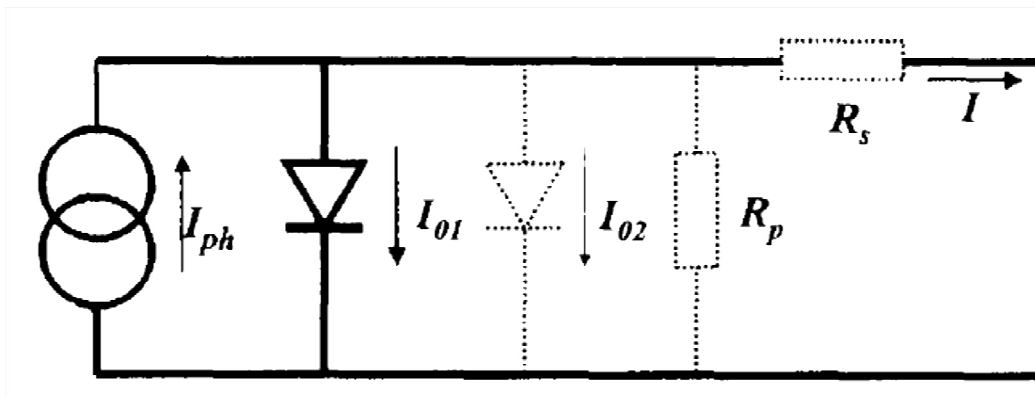
ανοικτού κυκλώματος, δηλαδή, έχουμε $I = 0 \Leftrightarrow I_{ph} = I_0 \cdot \left(e^{\frac{qV}{K_B T}} - 1 \right)$ και άρα

$$V_{oc} = \frac{K_B T}{q} \cdot \ln \left(\frac{I_{ph}}{I_0} + 1 \right)$$

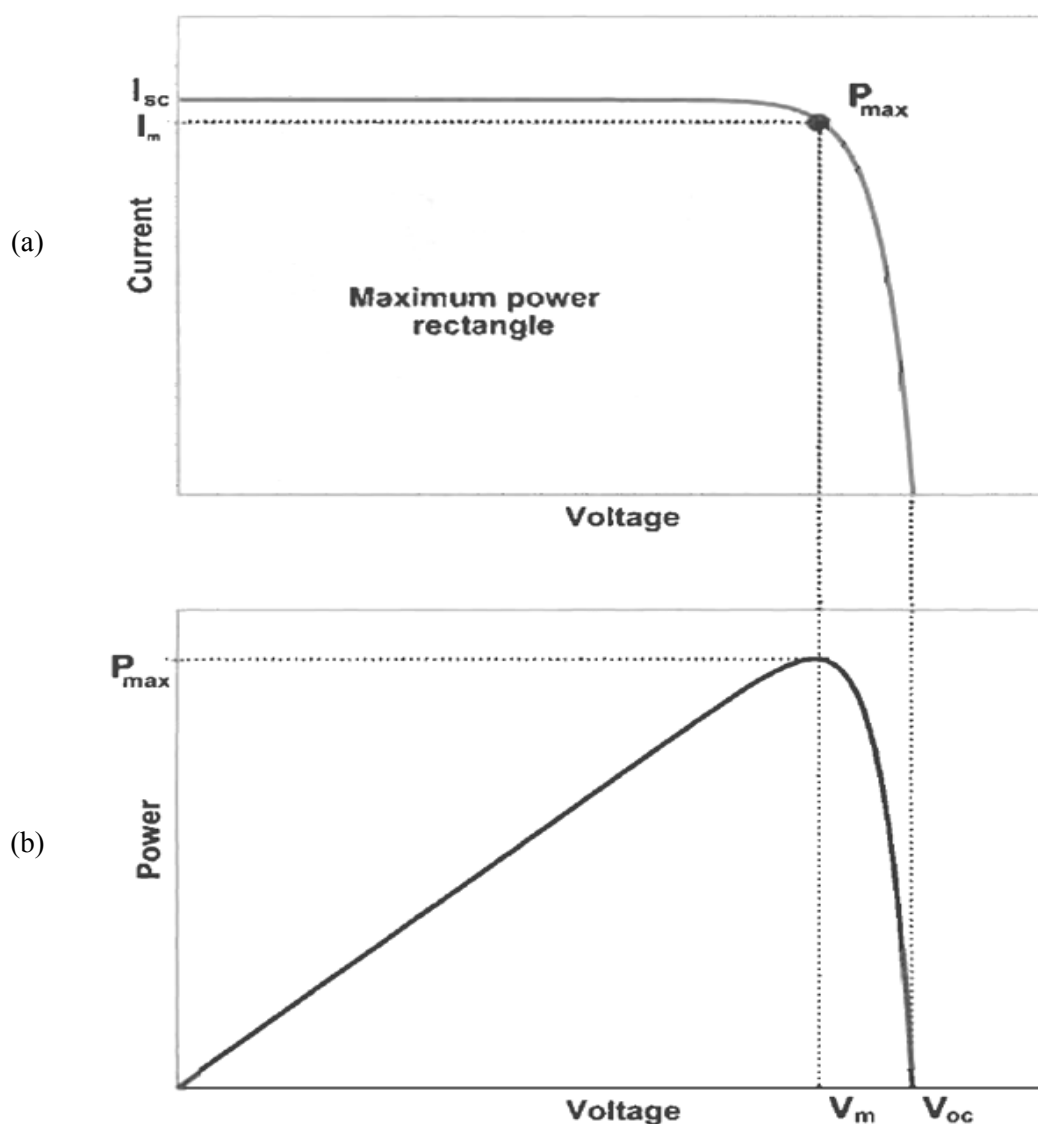
Η καμπύλη ισχύς $P = I \cdot V$ στους ακροδέκτες εξόδου της ηλιακής κυψέλης παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.3. Η μέγιστη ισχύς επιτυγχάνεται σε τάση V_m και σε ρεύμα I_m κοντά στο γόνατο της καμπύλης ισχύος. Ισχύει δηλαδή $P_{max} = I_m \cdot V_m$.

Συχνά, το μοντέλο της ηλιακής κυψέλης που περιγράφηκε παραπάνω είναι ανεπαρκές να περιγράψει την πραγματική συμπεριφορά του Φ/Β. Στο Σχήμα 2.2 φαίνεται το πλήρες μοντέλο της κυψέλης συμπεριλαμβάνοντας όλα τα μη ιδανικά στοιχεία με διακεκομμένες γραμμές. Σε αυτήν την περίπτωση η εξίσωση που περιγράφει τη I-V χαρακτηριστική του Φ/Β είναι [17]:

$$I = I_{ph} - I_{01} \cdot \left(e^{\frac{V+IR_s}{K_B T}} - 1 \right) - I_{02} \cdot \left(e^{\frac{V+IR_s}{2K_B T}} - 1 \right) - \frac{V+IR_s}{R_p} \quad (2.2)$$

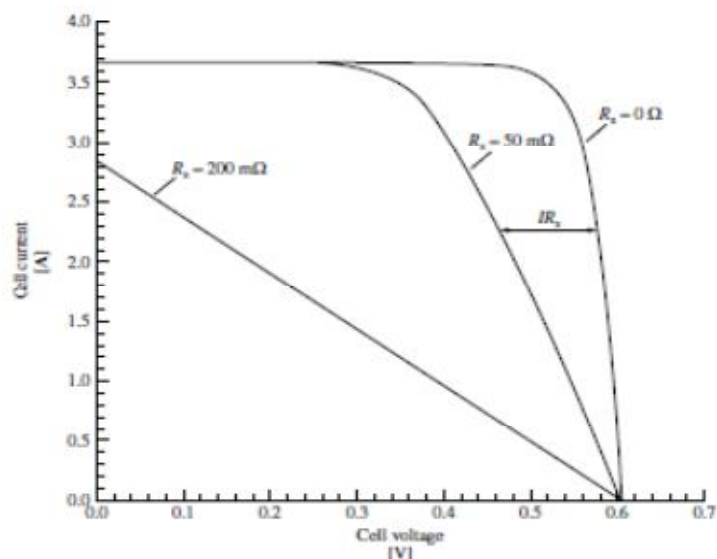


Σχήμα 2.2 Ισοδύναμο κύκλωμα ιδανικής Φ/Β κυψέλης (με συνεχή γραμμή). Τα μη ιδανικά στοιχεία φαίνονται με διακεκομμένες γραμμές [17].

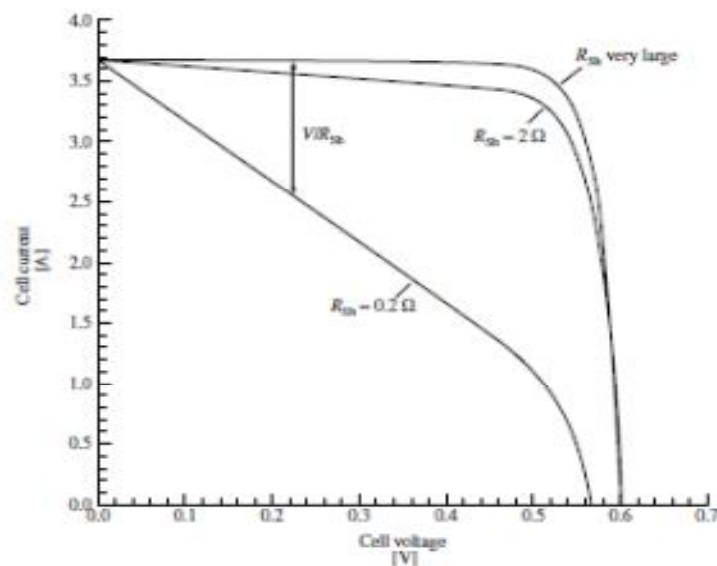


Σχήμα 2.3 (a) I - V χαρακτηριστική ιδανικής Φ/B κυψέλης. (b) Ισχύς εξόδου Φ/B κυψέλης [17].

- Αντίσταση σειράς: Μία από τις βασικότερες αστοχίες του απλού μοντέλου είναι η παράληψη των απωλειών αντίστασης σειράς που υπάρχουν πάντα σε πραγματικές Φ/B κυψέλες. Ουσιαστικά, το παραγόμενο ρεύμα διέρχεται μέσα από ημιαγωγικά υλικά που παρουσιάζουν ωμικό χαρακτήρα. Πιο συγκεκριμένα, ταξιδεύει μέσα από την περιοχή της βάσης που γενικά δεν είναι έντονα νοθευμένη αλλά και μέσα από την περιοχή του εκπομπού που, παρόλο που είναι έντονα νοθευμένη έχει μικρό μήκος. Παράλληλα, οι μεταλλικές επαφές και οι αγωγοί συλλογής ρεύματος (current collecting buses) συνεισφέρουν στις συνολικές ωμικές απώλειες. Όλες αυτές οι απώλειες αντιπροσωπεύονται με μία αντίσταση σειράς R_s . Η επίδραση της αντίστασης σειράς φαίνεται στο Σχήμα 2.4.
- Παράλληλη αντίσταση: Οι Φ/B κυψέλες παράγονται μαζικά σε δίσκους μεγάλης διαμέτρου (wafers) ή σε μεγάλης επιφάνειας thin film υλικού. Αυτό έχει ως συνέπεια να παρουσιάζονται αστοχίες- παρασιτικές αντιστάσεις στην περίμετρο της κυψέλης και τοπικά βραχυκυκλώματα στην περιοχή του εκπομπού. Τα παραπάνω αναπαριστώνται με μία αντίσταση παράλληλα συνδεδεμένη με τη πηγή dc ρεύματος. Η επίδραση της παράλληλης αντίστασης φαίνεται στο Σχήμα 2.5.



Σχήμα 2.4 Επίδραση αντίστασης σειράς στη I - V χαρακτηριστική της Φ/B κυψέλης [17].



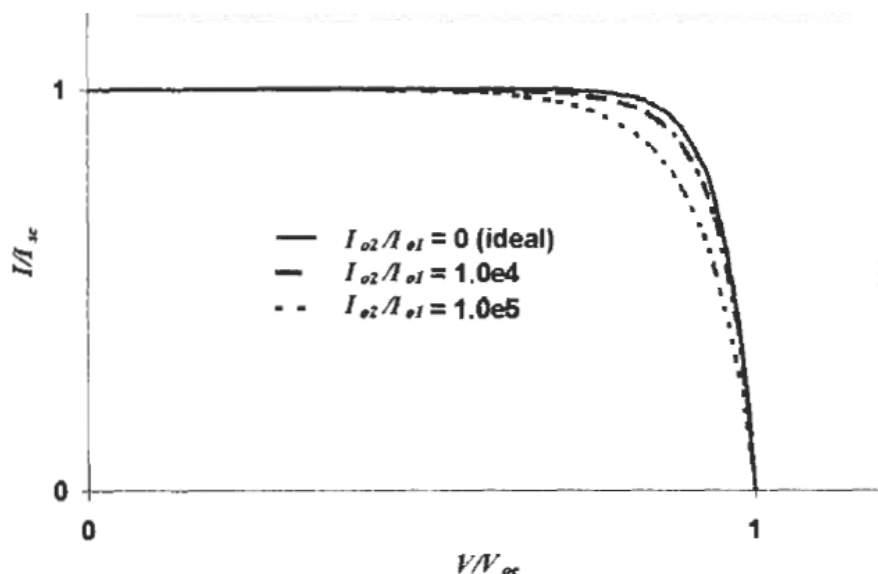
Σχήμα 2.5 Επίδραση παράλληλης αντίστασης στη I - V χαρακτηριστική της Φ/B κυψέλης [17].

- Δεύτερη αντιπαράλληλη διάδος: Εισάγεται συχνά στη μοντελοποίηση για να προσεγγίζονται καλύτερα πραγματικές I - V καμπύλες. Η δεύτερη διάδος αναπαριστά μη ωμικά ρεύματα παράλληλα της πηγής dc ρεύματος. Ο παράγοντας στον παρανομαστή του εκθετικού όρου επιλέγεται να είναι $n \neq 1$ και συνήθως χρησιμοποιείται $n = 2$. Η επίδραση της δεύτερης διόδου φαίνεται στο Σχήμα 2.6.

Στο πλήρες μοντέλο, το ρεύμα βραχυκύκλωσης (μέγιστο ρεύμα εξόδου) είναι:

$$I_{sc} = I_{ph} - I_{01} \cdot \left(e^{\frac{IR_s}{K_B T}} - 1 \right) - I_{02} \cdot \left(e^{\frac{IR_s}{2K_B T}} - 1 \right) - \frac{IR_s}{R_p} \quad (2.3)$$

Στην πράξη, το I_{sc} διαφέρει λίγο από το I_{ph} λόγω της μικρής R_s που επιτυγχάνεται με καλό σχεδιασμό των μεταλλικών επαφών και των επιπέδων νόθευσης καθώς επίσης και λόγω της μεγάλης R_p που επιβάλλουν οι κανονισμοί. Συνήθως η τιμή της R_s είναι μικρότερη του $1 \text{ m}\Omega$.



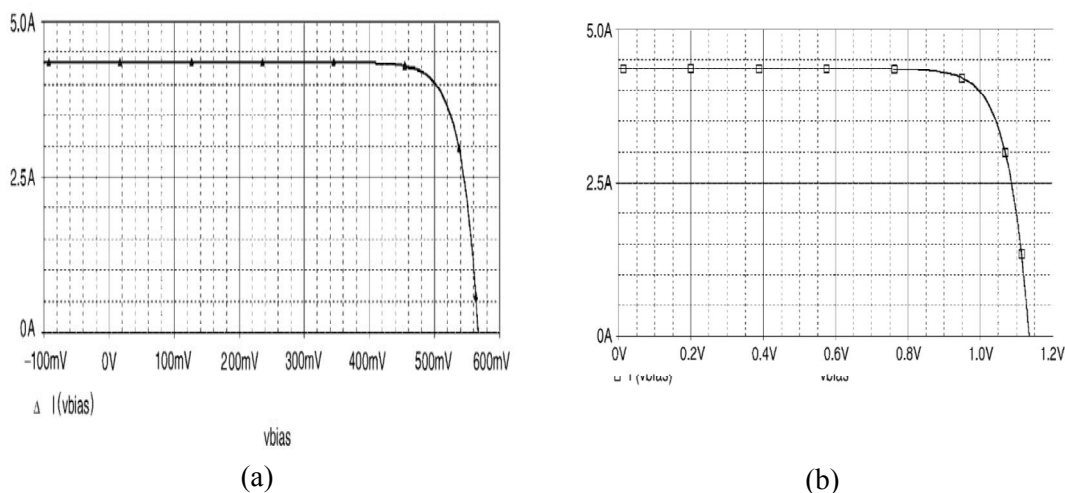
Σχήμα 2.6 Επίδραση δεύτερης διόδου στη I - V χαρακτηριστική της Φ/B κυψέλης [17].

Η τάση ανοικτοκύκλωσης του πλήρους μοντέλου δίνεται από τη λύση της εξίσωσης:

$$0 = I_{ph} - I_{01} \cdot \left(e^{\frac{V_{oc}}{K_B T}} - 1 \right) - I_{02} \cdot \left(e^{\frac{V_{oc}}{2K_B T}} - 1 \right) - \frac{V_{oc}}{R_p} \quad (2.4)$$

Από την παραπάνω σχέση, διαπιστώνεται ότι η V_{oc} είναι ανεξάρτητη της αντίστασης σειράς R_s .

Μία μεμονωμένη ηλιακή κυψέλη έχει περιορισμένες δυνατότητες σε εφαρμογές υψηλών τάσεων καθώς η τάση ανοικτοκύκλωσης κυμαίνεται σε χαμηλά επίπεδα. Στις περισσότερες Φ/B εφαρμογές απαιτείται τάση εξόδου της τάξης των δεκάδων Volts. Κρίνεται λοιπόν απαραίτητη η σύνδεση σε σειρά πολλών Φ/B κυψελών ώστε να αυξηθούν τα επίπεδα τάσης εξόδου. Για να παραχθεί όμως η απαιτούμενη ισχύς, δεν αρκεί μόνο η ανύψωση της τάσης. Πρέπει να αυξηθεί και το ρεύμα. Γνωρίζοντας ότι το φωτόρρευμα (δηλαδή το ρεύμα βραχυκύκλωσης) εξαρτάται από την επιφάνεια της κυψέλης και δεδομένου ότι οι κυψέλες κατασκευάζονται σε καθορισμένα μεγέθη θα πρέπει να συνδεθούν παράλληλα κυψέλες και Φ/B μονάδες για την παραγωγή του επιθυμητού επιπέδου ρεύματος.



Σχήμα 2.7 (α) I - V χαρακτηριστική μίας Φ/B κυψέλης. (β) I - V χαρακτηριστική δύο όμοιων εν σειρά συνδεδεμένων Φ/B κυψελών

Η I-V χαρακτηριστική ενός συστήματος Φ/Β κυψελών συνδεδεμένων σε σειρά έχει την ίδια μορφή με την χαρακτηριστική της μίας κυψέλης, το ίδιο ρεύμα βραχυκύκλωσης και πολλαπλάσια τάση εξόδου ανάλογα με τον αριθμό των συνδεδεμένων κυψελών. Αν για παράδειγμα η I-V χαρακτηριστική είναι αυτή του Σχήματος 2.7(a), τότε η I-V δύο εν σειρά συνδεδεμένων κυψελών είναι αυτή του Σχήματος 2.7(b).

Ένα μειονέκτημα της εν σειρά σύνδεσης Φ/Β κυψελών είναι ότι το ρεύμα που τις διαρρέει καθορίζεται από την κυψέλη με τη λιγότερη ηλιακή ακτινοβολία. Με άλλα λόγια, το ρεύμα σειράς θα είναι το ελάχιστο ρεύμα που παράγει κάθε κυψέλη. Αν λοιπόν, μία ηλιακή κυψέλη βρεθεί στο σκοτάδι, τότε αυτή συμπεριφέρεται ως ανοικτοκύκλωμα και κατά συνέπεια όλη η σειρά θα συμπεριφέρεται ως ανοικτοκύκλωμα. Μία μέθοδος αντιμετώπισης αυτού του προβλήματος είναι η τοποθέτηση διόδων παράλληλα με κάθε κυψέλη (bypass diodes).

Σε μοντέλα προσομοίωσης δεν ενδείκνυται η κατασκευή Φ/Β συστοιχίας από $N_s \times N_p$ κυψέλες λόγω μεγάλης πολυπλοκότητας του κυκλώματος. Αντίθετα, προτιμάται η εξής διαδικασία [10]:

Θεωρούμε το απλοποιημένο μοντέλο της ηλιακής κυψέλης στο οποίο η παράλληλη αντίσταση έχει πολύ μεγάλη τιμή και μπορεί να αγνοηθεί. Επιπρόσθετα, παραλείπεται και η δεύτερη αντιπαράλληλη δίοδος. Υποθέτουμε δηλαδή $R_p = \infty$ και $I_{02} = 0$ και τώρα η εξίσωση της I-V χαρακτηριστικής θα έχει τη μορφή:

$$I = I_{ph} - I_{01} \cdot \left(e^{\frac{V + IR_s}{K_B T}} - 1 \right) \quad (2.5)$$

Για την $N_s \times N_p$ συστοιχία κυψελών ισχύει:

$$I_{Module} = N_p \cdot I \quad (2.6\alpha)$$

$$I_{sc_Module} = N_p \cdot I_{sc} \quad (2.6\beta)$$

$$V_{Module} = N_s \cdot V \quad (2.6\gamma)$$

$$V_{oc_Module} = N_s \cdot V_{oc} \quad (2.6\delta)$$

Η τιμή της αντίστασης σειράς για όλη τη συστοιχία (module) είναι:

$$R_{s_Module} = \frac{N_s}{N_p} \cdot R_s \quad (2.7)$$

Αντικαθιστώντας τα παραπάνω στην εξίσωση (2.5) λαμβάνουμε:

$$\frac{I_{Module}}{N_p} = \frac{I_{sc_Module}}{N_p} - I_{01} \cdot \left(e^{\frac{V_{Module} + I_{Module} \cdot \frac{N_p}{N_s} R_{s_Module}}{K_B T}} - 1 \right) \Leftrightarrow$$

$$I_{Module} = I_{sc_Module} - N_p \cdot I_{01} \cdot \left(e^{\frac{V_{Module} + I_{Module} \cdot R_{s_Module}}{N_s K_B T}} - 1 \right) \quad (2.8)$$

Επίσης, από την (2.5) λύνοντας ως προς I_{01} παίρνουμε:

$$I_{01} = \frac{I_{sc}}{\left(e^{\frac{V_{oc}}{K_B T}} - 1 \right)} \quad (2.9\alpha)$$

$$I_{01} = \frac{I_{sc_Module}}{N_p \left(e^{\frac{V_{oc_Module}}{N_s K_B T}} - 1 \right)} \quad (2.9\beta)$$

Η τελευταία σχέση αναδεικνύεται πολύ χρήσιμη καθώς μπορεί να υπολογιστεί το I_{01} από το ρεύμα βραχυκύκλωσης και την τάση ανοικτοκύκλωσης όλης της συστοιχίας τα οποία δίνονται από τον κατασκευαστή. Χρησιμοποιώντας την (2.9β) στην (2.8) προκύπτει:

$$I_{Module} = I_{sc_Module} - I_{sc_Module} \cdot \frac{\left(e^{\frac{V_{Module} + I_{Module} \cdot R_{s_Module}}{N_s K_B T}} - 1 \right)}{\left(e^{\frac{V_{oc_Module}}{N_s K_B T}} - 1 \right)} \quad (2.10\alpha)$$

η οποία αν παραλείψουμε τους όρους -1 στις παρενθέσεις καταλήγει στην ακόλουθη

$$I_{Module} = I_{sc_Module} \cdot \left(1 - e^{-\frac{V_{Module} + I_{Module} \cdot R_{s_Module} - V_{oc_Module}}{N_s K_B T}} \right) \quad (2.10\beta)$$

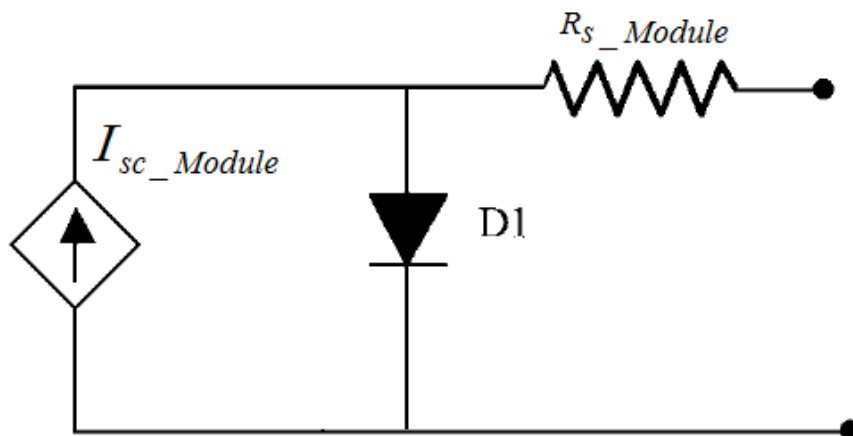
Τέλος, η αντίσταση σειράς της συστοιχίας συνήθως δεν δίνεται στα φύλλα προδιαγραφών και πρέπει να υπολογιστεί.

$$R_{s_Module} = \frac{V_{oc_Module}}{I_{sc_Module}} - \frac{P_{Max_Module}}{FF_{0_Module} \cdot I_{sc_Module}^2} \quad (2.11)$$

όπου

$$FF_{0_Module} = \frac{\frac{V_{oc_Module}}{N_s K_B T} - \ln\left(\frac{V_{oc_Module}}{N_s K_B T} + 0.72\right)}{1 + \frac{V_{oc_Module}}{N_s K_B T}} \quad (2.12)$$

Η εξίσωση (2.10β) περιγράφει το γνωστό κύκλωμα της εικόνας 2.2. Τώρα λοιπόν, είμαστε σε θέση να προσομοιάσουμε οποιαδήποτε συστοιχία Φ/Β γνωρίζοντας τις παραμέτρους που δίνονται από τα φύλλα προδιαγραφών.



Σχήμα 2.8 Ισοδύναμο κύκλωμα Φ/Β συστοιχίας.

2.2 Μετατροπέας Συνεχούς Τάσης (Dc/Dc)

Οι dc/dc μετατροπείς χρησιμοποιούνται ευρέως σε συστήματα παραγωγής ενέργειας σταθερής τάσης και σε κυκλώματα ελέγχου dc ηλεκτρικών κινητήρων. Ρόλος των κυκλωμάτων αυτών είναι η μετατροπή της κυμαινόμενης τάση εισόδου σε ελεγχόμενη στα επιθυμητά επίπεδα τάση στην έξοδο. Οι δύο βασικές τοπολογίες των μετατροπέων dc/dc είναι οι εξής:

- Μετατροπέας υποβιβασμού τάσης (step down – buck – converter)
- Μετατροπέας ανύψωσης τάσης (step up – boost – converter)

Άλλοι μετατροπείς που υπάρχουν στη βιβλιογραφία όπως ο buck-boost converter και ο full-bridge converter είναι παραλλαγές των δύο βασικών τοπολογιών.

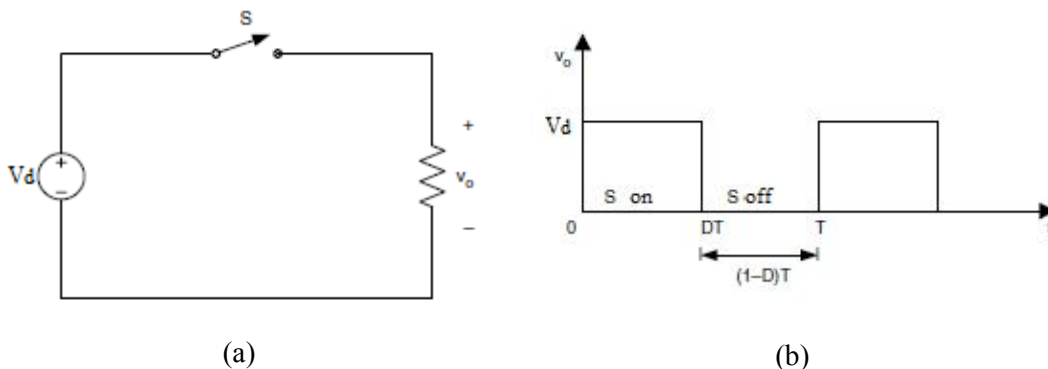
Η ρύθμιση της τάσης στην έξοδο ενός dc/dc μετατροπέα επιτυγχάνεται με τον έλεγχο του χρόνου αγωγής (t_{on}) και σβέσης (t_{off}) του ημιαγωγικού διακόπτη. Μία δημοφιλής μέθοδος ελέγχου είναι να διατηρείται σταθερή η διακοπτική συχνότητα (άρα και σταθερή διακοπτική περίοδος $T_s = t_{on} + t_{off}$) και να μεταβάλλεται το διάστημα αγωγής t_{on} ώστε να ρυθμίζεται η τάση εξόδου στα επιθυμητά επίπεδα. Η αρχή λειτουργίας ενός dc/dc μετατροπέα με την μέθοδο που περιγράφηκε παραπάνω φαίνεται στο Σχήμα 2.9 [1],[12],[14].

Το σήμα που ελέγχει το χρόνο αγωγής και σβέσης του ημιαγωγικού διακόπτη είναι το αποτέλεσμα της σύγκρισης ενός σήματος ελέγχου ($V_{control}$) με μία επαναλαμβανόμενη κυματομορφή. Συνήθως το $V_{control}$ είναι το σήμα σφάλματος, η διαφορά δηλαδή της πραγματικής τάσης εξόδου από την επιθυμητή, ενισχυμένο. Η διακοπτική συχνότητα είναι σταθερή και επιλέγεται μεταξύ μερικών kHz μέχρι μερικών δεκάδων kHz. Όταν το σήμα ελέγχου, του οποίου οι διακυμάνσεις είναι πολύ αργές σχετικά με τη διακοπτική συχνότητα, είναι μεγαλύτερο του σήματος αναφοράς τότε ο διακόπτης είναι σε αγωγή. Στην αντίθετη περίπτωση, ο διακόπτης τίθεται εκτός (off). Ο βαθμός χρησιμοποίησης του διακόπτη ορίζεται ο λόγος:

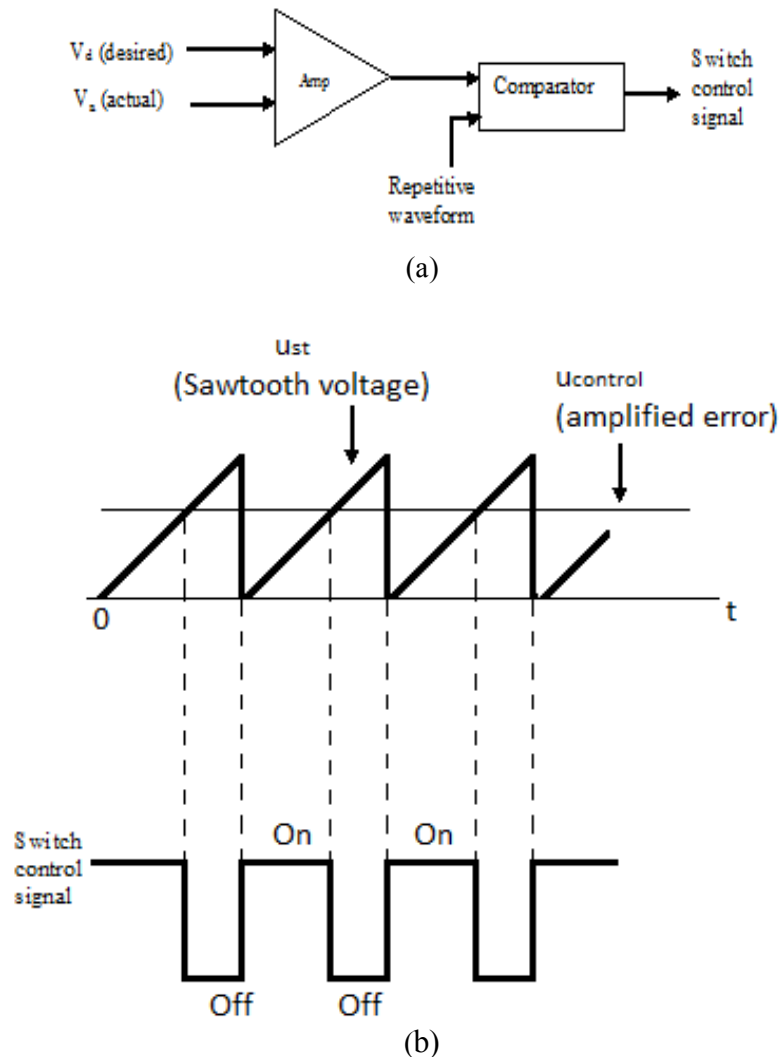
$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (2.13)$$

Ο dc/dc μετατροπέας μπορεί να έχει δύο καταστάσεις λειτουργίας: (1) συνεχές ρεύμα αγωγής και (2) ασυνεχές ρεύμα αγωγής [1],[14]. Τα χαρακτηριστικά των δύο καταστάσεων διαφέρουν εντόνως και οι διαφορές τους πρέπει να επισημαίνονται σε κάθε κατηγορία μετατροπέα.

Στη συνέχεια, γίνεται λεπτομερής αναφορά στον τρόπο λειτουργίας των δύο βασικών τοπολογιών στη μόνιμη κατάσταση.



Σχήμα 2.9 Αρχή λειτουργίας dc/dc μετατροπέα. (α) Βασική μορφή dc/dc μετατροπέα. (β) Τάση εξόδου εξαρτώμενη από το χρόνο αγωγής t_{on} [12].



Σχήμα 2.10 Τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών. (a) Block διάγραμμα. (b) Συγκρινόμενα σήματα [14]

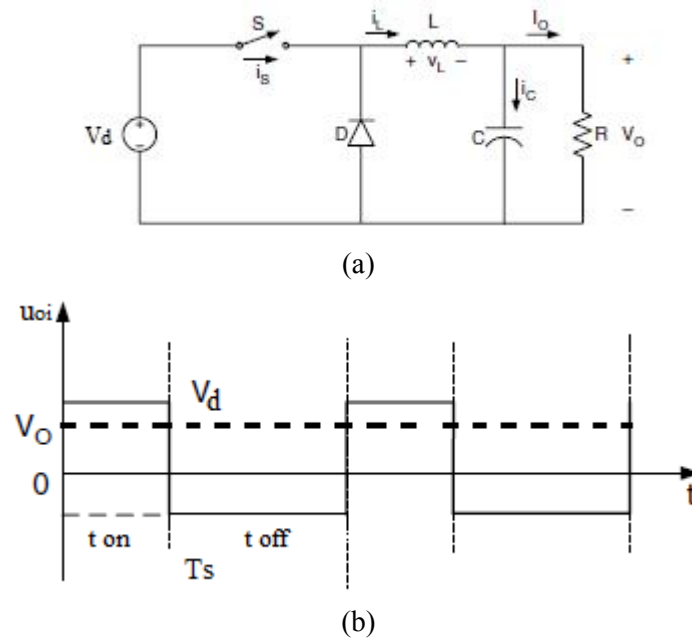
2.2.1 Μετατροπέας Υποβιβασμού Τάσης (buck converter)

Όπως υποδηλώνει και το όνομά του, ο μετατροπέας αυτός παράγει στην έξοδό του μειωμένη τάση σε σχέση με την είσοδό του. Συγκεκριμένα μπορεί να παράγει τάσεις από 0V μέχρι και τη τάση τροφοδοσίας V_d . Όπως παρουσιάζεται και στο Σχήμα 2.11 η μέση τιμή της τάσης εξόδου είναι:

$$V_0 = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_0(t) dt = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{t_{on}} V_d dt + \int_{t_{on}}^{T_s} 0 dt \right) = \frac{t_{on}}{T_s} \cdot V_d = D \cdot V_d \quad (2.14)$$

Μεταβάλλοντας το βαθμό χρησιμοποίησης του διακόπτη $\frac{t_{on}}{T_s}$ ελέγχεται η τάση εξόδου V_0 .

Αξίζει να σημειωθεί ότι η έξοδος εξαρτάται γραμμικά από την είσοδο. Όταν $t_{on} = 0$ η έξοδος παίρνει την ελάχιστη τιμή της (μηδενική τάση) και όταν $t_{on} = T_s$ η έξοδος παίρνει τη μέγιστη τιμή της ($V_0 = V_d$).



Σχήμα 2.11 Μετατροπέας υποβιβασμού τάσης [12].

- Μετατροπέας Υποβιβασμού Με Συνεχές Ρεύμα Αγωγής

Όσο ο διακόπτης είναι σε αγωγή, η διόδος πολώνεται ανάστροφα και έτσι, θετική τάση εμφανίζεται στα άκρα του πηνίου ($v_L = V_d - V_0$) με αποτέλεσμα το ρεύμα που το διαρρέει να αυξάνεται γραμμικά. Σε αυτή τη φάση λειτουργίας, ενέργεια μεταφέρεται στο φορτίο και φορτίζεται το πηνίο εξόδου.

Όσο ο διακόπτης είναι σε αποκοπή, ρεύμα διαρρέει τη διόδο και ένα μέρος της ενέργειας του πηνίου μεταφέρεται στο φορτίο. Τώρα η τάση στα άκρα του πηνίου είναι $v_L = -V_0$. Κατά την ίδια φάση λειτουργίας, εκφορτίζεται και ο πυκνωτής εξόδου πάνω στο φορτίο. Συνήθως η τιμή του πυκνωτή εξόδου είναι πολύ μεγάλη ώστε να είναι σταθερή η τάση εξόδου.

Σε χρόνο μίας περιόδου, το ολοκλήρωμα της τάσης του πηνίου πρέπει να είναι μηδενικό ήτοι:

$$0 = \int_0^{T_s} v_L(t) dt = \int_0^{t_{on}} (V_d - V_0) dt + \int_{t_{on}}^{T_s} (-V_0) dt \Leftrightarrow$$

$$t_{on} \cdot (V_d - V_0) = (T_s - t_{on}) \cdot V_0 \Leftrightarrow$$

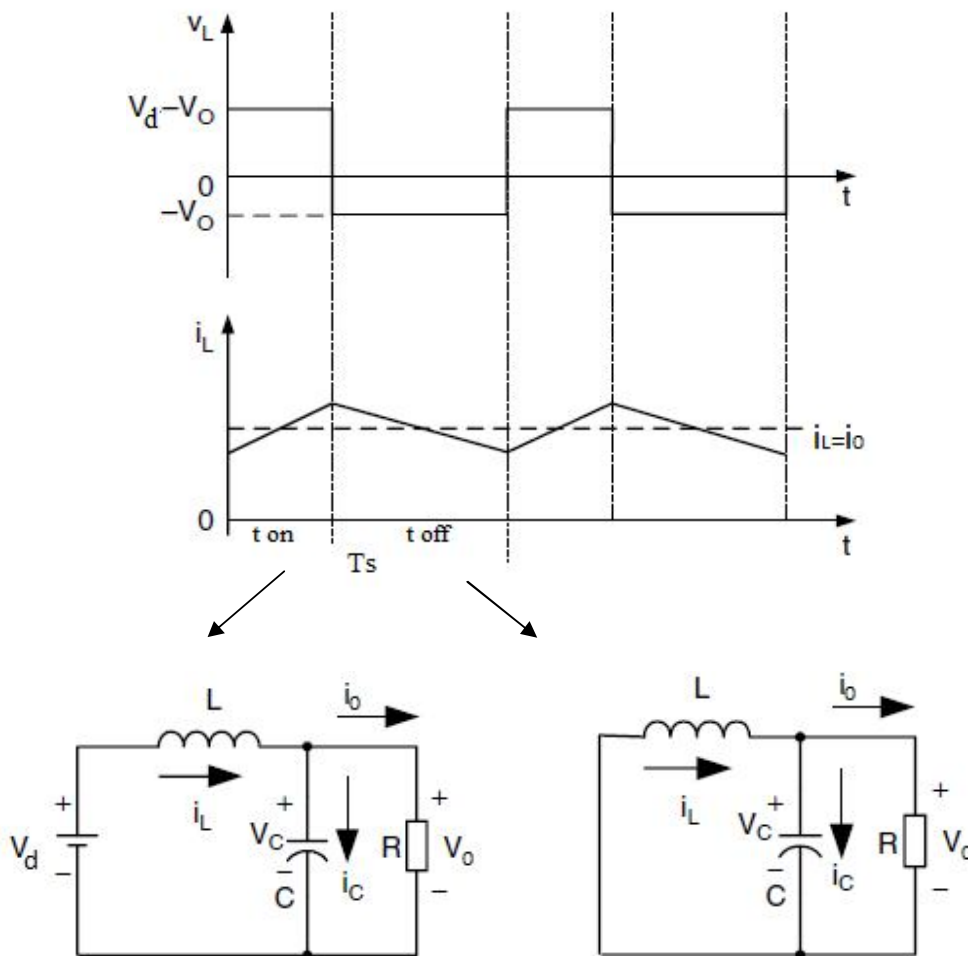
$$V_0 = \frac{t_{on}}{T_s} V_d$$

Επιπλέον θεωρώντας μηδενικές τις απώλειες ενέργειας του μετατροπέα προκύπτει:

$$P_d = P_0 \Leftrightarrow$$

$$V_d I_d = V_0 I_0 \Leftrightarrow$$

$$I_0 = \frac{T_s}{t_{on}} I_d$$

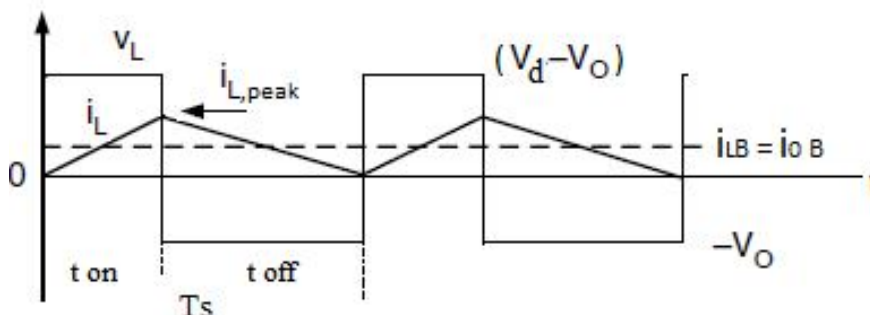


Σχήμα 2.12 Μετατροπέας υποβιβασμού τάσης με συνεχές ρεύμα αγωγής. (α) Διακόπτης σε αγωγή. (β) Διακόπτης σε αποκοπή [12].

• Μετατροπέας Υποβιβασμού Με Ασυνεχές Ρεύμα Αγωγής

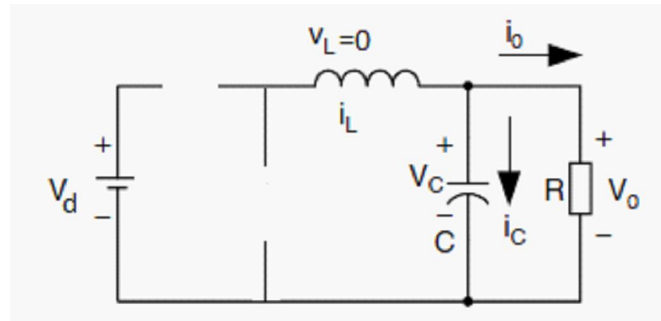
Στα όρια του συνεχούς και ασυνεχούς ρεύματος αγωγής, το ρεύμα του πηνίου μηδενίζεται στιγμιαία στο τέλος του χρονικού διαστήματος t_{off} . Το ρεύμα πηνίου σε αυτή την περίπτωση συμβολίζεται με I_{LB} και ικανοποιεί την σχέση:

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L,peak} = \frac{1}{2} \frac{t_{on}}{L} (V_d - V_o) = \frac{DT_s}{2L} (V_d - V_o) = \frac{T_s \cdot V_o}{2L} (1 - D) \tag{2.15}$$

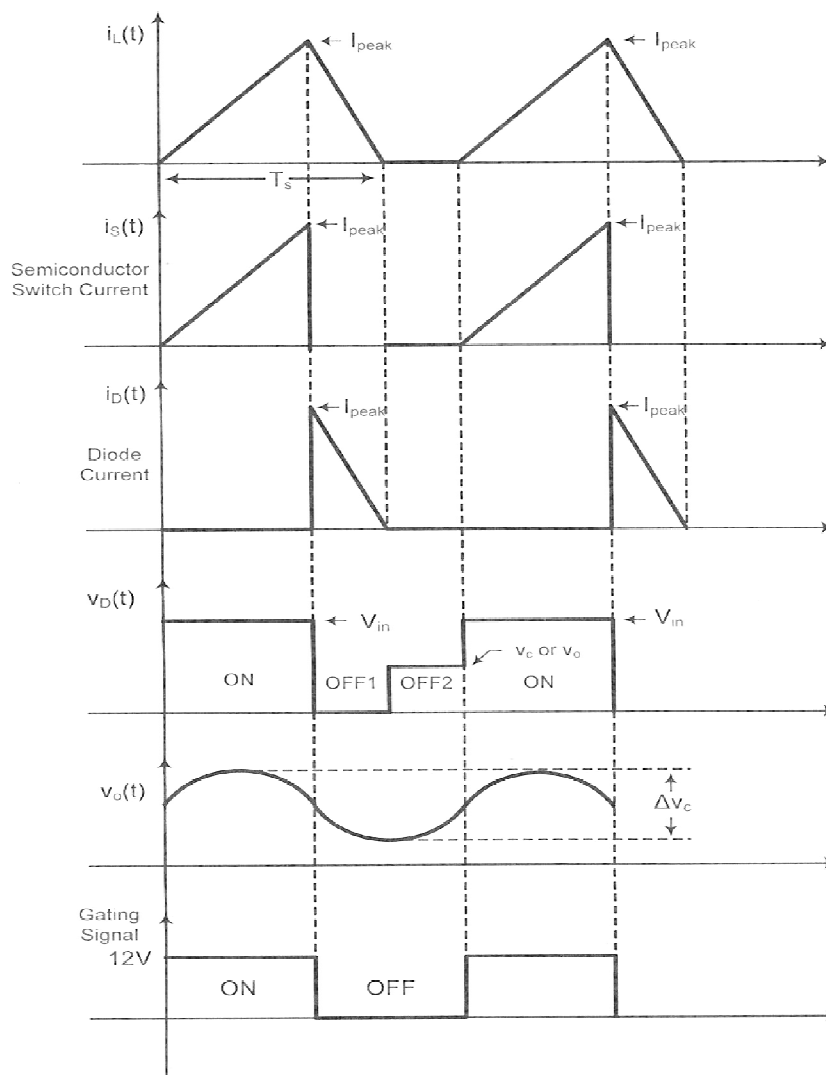


Σχήμα 2.13 Μετατροπέας υποβιβασμού τάσης με ασυνεχές ρεύμα αγωγής. Οριακή περίπτωση ασυνέχειας ρεύματος I_{LB}

Στη περίπτωση του μετατροπέα με ασυνεχές ρεύμα αγωγής, εμφανίζεται μία ακόμη δυνατή κατάσταση λειτουργίας. Συγκεκριμένα, όταν το ρεύμα του πηνίου μηδενίζεται και παράλληλα βρίσκονται σε αποκοπή τόσο ο διακόπτης όσο και η διάδος, ο πυκνωτής εξόδου τροφοδοτεί με ισχύ το φορτίο. Το ισοδύναμο κύκλωμα παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.14 και οι κυματομορφές ρεύματος και τάσης όταν το ρεύμα πηνίου είναι ασυνεχές, φαίνονται στο Σχήμα 2.15.



Σχήμα 2.14 Μετατροπέας υποβιβασμού τάσης με ασυνεχές ρεύμα αγωγής. Ισοδύναμο κύκλωμα όταν δεν άγει κανένας ημιαγωγός [12].



Σχήμα 2.15 Κυματομορφές μετατροπέα υποβιβασμού τάσης με ασυνεχές ρεύμα αγωγής [1].

- Διακύμανση τάσης εξόδου

Θεωρώντας ότι όλη η διακύμανση του ρεύματος πηνίου περνάει μέσα από τον πυκνωτή, η μεταβολή του φορτίου του πυκνωτή θα είναι $\Delta Q = C \cdot \Delta V_0$ και θα αντιπροσωπεύεται από το γραμμοσκιασμένο τρίγωνο του Σχήματος 2.16. Ισχύει λοιπόν:

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left(\frac{T_s}{2} \right) \left(\frac{\Delta I_L}{2} \right) \quad (2.16)$$

Άρα η διακύμανση της τάσης εξόδου είναι:

$$\Delta V_0 = \frac{T_s \cdot \Delta I_L}{8 \cdot C} \quad (2.17)$$

Και η διακύμανση του ρεύματος κατά την χρονική διάρκεια t_{off} είναι:

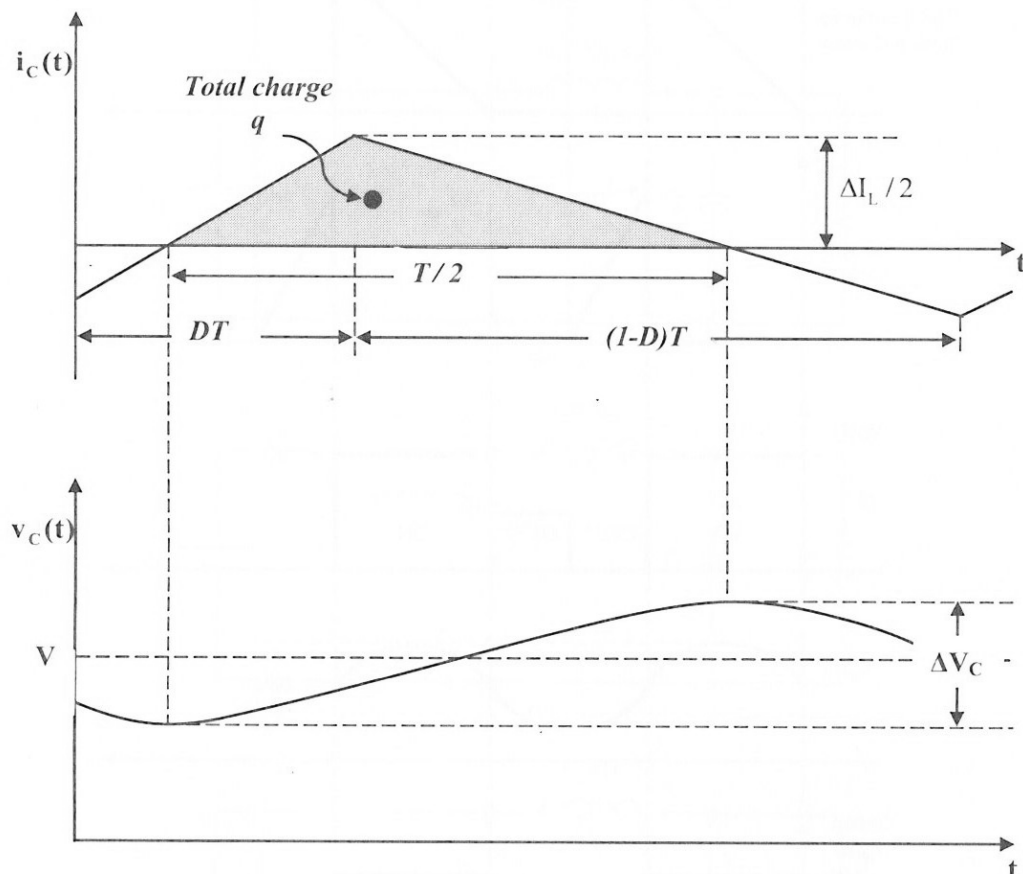
$$\Delta I_L = \frac{V_0}{L} (1-D) T_s \quad (2.18)$$

Αντικαθιστώντας την (2.18) στην (2.17) λαμβάνουμε:

$$\Delta V_0 = \frac{T_s^2 \cdot (1-D) \cdot V_0}{8 \cdot L \cdot C} = \frac{\pi^2}{2} (1-D) \left(\frac{f_c}{f_s} \right)^2 \quad (2.19)$$

όπου

$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.20)$$



Σχήμα 2.16 Μετατροπέας υποβιβασμού τάσης. Διακύμανση της τάσης εξόδου [1].

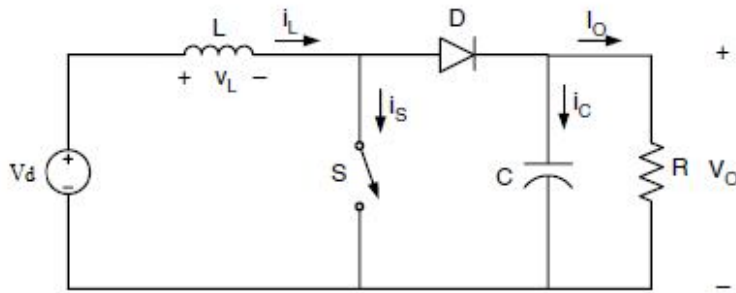
2.2.2 Μετατροπέας Ανύψωσης Τάσης (boost converter)

Όπως υποδηλώνει και το όνομά του, ο μετατροπέας αυτός (βλ. Σχήμα 2.17) παράγει στην έξοδό του τάση πάντα μεγαλύτερη της τάσης εισόδου. Η μέγιστη τιμή που μπορεί να εμφανιστεί στην έξοδο είναι ουσιαστικά επτά φορές η τάση εισόδου.

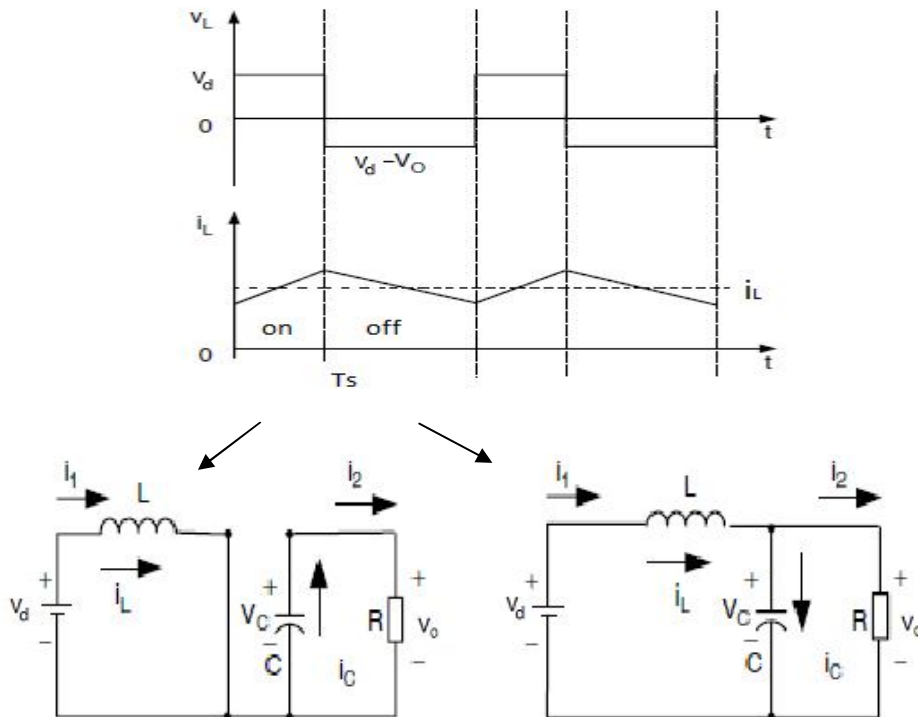
- Μετατροπέας Ανύψωσης Με Συνεχές Ρεύμα Αγωγής

Όσο ο διακόπτης είναι σε αγωγή, η δίοδος πολώνεται ανάστροφα και έτσι απομονώνεται το στάδιο εξόδου. Θετική τάση εμφανίζεται στα άκρα του πηνίου ($v_L = V_d$) με αποτέλεσμα το ρεύμα που το διαρρέει να αυξάνεται γραμμικά. Σε αυτή τη φάση λειτουργίας, φορτίζεται το πηνίο και παράλληλα εκφορτίζεται ο πυκνωτής στο φορτίο.

Όσο ο διακόπτης είναι σε αποκοπή, το φορτίο τροφοδοτείται με ενέργεια τόσο από την πηγή τάσης όσο και από την εκφόρτιση του πηνίου ανύψωσης. Ρεύμα διαρρέει τη δίοδο και ένα μέρος της ενέργειας του πηνίου μεταφέρεται στο φορτίο. Τώρα η τάση στα άκρα του πηνίου είναι $v_L = V_d - V_0$. Το ρεύμα του πηνίου αρχίζει να μειώνεται γραμμικά καθώς αυτό εκφορτίζεται.



Σχήμα 2.17 Μετατροπέας ανύψωσης τάσης [12].



Σχήμα 2.18 Μετατροπέας ανύψωσης τάση με συνεχές ρεύμα αγωγής [12].

Στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας και σε χρόνο μίας περιόδου, το ολοκλήρωμα της τάσης του πηνίου πρέπει να είναι μηδενικό ήτοι:

$$t_{on} \cdot V_d + t_{off} (V_d - V_0) = 0 \Leftrightarrow$$

$$V_0 = \frac{T_s}{t_{off}} V_d = \frac{1}{1-D} V_d$$

$$\frac{V_0}{V_d} = \frac{1}{1-D} \quad (2.21)$$

Επιπλέον θεωρώντας μηδενικές τις απώλειες ενέργειας του μετατροπέα προκύπτει:

$$P_d = P_0 \Leftrightarrow$$

$$V_d I_d = V_0 I_0 \Leftrightarrow$$

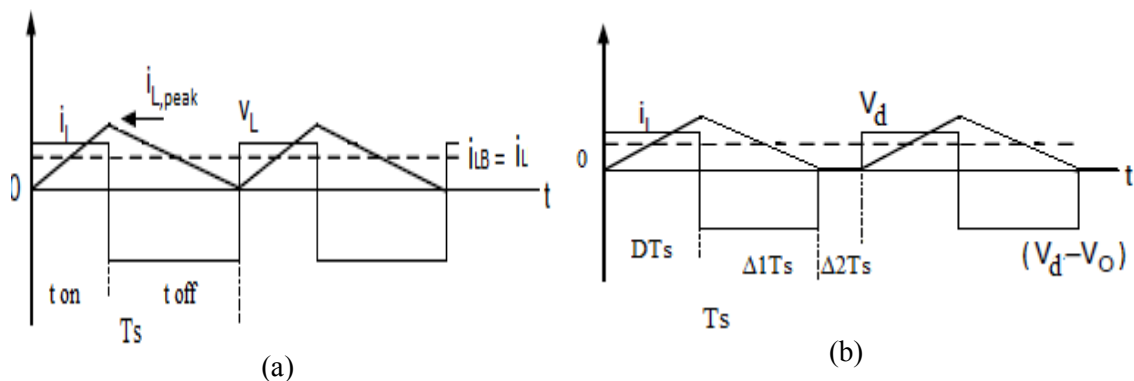
$$I_0 = (1-D) I_d$$

- Μετατροπέας Ανύψωσης Με Ασυνεχές Ρεύμα Αγωγής

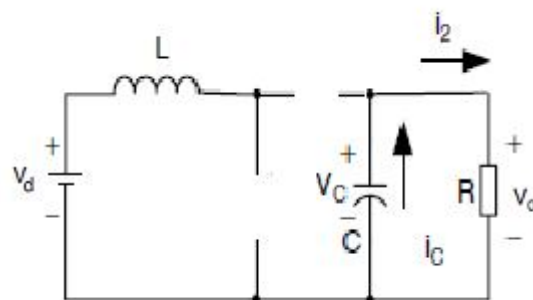
Στα όρια του συνεχούς και ασυνεχούς ρεύματος αγωγής, το ρεύμα του πηνίου μηδενίζεται στιγμιαία στο τέλος του χρονικού διαστήματος t_{off} . Το ρεύμα πηνίου σε αυτή την περίπτωση συμβολίζεται με I_{LB} και ικανοποιεί την σχέση:

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L,peak} = \frac{1}{2} \frac{V_d}{L} t_{on} = \frac{T_s \cdot V_0}{2L} D(1-D) \quad (2.22)$$

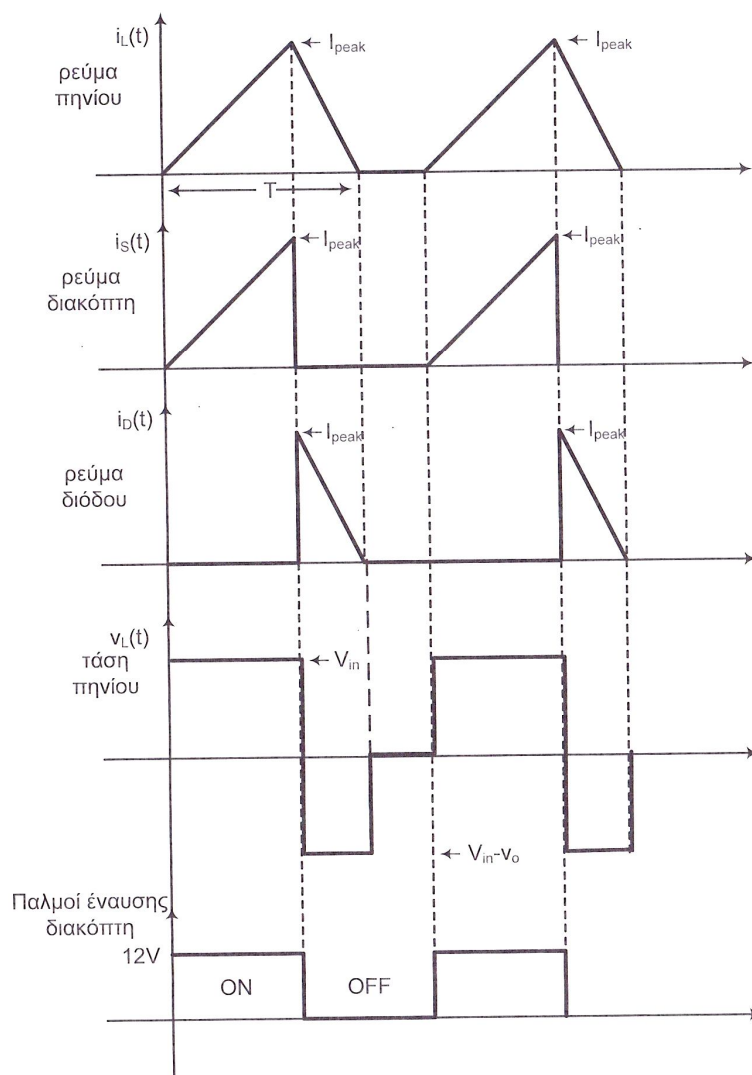
Στην περίπτωση που δεν άγει ούτε ο διακόπτης ούτε η διόδος, το φορτίο τροφοδοτείται από τον ηλεκτρολυτικό πυκνωτή. Η κατάσταση αυτή επικρατεί όταν το ρεύμα του πηνίου πάει στο μηδέν (βλ. Σχήμα 2.20).



Σχήμα 2.19 Κυματομορφές μετατροπέας ανύψωσης τάσης. **(α)** Οριακή περίπτωση ασυνέχειας ρεύματος I_{LB} . **(β)** Ασυνέχεια ρεύματος.



Σχήμα 2.20 Μετατροπέας ανύψωσης τάσης με ασυνεχές ρεύμα αγωγής. Ισοδύναμο κύκλωμα όταν δεν άγει κανένας ημιαγωγός [12].



Σχήμα 2.21 Κυματομορφές μετατροπέα ανύψωσης τάσης με ασυνεχές ρεύμα αγωγής [1].

- Διακύμανση τάσης εξόδου

Θεωρώντας ότι όλη η διακύμανση του ρεύματος που διαρρέει τη δίοδο περνάει μέσα από τον πυκνωτή, η μεταβολή του φορτίου του πυκνωτή θα είναι $\Delta Q = C \cdot \Delta V_0$ και θα αντιπροσωπεύεται από το γραμμοσκιασμένο τμήμα του Σχήματος 2.22.

Ισχύει λοιπόν

$$\Delta Q = T_s D I_0 \quad (2.23)$$

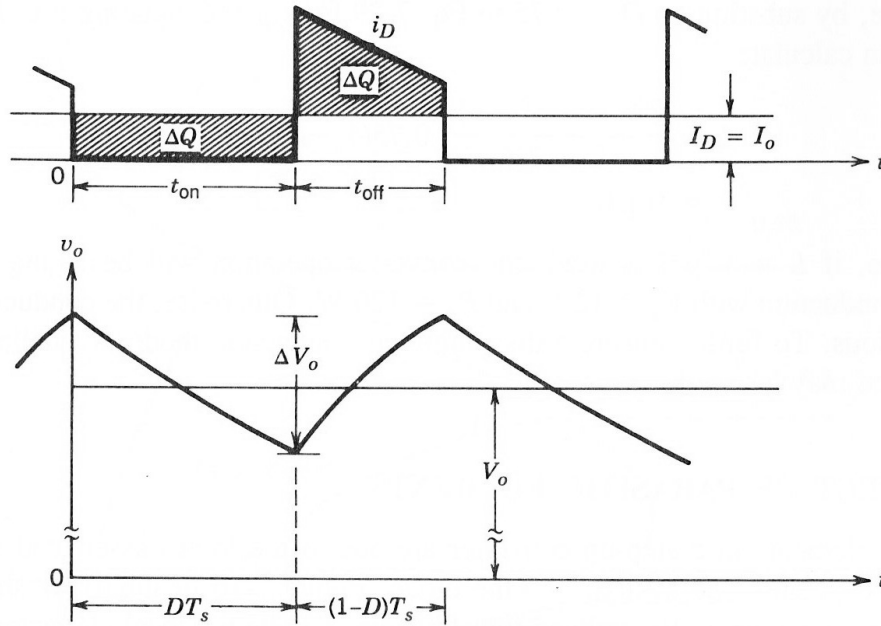
Άρα η διακύμανση της τάσης εξόδου είναι:

$$\Delta V_0 = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{T_s D I_0}{C} = \frac{T_s D V_0}{RC} \quad (2.24)$$

Και η διακύμανση του ρεύματος εισόδου είναι:

$$\Delta I_L = \frac{V_d}{L} \cdot t_{on} \quad (2.25)$$

Ο αντιστροφέας που θα χρησιμοποιηθεί στο Φ/Β σύστημα είναι ένας boost converter τα χαρακτηριστικά του οποίου προσδιορίζονται στο κεφάλαιο των προσομοιώσεων (κεφάλαιο 4).



Σχήμα 2.22 Διακύμανση της τάσης εξόδου σε μετατροπέας ανύψωσης τάση [14].

2.3 Αντιστροφέας (Dc/Ac)

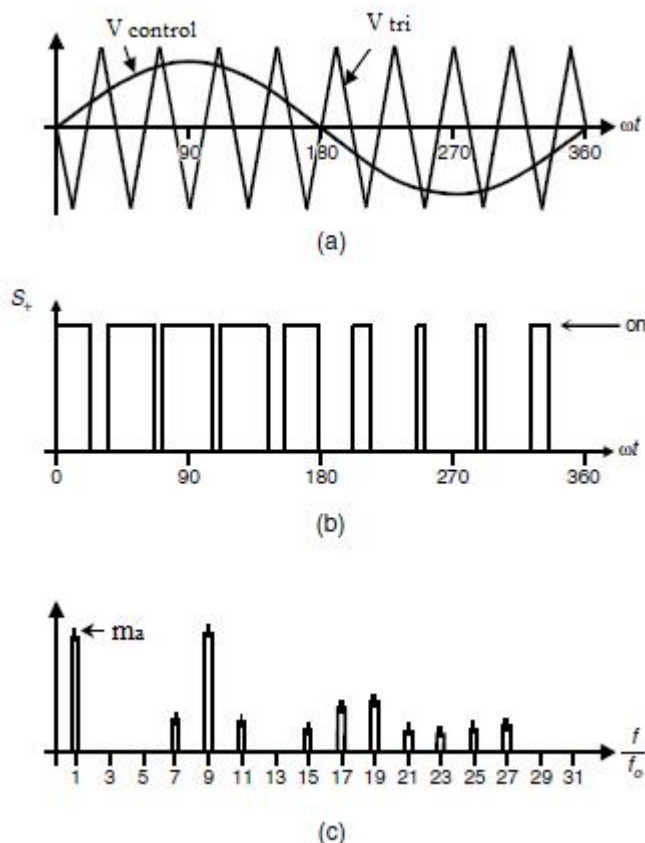
Ρόλος των μετατροπέων dc/ac είναι η παραγωγή ημιτονοειδούς ac τάσης εξόδου της οποίας, τόσο το πλάτος όσο και η συχνότητα είναι ελεγχόμενα μεγέθη. Στα πλαίσια της διπλωματικής αυτής εξετάζονται μόνο PWM αντιστροφέες. Αυτού του είδους οι αντιστροφέες λειτουργούν με σταθερή dc τάση στην είσοδό τους και επιτυγχάνουν έλεγχο του πλάτους και της συχνότητας της ac τάσης εξόδου με κατάλληλη διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM).

2.3.1 Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (PWM)

Για να παραχθεί στην έξοδο του αντιστροφέα η επιθυμητή ημιτονοειδής τάση, θα πρέπει ένα ημίτονο αναφοράς με συγκεκριμένο πλάτος και συχνότητα να συγκριθεί με μία τριγωνική κυματομορφή φορέα με διακοπτική συχνότητα $f_c = f_{sw}$. Η συχνότητα του σήματος αναφοράς ορίζει τη θεμελιώδη συχνότητα της εξόδου του αντιστροφέα λαμβάνοντας υπόψη ότι η τάση εξόδου δεν θα είναι τέλειο ημίτονο αλλά θα περιέχει και ανώτερες αρμονικές συνιστώσες. Ακολούθως, παρουσιάζονται τα σύμβολα όλων των παραπάνω μεγεθών [1],[14]:

- \hat{V}_r πλάτος ημιτονικής κυματομορφής (αναφοράς)
- \hat{V}_c πλάτος τριγωνικής κυματομορφής (φορέα)
- f_r συχνότητα κυματομορφής αναφοράς
- f_c συχνότητα κυματομορφής φορέα
- $m_a = \frac{\hat{V}_r}{\hat{V}_c}$ συντελεστής διαμόρφωσης
- $m_f = \frac{f_c}{f_r}$ συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας

Στην τεχνική PWM το πλάτος της τριγωνικής κυματομορφής διατηρείται σταθερό και ο συντελεστής διαμόρφωσης μεταβάλλεται από 0 μέχρι 1. Όταν η ημιτονοειδής κυματομορφή είναι μεγαλύτερη από τη τριγωνική, η έξοδος του συγκριτή είναι μονάδα. Στην αντίθετη περίπτωση είναι -1.



Σχήμα 2.23 (α) Τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών(PWM), (β) η έξοδος του συγκριτή και (γ) η φασματική ανάλυση της εξόδου του συγκριτή [12].

Πίνακας 2.1 Αρμονικές συνιστώσες εξόδου του συγκριτή

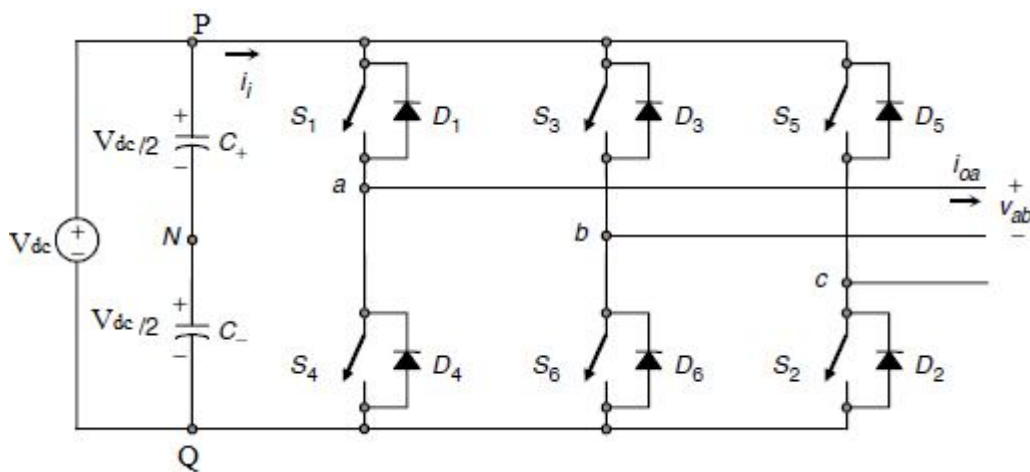
h \ m_a	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1 ^η Αρμονική	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
m_f	1.242	1.15	1.006	0.818	0.601
$m_f \pm 2$	0.016	0.061	0.131	0.220	0.318
$m_f \pm 4$					0.018
$2 \cdot m_f \pm 1$	0.190	0.326	0.370	0.314	0.181
$2 \cdot m_f \pm 3$		0.024	0.071	0.139	0.212
$2 \cdot m_f \pm 5$				0.013	0.033
$3 \cdot m_f$	0.335	0.123	0.083	0.171	0.113
$3 \cdot m_f \pm 2$	0.044	0.139	0.203	0.176	0.062
$3 \cdot m_f \pm 4$		0.012	0.047	0.104	0.157
$3 \cdot m_f \pm 6$				0.016	0.044
$4 \cdot m_f \pm 1$	0.163	0.157	0.008	0.105	0.068
$4 \cdot m_f \pm 3$	0.012	0.070	0.132	0.115	0.009
$4 \cdot m_f \pm 5$			0.034	0.084	0.119
$4 \cdot m_f \pm 7$				0.017	0.050

Στο Σχήμα 2.23c παρουσιάζεται η φασματική ανάλυση στο πεδίο συχνοτήτων της εξόδου του συγκριτή. Πρέπει να σημειωθούν τα εξής:

- Το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής είναι ίσο με τον συντελεστή διαμόρφωσης m_a .
- Οι αρμονικές συνιστώσες της εξόδου βρίσκονται περιφερικά της διακοπτικής συχνότητας και τα πολλαπλάσια αυτής: $m_a, 2m_a, 3m_a$ και λοιπά.
- Ο συντελεστής διαμόρφωσης πρέπει να επιλέγεται ακέραιος και περιττός ώστε μόνο οι περιττές αρμονικές να εμφανίζονται και να εξαλείφονται οι άρτιες. Στον Πίνακα 2.1 που προηγήθηκε παρουσιάζονται όλες οι αρμονικές συνιστώσες της εξόδου του συγκριτή.

2.3.2 3Φασικός Αντιστροφέας Πηγής Τάσης

Ο 3Φασικός αντιστροφέας πηγής τάσης αποτελείται ουσιαστικά από τρεις μονοφασικούς αντιστροφείς ημιγέφυρας παράλληλα συνδεδεμένους οι οποίοι έχουν την ίδια ημιτονοειδή τάση εξόδου με 120° μετατόπιση μεταξύ τους.



Σχήμα 2.24 Τοπολογία αντιστροφέα πηγής τάσης.

Ο αντιστροφέας, ανάλογα με τον συνδυασμό των διακοπών που κάθε φορά άγουν, μπορεί να βρεθεί σε $2^3=8$ συνολικά καταστάσεις λειτουργίας. Σε κάθε μία από αυτές τις καταστάσεις, ο ακροδέκτης κάθε ημιγέφυρας βρίσκεται σε δυναμικό $+V_{dc}/2$ ή $-V_{dc}/2$. Βάσει του παραπάνω συλλογισμού κατασκευάζεται ο Πίνακας 2.2 που ακολουθεί.

Πίνακας 2.2 Καταστάσεις λειτουργίας τριφασικού μετατροπέα πηγής τάσης.

Καταστάσεις	T_{A+}	T_{B+}	T_{C+}	v_{ao}	v_{bo}	v_{co}
1	1	0	0	$+V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$
2	1	1	0	$+V_{dc}/2$	$+V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$
3	0	1	0	$-V_{dc}/2$	$+V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$
4	0	1	1	$-V_{dc}/2$	$+V_{dc}/2$	$+V_{dc}/2$
5	0	0	1	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$+V_{dc}/2$
6	1	0	1	$+V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$+V_{dc}/2$
7	1	1	1	$+V_{dc}/2$	$+V_{dc}/2$	$+V_{dc}/2$
0	0	0	0	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$

Ο κάτω ημιαγωγός κάθε ζεύγους διακοπών είναι στη συμπληρωματική κατάσταση του πάνω ώστε να μην άγουν ποτέ και οι δύο μαζί για την αποφυγή βραχυκυκλώματος. Στις δύο τελευταίες καταστάσεις του πίνακα άγουν αντίστοιχα όλα τα άνω και όλα τα κάτω ημιαγωγικά στοιχεία. Επομένως οι τρεις ακροδέκτες του μετατροπέα είναι βραχυκυκλωμένοι και οι τάσεις των ακροδεκτών ως προς τον ουδέτερο του φορτίου είναι μηδέν.

Οι κυρίαρχες αρμονικές- φασικές τάσεις εξόδου αυτού του αντιστροφέα θα είναι:

$$v_{aN}^* = V_0 \cdot \cos(\omega_0 t) = m_a \cdot \frac{V_d}{2} \cdot \cos(\omega_0 t) \quad (2.26\alpha)$$

$$v_{bN}^* = V_0 \cdot \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right) = m_a \cdot \frac{V_d}{2} \cdot \cos\left(\omega_0 t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.26\beta)$$

$$v_{cN}^* = V_0 \cdot \cos\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}\right) = m_a \cdot \frac{V_d}{2} \cdot \cos\left(\omega_0 t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (2.26\gamma)$$

Και αντίστοιχα, οι πολικές τάσεις θα είναι:

$$v_{ab}^* = m_a \cdot \frac{V_d}{2} \cdot \sqrt{3} \cdot \cos\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{6}\right) \quad (2.27\alpha)$$

$$v_{bc}^* = m_a \cdot \frac{V_d}{2} \cdot \sqrt{3} \cdot \cos\left(\omega_0 t - \frac{\pi}{2}\right) \quad (2.27\beta)$$

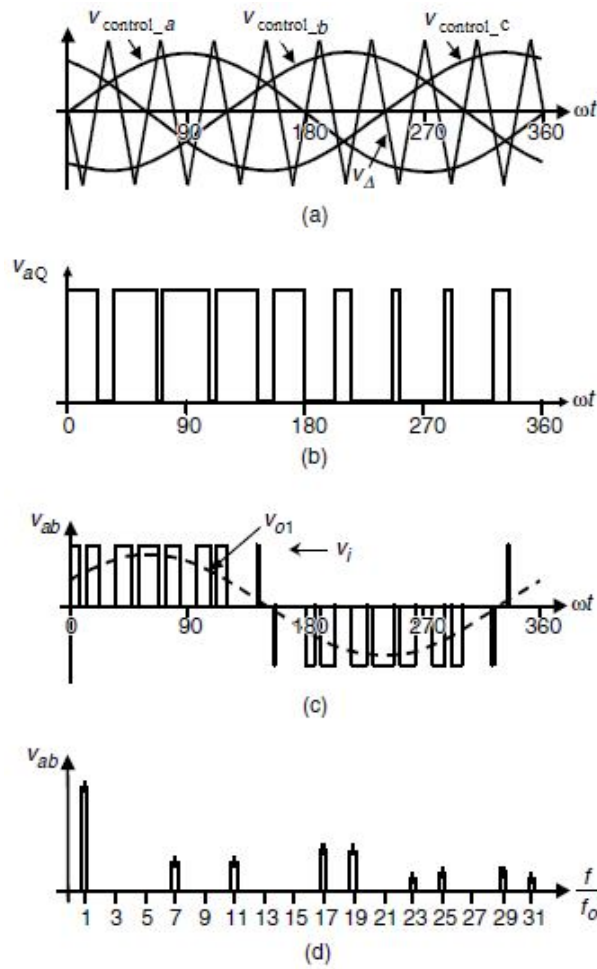
$$v_{ca}^* = m_a \cdot \frac{V_d}{2} \cdot \sqrt{3} \cdot \cos\left(\omega_0 t + \frac{5\pi}{6}\right) \quad (2.27\gamma)$$

Για να παραχθούν συμμετρικές 3φασικές τάσεις εξόδου θα πρέπει τα τρία σήματα αναφοράς να συγκριθούν με την ίδια τριγωνική κυματομορφή. Στους 3Φασικούς αντιστροφέις μόνο οι αρμονικές των πολικών τάσεων v_{ab} , v_{bc} και v_{ca} ενδιαφέρουν. Οι φασικές τάσεις έχουν ίδια αρμονική ανάλυση με αυτή της παραγράφου 2.3.1 με την προϋπόθεση ότι το m_f είναι ακέραιος και περιττός αριθμός. Αν επιπρόσθετα το m_f επιλεγεί πολλαπλάσιο του 3 τότε εξαλείφονται οι τριπλές αρμονικές συνιστώσες των πολικών τάσεων. Στον Πίνακα 2.3 φαίνονται όλες οι αρμονικές συνιστώσες των πολικών τάσεων εξόδου του αντιστροφέα.

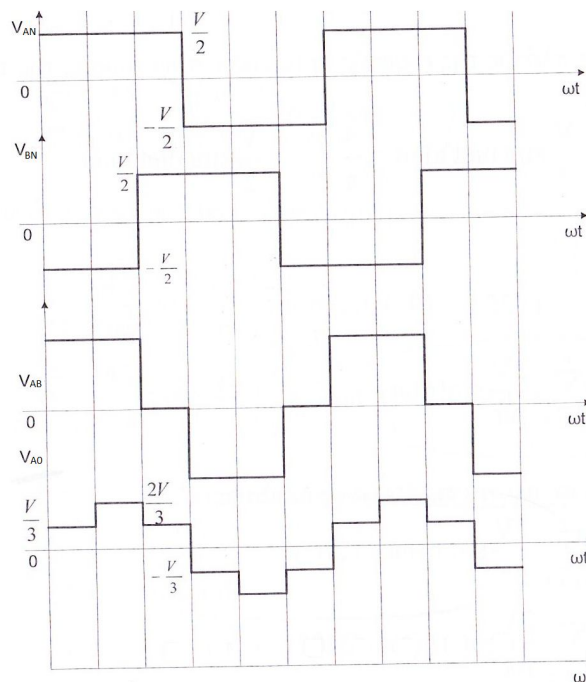
Πίνακας 2.3 Αρμονικές συνιστώσες πολικών τάσεων εξόδου

$h \backslash m_a$	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1 ^η Αρμονική	0.122	0.245	0.367	0.490	0.612
$m_f \pm 2$	0.010	0.037	0.080	0.135	0.1915
$m_f \pm 4$				0.005	0.011
$2 \cdot m_f \pm 1$	0.116	0.200	0.227	0.192	0.111
$2 \cdot m_f \pm 5$				0.008	0.020
$3 \cdot m_f \pm 2$	0.027	0.085	0.124	0.108	0.038
$3 \cdot m_f \pm 4$		0.007	0.029	0.064	0.96
$4 \cdot m_f \pm 1$	0.100	0.096	0.005	0.064	0.042
$4 \cdot m_f \pm 5$			0.021	0.051	0.073
$4 \cdot m_f \pm 7$				0.010	0.030

Τα σήματα αναφοράς και φορέα, οι πολικές και οι φασικές τάσεις καθώς και η ανάλυση Fourier των πολικών τάσεων εξόδου παρουσιάζονται στο Σχήμα 2.25.



Σχήμα 2.25 3Φασική διαμόρφωση εύρους παλμών & φάσμα συχνοτήτων πολικής τάσης εξόδου [12]



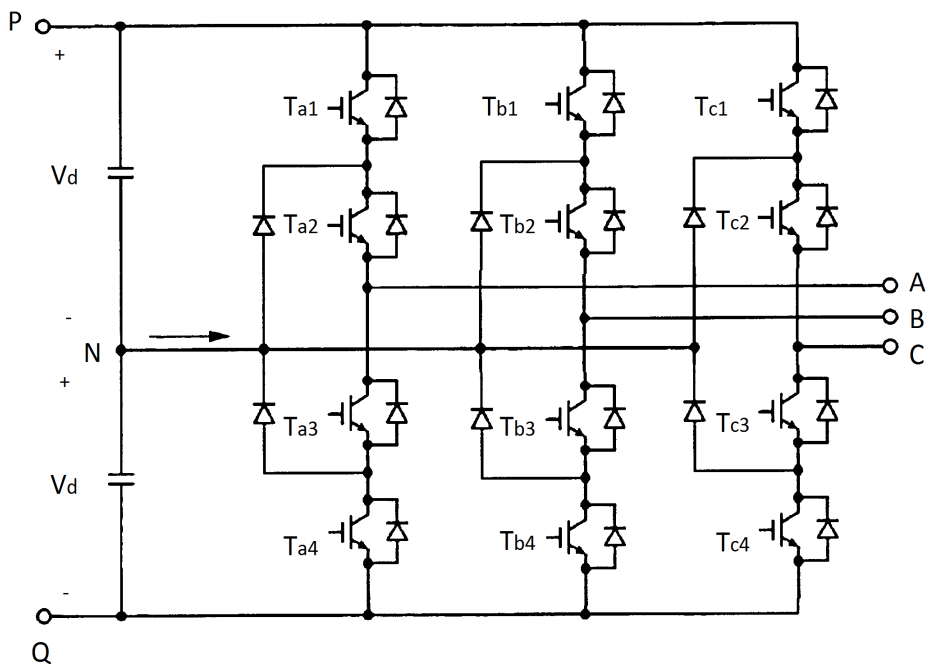
Σχήμα 2.26 Κυματομορφές εξόδου 3φασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας [1].

2.3.3 Αντιστροφέας NPC

Μία άλλη τοπολογία που συγκεντρώνει ολοένα και περισσότερο το ενδιαφέρον των μηχανικών σε συστήματα μεγάλης ισχύος είναι η NPC. Ο αντιστροφέας NPC διαθέτει ένα κόμβο μηδενικής dc τάσης παρέχοντας τη δυνατότητα στις φασικές τάσεις εξόδου να παίρνουν μία από τις τρεις τιμές: $-V_d, 0, V_d$. Για τον λόγο αυτό, αυτού του είδους ο μετατροπές συχνά αναφέρεται και ως αντιστροφέας τριών επιπέδων (three-level inverter). Το βασικό πλεονέκτημα αυτής της τοπολογίας είναι ότι κάθε διακόπτης αρκεί να χειρίζεται τη μισή τάση του dc link, δεδομένου ότι τώρα υπάρχει διπλάσιος αριθμός διακοπών σε σύγκριση με τον απλό αντιστροφέα πλήρους γέφυρας. Παρόλα αυτά, εμφανίζεται και ένα βασικό πρόβλημα. Θα πρέπει να επικρατεί ισορροπία μεταξύ των τάσεων στα άκρα των δύο πυκνωτών που διαμορφώνουν το dc link. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί τροφοδοτώντας κάθε πυκνωτή με μία ανεξάρτητη dc πηγή τάσης. Μία άλλη λύση είναι να ελέγχονται με ανατροφοδότηση οι τάσεις στα άκρα των πυκνωτών ώστε να επικρατεί ισορροπία [8].

Για να παραχθούν τρία επίπεδα τάσης στην έξοδο του αντιστροφέα, μόνο δύο από τους τέσσερις ημιαγωγικούς διακόπτες κάθε φάσης (phase-leg) άγουν κάθε φορά. Για παράδειγμα όταν οι διακόπτες T_{a1} και T_{a2} άγουν τότε θετική τάση μεταφέρετε στην φάση a, όταν οι διακόπτες T_{a2} και T_{a3} είναι σε κατάσταση αγωγής στην έξοδο (φάση a) εμφανίζεται η τάση του κεντρικού κόμβου, δηλαδή μηδενική τάση και τέλος, όταν οι διακόπτες T_{a3} και T_{a4} άγουν τότε αρνητική τάση μεταφέρετε στην φάση a.

Έστω η μεταβλητή x αναπαριστά μία εκ των τριών φάσεων a,b ή c και έστω ότι οι μεταβλητές m_{x1}, m_{x2}, m_{x3} παίρνουν ως τιμή λογικό ένα όταν ισχύουν οι αντίστοιχοι συνδυασμοί διακοπών $(T_{x1} - T_{x2}), (T_{x2} - T_{x3}), (T_{x3} - T_{x4})$. Με άλλα λόγια, όταν η μεταβλητή m_{x1} ισούται με τη μονάδα, στην έξοδο της φάσης x θα εμφανιστεί τάση V_d . Αντίστοιχα, όταν το m_{x2} ισούται με τη μονάδα, στην έξοδο θα εμφανιστεί τάση 0 και όταν το m_{x3} ισούται με τη μονάδα, στην έξοδο θα εμφανιστεί τάση $-V_d$.



Σχήμα 2.27 Τοπολογία NPC αντιστροφέα

Σύμφωνα με τα παραπάνω ισχύουν οι ακόλουθες εξισώσεις:

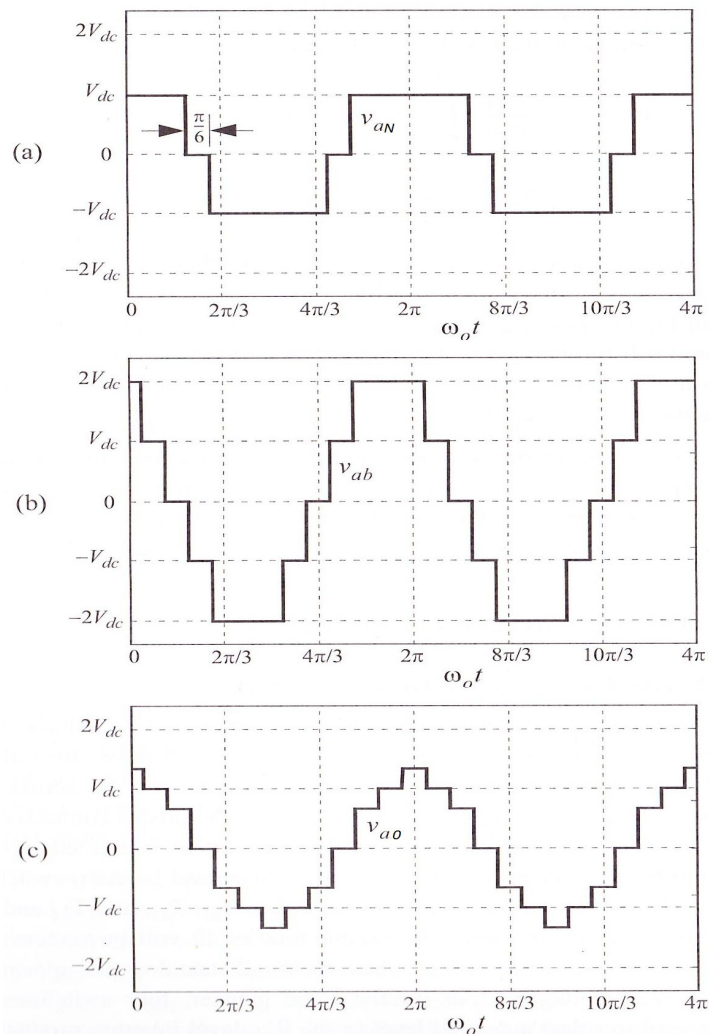
$$m_{x1} + m_{x2} + m_{x3} = 1 \quad (2.28)$$

$$\left. \begin{aligned} v_{aN} &= V_d \cdot (m_{a1} - m_{a3}) \\ v_{bN} &= V_d \cdot (m_{b1} - m_{b3}) \\ v_{cN} &= V_d \cdot (m_{c1} - m_{c3}) \end{aligned} \right\} \quad (2.29)$$

Με παρόμοιο τρόπο εξάγονται και οι πολικές τάσεις:

$$\left. \begin{aligned} v_{ab} &= V_d \cdot (m_{a1} - m_{a3} - m_{b1} + m_{b3}) \\ v_{bc} &= V_d \cdot (m_{b1} - m_{b3} - m_{c1} + m_{c3}) \\ v_{ca} &= V_d \cdot (m_{c1} - m_{c3} - m_{a1} + m_{a3}) \end{aligned} \right\} \quad (2.30)$$

Αξίζει να σημειωθεί ότι, όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2.28b, οι πολικές τάσεις εξόδου μπορούν να πάρουν πέντε διακριτές τιμές 0 , $\pm V_d$ και $\pm 2V_d$. Είναι εμφανές ότι οι κυματομορφές εξόδου είναι σημαντικά βελτιωμένες σε σύγκριση με τις τάσεις εξόδου του απλού αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων.



Σχήμα 2.28 Κυματομορφές εξόδου NPC αντιστροφέα [8].

2.4 Μοντέλο Δικτύου

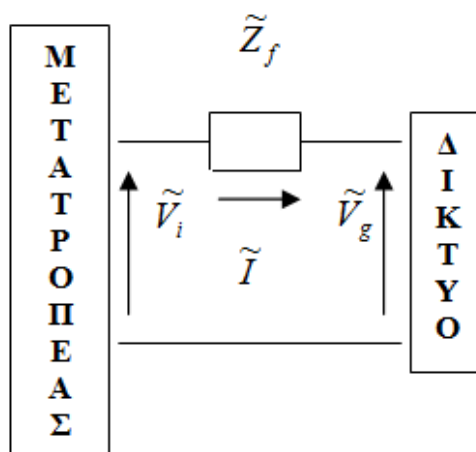
Καθώς η τάση εξόδου του αντιστροφέα διαφέρει από την τάση του δικτύου, κρίνεται απαραίτητη η παρεμβολή μίας αντίστασης προσαρμογής μεταξύ τους. Συνήθως είναι μία αυτεπαγωγή η οποία χρησιμοποιείται και ως φίλτρο που περιορίζει τις ανώτερες αρμονικές του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα. Το ισοδύναμο κύκλωμα διασύνδεσης αντιστροφέα με το δίκτυο απεικονίζεται στο Σχήμα 2.29 [6]. Αν \tilde{V}_i είναι η θεμελιώδης αρμονική της φασικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα και \tilde{V}_g είναι η φασική τάση του δικτύου, τότε από το νόμο τάσεων Kirchhoff τα δύο αυτά μεγέθη συνδέονται με τη σχέση:

$$\begin{aligned}\tilde{V}_i &= \tilde{V}_g + \tilde{I} \cdot \tilde{Z}_f \\ \tilde{I} &= \frac{\tilde{V}_i - \tilde{V}_g}{\tilde{Z}_f}\end{aligned}\quad (2.31)$$

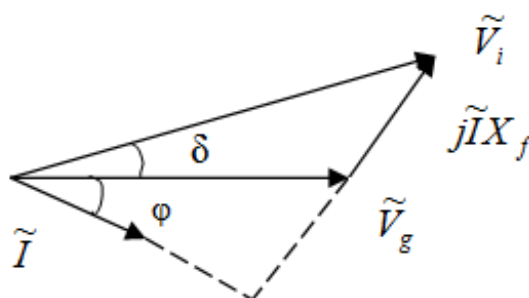
Ρυθμίζοντας δηλαδή την τάση εξόδου του αντιστροφέα ελέγχεται το εγχεόμενο προς το δίκτυο ρεύμα κατά μέτρο και γωνία. Ελέγχεται, με άλλα λόγια, η εγχεόμενη ενεργός και άεργος ισχύς προς το δίκτυο. Για να εγχέεται ενεργός ισχύς στο δίκτυο, θα πρέπει η τάση εξόδου του αντιστροφέα να προηγείται της τάσης του δικτύου, δηλαδή η γωνία $\delta > 0$. Διακρίνονται δύο περιπτώσεις λειτουργίας:

- Χωρητικός Συντελεστής Ισχύος (ΣΙ)

Σε αυτή την περίπτωση, θα πρέπει πάντα το μέτρο της τάσης του αντιστροφέα \hat{V}_i να είναι μεγαλύτερο της τάσης του δικτύου \hat{V}_g όπως φαίνεται και από το διανυσματικό διάγραμμα του Σχήματος 2.30.



Σχήμα 2.29 Σύνδεση αντιστροφέα στο δίκτυο.



Σχήμα 2.30 Λειτουργία αντιστροφέα με χωρητικό ΣΙ.

- Επαγωγικός Συντελεστής Ισχύος

Σε αυτή την περίπτωση, το μέτρο της τάσης του αντιστροφέα \hat{V}_i μπορεί να είναι μεγαλύτερο, μικρότερο ή και ίσο της τάσης του δικτύου \hat{V}_g . Ενδεικτικά, στο Σχήμα 2.31 φαίνεται το διανυσματικό διάγραμμα των τάσεων στην περίπτωση που $\hat{V}_i < \hat{V}_g$.

Γενικά η φαινόμενη ισχύς που εγχέεται στο δίκτυο είναι:

$$\tilde{S} = 3 \cdot V_g \cdot \tilde{I}^* = \frac{3}{2} \cdot (\hat{V}_g \angle \phi_V) \cdot (\hat{I} \angle -\phi_I) \quad (2.32)$$

Από τη σχέση (2.31) προκύπτει:

$$\tilde{I}^* = \left(\frac{\tilde{V}_i - \tilde{V}_g}{jX_f} \right)^* = \left(\frac{V_i \cos \delta + jV_i \sin \delta - V_g}{jX_f} \right)^* = \frac{V_i \sin \delta + j(V_i \cos \delta - V_g)}{X_f} \quad (2.33)$$

Άρα τελικά η μιγαδική ισχύς γράφεται:

$$\tilde{S} = 3 \frac{V_g \cdot V_i \sin \delta + j(V_g \cdot V_i \cos \delta - V_g^2)}{X_f} \quad (2.34\alpha)$$

$$\tilde{S} = \frac{3}{2} \frac{\hat{V}_i \cdot \hat{V}_g \sin \delta + j(\hat{V}_i \cdot \hat{V}_g \cos \delta - \hat{V}_g^2)}{X_f} \quad (2.34\beta)$$

Στη σχέση (2.34α) τα μεγέθη είναι σε RMS τιμές και στη σχέση (2.34β) χρησιμοποιούνται τα πλάτη των μεγεθών. Έτσι

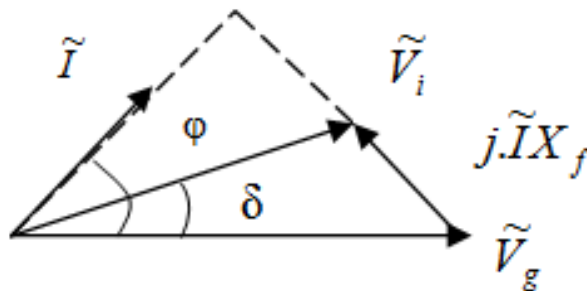
$$P = 3 \frac{V_g \cdot V_i \sin \delta}{X_f} = \frac{3}{2} \frac{\hat{V}_i \cdot \hat{V}_g \sin \delta}{X_f} \quad (2.35\alpha)$$

$$Q = 3 \frac{V_i \cdot V_g \cos \delta - V_g^2}{X_f} = \frac{3}{2} \frac{\hat{V}_i \cdot \hat{V}_g \cos \delta - \hat{V}_g^2}{X_f} \quad (2.35\beta)$$

Όταν $V_i \cdot \cos \delta - V_g < 0$ τότε $Q < 0$ και άρα καταναλώνεται άεργος ισχύς. Αντίθετα όταν $V_i \cdot \cos \delta - V_g > 0$ τότε $Q > 0$ και άρα παράγεται άεργος ισχύς. Για μηδενική άεργο ισχύ θα πρέπει προφανώς να ισχύει $V_i \cdot \cos \delta = V_g$.

Έχει γίνει η υπόθεση ότι το Φ/Β σύστημα συνδέεται σε άπειρο δίκτυο στη ΧΤ. Αυτό έχει ως συνέπεια, η τιμή της στάθμης βραχυκύκλωσης S_g στο Σημείο Κοινής Σύνδεσης (ΣΚΣ) να

είναι πολύ υψηλή και άρα η αυτεπαγωγή του δικτύου $x_g = \frac{V_g^2}{S_g}$ να είναι πολύ μικρή.



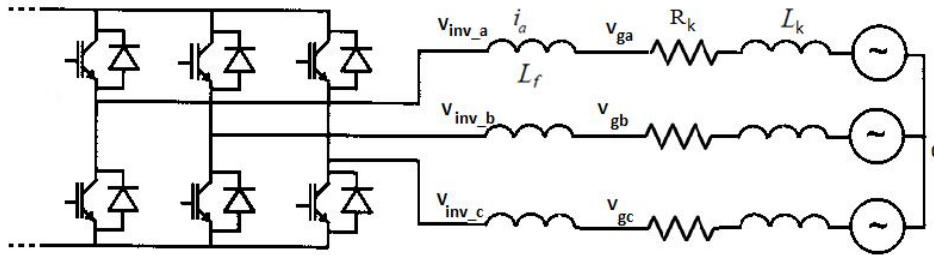
Σχήμα 2.31 Λειτουργία αντιστροφέα με επαγωγικό ΣΙ.

Συγκεκριμένα στην προσομοίωση έχει επιλεγθεί $x_g = 50\mu H$ και αντίσταση σειράς δικτύου $r_g = 0.5\Omega$ [39]. Θεωρώντας ότι το φίλτρο έχει καθαρά επαγωγικό χαρακτήρα σύμφωνα με το Σχήμα 2.32, η σχέση που δίνει τις τιμές των ανώτερων αρμονικών της φασικής τάσης του δικτύου είναι η εξής:

$$\begin{aligned} i_a &= \frac{u_{inv-0} - u_{g-0}}{z_f} = \frac{u_{inv-0}}{z_f + z_k} \Leftrightarrow \\ (u_{inv-0} - u_{g-0}) \cdot (z_f + z_k) &= u_{inv-0} \cdot z_f \Leftrightarrow \\ u_{inv-0} \cdot z_k &= u_{g-0} \cdot (z_f + z_k) \Leftrightarrow \\ \frac{u_{g-0_h}}{u_{inv-0_h}} &= \frac{z_{k_h}}{z_{f_h} + z_{k_h}} \end{aligned} \quad (2.36)$$

Άρα οι αρμονικές των φασικών τάσεων δικτύου u_{g-0} εξαρτώνται από τη σύνθετη αντίσταση του δικτύου και του EMI φίλτρου. Σημειώνεται εδώ ότι η σύνθετη αντίσταση επαγωγικού χαρακτήρα αυξάνεται αναλογικά με την τάξη των αρμονικών $z_h = x_h = 2\pi\omega h \cdot L_1 = h \cdot x_1$. Το ρεύμα που εγχέεται στο δίκτυο παρουσιάζει ίδια αρμονική συμπεριφορά με την φασική τάση σύμφωνα με την ακόλουθη σχέση:

$$i_{a_h} = \frac{u_{inv-0_h}}{z_{f_h} + z_{k_h}} = \frac{u_{g-0_h}}{z_{k_h}} \quad (2.37)$$



Σχήμα 2.32 Μοντελοποίηση δικτύου.

2.5 EMI Φίλτρο

Κυκλώματα με διακοπτική λειτουργία παράγουν κυματομορφές τάσης και ρεύματος σε μορφή παλμοσειράς υψηλής συχνότητας. Λόγω της ταχύτατης μεταβολής υψηλών τάσεων και ρευμάτων, οι μετατροπείς ηλεκτρονικών ισχύος λειτουργούν ως πηγή EMI (Electro-Magnetic Interference). Ο θόρυβος EMI μεταδίδεται σε δύο μορφές: Στον ελεύθερο χώρο σε μορφή ραδιοσυχνοτήτων και μέσω των αγωγών ισχύος του κυκλώματος. Καθώς ο χρόνος ανύψωσης αυτών των παλμών είναι πολύ μικρός, οι αρμονικές που βρίσκονται στην περιοχή των ραδιοσυχνοτήτων, πολύ υψηλότερα της θεμελιώδους αρμονικής, περιέχουν έντονα επίπεδα ενέργειας. Το μεταλλικό περίβλημα των ηλεκτρονικών ισχύος περιορίζει έντονα την εκπομπή ραδιοσυχνοτήτων. Ο EMI θόρυβος στους αγωγούς ισχύος αποτελείται από δύο παράγοντες: Το θόρυβο κοινού σήματος που εμφανίζεται σε μορφή τάσης ή ρεύματος μεταξύ των αγωγών και της γης και το θόρυβο διαφορικού σήματος ο οποίος εμφανίζεται ως σήμα

τάσης ή ρεύματος μεταξύ των αγωγών ισχύος. Τα φίλτρα στην είσοδο και την έξοδο των μετατροπέων στοχεύουν στον περιορισμό των ΕΜΙ εκπομπών. Οι αρμονικές στην έξοδο του αντιστροφέα έχουν αρνητική επίδραση στο φορτίο που τροφοδοτεί. Αν ο αντιστροφέας είναι συνδεδεμένος στο δίκτυο τότε επιβάλλονται αυστηροί κανονισμοί για το περιεχόμενο αρμονικών του ρεύματος και της τάσης [14]. Συγκεκριμένα θα πρέπει να ικανοποιούνται οι περιορισμοί του Πίνακα 2.4.

Πίνακας 2.4 Όρια αρμονικών ρεύματος

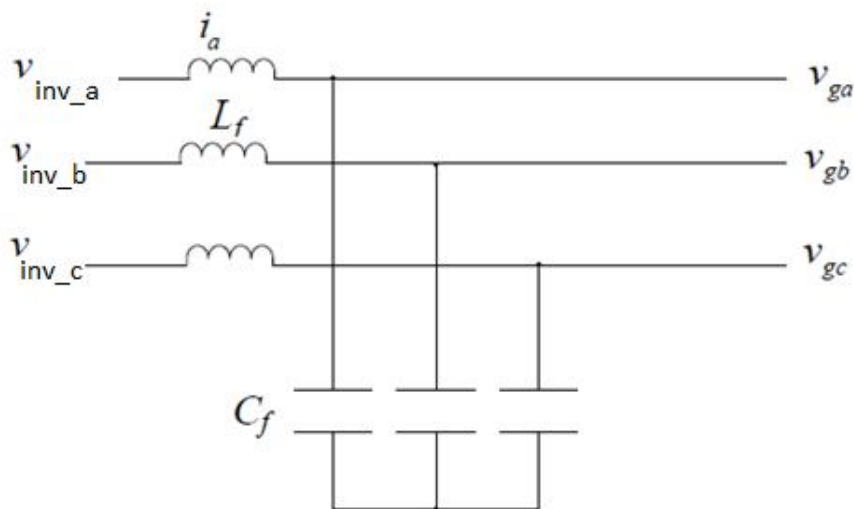
I_{sc}/I_1	Περιττές Αρμονικές h%					Ολική Αρμονική Παραμόρφωση THD%
	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$h \leq 35$	
<20	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
20-50	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
50-100	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
100-1000	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

Σημείωση: Όρια αρμονικών ρευμάτων εγχεόμενα στο δίκτυο στο Σημείο Κοινής Σύνδεσης (ΣΚΣ). I_{sc} είναι το ρεύμα βραχυκύκλωσης στο ΣΚΣ και I_1 είναι η θεμελιώδης αρμονική ρεύματος στο ΣΚΣ. Οι αρμονικές άρτιας τάξης περιορίζονται στο 25% των αντίστοιχων ορίων περιττής τάξης.

Τέλος, από οικονομική σκοπιά, επιθυμείται όσο το δυνατόν μικρότερες τιμές αυτεπαγωγής και χωρητικότητας ώστε το φίλτρο να είναι συμπαγές και φθηνό.

2.5.1 LC Φίλτρο

Στο Σχήμα 2.33 παρουσιάζεται η διάταξη του τριφασικού LC φίλτρου που θα χρησιμοποιηθεί στην προσομοίωση. Αποτελείται από τρεις ίδιες αυτεπαγωγές ανά φάση L_f και τρεις ίδιες χωρητικότητες C_f συνδεδεμένες σε τοπολογία αστέρα. Στη συνέχεια αυτής της παραγράφου αναλύεται η διαδικασία επιλογής των L_f και C_f που περιορίζουν κατά βέλτιστο τρόπο τις αρμονικές τάσης και ρεύματος.



Σχήμα 2.33 EMI φίλτρο LC.

Για την καλή δυναμική συμπεριφορά του συστήματος θα πρέπει η αυτεπαγωγή κάθε φάσης να είναι μικρότερη του 8% της ανά μονάδα αυτεπαγωγής και η αντίστοιχη χωρητικότητα να είναι μικρότερη του 20% της ανά μονάδα χωρητικότητας με βασικά μεγέθη αυτά του αντιστροφέα. Πιο συγκεκριμένα ορίζεται η βασική σύνθετη αντίσταση ως:

$$z_{\beta} = \frac{V_{invk}^2}{S_{inv}} = \frac{400^2 V^2}{15 kW} = 10.667\Omega \quad (2.38)$$

Από την (2.38) προκύπτει η βασική αυτεπαγωγή

$$L_{\beta} = \frac{z_{\beta}}{2\pi 50} = \frac{10.667}{100\pi} = 335mH \quad (2.39)$$

Άρα θα πρέπει η αυτεπαγωγή να επιλεγεί έτσι ώστε

$$L_f < 0.08 \cdot L_{\beta} = 0.08 \cdot 335 mH \Leftrightarrow L_f < 26.8mH \quad (2.40)$$

Στην προσομοίωση επιλέχθηκε τιμή $L_f = 5mH$ και για τις τρεις φάσεις.

Αντίστοιχα, υπολογίζεται η οριακή τιμή της χωρητικότητας των πυκνωτών C_f :

Από την (2.38) προκύπτει η βασική χωρητικότητα

$$C_{\beta} = \frac{1}{2\pi 50 \cdot z_{\beta}} = \frac{1}{100\pi \cdot 10.667} = 298\mu F \quad (2.41)$$

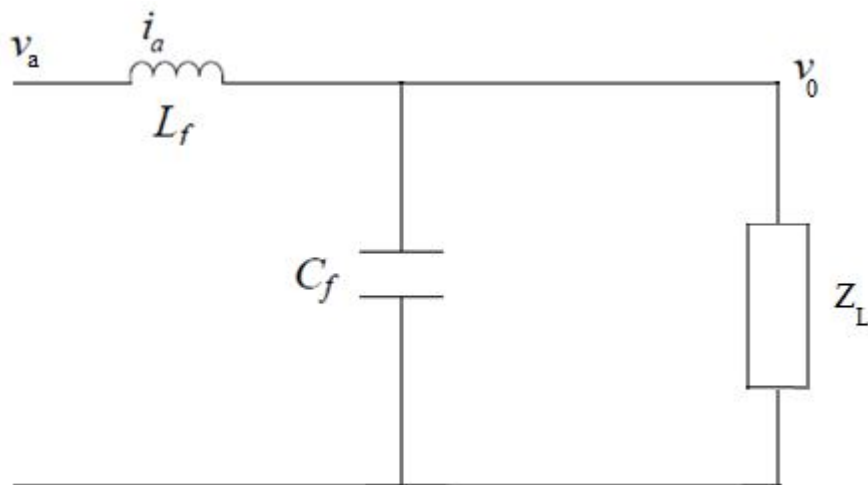
Άρα θα πρέπει οι χωρητικότητες του φίλτρου να επιλεγούν έτσι ώστε

$$C_f < 0.2 \cdot C_{\beta} = 0.2 \cdot 298 \mu F \Leftrightarrow C_f < 59.7\mu F \quad (2.42)$$

Για την καλύτερη κατανόηση της λειτουργίας του EMI φίλτρου θεωρούμε το μονοφασικό ισοδύναμο του φίλτρου. Το κύκλωμα φαίνεται στο Σχήμα 2.34. Έστω Z' η παράλληλη σύνδεση του πυκνωτή C_f με το φορτίο Z_L και X_L η σύνθετη αντίσταση του πηνίου. Είναι λοιπόν:

$$Z' = \frac{\frac{1}{j\omega C_f} \cdot Z_L}{\frac{1}{j\omega C_f} + Z_L} = \frac{Z_L}{1 + j\omega C_f Z_L} \quad (2.43\alpha)$$

$$X_L = j\omega L_f \quad (2.43\beta)$$



Σχήμα 2.34 Μονοφασικό ισοδύναμο EMI φίλτρου LC.

Από το νόμο τάσεων Kirchhoff προκύπτει:

$$v_0 = i_a \cdot Z' = \frac{v_a - v_0}{X_L} \cdot Z' \Leftrightarrow (X_L + Z') \cdot v_0 = Z' \cdot v_a \Leftrightarrow \frac{v_0}{v_a} = \frac{Z'}{X_L + Z'} = \frac{1}{1 + \frac{X_L}{Z'}} \Leftrightarrow$$

$$\frac{v_0}{v_a} = \frac{1}{1 + \frac{j\omega L_f}{\frac{Z_L}{1 + j\omega C_f Z_L}}} = \frac{1}{1 - \omega^2 L_f C_f + j \cdot \frac{\omega L_f}{Z_L}} \quad (2.44)$$

Η σχέση (2.44) για την ν-οστή αρμονική συνιστώσα γίνεται:

$$\frac{v_{0,h}}{v_{a,h}} = \frac{1}{1 - h^2 \omega^2 L_f C_f + j \cdot \frac{h\omega L_f}{Z_{L,h}}} \quad (2.45)$$

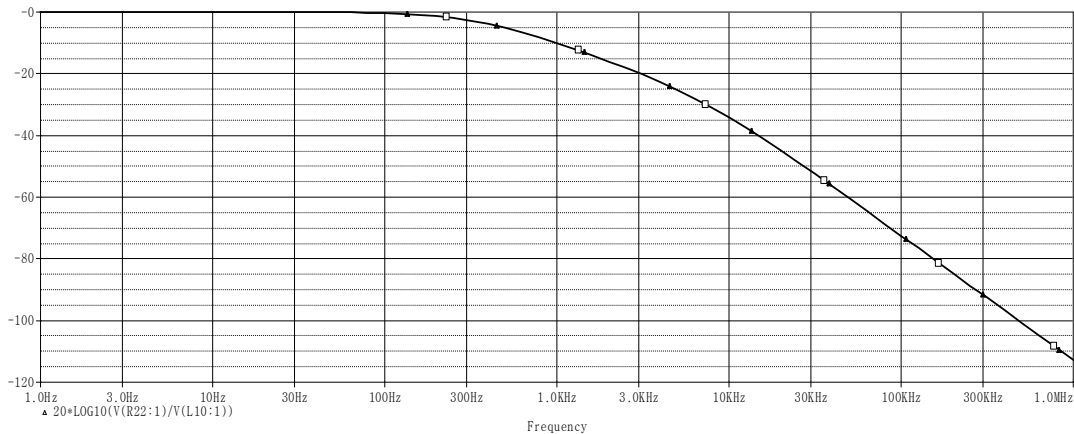
Η χειρότερη περίπτωση αρμονικών τάσεων στο φορτίο είναι όταν το $Z_{L,h} \rightarrow \infty$, δηλαδή στο ανοικτοκύκλωμα. Σε αυτή την περίπτωση, η (2.45) γίνεται:

$$\frac{v_{0,h}}{v_{a,h}} = \frac{1}{1 - h^2 \omega^2 L_f C_f} \quad (2.46)$$

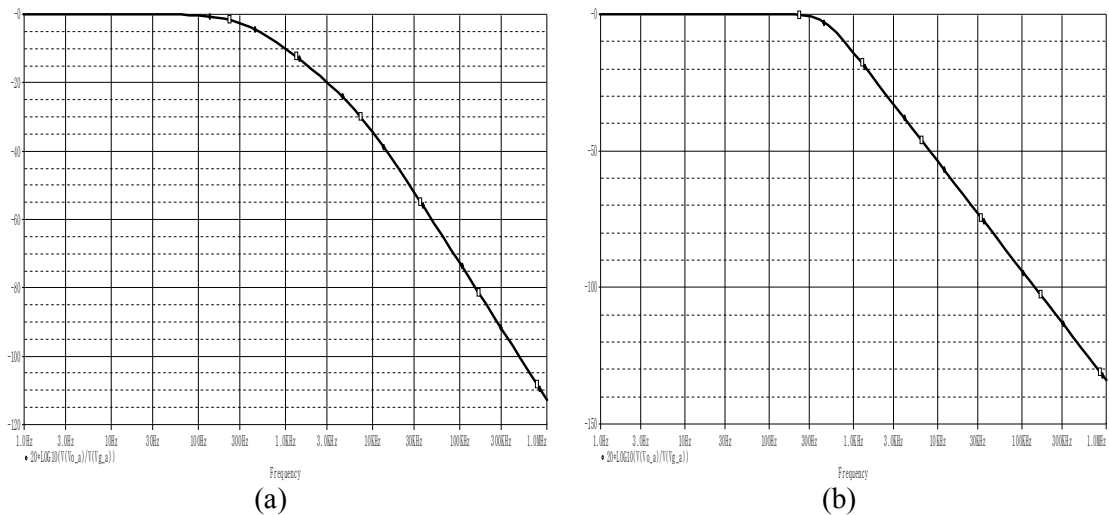
Η τάση εξόδου πρέπει να έχει ολική αρμονική παραμόρφωση $THD_v \leq 5\%$. Αυτό, έχει αποδειχθεί ότι επιτυγχάνεται αν η κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα μειωθεί στο 3% της θεμελιώδους συνιστώσας από το φίλτρο εξόδου [2]. Από αυτή τη συνθήκη εξάγεται η ελάχιστη τιμή της χωρητικότητας C_f .

$$\frac{0.03}{\frac{v_{a,k}}{v_{a,1}}} = \frac{1}{1 - k^2 \omega^2 L_f C_f} \Leftrightarrow C_f \geq \frac{v_{a,k} - 0.03 \cdot v_{a,1}}{0.03 \cdot v_{a,1} \cdot k^2 \omega^2 L_f} \quad (2.47)$$

Όπου $h = k$ δηλώνει την κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική συνιστώσα. Η χαρακτηριστική απόκριση του φίλτρου σε διάγραμμα Bode παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.35. Η συχνότητα 3db είναι 330Hz αφήνοντας ανεπηρέαστη την τάση στα 50Hz και η κλίση της καμπύλης για συχνότητες > 330Hz είναι -40db/δεκάδα. Όσο μεγαλύτερος επιλεγεί ο πυκνωτής C_f τόσο πιο έντονη είναι η κλίση των -40db/δεκάδα. Για να γίνει κατανοητή η παραπάνω παρατήρηση, στο Σχήμα 2.36 απεικονίζεται η χαρακτηριστική του φίλτρου για δύο τιμές της χωρητικότητας C_f .



