



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

**ΜΕΛΕΤΗ ΠΑΡΑΛΛΗΛΩΝ ΕΝΕΡΓΩΝ ΦΙΛΤΡΩΝ ΙΣΧΥΟΣ ΓΙΑ ΑΝΤΙΣΤΑΘΜΙΣΗ ΑΡΜΟΝΙΚΩΝ  
ΡΕΥΜΑΤΟΣ**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**Φωτεινή- Αθηνά Κ. Καραντώνη**

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

Αθήνα, Μάρτιος 2017

Η σελίδα αυτή είναι σκόπιμα λευκή.



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

**ΜΕΛΕΤΗ ΠΑΡΑΛΛΗΛΩΝ ΕΝΕΡΓΩΝ ΦΙΛΤΡΩΝ ΙΣΧΥΟΣ ΓΙΑ ΑΝΤΙΣΤΑΘΜΙΣΗ ΑΡΜΟΝΙΚΩΝ  
ΡΕΥΜΑΤΟΣ**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**Φωτεινή- Αθηνά Κ. Καραντώνη**

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

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 20<sup>η</sup> Μαρτίου 2017.

.....  
Νικόλαος Χατζηαργυρίου  
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

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

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

Αθήνα, Μάρτιος 2017

.....  
**Φωτεινή- Αθηνά Κ. Καραντώνη**

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

Copyright © Φωτεινή-Αθηνά Κ. Καραντώνη, 2017

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Στην παρούσα διπλωματική εργασία αναπτύσσονται και συγκρίνονται μέθοδοι αντιστάθμισης αρμονικών ρεύματος στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας για εφαρμογή σε παράλληλα ενεργά φίλτρα. Εξετάζονται διάφορες τεχνικές βασισμένες σε θεωρίες ισχύος στο πεδίο του χρόνου, αλλά και διαφορετικές τεχνικές ελέγχου του αντιστροφέα.

Αρχικά, γίνεται μελέτη των ζητημάτων ποιότητας ισχύος, με αναφορά σε όλα τα προβλήματα που παρατηρούνται, με έμφαση στις αρμονικές συνιστώσες. Συγκεκριμένα μελετώνται τα αίτια και οι επιπτώσεις τους ενώ στη συνέχεια παρατίθενται τρόποι αντιμετώπισής τους μέσω φίλτρων. Παρουσιάζονται οι τρεις βασικές κατηγορίες φίλτρων: τα παθητικά, τα ενεργά και τα υβριδικά και γίνεται ανάλυση του μοντέλου του ενεργού φίλτρου. Στη συνέχεια αναφέρονται τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα της κάθε κατηγορίας φίλτρου.

Σε επόμενο στάδιο παρουσιάζονται οι αντιστροφείς και οι τεχνικές διαμόρφωσης, καθώς μέσω αυτών γίνεται δυνατή η έγχυση στο δίκτυο της επιθυμητής συνιστώσας του ρεύματος, για την αντιμετώπιση του προβλήματος. Αναφέρονται εκτεταμένα οι αντιστροφείς δύο επιπέδων, καθώς είναι οι περισσότερο διαδεδομένοι, ενώ γίνεται συνοπτική αναφορά και σε αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων. Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι κατηγορίες τεχνικών διαμόρφωσης, μέσω των οποίων διαμορφώνονται οι παλμοί του αντιστροφέα.

Στη συνέχεια αναπτύσσονται ο όρος της θεωρίας ισχύος αλλά και περισσότερο αναλυτικά οι θεωρίες οι οποίες χρησιμοποιήθηκαν στις υλοποιήσεις. Γίνονται υπολογισμοί βασικών μεγεθών και δίνονται εξηγήσεις για την χρήση κάθε θεωρίας για ανάπτυξη ενεργού φίλτρου. Συμπληρωματικά με τη θεωρία που θα επιλεγεί λειτουργούν οι έλεγχοι που θα επιλεγούν, οπότε σε επόμενο στάδιο αναπτύσσονται τεχνικές ελέγχου που βρίσκουν εφαρμογή στα ενεργά παράλληλα φίλτρα. Εξηγείται η λειτουργία τους και το μαθηματικό τους μοντέλο. Επιπλέον παρουσιάζεται χωριστά ο έλεγχος για το τμήμα συνεχούς ρεύματος του αντιστροφέα, με αναφορά στην αναγκαιότητα, τα προβλήματα και την τελική υλοποίηση που έγιναν.

Τέλος γίνεται παρουσίαση των υλοποιήσεων που έγιναν στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής. Παρουσιάζονται αναλυτικά όλες οι προσομοιώσεις, τα αποτελέσματα που προέκυψαν από την εκτέλεση της κάθε μίας, αλλά και συμπεράσματα που προέκυψαν από την κάθε μία αλλά και συγκριτικά, τα οποία συγκρίνονται και με τα θεωρητικώς αναμενόμενα.

### Λέξεις Κλειδιά:

Παράλληλα Ενεργά Φίλτρα, Αντιστάθμιση Αρμονικών Ρεύματος, Αρμονικές Συνιστώσες, Ποιότητα Ισχύος, Θεωρίες Ισχύος, Μετατροπείς Πηγής Τάσης Δύο Επιπέδων, Διαμόρφωση Εύρους Παλμών, Βρόχος Υστέρησης, Ελεγκτές PI, Έλεγχος PR, Προβλεπτικός Έλεγχος, Μετασχηματισμός Clarke, Μετασχηματισμός Park, Θεωρία  $pq$ , Γενικευμένη θεωρία  $pq$ , Σύγχρονα Στρεφόμενο Πλαίσιο Αναφοράς, Παθητικά Φίλτρα, Υβριδικά Φίλτρα

Η σελίδα αυτή είναι σκόπιμα λευκή.

## **ABSTRACT**

This diploma thesis analyses and compares harmonic compensation techniques for use in shunt active power filters. Various techniques based on instantaneous power theories and different control methods for an inverter are analysed and compared, before the final implementations.

Initially, most power quality issues that commonly appear are discussed, emphasizing on harmonics. Specifically, there is an extended presentation of harmonic causes and problems arising due to them, followed by techniques to eliminate these issues. The three main types of filters are then presented: passive, active and hybrid. The active filter model is then analysed in detail, and comparisons between the different filter types are made, stating the advantages and disadvantages and proper use for each type.

In the next stage, power inverters and modulation techniques are discussed, as they are the means to applying the compensating current back to the electrical network, in order to eliminate the current harmonics. There is an extended discussion about two-level power inverters, as they are the most commonly used, but a short reference to multi-level inverters is made, followed by modulation techniques, that are the ones driving the inverter and ultimately forming its output.

Afterwards, power theories are addressed and mostly the instantaneous power theories on which the models implemented are based on. Each theory is presented, with the basic components calculated and explained with detail, along with explanations on how they can be used for active power filtering solutions. Next, the mathematical models and configurations of some basic and common for active filters control techniques are presented. The control techniques have a complementary use with the power theories, keeping the current follow its reference that will eventually be the output of the inverter through the modulation technique. Also there is a separate report on controlling the DC side of the inverter, discussing necessity, problems arising and final solution to the issue.

Finally, the models and simulations are presented. Each model is discussed individually and all the waveforms and results are given so that conclusions can be made. All results are being discussed and compared, both between the techniques and configurations studied, but also with the theoretically expected outcomes and, in the final stages, conclusions are reached.

### **Keywords:**

Shunt Active Power Filters, Harmonic Current Compensation, Harmonics, Power Quality, Power Theories, Two Level Power Converters, Pulse Width Modulation, Hysteresis Band, PI Controllers, PR Control, Dead Beat Controller, Clarke Transformation, Park Transformation, PQ Theory, Extended PQ Theory, Synchronous Reference Frame, Passive Filters, Hybrid Filters

Η σελίδα αυτή είναι σκόπιμα λευκή.



## ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Αρχικά, θα ήθελα να ευχαριστήσω τον καθηγητή μου, κύριο Νικόλαο Χατζηαργυρίου για την ευκαιρία που μου έδωσε να ασχοληθώ με ένα τόσο ενδιαφέρον αντικείμενο, καθώς και για τη στήριξή του αυτό το διάστημα.

Επίσης, θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον επιβλέποντα κύριο Αθανάσιο Βασιλάκη για την εξαιρετική συνεργασία που είχα μαζί του και τη συνεχή υποστήριξη και καθοδήγηση που μου πρόσφερε καθ' όλη τη διάρκεια της συνεργασίας μας για την εκπόνηση της εργασίας αυτής.

Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένειά μου για την στήριξη που μου προσέφερε καθ' όλη τη διάρκεια των σπουδών μου, αλλά και όλους τους φίλους και συμφοιτητές που ήταν στο πλευρό μου όλα αυτά τα χρόνια.

Η σελίδα αυτή είναι σκόπιμα λευκή.

# Πίνακας Περιεχομένων

---

<b>1</b>	<b>1</b>
<b>Εισαγωγή</b>	<b>1</b>
1.1 Ποιότητα ισχύος	1
1.1.1 Επιπτώσεις στην τάση του δικτύου	4
1.1.2 Μέθοδοι αντιστάθμισης	5
1.1.3 Τύποι ημιαγωγών στους μετατροπείς/αντιστροφείς	7
1.2 Περιορισμοί και πρότυπα που αφορούν στην ποιότητα ισχύος	8
1.3 Βασικοί ορισμοί	9
1.4 Στόχος της Διπλωματικής Εργασίας	9
1.5 Διάρθρωση της Παρούσας Εργασίας	10
<b>2</b>	<b>11</b>
<b>Αρμονικές συνιστώσες ρεύματος</b>	<b>11</b>
2.1 Ανάλυση αρμονικών συνιστωσών	12
2.2 Αρμονικές ρεύματος και τάσης	13
2.3 Αίτια πρόκλησης αρμονικών συνιστωσών	14
2.4 Επιπτώσεις των αρμονικών στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας	15
2.5 Τα μεγέθη του ΣΗΕ με τη θεώρηση αρμονικών	17
2.5.1 Ισχύς	17
2.5.2 Συντελεστής ισχύος	19
2.5.3 Ακολουθίες αρμονικών	20
2.5.4 Τριπλές αρμονικές	20
2.5.5 Ενδιάμεσες Αρμονικές	22
2.6 Δείκτες για τις αρμονικές	23
2.6.1 Συντελεστής Ολικής Αρμονικής Παραμόρφωσης (Total Harmonic Distortion – THD (%))	23
2.6.2 Συντελεστής Μερικής Αρμονικής Παραμόρφωσης (Partial Weighted Harmonic Distortion – PWHH (%))	24
2.6.3 Συντελεστής Total Demand Distortion – TDD (%)	24
2.7 Προσδιορισμός των ορίων για τις αρμονικές	25
2.7.1 Διαφορές μεταξύ των προτύπων IEEE 519-1992 και IEC 61000	26
2.7.2 IEEE 519 – 1992	27
2.7.3 Σειρά προτύπων IEC 61000	28
2.8 Αντιμετώπιση – Παθητικά και Ενεργά φίλτρα	29
2.8.1 Παθητικά φίλτρα	30
2.8.2 Ενεργά φίλτρα	31

2.8.3 Υβριδικά φίλτρα .....	38
<b>3 .....</b>	<b>40</b>
<b>Μετατροπείς τάσης και μέθοδοι διαμόρφωσης .....</b>	<b>40</b>
3.1 Μετατροπείς Τάσης .....	40
3.1.1 Αντιστροφείς δύο επιπέδων .....	41
3.1.2 Αντιστροφείς πολλών Επιπέδων .....	46
3.1.2.1 Μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων με αλληλένδετες βαθμίδες πλήρους γέφυρας (Cascaded H-Bridges) .....	47
3.1.2.2 Μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού (Diode-Clamped Multilevel Inverters) .....	49
3.1.2.3 Μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές (Flying Capacitor Multilevel Inverters) .....	50
3.2 Μέθοδοι διαμόρφωσης τάσης μετατροπέων συνεχούς τάσης σε εναλλασσόμενη .....	51
3.2.1 Τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών .....	52
3.2.1.1 Διαμόρφωση PWM .....	52
3.2.1.2 Ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (SPWM) .....	53
3.2.2 Διαμόρφωση Διανύσματος Χώρου (Space Vector Modulation, SVM) .....	56
3.2.3 Έλεγχος ρεύματος μέσω ζώνης υστέρησης (Hysteresis Band Current Control PWM) .....	59
<b>4 .....</b>	<b>60</b>
<b>Θεωρητικό υπόβαθρο και Μέθοδοι Σχεδιασμού παράλληλων ενεργών φίλτρων για την αντιστάθμιση αρμονικών ρεύματος .....</b>	<b>60</b>
4.1 Εισαγωγή – Μετασχηματισμοί Clarke, Park .....	60
4.2 Θεωρίες Ισχύος .....	67
4.3 Χρήση των θεωριών ισχύος για έλεγχο Παράλληλων Ενεργών Φίλτρων .....	76
4.3.1 Στρατηγική ελέγχου με βάση τη θεωρία ρq .....	77
4.3.2 Στρατηγική ελέγχου με βάση τη γενικευμένη θεωρία ρq .....	80
4.3.3 Πλαίσιο dq ( Σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς) .....	82
<b>5 .....</b>	<b>84</b>
<b>Έλεγχος Ρεύματος .....</b>	<b>84</b>
5.1 Γενικό διάγραμμα ελέγχου .....	85
5.2 Τεχνικές Ελέγχου .....	86
5.2.1 Μέθοδος Ζώνης Υστέρησης .....	86
5.2.2 Χρήση PI ελεγκτών .....	87
5.2.3 Τεχνικές προβλεπτικού ελέγχου (Predictive Current Controller – PCC) .....	89
5.2.4 Resonant Controller (PR) .....	92
5.3 Ελεγκτής της DC τάσης .....	96

<b>6</b> .....	<b>98</b>
<b>Προσομοιώσεις</b> .....	<b>98</b>
6.1 Μέθοδος $pq$ .....	100
6.1.1 Μοντέλο Προσομοίωσης.....	100
6.1.2 Υλοποίηση με πηγές ρεύματος .....	101
6.1.3 Υλοποίηση με μέθοδο ζώνης υστέρησης .....	103
6.1.4 Υλοποίηση με έλεγχο PR .....	106
6.1.5 Υλοποίηση με έλεγχο deadbeat .....	109
6.1.6 Παρατηρήσεις – Συμπεράσματα .....	111
6.2 Γενικευμένη μέθοδος $pq$ .....	111
6.2.1 Μοντέλο Προσομοίωσης.....	111
6.2.2 Υλοποίηση με πηγές ρεύματος.....	112
6.2.3 Υλοποίηση με μέθοδο ζώνης υστέρησης .....	113
6.2.4 Υλοποίηση με έλεγχο PR .....	116
6.2.5 Υλοποίηση με έλεγχο deadbeat .....	119
6.2.6 Παρατηρήσεις - Συμπεράσματα.....	121
6.3 Μέθοδος $dq$ .....	121
6.3.1 Μοντέλο Προσομοίωσης.....	121
6.3.2 Υλοποίηση με πηγές ρεύματος.....	122
6.3.3 Υλοποίηση με ελεγκτές PI .....	123
6.3.4 Παρατηρήσεις – Συμπεράσματα .....	126
6.4 Συγκριτικά αποτελέσματα.....	127
<b>7</b> .....	<b>128</b>
<b>Επίλογος</b> .....	<b>128</b>
7.1 Σύνοψη και Συμπεράσματα.....	128
7.2 Μελλοντικές Επεκτάσεις .....	130
<b>8</b> .....	<b>132</b>
<b>Βιβλιογραφία</b> .....	<b>132</b>

Η σελίδα είναι σκόπιμα λευκή.

# 1

## Εισαγωγή

---

### 1.1 Ποιότητα ισχύος

Η ποιότητα ισχύος [1,2] είναι ένας όρος που περιγράφει ένα σύνολο παραμέτρων της ηλεκτρικής ισχύος και την ικανότητα του φορτίου να λειτουργήσει ορθά με αυτήν την ηλεκτρική ισχύ. Είναι μία έννοια που πρέπει να μελετάται καθώς η κακή ποιότητα ηλεκτρικής ισχύος μπορεί να προκαλέσει:

- Υπερφόρτιση στο δίκτυο
- Υπερφόρτιση στο καλώδιο του ουδέτερου
- Επικίνδυνα φαινόμενα συντονισμού
- Καταστροφή του φορτίου

Γενικά μπορεί να οδηγήσει σε μεγάλα οικονομικά κόστη, ιδιαίτερα σε χώρες όπου αναπτύσσουν δυναμικά νέες τεχνολογίες. Έχει υπολογιστεί, ότι προβλήματα που σχετίζονται με την ποιότητα ισχύος κοστίζουν στην ευρωπαϊκή βιομηχανία εκατοντάδες δισεκατομμύρια ευρώ ετησίως. Αντίθετα, το να χρηματοδοτηθούν μέθοδοι που εμποδίζουν την ανάπτυξη αυτών των προβλημάτων είναι ένα κλάσμα μόνο των εξόδων αυτών. Συνεπώς, η μελέτη μεθόδων ανάλυσης και βελτίωσης της ποιότητας ισχύος που πραγματοποιείται εντείνεται παγκοσμίως.

Πιο συγκεκριμένα, ο όρος «ποιότητα ισχύος» χρησιμοποιείται συχνά για να περιγράψει κάποια συγκεκριμένα χαρακτηριστικά της τάσης τροφοδοσίας, ειδικά στις αναπτυγμένες χώρες, όπου οι ασυνέχειες και η συχνή μεταβολή της τάσης δεν αποτελούν πλέον αντικείμενο ανησυχίας. Τα βασικά φαινόμενα που αφορούν στην ποιότητα ισχύος είναι:

- Οι αρμονικές και άλλες συνιστώσες με συχνότητες διαφορετικές από την επιθυμητή θεμελιώδη συχνότητα της εναλλασσόμενης τάσης τροφοδοσίας
- Οι ταχείες μεταβολές της τάσης (flicker)
- Οι αργές μεταβολές της τάσης, ειδικά αυτές που προκαλούν προσωρινές διακοπές
- Μη συμμετρικές συνιστώσες στα τριφασικά συστήματα
- Οι μεταβατικές υπερτάσεις, που έχουν ορισμένα από τα χαρακτηριστικά των υψίσυχων φαινομένων.

Η ποιότητα ισχύος μπορεί να οριστεί ως το ποσοστό της απόκλισης από τα ονομαστικά χαρακτηριστικά από τα παραπάνω χαρακτηριστικά. Μπορεί επίσης να περιγραφεί ως ο βαθμός κατά τον οποίο ταυτόχρονα η χρήση και η μεταφορά της ηλεκτρικής ισχύος επηρεάζει την απόδοση του ηλεκτρικού εξοπλισμού.

Από όλους τους διαφορετικούς ορισμούς μπορεί να τονιστεί ότι η ποιότητα ισχύος συνήθως ορίζεται, ώστε να περιλαμβάνει δύο σημεία της παροχής ισχύος, την ποιότητα της τάσης και την αξιοπιστία της παροχής. Το τμήμα της ποιότητας τάσης περιλαμβάνει διάφορες διαταραχές, όπως οι συχνές μεταβολές, οι αρμονικές, οι ενδιάμεσες αρμονικές, το flicker, η αστάθεια και τα μεταβατικά, ενώ το τμήμα της αξιοπιστίας περιλαμβάνει φαινόμενα μεγαλύτερης διάρκειας, όπως διακοπές, αργές μεταβολές τάσης (ανυψώσεις και βυθίσεις τάσης), υπερτάσεις και πτώσεις τάσης και αποκλίσεις συχνότητας.

Τα παραπάνω θέματα είναι σημαντικά για την περιγραφή των πραγματικών φαινομένων που μπορεί να προκαλέσουν πρόβλημα στην ποιότητα ισχύος. Ένας άλλος τρόπος να ταξινομηθούν οι διάφορες διαταραχές είναι μέσω της μελέτης των αιτιών της κάθε διαταραχής και των συνεπειών που μπορεί να προκληθούν.

Τα προβλήματα στην ποιότητα ισχύος στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας δεν είναι νέο φαινόμενο, όμως πρόσφατα οι επιπτώσεις τους έχουν αρχίσει να προκαλούν ενδιαφέρον. Η πρόοδος στην τεχνολογία των διατάξεων ημιαγωγών έχει επιφέρει ραγδαία ανάπτυξη στα ηλεκτρονικά ισχύος τις τελευταίες δεκαετίες και φαίνεται ότι αυτή η τάση θα συνεχιστεί. Παρ' όλα αυτά όμως οι συσκευές που βασίζονται σε ηλεκτρονικά ισχύος είναι αυτές που έχουν φέρει τη χειροτέρευση της ποιότητας ισχύος στα δίκτυα.

Συνοψίζοντας, υπάρχουν δύο διαφορετικές κατηγορίες αιτιών για την χειροτέρευση της ποιότητας ισχύος, η οποία δεν επηρεάζεται μόνο από τα δίκτυα μεταφοράς και διανομής ενέργειας, αλλά και από τις εγκαταστάσεις των τελικών χρηστών, όπως αναφέρθηκε.

Η πρώτη κατηγορία αφορά σε φυσικά αίτια, όπως:

- Σφάλματα ή κεραυνοί στο δίκτυο διανομής
- Σφάλματα εξοπλισμού

Η δεύτερη κατηγορία αφορά τα φορτία ή τη διαχείριση της γραμμής διανομής:

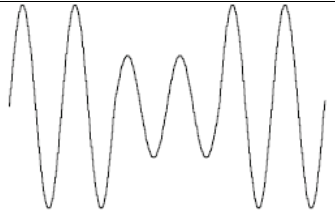
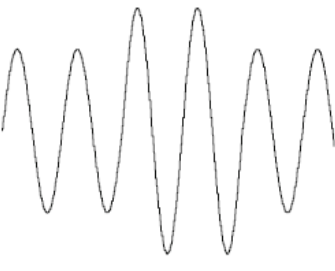
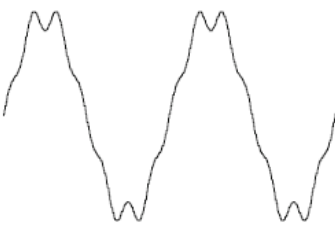
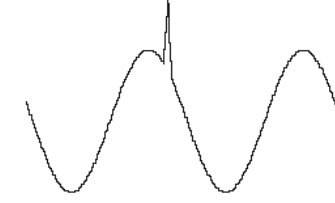
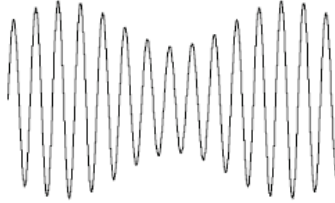

- Φορτία που βασίζονται σε ηλεκτρονικά ισχύος, όπως UPS ή ρυθμιστές μεταβλητών στροφών (adjustable speed drives – ASD)
- Η εκκίνηση και ο τερματισμός μεγάλων φορτίων.

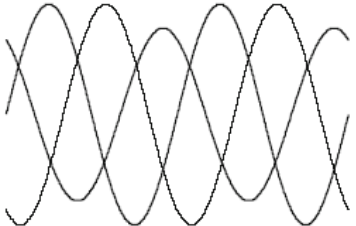
Στην παρούσα ανάλυση θεωρούμε ότι οι διακοπές και τα προβλήματα στην ποιότητα ισχύος προκαλούνται συχνά από τα ίδια φαινόμενα και άρα σχετίζονται στενά μεταξύ τους: απότομες και μεγάλες αλλαγές στο φορτίο, μεταβατικά φαινόμενα, σφάλματα και απώλεια παραγωγής, συχνά οδηγούν σε αποσύνδεση μέρους του συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας (αξιοπιστία), ενώ την ίδια στιγμή άλλα τμήματα παρουσιάζουν διακυμάνσεις τάσης και μικρές διακοπές (προβλήματα στην ποιότητα ισχύος).

Αναλύοντας τις διαθέσιμες επιλογές για μεγιστοποίηση κατά το δυνατόν των δυνατοτήτων για διανομή, με υψηλά επίπεδα ποιότητας ισχύος, καταλήγουμε στα ηλεκτρονικά ισχύος. Υπάρχει γενική αποδοχή ότι καινοτόμες μέθοδοι βασισμένες σε ηλεκτρονικά ισχύος, γνωστές ως Ενεργοί Αντισταθμιστές Ποιότητας Ισχύος ( Active Power Quality Compensators – APQC) στοχεύουν στο δίκτυο διανομής, προμηθεύοντας τους τελικούς χρήστες, αποτελώντας τη λύση στην κακή παρεχόμενη ποιότητα ισχύος που επηρεάζει εργοστάσια, γραφεία και σπίτια. Αυτές οι συσκευές είναι πιθανοί αντικαταστάτες για συμβατικές λύσεις,



που χρησιμοποιούν συνήθως ηλεκτρομηχανικές διατάξεις που έχουν αργούς χρόνους απόκρισης και υψηλά κόστη συντήρησης.

<b>Διαταραχή</b>		<b>Προέλευση</b>	<b>Συνέπειες</b>
Υποτάσεις		Βραχυκυκλώματα στο δίκτυο, Εκκινήσεις μηχανών μεγάλης ισχύος	Αποσύνδεση ευαίσθητων φορτίων, Σφάλματα στη λειτουργία
Υπερτάσεις		Σφάλμα στη γείωση στις άλλες φάσεις, Τερματισμός λειτουργίας μεγάλου φορτίου, Κεραυνός στο δίκτυο, Εσφαλμένη ρύθμιση σε υποσταθμό.	Αποσύνδεση εξοπλισμού που μπορεί να βλάψει εξοπλισμό με ανεπαρκή όρια προστασίας
Αρμονική Παραμόρφωση		Μη γραμμικά φορτία, Φαινόμενα συντονισμού, Κορεσμός σε πυρήνες μετασχηματιστών	Υπερθέρμανση, Σφάλματα στη λειτουργία ηλεκτρονικών συσκευών
Μεταβατικά		Κεραυνός στο δίκτυο, Άνοιγμα ή κλείσιμο διακόπτη	Καταστροφή μονώσεων, Μείωση στη διάρκεια ζωής μετασχηματιστών, μηχανών κοκ.
Flicker (Ταχείες διακυμάνσεις τάσης)		Ανεμογεννήτριες, Εκκίνηση κινητήρων μεγάλης ισχύος	Γήρανση εξοπλισμού, Σφάλματα
Διακοπές Τάσης Μικρής διάρκειας		Βραχυκύκλωμα, Διακοπή σύνδεσης, Απόρριψη φορτίου	Διακοπές

<p>Ασυμμετρία</p>		<p>Μονοφασικά φορτία, Ασθενής συνδέσεις στο δίκτυο</p>	<p>Κακή ποιότητα τάσης για την υπερφορτισμένη φάση, Υπερφόρτιση και θόρυβος σε τριφασικό εξοπλισμό</p>
-------------------	---	--	--

**Πίνακας 1.1** : Διαταραχές Τάσης [1]

### 1.1.1 Επιπτώσεις στην τάση του δικτύου

#### 1) Αργές μεταβολές τάσης

Η λειτουργία εγκαταστάσεων παραγωγής συνδεδεμένων στο δίκτυο ΜΤ προκαλεί μεταβολή των ροών ισχύος στις γραμμές του δικτύου και συνεπώς στην τάσεων στα διάφορα σημεία του. Οι αργές μεταβολές της τάσης, δηλαδή οι διακυμάνσεις σε χρονικά διαστήματα 10 λεπτών, οι επιτρεπόμενες τιμές των οποίων ορίζονται από το πρότυπο EN 50160.

Η βύθιση τάσης, δηλαδή μια σύντομη μείωση της ενεργού τιμής (RMS) της τάσης, προκαλείται από σφάλματα στο δίκτυο ή εκκίνηση μεγάλου φορτίου. Οι στιγμιαίες αυτές διαταραχές μπορεί να προκαλέσουν τη διακοπή λειτουργίας ολόκληρων διαδικασιών σταθμών, οι οποίες μπορεί να χρειαστούν ώρες για να λειτουργήσουν ξανά κανονικά.

Η ανύψωση τάσης προκαλείται όταν ένα μεμονωμένο σφάλμα γραμμής-γης στο δίκτυο προκαλεί προσωρινή αύξηση της τάσης στις φάσεις που δεν έχουν σφάλμα. Η αφαίρεση ενός μεγάλου φορτίου ή η προσθήκη συστοιχίας πυκνωτών μπορούν επίσης να προκαλέσουν ανυψώσεις τάσης, αλλά αυτά τα γεγονότα τείνουν να προκαλούν μεγαλύτερες σε διάρκεια μεταβολές στο επίπεδο τάσης.

#### 2) Διακοπή τάσης

Η διακοπή τάσης είναι η ολοκληρωτική έλλειψη τάσης. Οι διακοπές μπορεί να έχουν μεγάλη ή μικρή διάρκεια. Οι διακοπές οφείλονται σε αποσύνδεση του κυκλώματος-συνήθως από άνοιγμα κάποιου διακόπτη ή ασφάλειας. Για παράδειγμα αν ένα δέντρο έρθει σε επαφή με μία από τις γραμμές μεταφοράς, ένας διακόπτης θα κλείσει το κύκλωμα και θα αντιμετωπιστεί το βραχυκύκλωμα, αλλά οι τελικοί χρήστες που συνδέονται σε αυτή τη γραμμή θα έχουν διακοπή. Οι αιτίες της διακοπής είναι γενικά οι ίδιες που προκαλούν τις αργές μεταβολές της τάσης.

#### 3) Υπερτάσεις και Υποτάσεις

Μεγάλης διάρκειας διαταραχές τάσης που είναι εκτός των φυσιολογικών ορίων (δηλαδή είτε πολύ υψηλές είτε πολύ χαμηλές) προκαλούνται τις περισσότερες φορές από μη φυσιολογικές συνθήκες στο σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας. Για παράδειγμα μετασχηματιστές ή γραμμές εκτός λειτουργίας προκαλούν κάποιες φορές συνθήκες υπότασης. Διαταραχές τάσης που διαρκούν μεγάλο χρονικό διάστημα διορθώνονται συνήθως από προσαρμογή της τάσης μέσω Συστήματος Αλλαγής Τάσης Υπό Φορτίο (ΣΑΤΥΦ, Μετασχηματιστής με ενδιάμεσες λήψεις- taps).

Η βασική αιτία για όλα τα προβλήματα διαχείρισης της τάσης είναι η ύπαρξη μεγάλης επαγωγικής αντίδρασης στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας, για να τροφοδοτηθεί σωστά το φορτίο. Το φορτίο απορροφά ρεύμα το οποίο προκαλεί πτώση τάσης κατά μήκος της αντίδρασης της γραμμής. Η ωμική πτώση τάσης είναι συμφασική με το ρεύμα ενώ η επαγωγική κάθετη. Συνεπώς, όταν έχουμε μεγάλο φορτίο, έχουμε μεγάλη πτώση τάσης. Οι υψηλές τάσεις προκύπτουν όταν η πηγή τάσης ενισχύεται για να αντιμετωπιστεί η επαγωγική πτώση τάσης και το φορτίο ξαφνικά μειώνεται.

#### 4) Ταχείες μεταβολές τάσης (flicker)

Μία κυματομορφή μπορεί να παρουσιάσει ταχείες μεταβολές (flicker) εάν το πλάτος της διαμορφωθεί σε συχνότητες που το ανθρώπινο μάτι μπορεί να διακρίνει ως διαταραχές της έντασης του φωτός σε μία κοινή λάμπα. Οι ταχείες μεταβολές τάσης οφείλονται σε τόξα που μπορεί να συμβούν στο δίκτυο. Για την επίλυση του προβλήματος μπορούν να εγκατασταθούν φίλτρα ή άλλοι αντισταθμιστές.

#### 5) Αρμονική παραμόρφωση

Η αρμονική παραμόρφωση είναι η παρουσία συχνοτήτων σε ακέραια πολλαπλάσια της θεμελιώδους συχνότητας του συστήματος. Γενικά, μπορούμε να υποθέσουμε ότι η ημιτονική κυματομορφή που παράγεται στους σταθμούς παραγωγής ενέργειας είναι καθαρό ημίτονο. Στις περισσότερες περιοχές, η τάση που μετράται στο σύστημα μεταφοράς έχει τυπικά λιγότερο από 1% παραμόρφωση. Όμως η παραμόρφωση μπορεί να φτάσει το 5-8% καθώς πλησιάζουμε στο φορτίο. Σε μερικά φορτία, η κυματομορφή του ρεύματος θα μοιάζει οριακά με ημίτονο. Λύσεις για τα προβλήματα που προκαλούνται από την αρμονική παραμόρφωση περιλαμβάνουν την εγκατάσταση ενεργών ή παθητικών φίλτρων στο φορτίο ή το ζυγό, ή η εκμετάλλευση της συνδεσμολογίας μετασχηματιστών που επιτρέπουν την αποκοπή των συνιστωσών μηδενικής ακολουθίας (για παράδειγμα η συνδεσμολογία τριγώνου).

#### 6) Εγκοπές στην τάση

Οι εγκοπές στην κυματομορφή της τάσης οφείλονται στις εναλλαγές της τάσης των διατάξεων με ηλεκτρονικά ισχύος. Είναι ένα ζήτημα που προκαλεί προβλήματα στην ποιότητα ισχύος σε κάθε εγκατάσταση όπου χρησιμοποιούνται ανορθωτές solid-state, όπως για παράδειγμα συστήματα κίνησης μεταβλητής ταχύτητας. Το φαινόμενο προκαλείται από τα διακοπτικά φαινόμενα στην ανόρθωση της εισόδου του συστήματος. Όταν το ρεύμα της πλευράς συνεχούς ρεύματος μεταβιβάζεται από το ένα θυρίστορ της ανόρθωσης στο επόμενο, υπάρχει μία χρονική στιγμή που εμφανίζεται βραχυκύκλωμα φάσης με φάση στην είσοδο της ανόρθωσης [1,2].

### 1.1.2 Μέθοδοι αντιστάθμισης

Μπορούμε να συμπεράνουμε ότι η κακή ποιότητα ισχύος μπορεί να προκαλέσει απώλεια παραγωγής και σφάλματα στον εξοπλισμό. Είναι συνεπώς απαραίτητο να διατηρείται υψηλό επίπεδο ποιότητας ισχύος.

Οι διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος μπορούν να χρησιμοποιηθούν στα δίκτυα διανομής για να αυξήσουν την αξιοπιστία και την ποιότητα της ισχύος που παρέχεται στους καταναλωτές. Οι συσκευές που τοποθετούνται στα δίκτυα διανομής ονομάζονται Ενεργοί Αντισταθμιστές Ποιότητας Ισχύος ( Active Power Quality Compensators – APQC). Μέσω της τεχνολογίας αυτής η αξιοπιστία και η ποιότητα της ισχύος βελτιώνονται, καθώς έχουμε μειωμένες διακοπές και περιορισμούς στις διακυμάνσεις και παραμορφώσεις τάσης και ρεύματος. Με σωστή χρήση αυτής της τεχνολογίας επωφελούνται όλοι οι καταναλωτές, βιομηχανικοί και οικιακοί.

Οι ενεργοί αντισταθμιστές χρησιμοποιούνται κυρίως για ενεργό φιλτράρισμα, εξισορρόπηση φορτίου, διόρθωση συντελεστή ισχύος και διαχείριση της τάσης. Υπάρχουν πολλών ειδών τύποι συσκευών που μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να βελτιώσουν την ποιότητα ισχύος, και γενικά χωρίζονται σε δύο κατηγορίες:

- Βηματικές/Σταδιακές συσκευές (stepwise)
- Αντισταθμιστές

Στην πρώτη κατηγορία ανήκουν συσκευές που ρυθμίζουν την τάση με χρήση ηλεκτρονικά ελεγχόμενης συσκευής που μεταβάλλει βηματικά το επίπεδο της τάσης ή με χρήση πυκνωτών με διακριτές μεταβλητές τιμές. Τέτοιες συσκευές χρησιμοποιούνται για παράδειγμα για αντιστάθμιση αέργου ισχύος.

Στη δεύτερη κατηγορία, οι συσκευές διαθέτουν συνήθως μετατροπείς που τροφοδοτούνται από πηγή τάσης (Voltage Source Converters – VSC) που ελέγχονται με διάφορες στρατηγικές, οι οποίες ανάλογα με την τοπολογία, μπορεί να χωριστούν σε τρεις μεγάλες κατηγορίες: αντισταθμιστές ρεύματος, τάσης και συνδυασμός των δύο.

Τα παράλληλα ενεργά φίλτρα ισχύος (Parallel Active Power Filter – PAPF ή Shunt Active Power Filter - SAPF) μπορούν να θεωρηθούν ένα τυπικό παράδειγμα συσκευής αντιστάθμισης ρεύματος, και μπορούν να λειτουργήσουν με δύο τρόπους: 1) αντισταθμίζοντας ρεύμα: λειτουργούν ως ενεργό φίλτρο, αντισταθμιστής συντελεστή ισχύος, εξισορροπιστής φορτίου κ.ά., 2) αντισταθμίζοντας τάση: ρυθμιστής τάσης ζυγού για κάθε πιθανή παραμόρφωση ή διακοπή τάσης.

Η αντιστάθμιση όταν γίνεται μέσω της τάσης χρησιμοποιείται για φιλτράρισμα αρμονικών τάσης, ρύθμιση και εξισορρόπηση τάσης και αφαίρεση υπερτάσεων και υποτάσεων και γενικά πραγματοποιείται με χρήση για παράδειγμα Ενεργών φίλτρων ισχύος σε σειρά (Series Active Power Filter – SAPF).

Τα δύο είδη αντιστάθμισης –μέσω ρεύματος και τάσης- μπορούν επίσης να συνδυαστούν. Ο συνδυασμός αυτός χαρακτηρίζεται ως ενοποιημένη εξομάλυνση ποιότητας ισχύος (Unified Power Quality Conditioner – UPQC). Τα χαρακτηριστικά του μοιράζονται στα αντίστοιχα των παράλληλων και σε σειρά φίλτρων. Το φίλτρο σε σειρά επιτυγχάνει απομόνωση των αρμονικών μεταξύ τροφοδοσίας και φορτίου, ρύθμιση τάσης και αντιστάθμιση γρήγορων μεταβολών τάσης, ενώ το παράλληλο φίλτρο πραγματοποιεί φιλτράρισμα αρμονικών συνιστωσών, εξισορρόπηση αρνητικής ακολουθίας και ρύθμιση της τάσης στην πλευρά συνεχούς ρεύματος [1].

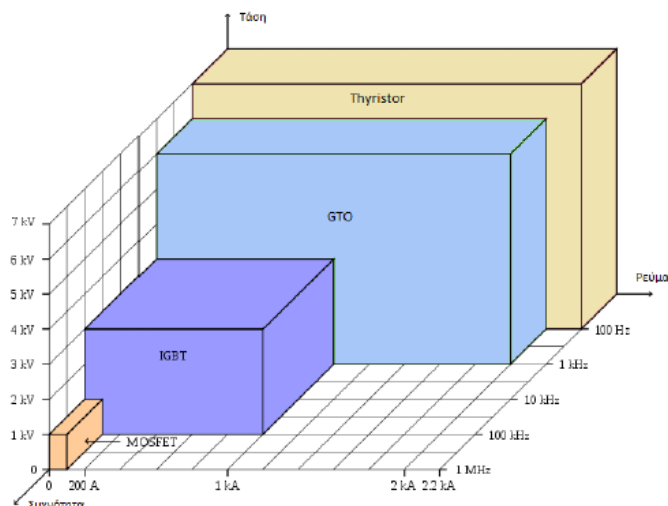
### 1.1.3 Τύποι ημιαγωγών στους μετατροπείς/αντιστροφείς

Ο αντιστροφέας τοποθετείται μετά το φορτίο, ώστε να αντισταθμίζει την ποσότητα που θέλουμε κάθε φορά να ελεγχθεί, μετασχηματίζοντας την ισχύ εισόδου σε τάση και ρεύμα εξόδου κατάλληλης μορφής και πλάτους.

Οι αντιστροφείς βασίζουν τη λειτουργία τους στα ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος, τα οποία λειτουργούν ως διακόπτες και με κατάλληλους παλμούς είτε άγουν είτε βρίσκονται σε αποκοπή. Τα ημιαγωγικά στοιχεία ανάλογα με το βαθμό που ελέγχεται η αγωγή τους διακρίνονται σε:

- Δίοδοι: Μη ελεγχόμενοι διακόπτες - Η κατάσταση αγωγής και αποκοπής τους οφείλεται αποκλειστικά στην διαφορά δυναμικού στα άκρα τους και τη φορά του ρεύματος.
- Θυρίστορ: Ημιελεγχόμενοι διακόπτες - Η κατάσταση αγωγής του ελέγχεται μέσω παλμού στην πύλη του, ενώ η κατάσταση αποκοπής εξαρτάται από τη φορά του ρεύματος.
- Ελεγχόμενοι διακόπτες - Η κατάσταση αγωγής και αποκοπής καθορίζονται από παλμό στην πύλη ή τη βάση των στοιχείων. Στην κατηγορία αυτή ανήκουν αρκετοί τύποι ημιαγωγών, όπως τα διπολικά τρανζίστορ ένωσης (Bipolar Junction Transistors, BJTs), τα τρανζίστορ επίδρασης πεδίου μετάλλου-οξειδίου-ημιαγωγού (Metal Oxide Semiconductor Field-Effect Transistors, MOSFETs), τα διπολικά τρανζίστορ με μονωμένη πύλη (Insulated Gate Bipolar Transistors, IGBTs) και τα θυρίστορ με σβέση μέσω της πύλης τους (Gate Turn Off Thyristors, GTOs).

Η επιλογή του ημιαγωγού είναι ζωτικής σημασίας για τη λειτουργία του αντιστροφέα και την επιλογή των κυκλωμάτων που το συνοδεύουν. Η διακοπτική συχνότητα, η απαιτούμενη ισχύς, τα όρια τάσεως και ρεύματος, όπως και οι εσωτερικές χωρητικότητες των στοιχείων απαιτούν μεγάλη προσοχή κατά την επιλογή του διακόπτη ισχύος. Το σχήμα 1.1 παρουσιάζει την κατηγοριοποίηση των ημιαγωγών στοιχείων συναρτήσει της διακοπτικής συχνότητας, του ονομαστικού ρεύματος και της ονομαστικής τάσης λειτουργίας.



**Σχήμα 1. 1** Δυνατότητες ημιαγωγικών στοιχείων σε ονομαστική τάση, ρεύμα και διακοπτική συχνότητα [3]

Παρατηρούμε πώς εν γένει η υψηλή διακοπτική συχνότητα για περιορισμένη τιμή ισχύος οδηγεί στην επιλογή MOSFET διακόπτη, ενώ για υψηλή τιμή ισχύος και χαμηλότερη διακοπτική συχνότητα επιλέγουμε IGBT διακόπτη [3].

Ορισμένες ιδιότητες ημιαγωγών στοιχείων και το πώς αυτές επηρεάζουν τη διαδικασία επιλογής είναι οι παρακάτω:

1. Η τάση και η αντίσταση αγωγιμότητας, οι οποίες καθορίζουν τις απώλειες αγωγιμότητας του στοιχείου.
2. Οι χρόνοι μετάβασης. Καθορίζουν τις απώλειες ενέργειας ανά μετάβαση και το πόσο υψηλή μπορεί να είναι η συχνότητα λειτουργίας.
3. Η ονομαστική τιμή τάσης και ρεύματος, που καθορίζουν τη δυνατότητα διαχείρισης ισχύος του στοιχείου.
4. Η ισχύς που απαιτείται από το κύκλωμα ελέγχου καθορίζει την ευκολία ελέγχου του στοιχείου.
5. Το κόστος του στοιχείου.

## 1.2 Περιορισμοί και πρότυπα που αφορούν στην ποιότητα ισχύος

Η λειτουργία ενός ηλεκτρικού δικτύου ελέγχεται από συσκευές προστασίας και ρυθμιστές τάσης που σκοπό έχουν την παροχή προς τους καταναλωτές ηλεκτρικής ενέργειας αποδεκτής ποιότητας, ελαχιστοποιώντας τον αριθμό των σφαλμάτων και προσφέροντας υψηλό επίπεδο ασφαλείας. Προβλήματα στην ποιότητα ισχύος προκαλούνται από μη γραμμικά φορτία και μονάδες παραγωγής. Σε κάθε περίπτωση για τη σύνδεση στο δίκτυο πρέπει να πληρούνται ορισμένες προϋποθέσεις, ανάλογα φυσικά με την τάξη μεγέθους της ισχύος, καθώς θα είναι ανάλογη και η διαταραχή, ώστε να μην προκαλούνται ενοχλήσεις στους λοιπούς καταναλωτές και να μην επιβαρύνεται το δίκτυο.

Για παράδειγμα, όταν τίθεται θέμα σύνδεσης στο δίκτυο μίας μονάδας παραγωγής θα

πρέπει να ικανοποιούνται διάφορες προϋποθέσεις κατά τη σύνδεση και την λειτουργία της εγκατάστασης ως μέρος του δικτύου. Για την εξασφάλιση της ομαλής λειτουργίας και την διατήρηση αποδεκτής ποιότητας ισχύος, πριν τη σύνδεση στο δίκτυο εξετάζονται παράγοντες όπως:

- Επάρκεια δικτύου (γραμμών, μετασχηματιστών κλπ.)
- Συμβολή στη στάθμη βραχυκύκλωσης
- Αργές (μόνιμης κατάστασης) και ταχείες μεταβολές τάσης
- Εκπομπές flicker
- Εκπομπές αρμονικών
- Διαμόρφωση των προστασιών της διασύνδεσης εγκατάστασης- δικτύου
- Επίπτωση στη λειτουργία άλλων συστημάτων όπως Τηλεχειρισμού Ακουστικής Συχνότητας

## 1.3 Βασικοί ορισμοί

Στο σημείο αυτό παρουσιάζονται ορισμένες έννοιες οι οποίες είναι απαραίτητες για την ανάλυση που πραγματοποιείται και συναντώνται συχνά στη συνέχεια.

### Σημείο Σύνδεσης στο Δίκτυο – ΣΣΔ

Σημείο σύνδεσης στο δίκτυο ονομάζεται το σημείο του δικτύου ΜΤ ή ΧΤ που συνδέεται μία εγκατάσταση/φορτίο. Το σημείο αυτό βρίσκεται πάντα στην έξοδο του φορτίου και εκεί εγκαθίσταται το μετρητικό της ενέργειας που απορροφά το φορτίο.

### Σημείο Κοινής Σύνδεσης- ΣΚΣ

Είναι το σημείο που είναι το πλησιέστερο στην εγκατάσταση/φορτίο στο οποίο συνδέεται ή μπορεί να συνδεθεί κάποιος άλλος καταναλωτής ή παραγωγός. Στο σημείο αυτό εξετάζεται η προκαλούμενη επίδραση της εγκατάστασης/φορτίου στο δίκτυο.

Γενικά το ΣΣΔ και το ΣΚΣ μπορεί να διαφέρουν, όπως συμβαίνει για παράδειγμα σε περιπτώσεις αποκλειστικής γραμμής, όπου το ΣΣΔ είναι στο πλησιέστερο προς το υπό εξέταση φορτίο σημείο της γραμμής, ενώ το ΣΚΣ στο άλλο άκρο, προς τη μεριά του δικτύου [4].

## 1.4 Στόχος της Διπλωματικής Εργασίας

Στόχος της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη και ο σχεδιασμός παράλληλων ενεργών φίλτρων για αντιστάθμιση αρμονικών ρεύματος στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας. Συγκεκριμένα, η παρούσα διπλωματική εργασία διαπραγματεύεται μία παράμετρο της ποιότητας ισχύος, την διείσδυση αρμονικών στο δίκτυο. Μελετώνται τα αίτια και οι επιπτώσεις των αρμονικών και προτείνονται ως τρόποι αντιμετώπισης τα διάφορα είδη φίλτρων. Από αυτά, γίνεται ιδιαίτερη ανάλυση στα ενεργά φίλτρα ισχύος, τα οποία

υλοποιούνται μέσω αντιστροφέα και παρέχουν ικανοποιητικά αποτελέσματα στο ζήτημα της αντιστάθμισης αρμονικών. Στο πλαίσιο αυτό γίνεται μελέτη και ανάπτυξη διάφορων τεχνικών, που βασίζονται σε θεωρίες ισχύος και με βάση τις οποίες μπορούν να αναπτυχθούν ενεργά φίλτρα. Στη συνέχεια, παρουσιάζονται τεχνικές ελέγχου, δηλαδή τεχνικές που επιτρέπουν στον αντιστροφέα να ακολουθήσει και να υλοποιήσει το επιθυμητό σήμα. Με βάση αυτά, υλοποιούνται ορισμένα μοντέλα, βασισμένα σε τεχνικές που χρησιμοποιούνται σε μεγάλο ποσοστό, ενεργών φίλτρων, τα οποία ελέγχονται σε διάφορες συνθήκες, ενώ στο τέλος γίνεται σύγκριση μεταξύ των τεχνικών και των αποτελεσμάτων.

## 1.5 Διάρθρωση της Παρούσας Εργασίας

Η εργασία αυτή αποτελείται συνολικά από 7 κεφάλαια.

Στο 1<sup>ο</sup> κεφάλαιο αναπτύσσεται το ζήτημα της ποιότητας ισχύος και γίνεται αναφορά στα επιμέρους προβλήματα που την επηρεάζουν, ενώ γίνεται αναφορά και στους στόχους της εργασίας αυτής.

Στο 2<sup>ο</sup> κεφάλαιο γίνεται εκτενής αναφορά στις αρμονικές συνιστώσες. Πιο συγκεκριμένα γίνεται αναφορά στα αίτια, στις επιπτώσεις, στους δείκτες και σε ορισμένα πρότυπα που αφορούν σε αρμονικές. Επιπλέον παρουσιάζονται αναλυτικά όλοι οι τύποι φίλτρων, που προτείνονται ως μέθοδοι αντιστάθμισης των αρμονικών.

Στο 3<sup>ο</sup> κεφάλαιο αναλύονται θέματα που αφορούν σε αντιστροφείς, με ιδιαίτερη έμφαση στον αντιστροφέα πηγής τάσης δύο επιπέδων, και σε τεχνικές διαμόρφωσης.

Στο 4<sup>ο</sup> κεφάλαιο παρουσιάζονται η έννοια της θεωρίας ισχύος καθώς και ορισμένες θεωρίες ισχύος, οι οποίες βρίσκουν εφαρμογή σε υλοποιήσεις ενεργών φίλτρων. Στη συνέχεια αναλύεται ο τρόπος με τον οποίο μπορούν να σχεδιαστούν φίλτρα με βάση τις τεχνικές αυτές.

Στο 5<sup>ο</sup> κεφάλαιο παρουσιάζονται τεχνικές ελέγχου του αντιστροφέα, με χρήση των οποίων επιτυγχάνεται η επιθυμητή έξοδος, οπότε και αναλύονται διάφορες τεχνικές. Ιδιαίτερη αναφορά γίνεται στον έλεγχο της συνεχόμενης τάσης του αντιστροφέα.

Στο 6<sup>ο</sup> κεφάλαιο παρουσιάζονται όλες οι υλοποιήσεις/μοντέλα ενεργών φίλτρων που σχεδιάστηκαν στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής. Αρχικά γίνεται παρουσίαση του δικτύου που προσομοιώνεται και στη συνέχεια περιγράφονται τα μοντέλα χωριστά, αλλά και τα συμπεράσματα που προκύπτουν με τρέξιμο του καθενός από αυτά.

Στο 7<sup>ο</sup> κεφάλαιο παρουσιάζονται συγκεντρωτικά τα αποτελέσματα που προκύπτουν από την παρούσα εργασία, με βάση τα μοντέλα που αναπτύχθηκαν αλλά και το θεωρητικό υπόβαθρο, ενώ προτείνονται μελλοντικές επεκτάσεις.

Τέλος δίνεται η βιβλιογραφία.



# 2

## Αρμονικές συνιστώσες ρεύματος

---

Σε ένα σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας, η ημιτονική κυματομορφή που παράγεται από τις μονάδες παραγωγής ενέργειας έχει γενικά πολύ καλή μορφή, με πολλές περιπτώσεις να έχουμε ημίτονο με λιγότερο από 1.0% παραμόρφωση. Παρ' όλα αυτά όσο πλησιάζουμε στο φορτίο η παραμόρφωση αυξάνει σε μεγάλο βαθμό, ενώ σε ορισμένες περιπτώσεις η κυματομορφή του ρεύματος στο φορτίο δεν αντιστοιχεί σε ημιτονική. Οι ηλεκτρονικοί μετατροπείς μπορεί να τροποποιήσουν το ρεύμα σε μορφές που φαινομενικά είναι τυχαίες.

Ενώ υπάρχουν ορισμένες περιπτώσεις που πραγματικά οι παραμορφώσεις είναι τυχαίας φύσης, συνήθως η παραμόρφωση είναι περιοδική ή ένα ακέραιο πολλαπλάσιο της συχνότητας του συστήματος. Για το λόγο αυτό το ρεύμα είναι πρακτικά το ίδιο κάθε περίοδο ή αλλάζει πολύ λίγο. Έτσι έχει εισαχθεί και επικρατήσει η ορολογία αρμονικές για να περιγράψει την παραμόρφωση της κυματομορφής.

Για μερικούς η παραμόρφωση λόγω αρμονικών είναι το μεγαλύτερο ζήτημα της ποιότητας ισχύος, ενώ στο παρελθόν έχουν γίνει συζητήσεις για το κατά πόσο το σύστημα θα μπορούσε να αφομοιώσει τις παραμορφώσεις λόγω των μετατροπών. Τα προβλήματα λόγω αρμονικών μπορεί να μην εμπίπτουν στην ανάλυση των συστημάτων όπως γίνεται για τη θεμελιώδη, καθώς πολλοί συμβατικοί κανόνες και εφαρμογές δεν περιλαμβάνουν ανάλυση ή συνυπολογισμό των αρμονικών. Συνεπώς, πολλοί μηχανικοί έχουν να αντιμετωπίσουν προβλήματα τα οποία δεν εμπίπτουν στα συνηθισμένα, ενώ απαιτούν ειδικά εργαλεία ανάλυσης.

Βέβαια, παρ' όλο που τα προβλήματα λόγω των αρμονικών αποτελούν μεγάλη πρόκληση, είναι πιο σπάνια από άλλα θέματα στην ποιότητα ισχύος όπως οι μεταβολές της τάσης. Επίσης στην περίπτωση των αρμονικών επηρεάζεται κυρίως ο τελικός χρήστης και όχι οι μονάδες παραγωγής. Το πρόβλημα των αρμονικών δεν είναι νέο για τα συστήματα. Από το 1930-1940 είχαν ξεκινήσει να υπάρχουν άρθρα και μελέτες με θέμα τις αρμονικές συνιστώσες, με το ζήτημα να εντείνεται με την πάροδο του χρόνου.

Σε περίπτωση που το σύστημα είναι ορθά διαστασιολογημένο, ώστε να επαρκεί για την κάλυψη του φορτίου, υπάρχει μικρή πιθανότητα οι αρμονικές να προκαλέσουν πρόβλημα στο ίδιο το δίκτυο, ενώ είναι πιο πιθανό να δημιουργηθεί πρόβλημα στις τηλεπικοινωνίες. Τα ζητήματα λόγω αρμονικών στο ΣΗΕ προκύπτουν όταν οι χωρητικότητες του συστήματος συντονίζονται σε κάποια αρμονική συχνότητα, όπου σε αυτήν την περίπτωση έχουμε σημαντική αύξηση της παραμόρφωσης. Ενώ αυτά τα προβλήματα εμφανίζονται στις μονάδες παραγωγής, οι πιο δύσκολες περιπτώσεις αφορούν στις βιομηχανικές μονάδες, λόγω του υψηλότερου βαθμού συντονισμού που προκύπτει [2,5,6,27].

## 2.1 Ανάλυση αρμονικών συνιστωσών

Από το σχήμα 2.1 φαίνεται ότι κάθε περιοδική, παραμορφωμένη κυματομορφή μπορεί να περιγραφεί ως άθροισμα ημιτόνων. Όταν μία κυματομορφή είναι παραμένει ίδια σε κάθε περίοδο μπορεί να περιγραφεί από άθροισμα καθαρών ημιτόνων, στα οποία η συχνότητα είναι ακέραιο πολλαπλάσιο της συχνότητας του συστήματος. Αυτό το πολλαπλάσιο ονομάζεται αρμονική της θεμελιώδους. Το άθροισμα των επιμέρους ημιτόνων ονομάζεται σειρά Fourier, από το όνομα του μαθηματικού που πρώτος εισήγαγε την θεώρηση αυτή. Δηλαδή, η βασική αρμονική συνιστώσα στη θεμελιώδη συχνότητα ονομάζεται θεμελιώδης συνιστώσα, ενώ οι συνιστώσες των οποίων η συχνότητα είναι ακέραιο πολλαπλάσιο της θεμελιώδους ονομάζονται αρμονικές. Συνιστώσες της ανάλυσης Fourier των οποίων η συχνότητα δεν είναι ακέραιο πολλαπλάσιο της θεμελιώδους ονομάζονται ενδιάμεσες αρμονικές συνιστώσες. Κάθε αρμονική ή ενδιάμεση αρμονική χαρακτηρίζεται από τη συχνότητα, το πλάτος και τη φασική της γωνία. Συχνά, το πλάτος εκφράζεται ως ποσοστό του πλάτους της θεμελιώδους συνιστώσας ή της ονομαστικής τιμής.