Σχήμα 2.35 Bode διάγραμμα LC φίλτρου.

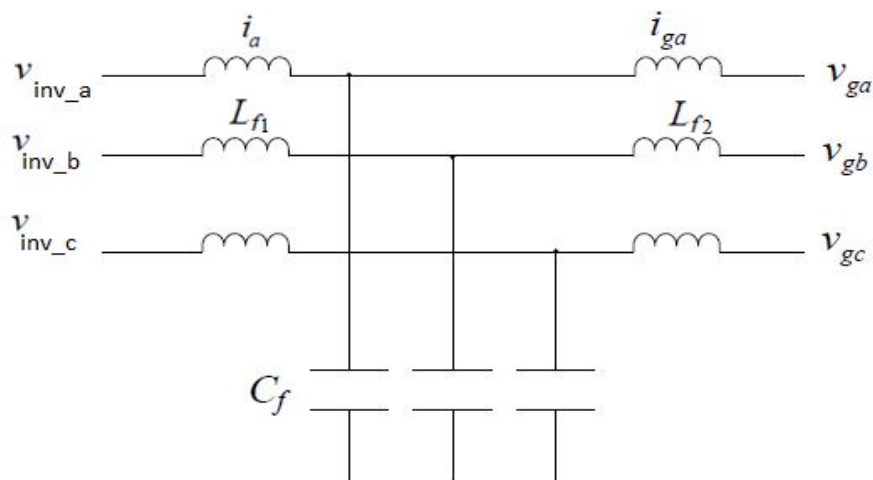


Σχήμα 2.36 Χαρακτηριστική εξόδου EMI φίλτρων . (a) $C_f=2.2\mu F$. (b) $C_f=25\mu F$.

2.5.2 LCL Φίλτρο

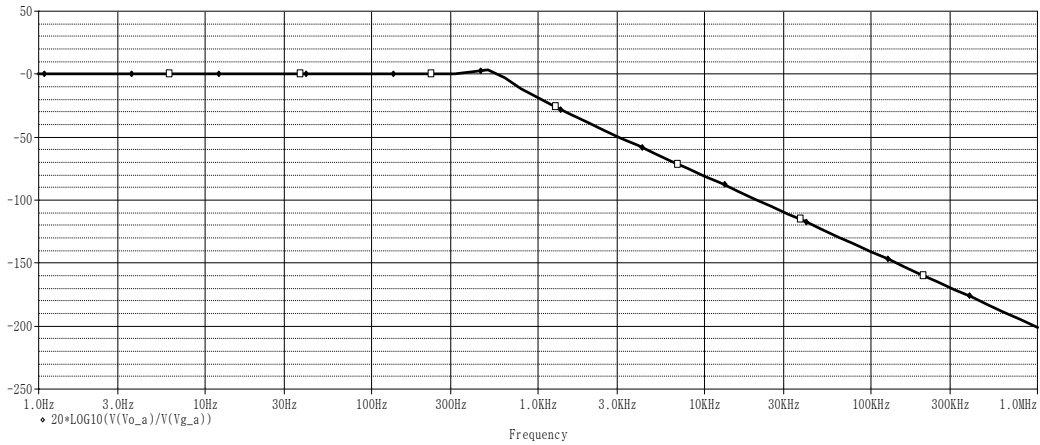
Μία ακόμα τοπολογία EMI φίλτρου που χρησιμοποιείται συχνά είναι το LCL φίλτρο. Η συγκεκριμένη επιλογή φίλτρου αναδεικνύεται πιο αποδοτική και οικονομική αφού επιτυγχάνεται η ίδια καταστολή αρμονικών με χαμηλότερες τιμές αυτεπαγωγής και χωρητικότητας. Το κυκλωματικό διάγραμμα του συγκεκριμένου φίλτρου απεικονίζεται στο Σχήμα 2.37. Από το διάγραμμα Bode του φίλτρου (βλ Σχήμα 2.38) παρατηρείται ότι η κλίση της καμπύλης μετά τη συχνότητα αποκοπής είναι $-60\text{db}/\text{δεκάδα}$. Οι αρμονικές λοιπόν της τάσης και του ρεύματος σε υψηλές συχνότητες καταστέλλονται με εντονότερο ρυθμό. Στον αντίποδα, η χρήση LCL φίλτρου παρουσιάζει κάποια μειονεκτήματα. Συγκεκριμένα, καθιστά τη στρατηγική ελέγχου ρεύματος πιο περίπλοκη και επιπρόσθετα παρουσιάζει συντονισμό σε μία συγκεκριμένη συχνότητα. Η τιμή αυτής της συχνότητας δίνεται από τον τύπο [5]:

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_{f1} + L_{f2}}{L_{f1} \cdot L_{f2} \cdot C_f}} \quad (2.48)$$



Σχήμα 2.37 EMI φίλτρο LCL.

Ο συντονισμός μπορεί να δημιουργήσει προβλήματα ευστάθειας στον έλεγχο του συστήματος και επηρεάζει την αρμονική συμπεριφορά των ρευμάτων και τάσεων εξόδου του αντιστροφέα. Είναι λοιπόν απαραίτητο, βάσει σωστού σχεδιασμού, η συχνότητα συντονισμού να απέχει πολύ από τις συχνότητες που ο αντιστροφέας παράγει αρμονικές τάσεις. Συγκεκριμένα, πρέπει $\omega_{res} > 10 \cdot \omega_1$ όπου $\omega_1 = 2\pi \cdot 50$ η συχνότητα δικτύου και παράλληλα $\omega_{res} < \frac{1}{2} \cdot \omega_{sw}$ όπου ω_{sw} η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα.



Σχήμα 2.38 Χαρακτηριστική εξόδου EMI φίλτρου LCL. -60db/δεκάδα.

Διατάξεις Ελέγχου Φωτοβολταϊκού Συστήματος

3. Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο εξετάζονται όλες οι διατάξεις ελέγχου απαραίτητες για τη διασφάλιση της εύρυθμης λειτουργίας του Φ/Β σταθμού. Η διασύνδεση μίας Φ/Β γεννήτριας στο δίκτυο αποτελεί ουσιαστικά ένα σύστημα κλειστού βρόχου. Υπάρχουν δύο τύποι ελέγχου στα διασυνδεδεμένα στο δίκτυο συστήματα, ανάλογα με το σήμα ανάδρασης – ο έλεγχος τάσης και ο έλεγχος ρεύματος. Οι αντιστροφείς ελεγχόμενοι από τάση και αυτοί ελεγχόμενοι από ρεύμα διαφέρουν πολύ στη μεταβατική τους λειτουργία (μέχρι τα πρώτα 20ms). Στη μόνιμη κατάσταση, όμως, συμπεριφέρονται ως πηγές σταθερής ισχύος προς το δίκτυο. Το κύκλωμα ελέγχου επιβλέπει συνεχώς την παραγόμενη ισχύ από τη Φ/Β γεννήτρια και ρυθμίζει κατάλληλα το μέτρο και τη φάση της τάσης (έλεγχος τάσης) ή του ρεύματος (έλεγχος ρεύματος) ώστε να εγχέεται η επιθυμητή ισχύς στο δίκτυο [34].

Οι αντιστροφείς ελεγχόμενοι από τάση παράγουν ημιτονοειδή τάση στην έξοδό τους. Δύνανται να χρησιμοποιηθούν σε αυτόνομα Φ/Β συστήματα τροφοδοτώντας απομονωμένα φορτία. Στην περίπτωση που συνδεθούν μη γραμμικά φορτία, ο αντιστροφείας συνεχίζει να παράγει ημιτονοειδή τάση αλλά η μορφή του ρεύματος εξόδου είναι μη ημιτονοειδής ώστε να προσαρμόζεται με τις ανάγκες του φορτίου.

Οι αντιστροφείς ελεγχόμενοι από ρεύμα παράγουν ημιτονοειδές ρεύμα στην έξοδό τους. Βρίσκουν εφαρμογή μόνο σε διασυνδεδεμένα συστήματα και όχι σε αυτόνομους Φ/Β σταθμούς. Η έξοδος του μετατροπέα ακολουθεί ένα ημιτονοειδές ρεύμα αναφοράς το οποίο είναι “κλειδωμένο” στη φάση του δικτύου. Ιδανικά, η κυματομορφή εξόδου δεν επηρεάζεται από την τάση του δικτύου και άρα μπορεί να παραμείνει ημιτονοειδής με σταθερό πλάτος ακόμα και όταν η έξοδος είναι βραχυκυκλωμένη.

Στη συνέχεια αυτού του κεφαλαίου, μελετώνται οι μετασχηματισμοί σε σταθερό και περιστρεφόμενο πλαίσιο dq0. Ο μετασχηματισμός των ρευμάτων στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο απλοποιεί ιδιαίτερα την υλοποίηση του ελέγχου. Εν συνεχεία, περιγράφεται λεπτομερώς το κύκλωμα συγχρονισμού με το δίκτυο. Η διάταξη PLL (Phase Locked Loop) επιβλέπει κάθε χρονική στιγμή τη συχνότητα του δικτύου και συγχρονίζει την τάση και το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα σε αυτή τη συχνότητα. Υπάρχουν διάφορες μέθοδοι υλοποίησης της διάταξης αυτής τόσο σε μονοφασικά όσο και σε τριφασικά συστήματα. Τέλος, αναλύονται οι δύο βασικότερες τεχνικές ελέγχου ρεύματος. Η πρώτη από αυτές είναι η τεχνική ελέγχου βρόχου υστέρησης (hysteresis current control). Είναι εύκολη στην υλοποίηση, έχει μεγάλη ακρίβεια και γρήγορη απόκριση. Υστερεί όμως, στο γεγονός ότι η διακοπτική συχνότητα των ημιαγωγών δεν είναι σταθερή και κατά συνέπεια το φάσμα συχνοτήτων του ρεύματος κυμαίνεται σε μεγάλο εύρος. Η δεύτερη τεχνική είναι ο PI έλεγχος ρεύματος (PI current control). Το ρεύμα εξόδου ανατροφοδοτείται μέσω μίας διάταξης PI και ρυθμίζει τους νέους παλμούς του αντιστροφέα. Έχει σταθερή διακοπτική συχνότητα αλλά παρουσιάζει σχετικά χαμηλή ακρίβεια και αργή απόκριση.

3.1 Μετασχηματισμός Σε Στρεφόμενο Πλαίσιο Αναφοράς (abc-dq0)

Όπως προαναφέρθηκε, ο μετασχηματισμός στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς διευκολύνει στην ανάλυση του ελέγχου. Πιο συγκεκριμένα, γνωρίζουμε ότι η συνάρτηση μεταφοράς του PI ελεγκτή έχει την μορφή:

$$G_{PI} = K_p + K_I \cdot \frac{1}{s} \quad (3.1)$$

Αυτή η συνάρτηση μεταφοράς παρουσιάζει ένα πόλο ή ισοδύναμα άπειρο κέρδος ανοικτού βράχου στα 0Hz. Έτσι το σφάλμα μόνιμης κατάστασης μπορεί να μηδενιστεί μόνο για dc σήματα. Για αυτό το λόγο, λοιπόν, τα ac σήματα πρέπει να μετασχηματιστούν σε dc σήματα σε περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς.

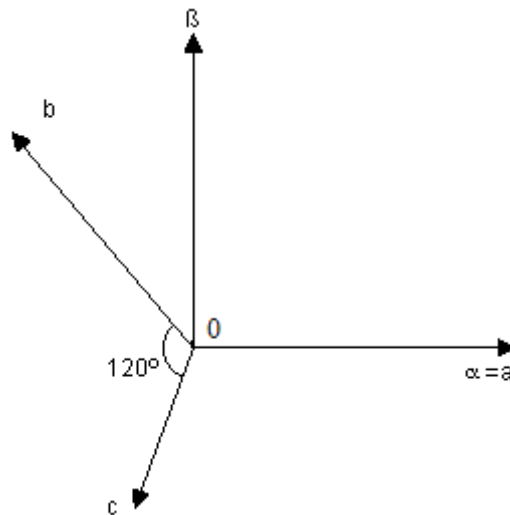
Σε συμμετρικό τριφασικό σύστημα με ασύνδετο ουδέτερο ισχύει η σχέση:

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (3.2)$$

Λύνοντας ως προς τη μία παράμετρο, για παράδειγμα $i_c = -i_a - i_b$ γίνεται φανερό ότι τα ρεύματα των τριών φάσεων είναι εξαρτημένα και αρκεί η γνώση των δύο μόνο εξ' αυτών για τον υπολογισμό και του τρίτου ρεύματος. Αντί για το i_a και i_b συχνά χρησιμοποιούνται οι προβολές των ρευμάτων στον οριζόντιο και κάθετο άξονα i_d και i_q . Ανάλογα αποτελέσματα ισχύουν και στην περίπτωση που είναι συνδεδεμένος ο ουδέτερος, μόνο που τώρα υπάρχει και μία τρίτη συνιστώσα ρεύματος, η i_0 κάθετη στο dq επίπεδο. Στις επόμενες παραγράφους αναλύονται μαθηματικά τα παραπάνω.

3.1.1 Μετασχηματισμός σε Ακίνητο Πλαίσιο αβ0

Ο μετασχηματισμός αβ0, ή μετασχηματισμός Clarke, είναι ένα μαθηματικό τέχνασμα για την απλοποίηση των τριφασικών κυκλωμάτων. Ουσιαστικά μεταφέρει τα μεγέθη του τριφασικού συστήματος σε στατό πλαίσιο δύο κάθετων αξόνων. Θεωρούμε ότι ο οριζόντιος άξονας α ταυτίζεται με τον άξονα a του τριφασικού συστήματος και ο κάθετος β βρίσκεται στις 90° δεξιόστροφα του α . Τέλος, το διάνυσμα 0 είναι κάθετο στο επίπεδο που ορίζουν τα α και β [5],[6],[8].



Σχήμα 3.1 Διανυσματικό διάγραμμα αβ0 μετασχηματισμού

Ο μετασχηματισμός Clarke των ρευμάτων σε μορφή πινάκων είναι:

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_0 \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta 0} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

Όταν η ομοπολική συνιστώσα είναι μηδενική, η τελευταία σειρά της εξίσωσης (3.2) μηδενίζεται και ο μετασχηματισμός μπορεί να απλοποιηθεί στην ακόλουθη σχέση:

$$\begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

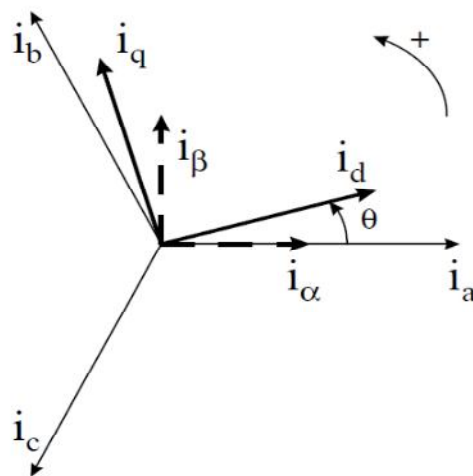
Τέλος, ο μετασχηματισμός από το στατό πλαίσιο αβ0 σε τριφασικά μεγέθη επιτυγχάνεται χρησιμοποιώντας τον αντίστροφο του πίνακα $T_{\alpha\beta 0}$ δηλαδή:

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta 0}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_\alpha \\ I_\beta \\ I_0 \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Οι ίδιες εξισώσεις ισχύουν και για τις τριφασικές τάσεις.

3.1.2 Μετασχηματισμός σε Περιστρεφόμενο Πλαίσιο dq0

Ο μετασχηματισμός dq0 προτάθηκε αρχικά από τον R.H. Park το 1929 και μεταφέρει τα ac μεγέθη ενός τριφασικού συστήματος σε στρεφόμενα dc μεγέθη απλοποιώντας ιδιαίτερα τους υπολογισμούς. Χρησιμοποιείται πολύ συχνά στην ανάλυση τριφασικών σύγχρονων μηχανών και στον έλεγχο τριφασικών αντιστροφών. Το πλαίσιο αναφοράς στρέφεται με γωνιακή ταχύτητα ω_r η οποία μπορεί να επιλεγεί έτσι ώστε να απλοποιηθεί η ανάλυση. Σε διασυνδεδεμένα συστήματα συνήθως επιλέγεται $\omega_r = \omega_0 = 50\text{Hz}$. Το διανυσματικό διάγραμμα του μετασχηματισμού dq0 παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.2. Στην ίδια εικόνα φαίνονται και τα διανύσματα του μετασχηματισμού αβ0 όπως υπολογίστηκαν στην προηγούμενη παράγραφο [5],[6],[8],[12].



Σχήμα 3.2 Διανυσματικό διάγραμμα dq0 μετασχηματισμού

Ο μετασχηματισμός Park των ρευμάτων σε μορφή πινάκων είναι:

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} = T_{dq0} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

όπου θ είναι η γωνία που σχηματίζεται κάθε χρονική στιγμή μεταξύ του οριζοντίου άξονα d με τη φάση a . Ως γνωστόν, η γωνία θ συνδέεται με την γωνιακή ταχύτητα μέσω της σχέσης $\theta = \omega \cdot t$ (3.6)

Στην παρούσα διπλωματική εργασία, που μελετάται διασυνδεδεμένος Φ/B σταθμός, η εξαγωγή της γωνιακής ταχύτητας ω και εν συνεχεία της γωνίας θ επιτυγχάνεται μέσω της διάταξης PLL που θα μελετηθεί στη συνέχεια αυτού του κεφαλαίου.

Όταν η ομοπολική συνιστώσα είναι μηδενική ο μετασχηματισμός μπορεί πάλι να απλοποιηθεί ως εξής:

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = T_{dq} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Ο αντίστροφος μετασχηματισμός από το στρεφόμενο πλαίσιο dq0 σε τριφασικά μεγέθη είναι

$$\begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} = T_{dq0}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Πολλές φορές εξυπηρετεί η μετάβασης από τα τριφασικά μεγέθη στο dq πλαίσιο χρησιμοποιώντας ως ενδιάμεσο βήμα το μετασχηματισμό Clarke. Ας ορίσουμε αρχικά τον πίνακα στρέψης R :

$$R = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Ο πίνακας T_{dq} προκύπτει υπολογίζοντας το ακόλουθο εσωτερικό γινόμενο πινάκων:

$$T_{dq} = R \cdot T_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

Σημειώνεται εδώ ότι ο παράγοντας $k = \sqrt{\frac{2}{3}}$ μετατρέπει τον μετασχηματισμό dq σε ορθογώνιο, δηλαδή ο αντίστροφος του T_{dq0} είναι ο ανάστροφός του. Εναλλακτικά, χρησιμοποιείται και ο παράγοντας $k' = \frac{2}{3}$.

Η φαινόμενη ισχύς στο dq πλαίσιο λαμβάνει τη μορφή:

$$S_{dq} = (V_d + jV_q) \cdot (I_d + jI_q)^* = [(V_d I_d + V_q I_q) + j(V_q I_d - V_d I_q)] \quad (3.11)$$

οπότε η ενεργός και η άεργος ισχύς είναι:

$$P_{dq} = (V_d I_d + V_q I_q) \quad (3.12\alpha)$$

$$Q_{dq} = (V_q I_d - V_d I_q) \quad (3.12\beta)$$

Στην εναλλακτική περίπτωση που στον μετασχηματισμό χρησιμοποιείται ο παράγοντας $k' = \frac{2}{3}$, η ενεργός και άεργος ισχύς πολλαπλασιάζονται απλώς με τον όρο $\frac{3}{2}$:

$$P'_{dq} = \frac{3}{2} \cdot (V_d I_d + V_q I_q) \quad (3.13\alpha)$$

$$Q'_{dq} = \frac{3}{2} \cdot (V_q I_d - V_d I_q) \quad (3.13\beta)$$

Θα φανεί χρήσιμο στη συνέχεια του κεφαλαίου να υπολογιστούν τα ρεύματα αναφοράς σε dq πλαίσιο ως συνάρτηση της ισχύος. Από τις σχέσεις (3.12α) και (3.12β), λύνοντας ως προς I_d και I_q καταλήγουμε στις εξισώσεις:

$$I_d = \frac{P_{dq} V_d + Q_{dq} V_q}{V_d^2 + V_q^2} \quad (3.14\alpha)$$

$$I_q = \frac{P_{dq} V_q - Q_{dq} V_d}{V_d^2 + V_q^2} \quad (3.14\beta)$$

3.2 Διάταξη Κλειδώματος Φάσης (PLL)

Η διάταξη PLL (Phase Locked Loop) έχει πολλές εφαρμογές σε διάφορους τομείς και βασίζεται στις θεωρίες ταλαντώσεων και ελέγχου. Τα πρώτα κυκλώματα PLL ήταν αναλογικά αλλά από τη δεκαετία του 70 και έπειτα τα ψηφιακά PLL πήραν τη θέση των αναλογικών καταλαμβάνοντας πολύ λιγότερο χώρο πάνω σε μία πλακέτα. Παρόλα αυτά, η θεμελιώδης αρχή λειτουργίας τους είναι η ίδια. Πρόκειται ουσιαστικά για μία κυκλωματική τοπολογία που στόχο έχει να κάνει ένα σήμα να ακολουθεί ένα άλλο. Το σήμα εξόδου συγχρονίζεται τόσο σε φάση όσο και σε συχνότητα με το σήμα αναφοράς εισόδου. Το PLL είναι πρακτικά ένα σύστημα ελέγχου που μειώνει στο ελάχιστο το σφάλμα μεταξύ της φάσης του σήματος εξόδου και της φάσης του σήματος αναφοράς [43].

Η γνώση της γωνιακής ταχύτητας ω της τάσης δικτύου είναι ιδιαίτερα σημαντική πληροφορία για πολλά διασυνδεδεμένα συστήματα. Απαιτείται λοιπόν μία διάταξη PLL μεγάλης ακρίβειας με ταχεία απόκριση ώστε τα σήματα αναφοράς να είναι πλήρως συγχρονισμένα. Παράλληλα, θα πρέπει η τοπολογία αυτή να δύναται να λειτουργεί ορθά όταν υφίστανται παραμορφώσεις και ασυμμετρίες της τάσης δικτύου.

Κάθε διάταξη κλειδώματος φάσης διαθέτει τρία βασικά μέρη [25],[43]:

- Ανιχνευτής φάσης- Phase detector(PD)- ή πολλαπλασιαστής
- Το φίλτρο ανάδρασης- Loop Filter(LF).
- Ταλαντωτής Ελεγχόμενος από Τάση- Voltage Controlled Oscillator (VCO)

Ο Ανιχνευτής Φάσης

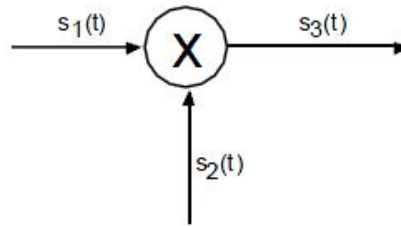
Ο ανιχνευτής φάσης (PD) είναι στην ουσία ένας πολλαπλασιαστής δύο σημάτων, έστω $s_1(t)$ και $s_2(t)$ και επιπρόσθετα έχει κέρδος K_{PD} . Και τα δύο αυτά σήματα είναι ημιτονοειδή με την ίδια συχνότητα αλλά διαφέρουν σε φάση.

$$s_1(t) = A_1 \cdot \sin(\omega t + \varphi_1(t)) \quad (3.15\alpha)$$

$$s_2(t) = A_2 \cdot \cos(\omega t + \varphi_2(t)) \quad (3.15\beta)$$

Σημειώνεται εδώ ότι το δεύτερο σήμα είναι συνημιτονοειδές και άρα είναι κατά 90° μετατοπισμένο ως προς το πρώτο. Η έξοδος του πολλαπλασιαστή είναι:

$$s_3(t) = K_{PD} A_1 A_2 \cdot \sin(\omega t + \varphi_1(t)) \cdot \cos(\omega t + \varphi_2(t))$$



Σχήμα 3.3 Ανιχνευτής φάσης (PD) – Πολλαπλασιαστής [43].

Εφαρμόζοντας βασικές τριγωνομετρικές πράξεις, η $s_3(t)$ ανάγεται στην ακόλουθη:

$$s_3(t) = \frac{K_{PD}A_1A_2}{2} \cdot \sin(\varphi_1(t) - \varphi_2(t)) + \frac{K_{PD}A_1A_2}{2} \cdot \sin(2\omega t + \varphi_1(t) + \varphi_2(t)) \quad (3.16)$$

Σε αυτή τη μορφή γίνεται φανερό ότι η έξοδος του πολλαπλασιαστή αποτελείται από δύο παράγοντες. Ο πρώτος εξαρτάται μόνο από τη διαφορά των δύο φάσεων ενώ ο δεύτερος ταλαντώνεται στη διπλάσια συχνότητα από αυτή των σημάτων και εξαρτάται από το άθροισμα των δύο φάσεων. Μόνο η διαφορά των φάσεων είναι που ενδιαφέρει και ο δεύτερος όρος, μη έχοντας καμία σημαντική πληροφορία, φιλτράρεται και εξαλείφεται.

Το Φίλτρο Ανάδρασης

Χρησιμοποιείται ένα βαθυπερατό φίλτρο για να απαλλαγθεί η έξοδος του πολλαπλασιαστή από τον ανεπιθύμητο όρο διπλάσιας συχνότητας. Το εύρος ζώνης του φίλτρου πρέπει να είναι αρκετά στενό ώστε να αποκόπτεται η διπλάσια συχνότητα αλλά και τυχών θόρυβος που εμφανίζεται στο κύκλωμα. Η διασύνδεση του φίλτρου με τα υπόλοιπα στοιχεία του κυκλώματος φαίνεται στην εικόνα 3.4.

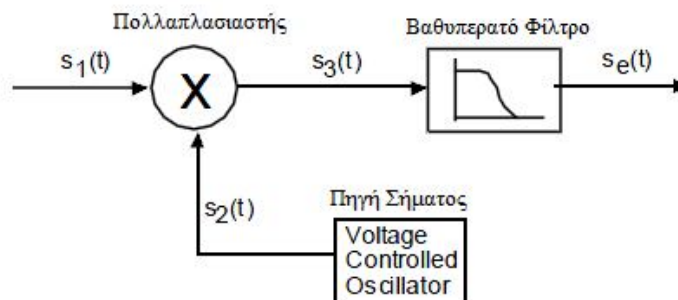
Η έξοδος του φίλτρου είναι το λεγόμενο σήμα σφάλματος:

$$s_e(t) = \frac{K_{PD}A_1A_2}{2} \cdot \sin(\varphi_1(t) - \varphi_2(t)) \quad (3.17)$$

Όταν η διαφορά φάσης γίνει μηδενική, το σήμα σφάλματος επίσης μηδενίζεται. Αυτή είναι η επιθυμητή κατάσταση στην οποία κλειδώνει η διάταξη PLL.

Στο πεδίο συχνοτήτων το φίλτρο είναι ουσιαστικά ένας PI ελεγκτής με τέτοια κέρδη k_p και k_i ώστε να έχει καλή δυναμική συμπεριφορά αλλά και μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης [35]. Η συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου δίνεται από την (3.18).

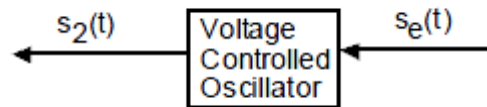
$$H_{LF}(s) = k_p + \frac{k_i}{\tau_I \cdot s} \quad (3.18)$$



Σχήμα 3.4 Το φίλτρο ανάδρασης (LF) [43].

Ο Ταλαντωτής Ελεγχόμενος από Τάση (VCO)

Στόχος είναι η ελαχιστοποίηση του σήματος σφάλματος. Αυτό επιτυγχάνεται μόνο αν αλλάξει η φάση του σήματος $s_2(t)$ έτσι ώστε να ταιριάζει με τη φάση του σήματος $s_1(t)$. Η αλλαγή της φάσης γίνεται μέσω του VCO ο οποίος δημιουργεί το σήμα $s_2(t)$. Ο ταλαντωτής αυτός, όπως υποδηλώνει και το όνομά του παράγει ένα ημιτονοειδές σήμα μεταβλητής συχνότητας ελεγχόμενης από το σήμα σφάλματος. Όταν το σφάλμα μηδενιστεί η έξοδος του ταλαντωτή θα είναι ένα ημιτονικό σήμα γύρω από την κεντρική συχνότητα 50Hz στα διασυνδεδεμένα συστήματα.



Σχήμα 3.5 Ο ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση (VCO) [43].

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

$$K_O = \frac{d\omega_i}{dv} \quad (3.19)$$

Αν ω_c είναι η κεντρική συχνότητα τότε η έξοδος του VCO είναι

$$s_2(t) = A_2 \cdot \cos(\omega_c t + \varphi_2(t)) \quad (3.19)$$

Αν υπάρξει μεταβολή στη φάση και το σήμα σφάλματος λάβει τιμή $\neq 0$ τότε η νέα συχνότητα του σήματος $s_2(t)$ θα είναι:

$$\omega_{out} = \omega_c + K_O \cdot v(t) \quad (3.20)$$

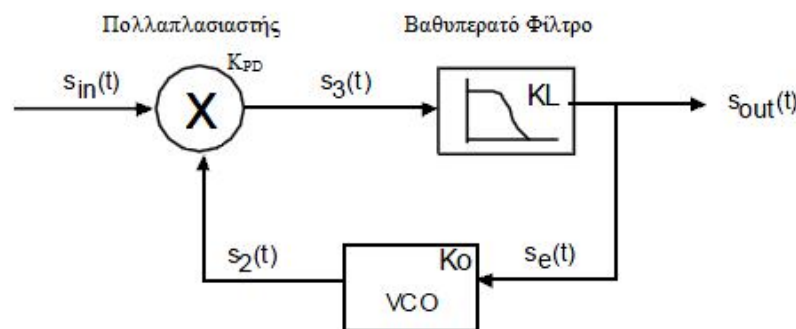
Η φάση ενός περιοδικού σήματος είναι το ολοκλήρωμα της συχνότητας πολλαπλασιασμένο επί 2π σύμφωνα με τη σχέση:

$$\varphi(t) = 2\pi \int_0^t f(t) dt \quad (3.20)$$

Η φάση του σήματος ανάδρασης μπορεί πλέον να γραφεί ως εξής:

$$\varphi_2(t) = 2\pi K_O \cdot \int_0^t s_e(t) dt = 2\pi K_O s_e(t)t \quad (3.21)$$

Όσο υπάρχει σφάλμα $s_e(t) \neq 0$, η φάση του σήματος $s_2(t)$ μεταβάλλεται γραμμικά. Καθώς αλλάζει το $\varphi_2(t)$ η διαφορά φάσης μειώνεται και άρα μικραίνει και το πλάτος του σήματος σφάλματος. Η ίδια λογική ισχύει μέχρι να μηδενιστεί το σφάλμα. Έτσι λειτουργεί η διάταξη PLL, το τελικό διάγραμμα της οποίας παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.6



Σχήμα 3.6 Τελικό διάγραμμα PLL [43].

3.2.1 Διάταξη PLL Σε Μονοφασικά Συστήματα

Ως γνωστόν σε κάθε τοπολογία PLL απαιτείται η δημιουργία ενός σήματος το οποίο διαφέρει 90° από το σήμα εισόδου. Αυτό θα ονομάζεται κάθετο σήμα. Υπάρχουν πολλοί τρόποι παραγωγής του κάθετου σήματος σε μονοφασικά PLL και αναλύονται στη συνέχεια [37].

Μονοφασικό PLL Βασισμένο Στον Αντίστροφο Μετασχηματισμό Park

Το σχηματικό διάγραμμα αυτού του PLL φαίνεται στην εικόνα 3.7. Το σήμα είσοδος του συστήματος είναι η μονοφασική τάση του δικτύου V_β . Ένα ακόμα σήμα παράγεται εσωτερικά του PLL και είναι η τάση V_α . Οι δύο αυτές κυματομορφές χρησιμοποιούνται στη συνέχεια ως είσοδοι του μετασχηματισμού Park $\alpha\beta \rightarrow dq$. Η συνιστώσα d του μετασχηματισμού είναι το σήμα ελέγχου του βρόχου ανάδρασης από τον οποίο εξάγονται οι πληροφορίες για τη συχνότητα και τη φάση του σήματος εισόδου.

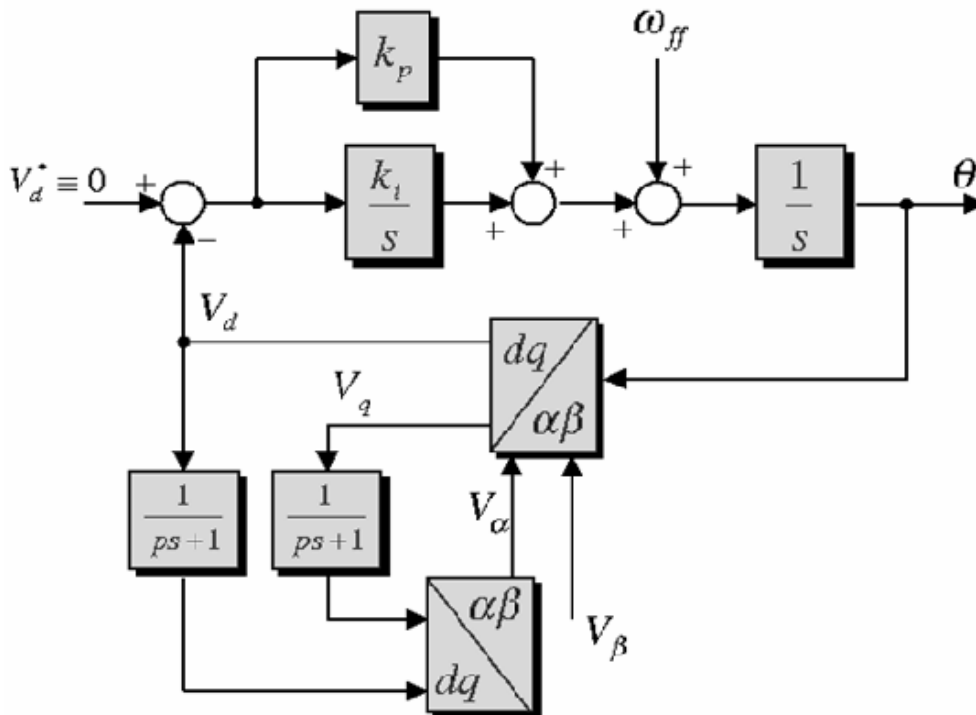
Το σήμα V_α παράγεται μέσω του αντίστροφου μετασχηματισμού Park $dq \rightarrow \alpha\beta$ οι είσοδοι του οποίου είναι τα dq σήματα αφού έχουν περάσει πρώτα από φίλτρα απλού πόλου

$H = \frac{1}{ps+1}$. Τα κέρδη αυτών των συστημάτων πρώτης τάξης πρέπει να επιλεγούν κατάλληλα

ώστε να διασφαλίζεται η σωστή λειτουργία του PLL. Ο εσωτερικός βρόχος ανάδρασης θα πρέπει να έχει ταχεία απόκριση ώστε ο εξωτερικός βρόχος να δέχεται σταθεροποιημένο το V_α . Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, το βαθυπερατό φίλτρο είναι ουσιαστικά ένας PI

ελεγκτής με συνάρτηση μεταφοράς $H_{LF}(s) = k_p + \frac{k_I}{\tau_I \cdot s}$.

Το σήμα εμπρόσθιας τροφοδότησης ω_{ff} βελτιώνει τη συνολική απόδοση του κυκλώματος. Πρόκειται ουσιαστικά για μία σταθερά με τιμή την αναμενόμενη συχνότητα εξόδου του PLL. Στην περίπτωση διασυνδεδεμένων συστημάτων, που η συχνότητα δικτύου είναι 50Hz το ω_{ff} ισούται με $2\pi \cdot 50$, δηλαδή $\omega_{ff} = 314.16 \text{ rad/sec}$. Με τη μεθοδολογία αυτή



Σχήμα 3.7 Μονοφασικό PLL βασισμένο στον αντίστροφο μετασχηματισμό Park [37].

το σύστημα ελέγχου επιδρά μόνο στην απόκλιση της συχνότητας εξόδου από τα 50Hz, δηλαδή στο σφάλμα $50\text{Hz} - f_{out}$, βελτιώνοντας πολύ την απόκριση του συστήματος.

Μονοφασικό PLL Βασισμένο Στο Μετασχηματισμό Hilbert

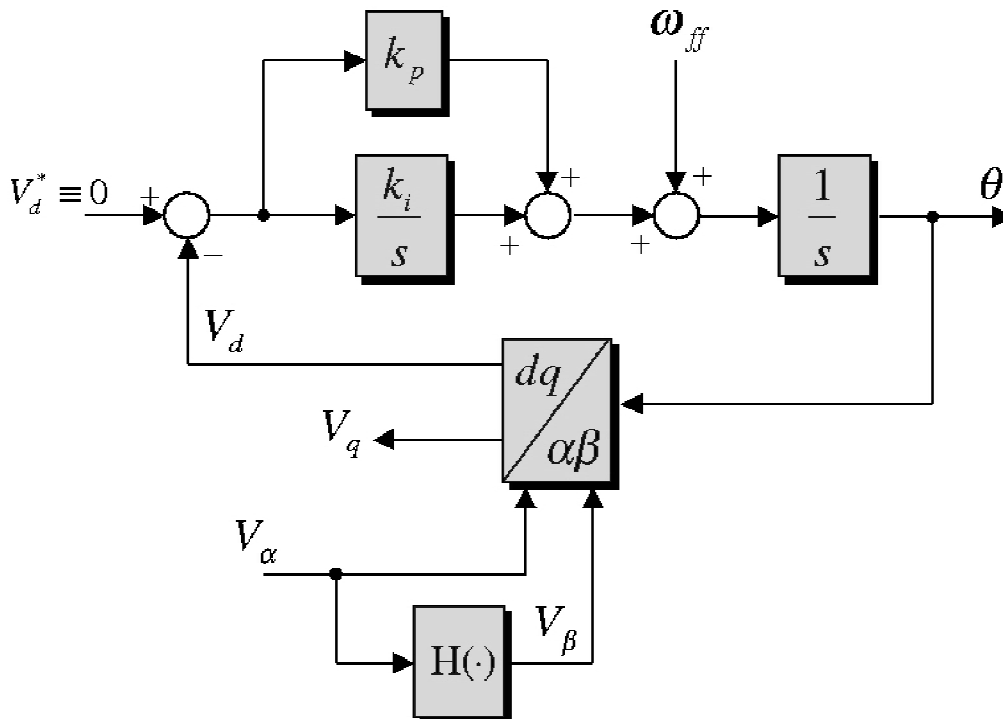
Στο Σχήμα 3.8 φαίνεται ο αλγόριθμος PLL στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο όπου το κάθετο σήμα παράγεται με τη βοήθεια του μετασχηματισμού Hilbert. Αν $x(t)$ μία συνάρτηση στο πεδίο των πραγματικών αριθμών, τότε ο μετασχηματισμός Hilbert αυτής είναι:

$$\hat{x}(t) = H(x) = \frac{P}{\pi} \cdot \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{x(\tau)}{t - \tau} dt \quad (3.22)$$

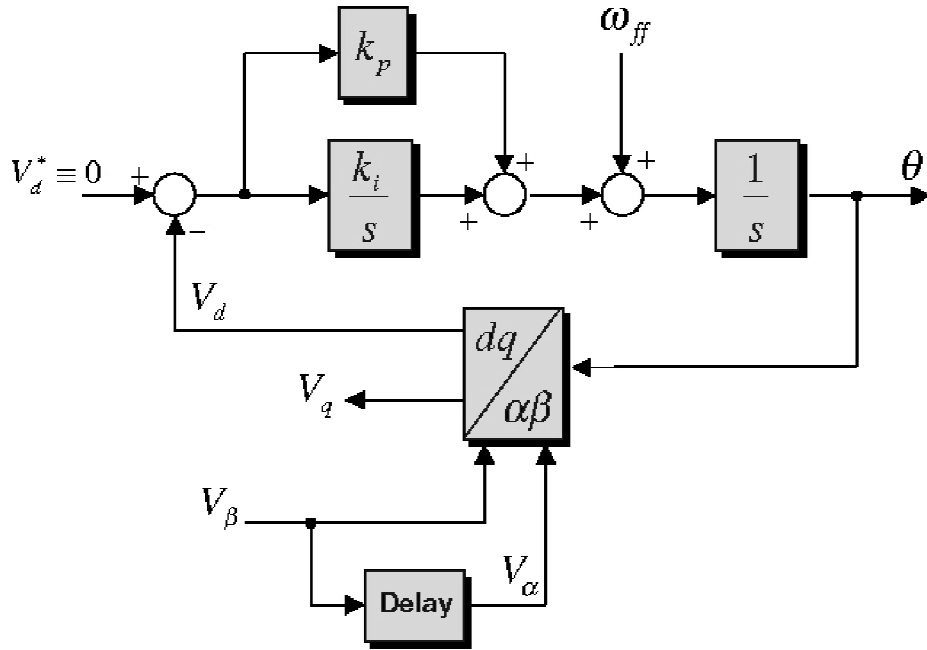
Χρησιμοποιώντας το μετασχηματισμό Hilbert παράγεται ένα σήμα το οποίο είναι κάθετο στο σήμα εισόδου. Στη συνέχεια, τα σήματα V_α και V_β μετασχηματίζονται σε dq συνιστώσες για να παραχθεί το σήμα ελέγχου του βρόχου ανάδρασης, ακολουθώντας την ίδια μεθοδολογία με τον πρώτο αλγόριθμο.

Μονοφασικό PLL Βασισμένο Σε Καθυστέρηση Φάσης

Στο Σχήμα 3.9 παρουσιάζεται το σχηματικό διάγραμμα μονοφασικού PLL βασισμένο σε καθυστέρηση της φάσης του σήματος εισόδου. Πιο συγκεκριμένα, το block με ονομασία Delay προκαλεί μετατόπιση φάσης στο σήμα εισόδου κατά 90° σε σχέση με τη θεμελιώδη συχνότητα. Σημειώνεται εδώ ότι όλες οι ανώτερες αρμονικές της τάσης εισόδου υποβάλλονται στην ίδια χρονική καθυστέρηση της θεμελιώδους αρμονικής. Ο έλεγχος του βρόχου ανάδρασης επιτυγχάνεται με την ίδια μέθοδο που χρησιμοποιήθηκε και στις δύο προηγούμενες περιπτώσεις.



Σχήμα 3.8 Μονοφασικό PLL βασισμένο στο μετασχηματισμό Hilbert [37].



Σχήμα 3.9 Μονοφασικό PLL βασισμένο σε καθυστέρηση φάσης [37].

3.2.2 Διάταξη PLL Σε Τριφασικά Συστήματα

Το σχηματικό διάγραμμα του τριφασικού PLL φαίνεται στο Σχήμα 3.10. Οι τριφασικές τάσεις μετασχηματίζονται στο περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς dq. Η συνιστώσα ελέγχου του βρόχου ανάδρασης επιλέγεται η τάση του κάθετου άξονα V_q . Θέτοντας το σήμα αναφοράς $V_q^* = 0$ επιτυγχάνεται το κλείδωμα της εξόδου του PLL στη φάση της τάσης δικτύου. Επιπρόσθετα, μπορούν να καθοριστούν η στιγμιαία τιμή τη συχνότητας καθώς και το πλάτος της τάσης δικτύου. Όπως και στις μονοφασικές διατάξεις PLL έτσι και εδώ, το σήμα εμπρόσθιας τροφοδότησης ω_{ff} συμβάλει στην βελτίωση της συνολικής απόδοσης του κυκλώματος [36].

Ο προσδιορισμός των κερδών του βρόχου ανάδρασης απαιτεί την κατασκευή ενός γραμμικού μοντέλου του τριφασικού PLL κυκλώματος [28]. Το ισοδύναμο κύκλωμα ασθενούς σήματος απεικονίζεται στο σχήμα 3.10. Στη συνέχεια παρουσιάζεται η διαδικασία εξαγωγής της ισοδύναμης δομής ασθενούς σήματος.

Από τον πίνακα στρέψης του μετασχηματισμού Park (3.9) έχουμε:

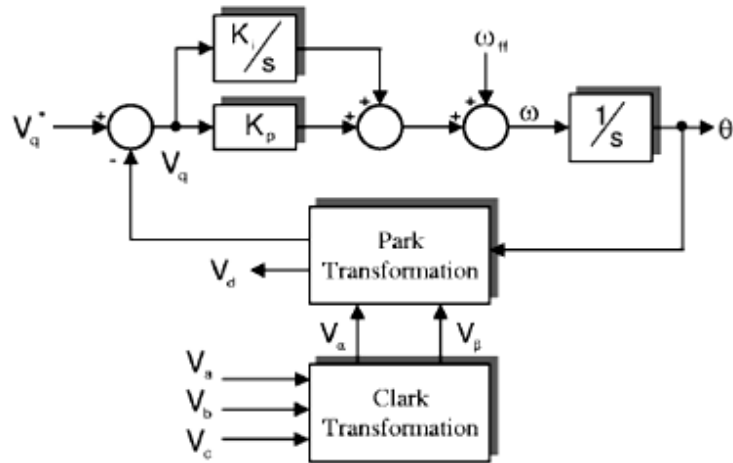
$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = R \cdot \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \Leftrightarrow$$

$$\left. \begin{aligned} V_d &= \cos(\theta) \cdot V_\alpha + \sin(\theta) \cdot V_\beta \\ V_q &= -\sin(\theta) \cdot V_\alpha + \cos(\theta) \cdot V_\beta \end{aligned} \right\}$$

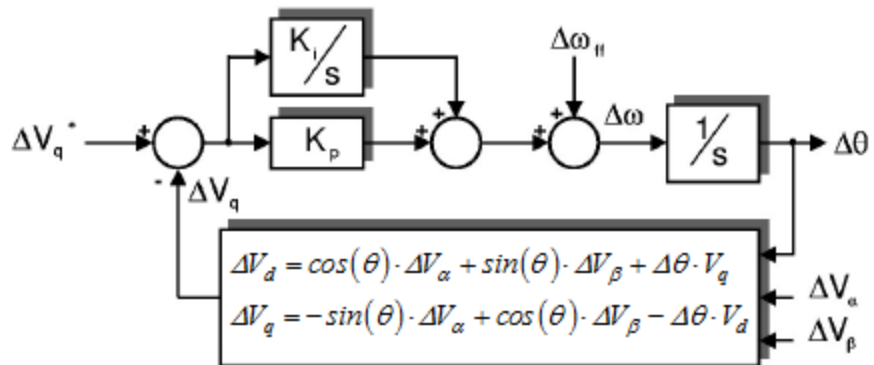
Προκύπτουν λοιπόν οι εξής σχέσεις ασθενούς σήματος:

$$\left. \begin{aligned} \frac{\Delta V_d}{\Delta \theta} &= \cos(\theta) \cdot \frac{\Delta V_\alpha}{\Delta \theta} + \sin(\theta) \cdot \frac{\Delta V_\beta}{\Delta \theta} - \underbrace{\sin(\theta) \cdot V_\alpha + \cos(\theta) \cdot V_\beta}_{+V_q} \\ \frac{\Delta V_q}{\Delta \theta} &= -\sin(\theta) \cdot \frac{\Delta V_\alpha}{\Delta \theta} + \cos(\theta) \cdot \frac{\Delta V_\beta}{\Delta \theta} - \underbrace{\cos(\theta) \cdot V_\alpha - \sin(\theta) \cdot V_\beta}_{-V_d} \end{aligned} \right\} \Leftrightarrow$$

$$\left. \begin{aligned} \Delta V_d &= \cos(\theta) \cdot \Delta V_\alpha + \sin(\theta) \cdot \Delta V_\beta + \Delta \theta \cdot V_q \\ \Delta V_q &= -\sin(\theta) \cdot \Delta V_\alpha + \cos(\theta) \cdot \Delta V_\beta - \Delta \theta \cdot V_d \end{aligned} \right\} \quad (3.23)$$



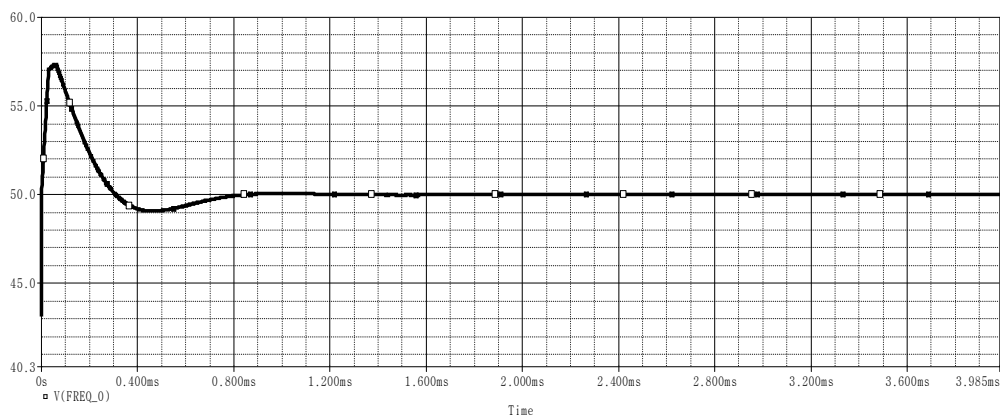
Σχήμα 3.10 Δομή τριφασικού PLL [28].



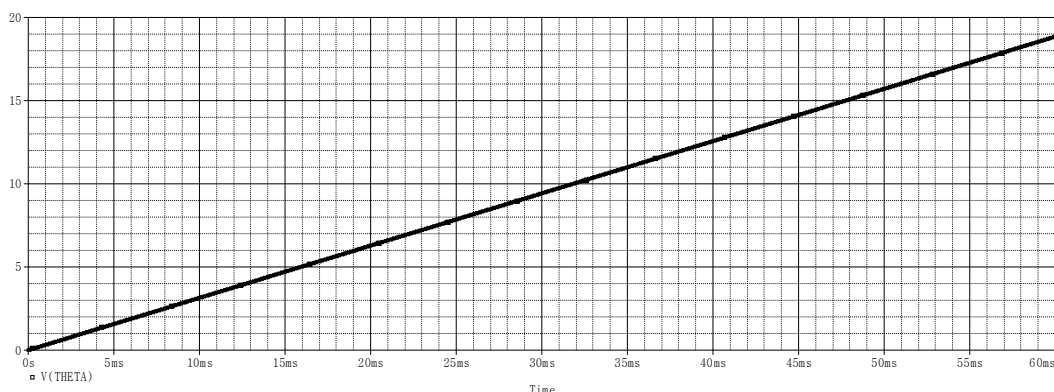
Σχήμα 3.11 Ισοδύναμο κύκλωμα PLL ασθενούς σήματος [28].

Η εκτιμώμενη συχνότητα λειτουργίας τριφασικού δικτύου και η αντίστοιχη φάση θ όπως υπολογίζονται από το κύκλωμα PLL φαίνονται στις ακόλουθες γραφικές παραστάσεις.

Σημειώνεται εδώ πως η φάση αυξάνεται κατά 2π σε κάθε περίοδο $T = \frac{1}{50} s = 20ms$.



Σχήμα 3.12 Εκτιμώμενη συχνότητα τριφασικού δικτύου – Έξοδος PLL.



Σχήμα 3.13 Εκτιμούμενη φάση θ τριφασικού δικτύου – Έξοδος PLL.

3.3 Στρατηγική Ελέγχου Ρεύματος

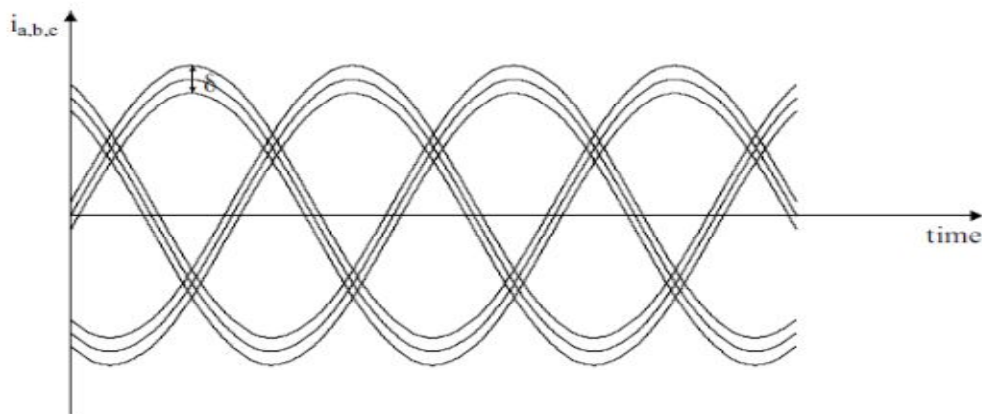
Στα διασυνδεδεμένα Φ/Β συστήματα εισάγονται πολλά ζητήματα ελέγχου όπως είναι η ευστάθεια του κυκλώματος, η ρύθμιση του συντελεστή ισχύος και οι αρμονικές συνιστώσες του εγχεόμενου ρεύματος. Αυτά, όπως και πολλά άλλα θέματα ρυθμίζονται με διατάξεις ελέγχου κλειστού βρόχου. Σε γενικές γραμμές, τα κυκλώματα ελέγχου είναι αυτά που βελτιώνουν τη λειτουργία όλου του συστήματος. Έχουν μελετηθεί πολλές στρατηγικές ελέγχου και πολλοί τύποι ελεγκτών. Στην παρούσα διπλωματική, το ενδιαφέρον επικεντρώνεται σε ελεγκτές του εγχεόμενου προς το δίκτυο ρεύματος και πιο συγκεκριμένα στις διατάξεις βρόχου υστέρησης και PI. Στόχος είναι η παραγωγή ημιτονοειδούς ρεύματος εξόδου συγκεκριμένου πλάτους, απαλλαγμένο κατά το δυνατόν από αρμονικές συνιστώσες. Η βασική ιδέα του ελέγχου έγκειται στην προσπάθεια του ρεύματος εξόδου να ακολουθήσει ένα ρεύμα αναφοράς, κατάλληλα προσδιορισμένο.

Σημειώνεται εδώ ότι η ανάλυση των ρεμάτων διαρροής γίνεται στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας του κυκλώματος. Η μελέτη αυτή είναι ανεξάρτητη από τα επίπεδα ενεργού και αέργου ισχύος που εγχέονται στο δίκτυο. Κατά συνέπεια δεν απαιτείται έλεγχος για τον προσδιορισμό σημείου μέγιστης ισχύος του Φ/Β (MPPT) όπως συμβαίνει στην πραγματικότητα. Επομένως, μπορεί να γίνει η θεώρηση ότι ο Φ/Β σταθμός τροφοδοτεί το δίκτυο με σταθερή ενεργό ισχύ και μηδενική άεργο.