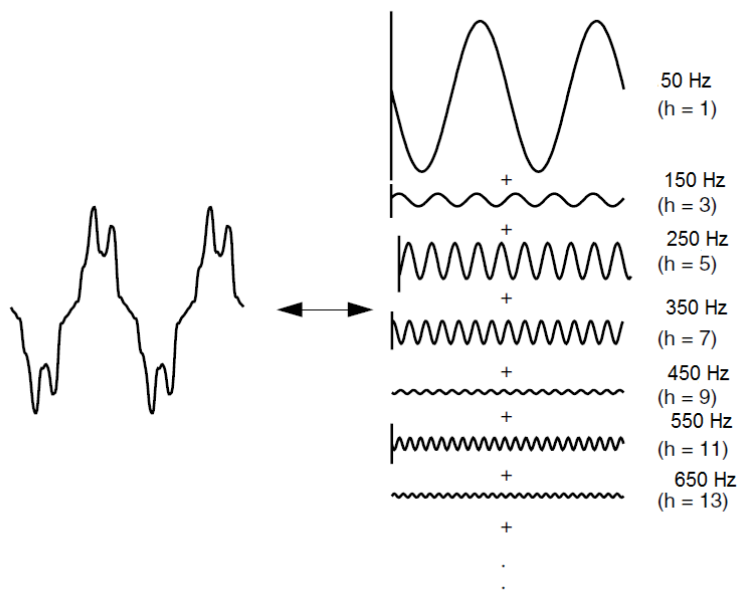
Οι σειρές Fourier είναι ευρέως διαδεδομένες για την ανάλυση των αρμονικών. Το σύστημα αναλύεται χωριστά για κάθε αρμονική συνιστώσα και η εύρεση της απόκρισής του για κάθε αρμονική χωριστά γίνεται πιο άμεσα σε σύγκριση με την συνολική θεώρηση των αρμονικών. Οι έξοδοι για κάθε συχνότητα συνδυάζονται για να σχηματίσουν μία νέα σειρά Fourier, από την οποία υπολογίζεται η τελική κυματομορφή εξόδου. Συνήθως χρησιμοποιούνται μόνο τα πλάτη των αρμονικών από τη μελέτη αυτή.

Όταν οι θετικές και αρνητικές ημιπερίοδοι της κυματομορφής έχουν πανομοιότυπες μορφές, η σειρά Fourier περιέχει μόνο περιττές αρμονικές. Αυτό προσφέρει επιπλέον απλοποίηση στη μελέτη των ΣΗΕ, καθώς οι πιο συχνά εμφανιζόμενες αρμονικές είναι ίδιες στα αρνητικά και θετικά τους τμήματα. Επιπλέον, η ύπαρξη άρτιων αρμονικών στο σύστημα είναι συχνά ένδειξη σφάλματος, είτε στις συσκευές στο φορτίο είτε στα όργανα μέτρησης. Βέβαια, υπάρχουν κάποιες εξαιρέσεις σε αυτό, όπως σε περιπτώσεις ημιανόρθωσης.

Συνήθως, οι αρμονικές υψηλότερης τάξης (στο εύρος από την 25<sup>η</sup> ως την 50<sup>η</sup> ανάλογα με το σύστημα) αμελούνται κατά την ανάλυση του ΣΗΕ. Οι συχνότητες αυτές μπορεί να προκαλέσουν παρεμβολές με ηλεκτρονικές συσκευές μικρής ισχύος, αλλά όχι προβλήματα στο σύστημα. Επιπλέον είναι δύσκολο να γίνει μοντελοποίηση για αυτές τις συχνότητες, καθώς δεν υπάρχουν μετρήσεις και δεδομένα. Εξάιρεση σε αυτό παρατηρείται όταν υπάρχουν συντονισμοί σε μεγάλο εύρος συχνοτήτων, οι οποίες προκαλούνται από μεταβατικά σε ηλεκτρονικούς μετατροπείς. Το φαινόμενο συναντάται κυρίως σε υπόγεια καλώδια χωρίς πυκνωτές για διόρθωση συντελεστή ισχύος.

Απεικονίζοντας το σύστημα με στοιχεία παράλληλα και σε σειρά, όπως είναι η συνήθης πρακτική, η πλειοψηφία στις μη γραμμικότητες εντοπίζεται στα εγκάρσια στοιχεία, όπως για παράδειγμα τα φορτία. Οι αντιδράσεις σε σειρά είναι σε πολύ μεγάλο βαθμό γραμμικές (για παράδειγμα οι αντιδράσεις βραχυκύκλωσης μεταξύ φορτίου-τροφοδοσίας). Στους μετασχηματιστές επίσης η πηγή αρμονικών είναι το εγκάρσιο τμήμα, δηλαδή η αντίδραση μαγνήτισης στο μοντέλο 'T'. Συνεπώς οι κύριες πηγές αρμονικής παραμόρφωσης είναι οι

τελικοί χρήστες. Αυτό δε σημαίνει ότι οι ίδιοι χρήστες που αντιμετωπίζουν προβλήματα παραμόρφωσης είναι οι ίδιοι που εμφανίζουν τις κύριες πηγές αρμονικών, αλλά γενικά η αρμονική παραμόρφωση ξεκινά από κάποιο φορτίο ή συνδυασμό φορτίων στους τελικούς χρήστες [2,5,6,27].



Σχήμα 2. 1 Η παραμορφωμένη κυματομορφή αναπαρίσταται με σειρά Fourier

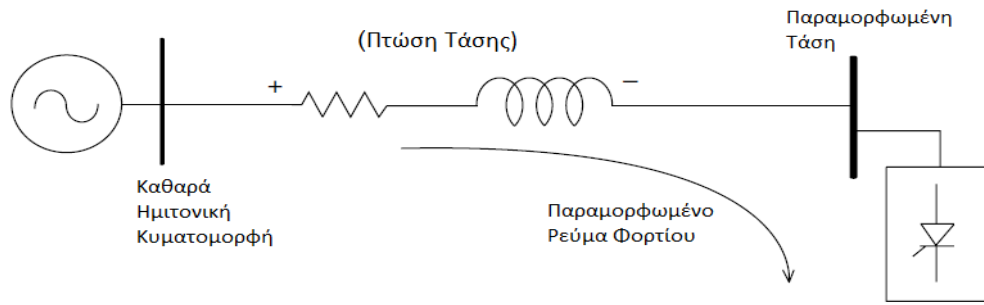
## 2.2 Αρμονικές ρεύματος και τάσης

Η λέξη αρμονικές χρησιμοποιείται συχνά χωρίς περαιτέρω επεξηγήσεις. Γενικά όταν αναφέρεται ότι μία συσκευή δεν μπορεί να λειτουργήσει σωστά λόγω αρμονικών, αυτό μπορεί να σημαίνει κάτι από τα παρακάτω:

1. Οι αρμονικές τάσης είναι πολύ έντονες (η τάση είναι πολύ παραμορφωμένη) για να υπολογίσει σωστά ο εκάστοτε έλεγχος της γωνίας έναυσης.
2. Τα αρμονικά ρεύματα είναι πολύ υψηλά για τη χωρητικότητα ορισμένων συσκευών στο σύστημα τροφοδοσίας και η συσκευή πρέπει να λειτουργήσει σε χαμηλότερη ισχύ από αυτήν για την οποία έχει κατασκευαστεί.
3. Οι αρμονικές τάσης είναι πολύ μεγάλες επειδή τα αρμονικά ρεύματα που προκαλούνται από τη συσκευή είναι πολύ μεγάλα για τις δεδομένες συνθήκες.

Όπως προκύπτει και από τη λίστα αυτή υπάρχουν διαφορετικές αιτίες και αποτελέσματα για τις αρμονικές τάσης και ρεύματος αλλά και συσχέτιση μεταξύ τους. Για το λόγο αυτό πρέπει να διευκρινίζεται σε τι αναφέρεται ο όρος αρμονικές [5].

Τα μη γραμμικά φορτία φαίνεται να είναι πηγές αρμονικών ρευμάτων, τα οποία τροφοδοτούνται στο σύστημα. Για τις περισσότερες αναλύσεις αυτά τα φορτία απεικονίζονται ως πηγές ρεύματος.



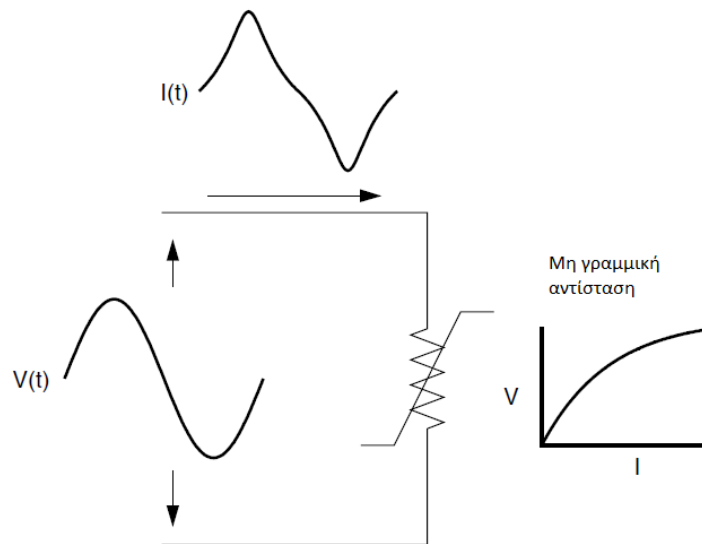
**Σχήμα 2. 2 Το αρμονικό ρεύμα ρέει μέσω της αντίδρασης του συστήματος, προκαλώντας αρμονικές τάσης στο φορτίο**

Όπως φαίνεται στο σχήμα 2.2 η παραμόρφωση στην τάση είναι αποτέλεσμα παραμόρφωσης στο ρεύμα που διέρχεται από τη γραμμική αντίσταση και αντίδραση της γραμμής. Υποθέτοντας ότι από τον ζυγό παραγωγής έχουμε ένα καθαρό ημίτονο, υπάρχει ένα γραμμικό φορτίο που «τραβάει» παραμορφωμένο ρεύμα. Τα αρμονικά ρεύματα που διαρρέουν την αντίδραση του συστήματος προκαλούν μία πτώση τάσης για κάθε αρμονική συνιστώσα. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την εμφάνιση αρμονικών τάσης στο ζυγό φορτίου. Το μέγεθος της παραμόρφωσης εξαρτάται από την αντίδραση και το ρεύμα. Εάν ο ζυγός φορτίου έχει παραμόρφωση εντός ορίων δηλαδή λιγότερο από 5%, το αρμονικό ρεύμα που παράγεται από το φορτίο είναι περίπου σταθερό.

Όπως αναφέρθηκε, τα αρμονικά ρεύματα είναι αυτά που προκαλούν τις αρμονικές στην τάση, αλλά το μη γραμμικό φορτίο δεν έχει κανέναν έλεγχο για το μέγεθος της παραμόρφωσης της τάσης. Το ίδιο φορτίο εάν τοποθετηθεί σε δύο διαφορετικά σημεία στο ΣΗΕ θα προκαλέσει διαφορετική παραμόρφωση στην τάση.

## 2.3 Αίτια πρόκλησης αρμονικών συνιστωσών

Τα τελευταία χρόνια τα προβλήματα της ποιότητας ισχύος έχουν ενταθεί κυρίως λόγω της ραγδαίας ανάπτυξης των ημιαγωγικών διατάξεων που προκάλεσε εκτεταμένη χρήση ηλεκτρονικών ισχύος. Συσκευές που διαθέτουν διατάξεις όπως κινητήρια συστήματα μεταβλητής ταχύτητας, ηλεκτρονικές παροχές ενέργειας, κινητήρια συστήματα κινητήρων συνεχούς ρεύματος, φορτιστές μπαταριών, ηλεκτρονικά στραγγαλιστικά πηνία είναι υπεύθυνες για την αύξηση των προβλημάτων στην ποιότητα ισχύος. Η αρμονική παραμόρφωση προκαλείται από μη γραμμικές συσκευές. Μη γραμμική συσκευή ή φορτίο ονομάζεται αυτό στο οποίο το ρεύμα δεν είναι ανάλογο με την τάση που του εφαρμόζεται. Αυτά τα μη γραμμικά φορτία φαίνεται να είναι οι κύριες πηγές αρμονικών διαταραχών στο σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας. Τα αρμονικά ρεύματα που παράγονται από τα μη γραμμικά φορτία επιστρέφουν στο δίκτυο μεταφοράς και διανομής μέσω του σημείου κοινής σύνδεσης (ΣΚΣ – point of common coupling PCC). Καθώς τα αρμονικά ρεύματα διαρρέουν την επαγωγική αντίδραση της γραμμής του συστήματος, εμφανίζονται αρμονικές τάσεις, που προκαλούν παραμόρφωση στο ΣΚΣ [2,5,8,45].



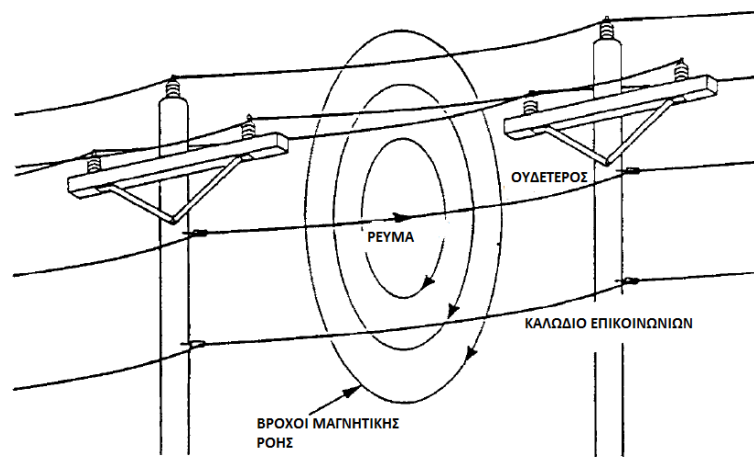
Σχήμα 2. 3 Παραμόρφωση ρεύματος που οφείλεται σε μη-γραμμική αντίσταση.

## 2.4 Επιπτώσεις των αρμονικών στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας

Ποικίλα προβλήματα που σχετίζονται με τις αρμονικές συνιστώσες στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας έχουν μελετηθεί και συζητηθεί κατά την πάροδο των χρόνων. Τα προβλήματα αυτά χωρίζονται σε δύο βασικές κατηγορίες: στα βραχυπρόθεσμα και τα μακροπρόθεσμα. Οι βραχυπρόθεσμες επιπτώσεις είναι συνήθως αυτές που γίνονται κυρίως αντιληπτές και σχετίζονται με τη μεγάλη παραμόρφωση της τάσης. Από την άλλη, οι μακροπρόθεσμες επιπτώσεις συνήθως δεν γίνονται αντιληπτές και συνήθως σχετίζονται με αυξημένες ωμικές απώλειες και μείωση της ικανότητας διατήρησης διαφοράς δυναμικού (voltage stress). Επιπλέον, τα αρμονικά ρεύματα που προκαλούνται από μη γραμμικά φορτία μπορούν να αλληλοεπιδράσουν με διάφορα στοιχεία του δικτύου, κυρίως με πυκνωτές, μετασχηματιστές και κινητήρες και να προκαλέσουν επιπλέον απώλειες, υπερθέρμανση και υπερφόρτιση[5,6]. Πιο συγκεκριμένα τα προβλήματα αυτά είναι:

- Υπερθέρμανση μετασχηματιστών και ηλεκτρικών μηχανών: Οι αρμονικές συνιστώσες στην τάση ή/και στο ρεύμα προκαλούν υψηλής συχνότητας μαγνητική ροή στους μαγνητικούς τους πυρήνες, συνεπώς προκαλούν υψηλές απώλειες και υπερθέρμανση σε αυτές τις ηλεκτρικές μηχανές. Είναι συχνό να υπερδιαστασιολογούνται οι μετασχηματιστές και οι κινητήρες κατά 5 με 10% για να ξεπεραστεί αυτό το πρόβλημα.
- Υπερθέρμανση πυκνωτών για διόρθωση του συντελεστή ισχύος: Εάν ο συνδυασμός της επαγωγικής αντίστασης της γραμμής και του πυκνωτή που τοποθετείται για διόρθωση του συντελεστή ισχύος έχει συντονισμό στην ίδια συχνότητα, που περιέχεται στο αρμονικό περιεχόμενο ρεύματος που παράγεται από μη γραμμικό φορτίο, ρεύμα μεγάλης έντασης μπορεί να περάσει μέσα από τον πυκνωτή. Το γεγονός αυτό μπορεί να τον υπερθερμάνει, πιθανώς προκαλώντας φθορά.

- Παραμόρφωση κυματομορφής της τάσης: Το ρεύμα με αρμονικό περιεχόμενο μπορεί να προκαλέσει παραμορφώσεις στην κυματομορφή της τάσης, η οποία μπορεί να επηρεάσει τη λειτουργία άλλων ηλεκτρονικών συσκευών. Αυτό είναι κοινό φαινόμενο όταν χρησιμοποιούνται ανορθώσεις. Το ρεύμα της ανόρθωσης παραμορφώνει την κυματομορφή της τάσης με εγκοπές που μπορεί να επηρεάσουν το σημείο μηδενισμού της τάσης. Αυτό μπορεί να προκαλέσει δυσλειτουργία στο κύκλωμα ελέγχου της ίδιας της ανόρθωσης ή στο κύκλωμα ελέγχου άλλων εξαρτημάτων.
- Ταχείες μεταβολές της τάσης (flicker): Σε ορισμένες περιπτώσεις, το φάσμα αρμονικών που παράγεται από ένα μη γραμμικό φορτίο έχει κάποιο περιεχόμενο συχνοτήτων που βρίσκεται κάτω από τη συχνότητα γραμμής. Αυτά τα ανεπιθύμητα συχνοτικά περιεχόμενα, ειδικά στο εύρος συχνοτήτων από 8 μέχρι 30 Hz, μπορεί να προκαλέσουν το φαινόμενο ταχείας μεταβολής τάσης (flicker), το οποίο γίνεται οπτικά αντιληπτό σε λάμπες πυρακτώσεως και προκαλεί έντονη ενόχληση στα μάτια των ανθρώπων. Οι κάμινοι βολταϊκού τόξου (arc furnaces) είναι οι κύριες πηγές που συντελούν σε αυτό το φαινόμενο.
- Παρεμβολές με συστήματα επικοινωνιών: Τα αρμονικά ρεύματα που παράγονται από μη γραμμικά φορτία μπορεί να προκαλέσουν παρεμβολές σε επικοινωνιακά συστήματα, όπως τηλέφωνα, ραδιόφωνο, τηλεοράσεις και άλλα.



**Σχήμα 2. 4 Πρόκληση προβλημάτων σε τηλεπικοινωνιακά κυκλώματα λόγω επαγωγής αρμονικών ρευμάτων.**

Στο παρελθόν τα προβλήματα αυτά ήταν μεμονωμένα και λίγα. Στην εποχή μας, με την αύξηση του αριθμού των μη γραμμικών φορτίων που υπάρχουν στο ηλεκτρικό δίκτυο, είναι πλέον αρκετά συχνά. Από την άλλη πλευρά, η ανάγκη για υψηλή απόδοση και ύπαρξη αποδοτικών και αξιόπιστων συστημάτων έχουν επιβάλλει την έρευνα για εξεύρεση τρόπων επίλυσης αυτών των προβλημάτων. Σε πολλές περιπτώσεις η «μόλυνση» από τις αρμονικές δεν μπορεί να γίνει αποδεκτή.

## 2.5 Τα μεγέθη του ΣΗΕ με τη θεώρηση αρμονικών

Τα κλασικά μεγέθη των ΣΗΕ όπως η ενεργός τιμή, η ισχύς, ο συντελεστής ισχύος κ.ά. είναι ορισμένα για τη θεμελιώδη συχνότητα. Με την παρουσία αρμονικών το σύστημα δε λειτουργεί πια σε ημιτονοειδείς συνθήκες, οπότε πολλές απλοποιήσεις που έχουν χρησιμοποιηθεί δεν ισχύουν [1,5,7].

### 2.5.1 Ισχύς

Υπάρχουν οι τρεις βασικές ποσότητες για την περιγραφή της ισχύος:

- Η φαινόμενη/μιαδική ισχύς  $S$  (μονάδες volt-ampere VA) : Το γινόμενο της ενεργού τιμής τάσης και ρεύματος
- Η ενεργός ισχύς  $P$  (μονάδες watt W): Ο ρυθμός παροχής ενέργειας.
- Η άεργος ισχύς  $Q$  (μονάδες volt-ampere reactive VAR) : Το μέρος της φαινόμενης ισχύος που δεν είναι σε φάση ή είναι κάθετο με την ενεργό ισχύ.

Η φαινόμενη ισχύς χρησιμοποιείται σε όλες τις συνθήκες και υπολογίζεται ως εξής:

$$S = V_{rms} \times I_{rms} \quad (2. 1)$$

Όπου  $V_{rms}$  και  $I_{rms}$  είναι οι ενεργές τιμές της τάσης και του ρεύματος. Σε ημιτονοειδείς συνθήκες και η τάση και το ρεύμα έχουν μόνο τη θεμελιώδη συνιστώσα, οπότε γράφονται:

$$V_{rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} V_1, I_{rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} I_1 \quad (2. 2)$$

Όπου  $V_1$  και  $I_1$  είναι τα πλάτη των κυματομορφών. Όταν έχουμε αρμονική παραμόρφωση οι κυματομορφές αποτελούνται από αθροίσματα ημιτόνων με διαφορετικές συχνότητες, οπότε για τον υπολογισμό της ενεργού τιμής πρέπει να συμπεριληφθούν και έχουμε:

$$V_{rms} = \sqrt{\sum_{h=1}^{h_{max}} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} V_h\right)^2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + \dots + V_{h_{max}}^2} \quad (2. 3)$$

$$I_{rms} = \sqrt{\sum_{h=1}^{h_{max}} \left(\frac{1}{\sqrt{2}} I_h\right)^2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \dots + I_{h_{max}}^2} \quad (2. 4)$$

Όπου τα  $V_h$ ,  $I_h$  είναι τα πλάτη της κυματομορφής για την αρμονική  $h$ . Όταν δεν έχουμε αρμονικές προφανώς μη μηδενικές είναι μόνο οι συνιστώσες  $V_1$  και  $I_1$ .

Η ενεργός ισχύς  $P$  ονομάζεται και πραγματική ισχύς και συμβολίζει το χρήσιμο ποσοστό της ισχύος που μεταφέρεται στα φορτία για την παραγωγή έργου, όπως για παράδειγμα τη μετατροπή της ηλεκτρικής ενέργειας σε άλλες μορφές. Στην ηλεκτρική ισχύ, το έργο παράγεται από το μέρος του ρεύματος που είναι συμφασικό με την τάση. Η ενεργός ισχύς είναι ο ρυθμός με τον οποίο η ενέργεια καταναλώνεται από το φορτίο. Υπολογίζεται ως εξής:

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t)dt \quad (2. 5)$$

Εάν δεν έχουμε αρμονικές συνιστώσες προκύπτει η σχέση:

$$P = \frac{V_1 I_1}{2} \cos\theta_1 = V_{1rms} I_{1rms} \cos\theta_1 = S \cos\theta_1 \quad (2. 6)$$

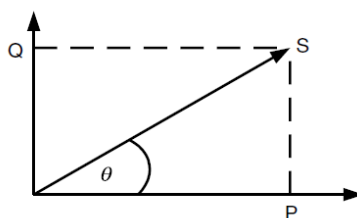
Όπου  $\theta_1$  η γωνία μεταξύ τάσης και ρεύματος στη θεμελιώδη συχνότητα.

Σε περίπτωση όπου έχουμε αρμονικές, θα πρέπει να υπολογιστεί η συνεισφορά τους, οπότε θα έχουμε το άθροισμα της ενεργού ισχύος για κάθε αρμονική. Επειδή όμως η παραμόρφωση της τάσης είναι γενικά μικρή στα ΣΗΕ (λιγότερο από 5%), η εξίσωση 2.6 είναι μία καλή προσέγγιση γενικά, ανεξάρτητα από το πόσο παραμορφωμένο είναι το ρεύμα. Αυτό δεν ισχύει στον υπολογισμό της φαινόμενης και της αέργου ισχύος. Οι ποσότητες αυτές επηρεάζονται σημαντικά από την παραμόρφωση. Η φαινόμενη ισχύς είναι ένα μέτρο της πιθανής επιρροής του φορτίου στο θερμικό περιεχόμενο του συστήματος. Είναι ανάλογη με την ενεργό τιμή του παραμορφωμένου ρεύματος και ο υπολογισμός γίνεται άμεσα, αλλά είναι πιο πολύπλοκος απ' ό τι στην περίπτωση του ημιτονικού ρεύματος. Πλέον υπάρχουν και όργανα τα οποία μετρούν απ' ευθείας την πραγματική ενεργό τιμή της παραμορφωμένης κυματομορφής.

Η άεργος ισχύς είναι το μέρος της ισχύος που δεν χρησιμοποιείται για την παραγωγή έργου και σχετίζεται με την ύπαρξη των αντιδράσεων στο δίκτυο (πηνίων και πυκνωτών). Για παράδειγμα, η επαγωγή ενός φορτίου όπως μία μηχανή, προκαλεί στο ρεύμα του μία καθυστέρηση σε σχέση με την τάση. Η ισχύς που εμφανίζεται στα άκρα ενός πηνίου ταλαντώνεται, με αποτέλεσμα να μην παράγει έργο. Για το λόγο αυτό ονομάζεται και φανταστική ή άεργος ισχύς. Εάν δεν έχουμε αρμονικές συνιστώσες υπολογίζεται ως εξής:

$$Q = \frac{V_1 I_1}{2} \sin\theta_1 = V_{1rms} I_{1rms} \sin\theta_1 = S \sin\theta_1 \quad (2.7)$$

Στο σχήμα 2.5 παρουσιάζονται όλες οι συνιστώσες της ισχύος.



Σχήμα 2. 5 Σχέση μεταξύ P,Q,S.

Στην περίπτωση ύπαρξης αρμονικών, υπάρχουν διαφωνίες για τον ορισμό της αέργου ισχύος. Είναι τότε πιο σημαντικό να ορίσουμε την ενεργό και τη μιγαδική ισχύ: η ενεργός είναι ο δείκτης του πόση ενέργεια καταναλώνεται και η μιγαδική δείχνει το μέγεθος του συστήματος που απαιτείται για να παρασχεθεί αυτή η ισχύς. Η άεργος ισχύς δεν είναι τόσο χρήσιμη από μόνη της, αλλά η θεμελιώδης της συνιστώσα χρησιμοποιείται για να υπολογιστεί το μέγεθος εγκάρσιων πυκνωτών.

Γενικά έχουν προταθεί διάφορες θεωρίες ισχύος, που σε κάθε μία έχουμε διαφορετικούς ορισμούς για την άεργο κυρίως ισχύ και που η κάθε μία εξηγεί διαισθητικά τι συμβολίζει η κάθε συνιστώσα της ισχύος. Πολλές φορές ορίζεται η ισχύς D ως ισχύς παραμόρφωσης (distortion power). Η ισχύς αυτή που έχει επίσης μονάδες volt-ampere δεν θεωρείται ότι ρέει στο δίκτυο. Σε αυτή τη θεώρηση η άεργος ισχύς ορίζεται ως το άθροισμα της παραδοσιακά ορισμένης αέργου για κάθε μία από τις συχνότητες, ενώ η ισχύς παραμόρφωσης είναι όλα τα γινόμενα τάσης και ρεύματος που έχουν μεταξύ τους διαφορετική συχνότητα και που



τελικά έχουν μηδενική μέση τιμή. Δηλαδή η άεργος ισχύς θα διατηρείται, ενώ η παραμόρφωσης όχι.

Οι σχέσεις υπολογισμού σε αυτήν την περίπτωση είναι:

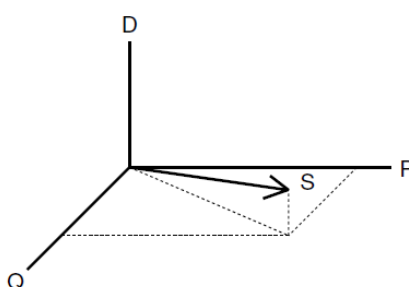
$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (2.8)$$

$$Q = \sum_k V_k I_k \sin \theta_k \quad (2.9)$$

Συνεπώς:

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2} \quad (2.10)$$

Οι συνιστώσες αυτές φαίνονται στο σχήμα 2.6.



Σχήμα 2. 6 Σχέση μεταξύ των συνιστωσών της φαινόμενης ισχύος S.

Η P και η Q συνεισφέρουν με τις κλασσικές ημιτονικές συνιστώσες στην S, ενώ η D αντιπροσωπεύει την συνεισφορά λόγω αρμονικών.

## 2.5.2 Συντελεστής ισχύος

Ο συντελεστής ισχύος είναι ο λόγος της χρήσιμης ισχύος για την παραγωγή έργου (δηλαδή της ενεργού ισχύος) προς την συνολική ισχύ που παράγεται από μία μονάδα (φαινόμενη ισχύς), δηλαδή:

$$\Sigma. I. = \frac{P}{S} \quad (2.11)$$

Ο συντελεστής ισχύος παίρνει τιμές από μηδέν μέχρι ένα. Σε περίπτωση που δεν έχουμε αρμονικές έχουμε μόνο μία γωνία μεταξύ της τάσης και του ρεύματος (αφού μόνο η θεμελιώδης συχνότητα υπάρχει), οπότε:

$$\Sigma. I. = \frac{P}{S} = \cos \theta \quad (2.12)$$

Ο πραγματικός συντελεστής ισχύος ορίζεται σε περιπτώσεις αρμονικής παραμόρφωσης και λαμβάνει υπ' όψη του και τη συνεισφορά των αρμονικών. Είναι δηλαδή ο λόγος της ολικής ενεργού ισχύος για όλες τις συχνότητες προς τη μιγαδική ισχύ.