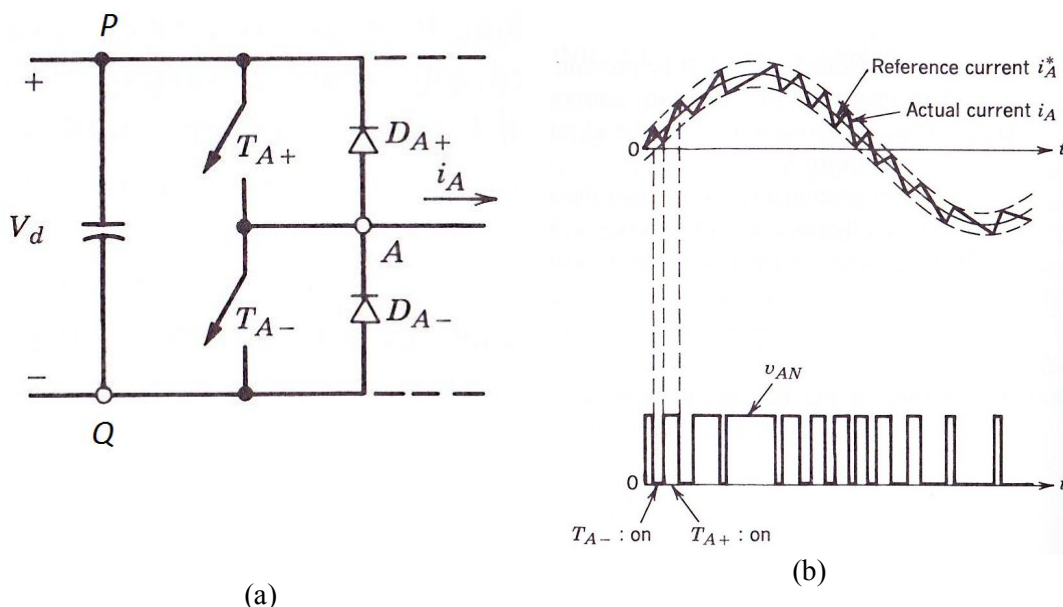
3.3.1 Έλεγχος ρεύματος με τη μέθοδο της υστέρησης

Μεταξύ των διαφόρων στρατηγικών ελέγχου οι διατάξεις βρόχου υστέρησης χρησιμοποιούνται πολύ συχνά λόγω της απλής υλοποίησής τους, της γρήγορης απόκρισης και της μεγάλης ακρίβειάς τους. Επιπρόσθετα δεν απαιτείται καμία γνώση των παραμέτρων του φορτίου. Παρόλα αυτά, ο έλεγχος με ζώνη υστέρησης παρουσιάζει ορισμένα μειονεκτήματα. Η διακοπτική συχνότητα της τεχνικής PWM δεν είναι σταθερή αλλά κυμαίνεται σε ένα εύρος συχνοτήτων καθώς αυτό που ελέγχεται είναι η διακύμανση του ρεύματος εξόδου κάθε στιγμή μέσα σε μία περίοδο. Επιπρόσθετα στα τριφασικά συστήματα υπάρχει αλληλεξάρτηση των ρευμάτων εξόδου καθώς το ρεύμα μίας φάσης επηρεάζεται τόσο από την τάση της ίδιας φάσης όσο και από τις άλλες δύο τάσεις. Για την απόζευξη των ρευμάτων ο έλεγχος μπορεί να πραγματοποιηθεί στο σταθερό πλαίσιο αναφοράς αβ.

Η βασική ιδέα αυτής της στρατηγικής ελέγχου είναι η εξαγωγή των σημάτων παλμοτροφοδότησης από τη σύγκριση του πραγματικού ρεύματος μίας φάσης με την αντίστοιχη ζώνη ανοχής του ρεύματος αυτού. Όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3.14 στόχος είναι να παραμείνουν τα ρεύματα εξόδου εντός των ορίων που ορίζει η αντίστοιχη ζώνη υστέρησης [6],[14],[31].



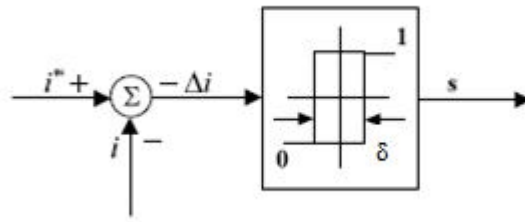
Σχήμα 3.14 Ζώνη υστέρησης γύρω από τα ρεύματα αναφοράς i_a^* , i_b^* , i_c^* [31].



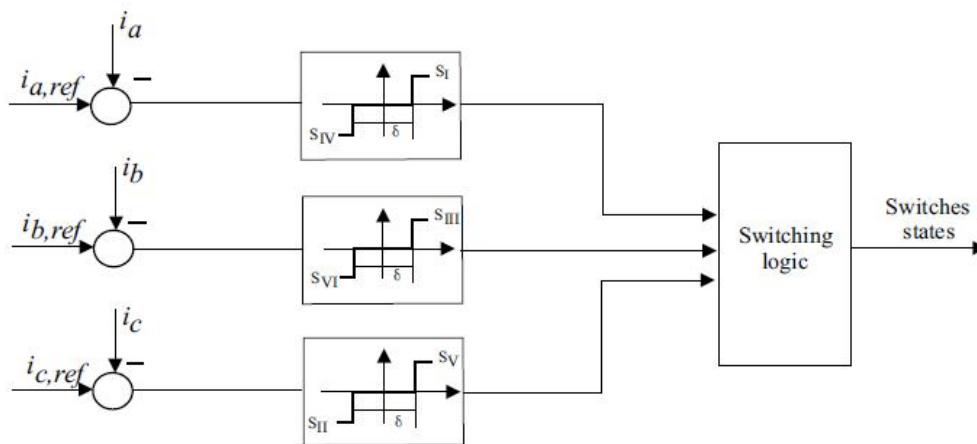
Σχήμα 3.15 Λειτουργία ελέγχου βρόχου υστέρησης. (α) Φάση α του αντιστροφέα. (β) Παλμοί έναυσης διακοπών & αποτέλεσμα σύγκρισης [14].

Στη συνέχεια αναλύεται η διαδικασία παραγωγής των παλμών έναυσης των ημιαγωγών. Αρχικά προσδιορίζονται ως προς το μέτρο και τη φάση τα τριφασικά ρεύματα αναφοράς i_a^* , i_b^* , i_c^* . Ο καθορισμός γίνεται βάσει της επιθυμητής εγχεόμενης ενεργού και αέργου ισχύος. Στη συνέχεια πρέπει να γίνει η επιλογή της ζώνης ανοχής δ . Μικρό πλάτος ζώνης σε σχέση με την RMS τιμή του ρεύματος αναφοράς συνεπάγεται καλή αρμονική συμπεριφορά του ρεύματος εξόδου αλλά μεγάλη διακοπτική συχνότητα και κατά συνέπεια πολλές απώλειες στον αντιστροφέα. Αντίθετα αν η ζώνη υστέρησης έχει μεγάλο πλάτος βελτιώνεται η απόδοση του αντιστροφέα αλλά το ρεύμα εξόδου υφίσταται μεγαλύτερη αρμονική παραμόρφωση. Πρέπει λοιπόν να βρεθεί η χρυσή τομή στην επιλογή της ζώνης δ .

Το πραγματικό ρεύμα εξόδου, έστω της φάσης a, συγκρίνεται με τα αντίστοιχα όρια ανοχής $i_a^* \pm \delta/2$. Όταν το i_a προσπαθήσει να ξεπεράσει το άνω όριο, τότε ο διακόπτης T_{A2} περνάει σε κατάσταση αγωγής και κατά συνέπεια ο διακόπτης T_{A1} περνάει σε κατάσταση αποκοπής. Το αντίθετο συμβαίνει όταν το i_a προσπαθήσει να ξεπεράσει το κάτω όριο. Η διακοπτική συχνότητα καθορίζεται από την ταχύτητα με την οποία το ρεύμα παλινδρομεί



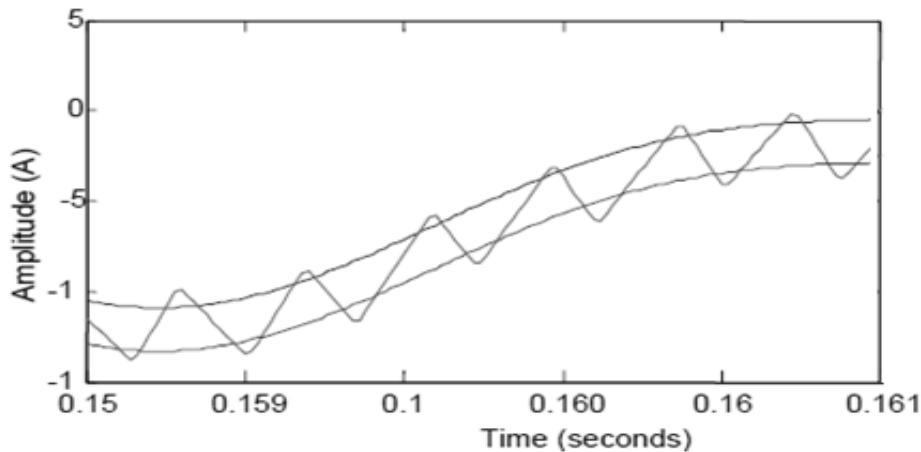
Σχήμα 3.16 Σχηματικό διάγραμμα μίας φάσης της διάταξης ελέγχου ζώνη υστέρησης.



Σχήμα 3.17 Τελικό σχηματικό διάγραμμα ελέγχου βρόχου υστέρησης [31].

μεταξύ των δύο ορίων. Στην εικόνα 3.16 παρουσιάζεται το σχηματικό διάγραμμα του συγκριτή υστέρησης. Τρεις τέτοιοι συγκριτές συναποτελούν το τελικό κύκλωμα της διάταξης ελέγχου όπως φαίνεται στην εικόνα 3.17.

Ολοκληρώνοντας τη μελέτη αυτής της στρατηγικής ελέγχου, αναφέρεται ένα τελευταίο μειονέκτημα της τεχνικής αυτής. Στην πράξη, το ρεύμα εξόδου δεν περιορίζεται στα πλαίσια της ζώνης ανοχής αλλά στο διπλάσιο αυτής [6]. Αυτό συμβαίνει γιατί τα ρεύματα εξόδου δεν είναι αποζευγμένα και εξαρτώνται από πολλούς παράγοντες όπως η στάθμη βραχυκύκλωσης του δικτύου και η σύνθετη αντίσταση του ΕΜΙ φίλτρου. Έτσι το πραγματικό ρεύμα εξόδου θα έχει την μορφή του Σχήματος 3.18.



Σχήμα 3.18 Το ρεύμα εξόδου ξεπερνά το όρια της ζώνης ανοχής.

3.3.2 ΠΙ Έλεγχος Ρεύματος

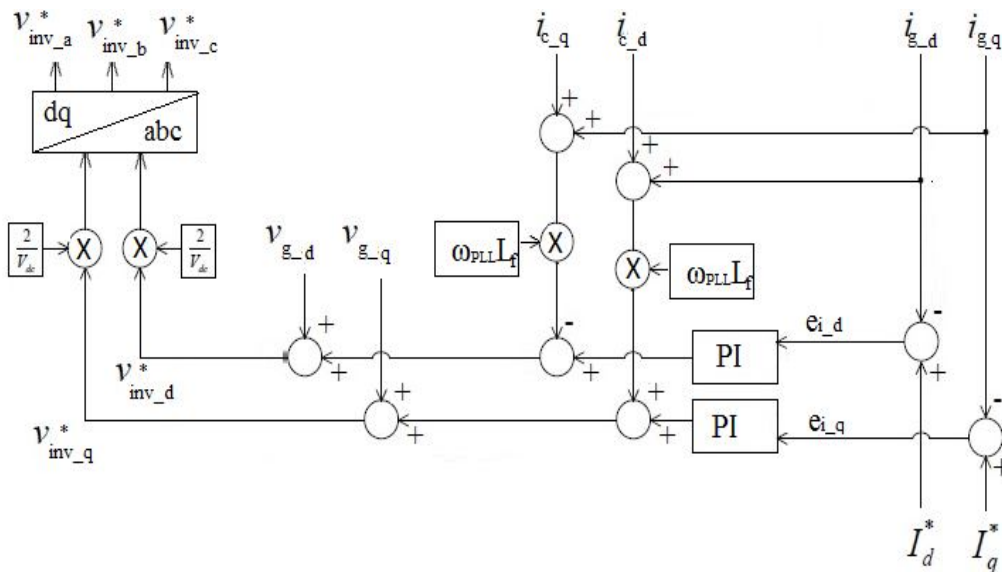
Η στρατηγική αυτή ελέγχου, πλεονεκτεί στο γεγονός ότι έχει σταθερή διακοπτική συχνότητα και οι ανώτερες αρμονικές ρεύματος βρίσκονται σε διακριτές συχνότητες, πολλαπλάσιες της θεμελιώδους. Συγκριτικά όμως με τον έλεγχο βρόχου υστέρησης μειονεκτεί στην ακρίβεια και την ταχύτητα απόκρισης. Στόχος είναι το εγχεόμενο ρεύμα, στην έξοδο του EMI φίλτρου, να έχει ημιτονοειδή μορφή σταθερού πλάτους και να είναι απαλλαγμένο από αρμονικές.

Βασική ιδέα αυτής της τεχνικής ελέγχου είναι, τα τριφασικά εγχεόμενα ρεύματα να προσεγγίσουν τα ρεύματα αναφοράς. Το πλάτος και η φάση των ρευμάτων αναφοράς καθορίζονται από τα απαιτούμενα επίπεδα εγχεόμενης ενεργού και αέργου ισχύος. Αφού προηγηθεί ο μετασχηματισμός όλων των μεγεθών στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο, υπολογίζονται κάθε χρονική στιγμή τα σφάλματα ρεύματος $e_{i_d} = I_d^* - i_{g_d}$ και $e_{i_q} = I_q^* - i_{g_q}$. Τα σήματα αυτά διέρχονται από τα ΠΙ κυκλώματα ελέγχου για να διαμορφώσουν τους νέους παλμούς έναυσης των διακοπών του αντιστροφέα. Το κυκλωματικό διάγραμμα του ΠΙ ελέγχου φαίνεται στο Σχήμα 3.19. Στη συνέχεια αναλύεται λεπτομερώς κάθε βήμα της διαδικασίας ελέγχου.

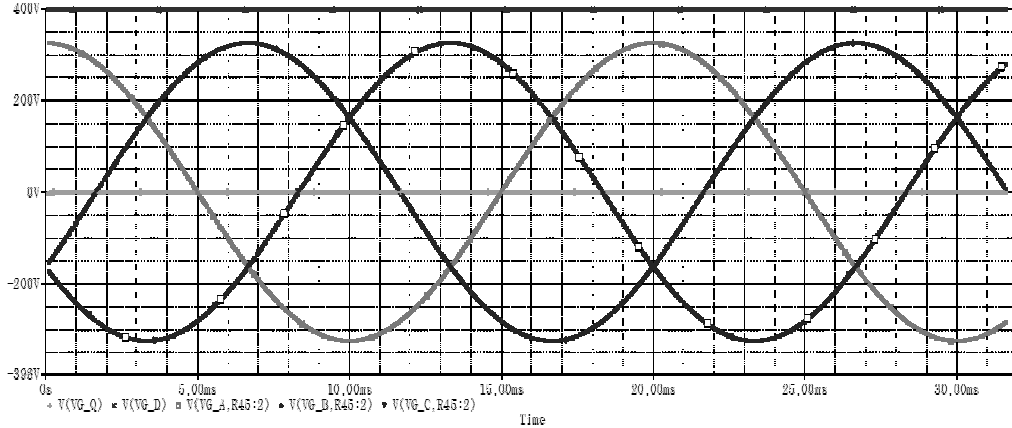
Πρώτα από όλα, πρέπει να γίνει ο υπολογισμός των ρευμάτων αναφοράς I_d^* και I_q^* . Δεδομένου ότι η ανάλυση των ρευμάτων διαρροής είναι ανεξάρτητη από τα επίπεδα ενεργού και αέργου ισχύος που εγχέονται στο δίκτυο, έχει γίνει η υπόθεση ότι ο Φ/Β σταθμός τροφοδοτεί το δίκτυο με σταθερή ενεργό ισχύ και μηδενική άεργο. Σύμφωνα λοιπόν με τις σχέσεις (3.14α) και (3.14β) τα ρεύματα αναφοράς στον οριζόντιο και κάθετο άξονα είναι αντίστοιχα:

$$I_d^* = \frac{P_{dq} V_d}{V_d^2 + V_q^2} \quad (3.24\alpha)$$

$$I_q^* = \frac{P_{dq} V_q}{V_d^2 + V_q^2} \quad (3.24\beta)$$



Σχήμα 3.19 Κυκλωματικό διάγραμμα ΠΙ ελέγχου.



Σχήμα 3.20 Μετασχηματισμός τάσεων δικτύου $abc \rightarrow dq$

Βέβαια, σε ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα, η τάση οριζοντίου άξονα είναι $V_d = V_\pi = \sqrt{3} \cdot V_\phi$ ενώ η τάση στον κάθετο άξονα είναι $V_q = 0$ όπως φαίνεται και από τις κυματομορφές στο Σχήμα 3.20. Τελικά, τα ρεύματα αναφοράς είναι

$$I_d^* = \frac{P_{dq}}{V_\pi} \quad (3.25\alpha)$$

$$I_q^* = 0 \quad (3.25\beta)$$

Το ρεύμα που επιτηρείται και ελέγχεται είναι στο Σημείο Κοινής Σύνδεσης (ΣΚΣ), δηλαδή μετά το EMI φίλτρο εξόδου και πριν τη σύνθετη αντίσταση γραμμής του δικτύου. Προφανώς, τα μετρούμενα ρεύματα στο ΣΚΣ δεν είναι απαλλαγμένα από αρμονικές συνιστώσες. Μόνο πολύ ακριβά και περίπλοκα φίλτρα μπορούν να παράγουν στην έξοδό τους αμιγώς ημιτονοειδή σήματα. Επιπρόσθετα, οι ανώτερες αρμονικές ρεύματος μεταφέρονται και στο dq πλαίσιο μέσω του μετασχηματισμού Park. Ένα τέχνασμα για να αποφευχθεί η ανατροφοδότηση των ανώτερων αρμονικών είναι η τοποθέτηση απλών βαθυπερατών φίλτρων πρώτης τάξης στην έξοδο του dq μετασχηματισμού [5]. Η συνάρτηση μεταφοράς των φίλτρων είναι:

$$H_{LP} = \frac{1}{1 + Ts} \quad (3.26)$$

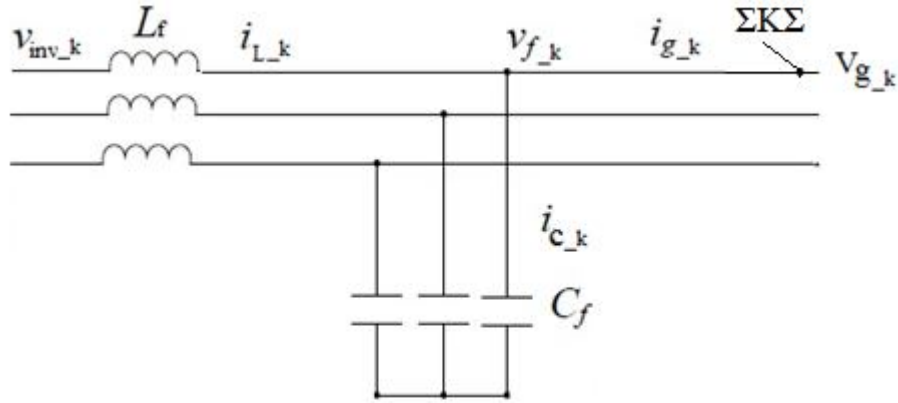
Η σταθερά T πρέπει να επιλεγεί έτσι ώστε το φίλτρο να αποκόπτει μεγάλο μέρος των αρμονικών αλλά παράλληλα να φαίνεται η μεταβατική συμπεριφορά των i_{g_d} , i_{g_q} ώστε να επιτευχθεί στη συνέχεια η βέλτιστη σύγκλιση στα επιθυμητά I_d^* και I_q^* αντίστοιχα.

Σημειώνεται εδώ, ότι η σύγχρονη ταχύτητα ω και η φάση θ που απαιτούνται στο μετασχηματισμού Park εξάγονται από τη διάταξη PLL η οποία επιτηρεί το ΣΚΣ. Έτσι όλα τα μεγέθη είναι πλήρως συγχρονισμένα με το δίκτυο.

Για να προκύψει το κύκλωμα ελέγχου θα πρέπει πρώτα να βρεθεί η σχέση μεταξύ της τάσης εξόδου του αντιστροφέα και των μετρούμενων ρευμάτων. Για να γίνει αυτά αρκεί να εφαρμοστούν απλοί νόμοι τάσεων και ρευμάτων. Στα τριφασικά μεγέθη ισχύει η εξής σχέση:

$$v_{inv_k} = L_f \frac{di_{L_k}}{dt} + v_{g_k} \quad (3.27)$$

όπου η μεταβλητή k αναπαριστά οποιαδήποτε από τις τρεις φάσεις a, b, c , i_{L_k} είναι το ρεύμα που διέρχεται από το πηνίο, v_{inv_k} είναι η φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα και v_{g_k} η φασική τάση του δικτύου.



Σχήμα 3.21 Εφαρμογή νόμου τάσεων & ρευμάτων Kirchoff στα άκρα του EMI φίλτρου.

Το i_{L_k} διασπάται σε δύο ρεύματα, ένα καταναλώνεται στον πυκνωτή i_{c_k} και το άλλο τροφοδοτεί το δίκτυο i_{g_k} .

$$i_{L_k} = i_{c_k} + i_{g_k} \quad (3.28)$$

Ανάγοντας την (2.27) στο σταθερό πλαίσιο αναφοράς προκύπτουν οι ακόλουθες σχέσεις για το αβ επίπεδο [4]:

$$v_{inv_α} = L_f \left(\frac{di_{c_α}}{dt} + \frac{di_{g_α}}{dt} \right) + v_{g_α} \quad (3.29α)$$

$$v_{inv_β} = L_f \left(\frac{di_{c_β}}{dt} + \frac{di_{g_β}}{dt} \right) + v_{g_β} \quad (3.29β)$$

ή σε διανυσματική μορφή:

$$\vec{v}_{inv_αβ} = L_f \left(\frac{d\vec{i}_{c_αβ}}{dt} + \frac{d\vec{i}_{g_αβ}}{dt} \right) + \vec{v}_{g_αβ} \quad (3.30)$$

Ο μετασχηματισμός στο σύγχρονα περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς, απαιτεί τη χρήση του πίνακα στρέψης R.

$$\begin{bmatrix} v_{inv_d} \\ v_{inv_q} \end{bmatrix} = R \cdot \begin{bmatrix} v_{inv_α} \\ v_{inv_β} \end{bmatrix} = R \cdot L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{c_α} + i_{g_α} \\ i_{c_β} + i_{g_β} \end{bmatrix} + R \cdot \begin{bmatrix} v_{g_α} \\ v_{g_β} \end{bmatrix} \Leftrightarrow$$

$$\begin{bmatrix} v_{inv_d} \\ v_{inv_q} \end{bmatrix} = R \cdot L_f \frac{d}{dt} \left\{ R^{-1} \begin{bmatrix} i_{c_d} + i_{g_d} \\ i_{c_q} + i_{g_q} \end{bmatrix} \right\} + \begin{bmatrix} v_{g_d} \\ v_{g_q} \end{bmatrix} \Leftrightarrow$$

$$\begin{bmatrix} v_{inv_d} \\ v_{inv_q} \end{bmatrix} = (R \cdot R^{-1}) L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{c_d} + i_{g_d} \\ i_{c_q} + i_{g_q} \end{bmatrix} + R \cdot L_f \frac{d \{R^T\}}{dt} \begin{bmatrix} i_{c_d} + i_{g_d} \\ i_{c_q} + i_{g_q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{g_d} \\ v_{g_q} \end{bmatrix} \Leftrightarrow$$

$$\begin{bmatrix} v_{inv_d} \\ v_{inv_q} \end{bmatrix} = L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{c_d} + i_{g_d} \\ i_{c_q} + i_{g_q} \end{bmatrix} + \omega L_f R \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\omega t) & -\cos(\omega t) \\ \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c_d} + i_{g_d} \\ i_{c_q} + i_{g_q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{g_d} \\ v_{g_q} \end{bmatrix} \Leftrightarrow$$

$$\begin{bmatrix} v_{inv_d} \\ v_{inv_q} \end{bmatrix} = L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{c_d} + i_{g_d} \\ i_{c_q} + i_{g_q} \end{bmatrix} + \omega L_f \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{c_d} + i_{g_d} \\ i_{c_q} + i_{g_q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{g_d} \\ v_{g_q} \end{bmatrix} \Leftrightarrow$$

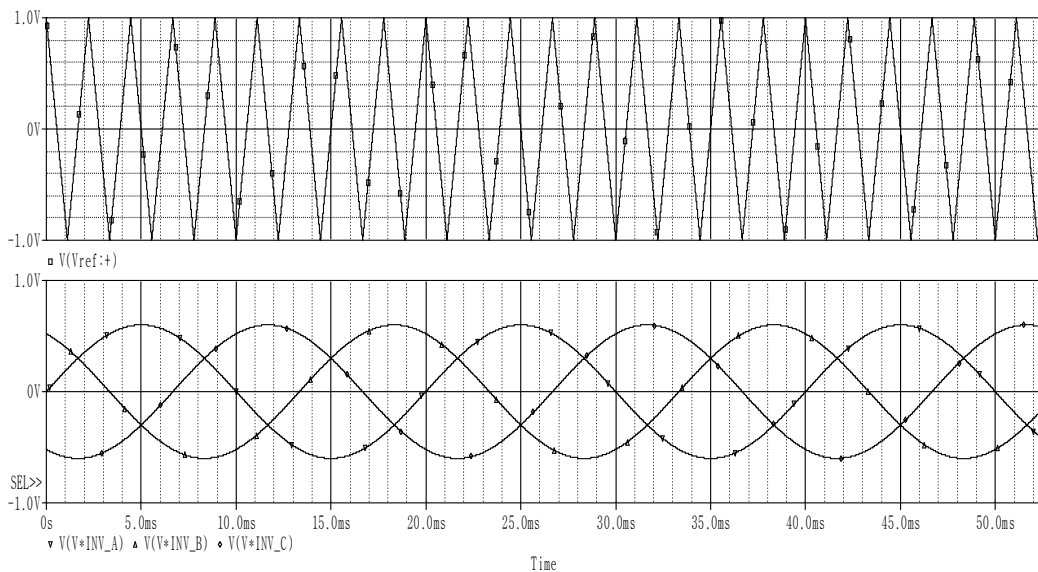
$$\begin{bmatrix} v_{inv_d} \\ v_{inv_q} \end{bmatrix} = L_f \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} (i_{c_d} + i_{g_d}) \\ (i_{c_q} + i_{g_q}) \end{bmatrix} + \omega L_f \begin{bmatrix} -(i_{c_q} + i_{g_q}) \\ +(i_{c_d} + i_{g_d}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{g_d} \\ v_{g_q} \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Θεωρώντας ότι τα ρεύματα στο dq πλαίσιο είναι σχεδόν σταθερά, ο όρος της σχέσης (3.31) που περιλαμβάνει διαφοράριση ως προς το χρόνο $\frac{d}{dt}$ μπορεί να παραλειφθεί. Έτσι,

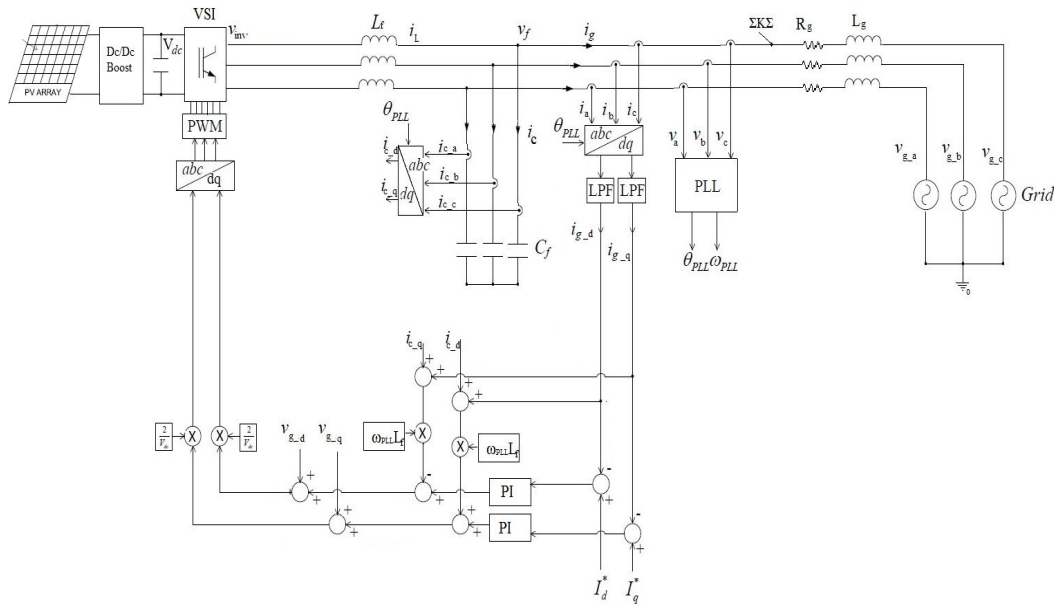
$$\begin{bmatrix} v_{inv_d} \\ v_{inv_q} \end{bmatrix} = \omega L_f \begin{bmatrix} -(i_{c_q} + i_{g_q}) \\ +(i_{c_d} + i_{g_d}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{g_d} \\ v_{g_q} \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

Η εξίσωση σε μορφή πινάκων (3.32) είναι η θεμελιώδης σχέση στην οποία βασίζεται η δομή του PI ελέγχου. Τα σφάλματα των μετρούμενων ρευμάτων e_{i_d} και e_{i_q} τροφοδοτούνται ως είσοδοι των PI ελεγκτών προκειμένου να εφαρμοστούν οι εξισώσεις της σχέσης (3.32). Έχοντας υπολογίσει τις επιθυμητές τάσεις εξόδου του αντιστροφέα $v_{inv_d}^*$ και $v_{inv_q}^*$ είναι πλέον δυνατή η κατασκευή των παλμών έναυσης των ημιαγωγικών διακοπών. Προτού όμως επιστραφούν οι τάσεις στο τριφασικό σύστημα μέσω του αντίστροφου dq μετασχηματισμού, οι τάσεις αναφοράς διαιρούνται με τη σταθερή ποσότητα $\frac{V_{dc}}{2}$. Η τιμή αυτή είναι ουσιαστικά η συνάρτηση μεταφοράς του αντιστροφέα σε τοπολογία πλήρους γέφυρας. Οι κανονικοποιημένες τριφασικές τάσεις του αντιστροφέα $v_{inv_a}^*$, $v_{inv_b}^*$ και $v_{inv_c}^*$ συγκρίνονται τώρα με μία τριγωνική κυματομορφή φορέα πλάτους $\pm 1V$ όπως υποδεικνύεται από την τεχνική της ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών (SPWM).

Ολοκληρώνοντας αυτή την παράγραφο, παρουσιάζεται το κυκλωματικό διάγραμμα που περιλαμβάνει τόσο το διασυνδεδεμένο Φ/Β σύστημα στο δίκτυο όσο και τις απαραίτητες διατάξεις ελέγχου που χρησιμοποιήθηκαν.



Σχήμα 3.22 Σύγκριση κανονικοποιημένων τάσεων αντιστροφέα με την τριγωνική κυματομορφή φορέα.



Σχήμα 3.23 Συνολικό διάγραμμα διασυνδεδεμένου συστήματος και ελέγχου.

3.4 Στρατηγική Μέγιστης Απολαβής Ισχύος (MPPT)

Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, το κύκλωμα προς προσομοίωση δεν περιλαμβάνει έλεγχο MPPT καθώς τα ρεύματα διαρροής λόγω έλλειψης μετασχηματιστή απομόνωσης μελετώνται στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας. Θα δούμε στη συνέχεια πως η Φ/Β συστοιχία αντικαθίσταται από πηγή σταθερής τάσης όπως αναμένεται να ισχύει στη μόνιμη κατάσταση. Σε πραγματικές διατάξεις όμως, κρίνεται απαραίτητη η τοποθέτηση κυκλώματος μέγιστης απολαβής ισχύος, και για το λόγο αυτό, ακολουθεί σύντομη ανάλυση του αλγορίθμου MPPT.

Η διάταξη MPPT ρυθμίζει ουσιαστικά την τάση στην έξοδο του dc/dc μετατροπέα βάσει μίας τάσης αναφοράς. Η τάση αναφοράς πρέπει να έχει τέτοια τιμή ώστε να εξασφαλίζεται η βέλτιστη εκμετάλλευση της εξαγόμενης από το Φ/Β ενέργειας. Η σύγκληση της μετρούμενης τάσης στην τάση αναφοράς επιτυγχάνεται με τη χρήση ενός PI ελεγκτή. Η βασική αρχή στην οποία στηρίζεται ο αλγόριθμος MPPT είναι ότι η κλίση της P-V χαρακτηριστικής της Φ/Β συστοιχίας, μηδενίζεται στο σημείο μέγιστης ισχύος, είναι θετική σε μικρότερες τιμές τάσης και είναι αρνητική για μεγαλύτερες τάσεις όπως φαίνεται και στο Σχήμα 3.24 [5]. Πιο αναλυτικά, η τάση εξόδου Φ/Β διάταξης είναι:

$$P_{\Phi/B} = V_{\Phi/B} \cdot I_{\Phi/B} \quad (3.33)$$

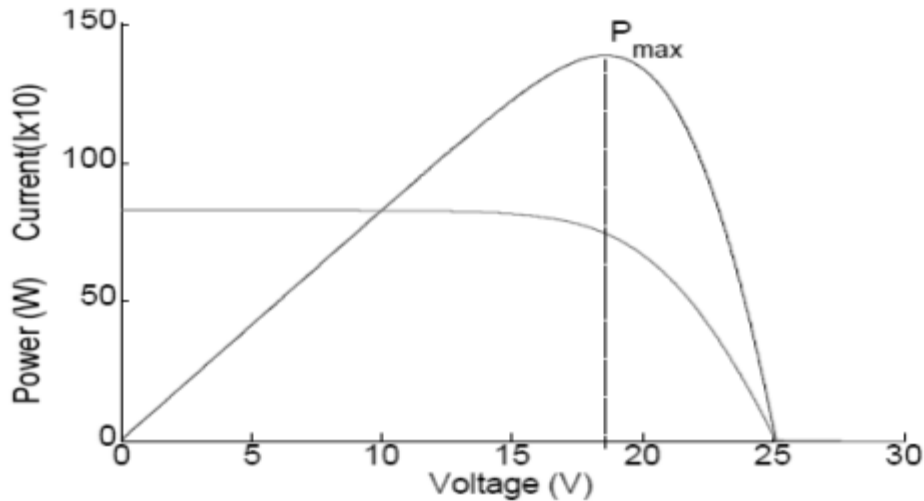
και άρα η πρώτη παράγωγος ως προς την τάση $V_{\Phi/B}$ (κλίση) είναι:

$$\frac{dP_{\Phi/B}}{dV_{\Phi/B}} = I_{\Phi/B} + V_{\Phi/B} \cdot \frac{dI_{\Phi/B}}{dV_{\Phi/B}} \quad (3.34)$$

Το σημείο μέγιστης ισχύος είναι εκεί που μηδενίζεται η (3.34):

$$\frac{dP_{\Phi/B}}{dV_{\Phi/B}} = 0 \Leftrightarrow \frac{dI_{\Phi/B}}{dV_{\Phi/B}} = -\frac{I_{\Phi/B}}{V_{\Phi/B}} \quad (3.34)$$

Με συχνότητα f_{MPPT} δειγματοληπτούνται τόσο η τάση όσο και το ρεύμα εξόδου του Φ/Β και υπολογίζονται οι διαφορές:



Σχήμα 3.24 Χαρακτηριστική $I-V$ και $P-V$ Φ/Β συστοιχίας - Σημείο μέγιστης ισχύος.

$$\left. \begin{aligned} dV_{\Phi/B} &= V_{\Phi/B}(k) - V_{\Phi/B}(k-1) \\ dI_{\Phi/B} &= I_{\Phi/B}(k) - I_{\Phi/B}(k-1) \\ dP_{\Phi/B} &= P_{\Phi/B}(k) - P_{\Phi/B}(k-1) \end{aligned} \right\}$$

Βασιζόμενοι στην (3.34), κατασκευάζουμε τον ακόλουθο αλγόριθμο:

Αν $dV_{\Phi/B} \neq 0$ τότε

$$\text{Αν } \frac{dI_{\Phi/B}}{dV_{\Phi/B}} > -\frac{I_{\Phi/B}}{V_{\Phi/B}} \text{ τότε: } V_{\Phi/B}(k+1) = V_{\Phi/B}(k) + \delta V_{\Phi/B}$$

$$\text{Αλλιώς αν } \frac{dI_{\Phi/B}}{dV_{\Phi/B}} < -\frac{I_{\Phi/B}}{V_{\Phi/B}} \text{ τότε: } V_{\Phi/B}(k+1) = V_{\Phi/B}(k) - \delta V_{\Phi/B}$$

$$\text{Αλλιώς } V_{\Phi/B}(k) = V_{\Phi/B}(k-1)$$

Αλλιώς

$$\text{Αν } dI_{\Phi/B} > 0 \text{ τότε: } V_{\Phi/B}(k+1) = V_{\Phi/B}(k) + \delta V_{\Phi/B}$$

$$\text{Αλλιώς αν } dI_{\Phi/B} < 0 \text{ τότε: } V_{\Phi/B}(k+1) = V_{\Phi/B}(k) - \delta V_{\Phi/B}$$

$$\text{Αλλιώς } V_{\Phi/B}(k) = V_{\Phi/B}(k-1)$$

Ο παραπάνω αλγόριθμος βελτιώνεται όταν η ποσότητα μετατόπισης της τάσης $\delta V_{\Phi/B}$ είναι μεταβλητή. Συγκεκριμένα, όταν η στιγμιαία τιμή $V_{\Phi/B}(k)$ είναι μακριά από το σημείο μέγιστης ισχύος, το βήμα παίρνει μεγάλες τιμές ώστε να προσεγγίζεται γρήγορα η τάση V_{MPPT} ενώ κοντά στο σημείο μέγιστης ισχύος, το βήμα παίρνει μικρές τιμές ώστε να αποφευχθούν ταλαντώσεις γύρω από το V_{MPPT} .

Αφού βρεθεί η τάση βέλτιστης λειτουργίας της Φ/Β γεννήτριας ρυθμίζεται κατάλληλα το duty cycle του dc/dc μετατροπέα ανύψωσης τάσης.

4. Εισαγωγή

Στα προηγούμενα κεφάλαια αναλύθηκαν όλα τα επί μέρους κυκλώματα που συναποτελούν την τελική Φ/Β διάταξη και παρουσιάστηκαν οι απαραίτητες διατάξεις ελέγχου του συστήματος. Στο παρόν κεφάλαιο, περνάμε από τη θεωρητική μελέτη στην πρακτική εφαρμογή και καλύτερη κατανόηση της λειτουργίας ενός πραγματικού σταθμού. Αρχικά θα προσομοιωθούν και θα αξιολογηθεί η λειτουργία των δομικών στοιχείων του συστήματος ενώ στην συνέχεια του κεφαλαίου παρουσιάζονται παραδείγματα λειτουργίας όλου του διασυνδεδεμένου σταθμού από τα οποία λαμβάνονται οι εκτιμήσεις για τα ρεύματα διαρροής προς γη.

Στόχος της προσομοίωσης είναι να φανεί τόσο η μόνιμη κατάσταση λειτουργίας της διάταξης όσο και η μεταβατική. Πραγματοποιείται έτσι η επιθυμητή μελέτη των ρευμάτων διαρροής και σφάλματος ενώ παράλληλα εξασφαλίζεται η καλή δυναμική συμπεριφορά του συστήματος

Όλες οι προσομοιώσεις έγιναν με τη βοήθεια του προγραμματιστικού – σχεδιαστικού πακέτου PSpice. Γενικά, τα αποτελέσματα μίας προσομοίωσης ενδέχεται να διαφέρουν από τα πειραματικά λόγω εξιδανίκευσης των στοιχείων του κυκλώματος από το προγραμματιστικό πακέτο. Παρόλα αυτά, παραμένει ένα πολύ χρήσιμο εργαλείο για την εκτίμηση της συμπεριφοράς ενός συστήματος αλλά και την αξιολόγηση της απόδοσής του πριν την υλοποίησή του. Έτσι, η έρευνα γίνεται με ασφάλεια και εξοικονόμηση χρημάτων.

4.1 Προσομοίωση Επιμέρους Στοιχείων Φ/Β Σταθμού

4.1.1 Dc/Dc Μετατροπέας

Όπως παρουσιάστηκε και στο κεφάλαιο 2 οι παλμοί τροφοδότησης του μετατροπέα ανύψωσης τάσης προέρχονται από τη σύγκριση δύο σημάτων, μία σταθερή τάση (dc σήμα ελέγχου) και μίας επαναλαμβανόμενης κυματομορφής. Στην πραγματικότητα το σήμα dc τάσης μεταβάλλεται κατάλληλα ώστε να εξασφαλίζεται η μέγιστη απολαβή ισχύος από το Φ/Β (MPPT). Στα πλαίσια της προσομοίωσης έγινε η υπόθεση ότι, λόγω έλλειψης επαρκούς ακτινοβολίας, η dc τάση εξόδου του Φ/Β είναι 700V ενώ η ονομαστική τάση εισόδου του αντιστροφέα είναι 800V. Απαιτείται, λοιπόν, ανύψωση της τάσης με λόγο $\frac{V_0}{V_d} = \frac{800}{700}$.

Σύμφωνα όμως με την σχέση (2.21) έχουμε $\frac{V_0}{V_d} = \frac{1}{1-D} \Leftrightarrow D = \frac{1}{8}$. Άρα ο χρόνος αγωγής του ημιαγωγικού διακόπτη του μετατροπέα πρέπει να ισούται με το 1/8 της περιόδου. Η επαναλαμβανόμενη κυματομορφή έχει τραπεζοειδή μορφή με τα ακόλουθα χαρακτηριστικά:

- Low Voltage = 0V
- High Voltage = 30V
- Διακοπτική Συχνότητα $f_{Dc} = 10kHz$ και άρα Περίοδος $T_{Dc} = 100\mu s$
- Χρόνος Ανύψωσης $t_{rise} = t_{fall} = 43\mu s$

Έτσι λοιπόν, όσο το σήμα ελέγχου πλησιάζει το μηδέν τόσο μικραίνει ο λόγος $\frac{t_{on}}{T_{Dc}}$ προσεγγίζοντας το μηδέν και αντίθετα, όσο το σήμα ελέγχου πλησιάζει τη οριακή τιμή των 30V ο βαθμός χρησιμοποίησης του διακόπτη D προσεγγίζει το ανώτατο όριο του 0.86. Άρα, όπως και στη θεωρητική ανάλυση, η έξοδος του αντιστροφέα μπορεί να πάρει τιμές έως και 7 φορές πάνω της τάσης εισόδου. Σύμφωνα με τα παραπάνω, ο χρόνος αγωγής του ημιαγωγού θα είναι:

$$\frac{t_{on}}{T_{Dc}} = \frac{1}{8} \Leftrightarrow t_{on} = 12.5\mu s \quad (4.1)$$

Δεδομένου τώρα ότι η έξοδος λαμβάνει την τιμή 1 μόνο όταν το dc σήμα ελέγχου είναι μεγαλύτερο της τραπεζοειδούς κυματομορφής, προκύπτει με απλούς τριγωνομετρικούς υπολογισμούς ότι:

$$V_{Dc_control} = 30V \cdot \frac{12.5\mu s}{86\mu s} = 4.36V \quad (4.2)$$

Οι κυματομορφές ελέγχου του μετατροπέα παρουσιάζονται στο Σχήμα 4.1.

Ο πυκνωτής εξόδου του μετατροπέα έχει συνήθως μεγάλη χωρητικότητα ώστε να είναι όσο το δυνατόν πιο ομαλή η dc τάση εξόδου του μετατροπέα. Η επιλογή του θα γίνει βάσει της σχέσης (2.24) κατά την οποία ισχύει $\Delta V_0 = \frac{T_{Dc} D I_0}{C_{Dc}} = \frac{D I_0}{f_{Dc} \cdot C_{Dc}}$. Μετασχηματίζοντας την παραπάνω σχέση ώστε να περιλαμβάνει την επί τοις εκατό διακύμανση της τάσης εξόδου, καταλήγουμε στην ακόλουθη ανισότητα:

$$\frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{D \cdot I_0}{f_{Dc} \cdot C_{Dc} \cdot V_0} \leq \frac{k_C(\%)}{100}$$

Άρα

$$C_{Dc} \geq \frac{100 \cdot D \cdot I_0}{f_{Dc} \cdot k_C(\%) \cdot V_0} \quad (4.3)$$

Επιλέγοντας τη μέγιστη μεταβολή της dc τάσης εξόδου να είναι 0.5% και αντικαθιστώντας όλες τις τιμές στην (4.3) προκύπτει:

$$C_{Dc} \geq \frac{100 \cdot \frac{1}{8} \cdot 35}{10^3 \cdot 0.5 \cdot 800} \cong 1mF \quad (4.4)$$

Η ίδια μεθοδολογία ακολουθείται για τον υπολογισμό της αυτεπαγωγής του μετατροπέα.

Σύμφωνα με τη σχέση (2.25) ισχύει $\Delta I_L = \frac{V_d}{L} \cdot t_{on}$ η οποία ανάγεται στην ακόλουθη:

$$\frac{\Delta I_L}{I_L} = \frac{V_d}{I_L \cdot L} \cdot t_{on} \leq \frac{k_L(\%)}{100}$$

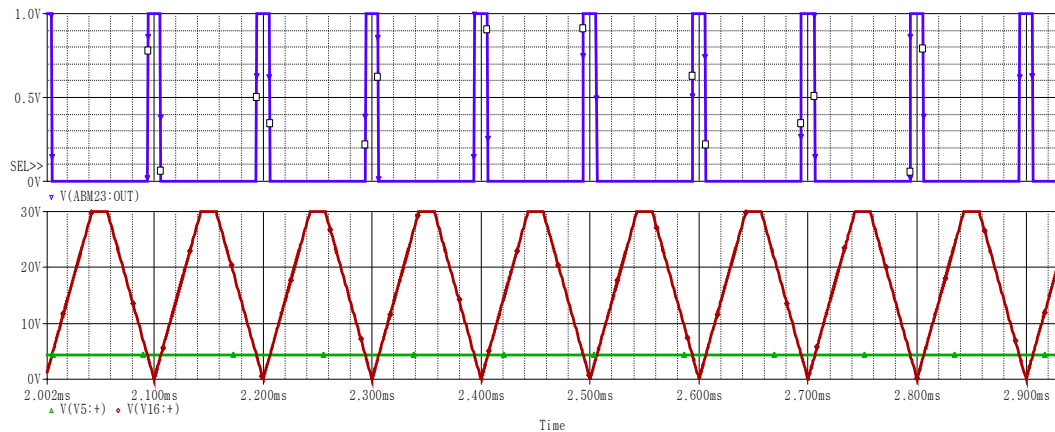
Ισοδύναμα

$$L_{Dc} \geq \frac{100 \cdot V_d}{I_L \cdot k_L(\%) \cdot t_{on}} \quad (4.5)$$

Επιλέγοντας τώρα τη μέγιστη μεταβολή του ρεύματος εισόδου του μετατροπέα να είναι 2% και αντικαθιστώντας όλες τις τιμές στην (4.5) προκύπτει:

$$L_{Dc} \geq \frac{100 \cdot 700}{32.5 \cdot 2} \cdot 12.5 \cdot 10^{-6} = 13.4mH \quad (4.6)$$

Μετά από δοκιμές, το κύκλωμα λειτουργεί βέλτιστα για τιμή $L_{Dc} = 25mH$. Η καμπύλη εξόδου του μετατροπέα απεικονίζεται στο Σχήμα 4.2. Στο ίδιο σχήμα φαίνεται και η dc τάση εισόδου.



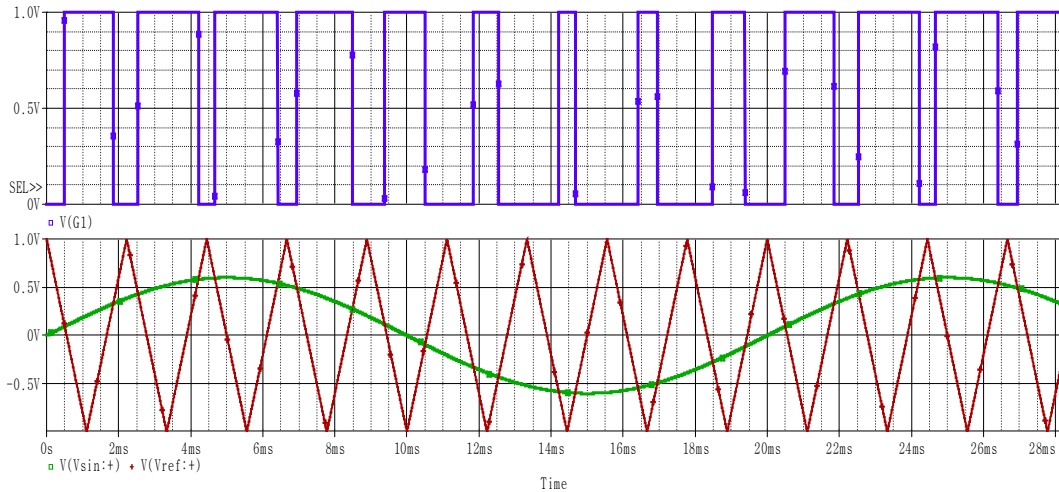
Σχήμα 4.1 Κυματομορφές ελέγχου μετατροπέα ανύψωσης τάσης. Το dc σήμα ελέγχου με πράσινο χρώμα, η επαναλαμβανόμενη κυματομορφή με κόκκινο και οι παλμοί εξόδου (τροφοδότησης ημιαγωγού) με μπλε .



Σχήμα 4.2 Τάση εισόδου και εξόδου του μετατροπέα ανύψωσης τάσης. Dc είσοδος με πράσινο χρώμα, η έξοδος με κόκκινο.

4.1.2 Dc/Ac Αντιστροφέας – Τεχνική SPWM

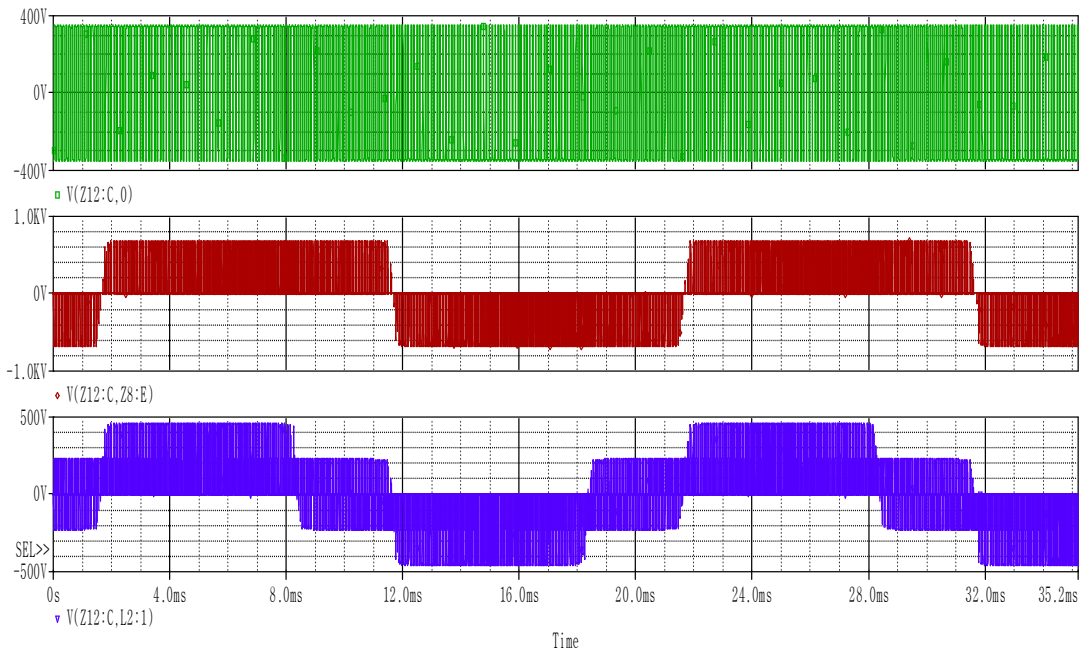
Η τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών που θα χρησιμοποιηθεί για τις ανάγκες της προσομοίωσης είναι η ημιτονοειδής SPWM. Το τριγωνικό σήμα φορέα έχει συχνότητα πολλαπλάσια της συχνότητας δικτύου. Όπως προαναφέρθηκε, ο λόγος διαμόρφωσης συχνοτήτων πρέπει να είναι ακέραιος αριθμός, περιττός και πολλαπλάσιος του 3. Η τιμή που επιλέχθηκε είναι $m_f = 201$ και άρα η διακοπτική συχνότητα είναι $f_{sw} = f_c = 201 * 50Hz = 10.05 kHz$. Το πλάτος της τριγωνικής κυματομορφής είναι $\pm 1V$ ενώ το πλάτος των τριφασικών σημάτων αναφοράς καθορίζεται από τον PI έλεγχο ρεύματος. Στο Σχήμα 4.3 παρουσιάζονται οι κυματομορφές της τεχνικής SPWM για τη φάση a καθώς και ο παλμός τροφοδότησης του ημιαγωγικού διακόπτη T_1 .



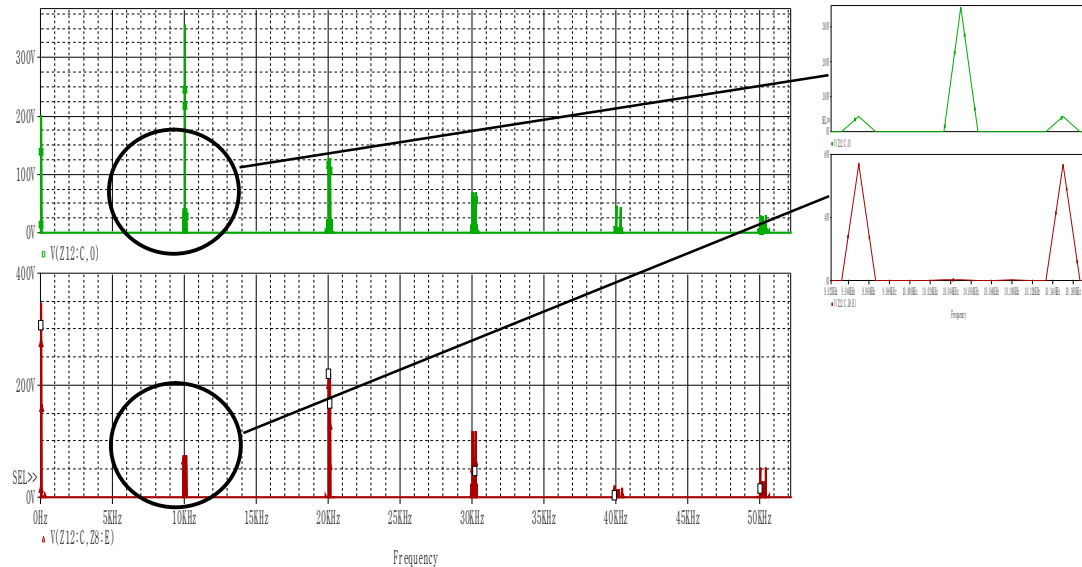
Σχήμα 4.3 Κυματομορφές ελέγχου τεχνικής SPWM. Το σήμα αναφοράς της φάσης a με πράσινο χρώμα, η κυματομορφή φορέα με κόκκινο και οι παλμοί εξόδου του διακόπτη T_1 με μπλε.

Τριφασικός Αντιστροφέας Πλήρους Γέφυρας

Οι γραφικές παραστάσεις του Σχήματος 2.26 για τη φασική τάση ως προς γη, την πολική τάση και τη φασική τάση ως προς τον ουδέτερο του φορτίου επιβεβαιώνονται από τα αποτελέσματα της προσομοίωσης στην εικόνα 4.4



Σχήμα 4.4 Κυματομορφές εξόδου του αντιστροφέα πλήρους γέφυρας. Φασική τάση μεταξύ της φάσης a και γης V_{a0} (με πράσινο χρώμα), πολική τάση V_{ab} (με κόκκινο) και φασική τάση μεταξύ της φάσης a και του ουδέτερου του φορτίου v_{az} (με μπλε).