### 2.5.3 Ακολουθίες αρμονικών

Η χρήση συμμετρικών συνιστωσών είναι ευρέως διαδεδομένη για την ανάλυση του δικτύου. Το τριφασικό σύστημα μετατρέπεται σε μονοφασικό, που είναι αρκετά απλούστερο στην ανάλυση. Η μέθοδος συμμετρικών συνιστωσών μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την ανάλυση της απόκρισης του συστήματος σε αρμονικά ρεύματα.

Η μέθοδος αυτή επιτρέπει κάθε μη συμμετρική συνιστώσα ρεύματος ή τάσης να μετασχηματιστεί σε συμμετρική. Η θετική ακολουθία περιέχει τρεις συνιστώσες με διαφορά φάσης  $120^\circ$  μεταξύ τους, με την κανονική ακολουθία για τα A-B-C ( $0^\circ, -120^\circ, 120^\circ$ ). Αντίστοιχα στην αρνητική ακολουθία έχουμε την ίδια διαφορά φάσης αλλά με αντίθετη φορά ( $0^\circ, 120^\circ, -120^\circ$ ). Οι συνιστώσες της μηδενικής ακολουθίας είναι συμφασικές μεταξύ τους ( $0^\circ, 0^\circ, 0^\circ$ ).

Όταν το σύστημα είναι συμμετρικό η φάση κάθε αρμονικής προκύπτει με πολλαπλασιασμό της τάξης της με την ακολουθία των γωνιών της θετικής ακολουθίας. Δηλαδή για τη δεύτερη αρμονική με  $h=2$  θα έχουμε  $2^*(0^\circ, -120^\circ, 120^\circ)$  ή  $(0^\circ, 120^\circ, -120^\circ)$ , που είναι η αρνητική ακολουθία. Για την τρίτη αρμονική  $3^*(0^\circ, -120^\circ, 120^\circ)$  ή  $(0^\circ, 0^\circ, 0^\circ)$ , δηλαδή προκύπτει η μηδενική ακολουθία. Με τον ίδιο τρόπο υπολογίζονται οι ακολουθίες των φάσεων για όλες τις αρμονικές. Επειδή έχουμε στα συστήματα εμφάνιση μόνο περιττών αρμονικών, παρουσιάζουμε τα αποτελέσματα μόνο για περιττές τάξεις αρμονικών:

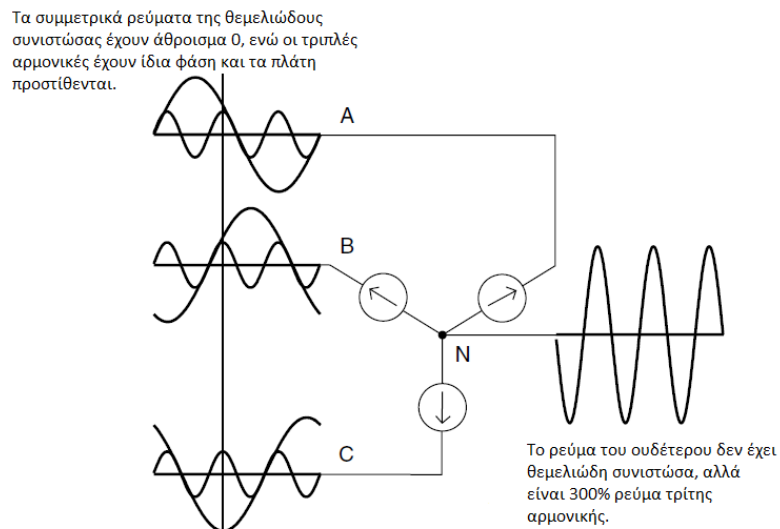
- Αρμονικές με τάξη  $h= 1,7,13,\dots$  είναι γενικά θετικής ακολουθίας.
- Αρμονικές με  $h= 5,11,17,\dots$  είναι αρνητικής ακολουθίας.
- Τριπλές αρμονικές, δηλαδή  $h = 3,9,15,\dots$  είναι μηδενικής ακολουθίας [2,5,27].

### 2.5.4 Τριπλές αρμονικές

Οι τριπλές αρμονικές [5,27] όπως αναφέρθηκε είναι τα περιττά πολλαπλάσια της τρίτης αρμονικής. Γίνεται σε αυτές ειδική αναφορά καθώς το σύστημα έχει διαφορετική απόκριση σε αυτές σε σχέση με τις υπόλοιπες αρμονικές. Οι συνιστώσες αυτές είναι σημαντικό ζήτημα για τα γειωμένα συστήματα με ρεύμα που ρέει στον ουδέτερο. Υπάρχουν δύο τυπικά προβλήματα: η υπερφόρτιση του ουδέτερου και οι παρεμβολές στην τηλεπικοινωνία. Επίσης υπάρχουν συσκευές που δυσλειτουργούν λόγω της παραμόρφωσης της τάσης που προκαλείται από την αρμονική πτώση τάσης στον αγωγό του ουδέτερου.

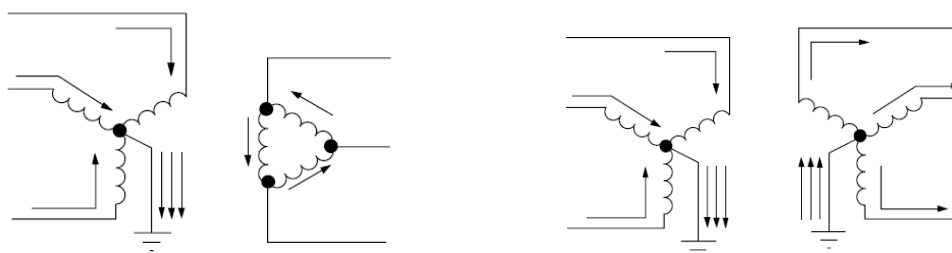
Όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.7, εάν υποθέσουμε ότι έχουμε μόνο τη θεμελιώδη και την τρίτη αρμονική, με πρόσθεση των ρευμάτων στον κόμβο N, οι θεμελιώδεις συνιστώσες

στον ουδέτερο είναι μηδενικές, αλλά οι τρίτες αρμονικές έχουν τριπλάσιο πλάτος, γιατί προστίθεται με ίδιο πλάτος και φάση.



**Σχήμα 2. 7 Ρεύμα ουδέτερου με μηδενική θεμελιώδη, αλλά τριπλάσια τρίτη αρμονική συνιστώσα**

Οι συνδεσμολογίες των μετασχηματιστών επηρεάζουν τη ροή των τριπλών αρμονικών από μονοφασικά μη γραμμικά φορτία. Δύο περιπτώσεις φαίνονται στο σχήμα 2.8.



**Σχήμα 2. 8 Ροή ρεύματος τρίτης αρμονικής σε συνδεσμολογίες τριφασικών μετασχηματιστών**

Στη συνδεσμολογία αστέρα-τριγώνου (αριστερά), οι τριπλές αρμονικές φαίνονται να εισέρχονται από την πλευρά του αστέρα. Επειδή είναι συμφασικές προστίθενται στον ουδέτερο. Η συνδεσμολογία τριγώνου επιτρέπει τη ροή εντός της των τριπλών αρμονικών, αλλά δεν τους επιτρέπει να εξέλθουν, με αποτέλεσμα να μην εμφανίζονται στα ρεύματα γραμμής στη μεριά του τριγώνου. Έχουμε δηλαδή καταστολή των αρμονικών. Όταν τα ρεύματα είναι συμμετρικά, οι τριπλές αρμονικές συμπεριφέρονται όπως τα ρεύματα μηδενικής ακολουθίας, γιατί στην πραγματικότητα αυτό ακριβώς είναι. Αυτή η συνδεσμολογία μετασχηματιστή είναι ευρέως χρησιμοποιούμενη σε σταθμούς διανομής, με το τρίγωνο στην πλευρά της μεταφοράς.

Χρησιμοποιώντας γειωμένο αστέρα και στις δύο πλευρές του μετασχηματιστή (δεξιά) επιτρέπει στις συμμετρικές τριπλές αρμονικές να ρέουν από τη χαμηλή τάση προς την υψηλή χωρίς εμπόδιο. Θα είναι λοιπόν ίσες και στις δύο πλευρές.

Μερικά ζητήματα που σχετίζονται με την ποιότητα ισχύος είναι:

1. Οι μετασχηματιστές και ειδικά οι συνδέσεις του ουδέτερου τείνουν να υπερθερμαίνονται όταν συνδέονται με μονοφασικά φορτία στην πλευρά του αστέρα, όταν έχουν αυτά υψηλό περιεχόμενο σε τριπλές αρμονικές.
2. Η μέτρηση του ρεύματος στην πλευρά του τριγώνου μετασχηματιστή δε θα δείξει τις τριπλές και άρα δεν έχουμε εικόνα της θερμότητας που μπορεί να αναπτυχθεί στον μετασχηματιστή.
3. Η ροή των τρίτων αρμονικών μπορεί να κατασταλεί με τη χρήση κατάλληλης συνδεσμολογίας στους μετασχηματιστές.

Αφαιρώντας τη σύνδεση του ουδέτερου σε μία ή και τις δύο πλευρές όπου έχουμε αστέρα καταστέλλει τη ροή των τριπλών αρμονικών, αντίστοιχα με τον τρόπο που το τρίγωνο δεν επιτρέπει τη ροή τους στη γραμμή.

Όλα τα παραπάνω ισχύουν για περιπτώσεις συμμετρικών συνιστωσών. Όταν οι φάσεις δεν είναι συμμετρικές οι τριπλές αρμονικές μπορεί να εμφανιστούν σε σημεία όπου δεν αναμένονταν. Υπό κανονικές συνθήκες συμπεριφέρονται σαν συνιστώσες μηδενικής ακολουθίας. Σε περιπτώσεις ασυμμετρίας οι τριπλές αρμονικές μπορεί να έχουν και συνιστώσες θετικής και αρνητικής ακολουθίας.

## 2.5.5 Ενδιάμεσες Αρμονικές

Σύμφωνα με την ανάλυση Fourier, μία περιοδική κυματομορφή μπορεί να εκφραστεί ως άθροισμα καθαρών ημιτόνων με διαφορετικά πλάτη, και που η συχνότητα του κάθε ημιτόνου είναι ακέραιο πολλαπλάσιο της θεμελιώδους συχνότητας. Μία συχνότητα που είναι ακέραιο πολλαπλάσιο της θεμελιώδους ονομάζεται αρμονική.

Αντίθετα, όταν έχουμε το άθροισμα δύο ή περισσότερων καθαρών ημιτόνων με διαφορετικά πλάτη όπου η συχνότητα κάθε ημιτόνου δεν είναι ακέραιο πολλαπλάσιο της θεμελιώδους, το αποτέλεσμα δεν είναι απαραίτητα περιοδικό σήμα. Αυτό το μη ακέραιο πολλαπλάσιο της θεμελιώδους ονομάζεται ενδιάμεση αρμονική, δηλαδή  $f_{ih} = h_i f_0$ , όπου  $f_0$  η θεμελιώδης συχνότητα και  $h_i$  ένας μη ακέραιος μεγαλύτερος της μονάδας. Άρα πρακτικά οι ενδιάμεσες αρμονικές είναι συχνότητες μεταξύ δύο γειτονικών αρμονικών.

Μία βασική πηγή ενδιάμεσων αρμονικών είναι η συχνή χρήση ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος σε φορτία ικανά να παράγουν παραμόρφωση στο ρεύμα σε ένα εύρος συχνοτήτων. Παραδείγματα τέτοιων φορτίων είναι οι αντιστροφείς με PWM που χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές UPS, ενεργά φίλτρα και άλλα. Μία άλλη πηγή ενδιάμεσων αρμονικών είναι οι γρήγορες αλλαγές στο ρεύμα φορτίου, όπως στους κυκλομετατροπείς. Η γρήγορη αυτή εναλλαγή προκαλεί συχνότητες γύρω από τη θεμελιώδη ή τις αρμονικές να εμφανίζονται.

Τα προβλήματα που προκαλούν οι ενδιάμεσες αρμονικές είναι αντίστοιχα με αυτά των αρμονικών, όπως υπερθερμάνσεις, παρεμβολές, flicker και διακυμάνσεις τάσης. Αντίθετα όμως το να επιλυθούν τα προβλήματα που σχετίζονται με τις ενδιάμεσες αρμονικές είναι πιο απαιτητικό, ειδικά όταν αυτές ποικίλουν από στιγμή σε στιγμή, όπως συμβαίνει σε ορισμένες περιπτώσεις φορτίων. Ευρυζωνικά φίλτρα χρησιμοποιούνται συνήθως για την αντιστάθμισή τους.

## 2.6 Δείκτες για τις αρμονικές

Υπάρχουν δύο δείκτες που χρησιμοποιούνται κυρίως για την μέτρηση του αρμονικού περιεχομένου σε μία κυματομορφή: ο συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης, ο συντελεστής μερικής αρμονικής παραμόρφωσης και ο δείκτης ολικής παραμόρφωσης ζήτησης. Και οι δύο μπορούν να χρησιμοποιηθούν και για τάση και για ρεύμα.

### 2.6.1 Συντελεστής Ολικής Αρμονικής Παραμόρφωσης (Total Harmonic Distortion – THD (%))

Ο συντελεστής THD [4,5] είναι δείκτης του μέρους της αρμονικής παραμόρφωσης που επιδρά στο σύστημα, δηλαδή της δυνατότητας των αρμονικών να θερμάνουν σε σχέση με τη θεμελιώδη. Ο δείκτης αυτός μπορεί να υπολογιστεί και για ρεύμα και για τάση. Η σχέση υπολογισμού είναι:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{h>1}^{h_{max}} M_h^2}}{M_1} \quad (2.13)$$

Όπου  $M_h$  είναι η ενεργός τιμή της αρμονικής τάξης  $h$  της ποσότητας  $M$ .

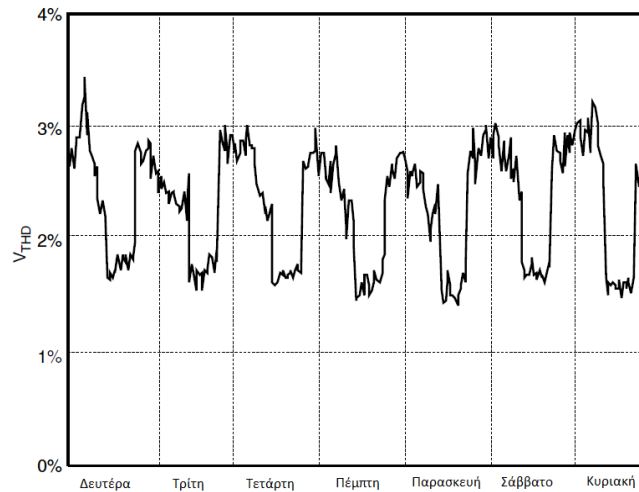
Η RMS τιμή μιας κυματομορφής σχετίζεται με το συντελεστή THD με την ακόλουθη σχέση:

$$RMS = \sqrt{\sum_{h=1}^{h_{max}} M_h^2} = M_1 \sqrt{1 + THD^2} \quad (2.14)$$

Ο συντελεστής THD είναι μία πολύ χρήσιμη ποσότητα για πολλές εφαρμογές, καθώς μπορεί να δώσει μία εικόνα του πόσο περισσότερη θερμότητα θα παραχθεί εάν μία παραμορφωμένη τάση εφαρμοστεί στα άκρα ενός φορτίου. Αντίστοιχα, μπορεί να δώσει εικόνα των απωλειών σε έναν πυκνωτή όταν διαρρέεται από αρμονικό ρεύμα. Βέβαια ο δείκτης αυτός έχει και κάποιους περιορισμούς, αφού δεν είναι καλός δείκτης της διαφοράς τάσης για παράδειγμα σε έναν πυκνωτή, επειδή σχετίζεται με τη μέγιστη τιμή της κυματομορφής και όχι με την ικανότητα σε θερμότητα.

Ο συντελεστής αυτός χρησιμοποιείται κυρίως για να περιγράψει αρμονικές τάσης. Επειδή οι αρμονικές τάσης σχεδόν πάντα αναφέρονται στη θεμελιώδη τιμή της κυματομορφής για κάθε δείγμα και η θεμελιώδης της τάσης δεν έχει μεγάλες διακυμάνσεις, ο συντελεστής αποκτά καλό νόημα.

Οι διακυμάνσεις στο THD μέσα σε κάποια ορισμένη χρονική περίοδο έχουν κάποια περιοδικότητα, καθώς αντιπροσωπεύουν τις δραστηριότητες των μη γραμμικών φορτίων στο σύστημα. Στο σχήμα 2.9 φαίνονται οι μεταβολές του δείκτη μέσα σε μία βδομάδα.



Σχήμα 2. 9 Μεταβολή του δείκτη THD σε χρονικό διάστημα μίας εβδομάδας

Υψηλές τιμές του THD εμφανίζονται κυρίως τη νύχτα και νωρίς το πρωί, καθώς τότε είναι αυξημένος ο αριθμός των μη γραμμικών φορτίων σε σχέση με τα γραμμικά.

## 2.6.2 Συντελεστής Μερικής Αρμονικής Παραμόρφωσης (Partial Weighted Harmonic Distortion – PWHD (%))

Ο συντελεστής αυτός [4,5] αποτελεί μέτρο της αρμονικής παραμόρφωσης υψηλής τάξης του ρεύματος και ορίζεται από τη σχέση:

$$PWHD = \frac{\sqrt{\sum_{h=14}^{h_{max}} h I_h^2}}{I_1} \quad (2.15)$$

Όπου  $I_1$  είναι η ενεργός τιμή της θεμελιώδους και  $I_h$  η τιμή της αρμονικής με συχνότητα  $h \cdot f_1$ .

Για τον υπολογισμό αυτό λαμβάνονται υπ' όψη οι αρμονικές με τάξη ανώτερη της 14<sup>ης</sup>. Χρησιμοποιείται στην αξιολόγηση της δυνατότητας σύνδεσης συσκευών ΧΤ και εξασφαλίζει ότι το αρμονικό περιεχόμενο των υψηλών αρμονικών είναι αρκετά χαμηλό, για να μη χρειάζεται μελέτη των επί μέρους συνιστωσών.

## 2.6.3 Συντελεστής Total Demand Distortion – TDD (%)

Επειδή η παραμόρφωση του ρεύματος όπως δίνεται από το THD μπορεί να μην είναι ακριβής, καθώς κάποιο ρεύμα μικρής έντασης μπορεί να έχει υψηλό δείκτη THD, αλλά να μην αποτελεί ουσιαστικά πρόβλημα για το σύστημα, χρησιμοποιείται ο συντελεστής TDD [4,5]. Με τον τρόπο αυτό, η αναφορά για το ρεύμα γίνεται με βάση το μέγιστο ρεύμα της

ζήτησης του φορτίου, αντί για τη θεμελιώδη της κυματομορφής. Ο δείκτης αυτός χρησιμοποιείται επίσης για μόνο για ένταση ρεύματος και η σχέση υπολογισμού είναι:

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h_{max}} I_h^2}}{I_L} \quad (2.16)$$

Όπου το  $I_L$  είναι το μέγιστο ρεύμα φορτίου στη θεμελιώδη συχνότητα, όπως έχει μετρηθεί στο ΣΚΣ.

## 2.7 Προσδιορισμός των ορίων για τις αρμονικές

Όταν μία μονάδα λαμβάνει μία αίτηση για παροχή ηλεκτρικού ρεύματος, πρέπει να απαντήσει άμεσα για τη δυνατότητα σύνδεσης, ενώ ταυτόχρονα να παρέχει αποδείξεις ότι δε θα προκαλέσει κάποιο από τα προβλήματα λόγω αρμονικών που αναφέρθηκαν.

Πρακτικά, υπάρχουν κάποιοι εμπειρικοί κανόνες με βάση τους οποίους αξιολογούνται τα μικρά και μεσαία φορτία. Όταν όμως πρόκειται για σύνδεση μεγάλου φορτίου, πρέπει σε κάποιο βαθμό τουλάχιστον, να γίνει λεπτομερής ανάλυση των αρμονικών από το στάδιο σχεδίασης του έργου και μετρήσεις πεδίου πριν και μετά την τροφοδοσία του φορτίου, οι οποίες είναι απαραίτητες για να επιβεβαιωθεί η τήρηση των ορίων (αρμονικές της τάσης, του ρεύματος, κτλ.) που έχουν οριστεί στη σύμβαση της παροχής.

Οι προδιαγραφές για τα όρια στις αρμονικές και τις μετέπειτα μετρήσεις που γίνονται για να εξακριβωθεί η συμβατότητα είναι δύσκολο να οριστούν για τους ακόλουθους λόγους:

1. Τα ακριβή επίπεδα αρμονικών (σε τάση ή ρεύμα) στα οποία διαφορετικός ηλεκτρικός ή ηλεκτρονικός εξοπλισμός δυσλειτουργεί είναι γενικώς άγνωστα.
2. Υπάρχει μεγάλη αβεβαιότητα για τις αντιδράσεις λόγω αρμονικών στα διάφορα στοιχεία του συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας, όπως τα φορτία, οι μετασχηματιστές κοκ και συνεπώς η εναλλασσόμενη αρμονική αντίδραση στο σημείο κοινής σύνδεσης (ΣΚΣ – Point of Common Coupling – PCC) δεν μπορεί να προσδιοριστεί με μεγάλη ακρίβεια.
3. Οι αρμονικές ποικίλουν με τυχαίο τρόπο και αν υπάρχουν πολλές πηγές αρμονικών σε ένα δίκτυο, πρέπει να υιοθετηθεί κάποιο κριτήριο (όπως η χρήση αθροίσματος φασιθετών ή αριθμητικού αθροίσματος ή αθροίσματος υπόριζων τετραγώνων) για να υπολογιστεί η επιρροή από κάθε μία από αυτές τις πηγές.
4. Εάν το νέο φορτίο που παράγει αρμονικές συνδεθεί στο δίκτυο και είναι η κύρια πηγή αρμονικών συγκρινόμενο με τις υπόλοιπες στο σύστημα, είναι δυνατό να υπολογίσουμε την συνεισφορά του μετρώντας τα αρμονικά ρεύματα που εισάγονται στο σύστημα από το ΣΚΣ. Πρακτικά αυτό δεν ικανοποιείται. Σ αυτές τις περιπτώσεις, λόγω της αλληλεπίδρασης συστήματος και αρμονικών φορτίου, είναι αδύνατο να ξεχωρίσουμε τις αρμονικές συνιστώσες μόνο λόγω του φορτίου.
5. Οι απαιτήσεις στα διάφορα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας σε διαφορετικές χώρες (ή ακόμα και στην ίδια χώρα σε διαφορετικές περιοχές) ποικίλουν. Στην Αυστραλία, με την αραιή κατανομή του πληθυσμού στην επαρχία, τα μεγάλα φορτία στις βαριές βιομηχανίες όπως του αλουμινίου και τα μονοφασικά φορτία, πρέπει να τροφοδοτούνται με πολύ μικρά επίπεδα βραχυκυκλωμάτων στους

διαφορετικούς υποσταθμούς. Αντίθετα στο Ηνωμένο Βασίλειο με το διασυνδεδεμένο δίκτυο και τη διεσπαρμένη παραγωγή, μεγάλο μέρος του φορτίου βρίσκεται αρκετά κοντά στις μονάδες παραγωγής. Άρα τα προβλήματα τις αρμονικής διείσδυσης από την πλευρά των μεγάλων γραμμών μεταφοράς και των επιπέδων των βραχυκυκλωμάτων είναι διαφορετικά σε Αυστραλία και Ηνωμένο Βασίλειο. Άρα, η φύση των συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας πρέπει να λαμβάνεται υπ' όψη για τις προδιαγραφές των ορίων για τις αρμονικές για αντίστοιχα φορτία στις διάφορες χώρες [4,5,6].

### 2.7.1 Διαφορές μεταξύ των προτύπων IEEE 519-1992 και IEC 61000

Για τον προσδιορισμό των προτύπων για αρμονικές, χρησιμοποιείται ευρέως το σημείο κοινής σύνδεσης ΣΚΣ ως αναφορά.

Στο πρότυπο της IEEE 519-1992 ορίζονται συγκεκριμένα όρια για αρμονικές τάσης σε διαφορετικούς ζυγούς για διαφορετικά επίπεδα τάσης, όπου έχουμε σύνδεση πολλών μη γραμμικών φορτίων. Επίσης ορίζονται όρια για αρμονικές ρεύματος βασισμένα στο λόγο  $I_s/I_L$  για τα διάφορα επίπεδα τάσης, όπου  $I_{sc}$  το ρεύμα βραχυκύκλωσης και  $I_L$  το μέγιστο ρεύμα φορτίου όπως προκύπτει από μετρήσεις για 15-30 λεπτά κατ' ελάχιστο.

Αυτό το πρότυπο διαιρεί την ευθύνη για περιορισμό αρμονικών μεταξύ καταναλωτών και παραγωγής. Οι καταναλωτές είναι υπεύθυνοι για να περιορίσουν τις εκπομπές αρμονικών ρεύματος, ενώ οι παραγωγοί θα πρέπει να μειώσουν την παραμόρφωση της τάσης στην παροχή.

Το IEC 61000 αναφέρεται σε μία σειρά μικρής συχνότητας ηλεκτρομαγνητικά φαινόμενα, συμπεριλαμβάνοντας και θέματα αγωγής και ακτινοβολίας. Θεωρεί τις αρμονικές και τις ενδιάμεσες αρμονικές ως μέρος αυτού του συνόλου. Χρησιμοποιεί τα επίπεδα συμβατότητας, όρια εκπομπών και άλλα για να υπολογίσει τα επίπεδα εκπομπών αρμονικών. Τελικά, προσδιορίζει τα όρια αρμονικών για το 95% της ημερήσιας τιμής και το 99.9% της εβδομαδιαίας.

Παρ' όλο που κάθε χώρα έχει δικά της κριτήρια, ώστε να συμβαδίζουν με τα τοπικά συστήματα, ανάλογα με το επίπεδο της εξέλιξης της μεταφοράς ενέργειας και τις πρακτικές που εφαρμόζονται, η ανάγκη για παγκόσμια πρότυπα υπάρχει, για να υποστηριχθεί η ανάπτυξη του διεθνούς εμπορίου. Με την ανάπτυξη της Ευρωπαϊκής Ένωσης για παράδειγμα, οι κατασκευαστές θέλουν να πωλούν τα προϊόντα τους σε άλλα κράτη και αυτά να δουλεύουν ικανοποιητικά σε όλα τα περιβάλλοντα. Έτσι αναπτύχθηκε η σειρά 61000 προτύπων. Η Αυστραλία, η Νέα Ζηλανδία και η Νότιος Αφρική έχουν επίσης υιοθετήσει κάποια τμήματα του προτύπου αυτού.

Για να γίνουν περισσότερο σαφή τα παραπάνω, θα αναφερθούμε στη συνέχεια συνοπτικά στα πρότυπα αυτά [5,6].



## 2.7.2 IEEE 519 – 1992

Στο πρότυπο αυτό, αρχικά δίνονται αναφορές, ορισμοί και σύμβολα. Στη συνέχεια γίνεται αναφορά σε πηγές αρμονικών, όπως μετατροπείς, αντισταθμιστές αέργου ισχύος, αντιστροφείς, ηλεκτρονικοί ελεγκτές, κυκλομετατροπείς, τροφοδοτικά με διακοπτική λειτουργία και συστήματα που χρησιμοποιούν τεχνικές διαμόρφωσης όπως η PWM (για τις οποίες θα γίνει αναλυτική αναφορά στο επόμενο κεφάλαιο). Έπειτα μελετώνται η απόκριση του συστήματος και τα χαρακτηριστικά της όταν βρισκόμαστε σε συνθήκες συντονισμού και οι συνέπειες του φορτίου. Περιγράφονται επίσης οι αρνητικές συνέπειες των αρμονικών συνιστωσών. Στην παράγραφο 7 αναλύονται η αντιστάθμιση αέργου και ο έλεγχος των αρμονικών. Παρέχονται για την ανάλυση αναλυτικά οι μέθοδοι για τον υπολογισμό των αρμονικών ρευμάτων, την απόκριση του συστήματος, οδηγίες για μοντελοποίηση για ανάλυση των αρμονικών και για παρεμβολές στις τηλεπικοινωνίες, υπολογισμοί για THD και συντελεστή ισχύος. Το τμήμα που αφορά τις μετρήσεις αναφέρεται σε βελτιώσεις στα μετρητικά όργανα, στον τρόπο παρουσίασης των δεδομένων που εξάγονται από τη μελέτη των αρμονικών και σε μετατροπείς για μετρήσεις αρμονικών. Όταν νέα φορτία προτείνονται, ώστε να συνδεθούν στο σύστημα, οι αρχικές μετρήσεις αρμονικών και οι αρχικές και στη συνέχεια οι αναλυτικές αναλύσεις που γίνονται για τις αρμονικές συζητούνται.

Το πρότυπο IEEE 519-1992 προτείνει όρια για την παραμόρφωση από ρεύματα αρμονικών, όπως φαίνονται στους πίνακες 2.1,2.2,2.3.

<b>Αρμονική Παραμόρφωση ρεύματος για Δίκτυα Διανομής (69,001 V – 161,000 V )</b>						
$I_{sc}/I_L$	<11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
<20*	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
20<50	3.5	1.75	1.25	0.5	0.25	4.0
50<100	5.0	2.25	2.0	0.75	0.35	6.0
100<1000	6.0	2.75	2.5	1.0	0.5	7.5
>1000	7.5	3.5	3.0	1.25	0.7	10.0

**Πίνακας 2.1: Μέγιστη παραμόρφωση Αρμονικών Ρεύματος σε ποσοστό του  $I_L$  – Όρια δικτύου διανομής.**

Σημειώσεις:

Οι άρτιες αρμονικές περιορίζονται στο 25% των περιττών αρμονικών.

Οι παραμορφώσεις που επιφέρουν dc συνιστώσα, για παράδειγμα οι μετατροπείς μισού κύκλου, δεν επιτρέπονται.

\* Όλα τα όργανα ισχύος περιορίζονται σε αυτές τις τιμές της παραμόρφωσης του ρεύματος, ανεξαρτήτως του πραγματικού  $I_{sc}/I_L$ , όπου:

$I_{sc}$  η μέγιστη τιμή του ρεύματος βραχυκύκλωσης στο ΣΚΣ,

$I_L$  η μέγιστη τιμή ρεύματος φορτίου (θεμελιώδης συνιστώσα στο ΣΚΣ).

Ο πίνακας 2.3 παρουσιάζει τα όρια για την παραμόρφωση λόγω αρμονικών στην τάση, για διαφορετικούς ζυγούς. Οι τιμές αυτές χρησιμοποιούνται για σχεδιασμό της «χειρότερης περίπτωσης» για συνθήκες κανονικής λειτουργίας (συνθήκες που διαρκούν περισσότερο

από μία ώρα).

Για μικρότερα χρονικά διαστήματα, όπως εκκινήσεις ή σφάλματα, τα όρια μπορούν να αυξηθούν κατά 50%. Τα στοιχεία στους πίνακες αυτούς μεταβάλλονται επίσης όταν έχουμε μετατροπείς με αριθμό παλμών μεγαλύτερο του 6, οπότε και προσαρμόζονται ανάλογα την κατάσταση κατά έναν παράγοντα  $\sqrt{q}/6$  που προκύπτει από τα πλάτη των μη χαρακτηριστικών αρμονικών που είναι κατά 25% μειωμένα από αυτά που παρουσιάζονται στους πίνακες. Στους πίνακες 2.1 και 2.3 παρουσιάζονται τα ρεύματα αρμονικών ανάλογα με το μέγεθος του φορτίου και του συστήματος στο οποίο συνδέεται το φορτίο αυτό. Ο λόγος  $I_{sc}/I_L$  είναι ο λόγος του ρεύματος βραχυκύκλωσης στο ΣΚΣ προς το μέγιστο ρεύμα φορτίου. Προτείνεται το  $I_L$  να υπολογίζεται ως ο μέσος όρος της μέγιστης ζήτησης σε περίοδο 12 μηνών.

<b>Αρμονική Παραμόρφωση ρεύματος για Δίκτυα Μεταφοράς (&gt;161,000 V)</b>						
$I_{sc}/I_L$	<11	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	TDD
<50*	2.0	1.0	0.75	0.3	0.15	2.5
$\geq 50$	3.0	1.5	1.15	0.45	0.22	3.75

**Πίνακας 2.2: Μέγιστη παραμόρφωση Αρμονικών Ρεύματος σε ποσοστό του  $I_L$  – Όρια δικτύου μεταφοράς.**

Σημειώσεις:

Οι άρτιες αρμονικές περιορίζονται στο 25% των περιττών αρμονικών.

Οι παραμορφώσεις που επιφέρουν dc συνιστώσα, για παράδειγμα οι μετατροπείς μισού κύκλου, δεν επιτρέπονται.

\* Όλα τα όργανα ισχύος περιορίζονται σε αυτές τις τιμές της παραμόρφωσης του ρεύματος, ανεξαρτήτως του πραγματικού  $I_{sc}/I_L$ , όπου:

$I_{sc}$  η μέγιστη τιμή του ρεύματος βραχυκύκλωσης στο ΣΚΣ,

$I_L$  η μέγιστη τιμή ρεύματος φορτίου (θεμελιώδης συνιστώσα στο ΣΚΣ).

<b>Όρια Παραμόρφωσης Τάσης</b>		
<b>Τάση Ζυγού στο ΣΚΣ</b>	<b>Παραμόρφωση Τάσης (%)</b>	<b>THD (%)</b>
69kV και χαμηλότερα	3.0	5.0
69.001kV – 161 kV	1.5	2.5
161.001 kV και ανώτερα	1.0	1.5

**Πίνακας 2.3: Όρια παραμόρφωσης τάσης.**

### 2.7.3 Σειρά προτύπων IEC 61000

Τα πρότυπα IEC διαιρούνται σε έξι τμήματα:

- Τμήμα 1: Γενικό, ασχολείται με θεμελιώδεις ορισμούς κοκ.
- Τμήμα 2: Περιβαλλοντικό, ασχολείται με τα χαρακτηριστικά του περιβάλλοντος όπου τα όργανα θα τροφοδοτούνται και τα επίπεδα συμβατότητάς του.
- Τμήμα 3: Όρια, ορίζονται οι επιτρεπτές εκπομπές που μπορούν να προκαλούνται από τον εξοπλισμό που συνδέεται.

- Τμήμα 4: Τεχνικές ελέγχου και μετρήσεων, παρέχονται αναλυτικές οδηγίες για μετρητικό εξοπλισμό.
- Τμήμα 5: Οδηγίες εγκατάστασης, παρέχονται οδηγίες καλωδίωσης ηλεκτρικών και ηλεκτρονικών συστημάτων κοκ. Επίσης περιγράφονται τεχνικές προστασίας πολιτών για εκπομπές από πυρηνικές εκρήξεις.
- Τμήμα 6: Γενικά-Διάφορα, ορίζονται η ατρωσία και τα επίπεδα εκπομπής που απαιτούνται για εξοπλισμό σε γενικές κατηγορίες ή για συγκεκριμένους τύπους εξοπλισμού.

Επειδή υπάρχουν πολλά IEC πρότυπα, δεν είναι δυνατό να περιγραφούν όλα. Πιο αναλυτικά θα περιγραφεί το IEC 61000-3-6 (1995), το οποίο ασχολείται με τα επίπεδα εκπομπών από φορτία που επιφέρουν παραμόρφωση σε δίκτυα μέσης και υψηλής τάσης. Πιο συγκεκριμένα, στο κεφάλαιο 8 θίγονται ζητήματα όπως: Τεχνικές Μετρήσεων και Ελέγχου- και σε συγκεκριμένη ενότητα (7) γενικές οδηγίες για μετρήσεις για αρμονικές και ενδιάμεσες αρμονικές και θέματα Ηλεκτρομαγνητικής συμβατότητας, (15) για μετρήσεις flicker, λειτουργικές και σχεδιαστικές τεχνικές. Ορίζονται παρακάτω οι έννοιες του επιπέδου συμβατότητας, ατρωσία εξοπλισμού, όριο εκπομπών και επιπέδων σχεδιασμού.

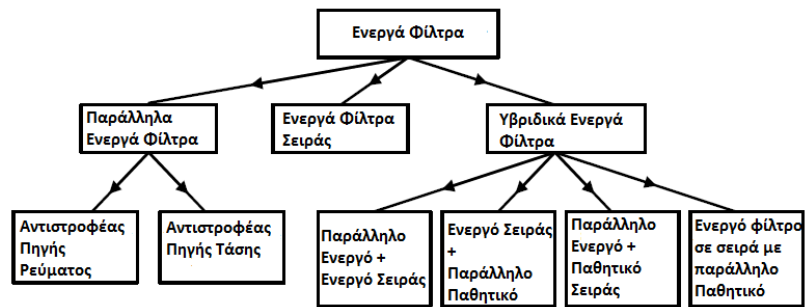
Επίπεδα συμβατότητας ορίζονται τα επίπεδα κρισιμότητας που μπορεί να υπάρξουν σε σχετικό περιβάλλον, και τα οποία βασίζονται σε 95% πιθανότητα συμβάντων σε ολόκληρα συστήματα και αντιπροσωπεύουν χρονικές και τοπικές μεταβολές διαταραχών. Οι διαταραχές μετρώνται σε μεγάλα διαστήματα και έτσι εκτιμάται η κατανομή τους, ενώ αντίστοιχη είναι η κατανομή για τα επίπεδα ατρωσίας του εξοπλισμού. Τα επίπεδα ατρωσίας προσδιορίζονται από σχετικά πρότυπα τα οποία προκύπτουν από κατασκευαστές και χρήστες. Σε ολόκληρο το σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας παρεμβολές θα υπάρξουν αναπόφευκτά σε ορισμένες περιστάσεις και συνεπώς, υπάρχει επικάλυψη μεταξύ κατανομών διαταραχών και επιπέδων ατρωσίας. Τα επίπεδα σχεδιασμού είναι γενικά ίσα ή χαμηλότερα από το επίπεδο συμβατότητας. Καθορίζονται από τον πάροχο/ιδιοκτήτη του δικτύου και μπορεί να διαφέρουν ανάλογα το σημείο του δικτύου, δηλαδή για παράδειγμα μπορεί να είναι υψηλότερα σε αγροτικές περιοχές όπου υπάρχει λιγότερος εξοπλισμός που επηρεάζεται. Το πρότυπο καθορίζει συγκεκριμένες τιμές και όρια.

Για κάθε (ενδιάμεση) αρμονική συχνότητα, το επίπεδο εκπομπής από φορτίο που προκαλεί παραμόρφωση είναι το ρεύμα ή τάση (ενδιάμεσης) αρμονικής που θα προκαλούνταν από το φορτίο στο δίκτυο, εάν δεν υπήρχε κανένα άλλο φορτίο παραμόρφωσης.

## 2.8 Αντιμετώπιση – Παθητικά και Ενεργά φίλτρα

Φίλτρα εφαρμόζονται στην είσοδο και στην έξοδο ενός μετατροπέα για τη μείωση των ανεπιθύμητων αρμονικών ρεύματος ή τάσης. Εάν οι ανεπιθύμητες αρμονικές εμφανίζονται στην έξοδο του μετατροπέα, μπορεί να έχουν αρνητική επίδραση στο φορτίο. Εάν οι ανεπιθύμητες αρμονικές εμφανίζονται στην είσοδο του μετατροπέα, μπορεί να δημιουργήσουν προβλήματα σε άλλες ηλεκτρικές συσκευές, οι οποίες είναι συνδεδεμένες στην ίδια τροφοδοσία, όπως αναφέρθηκε [7,8,9].

Η αρμονική παραμόρφωση στα δίκτυα μπορεί να περιοριστεί με δύο προσεγγίσεις, με παθητική ή ενεργητική αντιστάθμιση.

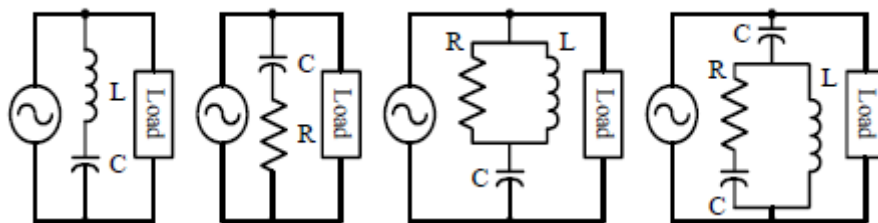


Σχήμα 2. 10 Κατηγοριοποίηση ενεργών φίλτρων

### 2.8.1 Παθητικά φίλτρα

Η χρήση παθητικού φίλτρου [8,9,35] είναι ο πιο απλός, συμβατικός τρόπος να εξαλειφθεί η αρμονική παραμόρφωση. Παρ' όλο που είναι απλή στην υλοποίηση, η χρήση παθητικών στοιχείων δεν ανταποκρίνεται πάντα σωστά στις ανάγκες και τη δυναμική του ΣΗΕ. Με την πάροδο των χρόνων, τα παθητικά φίλτρα έχουν εξελιχθεί σε πιο πολύπλοκα συστήματα. Κάποια μπορούν ακόμα και να ρυθμίζονται, ώστε να επιτρέπουν τη διέλευση ορισμένων συχνοτήτων.

Τα συμβατικά παθητικά φίλτρα αποτελούνται από αυτεπαγωγή, χωρητικότητα και κάποια ωμικά στοιχεία και είναι ρυθμισμένα να ελέγχουν τις αρμονικές. Στο σχήμα 2.11 παρουσιάζονται ορισμένες συχνά εφαρμοζόμενες συνδεσμολογίες για παθητικά φίλτρα. Το πιο συχνά χρησιμοποιούμενο και οικονομικό φίλτρο αποτελείται από ρυθμιζόμενη αντίδραση για συγκεκριμένη συχνότητα (single-tuned, LC) και τοποθετείται παράλληλα στο φορτίο. Ένα άλλο φίλτρο που επίσης χρησιμοποιείται συχνά είναι το υψιπερατό (High Pass Filter – HPF), το οποίο επιτρέπει σε μεγάλο εύρος αρμονικών με συχνότητες υψηλότερες από τη συχνότητα γονάτου του φίλτρου να περάσουν. Υπάρχουν τρεις βασικές συνδεσμολογίες για αυτά τα φίλτρα, όπως παρουσιάζονται στο σχήμα 2.11.



Σχήμα 2. 11 Τύποι παθητικών φίλτρων, από τα αριστερά προς τα δεξιά: LC, Υψιπερατό 1<sup>ης</sup> τάξης, Υψιπερατό 2<sup>ης</sup> τάξης, Υψιπερατό 3<sup>ης</sup> τάξης

Το πρώτης τάξης φίλτρο, που χαρακτηρίζεται από υψηλές απώλειες στη θεμελιώδη, δεν χρησιμοποιείται τόσο. Το δεύτερης τάξης είναι το πιο απλό στην υλοποίηση και προσφέρει καλό φιλτράρισμα και μειωμένες απώλειες στη θεμελιώδη. Η απόδοση στο φιλτράρισμα των αρμονικών είναι καλύτερη για το φίλτρο τρίτης τάξης, αλλά δε χρησιμοποιείται συχνά στη ΧΤ ή ΜΤ, καθώς δεν απαιτείται τόσο πολυπλοκότητα και αξιοπιστία και δεν δικαιολογείται το οικονομικό κόστος σε αυτές τις εφαρμογές.

Παρ' όλη την απλότητα και το μειωμένο κόστος, τα παθητικά φίλτρα έχουν σημαντικά μειονεκτήματα. Τα εξαρτήματα του φίλτρου είναι ογκώδη, καθώς οι αρμονικές που επιλέγονται συνήθως για αντιστάθμιση είναι χαμηλής τάξης. Επιπλέον, ο σχεδιασμός του φίλτρου εξαρτάται σε πολύ μεγάλο βαθμό από τα χαρακτηριστικά του συστήματος στο οποίο συνδέεται. Τα παθητικά φίλτρα προκαλούν συχνά συντονισμούς, που επηρεάζουν την ευστάθεια του συστήματος. Μεταβολές στη συχνότητα του συστήματος διανομής και ανοχή στην επιλογή των σωστών τιμών για τα εξαρτήματα επηρεάζουν την ικανότητα του φίλτρου. Το μέγεθος τελικά του φίλτρου καταλήγει να μην είναι πρακτικό όταν υπάρχουν μεγάλες διακυμάνσεις στη συχνότητα. Επιπλέον, καθώς υπάρχουν συγκεκριμένα πρότυπα που πρέπει να τηρούνται για τις αρμονικές, τα οποία γίνονται πιο αυστηρά, είναι πιθανό τα παθητικά φίλτρα να μην ανταποκρίνονται. Για το λόγο αυτό χρειάζεται η εισαγωγή νέας τεχνολογίας στα φίλτρα.

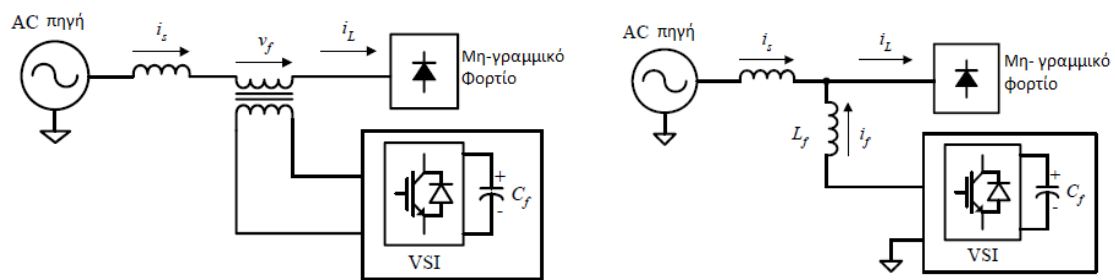
## 2.8.2 Ενεργά φίλτρα

Τις τελευταίες δεκαετίες με την εμφάνιση της επεξεργασίας ψηφιακού σήματος και της ανάπτυξης τεχνολογίας των ημιαγωγών, η μέθοδος εξάλειψης αρμονικών με τα ενεργά φίλτρα έχει γίνει η αποτελεσματικότερη λύση φίλτρων στην αγορά. Έχει ιδιαίτερα πλεονεκτήματα σε σύγκριση με τις συμβατικές τεχνολογίες όπως τα παθητικά φίλτρα. Συγκεκριμένα:

- Αυτόματη προσαρμογή και στο σύστημα και στο αρμονικό μέγεθος.
- Συμβατό με το κυρίως σύστημα είτε με την τροφοδοσία μέσω γεννητριών.
- Κανένας κίνδυνος υπερφόρτωσης ή συντονισμού των συστημάτων.
- Οι πολλαπλάσιες αρμονικές συχνότητες μπορούν να εξαλειφθούν με ένα φίλτρο.
- Μπορεί να συνδεθεί με οποιοδήποτε σημείο στο ηλεκτρικό δίκτυο.
- Μπορεί να επεκταθεί εύκολα.

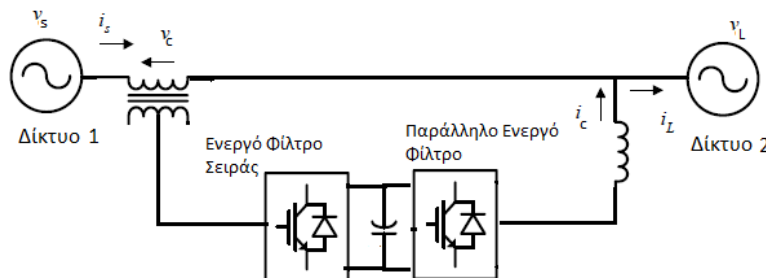
Τα ενεργά φίλτρα [7,8,9,29,35] χωρίζονται σε δύο κατηγορίες: τριών ή τεσσάρων καλωδίων. Τα ενεργά φίλτρα των τριών καλωδίων είναι μεγάλες μονάδες ισχύος που η αρχική χρήση τους είναι στις εφαρμογές όπου υπάρχουν μεγάλοι αριθμοί βιομηχανικών μη γραμμικών φορτίων, όπως τα μεταβλητά συστήματα ελέγχου της ταχύτητας των κινητήρων. Η άλλη μορφή των τεσσάρων καλωδίων έχει τη δυνατότητα να φιλτράρει τις τριπλές αρμονικές συνιστώσες που ρέουν στο τέταρτο καλώδιο, που είναι ο ουδέτερος του τριφασικού συστήματος. Αυτός ο τύπος φίλτρων χρησιμοποιείται σε εμπορικές εφαρμογές όπου η αρμονική παραμόρφωση προέρχεται από τηλεπικοινωνιακά και παλμοτροφοδοτικά

συστήματα. Τα ενεργά φίλτρα εγχέουν αρμονικές αντίθετου φάσεως που προστίθενται στις ήδη υπάρχουσες αρμονικές με αποτέλεσμα να τις εξαλείφουν. Ένας προηγμένος επεξεργαστής ψηφιακών σημάτων χρησιμοποιεί ως εισόδους τα ρεύματα των μετασχηματιστών για να μετρήσει το πλάτος τους και τη φασική γωνία. Οι ημιαγωγοί τύπου IGBT και τα πηνία αναπαράγουν ένα ίσιο αλλά αντίθετο ρεύμα από το αρμονικό που εγχέεται έπειτα πίσω στο σύστημα για να δώσει μια καθαρότερη κυματομορφή. Στο σχήμα 2.12 παρουσιάζονται οι δύο βασικές συνδεσμολογίες ενεργών φίλτρων που χρησιμοποιούνται για εξάλειψη αρμονικών τάσης και ρεύματος: τα φίλτρα τύπου παράλληλο και σε σειρά, αντίστοιχα.



Σχήμα 2. 12 Τοπολογίες ενεργών φίλτρων: Σειράς και Παράλληλο αντίστοιχα

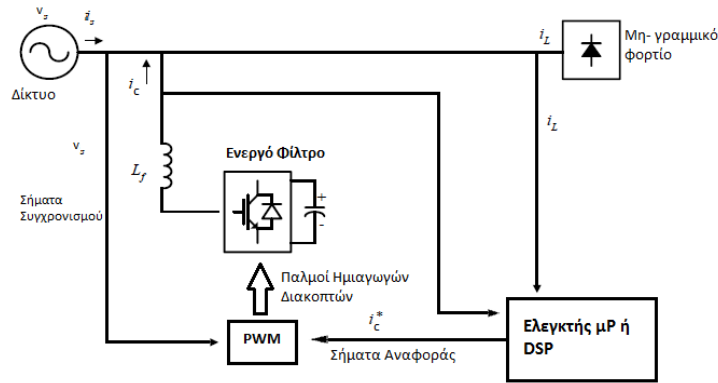
Στο σχήμα 2.13 παρουσιάζεται μία τοπολογία ενεργού φίλτρου το οποίο είναι συνδυασμός ενός παράλληλου και σειράς ενεργού φίλτρου (UPFC). Με το φίλτρο αυτό επιτυγχάνεται η ταυτόχρονη εξάλειψη αρμονικών τάσης και ρεύματος. Το βασικό μειονέκτημά του είναι το μεγάλο του κόστος.



Σχήμα 2. 13 Συνδυασμός παράλληλου και σειράς ενεργού φίλτρου (UPFC)

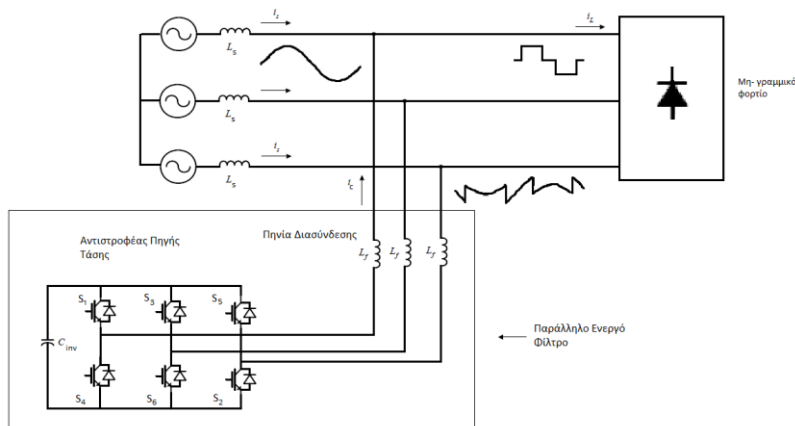
### Παράλληλο ενεργό φίλτρο για αρμονικά ρεύματα προερχόμενα από μη γραμμικά φορτία [7,9]

Στο σχήμα 2.14 παρουσιάζεται το δομικό διάγραμμα ενός παράλληλου ενεργού φίλτρου μαζί με το κύκλωμα ελέγχου. Όπως φαίνεται στο σχήμα το ενεργό φίλτρο, το οποίο αποτελείται από έναν αντιστροφέα, εφαρμόζεται παράλληλα μεταξύ της τροφοδοσίας και του μη γραμμικού φορτίου.



**Σχήμα 2. 24 Διάγραμμα παράλληλου ενεργού φίλτρου για εξάλειψη αρμονικών ρεύματος προερχόμενων από μη γραμμικό φορτίο.**

Το κύκλωμα ελέγχου δημιουργεί ρεύμα αναφοράς  $i_c^*$  για την παραγωγή των παλμών οδήγησης, έτσι ώστε να επιτευχθούν οι επιθυμητές αρμονικές συνιστώσες ρεύματος από τον αντιστροφέα, οι οποίες στη συνέχεια εγχέονται στη γραμμή του δικτύου, με αποτέλεσμα το ρεύμα  $i_s$  της τροφοδοσίας να μην περιέχει τις αρμονικές συνιστώσες. Στο σχήμα 2.15 παρουσιάζεται το κύκλωμα και η συνδεσμολογία του αντιστροφέα για την εξάλειψη των αρμονικών ρεύματος στην είσοδο ενός μη γραμμικού φορτίου. Επίσης στο σχήμα 2.16(α) παρουσιάζεται το ισοδύναμο κύκλωμα μίας φάσης ενός παράλληλου ενεργού φίλτρου και στο σχήμα 2.16(β) παρουσιάζεται το αρμονικό ισοδύναμο κύκλωμα της μίας φάσης του παράλληλου φίλτρου.



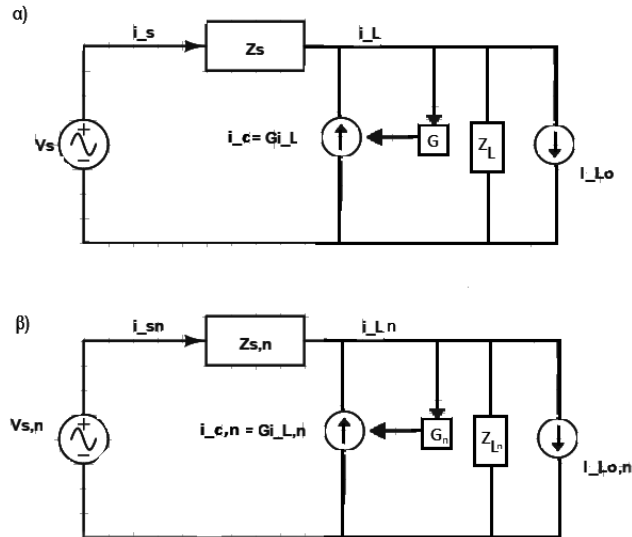
**Σχήμα 2. 35 Κύκλωμα ηλεκτρονικών ισχύος παράλληλου ενεργού φίλτρου**

Τα πλεονεκτήματα των παράλληλων φίλτρων είναι:

- Χαμηλό κόστος εφαρμογής.
- Δεν αλλάζουν τον συντελεστή μετατόπισης ( $\cos\phi$ ).
- Η αυτεπαγωγή της τροφοδοσίας δεν επηρεάζει την αρμονική αντιστάθμιση.
- Το κύκλωμα ελέγχου είναι απλό.
- Μπορούν να εξαλειφθούν αρμονικές ρεύματος που κυκλοφορούν σε μία γραμμή μεταφοράς ή μεταξύ δύο γραμμών μεταφοράς.
- Η σύνδεση ενός αριθμού διατάξεων ενεργών φίλτρων με σκοπό την επίτευξη των απαραίτητων προδιαγραφών για την ποιότητα ισχύος καθίσταται εύκολη.

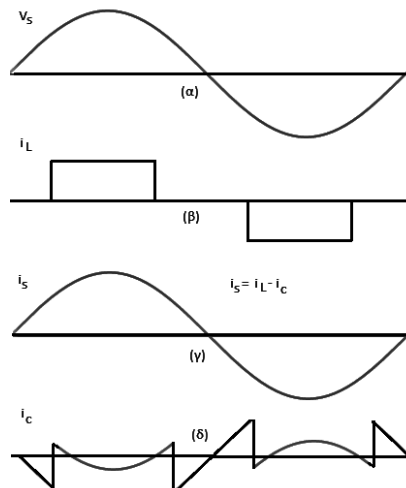
- Εύκολη προσασία και ανέξοδη διακοπτική απομόνωση.
- Εύκολη εγκατάσταση.

Κάποια από τα μειονεκτήματά τους είναι το γεγονός ότι τα χαρακτηριστικά της αντιστάθμισής τους ρυθμίζονται πλήρως με βάση το δίκτυο στο οποίο συνδέονται αλλά και το γεγονός ότι μπορεί να προκαλέσουν μη επιθυμητούς συντονισμούς με αντιδράσεις του δικτύου και των φορτίων [1,52].