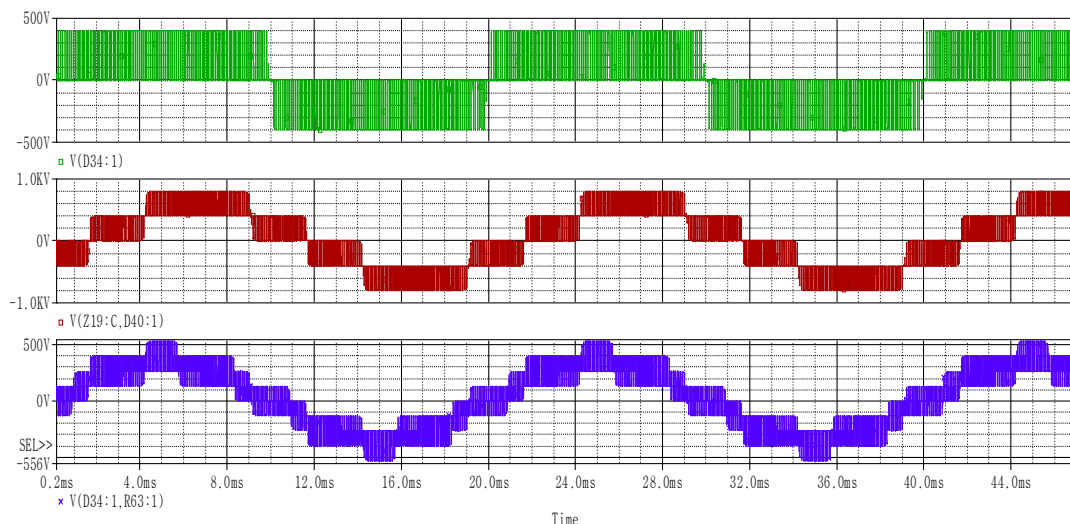


Σχήμα 4.5 Αρμονική ανάλυση τάσεων εξόδου του αντιστροφέα πλήρους γέφυρας. Φασική τάση V_{a0} με πράσινο χρώμα, πολική τάση V_{ab} με κόκκινο.

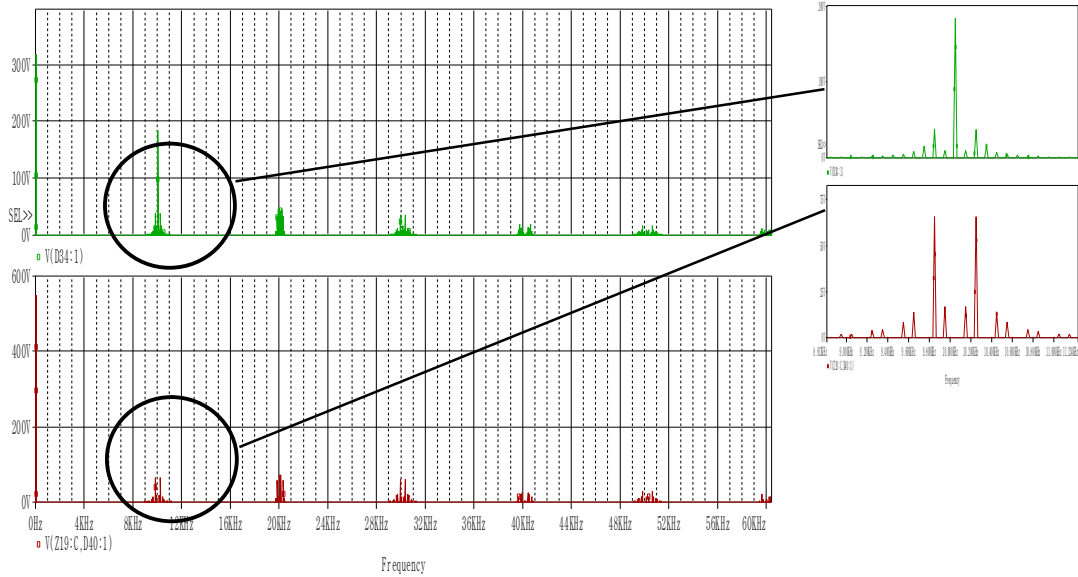
Στο Σχήμα 4.5 απεικονίζεται η αρμονική ανάλυση της φασικής και της πολικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα ενώ στο ίδιο γράφημα επισημαίνεται το αρμονικό περιεχόμενο των τάσεων γύρω από την κυριαρχούσα ανώτερη αρμονική (10050Hz).

Τριφασικός Αντιστροφέας NPC

Παρόμοια διαδικασία ακολουθείται για την προσομοίωση του αντιστροφέα τριών επιπέδων. Οι τάσεις εξόδου του μετατροπέα είναι αυτές που φαίνονται στο Σχήμα 4.6 και ακολουθούν απόλυτα τις κυματομορφές που προέκυψαν από τη θεωρητική ανάλυση και παρουσιάστηκαν στην εικόνα 2.28. Πράγματι, η πολική τάση εξόδου έχει σημαντικά βελτιωμένη μορφή συγκριτικά με αυτή του αντιστροφέα πλήρους γέφυρας. Η αρμονική ανάλυση αναδεικνύει αυτό ακριβώς το πλεονέκτημα της NPC τοπολογίας.



Σχήμα 4.6 Κυματομορφές εξόδου του npc αντιστροφέα. Φασική τάση μεταξύ της φάσης a και γης V_{a0} (με πράσινο χρώμα), πολική τάση V_{ab} (με κόκκινο) και φασική τάση μεταξύ της φάσης a και του ουδέτερου του φορτίου V_{az} (με μπλε).



Σχήμα 4.7 Αρμονική ανάλυση τάσεων εξόδου του NPC αντιστροφέα. Φασική τάση V_{a0} με πράσινο χρώμα, πολική τάση V_{ab} με κόκκινο.

Παρατηρούμε, όμως, ότι παρόλο που οι τάσεις και τα ρεύματα της NPC τοπολογίας έχουν μικρότερη συνολική αρμονική παραμόρφωση, οι αρμονικές αυτές εκτίνονται σε μεγαλύτερο φάσμα συχνοτήτων.

4.1.3 ΕΜΙ Φίλτρο

Σύμφωνα με το κεφάλαιο 2 και συγκεκριμένα τη σχέση (2.40) πρέπει να ισχύει $L_f < 26.8mH$. Μία ακόμη παράμετρος που πρέπει να ληφθεί υπόψη στο σχεδιασμό του φίλτρου είναι η ολική αρμονική παραμόρφωση (THD) του ρεύματος και της τάσης εξόδου. Στη γενική περίπτωση ενός τριφασικού αντιστροφέα διασυνδεδεμένου στο δίκτυο, ισχύουν τα εξής όρια: $THD_I < 5\%$ και $THD_V < 4\%$ στα ονομαστικά μεγέθη του συστήματος. Η τιμή της αυτεπαγωγής που επιλέγεται ώστε να ικανοποιούνται όλες οι ανισότητες είναι και για τις τρεις φάσεις $L_f = 5mH$. Εκτενής μελέτη της ολικής αρμονικής παραμόρφωσης θα γίνει στη συνέχεια αυτού του κεφαλαίου. Επιπλέον ο υπολογισμός της χωρητικότητας των πυκνωτών C_f θα γίνει βάσει των σχέσεων (2.42) και (2.47):

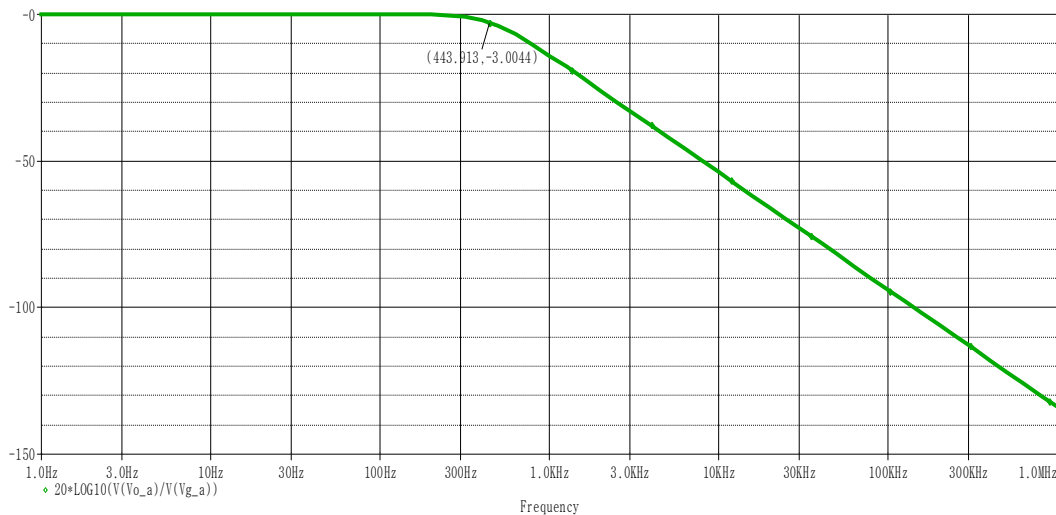
$$\frac{v_{a_k} - 0.03 \cdot v_{a_{-1}}}{0.03 \cdot v_{a_{-1}} \cdot k^2 \omega^2 L_f} \leq C_f < 59.7 \mu F$$

όπου v_{a_k} το πλάτος της τάσης κυριαρχούσας αρμονικής και $v_{a_{-1}}$ το πλάτος της θεμελιώδους

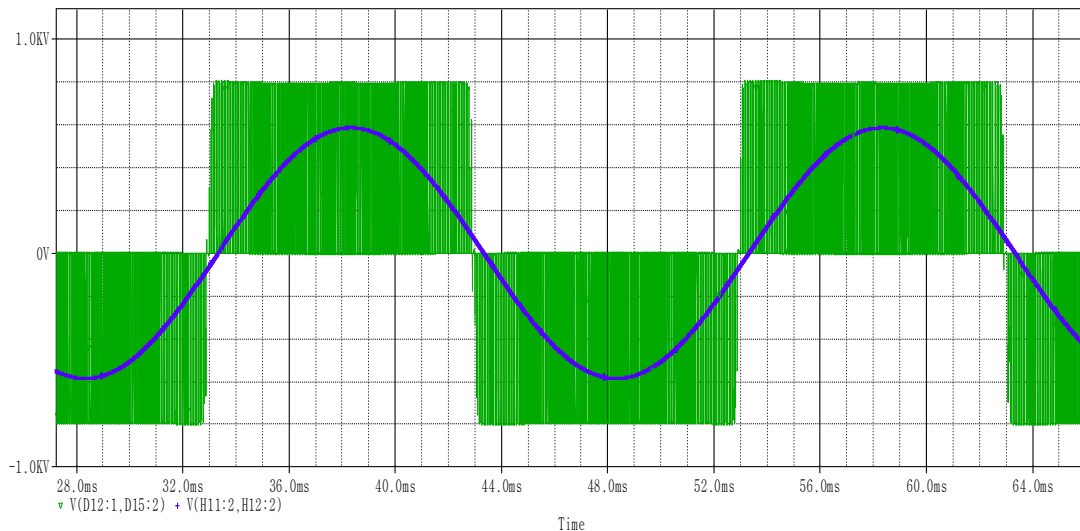
αρμονικής. Άρα: $C_f \geq \frac{367 - 0.03 \cdot 340}{0.03 \cdot 340 \cdot 201^2 \cdot 50^2 \cdot 5 \cdot 10^{-3}} = 0.7 \mu F$. Αλλά, όσο μεγαλύτερος ο πυκνωτής, τόσο πιο έντονη είναι κλίση των $-40dB/δεκάδα$. Επιλέγεται τελικά τιμή $C_f = 25 \mu F$ καθώς σε μεγαλύτερες τιμές χωρητικότητας εμφανιστεί συντονισμός. Από την

ανάλυση του φίλτρου σε συχνότητες από 0-1MHz προκύπτει η χαρακτηριστική $\frac{V_{out}}{V_{in}}$ του

Σχήματος 4.8 σε μονάδες dB. Η συχνότητα 3dB του φίλτρου είναι $f_{3dB} = 444Hz$. Τέλος, στο Σχήμα 4.9 απεικονίζεται η πολική τάση είσοδος καθώς και η φιλτραρισμένη έξοδος. Παρατηρούμε ότι η ημιτονοειδής έξοδος του φίλτρου έπεται της τάσης εξόδου του αντιστροφέα ($\delta < 0$). Αυτό συνεπάγεται ότι ενεργός ισχύς εγγέεται στο δίκτυο σύμφωνα με τον αρχικό σχεδιασμό.



Σχήμα 4.8 Χαρακτηριστική V_{out}/V_{in} EMI φίλτρου

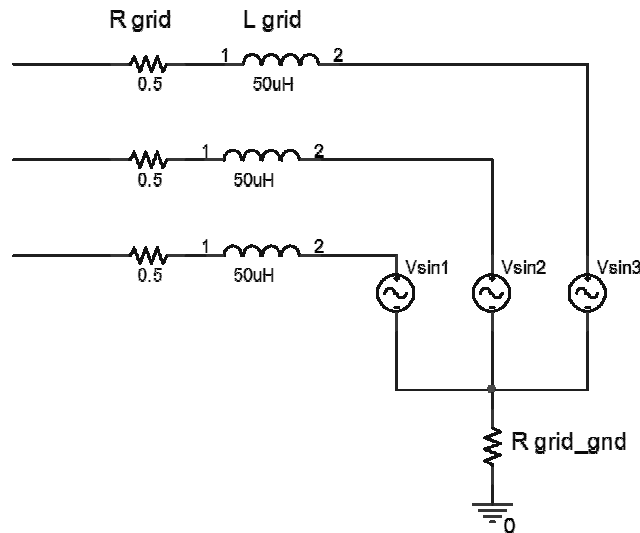


Σχήμα 4.9 Κυματομορφές εισόδου και εξόδου του φίλτρου. Πολική τάση εισόδου με πράσινο χρώμα και φιλτραρισμένη τάση με μπλε.

4.1.4 Μοντελοποίηση Δικτύου και Γειώσεις

Το τελευταίο στάδιο που πρέπει να μοντελοποιηθεί για την προσομοίωση όλου του διασυνδεδεμένου συστήματος είναι το δίκτυο. Συγκεκριμένα, εκτός από τα γνωστά μεγέθη (συχνότητα και φασική τάση) πρέπει να προσδιοριστούν οι σύνθετες αντιστάσεις γείωσης και γραμμής. Τέλος, θα πρέπει να καθοριστεί η τιμή της σύνθετης αντίστασης στη γείωση του Φ/Β σταθμού.

Στη γενική περίπτωση, οι παράμετροι της αντίστασης γείωσης δικτύου, επιλέγονται έτσι ώστε να ικανοποιούνται δύο συνθήκες: (α) η σύνθετη αντίσταση να έχει πολύ μικρή τιμή και (β) να εξασφαλίζεται ομοιόμορφη ανύψωση δυναμικού γης (ground potential rise). Συγκεκριμένα, για μεγάλους υποσταθμούς, η αντίσταση γείωσης πρέπει να είναι μικρότερη του 1Ω . Η τιμή της αντίστασης επηρεάζεται από πολλές παραμέτρους όπως είναι η θερμοκρασία, η υγρασία του εδάφους, η κατάσταση των αγωγών γείωσης και άλλα [27].

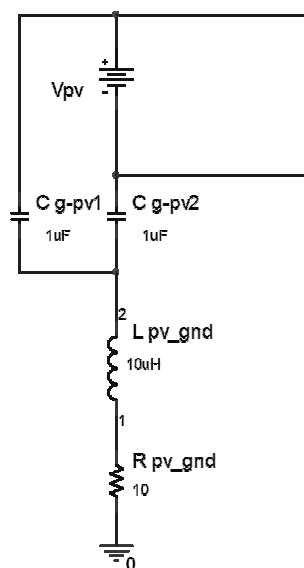


Σχήμα 4.10 Ισοδύναμο κύκλωμα δικτύου.

Η διάβρωση των ηλεκτροδίων γείωσης που υφίσταται με την πάροδο του χρόνου, η αλλαγή στη σύνθεση του εδάφους καθώς και η ελλιπής συντήρηση μπορούν να οδηγήσουν σε αύξηση της αντίστασης γείωσης. Μία ρεαλιστική τιμή της αντίστασης γείωσης δικτύου είναι $R_{Grid_Gnd} = 2\Omega$.

Η σύνθετη αντίσταση γραμμής του δικτύου αποτελείται από μία αντίσταση σε σειρά με μία αυτεπαγωγή. Ο παράγοντας που παίζει καθοριστικό ρόλο στην ανάλυση του συστήματος είναι η αυτεπαγωγή. Αντίθετα, η αντίσταση έχει γενικά μικρή τιμή και μπορεί να αγνοηθεί. Αντιπροσωπευτικές τιμές για τα μεγέθη αυτά είναι: $R_{Grid} = 0.5\Omega$ και $L_{Grid} = 50\mu H$ σε δίκτυο χαμηλής τάσης [39]. Σύμφωνα με τα παραπάνω, το ισοδύναμο κύκλωμα του δικτύου είναι αυτό του Σχήματος 4.10.

Όλες οι μεταλλικές επιφάνειες της Φ/Β διάταξης πρέπει να γειώνονται. Στη περίπτωση που μελετάται Φ/Β σύστημα εγκατεστημένο στη στέγη οικίας, η γείωση του πλαισίου συνδέεται στη κεντρική γείωση του κτιρίου. Αυτός ο αγωγός παρουσιάζει μικρή τιμή αντίστασης και αυτεπαγωγής της τάξεως του 1Ω και $10\mu H$ αντίστοιχα. Ο παράγοντας που επηρεάζει ουσιαστικά τη συμπεριφορά του ρεύματος διαρροής είναι η αντίσταση γείωσης της οικίας η τιμή της οποίας θεωρήθηκε στα πλαίσια της προσομοίωσης 10Ω .



Σχήμα 4.11 Μοντελοποίηση γείωσης Φ/Β σταθμού.

Όπως περιγράψαμε στην παράγραφο 1.4, η παρασιτική χωρητικότητα C_{G-PV} σχηματίζεται μεταξύ των ακροδεκτών της Φ/Β συστοιχίας και του γειωμένου σκελετού. Έτσι στον ίδιο αγωγό πρέπει να τοποθετηθούν δύο πυκνωτές χωρητικότητας $(50-150) \frac{nF}{kW}$ ο καθένας. Για τον υπό μελέτη σταθμό 15kW, επιλέχθηκε παρασιτική χωρητικότητα $C_{G-PV} = 1\mu F$. Στο Σχήμα 4.11 παρουσιάζεται το ισοδύναμο κύκλωμα γείωσης του Φ/Β σταθμού. Σημειώνεται εδώ ότι η Φ/Β συστοιχία που λειτουργεί στη μόνιμη κατάσταση έχει προσομοιωθεί ως πηγή σταθερής τάσης V_{PV} .

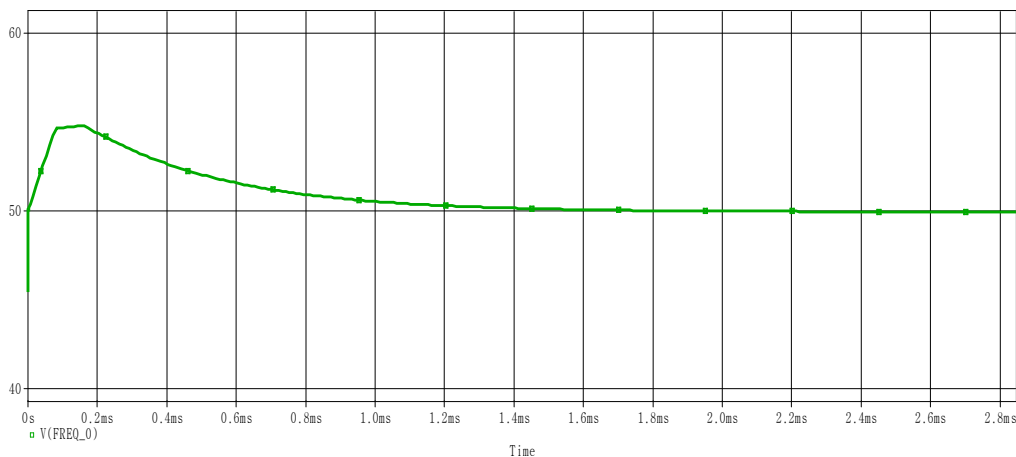
4.1.5 Διάταξη PLL

Η διάταξη κλειδώματος φάσης που χρησιμοποιείται στο διασυνδεδεμένο σύστημα βασίζεται στο μετασχηματισμό των τριφασικών μεγεθών σε dq. Η συνιστώσα q ορίζεται ως η μεταβλητή ελέγχου του PLL. Το αναλογικό και ολοκληρωτικό κέρδος, K_p και K_i αντίστοιχα, καθορίζονται έτσι ώστε η μέγιστη υπερύψωση να είναι όσο το δυνατόν μικρότερη και το σύστημα να φτάνει σε κατάσταση ισορροπίας στο μικρότερο δυνατό χρόνο αποκατάστασης. Στα πλαίσια αυτής της εργασίας επιλέχθηκαν τα εξής κέρδη:

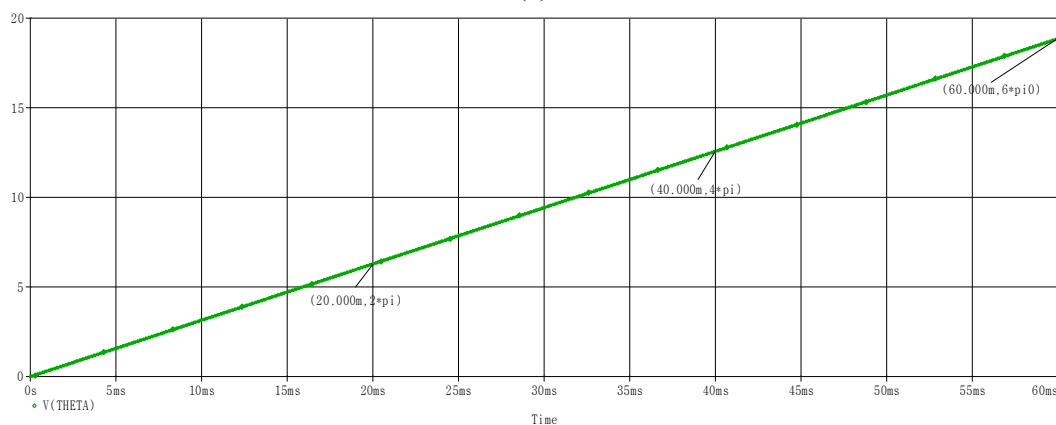
$$K_p=5$$

$$K_i=1000$$

Μετά από προσομοιώσεις, προέκυψε το συμπέρασμα ότι αυτά τα κέρδη διασφαλίζουν την καλή δυναμική συμπεριφορά του συστήματος.



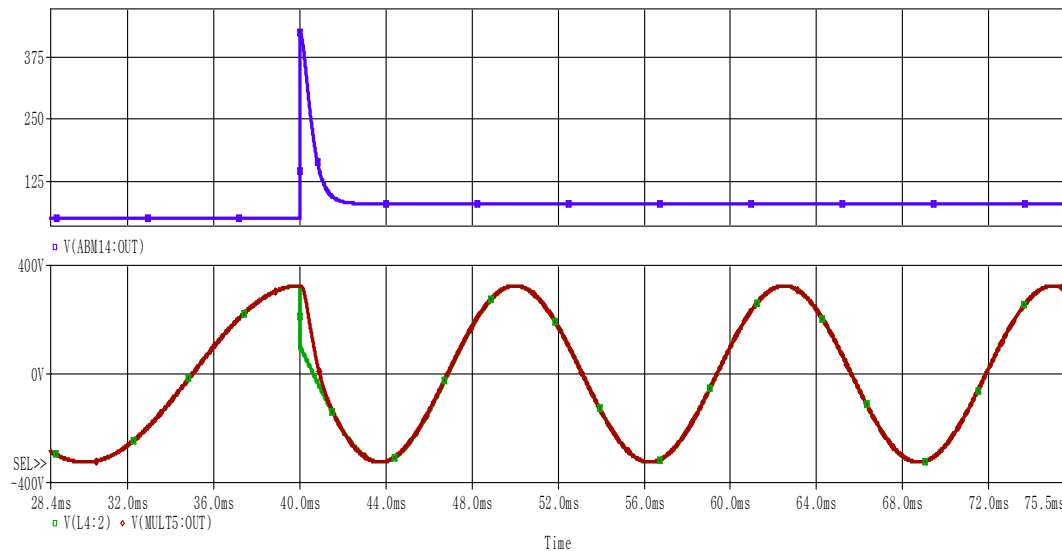
(a)



(b)

Σχήμα 4.12 Σήματα εξόδου PLL. (a) Εκτιμώμενη συχνότητα f και (b) η γωνία θ .

Από το Σχήμα 4.12 επιβεβαιώνεται η ορθή λειτουργία του PLL. Σε κάθε χρονικό διάστημα μίας περιόδου $\frac{1}{50\text{Hz}} = 20\text{ms}$ η γωνία θ αυξάνεται κατά 2π . Ένας τρόπος για να εξεταστεί η μεταβατική συμπεριφορά του συστήματος είναι να θεωρηθεί μία βηματική μεταβολή της συχνότητας δικτύου, για παράδειγμα, από τα 50Hz στα 80Hz τη χρονική στιγμή 40ms. Στο Σχήμα 4.13 φαίνεται η τεχνική κλειδώματος στη νέα συχνότητα καθώς και ο τρόπος με τον οποίο η τάση εξόδου του PLL ($V_{PLL} = 230\sqrt{2} \cos(\theta)$) παρακολουθεί επιτυχώς την μεταβαλλόμενη τάση δικτύου.



Σχήμα 4.13. Μεταβατική συμπεριφορά PLL σε βηματική αλλαγή συχνότητας δικτύου στα 40ms . **(Πάνω)**, η εκτίμηση της συχνότητας. **(Κάτω)** παρακολούθηση της πραγματικής τάσης δικτύου (πράσινη καμπύλη) από την τάση εξόδου του PLL (κόκκινη καμπύλη) .

4.1.6 Έλεγχος Ρεύματος

Έχει γίνει η υπόθεση πως η Φ/Β γεννήτρια παρέχει προς το δίκτυο ενεργό ισχύ 15kW ενώ μηδενική είναι η εγχρόμενη άεργος ισχύς. Άρα, σύμφωνα με τις σχέσεις (3.25a) και (3.25b) τα ρεύματα αναφοράς στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο είναι:

$$I_d^* = \frac{15000}{230\sqrt{3}} = 37,65\text{A}$$

$$I_q^* = 0\text{A}$$

Επιπλέον, το φίλτρο που αποτρέπει την ανατροφοδότηση ανώτερων αρμονικών στο κύκλωμα ελέγχου έχει σταθερά χρόνου $T=0.5\text{ms}$ και άρα η συνάρτηση μεταφοράς του είναι

$$H_{LP} = \frac{1}{1 + 0.0005s}$$

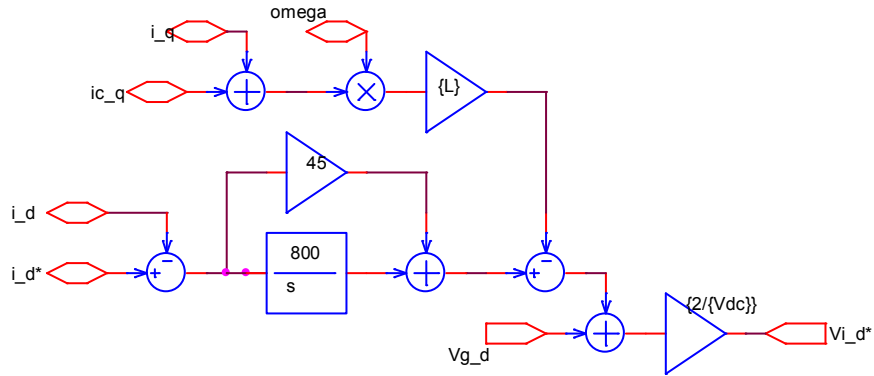
Με δεδομένες τις παραπάνω τιμές μένει ο προσδιορισμός των κερδών

του PI ελεγκτή. Μετά από δοκιμές καταλήγουμε στα βέλτιστα κέρδη:

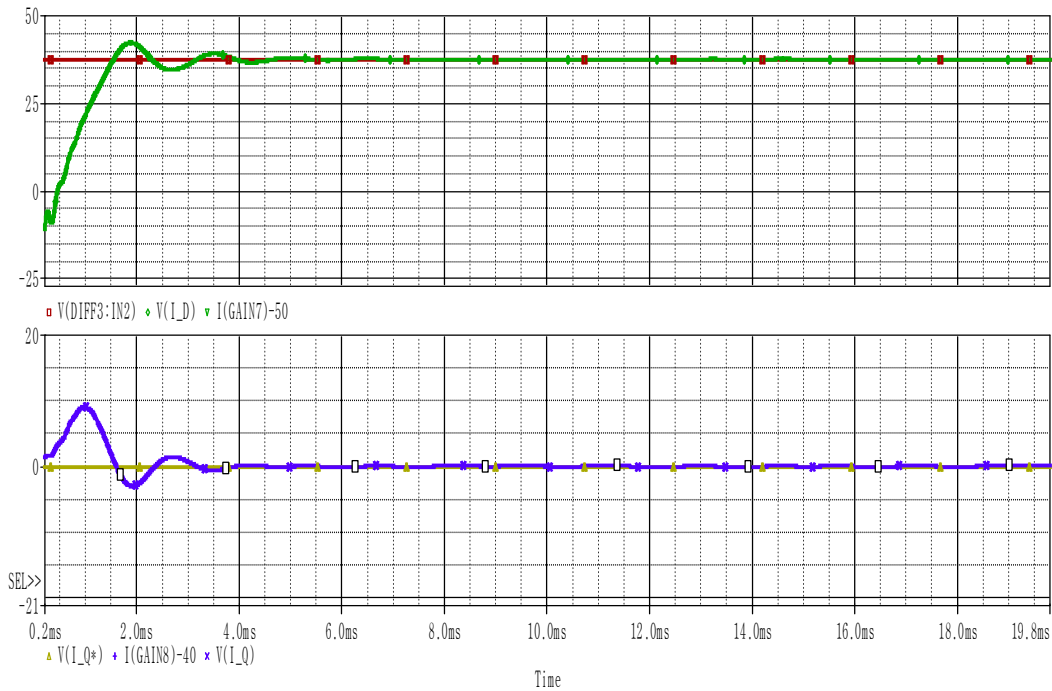
$$K_{P_d} = 45 \quad \text{και} \quad K_{P_q} = 45$$

$$K_{I_d} = 800 \quad \text{και} \quad K_{I_q} = 300$$

Ενδεικτικά παρουσιάζεται το κύκλωμα ελέγχου ρεύματος της συνιστώσας d.

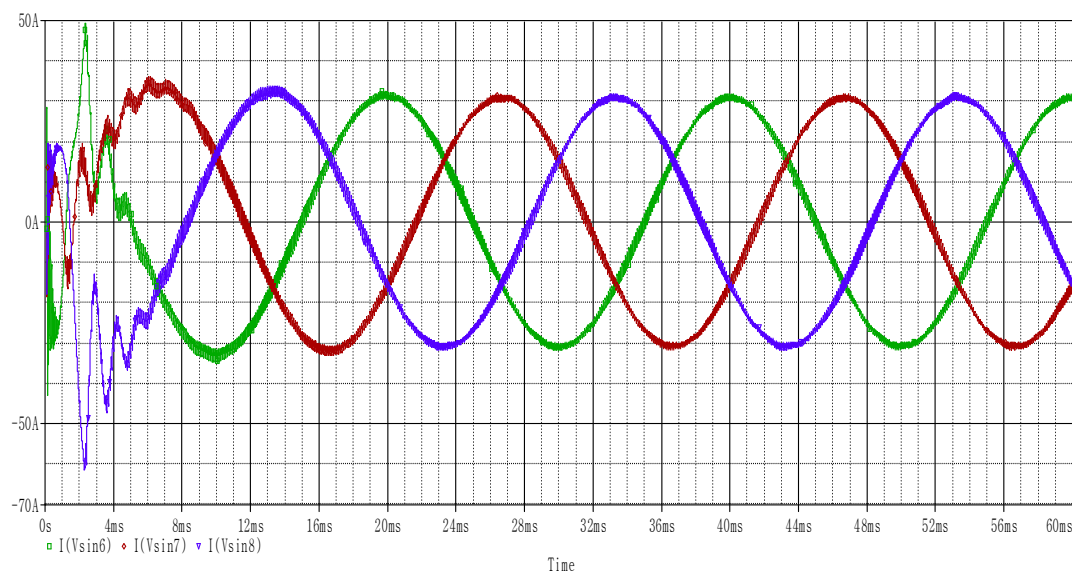


Σχήμα 4.14 Κύκλωμα ελέγχου ρεύματος. Έλεγχος συνιστώσας d.



Σχήμα 4.15 Σήμα αναφοράς οριζόντιου άξονα I_d^* με κόκκινο χρώμα, σήμα ελέγχου οριζόντιου άξονα I_d με πράσινο, σήμα αναφοράς κάθετου άξονα I_q^* με κίτρινο χρώμα και σήμα ελέγχου κάθετου άξονα I_q με μπλε.

Στο Σχήμα 4.15 παρουσιάζονται οι κυματομορφές των φιλτραρισμένων ρευμάτων ελέγχου και των σημάτων αναφοράς I_d^* και I_q^* . Η σύγκληση επιτυγχάνεται στα πρώτα 4ms, γεγονός που απεικονίζει τη άρτια δυναμική συμπεριφορά του κυκλώματος ελέγχου. Πράγματι το τριφασικό ρεύμα εξόδου έχει RMS τιμή $I_a = \frac{37,65}{\sqrt{3}} A = 21.74A$, συχνότητα αυτή που του επιβάλλει το PLL, δηλαδή τη σύγχρονη συχνότητα 50Hz και τέλος, έχει μηδενική διαφορά φάσης με την αντίστοιχη φασική τάση εξόδου. Οι αρμονικές του εγχεόμενου ρεύματος είναι στις ίδιες συχνότητες που είναι και οι αρμονικές της φασικής τάσης. Από την αρμονική ανάλυση προκύπτει ότι το $THD_1 = 4.07\%$



Σχήμα 4.16 Τριφασικό ρεύμα εξόδου.

4.2 Εφαρμογή 1: Ανάλυση Ρευμάτων Διαρροής Φ/Β Συστήματος με Τριφασικό TL Αντιστροφέα Πλήρους Γέφυρας και Αγείοτο Dc Link.

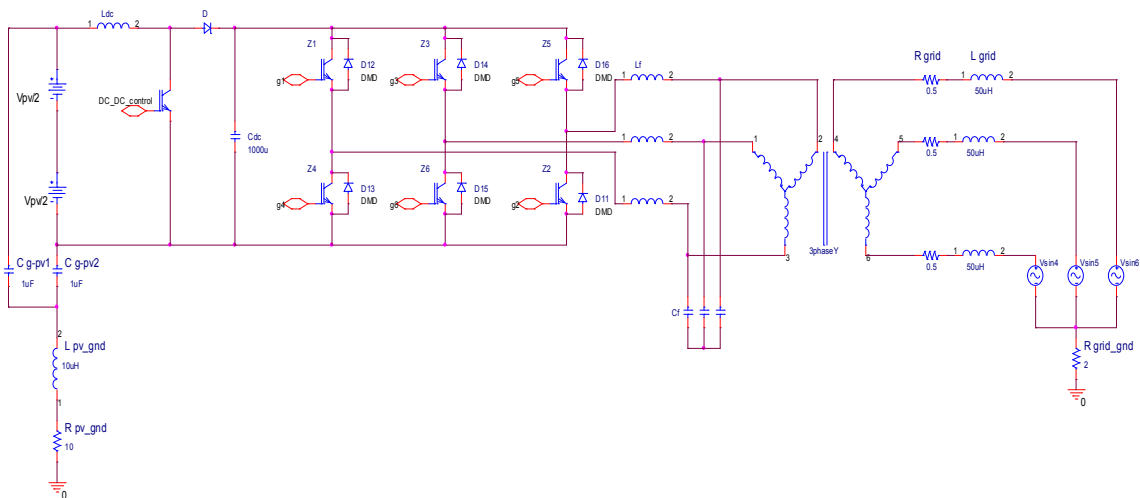
Αφού έχει διασφαλιστεί η βέλτιστη λειτουργία όλων των επιμέρους στοιχείων, είμαστε σε θέση να μελετήσουμε τη συμπεριφορά του τελικού συστήματος ως προς τα ρεύματα διαρροής στον κόμβο γείωσης. Οι δύο κυριότεροι παράγοντες που επηρεάζουν τη μορφή και το πλάτος των ρευμάτων διαρροής είναι η τοπολογία του αντιστροφέα και η τεχνική παλμοτροφοδότησης που επιλέγονται. Σε αυτή την εφαρμογή, μελετάται η τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας δίχως ουδέτερο αγωγό στο dc link. Για όλες τις εφαρμογές που θα ακολουθήσουν, η τεχνική παλμοτροφοδότησης παραμένει ίδια, η ημιτονοειδής SPWM.

Για να γίνει φανερή η επίδραση της απουσίας του μετασχηματιστή (Μ/Σ) απομόνωσης στα ρεύματα διαρροής, παρατηρούμε αρχικά τη συμπεριφορά του ρεύματος διαρροής όταν ο Μ/Σ είναι ακόμα συνδεδεμένος στο σύστημα. Τα εγχεόμενα ρεύματα στο δίκτυο και η κυματομορφή του συνολικού ρεύματος διαρροής φαίνεται στο Σχήμα 4.18. Το ίδιο σχήμα περιέχει και την κυματομορφή του ρεύματος που διέρχεται μέσω ενός εκ των παρασιτικών χωρητικότητων C_{G-PV} . Η ενεργός τιμή αυτών των ρευμάτων είναι αντίστοιχα:

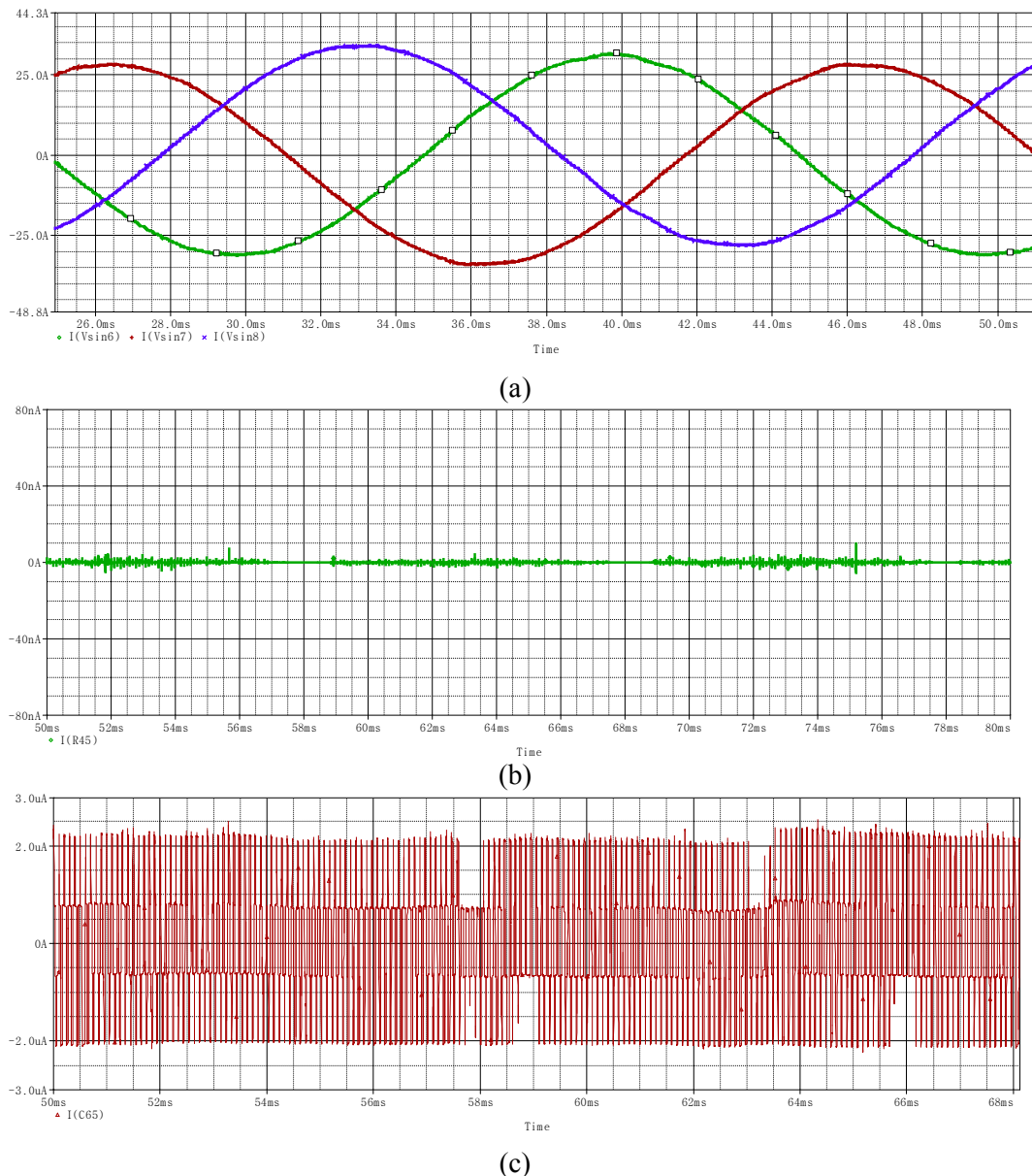
$$I_{0_leak} = 3.5 \mu A$$

$$I_{C_leak} = 1.27 \mu A$$

Τα επίπεδα που κυμαίνονται τα ρεύματα διαρροής σε αυτήν τη περίπτωση είναι πολύ μικρότερα του ορίου των 300mA που θέτει ο κανονισμός DIN VDE 0126-1-1. Επιβεβαιώνεται λοιπόν, ότι όταν υφίσταται γαλβανική απομόνωση μεταξύ του Φ/Β συστήματος και του κόμβου γείωσης, τα ρεύματα διαρροής περιορίζονται έντονα και άρα δεν υπάρχει κίνδυνος για τον χρήστη από τυχόν ρεύματα σφάλματος. Πιο συγκεκριμένα, η επαφή ενός ανθρώπου με έναν αγωγό στη dc πλευρά μπορεί να προσομοιωθεί ως μία αντίσταση της τάξεως του 1kΩ παράλληλα συνδεδεμένη με έναν εκ των παρασιτικών πυκνωτών. Σε αυτή την περίπτωση το ρεύμα σφάλματος είναι $I_{σφ} = 4.16 \mu A$ πολύ μικρότερο από τα 30mA που είναι το όριο ασφαλείας για τους ανθρώπους και η τάση του γειωμένου - μέσω του ανθρώπου - ακροδέκτη είναι 4.16mV. Το ρεύμα σφάλματος δεν περνά στην ac πλευρά αλλά ανακυκλώνεται μέσω των παρασιτικών πυκνωτών. Καθώς η ac πλευρά και η dc πλευρά του κυκλώματος είναι αποξενυμένες, το ρεύμα στον ουδέτερο-γειωμένο κόμβο του δικτύου είναι σε όλες τις περιπτώσεις μηδενικό (3.5μΑ σύμφωνα με τα αποτελέσματα του Pspice). Σημειώνεται εδώ, ότι οι αποκλίσεις από τις θεωρητικά αναμενόμενες μηδενικές τιμές των χωρητικών ρευμάτων οφείλονται στις προσεγγίσεις της διαδικασίας σχεδίασης του κυκλώματος στο PSpice.



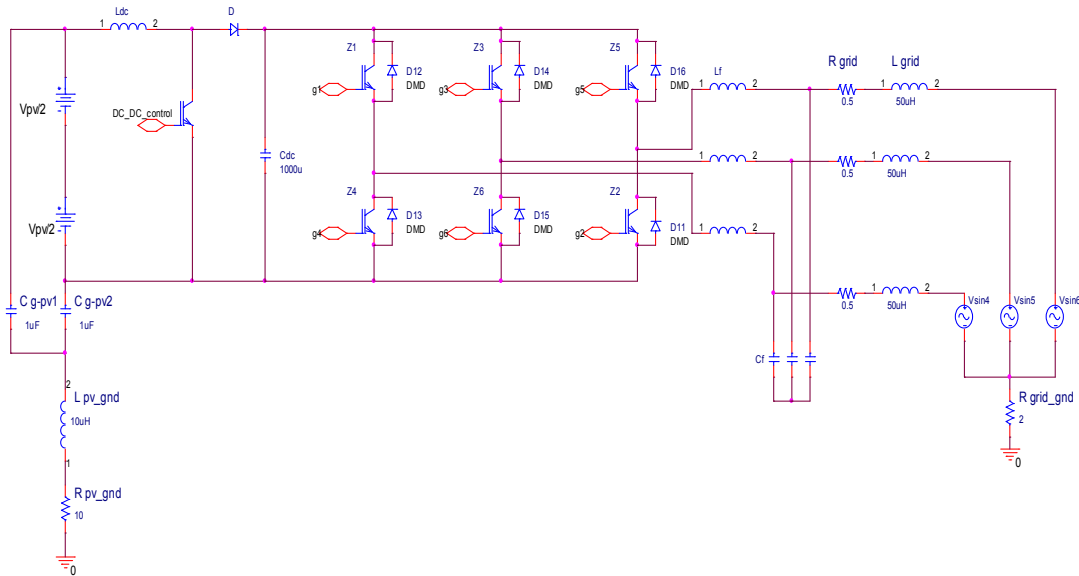
Σχήμα 4.17 Τελικό σύστημα υπό μελέτη όταν συμπεριλαμβάνεται ο Μ/Σ απομόνωσης



Σχήμα 4.18 Αποτελέσματα προσομοίωσης συστήματος με Μ/Σ απομόνωσης: (α) Τριφασικά εγχεόμενα ρεύματα στο δίκτυο. (β) Ρεύμα διαρροής προς γη I_{0_leak} . (γ) Ρεύμα παρασιτικού πυκνωτή I_{C_leak} .

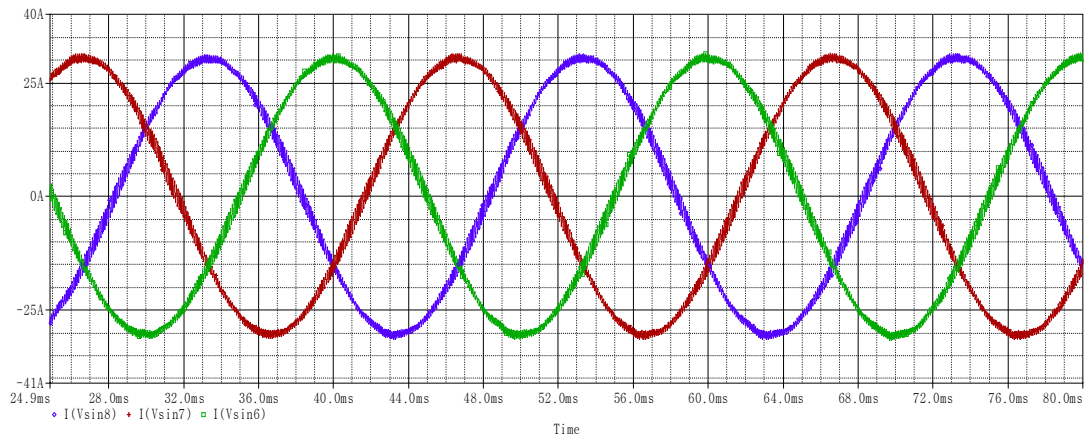
Στη συνέχεια, προσομοιώνεται ο Φ/Β σταθμός δίχως Μ/Σ απομόνωσης, ώστε να εντοπιστούν όλες οι διαφοροποιήσεις στα ρεύματα διαρροής. Η ανάλυση επικεντρώνεται στο αρμονικό περιεχόμενο των ρευμάτων διαρροής και τη σύγκριση με τις αρμονικές των εγχεόμενων ρευμάτων.

Το κύκλωμα που μελετάται είναι αυτό του Σχήματος 4.19. Η απουσία του Μ/Σ απομόνωσης, επιτρέπει τη διέλευση ρευμάτων διαρροής στην ac πλευρά του κυκλώματος τα οποία εμφανίζονται ως συνιστώσες των τριφασικών εγχεόμενων στο δίκτυο ρευμάτων. Οι κυματομορφές των τριφασικών ρευμάτων στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας παρουσιάζονται στο Σχήμα 4.20 ενώ στο ίδιο σχήμα φαίνεται η αντίστοιχη ανάλυση Fourier. Η ολική αρμονική παραμόρφωση βρέθηκε: $THD_I = 3.93\%$, δηλαδή εντός των επιτρεπτών ορίων.

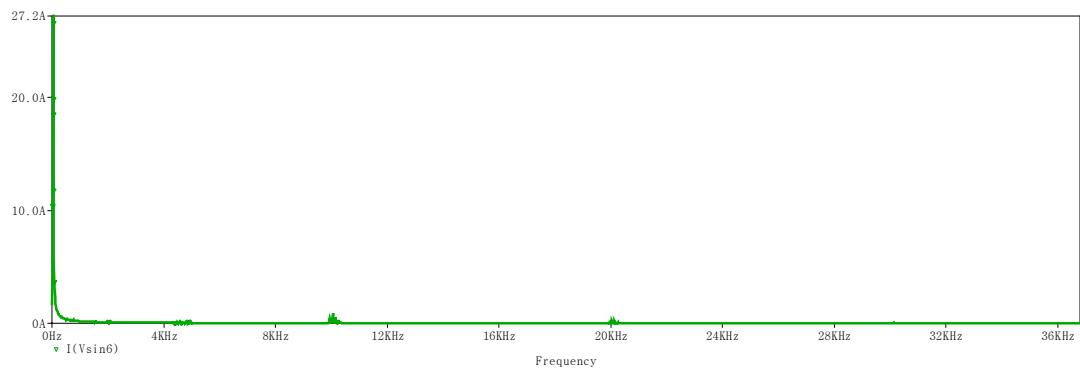


Σχήμα 4.19 Transformerless σύστημα με 3Φ αντιστροφή πλήρους γέφυρας χωρίς ουδέτερο αγωγό

Οι αρμονικές συνιστώσες του εγχεόμενου ρεύματος (για παράδειγμα της φάσης a) βρίσκονται στις συχνότητες που υποδεικνύονται στον Πίνακα 4.1. Παρατηρούμε ότι το ρεύμα δικτύου και η φασική τάση δικτύου ως προς γη έχουν το ίδιο αρμονικό περιεχόμενο. Με μαύρους χαρακτήρες είναι οι συχνότητες στις οποίες εμφανίζονται αρμονικές τόσο στο ρεύμα



(a)



(b)

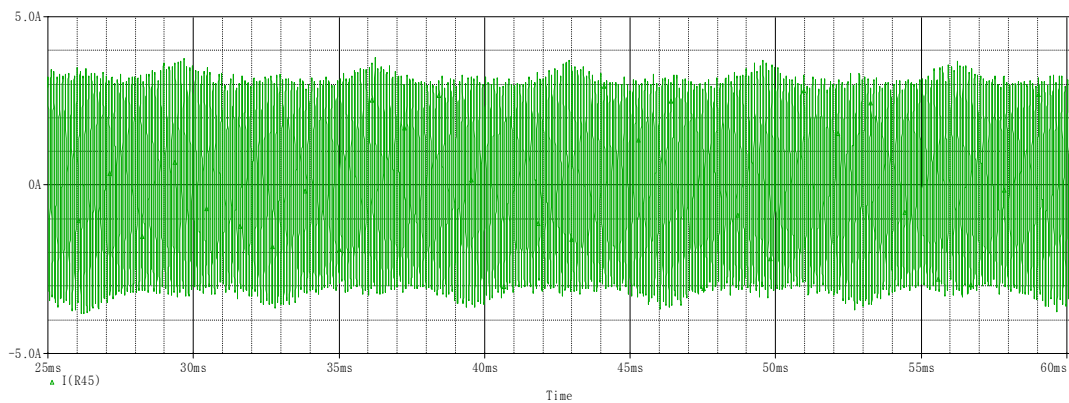
Σχήμα 4.20 (a) 3Φασικά εγχεόμενα ρεύματα και (b) η αντίστοιχη ανάλυση Fourier.

όσο και στην πολική τάση, ενώ με κόκκινο χρώμα επισημαίνονται οι συχνότητες στις οποίες εμφανίζονται αποκλειστικά αρμονικές συνιστώσες στο ρεύμα. Σύμφωνα όμως με τη τεχνική της ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών (SPWM) ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας m_f είναι περιττός και πολλαπλάσιος του τρία. Παρατηρούμε, λοιπόν, ότι όλες οι συχνότητες με κόκκινους χαρακτήρες είναι περιττοί αριθμοί και πολλαπλάσιοι του τρία. Αυτές ονομάζονται ομοπολικές συνιστώσες.

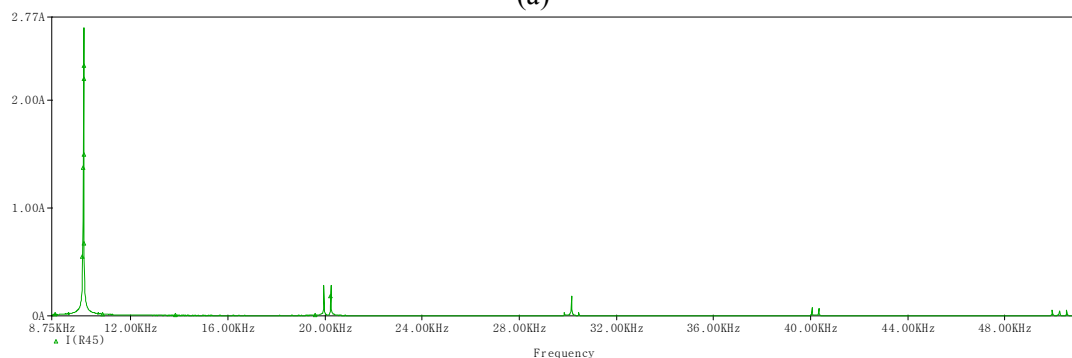
Πίνακας 4.1 Συχνότητες Αρμονικών Ρευμάτων Δικτύου

Συχνότητες Αρμονικής Ανάλυσης									
-	-	$m_f - 4$	$m_f - 2$	m_f	$m_f + 2$	$m_f + 4$	-	-	-
-	$2 \cdot m_f - 5$	$2m_f - 3$	$2 \cdot m_f - 1$	-	$2 \cdot m_f + 1$	$2m_f + 3$	$2 \cdot m_f + 5$	-	-
-	$3 \cdot m_f - 6$	$3 \cdot m_f - 4$	$3 \cdot m_f - 2$	$3 \cdot m_f$	$3 \cdot m_f + 2$	$3 \cdot m_f + 4$	$3 \cdot m_f + 6$	-	-
$4 \cdot m_f - 7$	$4 \cdot m_f - 5$	$4 \cdot m_f - 3$	$4 \cdot m_f - 1$	-	$4 \cdot m_f + 1$	$4 \cdot m_f + 3$	$4 \cdot m_f + 5$	$4 \cdot m_f + 7$	-

Η απουσία γαλβανικής απομόνωσης έχει ως συνέπεια την κυκλοφορία ρεύματος διαρροής προς γη, η κυματομορφή του οποίου απεικονίζεται στο Σχήμα 4.21. Η ενεργός τιμή του είναι $I_{0_leak} = 2.14A$ και η μέγιστη τιμή είναι $\hat{I}_{0_leak} = 3.67A$. Προφανώς η RMS τιμή του ρεύματος διαρροής ξεπερνά σημαντικά το όριο των 300mA που ορίζουν οι κανονισμοί. Αξίζει παρόλα αυτά, να μελετηθεί η αρμονική συμπεριφορά του.



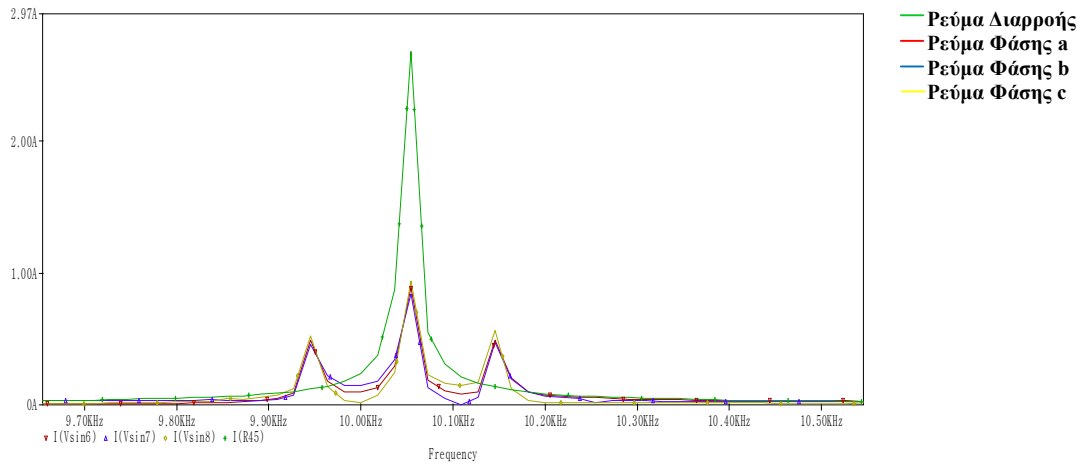
(a)



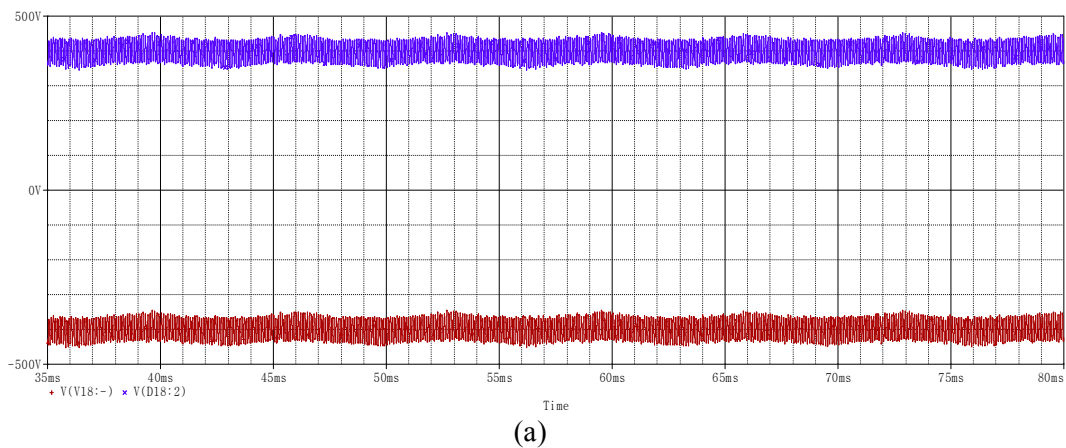
(b)

Σχήμα 4.21 (a) Ρεύμα διαρροής προς γη. (b) Αρμονική ανάλυση ρεύματος διαρροής.