**Σχήμα 2.16** Ισοδύναμα κυκλώματα παράλληλου ενεργού φίλτρου: α) Ισοδύναμο κύκλωμα μίας φάσης, β) Αρμονικό ισοδύναμο κύκλωμα μίας φάσης

Στα σχήματα 2.17 παρουσιάζονται κυματομορφές από τη χρήση παράλληλων φίλτρων σε μη γραμμικό φορτίο:



**Σχήμα 2.17** Κυματομορφές από την εφαρμογή παράλληλου ενεργού φίλτρου: α) Τάση τροφοδοσίας, β) Ρεύμα φορτίου, γ) Ρεύμα τροφοδοσίας, δ) Ρεύμα ενεργού φίλτρου

Σύμφωνα με το ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 2.16(β) οι σχέσεις στο παράλληλο ενεργό φίλτρο είναι:

$$\vec{I}_{s,n} = \vec{I}_{L,n} - \vec{I}_{c,n} \quad (2.17)$$



Όπου  $\vec{I}_{c,n}$  το ρεύμα που εγχέεται από τον αντιστροφέα, άρα  $\vec{I}_{c,n} = G_n \vec{I}_{L,n}$

Επομένως:

$$\vec{I}_{s,n} = \vec{I}_{L,n} - G_n \vec{I}_{L,n} = (1 - G_n) \vec{I}_{L,n} \quad (2.18)$$

Όπου  $|G_n| = 0$ , για τη θεμελιώδη συνιστώσα (δηλ.  $n=1$ ) και  $|G_n|$  παίρνει τιμές μέχρι 1 για τις ανώτερες αρμονικές, δηλαδή για  $n > 1$ .

$$\vec{I}_{s,n} = \frac{Z_{L,n}}{Z_{s,n} + \frac{Z_{L,n}}{1-G_n}} \vec{I}_{Lo,n} + \frac{1}{Z_{s,n} + \frac{Z_{L,n}}{1-G_n}} \vec{V}_{s,n} \quad (2.19)$$

$$\vec{I}_{L,n} = \vec{I}_{s,n} + \vec{I}_{c,n} = \vec{I}_{s,n} + G_n \vec{I}_{L,n} = \frac{\frac{Z_{L,n}}{1-G_n}}{Z_{s,n} + \frac{Z_{L,n}}{1-G_n}} \vec{I}_{Lo,n} + \frac{\frac{1}{1-G_n}}{Z_{s,n} + \frac{Z_{L,n}}{1-G_n}} \vec{V}_{s,n} \quad (2.20)$$

Εάν ισχύει:  $\left| \frac{Z_{L,n}}{1-G_n} \right| \gg |Z_{s,n}|$  τότε έχουμε:

$$\vec{I}_{L,n} = \vec{I}_{c,n} \quad (2.21)$$

$$\vec{I}_{s,n} \approx (1 - G_n) \vec{I}_{Lo,n} + (1 - G_n) \frac{\vec{V}_{s,n}}{Z_{L,n}} \quad (2.22)$$

Η εξίσωση  $\left| \frac{Z_{L,n}}{1-G_n} \right| \gg |Z_{s,n}|$  είναι η απαιτούμενη συνθήκη για τον παραλληλισμό του ενεργού φίλτρου με σκοπό την εξάλειψη των αρμονικών ρεύματος. Μόνο η παράμετρος  $G_n$  μπορεί να επιλεγθεί από το ενεργό φίλτρο καθώς οι όροι  $Z_s$  και  $Z_L$  ορίζονται από το σύστημα. Για τα αρμονικά ρεύματα έχουμε  $|Z_L| \gg |Z_s|$  και επομένως:

$$\frac{\vec{I}_{s,n}}{\vec{I}_{Lo,n}} = 1 - G_n \quad (2.23)$$

$$|1 - G_n| \ll 1 \quad (2.24)$$

Όπου:

$Z_{s,n}$  = σύνθετη αντίσταση πηγής στην  $n$  - οστή αρμονική συνιστώσα

$Z_{L,n}$  = σύνθετη αντίσταση φορτίου στην  $n$  - οστή αρμονική συνιστώσα

$\vec{V}_{s,n}$  = διάνυσμα  $n$  - οστής αρμονικής συνιστώσας της τάσης εισόδου

$\vec{I}_{s,n}$  = διάνυσμα  $n$  - οστής αρμονικής συνιστώσας του ρεύματος εισόδου

$\vec{I}_{Lo,n}$  = διάνυσμα  $n$  - οστής αρμονικής συνιστώσας της ισοδύναμης πηγής ρεύματος φορτίου

$\vec{I}_{L,n}$  = διάνυσμα  $n$  - οστής αρμονικής συνιστώσας του ρεύματος φορτίου

$\vec{I}_{c,n}$  = διάνυσμα  $n$  - οστής αρμονικής συνιστώσας του ρεύματος του αντιστροφέα

$G$  = Ισοδύναμη συνάρτηση μεταφοράς του ενεργού φίλτρου και του κυκλώματος ανάδρασης των αρμονικών

Η εξίσωση (2.23) δείχνει ότι τα χαρακτηριστικά της αντιστάθμισης του ενεργού φίλτρου δεν επηρεάζονται από τη σύνθετη αντίσταση της πηγής. Αυτό είναι ένα βασικό πλεονέκτημα του ενεργού φίλτρου σε σχέση με τα παθητικά.

Αξίζει να σημειωθούν τα παρακάτω:

- Η συνεχής ονομαστική τάση του πυκνωτή εξόδου του αντιστροφέα πρέπει να είναι μεγαλύτερη ή ίση με την αιχμή της τάσης του δικτύου, έτσι ώστε να υπάρχει έλεγχος του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα.
- Η επιλογή της αυτεπαγωγής που υπεισέρχεται στο ενεργό φίλτρο είναι βασισμένη στο συμβιβασμό να διατηρείται ο κυματισμός του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα χαμηλά και συγχρόνως να είναι σε θέση να ρυθμίσει το επιθυμητό ρεύμα της πηγής.
- Η απαιτούμενη τιμή της χωρητικότητας υπαγορεύεται από το μέγιστο αποδεκτό κυματισμό της τάσης. Μια αποδεκτή τιμή για τη χωρητικότητα  $C_{inv}$  και του πηνίου διασύνδεσης είναι:

$$C_{inv} \geq \frac{\max | \int_0^t i_c dt |}{\Delta V_{max}} \quad \text{και} \quad L_f \geq \frac{\frac{2}{3} \widehat{V}_o - \widehat{V}_{\phi n}}{\max | \frac{di_s}{dt} |} \quad (2.25)$$

Όπου:

$$\widehat{V}_{\phi n} = \text{αιχμή της τάσης του ουδέτερου αγωγού}$$

$\Delta V_{max}$  = μέγιστη αποδεκτή κυμάτωση στην DC πλευρά του αντιστροφέα

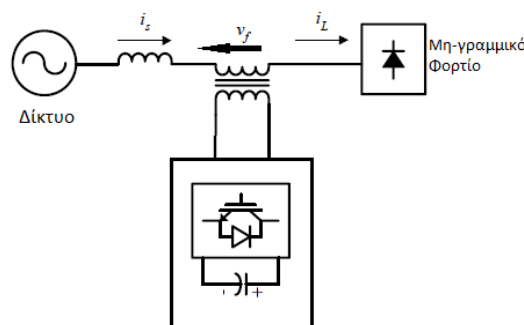
$$\widehat{V}_o = \text{συνεχής τάση στην DC πλευρά του αντιστροφέα}$$

$$i_s = \text{φασικό ρεύμα δικτύου}$$

$$i_c = \text{φασικό ρεύμα αντιστροφέα}$$

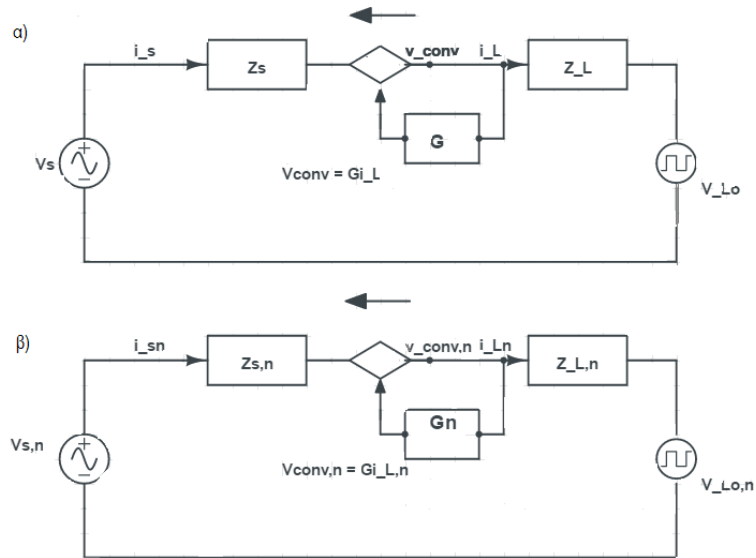
### Ενεργά φίλτρα σειράς για αρμονικές τάσης [7,9]

Ο δεύτερος τύπος ενεργών φίλτρων που εξετάζεται είναι τα φίλτρα που τοποθετούνται σε σειρά με το φορτίο και χρησιμοποιούνται για την αντιστάθμιση αρμονικών συνιστωσών τάσης που προέρχονται από μη γραμμικά φορτία. Η βασική συνδεσμολογία αυτών των φίλτρων φαίνεται στο σχήμα 2.18.



**Σχήμα 2.18 Ενεργό φίλτρο σειράς για την εξάλειψη αρμονικών τάσης**

Τοποθετώντας το ενεργό φίλτρο σειράς ανάμεσα στην τροφοδοσία και το μη γραμμικό φορτίο έχουμε εξάλειψη των αρμονικών της τάσης, που δημιουργούνται από το φορτίο και ταυτόχρονα σταθεροποίηση τάσης του φορτίου. Η τεχνική βασίζεται στην αρχή απομόνωσης των αρμονικών συνιστωσών, ελέγχοντας την τάση εξόδου του φίλτρου. Στο σχήμα 2.19 παρουσιάζονται τα μονοφασικά ισοδύναμα κυκλώματα.



**Σχήμα 2.19** Ισοδύναμα κυκλώματα ενεργού φίλτρου σειράς: **α)** Μονοφασικό ισοδύναμο, **β)** Μονοφασικό αρμονικό ισοδύναμο κύκλωμα

Το ενεργό φίλτρο σειράς προβάλλει υψηλή σύνθετη αντίσταση στο αρμονικό ρεύμα και επομένως εμποδίζει τη ροή του από το φορτίο στο υπόλοιπο δίκτυο. Για το ενεργό φίλτρο σειράς ισχύουν τα ακόλουθα:

$$\vec{V}_{conv,n} = G_n \vec{I}_{L,n}, \text{ η τάση εξόδου του φίλτρου, } (2.26)$$

Όπου:  $G_n$  η ισοδύναμη συνάρτηση μεταφοράς του ενεργού φίλτρου συμπεριλαμβανομένου του κυκλώματος ανάδρασης με το χρόνο καθυστέρησης (μονάδα  $\Omega$  α.μ.)

$$-\vec{V}_{s,n} + \vec{I}_{s,n} Z_{s,n} + \vec{V}_{conv,n} + \vec{I}_{L,n} Z_{L,n} + \vec{V}_{Lo,n} = 0 \quad (2.27)$$

$$\vec{I}_{s,n} = \frac{\vec{V}_{s,n} - \vec{V}_{Lo,n}}{Z_{s,n} + Z_{L,n} + G_n} \quad (2.28)$$

Η συνάρτηση μεταφοράς λαμβάνει τις τιμές:  $|G_1|=0$ ,  $|G_n|=1$ .

Εάν:

$$G_n \gg |Z_{s,n} + Z_{L,n}| \quad (2.29)$$

Τότε:

$$\vec{V}_{conv,n} \cong \vec{V}_{s,n} - \vec{V}_{Lo,n} \text{ και άρα } \vec{I}_{s,n} \cong 0. \quad (2.30)$$

Η σχέση (2.29) είναι απαιτούμενη για τα φίλτρα σειράς. Επιπλέον, από την (2.30) φαίνεται ότι οι χαρακτηριστικές καταστολής των αρμονικών δεν εξαρτώνται από τη σύνθετη αντίσταση της πηγής εισόδου  $Z_s$  και τη σύνθετη αντίσταση του φορτίου  $Z_L$ .

### 2.8.3 Υβριδικά φίλτρα

Τα υβριδικά φίλτρα ανήκουν στην κατηγορία των ενεργών φίλτρων. Ο λόγος που αναπτύχθηκαν προέκυψε από την ανάγκη για αποτελεσματική καταστολή υψηλής τάξης αρμονικών και για μείωση του θορύβου που προκαλούν τα διακοπτικά του ίδιου του φίλτρου. Πιο συγκεκριμένα, τα ενεργά φίλτρα, στα οποία πλέον γίνεται κυρίως χρήση ψηφιακών μεθόδων και ελεγκτών, επειδή είναι πιο εύρωστα στην παρουσία θορύβου, δεν είναι εξίσου αποτελεσματικά όταν φιλτράρουν υψηλής τάξης αρμονικές. Επιπλέον, με τη χρήση των ημιαγωγών, όπως για παράδειγμα των IGBTs, στα ενεργά φίλτρα προκύπτουν διακοπτικά υψηλής συχνότητας και προκαλείται από αυτά θόρυβος, ο οποίος μεταφέρεται στο ρεύμα που εξέρχεται από το φίλτρο.

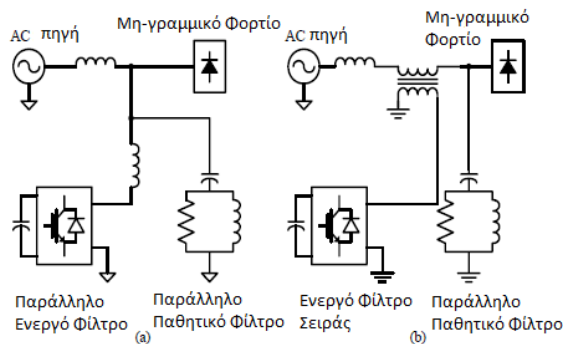
Αυτοί οι τεχνικοί περιορισμοί που παρατηρούνται στα ενεργά φίλτρα μπορούν να εξαλειφθούν με τη χρήση υβριδικών φίλτρων. Τα υβριδικά φίλτρα είναι συνδυασμός κάποιας συνδεσμολογίας ενεργού φίλτρου μαζί με κάποιο παθητικό φίλτρο. Συγκεντρώνουν τα πλεονεκτήματα και των δύο ειδών αυτών φίλτρων, προσφέροντας αυξημένη απόδοση και λύσεις με λογικό κόστος. Η ιδέα πίσω από αυτές τις συνδεσμολογίες είναι να μειωθούν ταυτόχρονα ο θόρυβος που προκαλείται από τους διακόπτες και οι ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές.

Πιο συγκεκριμένα, πλεονεκτήματα των υβριδικών φίλτρων σε σχέση με τα ενεργά αποτελούν:

- Φιλτράρισμα υψηλής ισχύος αποδοτικό οικονομικά.
- Μικρότερο ενεργό φίλτρο.
- Μεγαλύτερη αξιοπιστία.
- Μικρότερη πολυπλοκότητα.

Μία υλοποίηση για υβριδικό φίλτρο που έχει μελετηθεί και χρησιμοποιηθεί είναι η χρήση ενός χαμηλού κόστους εγκάρσιου παθητικού υπερπερατού φίλτρου σε συνδυασμό με ένα τυπικό ενεργό φίλτρο. Με τον τρόπο αυτό κάθε φίλτρο «αναλαμβάνει» τη διαχείριση άλλων αρμονικών: το ενεργό φίλτρο καταστέλλει τις αρμονικές χαμηλής τάξης, ενώ το παθητικό τις πιο υψηλές συχνότητες. Ο κύριος στόχος του υβριδικού φίλτρου είναι η αποτελεσματική διαχείριση και η αύξηση της απόδοσης στις αρμονικές υψηλής τάξης, προσφέροντας μία συμφέρουσα λύση και για τις χαμηλής τάξης αρμονικές.

Υπάρχουν διάφορες διαμορφώσεις υβριδικών φίλτρων [8,9,28,36]. Οι δύο πιο συχνές φαίνονται στο σχήμα 2.20.



**Σχήμα 2.20 Υβριδικά ενεργά φίλτρα: α) Συνδυασμός παράλληλου ενεργού και παράλληλου παθητικού, β) Συνδυασμός ενεργού σειράς και παράλληλου παθητικού**

Στο (α) είναι η υλοποίηση ενός παράλληλου υβριδικού φίλτρου. Και το παράλληλο ενεργό φίλτρο και το παθητικό φίλτρο συνδέονται παράλληλα με το φορτίο. Η λειτουργία του υβριδικού μπορεί να χωριστεί σε δύο κομμάτια: οι χαμηλής τάξης αρμονικές καταστέλλονται από το ενεργό φίλτρο, ενώ το παθητικό χρησιμοποιείται για τις υψηλές. Αυτή η τοπολογία πρακτικά είναι σαν επέκταση του ήδη εγκατεστημένου παράλληλου ενεργού φίλτρου.

Στο (β) φαίνεται ένα υβριδικό φίλτρο σε σειρά, όπου το ενεργό φίλτρο είναι σε σειρά με το φορτίο, ενώ το παθητικό παράλληλο. Το ενεργό φίλτρο συνδέεται μέσω μετασχηματιστή. Το παθητικό φίλτρο αποτελείται από ένα ή περισσότερα LC φίλτρα (single tuned) και/ή από ένα υπεραυτό φίλτρο. Το ενεργό φίλτρο σειράς ελέγχεται ώστε να λειτουργεί ως απομονωτής των αρμονικών μεταξύ της πηγής και του φορτίου. Επίσης ρυθμίζεται ώστε να φαίνεται ως βραχυκύκλωμα στη θεμελιώδη και ιδανικά ως ανοικτοκύκλωμα για τις ανεπιθύμητες αρμονικές. Αυτό περιορίζει τις αρμονικές ρεύματος του μη γραμμικού φορτίου από το να ρέουν στο παθητικό φίλτρο, με αποτέλεσμα να έχουμε χωριστά την πηγή από το φορτίο για όλες τις συχνότητες εκτός από τη θεμελιώδη.

Ανάλογα με την εφαρμογή επιλέγεται κάθε φορά και το αντίστοιχο φίλτρο που θα χρησιμοποιηθεί. Στον πίνακα 2.4 παρουσιάζονται τα καταλληλότερα φίλτρα για συγκεκριμένες εφαρμογές.

Διόρθωση για συγκεκριμένο παράγοντα	Ενεργά/Υβριδικά Φίλτρα			
	Ενεργό Σειράς	Ενεργό Παράλληλα	Υβριδικό με ενεργό σειράς και παθητικό παράλληλο	UPFC
Αρμονικές Ρεύματος		**	***	*
Άεργος Ισχύς		***	**	*
Αντιστάθμιση Φορτίου		*		
Ρεύμα Ουδετέρου		**	*	
Αρμονικές τάσης	***		**	*
Ρύθμιση τάσης	***	*	**	*
Αντιστάθμιση τάσης	***		**	*
Αιχμή τάσης	**	***		*
Πτώση τάσης και υπέρταση	***	*	**	*

**Πίνακας 2.4: Επιλογή ενεργού φίλτρου ανάλογα με την εφαρμογή (το πλήθος των \* δηλώνει την επίδραση του φίλτρου στο κύκλωμα.) [9].**

# 3

## Μετατροπείς τάσης και μέθοδοι διαμόρφωσης

---

### 3.1 Μετατροπείς Τάσης

Οι μετατροπείς τάσης [3,9,10] αποτελούν την πλέον διαδεδομένη τεχνολογία για την εφαρμογή στην είσοδο ενεργών φίλτρων, παράλληλων και σειράς, για τη μείωση των ανεπιθύμητων αρμονικών ρεύματος ή τάσης. Οι τοπολογίες αυτές των μετατροπέων έχουν ως κύριο στόχο να παρέχουν μονοφασική ή τριφασική τάση όπου το πλάτος, η φάση και η συχνότητα θα πρέπει να είναι πάντα ελεγχόμενες, δίνοντας τη δυνατότητα να έχουμε στην έξοδο επιθυμητή κυματομορφή.

Οι αντιστροφείς (Inverters DC-AC) είναι ένα είδος μετατροπέων, οι οποίοι έχουν την ιδιότητα να μετατρέπουν μια πηγή συνεχούς τάσης ή ρεύματος σε εναλλασσόμενη μεταβλητής συχνότητας και μεταβλητής RMS τιμής (μετατροπείς DC σε AC). Κάποιες εφαρμογές των αντιστροφέων είναι:

- Συστήματα ελέγχου ηλεκτρικών μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος
- Συστήματα Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας (ΑΠΕ)
- Συστήματα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας
- Συστήματα παραγωγής και αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας
- Ενεργά φίλτρα για μείωση αρμονικών για τη βελτίωση της ποιότητας ηλεκτρικής ισχύος (Active Filters)
- Ενεργά συστήματα αντιστάθμισης άεργου (Static VAR Compensators, SVC)
- Συστήματα Αδιάκοπης Παροχής Ισχύος (Uninterruptible Power Supplies, UPS)

Οι αντιστροφείς μπορούν να διαιρεθούν κυρίως σε δύο κατηγορίες:

- a) Στους αντιστροφείς οι οποίοι τροφοδοτούνται από πηγή συνεχούς τάσης (Voltage Source Inverters – VSI)
- b) Στους αντιστροφείς οι οποίοι τροφοδοτούνται από πηγή συνεχούς ρεύματος (Current Source Inverters – CSI)

Επίσης, οι δύο παραπάνω κατηγορίες διαίρούνται στις υποκατηγορίες:

- i. Στους μονοφασικούς αντιστροφείς σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας
- ii. Στους μονοφασικούς αντιστροφείς σε συνδεσμολογία γέφυρας
- iii. Στους τριφασικούς αντιστροφείς σε συνδεσμολογία γέφυρας

Η βασική τοπολογία αντιστροφέα που χρησιμοποιείται στις διάφορες εφαρμογές είναι ο αντιστροφέας πηγής τάσης δύο επιπέδων (Two Level VSI).

Στις εφαρμογές μεγάλης ισχύος ή στις περιπτώσεις όπου το επίπεδο τάσης είναι πολύ υψηλό, η καταπόνηση που δέχονται τα ημιαγωγικά στοιχεία του συμβατικού μετατροπέα είναι έντονη, γεγονός που μπορεί να προκαλέσει μέχρι και την καταστροφή του. Γι' αυτό το λόγο έχουν αναπτυχθεί τοπολογίες πολυεπίπεδων μετατροπέων, με σκοπό την επίλυση των προβλημάτων αυτών, καθώς είναι δυνατό να χρησιμοποιηθούν σε τέτοιες περιπτώσεις.

Ένας πολυεπίπεδος μετατροπέας έχει αρκετά πλεονεκτήματα σε σχέση με έναν τυπικό αντιστροφέα δύο επιπέδων που χρησιμοποιεί υψηλή διακοπτική συχνότητα, υπό τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM). Τα πλεονεκτήματα των πολυεπίπεδων μετατροπέων είναι τα εξής:

- Ποιότητα της τάσης εξόδου (Staircase waveform quality): Οι πολυεπίπεδοι μετατροπέες δεν παράγουν μόνο τάση εξόδου χαμηλής παραμόρφωσης, αλλά μπορούν να μειώσουν τις καταπονήσεις λόγω υψηλής τάσης, όταν ανοιγοκλείουν οι διακόπτες,  $dv/dt$ .
- Τάση κοινού σημείου (Common-mode (CM) voltage): Οι πολυεπίπεδοι μετατροπέες παράγουν μικρότερη τάση κοινού σημείου, οπότε για παράδειγμα σε εφαρμογές ηλεκτρικής κίνησης έχουμε μικρότερη καταπόνηση των ρουλεμάν του κινητήρα.
- Ρεύμα εισόδου (Input current) : Το ρεύμα εισόδου στους πολυεπίπεδους μετατροπέες είναι χαμηλής παραμόρφωσης.

Οι πολυεπίπεδοι μετατροπέες έχουν και ορισμένα μειονεκτήματα. Το κύριο είναι η χρήση μεγαλύτερου αριθμού ημιαγωγικών διακοπών ισχύος. Αν και μειωμένης ονομαστικής τάσης διακόπτες μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε έναν πολυεπίπεδο μετατροπέα, κάθε διακόπτης απαιτεί ένα κύκλωμα οδήγησης, με αποτέλεσμα να προκύπτει ένα ακριβότερο και πολυπλοκότερο σύστημα.

### 3.1.1 Αντιστροφείς δύο επιπέδων

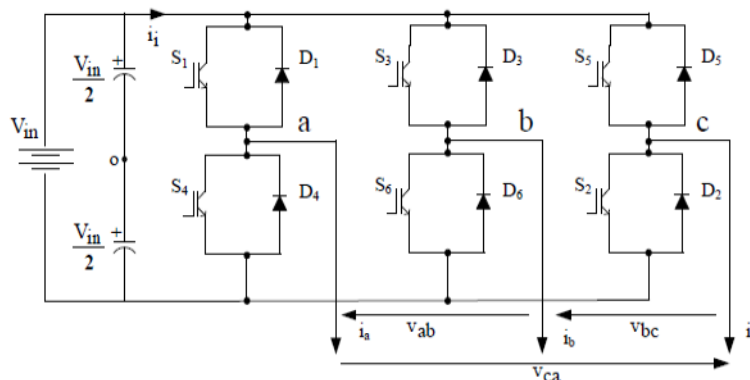
Η πιο διαδεδομένη τοπολογία τριφασικού αντιστροφέα είναι ο αντιστροφέας 2-επιπέδων [9,10], που χρησιμοποιείται κυρίως σε εφαρμογές μέσης και χαμηλής τάσης.

Ο αντιστροφέας αποτελείται από μία ισχυρή πηγή τάσης ή διαφορετικά από μία πηγή με μηδενική αντίσταση εισόδου στο κατά Thevenin ισοδύναμο κύκλωμα, ικανή να παρέχει οποιοδήποτε ρεύμα ζητηθεί, διατηρώντας σταθερό το επίπεδο της τάσης, έναν πυκνωτή στην πλευρά συνεχούς τάσεως και δύο ημιαγωγικά στοιχεία ανά φάση. Τα ημιαγωγικά στοιχεία, συνήθως, είναι Mosfets ή IGBTs, αναλόγως την ονομαστική ισχύ του αντιστροφέα και την διακοπτική συχνότητα που αυτός λειτουργεί. Αντιπαράλληλα με κάθε ελεγχόμενο διακόπτη, χρησιμοποιείται δίοδος ελεύθερης διέλευσης που επιτρέπει την αντίστροφη ροή ρεύματος (δηλαδή τη ροή ρεύματος προς την πηγή ισχύος). Τα σήματα που προκαλούν την έναυση των διακοπών είναι συμπληρωματικά, οπότε η έξοδος κάθε φάσης οδηγείται, είτε

στον θετικό είτε στον αρνητικό πόλο της μπαταρίας, αποδίδοντας με αυτόν τον τρόπο μόνο δύο μη μηδενικά επίπεδα τάσης.

Η τυπική τοπολογία του τριφασικού αντιστροφέα δίνεται στο σχήμα 3.1 και οι οκτώ ( $=2^3$ ) έγκυροι διακοπτικοί συνδυασμοί δίνονται στον Πίνακα 3.1. Όπως και σε όλες τις αντίστοιχες τοπολογίες, τα δύο ημιαγωγικά στοιχεία κάθε φάσης δεν μπορούν να άγουν ταυτόχρονα, λόγω βραχυκύκλωσης της πηγής. Αντίστοιχα, για να αποφεύγουμε οποιαδήποτε απροσδιόριστη κατάσταση τάσης στην έξοδο του αντιστροφέα, οι διακόπτες μιας φάσης δεν μπορούν να είναι σε κατάσταση μη αγωγής ταυτόχρονα, γιατί στην περίπτωση αυτή η τάση εξόδου θα εξαρτάται από την πολικότητα του αντίστοιχου ρεύματος φάσης.

Από τις οκτώ έγκυρες διακοπτικές καταστάσεις, δύο (οι 7 και 8) παράγουν μηδενικές πολικές τάσεις εξόδου. Σε αυτήν την περίπτωση, τα εναλλασσόμενα ρεύματα ρέουν ελεύθερα μέσω των άνω ή κάτω στοιχείων. Οι υπόλοιπες καταστάσεις παράγουν μη μηδενικές πολικές τάσεις εξόδου. Για να παραχθεί μία δεδομένη κυματομορφή τάσης, ο αντιστροφέας κινείται από την μία κατάσταση στην άλλη. Έτσι, η πολική τάση εξόδου αποτελείται από διακριτές τιμές τάσης  $+V_{dc}$ , 0 και  $-V_{dc}$ . Η επιλογή των καταστάσεων, έτσι ώστε να παραχθεί μία δοθείσα κυματομορφή γίνεται μέσω τεχνικών διαμόρφωσης, που θα επιβεβαιώσουν την χρησιμοποίηση μόνο έγκυρων καταστάσεων.



Σχήμα 3. 1 Αντιστροφέας δύο επιπέδων

Διακόπτες Σε Αγωγή – Διακοπτική Κατάσταση	Αριθμός Διακοπτικής Κατάστασης	Πολικές Τάσεις Αντιστροφέα			Διάνυσμα Εξόδου
		$V_{ab}$	$V_{bc}$	$V_{ca}$	
$S_1, S_2, S_6$	1	$V_{in}$	0	$-V_{in}$	$\vec{V}_1 = 1+j0.577$
$S_2, S_3, S_1$	2	0	$V_{in}$	$-V_{in}$	$\vec{V}_2 = j1.151$
$S_3, S_4, S_2$	3	$-V_{in}$	$V_{in}$	0	$\vec{V}_3 = -1+j0.577$
$S_4, S_5, S_3$	4	$-V_{in}$	0	$V_{in}$	$\vec{V}_4 = -1-j0.577$
$S_5, S_6, S_4$	5	0	$-V_{in}$	$V_{in}$	$\vec{V}_5 = -j1.151$
$S_6, S_1, S_5$	6	$V_{in}$	$-V_{in}$	0	$\vec{V}_6 = 1-j0.577$
$S_1, S_3, S_5$	7	0	0	0	$\vec{V}_7 = 0$
$S_4, S_6, S_2$	8	0	0	0	$\vec{V}_8 = 0$

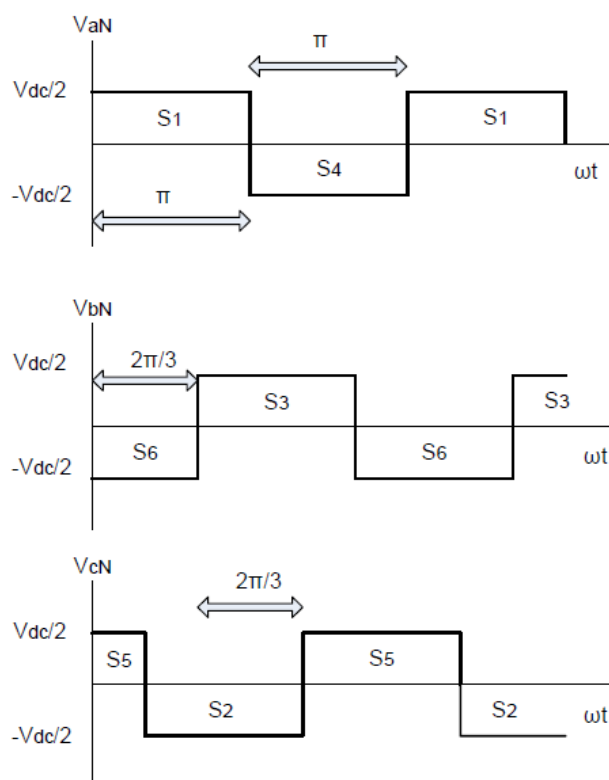
Πίνακας 3.1 : Διακοπτικοί Συνδυασμοί σε τριφασικό αντιστροφέα δύο επιπέδων



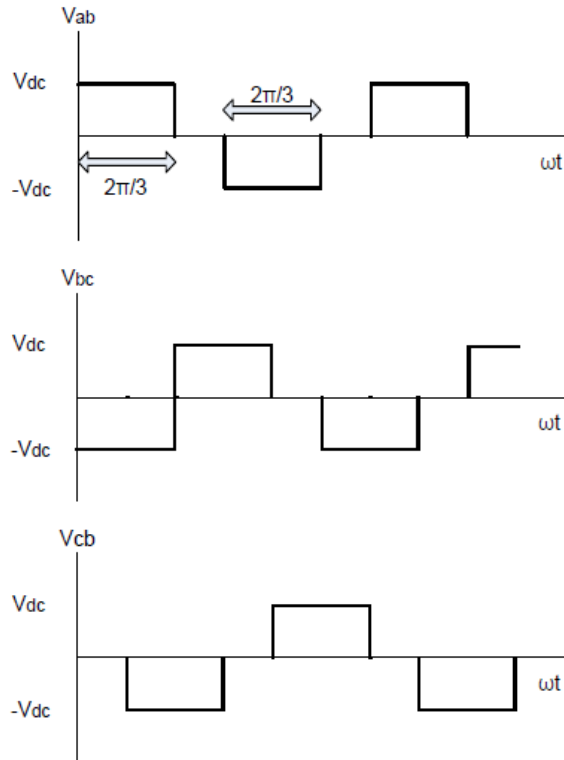
### Λειτουργία με τετραγωνικό παλμό τάσης

Η λειτουργία του αντιστροφέα με τετραγωνικό παλμό τάσης περιγράφεται στα σχήματα 3.2, 3.3.

Παρατηρούμε στην συγκεκριμένη λειτουργία, ότι κάθε διακόπτης άγει για  $180^\circ$ , ενώ οι έναυση των άνω ή κάτω διακοπών διαφορετικής φάσης διαφέρει κατά  $120^\circ$ , έτσι ώστε να παράγονται τάσεις εξόδου με  $120^\circ$  διαφορά μεταξύ τους. Στο σχήμα 3.2 βλέπουμε τις τάσεις ως προς τον ουδέτερο κόμβο του αντιστροφέα, που δημιουργείται μόνο αν έχουμε χωρητικό καταμεριστή στο ζυγό του DC. Ακόμη, φαίνεται ότι οι τάσεις ως προς τον κόμβο αυτό έχουν δύο μόνο επίπεδα  $+V_{dc}/2$  ή  $-V_{dc}/2$ .



**Σχήμα 3. 2 Φασικές τάσεις ως προς τον ουδέτερο N του χωρητικού καταμεριστή**



**Σχήμα 3. 3 Πολικές τάσεις αντιστροφεία**

Οι φασικές τάσεις, ως προς τη μεσαία λήψη της dc τροφοδοσίας μπορούν να εκφραστούν με σειρές Fourier ως εξής:

$$V_{aN} = \frac{2V_{dc}}{\pi} \left[ \cos\omega t - \frac{1}{3} \cos 3\omega t + \frac{1}{5} \cos 5\omega t - \dots \right] \quad (3.1)$$

$$V_{bN} = \frac{2V_{dc}}{\pi} \left[ \cos \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{1}{3} \cos 3 \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{1}{5} \cos 5 \left( \omega t - \frac{2\pi}{3} \right) - \dots \right] \quad (3.2)$$

$$V_{cN} = \frac{2V_{dc}}{\pi} \left[ \cos \left( \omega t + \frac{2\pi}{3} \right) - \frac{1}{3} \cos 3 \left( \omega t + \frac{2\pi}{3} \right) + \frac{1}{5} \cos 5 \left( \omega t + \frac{2\pi}{3} \right) - \dots \right] \quad (3.3)$$

όπου  $V_{dc}$  η dc τάση τροφοδοσίας.

Οι πολικές τάσεις μπορούν να εξαχθούν από τον τύπο :  $V_{ab} = V_{aN} - V_{bN}$ , οπότε έχουμε:

$$V_{ab} = \frac{2\sqrt{3}V_{dc}}{\pi} \left[ \cos \left( \omega t + \frac{\pi}{6} \right) + 0 - \frac{1}{5} \cos \left( 5\omega t + \frac{\pi}{6} \right) - \frac{1}{7} \cos 7 \left( \omega t + \frac{\pi}{6} \right) + \dots \right] \quad (3.4)$$

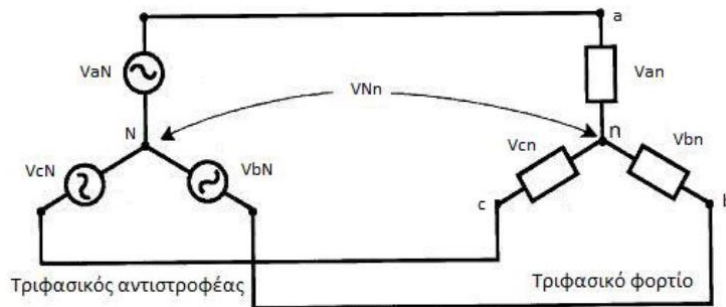
$$V_{bc} = \frac{2\sqrt{3}V_{dc}}{\pi} \left[ \cos \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right) + 0 - \frac{1}{5} \cos 5 \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right) - \frac{1}{7} \cos 7 \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right) + \dots \right] \quad (3.5)$$

$$V_{ca} = \frac{2\sqrt{3}V_{dc}}{\pi} \left[ \cos \left( \omega t + \frac{5\pi}{6} \right) + 0 - \frac{1}{5} \cos 5 \left( \omega t + \frac{5\pi}{6} \right) - \frac{1}{7} \cos 7 \left( \omega t + \frac{5\pi}{6} \right) + \dots \right] \quad (3.6)$$

Παρατηρούμε ότι η θεμελιώδης συνιστώσα της πολικής τάσης έχει  $\sqrt{3}$  φορές το πλάτος της αντίστοιχης φασικής και προηγείται κατά γωνία  $\pi/6$ . Οι αρμονικές της κυματομορφής είναι τάξεως  $6n \pm 1$ , όπου  $n$  ακέραιος, αφού οι αρμονικές των φασικών τάσης ως προς τη μεσαία λήψη έχουν ίσα πλάτη αρμονικών σε συχνότητες περιττά πολλαπλάσια του 3. Τόσο η

Θεμελιώδης των πολικών τάσεων όσο και οι συνιστώσες ανώτερης τάξης είναι μετατοπισμένες μεταξύ τους κατά  $2\pi/3$ .

Όταν ο κοινός κόμβος του φορτίου συνδεδεμένου σε αστέρα είναι απομονωμένος, δηλαδή δεν συνδέεται με τη μεσαία λήψη του χωρητικού καταμεριστή του αντιστροφέα, το ισοδύναμο κύκλωμα τροφοδοσίας είναι το σχήμα 3.4.



**Σχήμα 3. 4** Ισοδύναμο κύκλωμα που δείχνει την τάση  $V_{nN}$  μεταξύ ουδετέρου σημείου φορτίου και αντιστροφέα

Τότε οι αρμονικές τρίτης τάξεως και τα πολλαπλάσιά τους εμφανίζονται στους κόμβους N,n Εφαρμόζοντας το νόμο τάσεων Kirchhoff σε όλους τους βρόχους που σχηματίζονται έχουμε:

$$V_{aN} = V_{an} + V_{nN} \quad (3.7)$$

$$V_{bN} = V_{bn} + V_{nN} \quad (3.8)$$

$$V_{cN} = V_{cn} + V_{nN} \quad (3.9)$$

Προσθέτοντας κατά μέλη τις παραπάνω σχέσεις έχουμε:

$$V_{aN} + V_{bN} + V_{cN} = V_{an} + V_{bn} + V_{cn} + 3V_{nN} \quad (3.10)$$

Εάν έχουμε τριφασική συμμετρική τροφοδοσία ισχύει:

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (3.11)$$

Άρα:

$$V_{nN} = \frac{1}{3} [V_{aN} + V_{bN} + V_{cN}] \quad (3.12)$$

Αντικαθιστώντας, λαμβάνουμε:

$$V_{an} = \frac{2}{3}V_{aN} - \frac{1}{3}V_{bN} - \frac{1}{3}V_{cN} \quad (3.13)$$

$$V_{bn} = \frac{2}{3}V_{bN} - \frac{1}{3}V_{aN} - \frac{1}{3}V_{cN} \quad (3.14)$$

$$V_{cn} = \frac{2}{3}V_{cN} - \frac{1}{3}V_{aN} - \frac{1}{3}V_{bN} \quad (3.15)$$

Οι φασικές τάσεις του φορτίου έχουν μορφή έξι παλμών, ενώ είναι μετατοπισμένες κατά γωνία  $\pi/6$  από τις αντίστοιχες φασικές τάσεις τροφοδοσίας. Σημειώνεται ότι οι φασικές τάσεις του φορτίου είναι ίδιες στην περίπτωση απομονωμένου ή συνδεδεμένου ουδέτερου κόμβου του φορτίου και της μεσαίας λήψης του αντιστροφέα. Παρ' όλα αυτά, στη δεύτερη περίπτωση, οι συνιστώσες μηδενικής ακολουθίας ρέουν στον κλειστό βρόχο που δημιουργείται και καταστέλλονται.

### Ρεύμα στην πλευρά συνεχούς τάσης

Θεωρώντας ότι ο αντιστροφέας δεν καταναλώνει ενέργεια και ότι τα στοιχεία με τα οποία υλοποιείται δεν αποθηκεύουν ενέργεια, το ισοζύγιο της στιγμιαίας ισχύος δίνει:

$$u_i(t) i_i(t) = u_a(t) i_a(t) + u_b(t) i_b(t) + u_c(t) i_c(t) \quad (3.16)$$

όπου τα  $i_a(t)$ ,  $i_b(t)$  και  $i_c(t)$  είναι τα ρεύματα φορτίου συνδεδεμένου κατά αστέρα, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.4.

Για ημιτονοειδή ρεύματα και ημιτονοειδείς φασικές τάσεις εξόδου του αντιστροφέα, καθώς και για σταθερή τιμή της τάσεως εισόδου  $u_i(t) = V_{dc}$  η εξίσωση γράφεται:

$$i_i(t) = \frac{1}{V_{dc}} \left\{ \sqrt{2} V_{o1} \sin(\omega t) \cdot \sqrt{2} I_o \sin(\omega t - \theta) + \sqrt{2} V_{o1} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sqrt{2} I_o \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \theta\right) + \sqrt{2} V_{o1} \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \cdot \sqrt{2} I_o \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3} - \theta\right) \right\} \quad (3.17)$$

όπου  $V_{o1}$ , είναι η θεμελιώδης ενεργός τιμή της φασικής τάσης εξόδου,  $I_o$  είναι η ενεργός τιμή του ρεύματος του φορτίου και  $\theta$  είναι αυθαίρετος επαγωγικός συντελεστής ισχύος. Επομένως το ρεύμα στο dc bus μπορεί περαιτέρω να απλοποιηθεί ως εξής:

$$i_i(t) = 3 \frac{V_{o1}}{V_{dc}} I_o \cos(\theta) \quad (3.18)$$

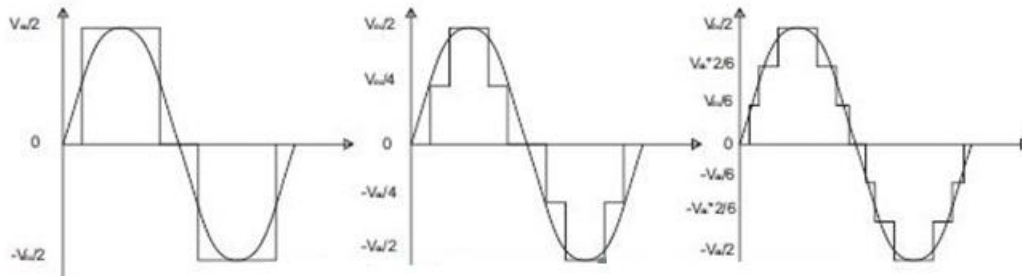
Από την παραπάνω σχέση φαίνεται ότι όταν οι φασικές τάσεις είναι απελευθερωμένες από αρμονικές τότε το ρεύμα στο ζυγό συνεχούς τάσης του αντιστροφέα είναι καθαρά συνεχές. Παρ' όλα αυτά, καθώς οι φασικές τάσεις έχουν αρμονικές, το ρεύμα στο ζυγό συνεχούς τάσης θα περιέχει κι αυτό αρμονικές ίδιας τάξης.

## 3.1.2 Αντιστροφείς πολλών Επιπέδων

Οι αντιστροφείς δύο επιπέδων που εξετάστηκαν, παρ' όλο που είναι αρκετά αποτελεσματικοί, έχουν ορισμένα μειονεκτήματα, όπως η αρμονική παραμόρφωση της τάσης εξόδου και υψηλή τιμή του λόγου  $dv/dt$ , σε σχέση με έναν αντιστροφέα πολλών επιπέδων [10,11]. Συνεπώς, σε ορισμένες εφαρμογές που απαιτείται αρκετά μειωμένη παραμόρφωση ένας συμβατικός αντιστροφέας δύο επιπέδων δεν επαρκεί.

Η λογική του αντιστροφέα πολλών επιπέδων (multilevel Inverter – MLI) είναι μία τροποποίηση του αντιστροφέα δύο επιπέδων. Στους αντιστροφείς πολλών επιπέδων δεν χρησιμοποιούνται τα δύο επίπεδα  $\pm V_{DC}/2$  για την κατασκευή της κυματομορφής εξόδου, αλλά συνδυάζονται παραπάνω από δύο επίπεδα τάσης και το αποτέλεσμα είναι

κυματομορφή εξόδου με μικρότερο αρμονικό περιεχόμενο και μικρότερο λόγο  $dv/dt$ . Το πόσο πιο ομαλή θα είναι η κυματομορφή εξόδου εξαρτάται από τα επίπεδα τάσης που χρησιμοποιούνται, αλλά η πολυπλοκότητα του κυκλώματος ελέγχου και των στοιχείων που το αποτελούν αυξάνεται ανάλογα. Στο σχήμα 3.5 φαίνεται η κυματομορφή να γίνεται περισσότερο ομαλή ανάλογα με τον αριθμό των επιπέδων του αντιστροφέα:



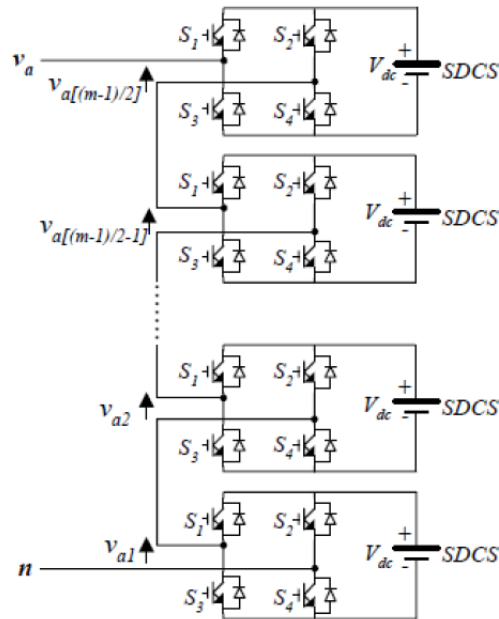
**Σχήμα 3. 5** Αύξηση των επιπέδων του αντιστροφέα οδηγεί σε πιο ομαλή κυματομορφή στην έξοδο

Οι περισσότερο χρησιμοποιούμενες τοπολογίες αντιστροφέων πολλαπλών επιπέδων είναι:

- Μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων με αλληλένδετες βαθμίδες πλήρους γέφυρας (Cascaded H-Bridges)
- Μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού (Diode-Clamped Multilevel Inverters)
- Μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές (Flying Capacitor Multilevel Inverters)

### 3.1.2.1 Μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων με αλληλένδετες βαθμίδες πλήρους γέφυρας (Cascaded H-Bridges)

Ο μετατροπέας αυτός χρησιμοποιεί αρκετές βαθμίδες πλήρους γέφυρας, συνδεδεμένες σε σειρά, για να παράγει ένα ημιτονικό σήμα στην έξοδό του. Κάθε βαθμίδα αποτελείται από μία γέφυρα και η έξοδος του τελικού κυκλώματος είναι τελικά το άθροισμα των επιμέρους εξόδων που προκύπτουν από κάθε βαθμίδα. Δηλαδή αν έχουμε  $k$  βαθμίδες ο αριθμός των επιπέδων της τάσης εξόδου θα είναι  $2k+1$ . Ο τύπος αυτός του μετατροπέα έχει το πλεονέκτημα μεταξύ των άλλων δύο ότι χρειάζεται μικρότερο αριθμό στοιχείων για την υλοποίησή του, οπότε προκύπτει μικρότερος σε όγκο και κόστος. Στο σχήμα 3.6 φαίνεται η βασική τοπολογία του αντιστροφέα πολλαπλών επιπέδων με αλληλένδετες βαθμίδες πλήρους γέφυρας:

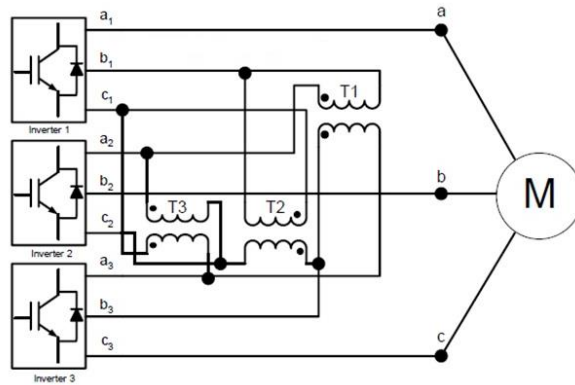


**Σχήμα 3. 6 Αντιστροφείας πολλαπλών επιπέδων με αλληλένδετες βαθμίδες πλήρους γέφυρας**

Σε μονοφασικό αντιστροφεία, κάθε φάση συνδέεται σε μία ξεχωριστή πηγή συνεχούς τάσης. Κάθε επίπεδο παράγει τρεις τάσεις: θετική, αρνητική και μηδέν. Χρησιμοποιώντας διαφορετικούς συνδυασμούς διακοπών, λαμβάνουμε το επιθυμητό αποτέλεσμα. Ορισμένες από τις εφαρμογές των αντιστροφείων αυτού του τύπου είναι σε ενεργούς αντισταθμιστές αέργου ισχύος, σε ανανεώσιμες πηγές που χρησιμοποιούν μπαταρίες και μπορούν να χρησιμοποιηθούν είτε σε συνδεσμολογίες τριγώνου είτε αστέρα. Επιπλέον, μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε μπαταρίες αυτοκινήτων, για να τροφοδοτήσουν τα ηλεκτρονικά στοιχεία του αυτοκινήτου, όπως για παράδειγμα σε ηλεκτρικά φρένα.

Τα πλεονεκτήματα των αντιστροφείων αυτών είναι:

- Ο αριθμός επιπέδων της τάσης εξόδου είναι διπλάσιος από τον αριθμό των πηγών.
- Η κατασκευή είναι εύκολη και γρήγορη.
- Ο σχεδιασμός χωρίζεται σε βαθμίδες.
- Ο έλεγχος είναι εύκολος μέσω μετασχηματιστή (σχήμα 3.7).
- Είναι οικονομικοί.

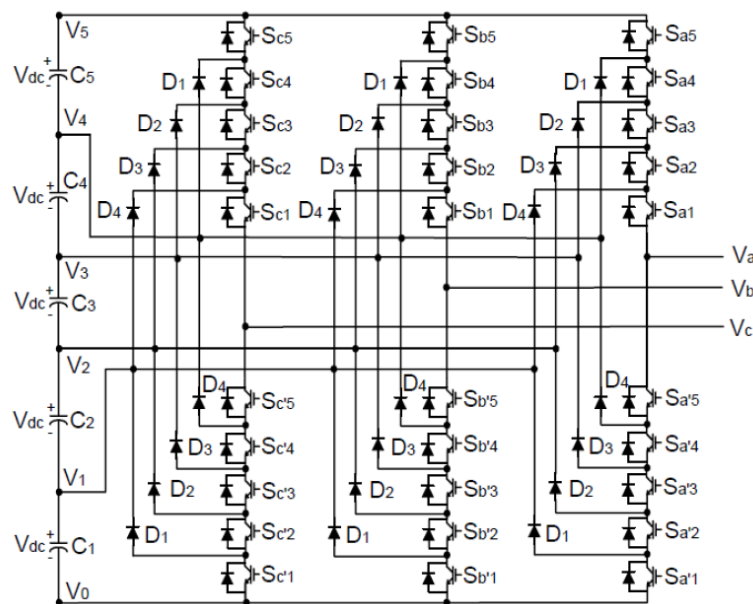


**Σχήμα 3. 7 Μετασχηματιστής για έλεγχο πολυεπίπεδου αντιστροφέα με αλληλένδετες βαθμίδες πλήρους γέφυρας**

Στα μειονεκτήματα αναφέρεται ότι χρειάζεται κάθε γέφυρα ξεχωριστή dc πηγή, γεγονός που περιορίζει και τις εφαρμογές τους, λόγω του μεγάλου αριθμού των πηγών.

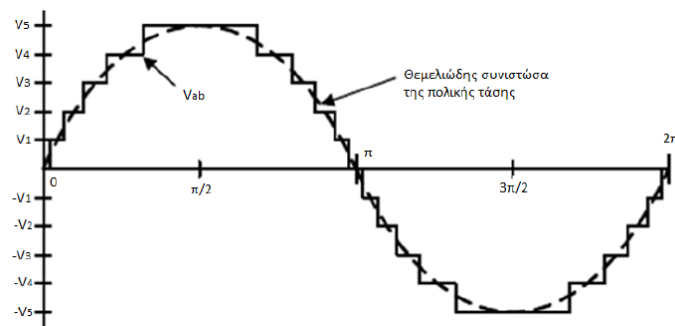
### 3.1.2.2 Μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων με διόδους περιορισμού (Diode-Clamped Multilevel Inverters)

Στους αντιστροφείς αυτούς χρησιμοποιούνται διόδοι περιορισμού, ώστε να περιορίσουν την καταπόνηση σε κάθε διακόπτη. Αρχικά προτάθηκε από τους Akagi, Nabae και Takashi το 1981. Ένας αντιστροφέας  $k$  επιπέδων χρειάζεται  $(2k-2)$  διακοπτικά στοιχεία,  $(k-1)$  πηγές τάσης στην είσοδο και  $(k-1)(k-2)$  διόδους, ώστε να λειτουργήσει. Η τάση στα άκρα κάθε διόδου και διακόπτη είναι  $V_{DC}$ . Η τοπολογία ενός τριφασικού αντιστροφέα 6 επιπέδων με διόδους περιορισμού φαίνεται στο σχήμα 3.8:



**Σχήμα 3. 8 Τριφασικός Αντιστροφέας 6 επιπέδων με διόδους περιορισμού**

Στο σχήμα 3.9 φαίνεται η κυματομορφή μίας από τις τρεις πολικές τάσης, για τον αντιστροφέα 6 επιπέδων. Η πολική τάση  $V_{ab}$  είναι το άθροισμα τετραγωνικών παλμών με 11 διακριτές τιμές.



**Σχήμα 3. 9 Πολική Τάση Αντιστροφέα 6 επιπέδων με διόδους περιορισμού**

Κάθε διακόπτης πρέπει να αποκόπτει τάση  $V_{DC}$  αλλά οι διόδοι περιορισμού απαιτείται να κόβουν τάσεις διαφορετικής τιμής. Αυτό είναι εύκολο, παρατηρώντας τις τάσεις στα άκρα των διόδων για κάθε επίπεδο τάσης.

Μερικές εφαρμογές των αντιστροφών αυτών είναι για γραμμές μεταφοράς υψηλής τάσης, όταν έχουμε ac και dc γραμμές να συνδυάζονται. Επίσης χρησιμοποιείται σε συστήματα κίνησης υψηλής ταχύτητας.

Τα πλεονεκτήματά τους είναι:

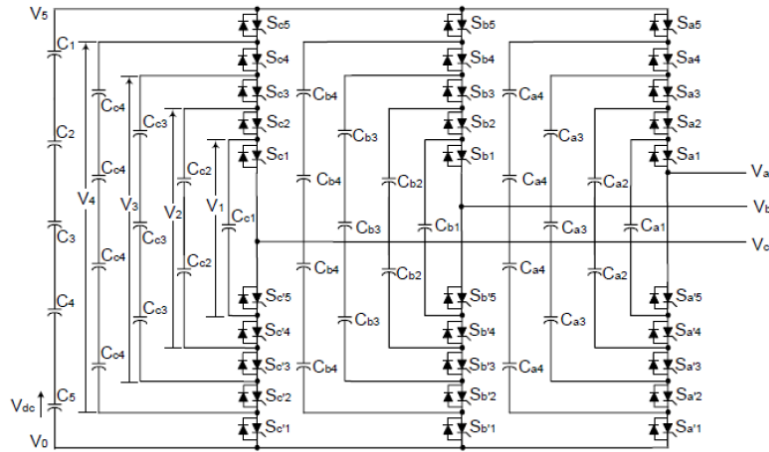
- Μικρή χωρητικότητα των πυκνωτών, οι οποίοι είναι ήδη φορτισμένοι.
- Μπορούν να χρησιμοποιηθούν back to back αντιστροφείς.
- Υψηλή απόδοση στη θεμελιώδη.

Μειονεκτήματα αποτελούν το πλήθος των διόδων που αυξάνονται με την αύξηση των επιπέδων και ότι η dc πλευρά αποφορτίζεται όταν ο έλεγχος και η παρακολούθηση δεν είναι ακριβείας.