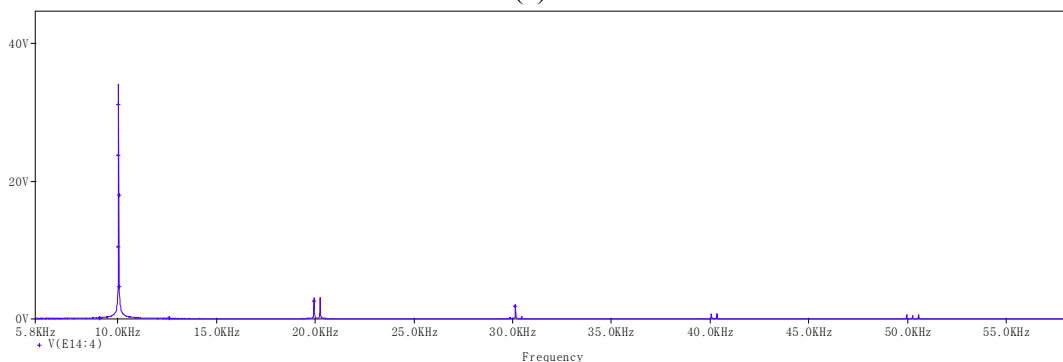
Το σημαντικότερο συμπέρασμα που προκύπτει από την αρμονική ανάλυση είναι ότι οι συνιστώσες του ρεύματος διαρροής είναι στις ομοπολικές συχνότητες. Αυτό σημαίνει ότι οι ομοπολικές συνιστώσες του τριφασικού ρεύματος δικτύου προστίθενται και παράγουν το ρεύμα διαρροής. Η παρατήρηση αυτή γίνεται πιο εμφανής από το Σχήμα 2.22 στο οποίο φαίνονται οι αρμονικές συνιστώσες των τριφασικών ρευμάτων καθώς και του ρεύματος διαρροής στη συχνότητα $m_f = 50 \cdot 201 \text{ Hz} = 10050 \text{ Hz}$.



Σχήμα 4.22 Ομοπολικές συνιστώσες τριφασικών ρευμάτων και συνιστώσα ρεύματος διαρροής στη συχνότητα $m_f = 10050 \text{ Hz}$.



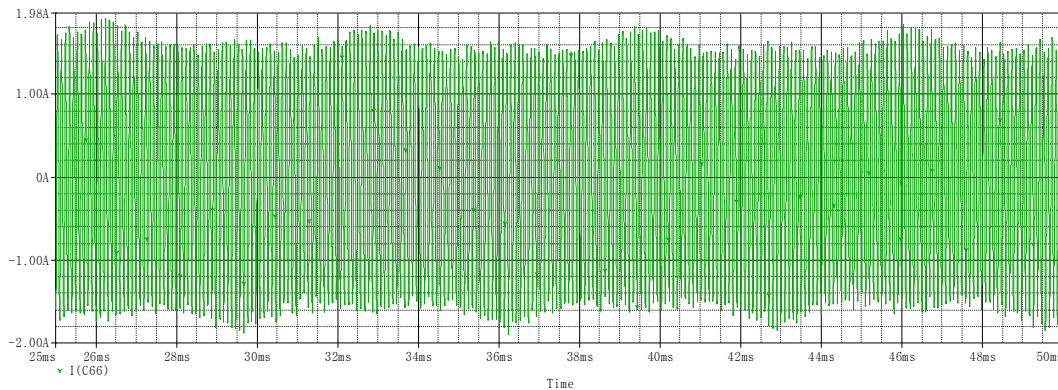
(a)



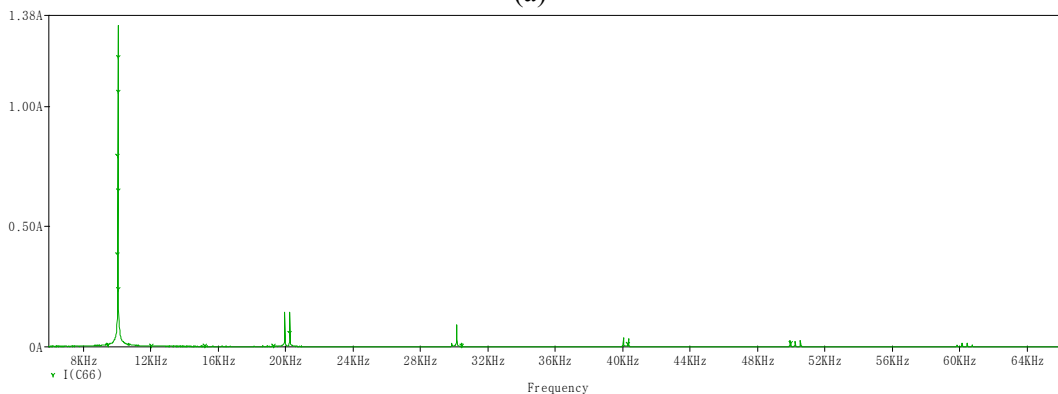
(b)

Σχήμα 4.23 (a) Τάση ακροδεκτών Φ/B γεννήτριας. (b) Αρμονική ανάλυση τάσεων (δίχως τη dc συνιστώσα)

Το ρεύμα που διέρχεται μέσω της παρασιτικής χωρητικότητας εξαρτάται από την διακύμανση της τάσης στα άκρα της Φ/Β συστοιχίας. Κρίνεται λοιπόν αναγκαία η απεικόνιση της διακύμανσης αυτών των τάσεων και η αρμονική τους ανάλυση. Από το Σχήμα 4.23 b, γίνεται αντιληπτό ότι οι τάσεις στα άκρα της Φ/Β γεννήτριας έχει την ίδια ακριβώς αρμονική συμπεριφορά με το ρεύμα διαρροής συμπεριλαμβανομένης βέβαια και της dc συνιστώσας. Αναμένεται λοιπόν ότι και το διερχόμενο ρεύμα μέσω των παρασιτικών πυκνωτών θα έχει και αυτό αρμονικές συνιστώσες στις ίδιες συχνότητες. Πράγματι, σύμφωνα με τα αποτελέσματα του Σχήματος 4.24 b, παρατηρούμε ότι το ρεύμα του παρασιτικού πυκνωτή είναι ουσιαστικά το μισό του συνολικού ρεύματος διαρροής. Με άλλα λόγια, το ρεύμα διαρροής προς γη ανακυκλώνεται μέσω των παρασιτικών χωρητικότητων του Φ/Β συστήματος. Η ενεργός τιμή του ρεύματος παρασιτικής χωρητικότητας είναι $I_{C_leak} = 1.07 A$.

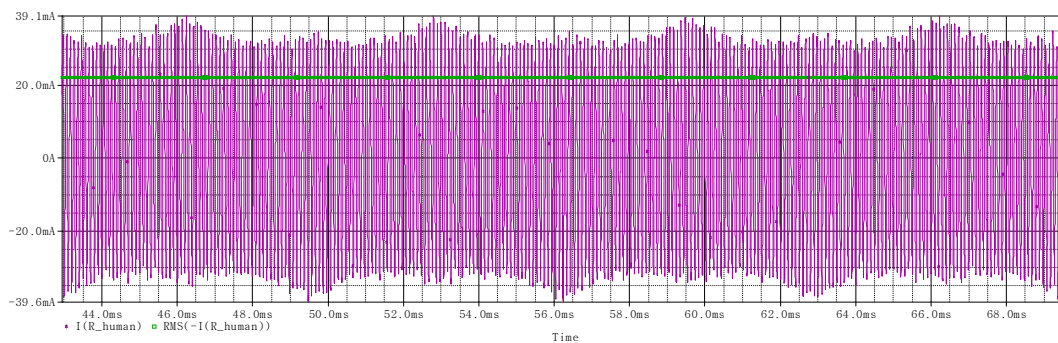


(a)



(b)

Σχήμα 4.24 (a) Διερχόμενο ρεύμα μέσω της παρασιτικής χωρητικότητας. (b) Αρμονική ανάλυση του ίδιου ρεύματος.



Σχήμα 4.25 Κομματομορφή ρεύματος σφάλματος και RMS τιμή του .

Στην περίπτωση που υπάρξει ανθρώπινη επαφή με το γειωμένο σώμα της Φ/Β γεννήτριας, τότε ένα μικρό ρεύμα σφάλματος θα τον διαπεράσει. Στη μοντελοποίηση του κυκλώματος ο άνθρωπος προσομοιώνεται με μία αντίσταση της τάξης του $1k\Omega$ συνδεδεμένη μεταξύ του κοινού κόμβου των παρασιτικών χωρητικότητας (πλαίσιο Φ/Β) και γης. Η ενεργός τιμή του ρεύματος σφάλματος είναι $I_{\sigma\phi} = 22.1mA$. Αν υπάρχει επαφή ανθρώπου με έναν από τους αγωγούς στην dc πλευρά, τότε το ρεύμα που θα τον διαπεράσει έχει ασφαλώς πολύ μεγαλύτερη ενεργό τιμή, της τάξεως των $400mA$ ($I_{\sigma\phi_Dc} \cong 400mA$). Το γεγονός αυτό αποτελεί ένα από τα σημαντικότερα μειονεκτήματα της απουσίας γαλβανικής απομόνωσης.

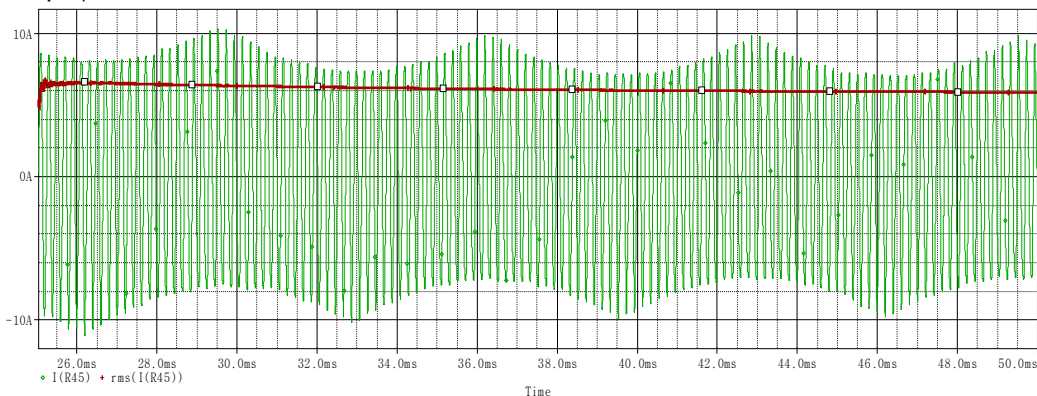
Από την παραπάνω ανάλυση καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι η τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας χωρίς συνδεδεμένο ουδέτερο στο dc Link δεν ενδείκνυται για χρήση σε TL διατάξεις. Αποτελεί, παρόλα αυτά, τη βασική δομή στην οποία βασιζόμαστε για την περεταίρω διερεύνηση των παραγόντων που επηρεάζουν τη μορφή και την ενεργό τιμή του ρεύματος διαρροής. Τα παραπάνω αποτελέσματα των προσομοιώσεων θα αποτελέσουν την αναφορά μας στη διερεύνηση που θα ακολουθήσει και παρουσιάζονται συνοπτικά στον ακόλουθο πίνακα.

Πίνακας 4.2 Συνοπτική Παρουσίαση Αποτελεσμάτων Εφαρμογής 1 – Αναφορά

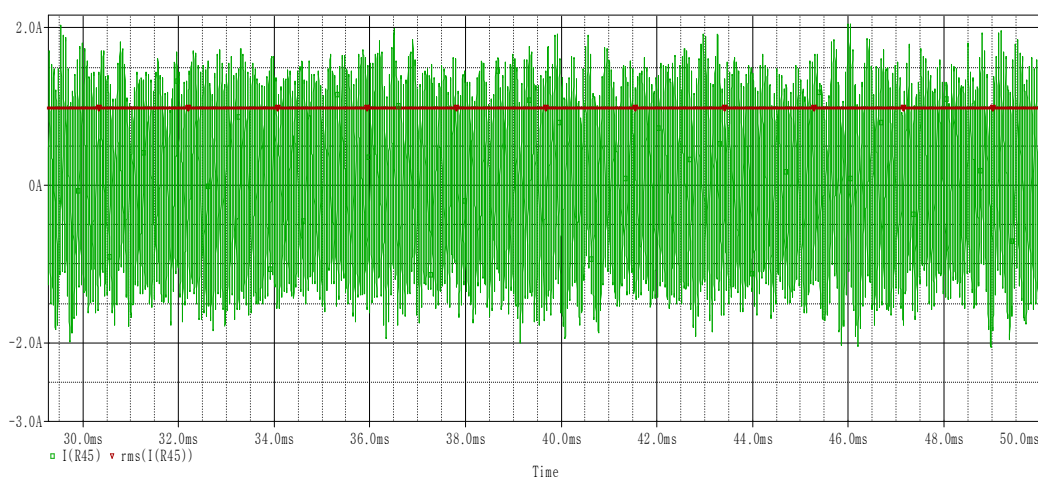
RMS Τιμή Ρεύματος Διαρροής I_{0_leak}	Max Τιμή Ρεύματος Διαρροής \hat{I}_{0_leak}	RMS Τιμή Ρεύματος Παρασιτικής Χωρητικότητας I_{C_leak}	RMS Τιμή Ρεύματος Σφάλματος $I_{\sigma\phi}$
2.14A	3.67A	1.07A	22.1mA

- **Επίδραση της Διακοπτικής Συχνότητας**

Αρχικά εξετάζεται η επίδραση της διακοπτικής συχνότητας του αντιστροφέα. Συγκεκριμένα, υποδιπλασιάζοντας αυτή τη συχνότητα, η ενεργός τιμή του ρεύματος διαρροής λαμβάνει τιμή $I_{0_leak} = 5.75A$. Το αποτέλεσμα αυτό ήταν αναμενόμενο καθώς η κυριαρχούσα αρμονική συνιστώσα είναι τώρα σε συχνότητα $m_f = 50 \cdot 99 Hz = 4950Hz$ ενώ το EMI φίλτρο παρέμεινε αμετάβλητο. Αντίθετα, αν η διακοπτική συχνότητα διπλασιαστεί ($m_f = 50 \cdot 405 Hz = 20250Hz$) τότε η RMS τιμή του ρεύματος διαρροής υπολογίζεται $I_{0_leak} = 0.98A$. Ανάλογα αποτελέσματα προκύπτουν αν μειωθεί ή αυξηθεί αντίστοιχα η αυτεπαγωγή L_f του EMI φίλτρου. Επιπλέον, η τοπολογία του φίλτρου επηρεάζει τη μορφή του ρεύματος διαρροής όπως θα φανεί στην επόμενη παράγραφο. Συμπερασματικά, μία μέθοδος μείωσης του ρεύματος διαρροής είναι να αυξηθεί τόσο η αυτεπαγωγή του φίλτρου όσο και η διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα. Αυτό όμως θα είχε ως συνέπεια να αυξηθεί το κόστος της εγκατάστασης και επιπλέον να αυξηθούν οι διακοπτικές απώλειες του αντιστροφέα.



(a)



(b)

Σχήμα 4.26 Επίδραση διακοπτικής συχνότητας στο ρεύμα διαρροής. **(a)** Υποδιπλασιασμός της f_{sw} ($m_f=99$). **(b)** Διπλασιασμός της f_{sw} ($m_f=405$).

• Επίδραση της Τοπολογίας EMI Φίλτρου

Στο σημείο αυτό, διερευνάται η επίδραση της σύνδεσης ενός ακόμη πυκνωτή μεταξύ του κεντρικού κόμβου που σχηματίζουν οι πυκνωτές του EMI φίλτρου και της γης. Προφανώς, η γείωση είναι αυτή της εγκατάστασης, δηλαδή ο τέταρτος πυκνωτής θα συνδεθεί ακριβώς εκεί που συνδέονται και οι παρασιτικές χωρητικότητες όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.27 a. Μεταβάλλοντας την χωρητικότητα του τέταρτου πυκνωτή αλλάζει αμυδρά η χαρακτηριστική μεταφοράς του EMI φίλτρου. Σημαντική διαφοροποίηση, όμως, παρουσιάζεται στο πλάτος του ρεύματος διαρροής. Αυξάνοντας σταδιακά τη χωρητικότητα του τέταρτου πυκνωτή C_g παρατηρείται μείωση του ρεύματος διαρροής προς γη. Στην οριακή περίπτωση που η χωρητικότητα πλησιάζει στο μηδέν, η διάταξη ισοδυναμεί με ανοικτοκύκλωμα ενώ αν το C_g αυξηθεί σημαντικά, η διάταξη ισοδυναμεί με βραχυκύκλωμα. Αντίθετα με το ρεύμα διαρροής, η ενεργός τιμή των διερχόμενων ρευμάτων μέσω των χωρητικότητων του φίλτρου αυξάνεται. Συγκεκριμένα, η προσομοίωση έδωσε τα ακόλουθα αποτελέσματα:

Πίνακας 4.3 Επίδραση 4^{ου} Πυκνωτή EMI Φίλτρου στο Ρεύμα Διαρροής

Χωρητικότητα 4 ^{ου} πυκνωτή C_g	RMS Ρεύματος Διαρροής I_{0_leak}	RMS Ρεύματος Παρασιτικής Χωρητικότητας I_{C_leak}	RMS Ρεύματος 4 ^{ου} Πυκνωτή C_g I_{C_g}
0 - Ανοικτοκύκλωμα	2.14A	1.06A	-
0.1μF	2.13A	1.07A	183mA
1μF	1.96A	1.14A	1.35A
10μF	720mA	1.13A	2.20A
100μF	468mA	1.11A	2.21A
∞ - Βραχυκύκλωμα	442mA	1.11A	2.22A

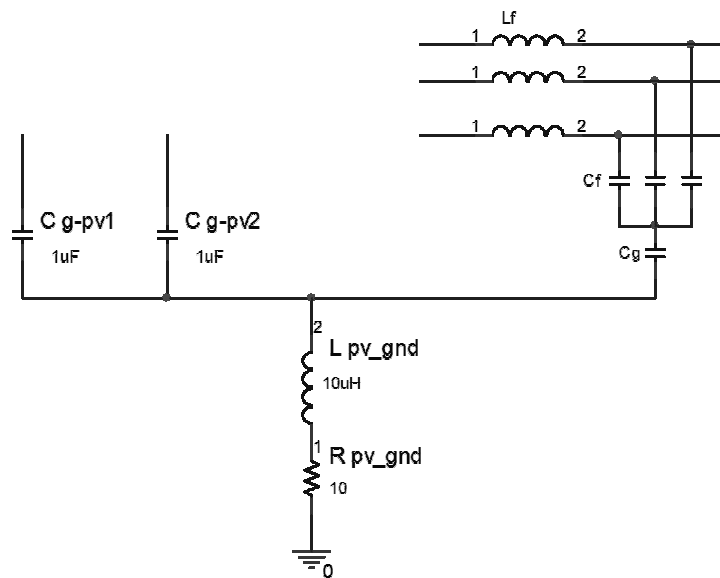
Αξίζει στο σημείο αυτό να διερευνηθεί πιο επισταμένα η αιτία μεταβολής του ρεύματος διαρροής. Γίνεται αρχικά η διαπίστωση πως, σε αυτήν τη τοπολογία, υπάρχει πλέον ένας

ακόμη αγώγιμος δρόμος για το ρεύμα διαρροής. Πιο αναλυτικά, το παραγόμενο από τις παρασιτικές χωρητικότητες ρεύμα δεν οδεύει αποκλειστικά μέσω του δικτύου στη γη αλλά ένα μέρος του διέρχεται μέσω των πυκνωτών του φίλτρου. Το ποσοστό του ρεύματος που διέρχεται από τον τέταρτο πυκνωτή του φίλτρου εξαρτάται από την σύνθετη αντίστασή του. Πρακτικά, όσο μεγαλύτερη η χωρητικότητα C_g τόσο μικρότερη η σύνθετη αντίστασή της

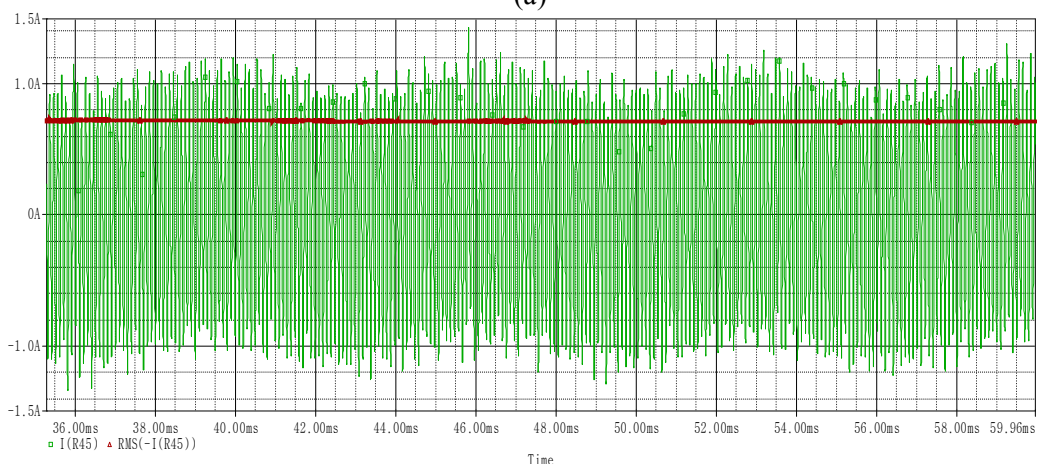
$Z_c = \frac{1}{j\omega C_g}$ και επομένως μεγαλύτερο ποσοστό του ρεύματος ανακυκλώνεται μέσω του

φίλτρου. Επισημαίνεται εδώ, ότι τόσο η διακύμανση της dc τάσης στους ακροδέκτες του Φ/B όσο και το ρεύμα σφάλματος δεν μεταβάλλονται από τις διαφορετικές τοπολογίες του φίλτρου. Πράγματι, η ενεργός τιμή του ρεύματος παρασιτικής χωρητικότητας δε μεταβάλλεται σημαντικά και το ρεύμα σφάλματος, λόγω επαφής ανθρώπου με dc αγωγό, παραμένει αμετάβλητο περί τα 400mA.

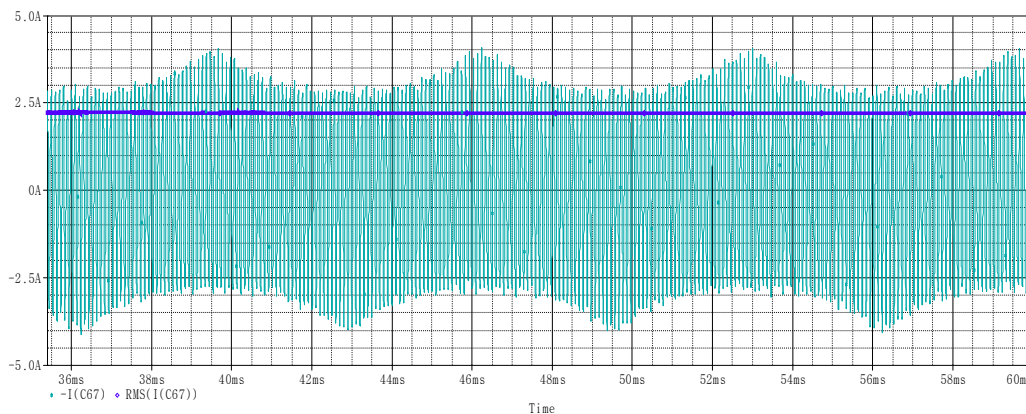
Συμπεραίνουμε τελικά, ότι αν επιλεγεί LC τοπολογία φίλτρου, τότε η βέλτιστη διάταξη είναι η συνδεσμολογία των πυκνωτών σε αστέρα με γειωμένο ουδέτερο κόμβο.



(a)



(b)



(c)

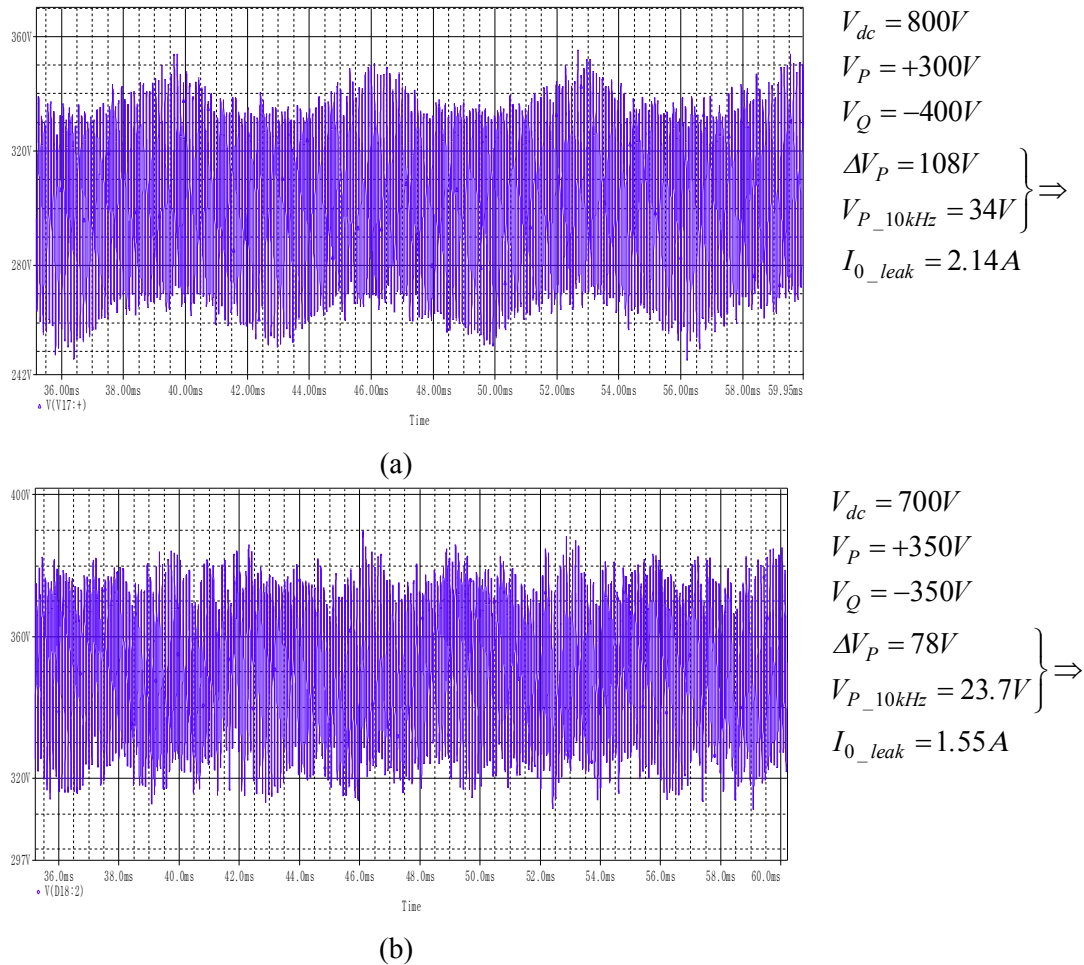
Σχήμα 4.27 Επίδραση τοπολογίας EMI φίλτρου. (a) Διάταξη τεσσάρων πυκνωτών, (b) κυματομορφή ρεύματος διαρροή για $C_g = 10\mu F$ και (c) η αντίστοιχη κυματομορφή ρεύματος 4^ο πυκνωτή.

- **Επίδραση της Συχνότητας του Μετατροπέα Ανύψωσης Τάσης**

Οι προσομοιώσεις του κυκλώματος με διαφορετικές διακοπτικές συχνότητες του dc/dc μετατροπέα έδειξαν ότι δεν υπήρχε ουσιαστική επίδραση στα ρεύματα διαρροής. Το αποτέλεσμα αυτό συνάδει με την θεωρητική διερεύνηση κατά την οποία οι συνιστώσες του ρεύματος διαρροής διαμορφώνονται κατά κύριο λόγο από την τοπολογία και την τεχνική διαμόρφωσης του αντιστροφέα.

- **Επίδραση της Dc Τάσης Εισόδου του Αντιστροφέα**

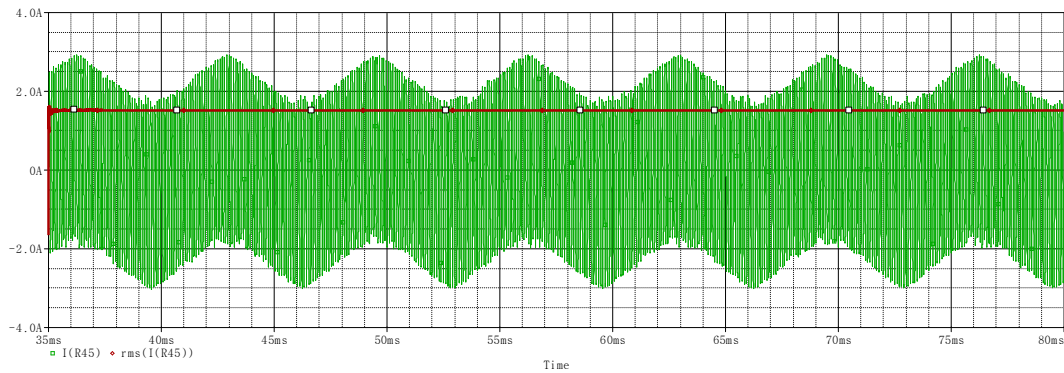
Μία σημαντική διαπίστωση που προέκυψε κατά τη διαδικασία προσομοίωσης, είναι ότι η ενεργός τιμή του ρεύματος διαρροής εξαρτάται από την dc τάση εισόδου του αντιστροφέα. Η αρχική υπόθεση βάσει της οποίας σχεδιάστηκε το κύκλωμα είναι ότι η ονομαστική τάση εισόδου του αντιστροφέα είναι 800V. Αν, αντ' αυτού, επανασχεδιαστεί κατάλληλα ο αλγόριθμος MPPT ώστε η έξοδος του dc/dc μετατροπέα να είναι για παράδειγμα 700V, τότε το ρεύμα διαρροής εμφανίζει RMS τιμή $I_{0_leak} = 1.55A$ και άρα μειώθηκε κατά 27,6%. Η συμπεριφορά αυτή βασίζεται στο γεγονός ότι η διακύμανση της τάσης στα άκρα του dc/ac μετατροπέα και άρα στα άκρα της Φ/Β γεννήτριας είναι μεγαλύτερη όσο μεγαλύτερη είναι η τάση εισόδου του αντιστροφέα. Σημειώνεται εδώ ότι η παρεμβολή του μετατροπέα ανύψωσης τάσης, όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, δεν επιδρά στο αρμονικό περιεχόμενο της τάσης. Με άλλα λόγια, η διακύμανση της τάσης επιβάλλεται στην έξοδο του dc/dc μετατροπέα και η ίδια διακύμανση μεταφέρεται στους ακροδέκτες της Φ/Β συστοιχίας. Στο Σχήμα 4.28 φαίνονται οι διακυμάνσεις τάσης του θετικού ακροδέκτη της Φ/Β γεννήτριας. Στο ίδιο γράφημα επισημαίνονται: η τάση εισόδου του αντιστροφέα V_{dc} , η ενεργός τιμή του θετικού και αρνητικού ακροδέκτη V_P και V_Q αντίστοιχα, το μέγιστο σφάλμα ΔV_P , το πλάτος της κυριαρχούσας αρμονικής συνιστώσας και τέλος το ρεύμα διαρροής προς γη.



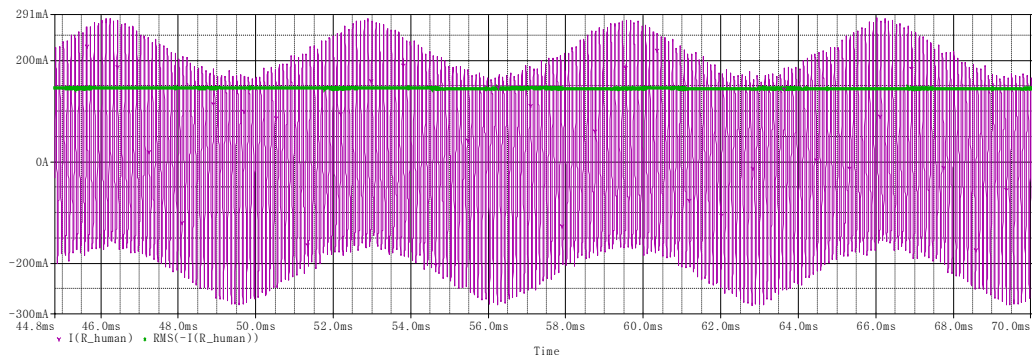
Σχήμα 4.28 Επίδραση dc τάσης εισόδου του αντιστροφέα. **(α)** Διακύμανση τάσης θετικού ακροδέκτη Φ/B για $V_d=800V$. **(β)** Διακύμανση τάσης θετικού ακροδέκτη Φ/B για $V_d=700V$.

• Επίδραση της Αντίστασης Γείωσης της Εγκατάστασης

Αν η γείωση της εγκατάστασης παρουσιάζει μεγαλύτερη αντίσταση από αυτή που αρχικά υποθέσαμε, τότε το ρεύμα διαρροής θα συναντά μεγαλύτερη δυσκολία στη διέλευσή του και κατά συνέπεια αναμένεται πτώση της ενεργού τιμής του. Πράγματι, η επόμενη προσομοίωση που πραγματοποιήθηκε με αντίσταση γείωσης εγκατάστασης $R_{PV_gnd} = 100\Omega$ η RMS τιμή του ρεύματος διαρροής βρέθηκε $I_{0_leak} = 1.51A$. Πιο αναλυτικά οι ομοπολικές συνιστώσες ρεύματος στις μικρότερα συχνότητες (<50kHz) παρουσιάζουν μεγαλύτερη μείωση ενώ στις υψηλές συχνότητες οι αρμονικές παραμένουν πρακτικά αμετάβλητες. Μπορεί αυτό το αποτέλεσμα να φαίνεται ελκυστικό ως μία απλή μέθοδος μείωσης του ρεύματος διαρροής αλλά δεν έχει εξεταστεί ακόμα ένα σημαντικό ζήτημα. Στην περίπτωση σφάλματος, το ρεύμα που διαπερνά τον χρήστη είναι πολύ μεγαλύτερο. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για το ρεύμα σφάλματος, στην περίπτωση επαφής με το γειωμένο πλαίσιο της Φ/B γεννήτριας, απεικονίζονται στο Σχήμα 4.30 βάσει του οποίου η ενεργός τιμή του είναι $I_{σφ} = 144mA$.



Σχήμα 4.29 Επίδραση της αντίστασης γείωσης της εγκατάστασης. Ρεύμα διαρροής για $R_{PV_gnd} = 100\Omega$.



Σχήμα 4.30 Ρεύμα σφάλματος και η RMS τιμή του όταν $R_{PV_gnd} = 100\Omega$.

• Βέλτιστη Λειτουργία Συστήματος

Συνδυάζοντας την παραπάνω γνώση, μπορούμε να βρούμε τη βέλτιστη διάταξη που εξασφαλίζει το ελάχιστο ρεύμα διαρροής, διατηρώντας ορισμένα θεμελιώδη χαρακτηριστικά του κυκλώματος. Συγκεκριμένα, διατηρούμε τη διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα στα 10050Hz για να μην εμφανιστούν αυξημένες διακοπτικές απώλειες και παράλληλα διατηρούμε τις τιμές του LC φίλτρου που βρέθηκαν στην παράγραφο 4.1. Αύξηση της απεπαγωγής θα αύξανε σημαντικά το κόστος της εγκατάστασης. Οι παράγοντες που αλλάζουν είναι η τάση εισόδου του αντιστροφέα, που ορίζεται τώρα στα 700V και η τοπολογία του EMI φίλτρου που τώρα το μέσο του αστέρα των πυκνωτών γειώνεται. Τα αποτελέσματα φαίνονται συνοπτικά στον πίνακα 4.4. Πρέπει να τονίσουμε, ότι με αυτές τις συνθήκες λειτουργίας, το ρεύμα διαρροής πλησιάζει το όριο των 300mA που ορίζουν οι διεθνείς κανονισμοί.

Πίνακας 4.4 Βέλτιστη Λειτουργία Συστήματος Εφαρμογής 1– Ελάχιστο Ρεύμα Διαρροής

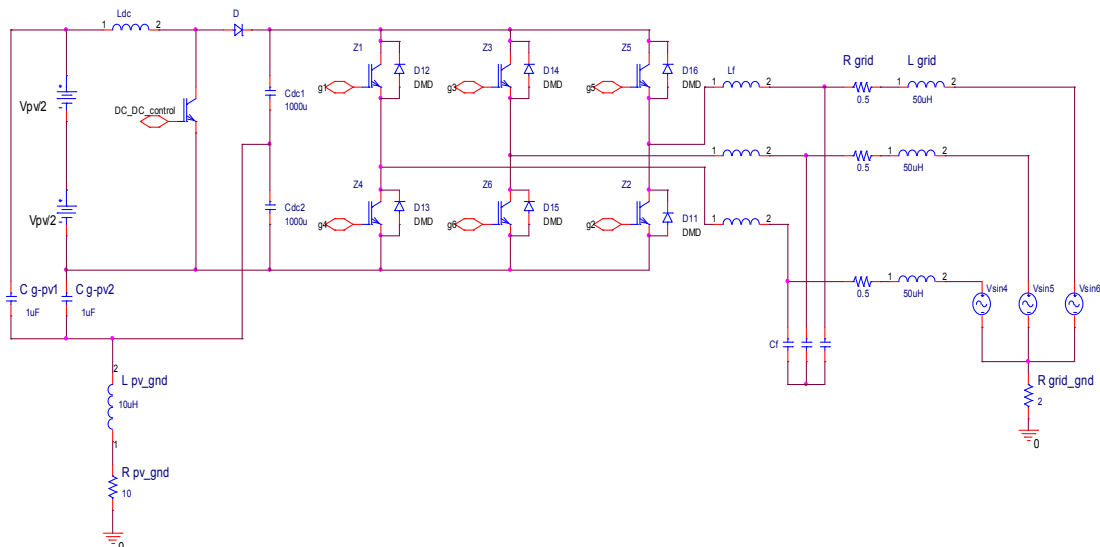
RMS Τιμή Ρεύματος Διαρροής I_{0_leak}	Max Τιμή Ρεύματος Διαρροής \hat{I}_{0_leak}	RMS Τιμή Ρεύματος Παρασιτικής Χωρητικότητας I_{C_leak}	RMS Τιμή Ρεύματος Σφάλματος $I_{σφ}$
323mA	822mA	811mA	2.58mA

4.3 Εφαρμογή 2: Ανάλυση Ρευμάτων Διαρροής Φ/Β Συστήματος με Τριφασικό TL Αντιστροφέα Πλήρους Γέφυρας και Γειωμένο Dc Link.

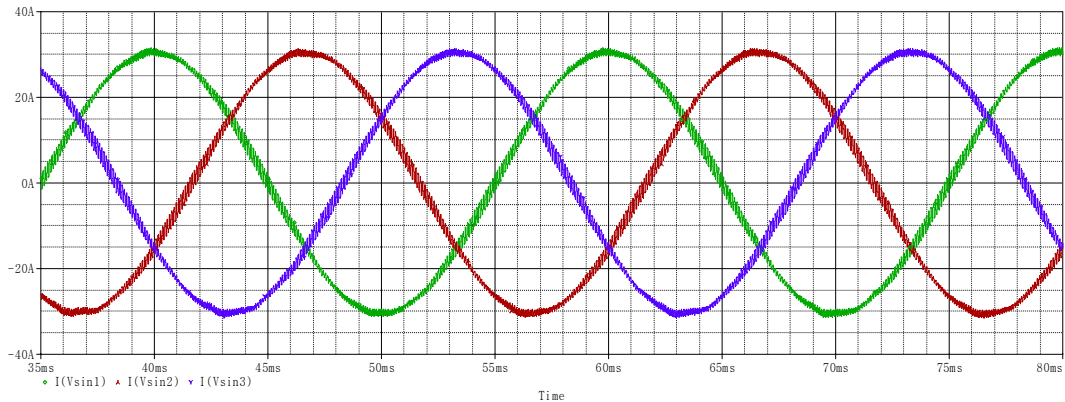
Σε αυτή τη διάταξη το dc link διαθέτει δύο πυκνωτές σταθεροποίησης της τάσης εισόδου του αντιστροφέα και παράλληλα ο ενδιάμεσος κόμβος γειώνεται. Η προσομοίωση, που θα αποτελέσει αναφορά για τη συνέχεια αυτής της ενότητας, υλοποιήθηκε με δύο χωρητικότητες των 1000μH. Το συνολικό κύκλωμα απεικονίζεται στο Σχήμα 4.31. Σε αντίθεση με την προηγούμενη εφαρμογή, εδώ δεν αρκεί ο έλεγχος μόνο των d και q συνιστωσών αλλά πρέπει να ελέγχεται και η μηδενική συνιστώσα. Παρατηρώντας το κύκλωμα, διαπιστώνουμε ότι η εξίσωση $I_a + I_b + I_c = 0$ στον κόμβο γείωσης του δικτύου δεν ισχύει καθώς υπάρχει αγωγίμος δρόμος μέσω του dc link για τις συνιστώσες χαμηλών συχνοτήτων των ρευμάτων. Είναι λοιπόν απαραίτητο να προστεθεί μία ακόμη διάταξη ελέγχου που ρυθμίζει το ρεύμα του μηδενικού άξονα. Σύμφωνα με το μετασχηματισμό Park $I_0 = \frac{1}{\sqrt{3}}(I_a + I_b + I_c)$. Προφανώς η επιθυμητή ενεργός τιμή αυτού του ρεύματος είναι η μηδενική, γι' αυτό θέτουμε ως αναφορά $I_0^* = 0$. Η δομή ελέγχου της μηδενικής συνιστώσας είναι ίδια με αυτή των συνιστωσών d και q. Αποτελείται δηλαδή από έναν ελεγκτή PI ο οποίος λαμβάνει ως είσοδο το σήμα σφάλματος $e_0 = (I_0^* - I_0)$ και η έξοδός του προστίθεται στη μηδενική συνιστώσα της τάσης δικτύου.

Η γείωση του μεσαίου κόμβου του dc link μειώνει το ρεύμα που διέρχεται από τις παρασιτικές χωρητικότητες κατά τον παράγοντα $\frac{C_{PV}}{2C_{DC}}$. Παρόλα αυτά, το συνολικό ρεύμα διαρροής προς τον κόμβο γείωσης του δικτύου παραμένει πρακτικά αμείωτο. Ουσιαστικά, κυκλοφορεί μέσω του αγωγίμου δρόμου που δημιουργεί η σύνδεση της γης στο μέσο του dc link. Παράλληλα, η διασύνδεση του αγωγού γείωσης έχει ένα μειονέκτημα. Η dc τάση εισόδου του αντιστροφέα πρέπει να αυξηθεί κατά $\frac{2}{\sqrt{3}}$ ώστε να παράγεται η ίδια ημιτονοειδής τάση στην πλευρά του δικτύου [44].

Διατηρώντας τις ίδιες τιμές όπως στην Εφαρμογή 1, η προσομοίωση του παρόντος συστήματος παρουσίασε ελαφρώς βελτιωμένη συμπεριφορά ως προς τα ρεύματα διαρροής. Παράλληλα, τα τριφασικά εγχεόμενα ρεύματα δικτύου έχουν καλύτερη ολική αρμονική παραμόρφωση $THD_I = 3.79\%$. Οι κυματομορφές των ρευμάτων παρουσιάζονται στα Σχήματα 4.32 - 4.35 και η συνοπτική παρουσίαση των αποτελεσμάτων φαίνεται στον Πίνακα 4.5.

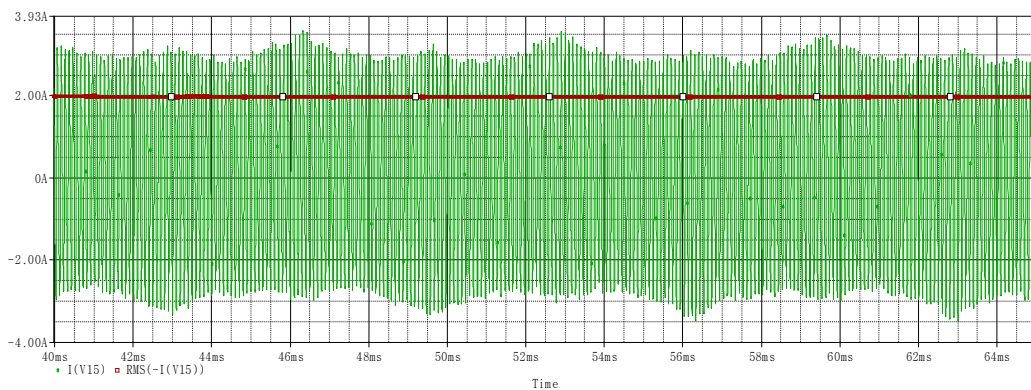


Σχήμα 4.31 Transformerless σύστημα με 3Φ αντιστροφή πλήρους γέφυρας με γειωμένο dc link

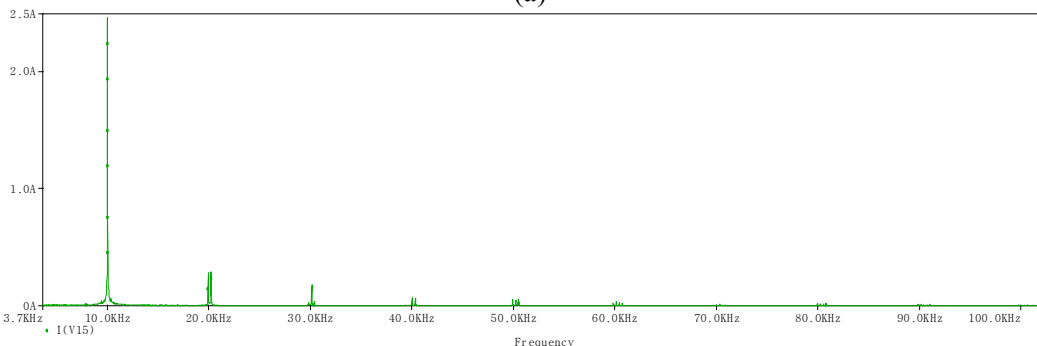


Σχήμα 4.32 3Φασικά εγχεόμενα ρεύματα. $THD_I = 3.79\%$

Σε αυτή την περίπτωση, η ενεργός τιμή του ρεύματος διαρροής είναι $I_{0_leak} = 1.97A$ και πάλι ξεπερνά το όριο των 300mA που έχει τεθεί από τους διεθνείς κανονισμούς. Η αρμονική ανάλυση επιβεβαιώνει ότι το ρεύμα διαρροής αποτελείται μόνο από ομοπολικές συνιστώσες. Στη συνέχεια, ακολουθεί η απεικόνιση του διερχόμενου ρεύματος μέσα από την παρασιτική χωρητικότητα και η αντίστοιχη ανάλυση Fourier. Η RMS τιμή αυτού του ρεύματος είναι $I_{C_leak} = 47.9mA$ ενώ είναι φανερό, ότι σε αυτή τη διάταξη το αρμονικό περιεχόμενο του ρεύματος έχει τελείως άλλη μορφή. Οι συχνότητες στις οποίες εμφανίζονται αρμονικές συνιστώσες είναι κυρίως πολλαπλάσιες των 10kHz. Στη διερεύνηση που θα ακολουθήσει θα φανεί ότι η μορφή αυτού του ρεύματος εξαρτάται από τη διακοπτική συχνότητα του μετατροπέα ανύψωσης τάσης.

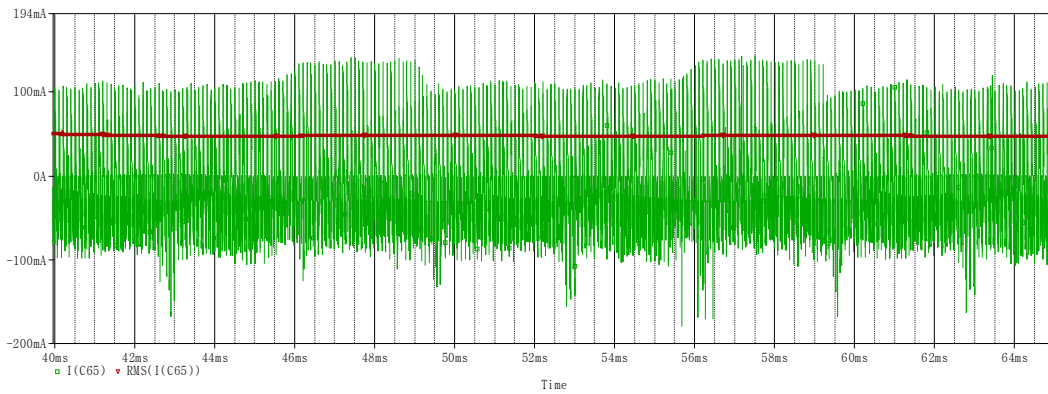


(a)

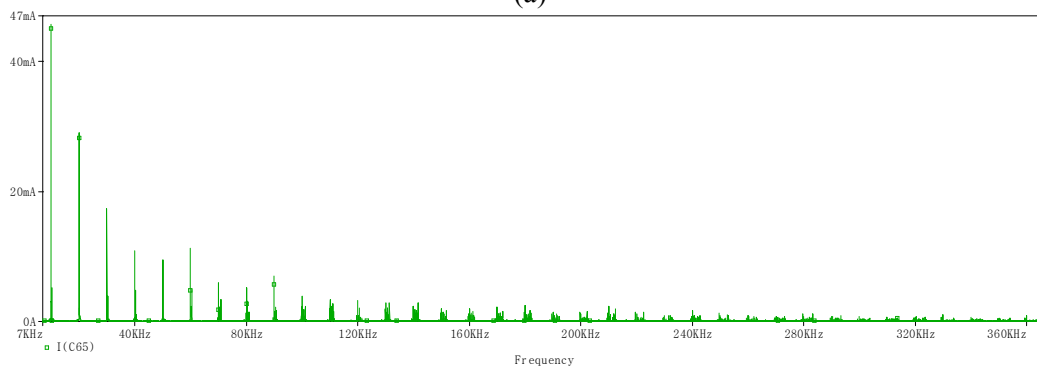


(b)

Σχήμα 4.33 (a) Ρεύμα διαρροής προς γη και η RMS τιμή του. (b) Αρμονική ανάλυση ρεύματος διαρροής

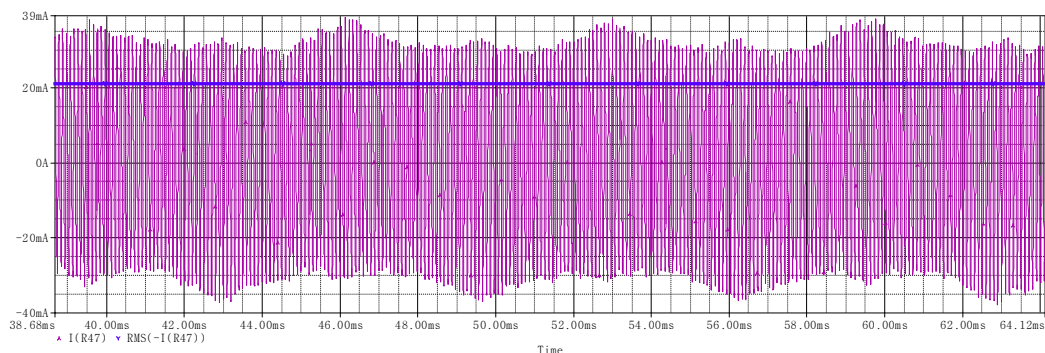


(a)



(b)

Σχήμα 4.34 (a) Διερχόμενο ρεύμα μέσω της παρασιτικής χωρητικότητας & η RMS τιμή του.
(b) Αρμονική ανάλυση του ίδιου ρεύματος



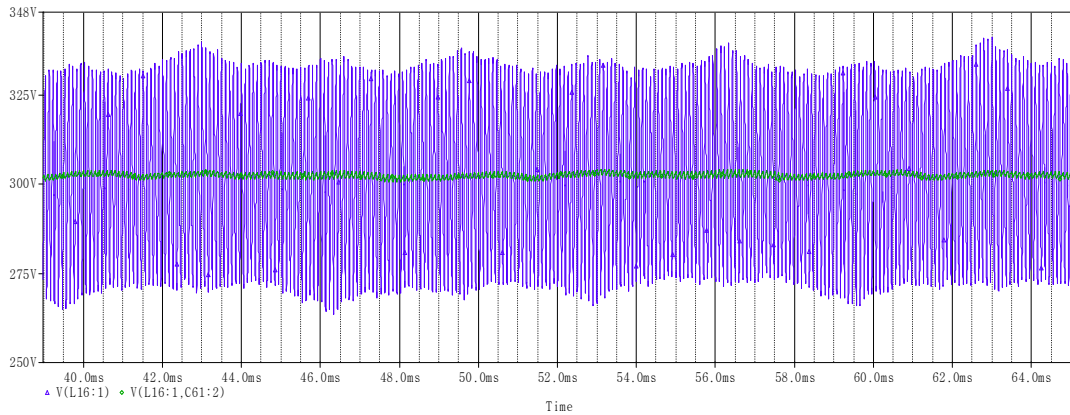
Σχήμα 4.35 Κυματομορφή ρεύματος σφάλματος και η RMS τιμή του .

Αν υπάρξει επαφή ανθρώπου με το γειωμένο πλαίσιο της Φ/Β συστοιχίας, το ρεύμα σφάλματος θα έχει τη μορφή του Σχήματος 4.35 και RMS τιμή $I_{σφ} = 21.06mA$. Τα συγκεντρωτικά αποτελέσματα για τα μετρούμενα ρεύματα παρουσιάζονται παρακάτω:

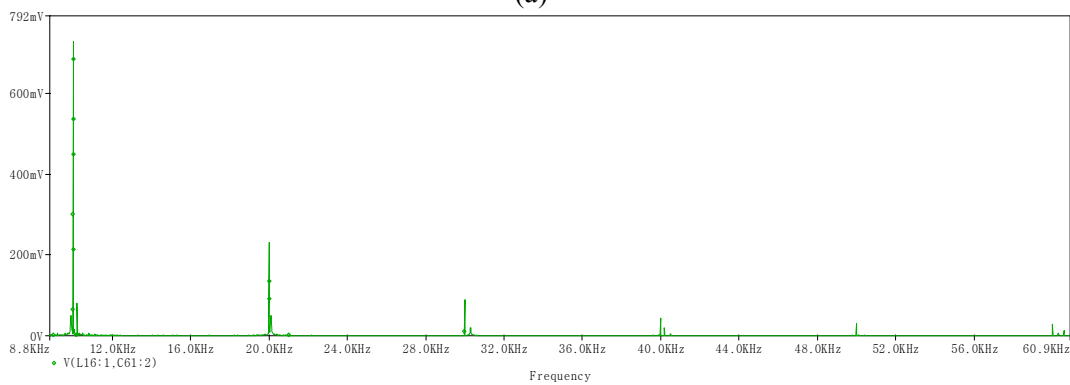
Πίνακας 4.5 Συνοπτική Παρουσίαση Αποτελεσμάτων Εφαρμογής 2 - Αναφορά

RMS Τιμή Ρεύματος Διαρροής I_{0_leak}	Max Τιμή Ρεύματος Διαρροής \hat{I}_{0_leak}	RMS Τιμή Ρεύματος Παρασιτικής Χωρητικότητας I_{C_leak}	RMS Τιμή Ρεύματος Σφάλματος $I_{σφ}$
1.97A	3.56A	47.9mA	21.06mA

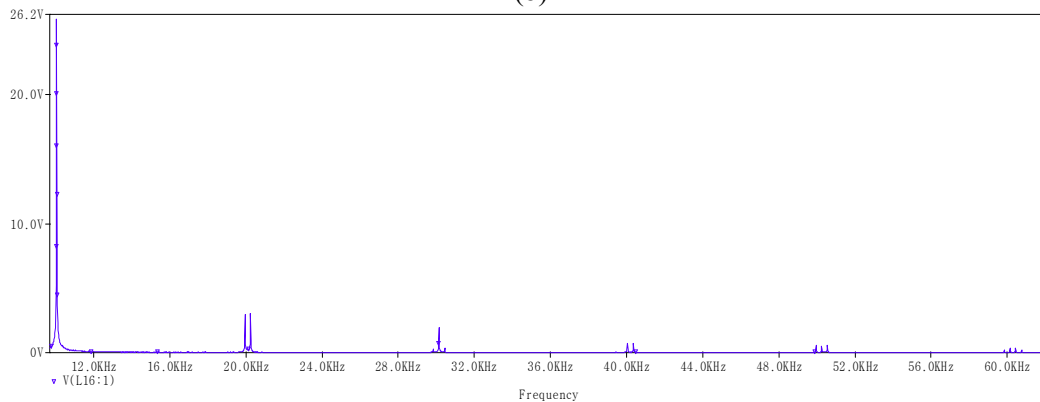
Μία σημαντική διαφοροποίηση από την προηγούμενη εφαρμογή είναι ότι τώρα η τάση των ακροδεκτών της Φ/Β γεννήτριας ως προς γη και η τάση στα άκρα των παρασιτικών χωρητικοτήτων έχουν εντελώς διαφορετική μορφή. Πράγματι, όπως φαίνεται και από το Σχήμα 4.36, η διακύμανση της τάσης στα άκρα του C_{G-PV} είναι πολύ μικρότερη από την αντίστοιχη στους ακροδέκτες της Φ/Β μονάδας. Επιπρόσθετα, η αρμονική της ανάλυση έχει συνιστώσες σε συχνότητες πολλαπλάσιες της διακοπτικής συχνότητας του dc/dc μετατροπέα, σε αντίθεση με την τάση ακροδεκτών του Φ/Β που εμφανίζει μόνο ομοπολικές συνιστώσες.



(a)



(b)

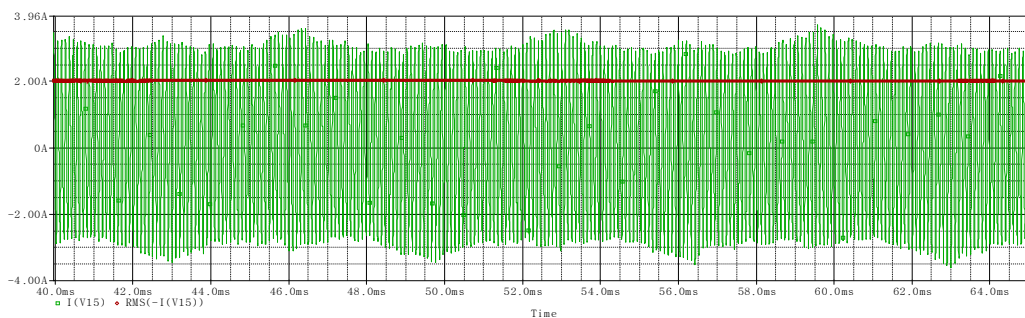


(c)

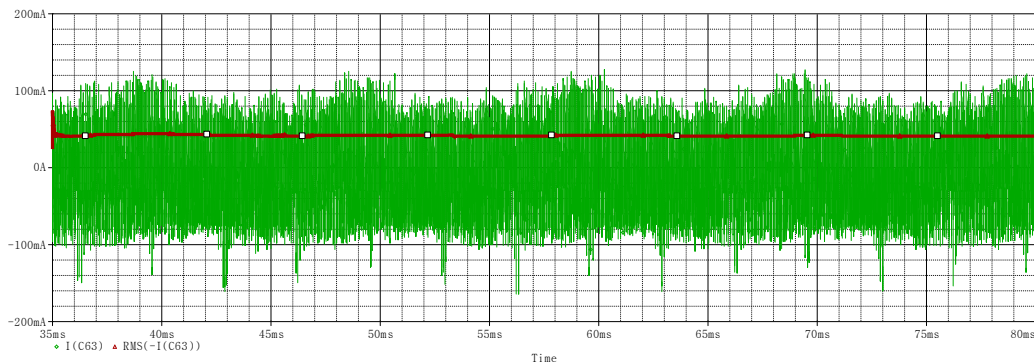
Σχήμα 4.36 (a) Τάση ακροδεκτών Φ/Β γεννήτριας ως προς γη με μπλε χρώμα & τάση μεταξύ των ακροδεκτών της παρασιτικής χωρητικότητας με πράσινο χρώμα. (b & c) Αντίστοιχες αρμονικές αναλύσεις (δίχως τη dc συνιστώσα).

- **Επίδραση της Συχνότητας του Μετατροπέα Ανύψωσης Τάσης**

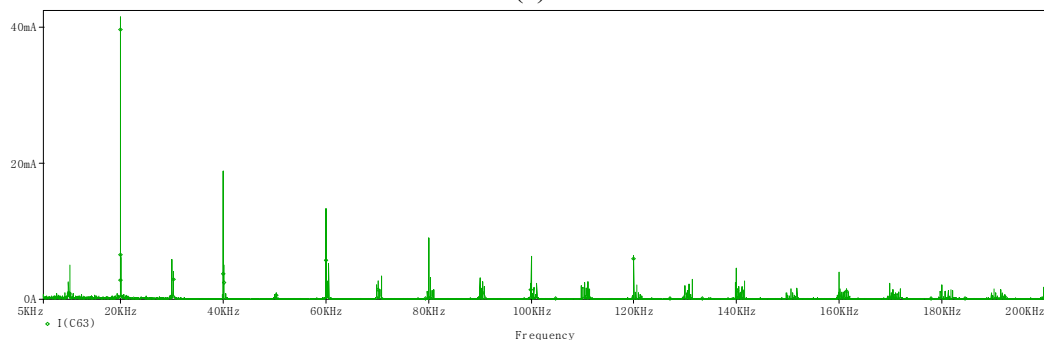
Στο σημείο αυτό, αναλύεται η επίδραση της συχνότητας του dc/dc μετατροπέα, τόσο στη διακύμανση της τάσης στα άκρα του παρασιτικού πυκνωτή όσο και στην ενεργό τιμή του ρεύματος διαρροής. Στο σύστημα αναφοράς, όπου η συχνότητα $f_{Dc} = 10kHz$ παρατηρήσαμε ότι οι αρμονικές του ρεύματος της παρασιτικής χωρητικότητας εμφανίζονται σε συχνότητες πολλαπλάσιες της f_{Dc} . Διπλασιάζοντας τώρα αυτή τη συχνότητα, οι αρμονικές του I_{C_leak} είναι πιο έντονες σε συχνότητες πολλαπλάσιες των 20kHz. Παρόλα αυτά, αρμονικές εξακολουθούν να εμφανίζονται σε όλα τα πολλαπλάσια των 10kHz. Όπως και στην εφαρμογή 1, έτσι και εδώ, η ενεργός τιμή του ρεύματος διαρροής είναι ανεξάρτητη της συχνότητας f_{Dc} . Το συμπέρασμα αυτό επιβεβαιώνεται από τον πίνακα 4.6 που συγκεντρώνει τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για $f_{Dc} = 5kHz, 10kHz, 20kHz$. Οι γραφικές παραστάσεις του ρεύματος διαρροής I_{0_leak} καθώς και του ρεύματος I_{C_leak} φαίνονται στα σχήματα 4.37-4.38.



Σχήμα 4.37 Ρεύμα διαρροής προς γη και η RMS τιμή του όταν $f_{Dc} = 20kHz$



(a)



(b)

Σχήμα 4.38 (a) Διερχόμενο ρεύμα μέσω της παρασιτικής χωρητικότητας & η RMS τιμή του. (b) Αρμονική ανάλυση του ίδιου ρεύματος όταν $f_{Dc} = 20kHz$

Πίνακας 4.6 Επίδραση της Συχνότητας του Dc/Dc Μετατροπέα - Σύγκριση Αποτελεσμάτων

Διακοπτική Συχνότητα Μετατροπέα f_{Dc}	RMS Τιμή Ρεύματος Διαρροής I_{0_leak}	RMS Τιμή Ρεύματος Παρασιτικής Χωρητικότητας I_{C_leak}
5kHz	1.99A	44.3mA
10kHz	1.97A	47.9mA
20kHz	2.01A	41.4mA

- **Επίδραση της Χωρητικότητας των Πυκνωτών στο Dc Link**

Αξίζει να μελετηθεί η επίδραση της μεταβολής της χωρητικότητας στη διακύμανση της τάσης εισόδου του αντιστροφέα και στο ρεύμα διαρροής. Η αρχική υπόθεση, βάσει της οποίας σχεδιάστηκε το κύκλωμα είναι ότι απαιτούνται δύο πυκνωτές χωρητικότητας $C_{DC} = 1000\mu F$ έκαστος. Ας υποθέσουμε τώρα μείωση της χωρητικότητας στα $C_{DC} = 300\mu F$. Τότε η διακύμανση της τάσης εισόδου του αντιστροφέα είναι εντονότερη και άρα το διερχόμενο μέσα από τις παρασιτικές χωρητικότητες ρεύμα θα αυξηθεί. Πράγματι, η τιμή που προέκυψε από την προσομοίωση είναι $I_{C_leak} = 160.27mA$. Η αύξηση αυτή όμως, δεν επιδρά στο συνολικό ρεύμα διαρροής η τιμή του οποίου βρέθηκε $I_{0_leak} = 1.97A$. Αυτό εξηγείται αν παρατηρήσει κανείς ότι το ρεύμα των παρασιτικών πυκνωτών ανακυκλώνεται στον βρόχο που σχηματίζουν οι χωρητικότητες αυτές με το γειωμένο κέντρο του dc link. Με αντίστοιχη λογική εκτελούμε την προσομοίωση για $C_{DC} = 600\mu F$. Τα αποτελέσματα φαίνονται στον πίνακα 4.7.

Πίνακας 4.7 Επίδραση της Χωρητικότητας των Πυκνωτών στο Dc Link

Χωρητικότητα Πυκνωτή C_{Dc}	RMS Τιμή Ρεύματος Διαρροής I_{0_leak}	RMS Τιμή Ρεύματος Παρασιτικής Χωρητικότητας I_{C_leak}	Διακύμανση Τάσης Θετικού Ακροδέκτη Φ/Β Γεννήτριας ΔV_P
300μF	1.97A	160.27mA	81.8V
600μF	1.97A	79.84mA	78.3V
1000μF	1.97A	47.9mA	76.7V

- **Βέλτιστη Λειτουργία Συστήματος**

Ακολουθώντας τα βήματα της πρώτης εφαρμογής, για να βρεθεί η βέλτιστη συνθήκη λειτουργίας του συστήματος πρέπει να εξεταστεί η επίδραση της τάσης εισόδου του αντιστροφέα καθώς και της τοποθέτησης 4^{ου} πυκνωτή στο EMI φίλτρο. Τα συμπεράσματα είναι αντίστοιχα της εφαρμογής 1 και παρουσιάζονται συνοπτικά στους Πίνακες 4.8 και 4.9. Η ενεργός τιμή του ρεύματος παρασιτικής χωρητικότητας, δε μεταβάλλεται σημαντικά ενώ η βέλτιστη λειτουργία του κυκλώματος επιτυγχάνεται όταν συνδεθεί το κέντρο του αστέρα των πυκνωτών στη γη.

Πίνακας 4.8 Επίδραση 4^{ου} Πυκνωτή EMI Φίλτρου στο Ρεύμα Διαρροής

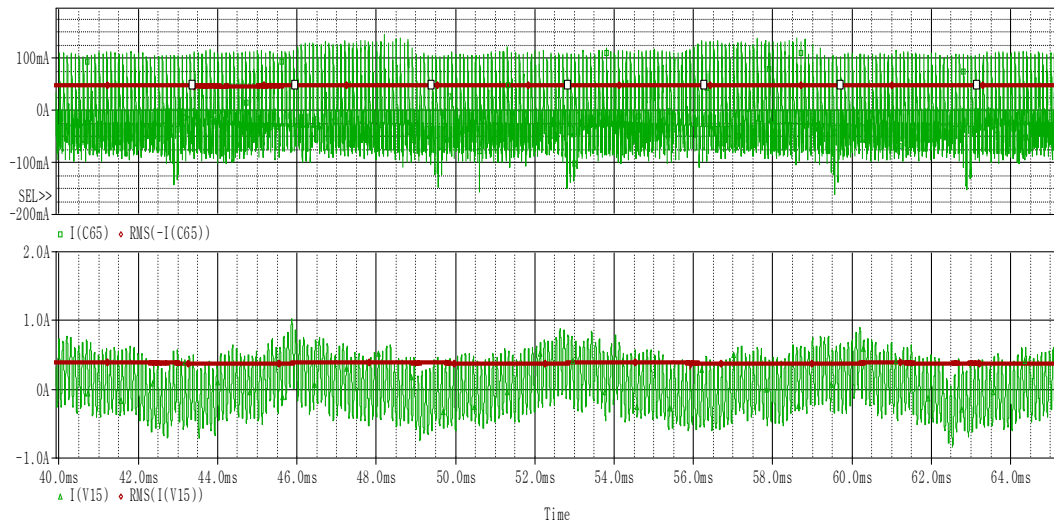
Χωρητικότητα 4 ^{ου} πυκνωτή C_g	RMS Ρεύματος Διαρροής I_{0_leak}	RMS Ρεύματος Παρασιτικής Χωρητικότητας I_{C_leak}	RMS Ρεύματος 4 ^{ου} Πυκνωτή C_g I_{C_g}
0 - Ανοικτοκύκλωμα	1.97A	47.9mA	-
0.1μF	1.99A	47.8mA	173.2mA
1μF	1.78A	48.4mA	1.23A
10μF	683mA	48.1mA	2.08A
∞ - Βραχυκύκλωμα	413mA	47.3mA	2.05A

Τέλος, εξετάζεται η επίδραση της dc στάθμης στην είσοδο του αντιστροφέα. Όμοια με την εφαρμογή 1 αναμένεται μείωση του ρεύματος διαρροής όσο μειώνεται η τάση στα άκρα του αντιστροφέα ενώ παράλληλα αμετάβλητη παραμένει η τιμή του διερχόμενου μέσω των παρασιτικών χωρητικοτήτων ρεύματος. Ο Πίνακας 4.9 παρουσιάζει τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων όταν $V_d = 700V, 755V, 800V$.

Πίνακας 4.9 Επίδραση της Dc Στάθμης του Αντιστροφέα

Dc Τάση Εισόδου Αντιστροφέα V_d	RMS Τιμή Ρεύματος Διαρροής I_{0_leak}	RMS Τιμή Ρεύματος Παρασιτικής Χωρητικότητας I_{C_leak}	Διακύμανση Τάσης Θετικού Ακροδέκτη Φ/Β Γεννήτριας ΔV_P
700	1.47A	47.9mA	69.0V
755	1.75A	47.4mA	72.1V
800	1.97A	47.9mA	76.7V

Συνδυάζοντας την παραπάνω γνώση, είμαστε σε θέση να προσομοιώσουμε το κύκλωμα υπό τις βέλτιστες συνθήκες λειτουργίας όσον αφορά το ρεύμα διαρροής στον κόμβο γείωσης του δικτύου. Συγκεκριμένα, η τάση τροφοδοσίας του αντιστροφέα ορίζεται $V_d = 750V$ ενώ παράλληλα γειώνεται ο μεσαίος κόμβος του αστέρα πυκνωτών του EMI φίλτρου. Η ενεργός τιμή του ρεύματος διαρροής είναι σε αυτή την περίπτωση $I_{0_leak} = 378.5mA$. Οι κυματομορφές της προσομοίωσης φαίνονται στην εικόνα 4.39 και τα τελικά αποτελέσματα στον Πίνακα 4.10. Αναμέναμε ότι η βέλτιστη λειτουργία θα ήταν όταν η τάση αντιστροφέα είναι στα 700V. Σε μικρές τιμές της τάσης όμως εμφανίζεται έντονη αρμονική συνιστώσα στα 150Hz (τριπλάσια της σύγχρονης) και η RMS του I_{0_leak} αυξάνεται έντονα.

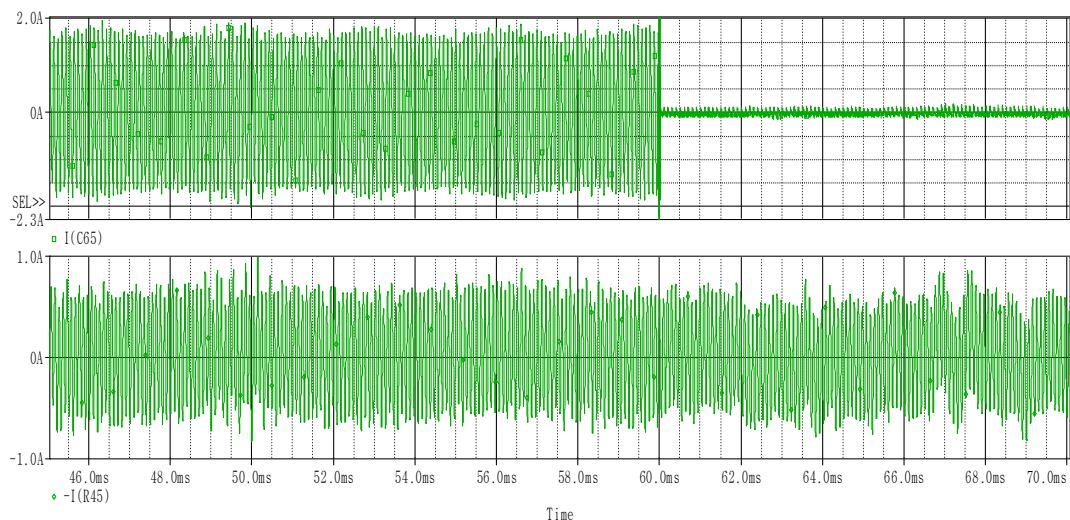


Σχήμα 4.39 Ρεύμα παρασιτικών χωρητικότητων & βέλτιστο ρεύμα διαρροής προς γη

Πίνακας 4.10 Βέλτιστη Λειτουργία Συστήματος Εφαρμογής 2–Ελάχιστο Ρεύμα Διαρροής

RMS Τιμή Ρεύματος Διαρροής I_{0_leak}	Max Τιμή Ρεύματος Διαρροής \hat{I}_{0_leak}	RMS Τιμή Ρεύματος Παρασιτικής Χωρητικότητας I_{C_leak}	RMS Τιμή Ρεύματος Σφάλματος $I_{σφ}$
378.5mA	1.03A	46.9mA	3.08mA

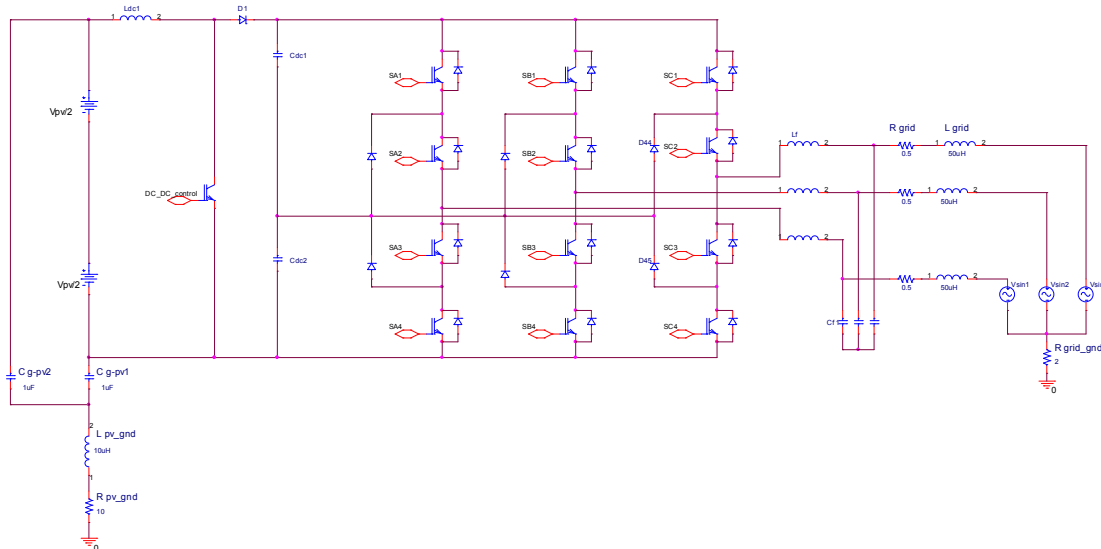
Αξίζει στο σημείο αυτό, να γίνει πιο εμφανής ο τρόπος λειτουργίας των δύο κυκλωμάτων. Αυτό επιτυγχάνεται γειώνοντας το μέσο του dc link τη χρονική στιγμή $t_{close}=60ms$. Αναμένεται έντονη μείωση του ρεύματος των παρασιτικών χωρητικότητων τη στιγμή που κλίνει ο διακόπτης ενώ το συνολικό ρεύμα διαρροής θα παραμείνει πρακτικά αμετάβλητο.



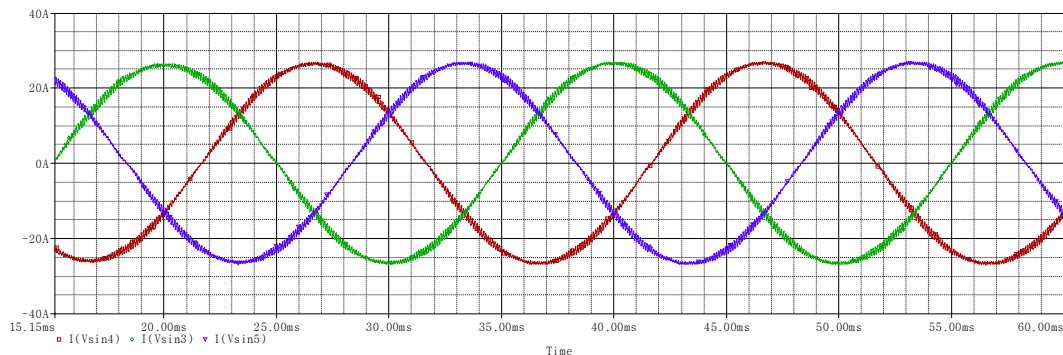
Σχήμα 4.40 Γείωση του dc link τη χρονική στιγμή $t_{close}=60ms$. Ρεύμα παρασιτικών χωρητικότητων & ρεύμα διαρροής προς γη

4.4 Εφαρμογή 3: Ανάλυση Ρευμάτων Διαρροής Φ/Β Συστήματος με Τριφασικό TL Αντιστροφέα Τριών Επιπέδων (NPC) και Αγείοτο Dc Link.

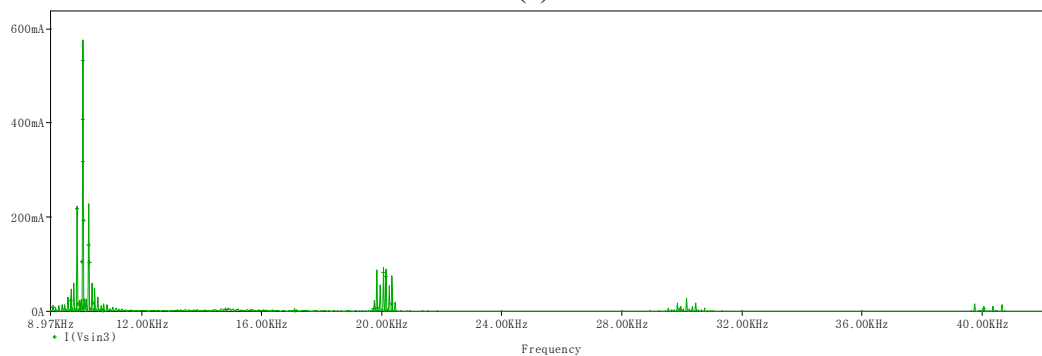
Μία τοπολογία, η συμπεριφορά της οποίας παρουσιάζει μεγάλο ενδιαφέρον ως προς τα ρεύματα διαρροής είναι η διάταξη αντιστροφέα τριών επιπέδων (NPC). Η τεχνική παλμοτροφοδότησης παραμένει και σε αυτή την περίπτωση η ημιτονοειδής PWM. Το τελικό κύκλωμα φαίνεται στο Σχήμα 4.41 ενώ τα τριφασικά ρεύματα εξόδου απεικονίζονται στο Σχήμα 4.42.



Σχήμα 4.41. Transformerless σύστημα με 3Φ αντιστροφέα τριών επιπέδων με αγείοτο dc link



(a)



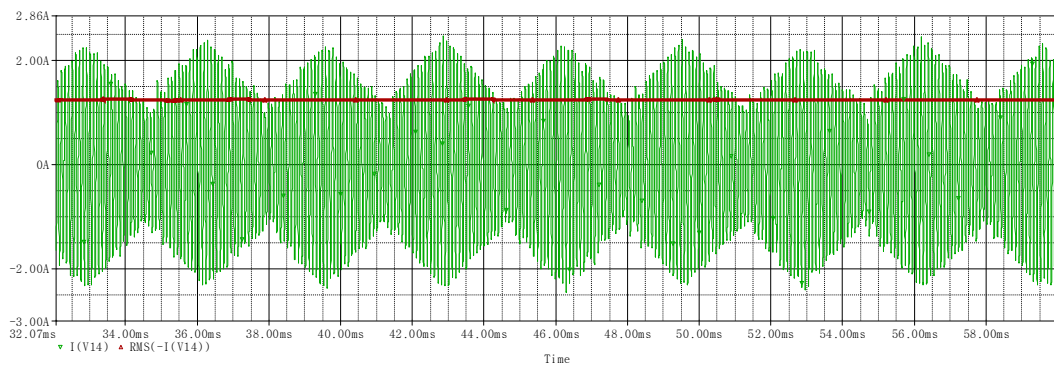
(b)

Σχήμα 4.42 (a) 3Φασικά εγχεόμενα ρεύματα και (b) η αντίστοιχη ανάλυση Fourier υψηλών συχνοτήτων (>5kHz).

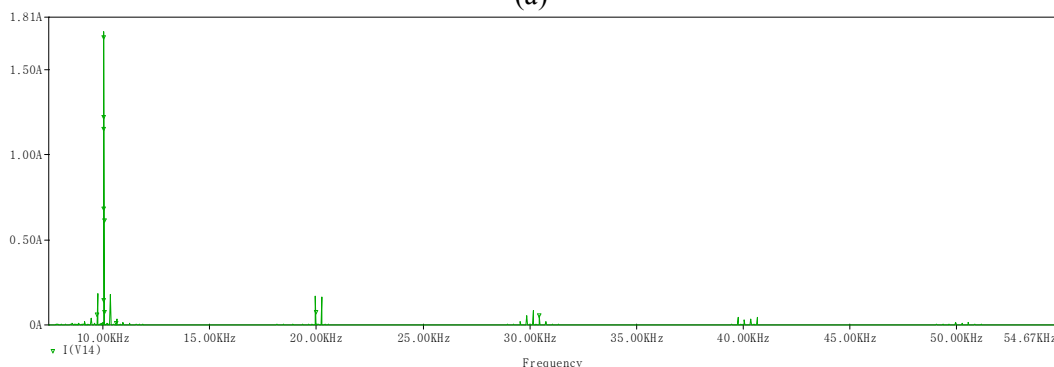
Η ολική παραμόρφωση του ρεύματος εξόδου είναι $THD_f = 1.64\%$. Όπως ήταν αναμενόμενο, στην τοπολογία NPC τα ρεύματα εξόδου παρουσιάζουν πολύ καλύτερη αρμονική συμπεριφορά. Αναμένουμε λοιπόν, ότι και το ρεύμα διαρροής θα είναι έντονα μειωμένο συγκριτικά με αυτό της εφαρμογής 1. Η κυματομορφή του παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.43. Στο ίδιο σχήμα περιλαμβάνεται και η RMS τιμή του ρεύματος διαρροής καθώς και το αρμονικό του περιεχόμενο. Η ενεργός τιμή του ρεύματος αυτού υπολογίστηκε $I_{0_leak} = 1.23A$, πολύ μικρότερο από το ρεύμα αναφοράς της τοπολογίας πλήρους γέφυρας. Όπως προηγουμένως, και σε αυτή την περίπτωση, το ρεύμα διαρροής προς γη αποτελείται μόνο από τις ομοπολικές συνιστώσες. Επειδή στην τοπολογία NPC οι αρμονικές ρεύματος παρουσιάζουν μεγαλύτερη διασπορά γύρω από την κεντρική τους συχνότητα, ξαναγράφουμε τον πίνακα της αρμονικής ανάλυσης (Πίνακας 4.1) ώστε να περιλαμβάνει όλες τις αρμονικές του ρεύματος διαρροής (Πίνακας 4.11). Ο μόνος αγωγίμος δρόμος κυκλοφορίας του ρεύματος διαρροής είναι μέσω των παρασιτικών χωρητικότητων, γεγονός που σημαίνει ότι το ρεύμα I_{C_leak} θα είναι το μισό του συνολικού ρεύματος διαρροής. Πράγματι η ενεργός τιμή του είναι $I_{C_leak} = 624mA$.

Πίνακας 4.11 Συχνότητες Αρμονικών Ρευμάτων Δικτύου

Πολλαπλάσια Κυριαρχούσας Αρμονικής	Συχνότητες Αρμονικής Ανάλυσης				
1	$m_f - 12$	$m_f - 6$	m_f	$m_f + 6$	$m_f + 12$
2	$2 \cdot m_f - 3$		$2 \cdot m_f + 3$		
3	$3 \cdot m_f - 12$	$3 \cdot m_f - 6$	$3 \cdot m_f$	$3 \cdot m_f + 6$	$3 \cdot m_f + 12$
4	$4 \cdot m_f - 9$	$4 \cdot m_f - 3$	$4 \cdot m_f + 3$		$4 \cdot m_f + 9$

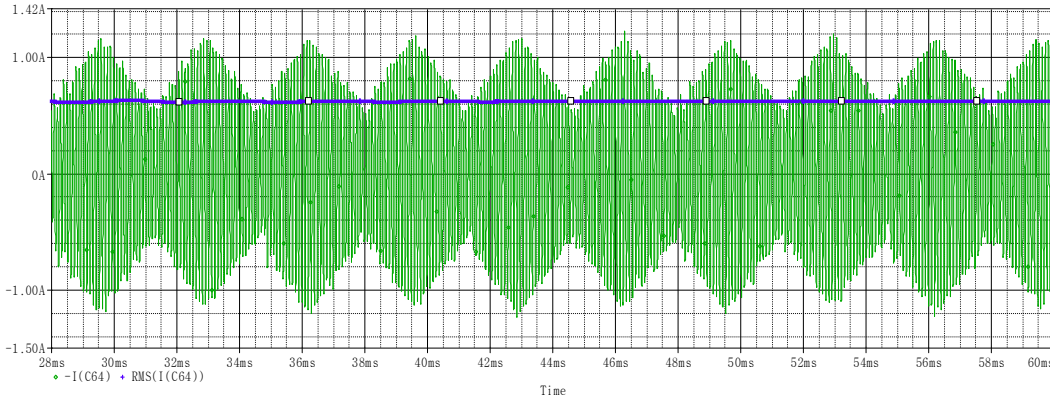


(a)

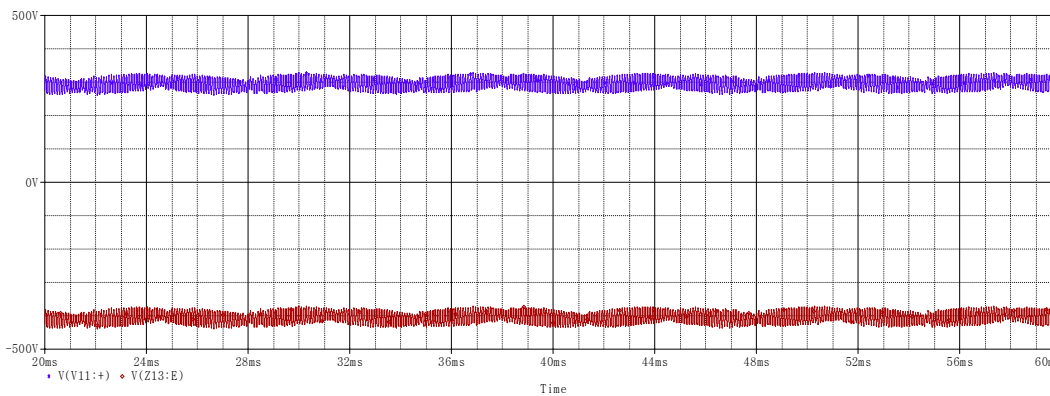


(b)

Σχήμα 4.43 (a) Ρεύμα διαρροής προς γη & RMS τιμή του. (b) Αρμονική ανάλυση ρεύματος διαρροής.



Σχήμα 4.44 Διερχόμενο ρεύμα μέσω της παρασιτικής χωρητικότητας & η RMS τιμή του



Σχήμα 4.45. Τάση ακροδεκτών Φ/Β γεννήτριας

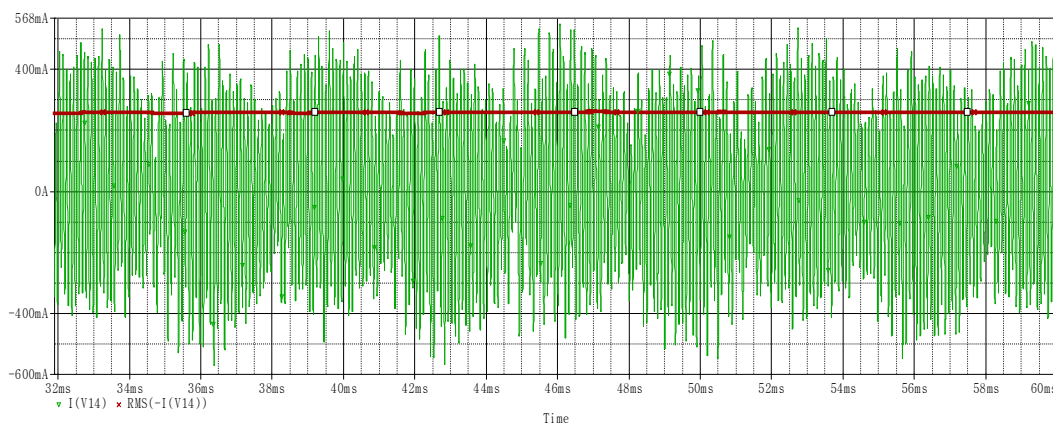
Η τάση στα άκρα του Φ/Β σταθμού έχει και αυτή καλύτερη συμπεριφορά με μικρότερη διακύμανση. Συγκεκριμένα η διακύμανση της τάσης στο θετικό ακροδέκτη του Φ/Β βρέθηκε $\Delta V_p = 69.5V$. Τα αποτελέσματα που θα αποτελέσουν την αναφορά για την ανάλυση που ακολουθεί συγκεντρώνονται στον Πίνακα 4.12.

Πίνακας 4.12 Συνοπτική Παρουσίαση Αποτελεσμάτων Εφαρμογής 3 – Αναφορά

RMS Τιμή Ρεύματος Διαρροής I_{0_leak}	Max Τιμή Ρεύματος Διαρροής \hat{I}_{0_leak}	RMS Τιμή Ρεύματος Παρασιτικής Χωρητικότητας I_{C_leak}	RMS Τιμή Ρεύματος Σφάλματος $I_{σφ}$
1.23A	2.47A	624mA	13.0mA

- **Επίδραση της Τοπολογίας και των Τιμών του EMI Φίλτρου**

Έχει αναφερθεί και προηγουμένως ότι αύξηση της αυτεπαγωγής L_f του φίλτρου μειώνει σημαντικά την ενεργό τιμή του ρεύματος διαρροής προς γη. Παρόλο που ξεφεύγει από ρεαλιστικές τιμές, αξίζει να προσομοιώσουμε το σύστημα διπλασιάζοντας την τιμή της αυτεπαγωγής. Θέτοντας δηλαδή $L_f = 10mH$ προκύπτει $I_{0_leak} = 600.7mA$ και κατά συνέπεια, $I_{C_leak} = 300.4mA$. Έτσι, μία αξιόπιστη αλλά ακριβή μέθοδος μείωσης των ανεπιθύμητων ρευμάτων διαρροής είναι η τοποθέτηση πηνίων μεγαλύτερης αυτεπαγωγής στο EMI φίλτρο. Μία τοπολογία φίλτρου, ενδιαφέρουσα προς εξέταση, είναι με γειωμένο κέντρο του αστέρα πυκνωτών. Σύμφωνα με τα αποτελέσματα του Spice το συνολικό ρεύμα διαρροής



Σχήμα 4.46 Ρεύμα διαρροής όταν γειωθεί ο αστέρας του EMI φίλτρου & η RMS τιμή του

στη γείωση του δικτύου έχει ενεργό τιμή $I_{0_leak} = 259.8mA$. Για πρώτη φορά σε όλη την έκταση του παρόντος κεφαλαίου, η ενεργός τιμή του ρεύματος διαρροής βρίσκεται κάτω από το όριο των 300mA που θέτουν οι διεθνείς κανονισμοί. Το ποσοστό του ρεύματος κατά το οποίο μειώθηκε το I_{0_leak} διέρχεται τώρα μέσω του αγωγίμου δρόμου που προέκυψε με τη γείωση του EMI φίλτρου.

- **Επίδραση της Dc Τάσης Εισόδου του Αντιστροφέα**

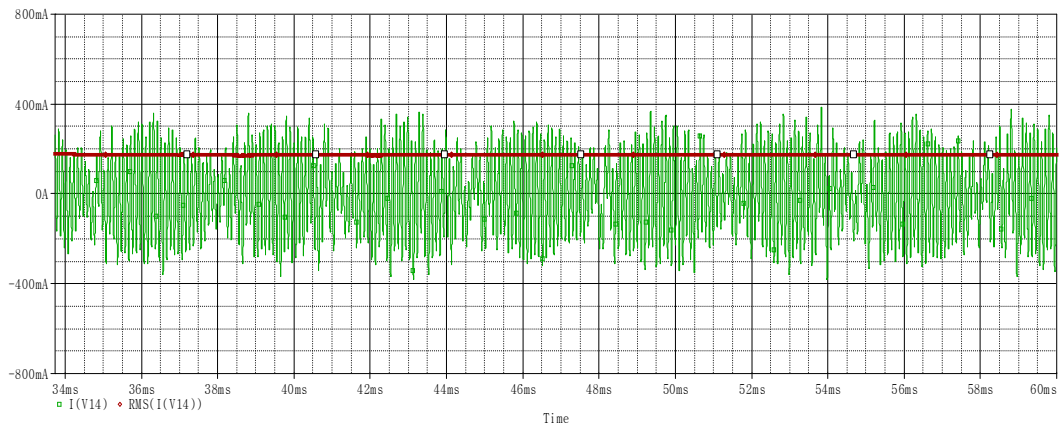
Όπως πορευθήκαμε προηγουμένως, έτσι και τώρα, μελετάμε την επίπτωση που έχει η μεταβολή της dc τάσης εισόδου του αντιστροφέα στην ενεργό τιμή των ρευμάτων διαρροής. Μεταβάλλοντας την τάση V_d από 700V μέχρι και 800V παρατηρούμε ότι, όσο μικρότερη η τάση, τόσο μικρότερη η κυμάτωση στα άκρα της Φ/Β γεννήτριας και τελικά μικρότερο ρεύμα διαρροής. Τα αποτελέσματα φαίνονται στον Πίνακα 4.13.

Πίνακας 4.13 Επίδραση της Dc Στάθμης του Αντιστροφέα

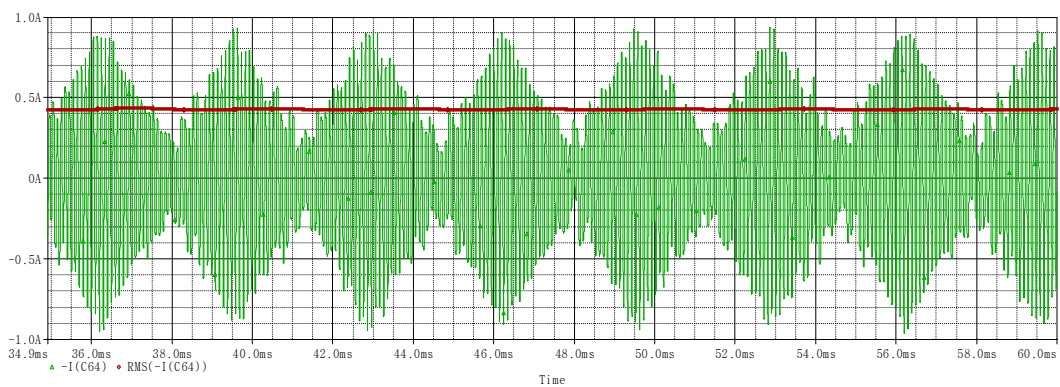
Dc Τάση Εισόδου Αντιστροφέα V_d	RMS Τιμή Ρεύματος Διαρροής I_{0_leak}	RMS Τιμή Ρεύματος Παρασιτικής Χωρητικότητας I_{C_leak}	Διακύμανση Τάσης Θετικού Ακροδέκτη Φ/Β Γεννήτριας ΔV_P
700	814.5mA	403.2mA	50.9V
750	1.01A	504.6mA	58.3V
800	1.23A	624mA	69.2V

- **Βέλτιστη Λειτουργία του Συστήματος**

Για να είναι ρεαλιστικό και υλοποιήσιμο το σύστημα, διατηρούμε τις αρχικές τιμές αυτεπαγωγής και χωρητικότητας στο EMI φίλτρο. Αυτό που αλλάζουμε από την αρχική τοπολογία αναφοράς είναι η τάση εισόδου του αντιστροφέα, η οποία τίθεται τώρα στα 700V και η γείωση του αστέρα του φίλτρου που δημιουργεί κλειστό βρόχο που επιτρέπει την κυκλοφορία των ρευμάτων διαρροής. Υπό αυτές τις συνθήκες, το ρεύμα στον κόμβο γείωσης του δικτύου είναι $I_{0_leak} = 173.9mA < 300mA$ και το διερχόμενο ρεύμα από τους παρασιτικούς πυκνωτές έχει ενεργό τιμή $I_{C_leak} = 426.4mA$. Οι κυματομορφές τους παρουσιάζονται στα σχήματα που ακολουθούν.



Σχήμα 4.47 Ρεύμα διαρροής υπό βέλτιστες συνθήκες & η RMS τιμή του



Σχήμα 4.48 Διερχόμενο ρεύμα μέσω της παρασιτικής χωρητικότητας υπό βέλτιστες συνθήκες & η RMS τιμή του

Πίνακας 4.14 Βέλτιστη Λειτουργία Συστήματος Εφαρμογής 3–Ελάχιστο Ρεύμα Διαρροής

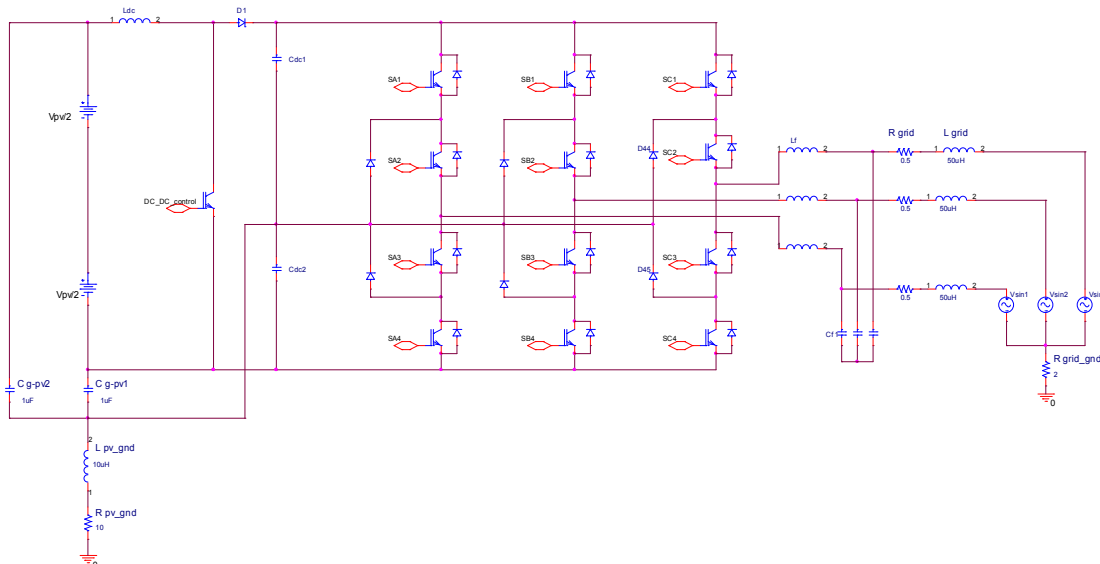
RMS Τιμή Ρεύματος Διαρροής I_{0_leak}	Max Τιμή Ρεύματος Διαρροής \hat{I}_{0_leak}	RMS Τιμή Ρεύματος Παρασιτικής Χωρητικότητας I_{C_leak}	RMS Τιμή Ρεύματος Σφάλματος $I_{σφ_Dc}$
173.9mA	387mA	426.4mA	1.45mA

Καθώς η ενεργός τιμή του ρεύματος διαρροής δεν ξεπερνά το όριο των 300mA, ο διακόπτης διαφυγής RCDU, συνδεδεμένος στην ac πλευρά του συστήματος, δεν ενεργοποιείται. Αν όμως, υπάρξει επαφή ανθρώπου με αγωγό dc τάσης, τότε το ρεύμα που θα τον διαπεράσει θα έχει τιμή $I_{σφ_Dc} = \frac{346.8V}{1k\Omega} = 346.8mA$ ενώ το ρεύμα διαρροής προς γη στην ac πλευρά αυξάνεται ακαριαία στα 393mA. Έτσι ενεργοποιείται ο διακόπτης και όλο το σύστημα αποσυνδέεται από το δίκτυο με στόχο την προστασία του ανθρώπου.

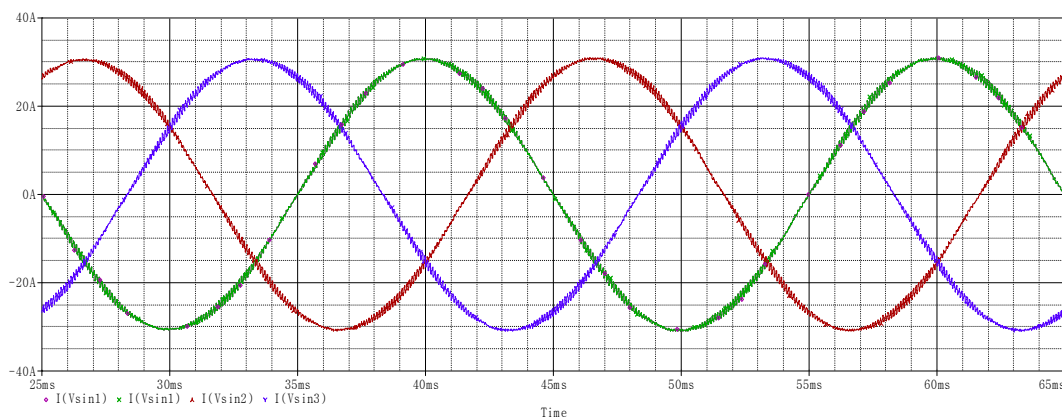
Συγκρίνοντας την παρούσα τοπολογία με αυτή της εφαρμογής 1, καθίσταται φανερή η υπεροχή του NPC αντιστροφέα τόσο στη βελτίωση της ολικής αρμονικής παραμόρφωσης του εγγεόμενου ρεύματος δικτύου όσο και στη μείωση των ρευμάτων διαρροής προς γη.

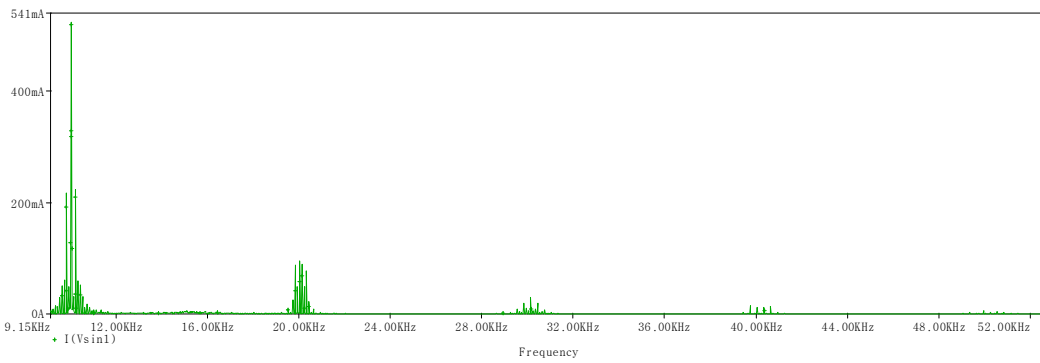
4.5 Εφαρμογή 4: Ανάλυση Ρευμάτων Διαρροής Φ/Β Συστήματος με Τριφασικό TL Αντιστροφέα Τριών Επιπέδων (NPC) και Γειωμένο Dc Link.

Στην τελευταία εφαρμογή εξετάζεται η τοπολογία τριφασικού NPC αντιστροφέα με γειωμένο το κέντρο του dc link. Η σύνδεση αυτή στη γείωση της εγκατάστασης, επιβάλλει τον έλεγχο και της μηδενικής συνιστώσας, όπως ακριβώς επεξηγήθηκε στην εφαρμογή 2. Οι τιμές των στοιχείων του κυκλώματος παραμένουν αμετάβλητες για να είναι αξιόπιστη η σύγκριση μεταξύ των διαφόρων τοπολογιών. Στην συγκεκριμένη εφαρμογή (όπως και στην εφαρμογή 2) δημιουργείται κλειστός βρόχος μεταξύ του dc link και της γείωσης του δικτύου μέσω του οποίου ανακυκλώνεται το ρεύμα διαρροής. Αυτό έχει ως συνέπεια, το ρεύμα των παρασιτικών χωρητικότητων να παραμένει αμετάβλητο στις αλλαγές του ρεύματος διαρροής. Στο Σχήμα 4.50 απεικονίζονται τα τριφασικά εγχεόμενα ρεύματα δικτύου. Η συνολική αρμονική παραμόρφωση των ρευμάτων αυτών είναι $THD_I = 2.59\%$. Στη συνέχεια παρουσιάζεται το συνολικό ρεύμα διαρροής προς τον κόμβο γείωσης του δικτύου. Η ενεργός τιμή του είναι $I_{0_leak} = 1.14A$. Αυτή είναι η μικρότερη τιμή του ρεύματος διαρροής αναφοράς μεταξύ των τεσσάρων εφαρμογών. Η κυματομορφή του, η RMS τιμή και η αντίστοιχη ανάλυση Fourier φαίνονται στην εικόνα 4.51.



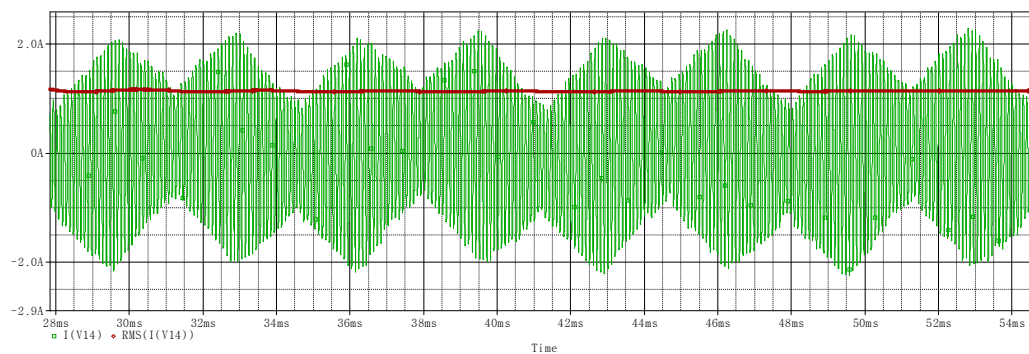
Σχήμα 4.49 Transformerless σύστημα με 3Φ αντιστροφέα τριών επιπέδων και γειωμένο dc link



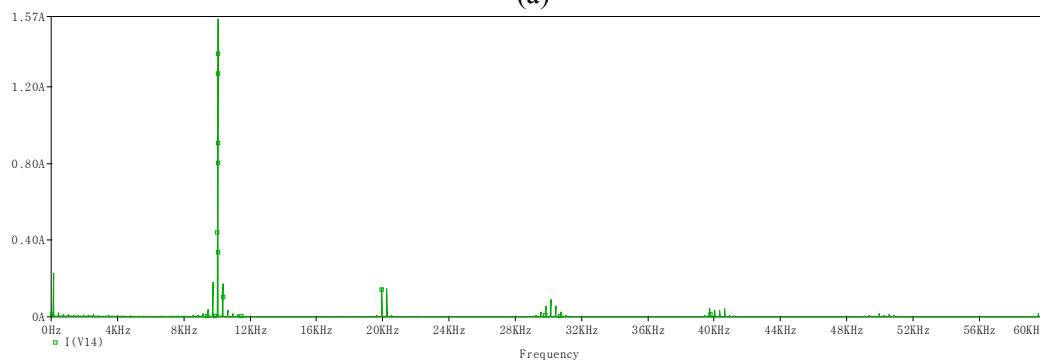


(b)

Σχήμα 4.50 (a) 3Φασικά εγχεόμενα ρεύματα και (b) η αντίστοιχη ανάλυση Fourier υψηλών συχνοτήτων.



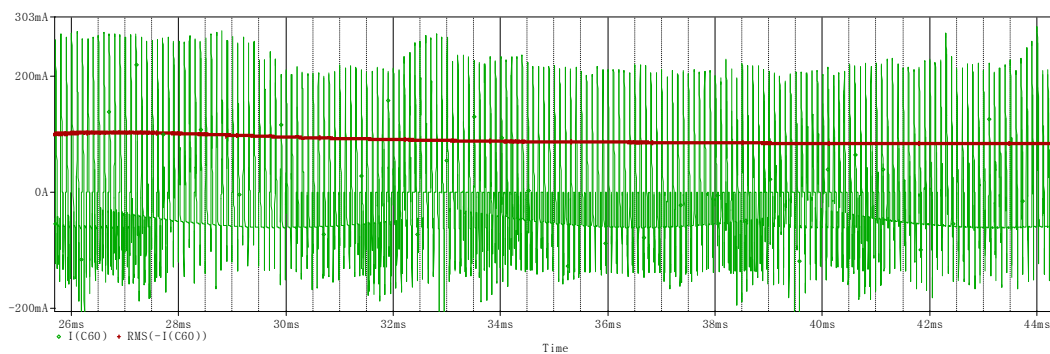
(a)



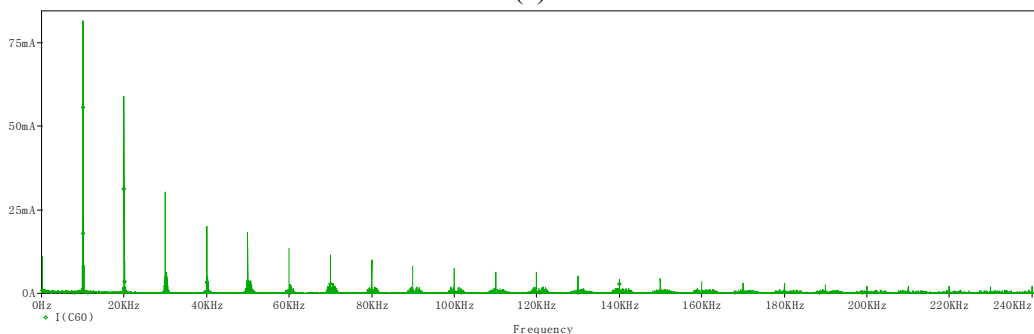
(b)

Σχήμα 4.51 (a) Ρεύμα διαρροής προς γη & RMS τιμή του. (b) Αρμονική ανάλυση ρεύματος διαρροής.

Τα διερχόμενα ρεύματα μέσω των παρασιτικών χωρητικότητας ανακυκλώνονται στο βρόχο που σχηματίζουν οι γειωμένοι αυτοί πυκνωτές με τη γείωση του dc link. Έτσι η μορφή τους είναι τελείως ανεξάρτητη από τη μορφή του συνολικού ρεύματος διαρροής. Όπως θα φανεί και στη συνέχεια, η αρμονικές συνιστώσες των I_{C_leak} ρευμάτων εξαρτώνται από τη διακοπτική συχνότητα του μετατροπέα ανύψωσης τάσης. Στη συγκεκριμένη διάταξη, η RMS τιμή τους βρέθηκε $I_{C_leak} = 35.1mA$. Η κυματομορφή του I_{C_leak} , η ενεργός τιμή του και η αντίστοιχη αρμονική ανάλυση παρουσιάζονται στο Σχήμα 4.52. Πράγματι οι αρμονικές συνιστώσες βρίσκονται σε συχνότητες πολλαπλάσιες του $f_{Dc} = 10kHz$. Ένα ακόμα πλεονέκτημα αυτής της διάταξης είναι η μικρή διακύμανση της τάσης ακροδεκτών της Φ/Β γεννήτριας. Συγκεκριμένα για τον θετικό ακροδέκτη βρέθηκε $\Delta V_p = 58.6V$. Ο Πίνακας 4.15 συγκεντρώνει τα αποτελέσματα της αρχικής προσομοίωσης.

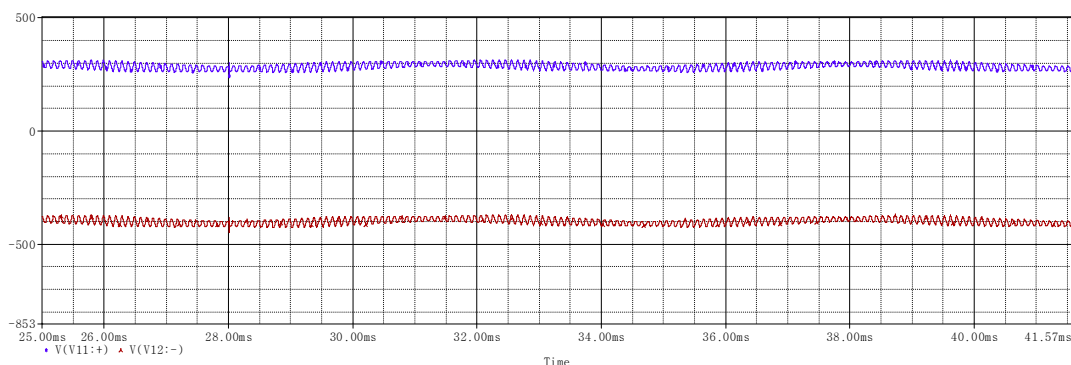


(a)



(b)

Σχήμα 4.52 (a) Διερχόμενο ρεύμα μέσω της παρασιτικής χωρητικότητας & η RMS τιμή του. (b) Αρμονική ανάλυση του ίδιου ρεύματος



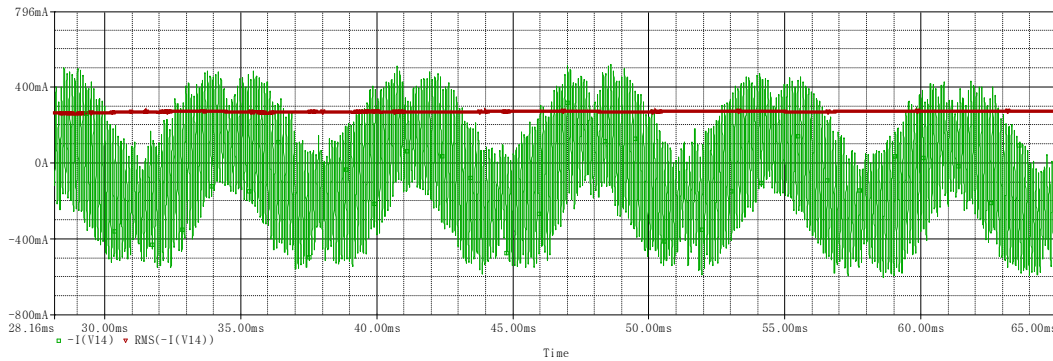
Σχήμα 4.53 Τάση ακροδεκτών Φ/Β γεννήτριας

Πίνακας 4.15 Συνοπτική Παρουσίαση Αποτελεσμάτων Εφαρμογής 4 – Αναφορά

RMS Τιμή Ρεύματος Διαρροής I_{0_leak}	Max Τιμή Ρεύματος Διαρροής \hat{I}_{0_leak}	RMS Τιμή Ρεύματος Παρασιτικής Χωρητικότητας I_{C_leak}	RMS Τιμή Ρεύματος Σφάλματος $I_{σφ}$
1.14A	2.21A	35.1mA	11.7mA

• **Επίδραση της Τοπολογίας του EMI Φίλτρου**

Όπως και στις προηγούμενες εφαρμογές έτσι και εδώ εξετάζεται η επίδραση που έχει η σύνδεση 4^{ου} πυκνωτή στο μέσο του αστέρα του EMI φίλτρου. Αφού συνδεθεί ο τέταρτος πυκνωτής αυξάνεται σταδιακά η χωρητικότητά του μέχρι την οριακή περίπτωση που



Σχήμα 4.54 Ρεύμα διαρροής προς γη & RMS τιμή του όταν γειωθεί ο κεντρικός κόμβος του αστέρα πυκνωτών

ισοδυναμεί με βραχυκύκλωμα (απευθείας σύνδεση του αστέρα πυκνωτών στη γείωση της εγκατάστασης). Η αύξηση του C_g συνεπάγεται αύξηση του ρεύματος που τον διαπερνά και μείωση του συνολικού ρεύματος διαρροής. Στην οριακή περίπτωση που το κέντρο του αστέρα γειώνεται, επιτυγχάνεται έντονη βελτίωση του ρεύματος διαρροής, ικανοποιώντας τους κανονισμούς: $I_{0_leak} = 274.7mA < 300mA$. Το ρεύμα των παρασιτικών χωρητικοτήτων είναι ανεξάρτητο από τις μεταβολές του C_g και παραμένει πρακτικά αμετάβλητο. Το Σχήμα 4.54 περιλαμβάνει τη κυματομορφή του I_{0_leak} και την RMS τιμή του.

- **Επίδραση της Dc Τάσης Εισόδου του Αντιστροφέα**

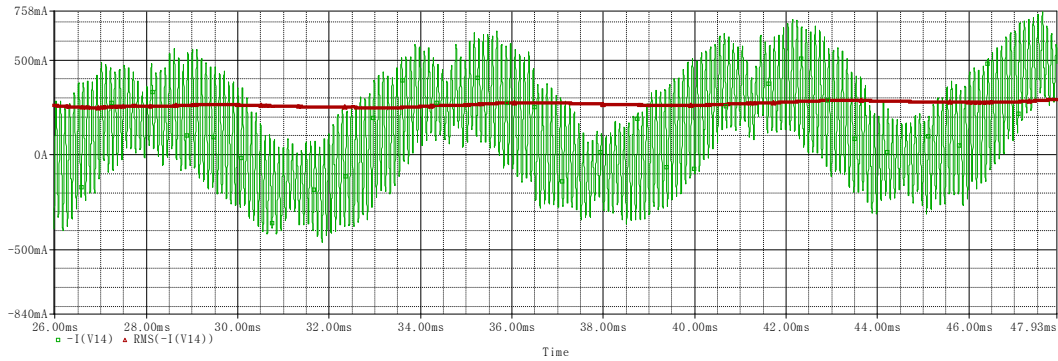
Η μείωση της dc τάσης εισόδου του αντιστροφέα, έχει ως αποτέλεσμα, μειωμένη διακύμανση στα άκρα του Φ/Β και συνεπώς καλύτερη συμπεριφορά ως προς τα ρεύματα διαρροής. Τα συμπεράσματα από την έξοδο της προσομοίωσης συγκεντρώνονται στον πίνακα 4.16.

Πίνακας 4.16 Επίδραση της Dc Στάθμης του Αντιστροφέα

Dc Τάση Εισόδου Αντιστροφέα V_d	RMS Τιμή Ρεύματος Διαρροής I_{0_leak}	RMS Τιμή Ρεύματος Παρασιτικής Χωρητικότητας I_{C_leak}	Διακύμανση Τάσης Θετικού Ακροδέκτη Φ/Β Γεννήτριας ΔV_P
700	796mA	28.6mA	42.6V
750	974mA	28.5mA	55.9V
800	1.14A	35.1mA	58.6V

- **Βέλτιστη Λειτουργία του Συστήματος**

Από την αρχική τοπολογία διατηρούνται οι τιμές των χωρητικοτήτων και των αυτεπαγωγών του κυκλώματος ενώ αλλάζει η τοπολογία του EMI φίλτρου (προστίθεται ο 4^{ος} πυκνωτής) και μειώνεται η dc τάση εισόδου του αντιστροφέα στα 750V. Υπό αυτές τις συνθήκες, το ρεύμα στον κόμβο γείωσης του δικτύου είναι $I_{0_leak} = 248.2mA < 300mA$ και το διερχόμενο ρεύμα από τους παρασιτικούς πυκνωτές έχει ενεργό τιμή $I_{C_leak} = 31.7mA$. Όπως και στην εφαρμογή 2, η βέλτιστες συνθήκες λειτουργίας δεν επιτυγχάνονται στη μικρότερη dc τάση εισόδου του αντιστροφέα. Όσο πιο μικρή αυτή η τάση τόσο πιο έντονη



Σχήμα 4.55 Ρεύμα διαρροής προς γη & RMS τιμή του όταν υπό τις βέλτιστες συνθήκες λειτουργίας

είναι η αρμονική συνιστώσα στη συχνότητα 150Hz. Αντίθετα λοιπόν με τις προσδοκίες μας, η βέλτιστη λειτουργία επιτυγχάνεται όταν $V_d = 750V$.

Πίνακας 4.17 Βέλτιστη Λειτουργία Συστήματος Εφαρμογής 4–Ελάχιστο Ρεύμα Διαρροής

RMS Τιμή Ρεύματος Διαρροής I_{0_leak}	Max Τιμή Ρεύματος Διαρροής \hat{I}_{0_leak}	RMS Τιμή Ρεύματος Παρασιτικής Χωρητικότητας I_{C_leak}	RMS Τιμή Ρεύματος Σφάλματος $I_{σφ}$
248.2mA	758mA	31.7mA	2.39mA

Αντίστοιχα με την εφαρμογή 3, ο διακόπτης διαφυγής RCDU δεν ενεργοποιείται στη μόνιμη κατάσταση, μέχρι τη στιγμή που θα υπάρξει επαφή ανθρώπου με αγωγό dc τάσης. Συγκεκριμένα, το ρεύμα σφάλματος θα είναι τώρα $I_{σφ_Dc} = 353mA$ και το ρεύμα διαρροής προς γη στην ac πλευρά του συστήματος λαμβάνει την τιμή $I_{0_leak} = 342mA$ ενεργοποιώντας το διακόπτη RCDU με στόχο την προστασία του χρήστη.

Στα πλαίσια των προσομοιώσεων έχει γίνει η υπόθεση ότι οι παρασιτικές χωρητικότητες έχουν τιμή 1μF, αρκετά υψηλή και συγκεκριμένα πλησιάζει το όριο των 150nF/kW. Οι τιμές για τα χωρητικά ρεύματα διαρροής μειώνονται σημαντικά αν υποθέσουμε μικρότερη χωρητικότητα.

Μετρήσεις και Πειραματικά Αποτελέσματα

5. Εισαγωγή

Τη θεωρητική ανάλυση και την προσομοίωση με χρήση του υπολογιστή διαδέχεται η πειραματική προσέγγιση του προβλήματος. Η προσομοίωση με τη βοήθεια ενός σχεδιαστικού λογισμικού είναι χρήσιμη για την κατανόηση της συμπεριφοράς του συστήματος και για να δοθεί μία εκτίμηση των αποτελεσμάτων. Η μόνη αξιόπιστη και ακριβής μέθοδος διερεύνησης ενός πρακτικού προβλήματος είναι οι πειραματικές μετρήσεις. Τα αποτελέσματα του υπολογιστή θα διαφέρουν από τα πειραματικά, ανάλογα με τις παραδοχές και απλοποιήσεις στις οποίες βασίστηκε ο σχεδιασμός του μοντέλου προσομοίωσης.

Σε αυτό το κεφάλαιο, παρουσιάζονται και αναλύονται τα αποτελέσματα που προέκυψαν από μετρήσεις των ρευμάτων διαρροής στα Φ/Β συστήματα, εγκατεστημένα σε στέγαστρα στο χώρο του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου. Πρόκειται για διασυνδεδεμένες Φ/Β διατάξεις χωρίς μετασχηματιστή απομόνωσης. Σε αντίθεση με τη διερεύνηση ενός τριφασικού συστήματος που προηγήθηκε, οι αντιστροφείς της πειραματικής διάταξης είναι μονοφασικοί μικρής ισχύος 3kW. Διεξοδική μελέτη αυτών των αποτελεσμάτων απαιτεί τη γνώση της τοπολογίας του αντιστροφέα, της διακοπτικής συχνότητας και της διάταξης του φίλτρου εξόδου που δυστυχώς δεν ήταν διαθέσιμη. Παρόλα αυτά, η ανάλυση που ακολουθεί αρκεί για τη κατανόηση της μορφής και της αρμονικής συμπεριφοράς των ρευμάτων διαρροής.

5.1 Μετρήσεις σε Φ/Β Σταθμό του Ε.Μ.Π.

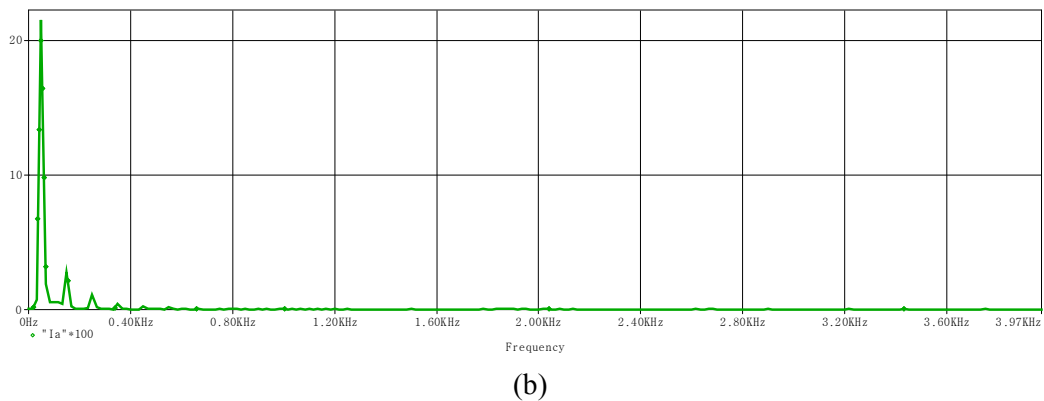
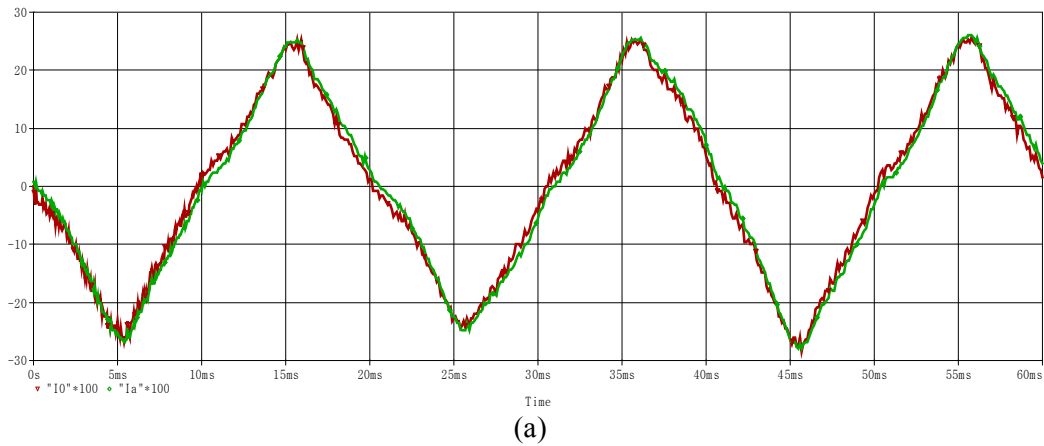
Οι μετρήσεις των ρευμάτων διαρροής πραγματοποιήθηκαν σε δύο από τους αντιστροφείς που διαθέτει το Φ/Β σύστημα του Ε.Μ.Π. Η κατασκευάστρια εταιρία είναι η Würth Solergy και οι αντιστροφείς είναι της οικογένειας Solar Star a-series 3kW. Στην πράξη καταγράφονταν τα ρεύματα της φάσης και του ουδετέρου, η διαφορά των οποίων είναι το ρεύμα διαρροής. Ακλουθούν τα αποτελέσματα για τον κάθε αντιστροφέα ξεχωριστά.

Αντιστροφέας Α

Τα χαρακτηριστικά του ρεύματος φάσης του πρώτου αντιστροφέα είναι αυτά που παρουσιάζονται στον Πίνακα 5.1. Στη συνέχεια απεικονίζονται σε κοινό γράφημα τόσο το ρεύμα φάσης όσο και το ρεύμα ουδετέρου. Η διαφορά τους δίνει το ρεύμα διαρροής προς γη, η κυματομορφή του οποίου φαίνεται στο Σχήμα 5.2. Οι πειραματικές μετρήσεις επεξεργάστηκαν με το λογισμικό P-Spice.

Πίνακας 5.1 Ρεύμα Φάσης Αντιστροφέα Α

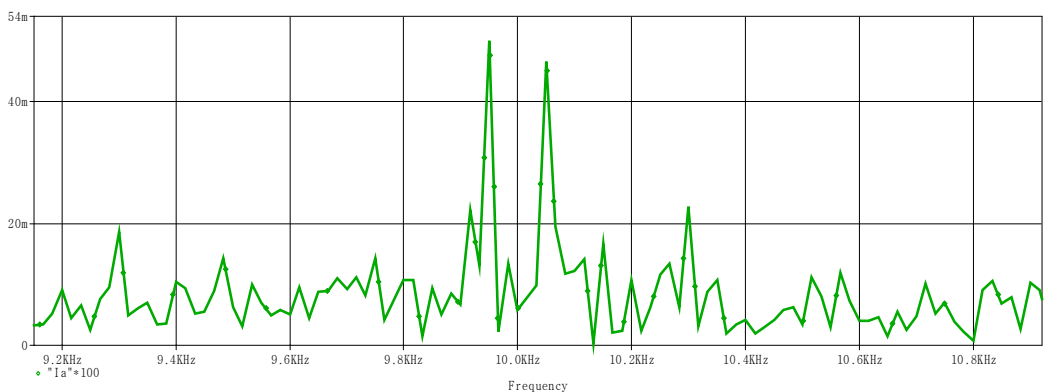
peak to peak I_{pp}	56A
Max I_{a_max}	26A
Min I_{a_min}	-27.6A
Rms I_a	14.78A
Average I_{a_avg}	0A
Frequency f	50Hz



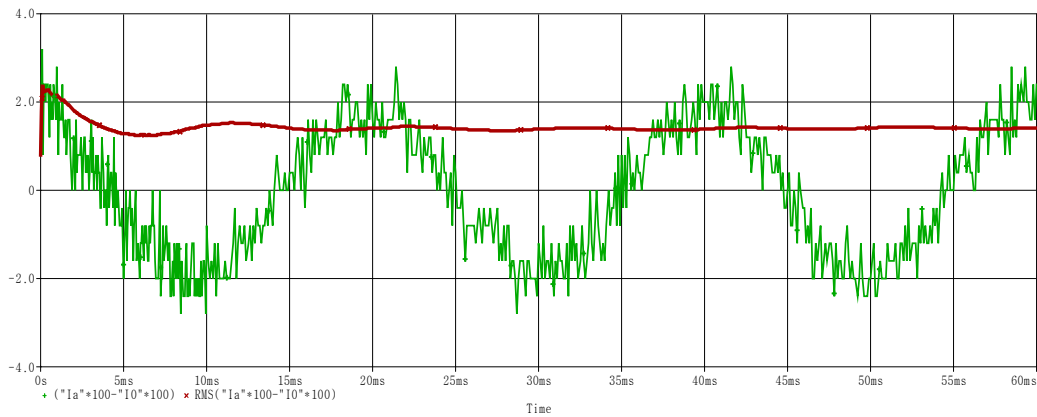
Σχήμα 5.1 (a) Κυματομορφές ρεύματος φάσης και ουδετέρου του αντιστροφέα A (b) Αρμονική ανάλυση του φασικού ρεύματος.

Η αρμονική ανάλυση του ρεύματος δικτύου παρουσιάζεται στην εικόνα 5.1 b. Η θεμελιώδης αρμονική είναι στα 50Hz ενώ η βασική αρμονική συνιστώσα είναι σε τριπλάσια συχνότητα της σύγχρονης (150Hz). Επιπλέον εμφανίζεται συνιστώσα υψηλής τιμής σε συχνότητες περί τα 10kHz η οποία ενδεχομένως λειτουργεί ως διακοπτική συχνότητα (9.950 kHz & 10.050 kHz).

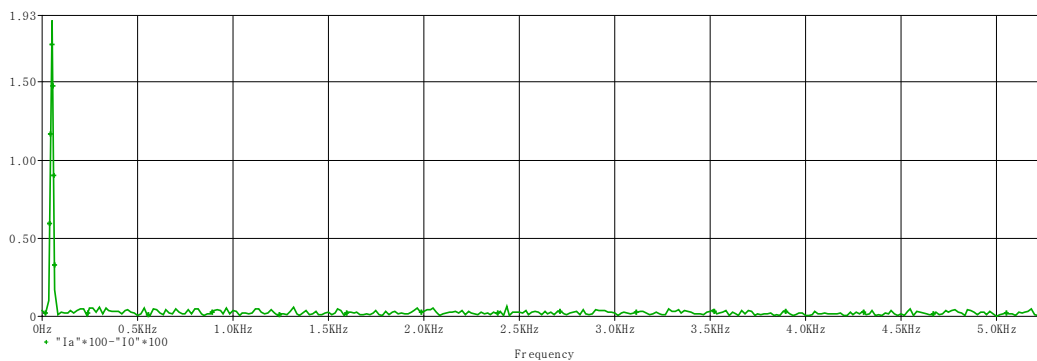
Είναι φανερό πως τα ρεύματα φάσης και ουδετέρου δεν ταυτίζονται πλήρως. Η απουσία του μετασχηματιστή απομόνωσης προκαλεί την εμφάνιση χωρητικών ρευμάτων διαρροής προς τον κόμβο γείωσης. Η κυματομορφή του ρεύματος διαρροής καθώς και η RMS τιμή του απεικονίζονται στο Σχήμα 5.3. Η ενεργός τιμή αυτού του ρεύματος είναι $I_{0_leak} = 1.42A$ η οποία κρίνεται αρκετά υψηλή.



Σχήμα 5.2 Υψηλής συχνότητας αρμονικές εγχεόμενου ρεύματος (9.950 kHz & 10.050 kHz).



(a)



(b)

Σχήμα 5.3 (a) Κυματομορφές ρεύματος διαρροής του αντιστροφέα A **(b)** Αρμονική ανάλυση του ίδιου ρεύματος.

Σημειώνεται εδώ, ότι το ρεύμα διαρροής παρουσιάζει μία αρμονική συνιστώσα μεγάλου πλάτους στα 50Hz και οι υπόλοιπες εκτίνονται ισόποσα σε όλο το φάσμα συχνοτήτων.

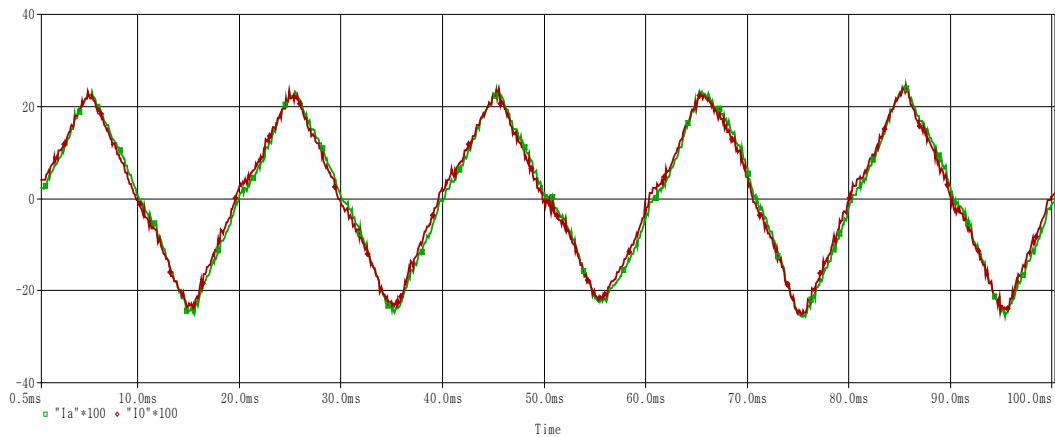
Αντιστροφέας B

Τα χαρακτηριστικά του φασικού ρεύματος του δεύτερου αντιστροφέα είναι αυτά που παρουσιάζονται στον Πίνακα 5.2. Είναι λογικό να διαφοροποιούνται ελαφρώς οι τιμές των μετρούμενων ρευμάτων μεταξύ των δύο αντιστροφέων καθώς χειρίζονται διαφορετικές συστοιχίες Φ/Β οι οποίες λειτουργούν υπό ελαφρώς διαφορετικές συνθήκες. Το Σχήμα 5.4 περιλαμβάνει το ρεύμα φάσης και ουδετέρου καθώς και την αρμονική ανάλυση του φασικού ρεύματος.

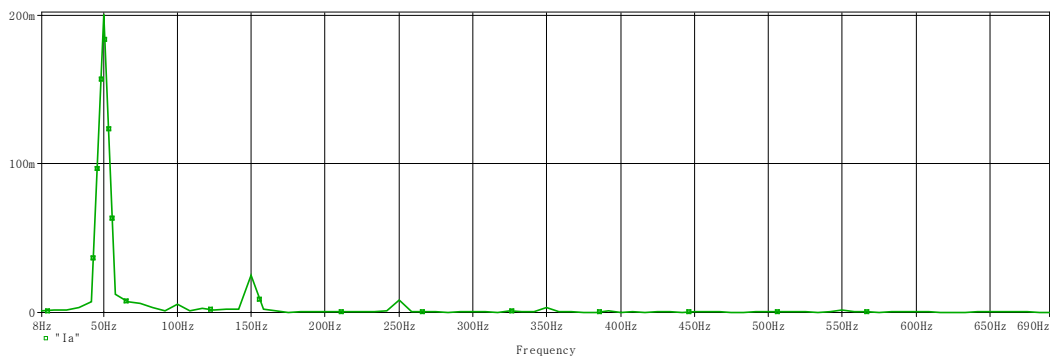
Σε αντίθεση με τον πρώτο αντιστροφέα, δεν εμφανίζονται τώρα αρμονικές σε υψηλές συχνότητες. Συγκεκριμένα, οι αρμονικές του ρεύματος εξόδου βρίσκονται κατά κύριο λόγο στις εξής συχνότητες: $h = (50 + 2\kappa \cdot 50)$ όπου $\kappa = 1, 2, 3, \dots$

Πίνακας 5.2 Ρεύμα Φάσης Αντιστροφέα B

peak to peak I_{PP}	50.4A
Max I_{a_max}	24.8A
Min I_{a_min}	-25.6A
Rms I_a	14.4A
Average I_{a_avg}	0A
Frequency f	50.3Hz



(a)

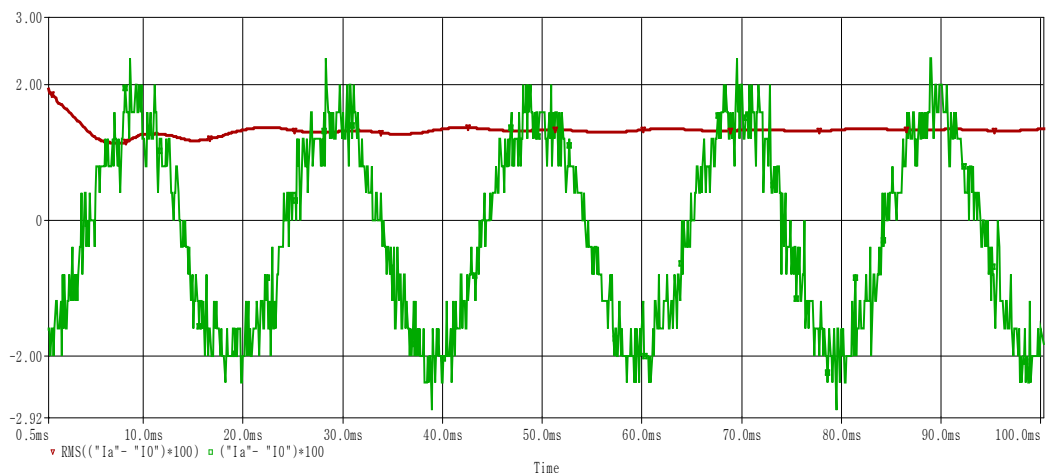


(b)

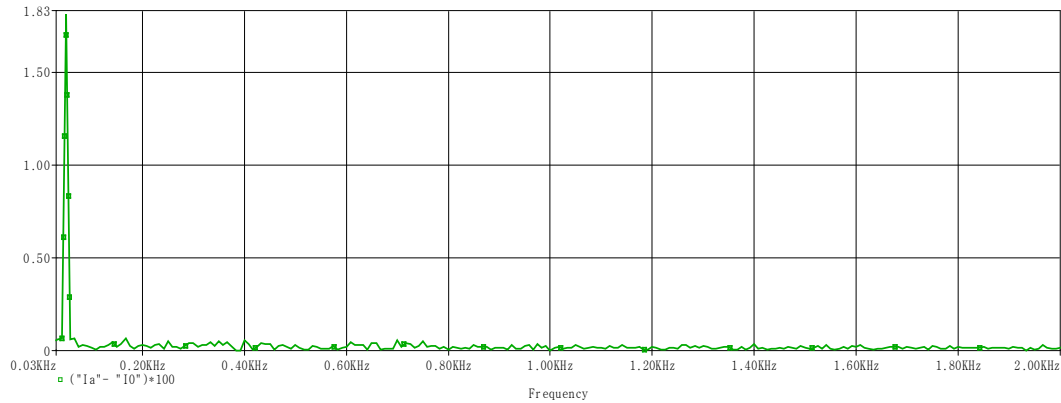
Σχήμα 5.4 (a) Κυματομορφές ρεύματος φάσης και ουδετέρου του αντιστροφέα **B** **(b)** Αρμονική ανάλυση του φασικού ρεύματος

Η αρμονική ανάλυση του ρεύματος δικτύου παρουσιάζεται στην εικόνα 5.4 b. Η θεμελιώδης αρμονική είναι στα 50Hz ενώ η βασική αρμονική συνιστώσα είναι σε τριπλάσια συχνότητα της σύγχρονης (150Hz).

Όπως και στον πρώτο αντιστροφέα, έτσι και εδώ, αναπτύσσονται ισχυρά ρεύματα διαρροής. Πιο συγκεκριμένα, η ενεργός τιμή του I_{0_leak} είναι τώρα $I_{0_leak} = 1.35A$. Η βασική του αρμονική συνιστώσα βρίσκεται στα 50 Hz ενώ οι υπόλοιπες είναι ισόποσα κατανομημένες σε υψηλότερες συχνότητες.



(a)



(b)

Σχήμα 5.5 (a) Κυματομορφές ρεύματος διαρροής του αντιστροφέα B **(b)** Αρμονική ανάλυση του ίδιου ρεύματος.

Συμπερασματικά, το ρεύμα διαρροής προς γη, λόγω των παρασιτικών χωρητικότητων της Φ/Β διάταξης είναι αρκετά ισχυρά και πρέπει να καταστέλλονται με τις τοπολογίες και τις τεχνικές που προτάθηκαν στο κεφάλαιο 4. Τα πειραματικά αποτελέσματα από τους μονοφασικούς αντιστροφέες του Ε.Μ.Π. αποτελούν μία καλή ένδειξη για τις τιμές που μπορεί να λάβουν τα παρασιτικά ρεύματα.

Αξίζει να σημειωθεί ότι, αντίστοιχες ερευνητικές μελέτες επικεντρωμένες στα ρεύματα διαρροής σε μονοφασικά διασυνδεδεμένα Φ/Β συστήματα, απέδειξαν την ύπαρξη έντονης αρμονικής συνιστώσας σε συχνότητα 50Hz [9],[32],[40]. Οι διερεύνηση βασίστηκε κυρίως στην τοπολογία πλήρους γέφυρας ενώ εξετάστηκαν δύο τεχνικές παλμοτροφοδότησης μονοφασικού αντιστροφέα: η Unipolar και η Bipolar.

Συμπεράσματα και Ιδέες για Μελλοντική Έρευνα

6. Εισαγωγή

Συνήθης τακτική για τη διασύνδεσης ενός Φ/Β συστήματος στο δίκτυο είναι η τοποθέτηση ενός μετασχηματιστή ο οποίος προσφέρει γαλβανική απομόνωση της ac πλευράς από τη dc. Όμως, οι μετασχηματιστές είναι ογκώδεις και ακριβές συσκευές και η παρεμβολή τους προκαλεί μείωση της συνολικής απόδοσης του Φ/Β σταθμού. Η απουσία γαλβανική απομόνωσης είναι επιθυμητή αλλά ενδέχεται να αποβεί επικίνδυνη για τον άνθρωπο καθώς δεν καταστέλλονται τα ρεύματα διαρροής, τα οποία προέρχονται κατά κύριο λόγο από τις παρασιτικές χωρητικότητες που εμφανίζουν οι Φ/Β συστοιχίες. Στην παρούσα διπλωματική εργασία, μελετήθηκε και προσομοιώθηκε το κύκλωμα διασυνδεδεμένου Φ/Β συστήματος δίχως μετασχηματιστή απομόνωσης. Η μορφή και η αρμονική συμπεριφορά τους αναλύθηκαν διεξοδικά ενώ παράλληλα αναζητήθηκε η επιρροή κάθε στοιχείου του κυκλώματος στην ανάπτυξη αυτών των ρευμάτων. Στόχος ήταν να βρεθεί μία τοπολογία που να ελαχιστοποιεί τα παρασιτικά ρεύματα ώστε να εξασφαλίζεται η βέλτιστη λειτουργία του συστήματος καθώς και η ασφάλεια του ανθρώπου σε περίπτωση σφάλματος. Με αφετηρία την τοπολογία πλήρους γέφυρας του αντιστροφέα και ημιτονοειδή τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών, προέκυψαν τα πρώτα αποτελέσματα που αποτέλεσαν την αναφορά στη διερεύνηση που ακολούθησε. Η δεύτερη τοπολογία αντιστροφέα που εξετάστηκε ήταν η NPC (τριών επιπέδων). Και στις δύο διατάξεις διερευνήθηκε η περίπτωση όπου το μέσο του dc link είναι γειωμένο ή αγείοτο. Η έρευνα ολοκληρώνεται με την παρουσίαση πειραματικών μετρήσεων από Φ/Β σύστημα δίχως μετασχηματιστή απομόνωσης εγκατεστημένο στο χώρο του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

6.1 Συμπεράσματα

Στην περίπτωση απουσίας γαλβανικής απομόνωσης, τα παρασιτικά ρεύματα αποτελούν πολύ σημαντικό χαρακτηριστικό του κυκλώματος και πρέπει πάντα να λαμβάνονται υπόψη στο στάδιο σχεδιασμού και επιλογής τεχνικής παλμοτροφοδότησης. Τόσο η επιλογή της τοπολογίας του συστήματος όσο και οι τιμές του φίλτρου εξόδου διαδραματίζουν καθοριστικό ρόλο στη δυνατότητα καταστολής των ρευμάτων κοινού σήματος. Η διαδικασία εύρεσης της βέλτιστης διάταξης αποτελεί ένα δυσεπίλυτο πρόβλημα και απαιτεί επισταμένη έρευνα επικεντρωμένη στους παράγοντες από τους οποίους εξαρτάται το ρεύμα διαρροής.

Οι αναλύσεις που πραγματοποιήθηκαν στην παρούσα διπλωματική, κατασκευάζοντας το ισοδύναμο κύκλωμα του τριφασικού Φ/Β σταθμού συνδεδεμένο στο δίκτυο μέσω TL αντιστροφέα, συντέλεσαν στην εξαγωγή χρήσιμων και εποικοδομητικών συμπερασμάτων όσον αφορά στα ρεύματα διαρροής προς γη. Τα αποτελέσματα από τις προσομοιώσεις των διαφόρων κυκλωματικών διατάξεων, συγκρίνονται με βάση την καταστολή των ανεπιθύμητων ρευμάτων. Σε όλα τα κυκλώματα που μελετήθηκαν, παρέμειναν οι ίδιες παράμετροι φίλτρου και μετατροπέων, ίδια διακοπτική συχνότητα και ίδια τάση εξόδου της Φ/Β γεννήτριας. Έτσι επιτύχαμε αντικειμενική σύγκριση και αξιόπιστα αποτελέσματα.

Όπως επισημάνθηκε και στο τέταρτο κεφάλαιο, η τοπολογία πλήρους γέφυρας δεν ενδείκνυται για σύνδεση στο δίκτυο χωρίς γαλβανική απομόνωση. Στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας το ρεύμα διαρροής έχει ενεργό τιμή $I_{0_leak} = 2.14A$ η οποία ξεπερνά κατά πολύ το όριο των 300mA που έχει τεθεί από τους διεθνείς κανονισμούς και το ρεύμα των

παρασιτικών χωρητικότητων είναι $I_{C_leak} = 1.07 A$. Γειώνοντας τον κεντρικό κόμβο του EMI φίλτρου και μειώνοντας την τάση εισόδου του αντιστροφέα στα 700V επετεύχθη η βέλτιστη λειτουργία του συστήματος. Υπό αυτές τις συνθήκες, βρέθηκε $I_{0_leak} = 323mA$ πλησιάζοντας αρκετά στα επιτρεπτά όρια. Μία αξιοσημείωτη παρατήρηση σε αυτή την περίπτωση είναι ότι τα χωρητικά ρεύματα δεν εξασθενούν αλλά ανακυκλώνονται σε βρόχο, βρίσκοντας αγωγίμο δρόμο μέσω του EMI φίλτρου. Μία άλλη μέθοδος για τη ελαχιστοποίηση του ρεύματος διαρροής είναι η μείωση της συχνότητας αποκοπής του φίλτρου εξόδου. Η τεχνική αυτή όμως, απαιτεί υψηλές τιμές αυτεπαγωγής, αυξάνοντας το συνολικό κόστος του συστήματος.

Συνδέοντας τον κεντρικό κόμβο του dc link στη γείωση της εγκατάστασης, σχηματίζεται κλειστός βρόχος κυκλοφορίας του ρεύματος διαρροής. Παράλληλα η τάση στους ακροδέκτες της Φ/Β γεννήτριας είναι πιο σταθερή και έτσι το ρεύμα των παρασιτικών χωρητικότητων είναι έντονα μειωμένο. Συγκεκριμένα, το I_{C_leak} βρέθηκε 49.7mA. Συνολικά η τοπολογία αυτή παρουσιάζει βελτιωμένη συμπεριφορά ως προς το συνολικό ρεύμα διαρροής προς γη, το οποίο υπολογίστηκε $I_{0_leak} = 1.97A$. Τα ανεπιθύμητα ρεύματα μειώνονται σημαντικά αν γειωθεί το κέντρο του αστέρα πυκνωτών του EMI φίλτρου. Σε αντίθεση όμως με την τοπολογία πλήρους γέφυρας, όσο μειώνεται η τάση εισόδου του αντιστροφέα τόσο αυξάνεται η αρμονική συνιστώσα σε συχνότητα $3 \cdot f_0 = 150Hz$ και κατά συνέπεια δεν επιτυγχάνεται έντονη μείωση της ενεργού τιμής του ρεύματος διαρροής. Στις δύο προαναφερθείσες διατάξεις, το ρεύμα σφάλματος, σε περίπτωση επαφής ανθρώπου με το γειωμένο πλαίσιο της Φ/Β συστοιχίας, λαμβάνει τιμές της τάξεως των 20mA. Η τιμή αυτή αποτελεί τη δυσμενέστερη περίπτωση σφάλματος καθώς στην προσομοίωση τέθηκε $R_{av0} = 1k\Omega$ και $C_{G-PV1} = C_{G-PV2} = 1\mu F$ οι οποίες αποτελούν ακραίες τιμές των στοιχείων αυτών.

Βελτιωμένη συμπεριφορά παρουσιάζει η διάταξη όταν χρησιμοποιείται τοπολογία αντιστροφέα τριών επιπέδων (NPC). Σε αυτή την περίπτωση, η τάση εξόδου του αντιστροφέα προσεγγίζει καλύτερα την ημιτονοειδή κυματομορφή και για το λόγο αυτό, η συνολική αρμονική παραμόρφωση του εγχεόμενου ρεύματος κυμαίνεται σε χαμηλά επίπεδα ($THD_I = 1.64\%$). Το ρεύμα διαρροής στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας βρέθηκε 1.23A το

οποίο διαμοιράζεται στις δύο παρασιτικές χωρητικότητες ($I_{C_leak} = \frac{I_{0_leak}}{2} = 624mA$).

Παράλληλα, βελτιωμένη αναδεικνύεται η συμπεριφορά του κυκλώματος σε περίπτωση σφάλματος. Το διερχόμενο μέσω του ανθρώπινου σώματος ρεύμα είναι τώρα 13mA. Υπό τις καλύτερες συνθήκες λειτουργίας, η συγκεκριμένη τοπολογία εμφανίζει ρεύμα διαρροής 173.9mA, αρκετά χαμηλότερο από το όριο που θέτουν οι διεθνείς κανονισμοί, ενώ το ρεύμα σφάλματος είναι μόλις 1.45mA.

Τέλος, γειώνεται και πάλι ο μεσαίος κόμβος των πυκνωτών του dc link. Το ρεύμα διαρροής προς τη γείωση του δικτύου μειώνεται ακόμα περισσότερο ($I_{C_leak} = 1.14A$), ενώ το ρεύμα των παρασιτικών χωρητικότητων εξαρτάται αποκλειστικά από τη διακύμανση της τάσης στους ακροδέκτες της Φ/Β γεννήτριας. Έντονη μείωση της τάσης εισόδου του αντιστροφέα συνεπάγεται αύξηση του ρεύματος διαρροής καθώς εμφανίζεται και πάλι η συνιστώσα σε συχνότητα τριπλάσια της σύγχρονης. Συγκριτικά με τις υπόλοιπες τοπολογίες αυτή εμφανίζει την καλύτερη συμπεριφορά στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.

Στον Πίνακα 6.1 που ακολουθεί, συγκεντρώνονται και συγκρίνονται τα αποτελέσματα προσομοιώσεων για τις διάφορες τοπολογίες που εξετάστηκαν. Με έντονους χαρακτήρες φαίνονται τα ρεύματα διαφυγής και σφάλματος της αντίστοιχης τοπολογίας με τη μικρότερη τιμή, τόσο στη μόνιμη κατάσταση όσο και στη βέλτιστη λειτουργία του συστήματος. Είναι εμφανές πως σε διασυνδεδεμένο Φ/Β σύστημα χωρίς μετασχηματιστή απομόνωσης, η NPC τοπολογία υπερτερεί όσον αφορά στην καταστολή των ρευμάτων διαρροής. Στον αντίποδα όμως, η διάταξη αυτή απαιτεί για την λειτουργία της διπλάσιο αριθμό διακοπτικών στοιχείων.

Πίνακας 6.1 Συνοπτική Παρουσίαση & Σύγκριση των Διάφορων Τοπολογιών

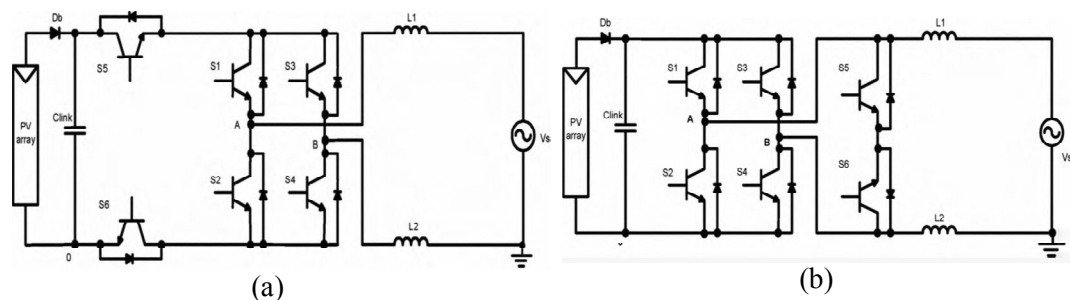
Τοπολογία		3Φ FB	3Φ FB + Grounded Dc Link	3Φ NPC	3Φ NPC + Grounded Dc Link
Στη μόνιμη κατάσταση	I_{0_leak}	2.14A	1.97A	1.23A	1.14A
	I_{C_leak}	1.07A	49.7mA	624mA	35.1mA
	$I_{σφ}$	22.1mA	21.06mA	13mA	11.7mA
Υπό βέλτιστες συνθήκες	I_{0_leak}	323mA	378mA	173.9mA	248.2mA
	I_{C_leak}	811mA	46.9mA	426.4mA	31.7mA
	$I_{σφ}$	2.58mA	3.08mA	1.45mA	2.39mA

Εξετάστηκε τέλος, η περίπτωση σφάλματος σε αγωγό dc τάσης σε διατάξεις, τα ρεύματα διαρροής των οποίων είναι κάτω από το όριο των 300mA. Σε αυτή την περίπτωση, έντονο ρεύμα σφάλματος διαπερνά τον χρήστη (της τάξης των 350mA) αλλά ακαριαία αυξάνεται και το ρεύμα που επιτηρεί ο διακόπτης RCDU ξεπερνώντας το όριο ασφαλείας. Το σύστημα αποσυνδέεται αυτομάτως από το δίκτυο. Επισημαίνεται εδώ πως ιδανικά, ο διακόπτης διαφυγής θα πρέπει να διακόπτει τη τροφοδοσία προς το δίκτυο αν αναγνωρίσει ρεύμα σφάλματος $\geq 30mA$. Αυτό αντιστοιχεί σε πολύ μικρότερες τιμές του ρεύματος διαρροής από το καθορισμένο όριο των 300mA ανάλογα πάντα με την τοπολογία του αντιστροφέα και την τεχνική παλμοτροφοδότησης. Ενδεικτικά, στον αντιστροφέα NPC με αγείο dc link, το ρεύμα διαρροής έχει τιμή 180mA όταν υπάρχει ρεύμα σφάλματος 30mA. Αυτή η τιμή είναι και το όριο πάνω από το οποίο ο διακόπτης RCDU πρέπει ιδανικά να αποσυνδέει το κύκλωμα.

6.2 Ιδέες για Μελλοντική Έρευνα

Η ερευνητική δραστηριότητα δεν θα μπορούσε να σταματήσει στο παρόν επίπεδο. Υπάρχει πληθώρα θεμάτων τα οποία μπορούν να εξελίξουν την επιστημονική αντίληψη του Ηλεκτρολόγου Μηχανικού στο συγκεκριμένο πεδίο μελέτης και να οδηγήσουν ένα βήμα πιο κοντά στην σωστότερη αντιμετώπιση αυτού του πρακτικού προβλήματος.

Η ορθότερη προσέγγιση του μοντέλου του δικτύου καθώς και η καλύτερη προσομοίωση της γείωσης της εγκατάστασης αποτελεί στοιχείο μελλοντικής έρευνας. Πιο συγκεκριμένα, βελτιώσεις επιδέχεται η μοντελοποίηση των αγωγών γείωσης όταν αυτοί εξετάζονται σε συνθήκες υψηλής διακοπτικής συχνότητας (της τάξης των 10kHz). Προτείνεται επίσης να συμπεριληφθεί στη προσομοίωση η στρατηγική μέγιστης απολαβής ισχύος ώστε να επιτευχθεί καλύτερη και ρεαλιστικότερη ανάλυση. Επιπρόσθετα, αξίζει να μελετηθούν άλλες τοπολογίες φίλτρων, όπως η διάταξη LCL που επικεντρώνουν όλο και περισσότερο το ενδιαφέρον τόσο των ερευνητών όσο και των κατασκευαστών. Παράλληλα, βελτιώσεις επιδέχεται η τεχνική ελέγχου ρεύματος. Πιο αποδοτικές τεχνικές όπως η χρήση PR ελεγκτή (Proportional – Resonant) θα οδηγήσουν σε οικονομικότερα και αποδοτικότερα συστήματα. Ένα βήμα πιο πέρα, είναι η εξέταση άλλων πιο εξεζητημένων τοπολογιών αντιστροφέων και εφαρμογή διάφορων τεχνικών παλμοτροφοδότησης. Ορισμένοι από τους αντιστροφείς που παρουσιάζουν καλή συμπεριφορά κοινού σήματος, μικρές διακοπτικές απώλειες και



Σχήμα 6.1 Προτεινόμενες τοπολογίες αντιστροφών προς μελέτη. **(α)** Τοπολογία H5. **(β)** Τοπολογία HERIC [23].

βρίσκουν συχνά πρακτική εφαρμογή είναι ο H5 και ο HERIC (Highly Efficient and Reliable Inverter Concept). Η τοπολογία H5 προσφέρει απομόνωση της dc πλευράς του κυκλώματος γεγονός που αντισταθμίζει την απουσία γαλβανικής απομόνωσης. Επιτυγχάνεται έτσι σημαντική μείωση των ρευμάτων διαρροής. Η τοπολογία μονοφασικού αντιστροφέα H5 φαίνεται στο Σχήμα 6.1a. Η διάταξη HERIC προσφέρει μειωμένη διακύμανση της dc τάσης αποσυνδέοντας τον μετατροπέα από το δίκτυο. Μηδενική τάση εξόδου επιτυγχάνεται χρησιμοποιώντας ένα διακόπτη αμφίπλευρης ροής ισχύος κατά την περίοδο ελεύθερης διέλευσης. Το μονοφασικό κύκλωμα παρουσιάζεται στο Σχήμα 6.1b.

Όσον αφορά στη διαμόρφωση εύρους παλμών, προτείνεται η μελέτη της τεχνικής διανυσμάτων κατάστασης ή SVPWM (Space Vector PWM). Είναι πιθανώς η καλύτερη τεχνική παλμοτροφοδότησης και βρίσκει τα τελευταία χρόνια ευρεία αποδοχή λόγω των εξαιρετικών χαρακτηριστικών λειτουργίας της. Η μέθοδος αυτή, είναι πολλά υποσχόμενη ως προς τη συμπεριφορά των ρευμάτων διαρροής καθώς είναι γνωστό ότι βελτιστοποιεί το αρμονικό περιεχόμενο της τάσης και του ρεύματος εξόδου.

Μία ενδιαφέρουσα προέκταση της παρούσας διπλωματικής, θα ήταν τέλος, η μελέτη των ρευμάτων διαρροής στην περίπτωση που η ισχύς τροφοδοτείται στο δίκτυο μέσω πολλών αντιστροφών. Σε αντίθεση με τη διάταξη ενός κεντρικού αντιστροφέα η προτεινόμενη προσέγγιση ενδέχεται να βελτιστοποιήσει το πρόβλημα καθώς οι αντιστροφείς χειρίζονται μικρότερα επίπεδα ρεύματος.

Ελληνική Βιβλιογραφία

- [1] Στέφανος Ν. Μανιάς, *Ηλεκτρονικά Ισχύος, Εκδόσεις ΣΥΜΕΩΝ, Αθήνα 2007*
- [2] Στέφανος Ν. Μανιάς, *Ηλεκτρονικά Ισχύος II, Εκδόσεις ΕΜΠ, Αθήνα*
- [3] Αντώνιος Ε. Παπαβασιλείου, *Έλεγχος Ρεύματος Αντιστροφών Πηγής Τάσης για Σύνδεση στο Δίκτυο με LCL Φίλτρο, Διπλωματική Εργασία, ΕΜΠ Αθήνα 2006*
- [4] Κωνσταντίνος Δ. Κορακίτης, *Εφαρμογή Μοντελοποιημένου Προβλεπτικού PQ Ελέγχου για τη Διασύνδεση Τριφασικού Αντιστροφέα στο Δίκτυο Ηλεκτρικής Ενέργειας, Διπλωματική Εργασία, ΕΜΠ Αθήνα 2011*
- [5] Σωτήριος Ι. Νάνου, *Ανάπτυξη Μεταβατικών Μοντέλων Φωτοβολταϊκών Σταθμών, Μεταπτυχιακή Εργασία, ΕΜΠ Αθήνα 2011*
- [6] Φώτιος Ν. Γάκης, *Έλεγχος Αντιστροφών Ισχύος Μονάδων Διανεμημένης Παραγωγής που Συνδέονται στο Δίκτυο, Διπλωματική Εργασία, ΕΜΠ Αθήνα 2005*
- [7] SMA Solar Technology AG, *“Χωρητικά Ρεύματα Διαφυγής- Οδηγίες για το σχεδιασμό εγκατάστασης μετατροπών χωρία μετασχηματιστή”*.

Ξενόγλωσση Βιβλιογραφία

- [8] D. Grahame Holmes, Thomas A. Lipo, *“Pulse Width Modulation for Power Converters- Principles and Practice”*, IEEE Press 2003
- [9] Eugenio Gubia, Pablo Sanchis, Alfredo Ursua, Jesus Lopez and Luis Marroyo, *“Ground Currents in Single-phase Transformerless Photovoltaic Systems”*, WILEY 2007
- [10] Luis Castaner and Santiago Silvestre, *“Modeling Photovoltaic System Using PSpice”*, WILEY 2002
- [11] Martin A. Green, *“Consolidation of Thin-film Photovoltaic Technology: The Coming Decade of Opportunity”*, WILEY 2006
- [12] Muhammad H. Rashid, *“Power Electronics Handbook - Second Edition”*, ELSEVIER 2007
- [13] Muhammad H. Rashid, Hasan M. Rashid, *“SPICE for Power Electronics and Electric Power- Second Edition”*, RCR Press 2006
- [14] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins, *“Power Electronics Converters, Applications and Design – Second Edition”*, WILEY 1995
- [15] Steven S. Hegedus and Antonio Luque, *“Handbook of Photovoltaic Science and Engineering”*, WILEY 2003
- [16] The German Energy Society (DGS), *“Planning & Installing Photovoltaic Systems- Second Edition”*, Earthscan 2008
- [17] Tom Markvart & Luis Castaner, *“Practical Handbook of Photovoltaics- Fundamental and Applications”*, ELSEVIER 2003

- [18] Deepak Paramashivan Kaundinya, P. Balachandra N.H. Ravindranath, “*Grid connected versus stand-alone energy system for decentralized power- A review of literature*”, ELSEVIER 2009
- [19] Emre Ün, Ahmet M. Hava, “*Performance Analysis and Comparison of Reduced Common Mode Voltage PWM and Standard PWM Techniques for Three-Phase Voltage Source Inverters*”, IEEE 2006
- [20] EPIA, “*Global Market Outlook for Photovoltaics Until 2015*”
- [21] F. Bradaschia, M. C. Cavalcanti, P. E. P. Ferraz, F. A. S. Neves, E. C. dos Santos Jr. and J. H. G. M. da Silva, “*Modulation for Three-phase Transformerless Z-Source Inverter to Reduce Leakage Currents in Photovoltaic Systems*”, IEEE 04 Feb. 2011
- [22] Fritz Schimpf, Lars E. Norum, “*Grid connected Converters for Photovoltaic, State of the Art, Ideas for Improvement of Transformerless Inverters*”, NORPIE June 2008
- [23] Gerardo Vazquez, Tamás Kerekes, Alejandro Rolan, Daniel Aguilar, Alvaro Luna, “*Losses and CMV Evaluation in Transformerless Grid-Connected PV Topologies*”, IEEE 2009
- [24] Gerardo Vazquez, Tamás Kerekes, Joan Rocabert, Pedro Rodríguez, Remus Teodorescu, Daniel Aguilar, “*A Photovoltaic Three-Phase Topology to Reduce Common Mode Voltage*”, IEEE 2010
- [25] Guan-Chyun Hsieh and James C. Hung, “*Phase Locked Loop Techniques – A Survey*”, IEEE 1996
- [26] Huafeng Xiao and Shaojun Xie, “*Leakage Current Analytical Model and Application in Single-Phase Transformerless Photovoltaic Grid-Connected Inverter*”, IEEE 2010
- [27] L. S. Devarakonda, J. Moskos, and A. Wood “*Evaluation of Ground Grid Resistance for In-service Substations*”, IEEE 2010
- [28] Lícia Neto Arruda, Sidélmo Magalhães Silva, Braz J. Cardoso Filho, “*PLL Structures for Utility Connected Systems*”, IEEE 2001
- [29] Liu Jian, Yin Xianggen, Zhang Zhe and Xiong Qing, “*A New Three-level NPC Inverter Based on Phase Individual DC-Link Circuit and high Quality Digital SPWM Control Technology*”, IEEE 2009
- [30] Michael Frisch and Temesi Ernő, “*Advantages of NPC Inverter Topologies with Power Modules*”, Issue 6 2009
- [31] Mirjana Milosevic, “*Hysteresis Current Control in Three-Phase Voltage Source Inverter*”
- [32] Oscar Lopez, Remus Teodorescu, Francisco Freijedo, Jesus Doval-Gandoy, “*Eliminating ground current in a Transformerless photovoltaic application*”, IEEE 2007
- [33] Reshmi C Variath, Michael A E Andersen, “*A review of module inverter topologies suitable for photovoltaic systems*”, IEEE 2010
- [34] Rob Passey, Muriel Watt, Hugh Outhred, Ted Spooner and Mark Snow “*6.7 Appendix: Grid Connected Inverters - Control Types & Harmonic Performance*”, 2007
- [35] Rym Marouani and Abdelkader Mami, “*Voltage Oriented Control Applied to a Grid Connected Photovoltaic System with Maximum Power Point Tracking Technique*”, American Journal of Applied Sciences 2010
- [36] Sérgio A. Oliveira da Silva Edgar Tomizaki Rhodolfo Novochadlo, Ernane Antônio Alves Coelho, “*PLL Structures for Utility Connected Systems under Distorted Utility Conditions*”, IEEE 2006

-
- [37] Sidelmo M. Silva, Bruno M. Lopes, Braz J. Cardoso Filho, Rodrigo P. Campana, Wallace C. Boaventura “*Performance Evaluation of PLL Algorithms for Single-phase Grid-connected Systems*”, *IEEE 2004*
- [38] T. Kerekes, R. Teodorescu, M. Liserre, “*Common Mode Voltage in case of Transformerless PV Inverters Connected to the Grid*”, *Bari Italy, Aalborg Denmark, IEEE 2008*
- [39] T. Kerekes, R. Teodorescu, M. Sumner, et al, “*Evaluation of Three-phase Transformerless Photovoltaic Inverter Topologies*” , *Aalborg, Denmark, 28 August 2009*
- [40] T. Kerekes, R. Teodorescu, P. Rodriguez, G. Vazquez, E. Aldabas, “*A new High-efficiency single-phase Transformerless PV inverter topology*”, *IEEE 2009*
- [41] T. Kerekes, R. Teodorescu, U. Borup, et al, “*Transformerless Photovoltaic Inverters Connected to the Grid*”, *Aalborg, Denmark, IEEE 2007*
- [42] T. Ostrem, W. Sulkowski, L. E. Norum, and C. Wang, “*Grid Connected Photovoltaic (PV) Inverter with Robust Phase-Locked Loop (PLL)*”, *IEEE 2006*
- [43] “*Unlocking the Phase Locked Loop Part1, Part2*”, *Intuitive Guide to Principles of Communications.*
- [44] W.-Toke Franke, Nils Oestreich, Friedrich W. Fuchs, “*Analysis of Control Strategies for 3Phase 4 Wire Topologies for Transformerless Solar Inverters, Institute of Power Electronics and Electrical Drives*”, *Christian-Albrechts – University of Kiel, IEEE 2010*
- [45] W.-Toke Franke, Nils Oestreich, Friedrich W. Fuchs, “*Comparison of Transformerless Converter Topologies for Photovoltaic Application Concerning Efficiency and Mechanical Volume*”, *Institute of Power Electronics and Electrical Drives, Christian-Albrechts – University of Kiel, IEEE 2010*