### 3.1.2.3 Μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές (Flying Capacitor Multilevel Inverters)

Η τοπολογία αυτή μοιάζει αρκετά με την προηγούμενη, με τη διαφορά ότι υπάρχουν αιωρούμενοι πυκνωτές που περιορίζουν την επιβαλλόμενη τάση αντί για διόδους. Η DC είσοδος διαιρείται από τους πυκνωτές στην περίπτωση αυτή. Η τάση στα άκρα κάθε πυκνωτή είναι  $V_{DC}$ . Ένας αντιστροφέας  $k$  επιπέδων με  $(2k-2)$  διακόπτες θα απαιτεί  $(k-1)$  πυκνωτές για τη λειτουργία του. Στο σχήμα 3.10 φαίνεται η τοπολογία του αντιστροφέα αυτού, για τριφασικό αντιστροφέα 6 επιπέδων:





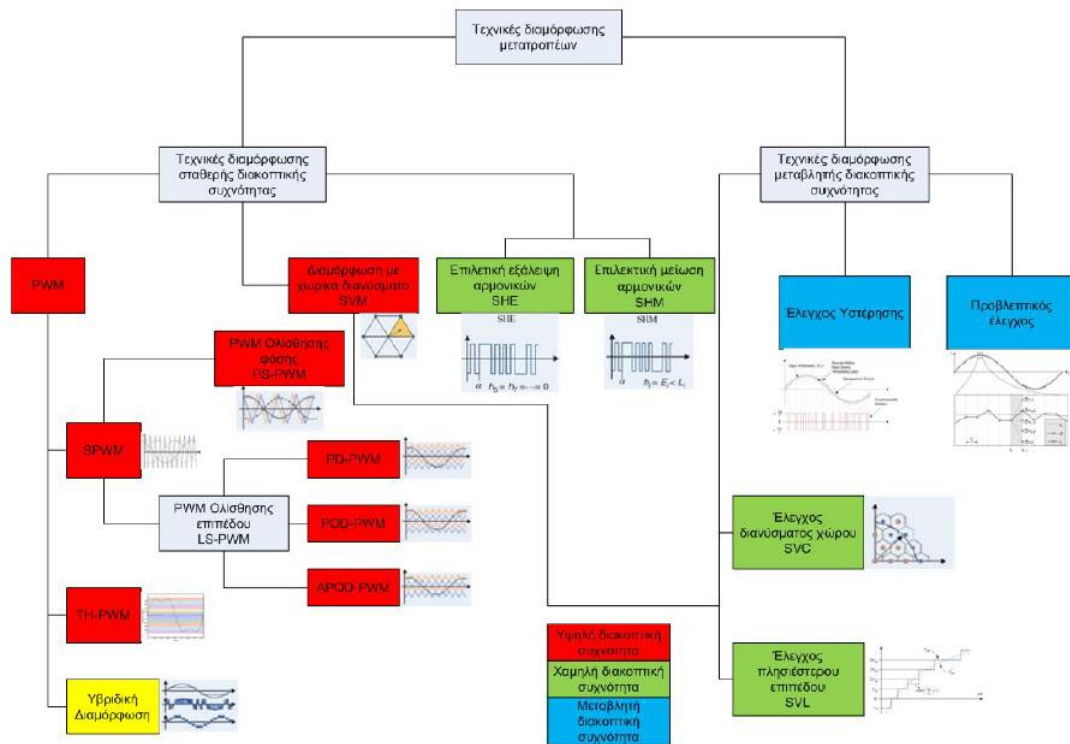
Σχήμα 3. 10 Αντιστροφείας 6 επιπέδων με αιωρούμενους πυκνωτές

Συγκρίνοντας τις τοπολογίες, παρατηρούμε ότι ο αριθμός των διακοπών, των αντιπαράλληλων διόδων και των πυκνωτών στο DC-bus είναι ίδια και στις δύο περιπτώσεις. Η διαφορά είναι ότι γίνεται χρήση των αιωρούμενων πυκνωτών αντί για τις διόδους περιορισμού, για την τάση. Οι πυκνωτές δεν μπορούν να περιορίσουν το ανάστροφο ρεύμα, σε αντίθεση με τις διόδους, οπότε αυξάνεται τελικά και ο αριθμός των διακοπών. Η τάση σε κάθε πυκνωτή είναι διαφορετική από την επόμενη και η τάση ανάμεσα σε δύο συνεχόμενους πυκνωτές καθορίζει την τάση στην έξοδο. Η καλύτερη εφαρμογή των αντιστροφέων αυτών είναι για αντισταθμιστές αέργου ισχύος.

Πλεονεκτήματα αυτής της τοπολογίας είναι η δυνατότητα ελέγχου ενεργού και αέργου ισχύος και ότι για την εξισορρόπηση των επιπέδων τάσεων των πυκνωτών, έχουμε περιθώριο φάσης. Μειονεκτήματα είναι η δυσκολία ελέγχου όλων των πυκνωτών, η πολυπλοκότητα, η απόδοση των διακοπών και το γεγονός ότι οι πυκνωτές είναι ακριβότεροι από τις διόδους.

### 3.2 Μέθοδοι διαμόρφωσης τάσης μετατροπέων συνεχούς τάσης σε εναλλασσόμενη

Για να επιτευχθεί το επιθυμητό πλάτος και συχνότητα της τάσης ή του ρεύματος που θέλουμε να παραχθεί από τον μετατροπέα, οι διακόπτες του πρέπει να ελεγχθούν. Υπάρχουν διάφορες τεχνικές διαμόρφωσης που επιτρέπουν το χειρισμό των μετατροπέων. Η ραγδαία ανάπτυξη των μετατροπέων ισχύος είχε ως αποτέλεσμα την ανάπτυξη και των τεχνικών διαμόρφωσης, οι οποίες συμβάλουν στην βελτίωση των ποιοτικών χαρακτηριστικών ρεύματος και τάσης, επομένως και του βαθμού απόδοσης, αλλά και του συνολικού κόστους του μετατροπέα. Επιπλέον, οι τεχνικές διαμόρφωσης στοχεύουν στη μείωση της τάσης κοινού σήματος, την ευστάθεια της τάσης των πυκνωτών στο ζυγό σταθερής τάσης, καθώς και στο μικρότερο αρμονικό περιεχόμενο και λόγο  $dv/dt$ . Βέβαια όλα τα παραπάνω χαρακτηριστικά δε βελτιώνονται με μία τεχνική, αλλά ανάλογα για την κάθε εφαρμογή και την κάθε τοπολογία, θα πρέπει να γίνεται διερεύνηση για την επιλογή της μεθόδου διαμόρφωσης, ώστε να προκύψουν τα επιθυμητά αποτελέσματα [3,10].



Σχήμα 3. 11 Κατηγοριοποίηση τεχνικών διαμόρφωσης μετατροπέων [10]

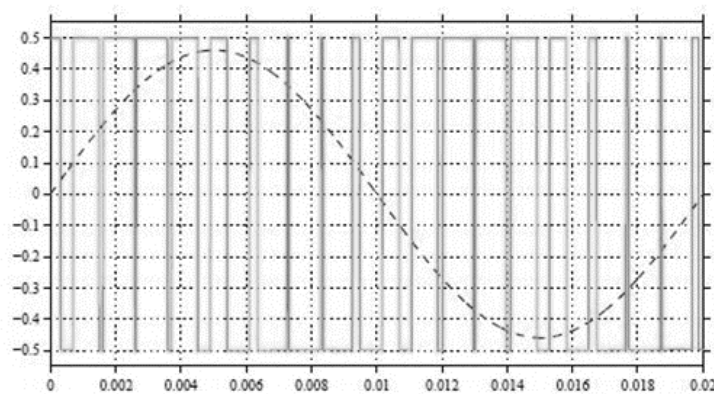
Στο σχήμα 3.11 κατηγοριοποιούνται ανάλογα με τη διακοπτική συχνότητα, που μπορεί να είναι σταθερή ή μεταβλητή, οι βασικές τεχνικές διαμόρφωσης τάσης, όπου με κόκκινο χρώμα είναι οι τεχνικές διαμόρφωσης υψηλής διακοπτικής συχνότητας, με πράσινο χαμηλής και με μπλε οι μεταβλητής.

### 3.2.1 Τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών

#### 3.2.1.1 Διαμόρφωση PWM

Μία από τις πιο διαδεδομένες μεθόδους διαμόρφωσης τάσης στους μετατροπείς ισχύος είναι η διαμόρφωση εύρους παλμών. Τα πλεονεκτήματα που οδηγούν κυρίως στην διάδοσή της αφορούν την υψηλή επίδοση, την απλότητα, τη σταθερή διακοπτική συχνότητα, καθώς και τη σχετικά απλή υλοποίησή της είτε με αναλογικό είτε με ψηφιακό τρόπο.

Στη συγκεκριμένη μέθοδο συγκρίνεται ένα σήμα αναφοράς με ένα τριγωνικό φέρον συχνότητας  $f_c$  και ανάλογα με το αποτέλεσμα της σύγκρισης άγουν ή σβήνουν κάποιοι από τους διακόπτες του μετατροπέα. Επομένως, λόγω της παραπάνω σύγκρισης, και η κυματομορφή της τάσης εξόδου αποτελείται από διακριτά επίπεδα τάσης [10,11].



Σχήμα 3. 12 Τάση εξόδου αντιστροφέα δύο επιπέδων με τεχνική PWM

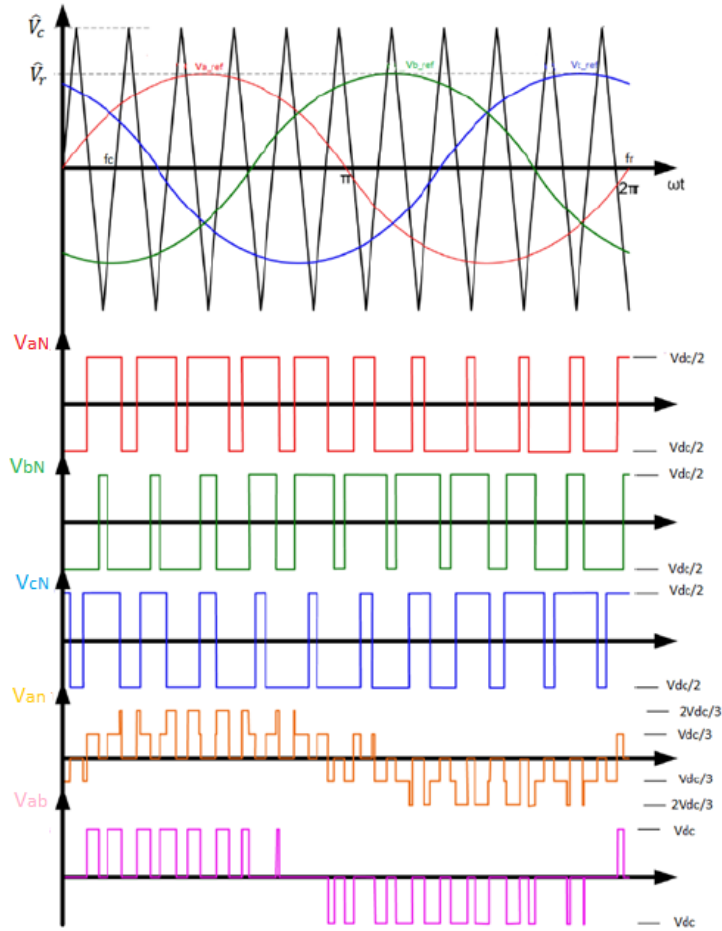
### 3.2.1.2 Ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (SPWM)

#### Διαμόρφωση με ένα φέρον σήμα

Στους αντιστροφείς, ειδικότερα τάσης, χρησιμοποιείται, κυρίως στη βιομηχανία, η ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών. Στην περίπτωση αυτή το σήμα αναφοράς είναι ημιτονοειδές συχνότητας  $f_r$ , έτσι ώστε η τάση εξόδου να προσεγγίζει όσο το δυνατόν καλύτερα την κυματομορφή ημιτόνου. Λόγω των τριών φάσεων του τριφασικού αντιστροφέα, για κάθε φάση απαιτείται και ένα σήμα αναφοράς, με διαφορά φάσης  $120^\circ$  μεταξύ τους. Σε αυτό το σημείο πρέπει να αναφερθεί ότι στους τριφασικούς αντιστροφείς δεν ορίζεται η έννοια της μονοπολικής ή διπολικής τάσης εξόδου, εφόσον οι μονοφασικές τάσεις εξόδου του αντιστροφέα ως προς τον κοινό κόμβο του χωρητικού καταμεριστή είναι  $+V_{dc}/2$  και  $-V_{dc}/2$  (διπολική), ενώ θεωρώντας ως αναφορά τον κόμβο αρνητικής τάσης στην είσοδο είναι  $+V_{dc}$  και 0 (μονοπολική).

Το αρμονικό φάσμα περιέχει την κύρια αρμονική συνιστώσα, η οποία ταυτίζεται με την συχνότητα αναφοράς  $f_r$  και κυριαρχούσες ανώτερες αρμονικές γύρω από πολλαπλάσια της διακοπτικής συχνότητας  $f_c$ . Ορίζεται ως συντελεστή συχνότητας ο λόγος  $m_f = f_c/f_r$ , που θα πρέπει να είναι αρκετά υψηλός (ενδεικτικά: μεγαλύτερος του 10), έτσι ώστε να αποφεύγονται οι χαμηλές αρμονικές συνιστώσες που είναι δύσκολο να φιλτραριστούν. Επιπλέον, σημαντικό είναι ότι όσο μεγαλύτερος είναι ο συντελεστής συχνότητας, τόσο μεγαλύτερες θα είναι οι διακοπτικές απώλειες.

Η αρχή λειτουργίας της ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών, αναλύεται στο σχήμα 3.13.



Σχήμα 3. 13 Τριφασικές κυματομορφές με ημιτονοειδή διαμόρφωση εύρους παλμών

Τα σημεία τομής των κυματομορφών αναφοράς και φέροντος καθορίζουν την έναυση ή σβέση των διακοπών. Με βάση τα παραπάνω, έχουμε για την φασική τάση εξόδου  $v_{aN}$  ότι:

$$v_{a,ref} > v_c \text{ τότε άγει } S_1 \text{ και } v_{aN} = \frac{V_{dc}}{2}$$

$$v_{a,ref} < v_c \text{ τότε άγει } S_4 \text{ και } v_{aN} = -\frac{V_{dc}}{2}$$

Εφόσον οι διακόπτες δεν άγουν ταυτόχρονα λόγω βραχυκυκλώματος της εισόδου, η τάση εξόδου έχει δύο διακριτές τιμές. Οι διακόπτες λειτουργούν συμπληρωματικά. Στην πράξη ωστόσο μεσολαβεί ένα διάστημα ασφαλείας που δεν άγει κανείς (dead time).

Ορίζουμε επιπλέον ως συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους το λόγο  $m_a = V_r/V_c$ , όπου  $V_r$  και  $V_c$  το πλάτος του σήματος αναφοράς και φέροντος αντίστοιχα. Διαισθητικά μπορεί κανείς να παρατηρήσει παράλληλα με το σχήμα 3.13 ότι όσο αυξάνεται ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους, τόσο αυξάνεται το πλάτος της θεμελιώδους τάσης εξόδου.

Η φασματική ανάλυση της φασικής τάσης εξόδου  $v_{aN}$  μας δίνει ότι:

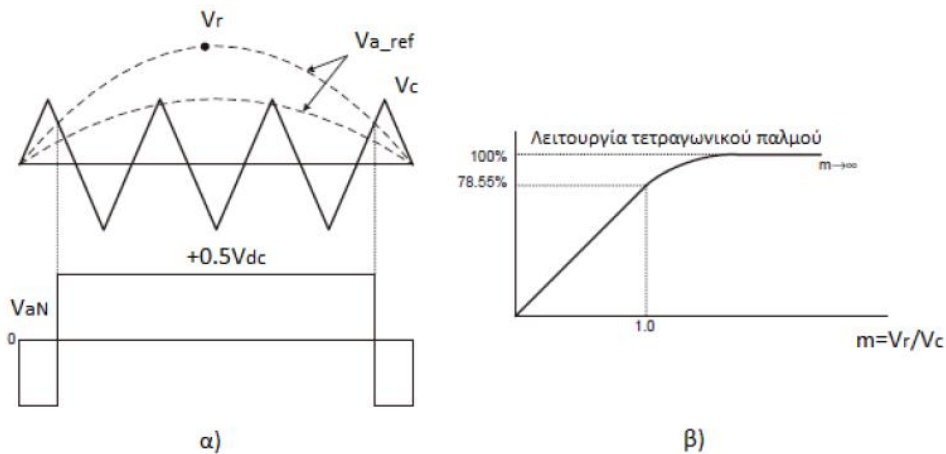
$$v_{aN} = m_a \frac{V_{dc}}{2} \sin(\omega r + \varphi) + \text{υψίσυχνοι όροι (} M\omega c \pm N\omega r \text{)} \quad (3.19)$$

Όπου  $\varphi$  η διαφορά φάσης του σήματος αναφοράς και της φάσης  $\alpha$  με το σήμα του φέροντος και  $M$  και  $N$  ακέραιοι με άθροισμα περιττό ακέραιο.

Γενικά, με αύξηση της διακοπτικής συχνότητας (συχνότητα φέροντος) έχουμε εξάλειψη των συνιστωσών χαμηλών αρμονικών, ενώ οι κυριαρχούσες αρμονικές γύρω από τη διακοπτική συχνότητα είναι εύκολο να καταπιεστούν με τη χρήση χαμηλού κόστους φίλτρου. Παρ' όλα αυτά, η αύξηση της διακοπτικής συχνότητας δεν αυξάνει την απόδοση της μεθόδου, αφού οι διακοπτικές απώλειες αυξάνονται και μπορεί να πάρουν αξιοσημείωτες τιμές, οπότε τελικά δεν έχουμε αύξηση του συντελεστή απόδοσης.

Για  $m_a=1$  η μέγιστη τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας είναι  $0.5V_{dc}$ . Για  $m_a=0$  η έξοδος του αντιστροφέα είναι τετραγωνικοί παλμοί με duty cycle 50% και συχνότητα αυτή του φέροντος σήματος και στην περίπτωση αυτή η μέση τιμή της τάσης εξόδου είναι μηδέν.

Εάν το πλάτος των σημάτων αναφοράς ξεπεράσει αυτό του φέροντος, δηλαδή έχουμε  $m_a > 1$ , ο αντιστροφέας εισέρχεται στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης. Σε αυτή τη μορφή λειτουργίας, σε αντίθεση με τη λειτουργία στη γραμμική περιοχή ( $0 < m_a < 1$ ), το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας δεν αυξάνεται ανάλογα με την τιμή του συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους. Αυτή η μη γραμμικότητα έχει ως αποτέλεσμα την εμφάνιση χαμηλών κυρίαρχων αρμονικών, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.14. Εάν ο συντελεστής διαμόρφωσης αυξηθεί ακόμα περισσότερο, τότε η διαμόρφωση SPWM εκφυλλίζεται σε λειτουργία με τετραγωνική κυματομορφή της τάσης εξόδου, με τη θεμελιώδη συνιστώσα να λαμβάνει τιμή ίση με  $4V_{dc}/2\pi$ .



**Σχήμα 3. 14** Λειτουργία με υπερδιαμόρφωση : α) Διαμόρφωση τάσης και φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα, β) Χαρακτηριστική Ανηγμένης Τάσης ως προς το συντελεστή διαμόρφωσης

### Διαμόρφωση με πολλαπλά φέροντα σήματα

Η τεχνική διαμόρφωσης εύρους παλμών με πολλαπλά φέροντα σήματα αποτελεί επέκταση της παραδοσιακής SPWM τεχνικής με τριγωνικό παλμό των συμβατικών μετατροπέων και βρίσκει άμεση εφαρμογή στους πολυεπίπεδους μετατροπέις. Ειδικότερα η τεχνική MPWM χρησιμοποιείται για την επίτευξη πολλαπλών επιπέδων, πολλαπλούς

τριγωνικούς φορείς, οι οποίοι μπορεί να είναι κατανεμημένοι σε διαφορετικά επίπεδα πλάτους, οπότε μιλάμε για τεχνικές PWM ολισθημένου πλάτους (Level Shifted PWM – LS-PWM), ή μπορεί να έχουν κάποια φασική μετατόπιση, οπότε μιλάμε για τεχνικές PWM ολισθημένης φάσης (Phase Shifted PWM – PS – PWM).

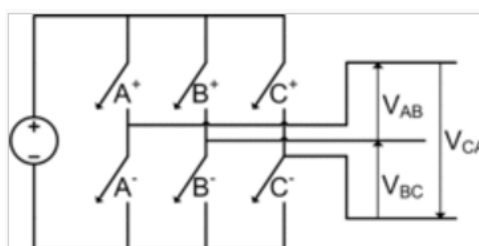
Οι τεχνικές αυτές δεν θα περιγραφούν αναλυτικά στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εργασίας.

### 3.2.2 Διαμόρφωση Διανύσματος Χώρου (Space Vector Modulation, SVM)

#### SVM σε συμβατικούς αντιστροφείς δύο επιπέδων

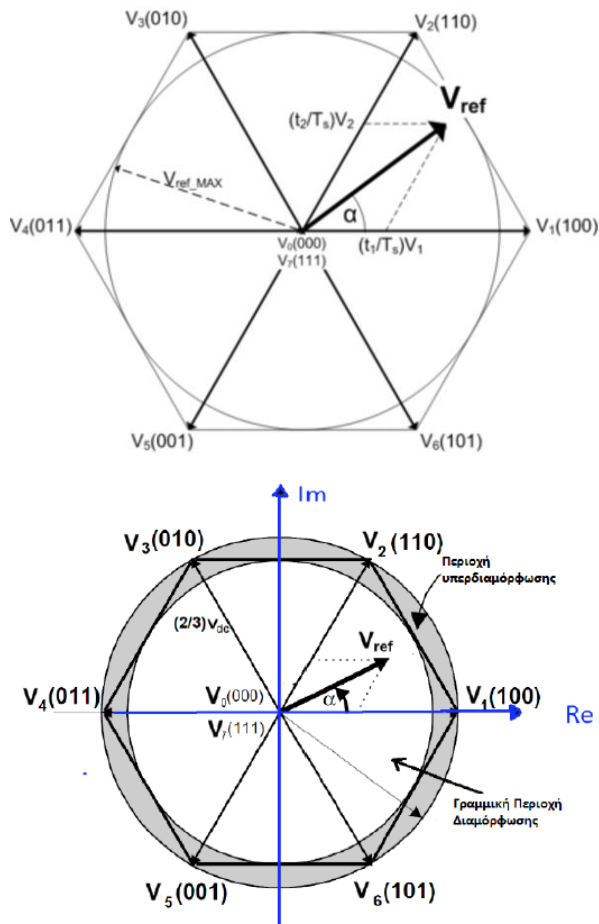
Η διαμόρφωση SVM είναι μία πιο εξελιγμένη τεχνική PWM και είναι πιθανώς η καλύτερη τεχνική για εφαρμογές μεταβλητής συχνότητας. Λόγω των βελτιωμένων χαρακτηριστικών της, τα τελευταία χρόνια η χρήση της διευρύνεται. Υπάρχουν διάφορες παραλλαγές της μεθόδου SVM που έχουν διαφορετικά αποτελέσματα τόσο στην ποιότητα της διαμόρφωσης όσο και στις υπολογιστικές ανάγκες. Ένα βασικό πλεονέκτημα που έχει η μέθοδος γενικά είναι η μείωση του συντελεστή THD που προκαλείται από τις ταχείες μεταβολές τους διακόπτες λόγω του αλγορίθμου της PWM.

Η βασική αρχή της SVM είναι ότι «βλέπει» την ημιτονοειδή τάση ως ένα διάνυσμα σταθερού μέτρου που στρέφεται με σταθερή συχνότητα.



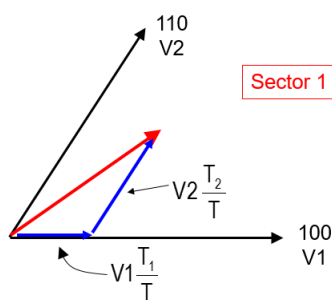
**Σχήμα 3. 15 Αντιστροφείας δύο επιπέδων**

Ένας τριφασικός αντιστροφείας δύο επιπέδων διαθέτει οκτώ διαφορετικές ( $2^3=8$ ) διακοπτικές καταστάσεις, για κάθε μία από τις οποίες έχουμε 6 ενεργές και 2 μηδενικές καταστάσεις. Η SVM διαμόρφωση βασίζεται στην απεικόνιση σε διανύσματα των σημάτων αναφοράς της ac πλευράς, τα οποία είναι αθροίσματα τριφασικών σημάτων. Τα 6 ενεργά διανύσματα διαιρούν το επίπεδο σε 6 τομείς των  $60^\circ$ . Το σήμα αναφοράς, έστω  $v_s^*$  επιτυγχάνεται με ενεργοποίηση των δύο διπλανών διανυσμάτων και των δύο μηδενικών διανυσμάτων, την κατάλληλη στιγμή από κάθε τομέα. Χρησιμοποιώντας αυτήν την προσέγγιση μπορούμε για κάθε δειγματοληψία να συνθέτουμε το επιθυμητό διάνυσμα. Δηλαδή, το διάνυσμα αναφοράς, έστω  $V_{ref}$ , προσεγγίζεται από έναν συνδυασμό από 8 διαφορετικές διακοπτικές καταστάσεις ( $V_0$  έως  $V_7$ ), οπότε αυτά τα διανύσματα σχηματίζουν τους 6 τομείς των  $60^\circ$ . Η διαμόρφωση αυτή παρουσιάζεται στα σχήματα 3.16.



Σχήμα 3. 16 Διάγραμμα κατάστασης διανυσμάτων αντιστροφεία

Το διάνυσμα  $V_{ref}$  παράγεται από τα δύο γειτονικά μη μηδενικά διανύσματα και δύο μηδενικά διανύσματα.



Σχήμα 3. 17 Σύνθεση του διανύσματος αναφοράς

Όπως φαίνεται, τα μηδενικά διανύσματα είναι τοποθετημένα στο κέντρο του εξάγωνου που δημιουργείται, καθώς δεν δημιουργούν σήματα. Η μέγιστη φασική τιμή του μέτρου του διανύσματος που μπορεί να δημιουργηθεί είναι  $2/3V_{dc}$  και το επιτρεπτό μέγιστο  $|v_s^*| = v_{smax}^*$  που μπορεί να υλοποιηθεί από τον ελεγκτή είναι  $V_{dc}/\sqrt{3}$ , το οποίο αντιστοιχεί σε ακτίνα κύκλου εγγεγραμμένου στο εξάγωνο ή με 86.6% του μέγιστου πλάτους διαθέσιμο. Υψηλότερες τιμές πλάτους μπορεί να επιτευχθούν με χρήση επιπλέον μη γραμμικού αλγορίθμου υπερδιαμόρφωσης.

Στον πίνακα 3.2 που ακολουθεί, ονομάζοντας τους διακόπτες  $A^+, A^-, B^+, B^-, C^+, C^-$ , όπως στο σχήμα 3.15, έχουμε τους πιθανούς συνδυασμούς διακοπτικών καταστάσεων που οδηγούν στη διαμόρφωση των διανυσμάτων στο επίπεδο:

Διάνυσμα	$A^+$	$B^+$	$C^+$	$A^-$	$B^-$	$C^-$	$V_{AB}$	$V_{BC}$	$V_{CA}$	
$V_0=\{000\}$	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON	0	0	0	Μηδενικό διάνυσμα
$V_1=\{100\}$	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON	+Vdc	0	-Vdc	Ενεργό διάνυσμα
$V_2=\{110\}$	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON	0	+Vdc	-Vdc	Ενεργό διάνυσμα
$V_3=\{010\}$	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON	-Vdc	+Vdc	0	Ενεργό διάνυσμα
$V_4=\{011\}$	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF	-Vdc	0	+Vdc	Ενεργό διάνυσμα
$V_5=\{001\}$	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF	0	-Vdc	+Vdc	Ενεργό διάνυσμα
$V_6=\{101\}$	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF	+Vdc	-Vdc	0	Ενεργό διάνυσμα
$V_7=\{111\}$	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF	0	0	0	Μηδενικό διάνυσμα

**Πίνακας 3.2 :** Διακοπτικές καταστάσεις στην SVM διαμόρφωση

Λαμβάνοντας υπ' όψη ότι για να συνθέσει ο αντιστροφέας το επιθυμητό σήμα πρέπει να υπολογιστεί στο χρόνο η μέση τιμή από τα γειτονικά διανύσματα και τα μηδενικά διανύσματα, καταλήγουμε στη σχέση:

$$v_s^* = d_x V_x + d_y V_y + d_z 0 \Rightarrow$$

$$|v_s^*| \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \sin\theta \end{bmatrix} = d_x \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + d_y \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos(\pi/3) \\ \sin(\pi/3) \end{bmatrix} + d_z 0 \quad (3.20)$$

Όπου για μία περίοδο δειγματοληψίας θα πρέπει να ισχύει:

$$d_x + d_y + d_z = 1 \quad (3.21)$$

Όπου:  $d_x$  το ποσοστό του χρόνου για το  $V_x$  και αντίστοιχα το  $d_y$

ενώ  $d_z$  ο χρόνος που απομένει για τα  $V_0$  και  $V_7$

Χρησιμοποιώντας απλές σχέσεις τριγωνομετρίας μπορούν να υπολογιστούν τα duty cycle των ενεργών διανυσμάτων ( $d_x, d_y$ ) και των μηδενικών διανυσμάτων ( $d_z$ ).

Αφού υπολογιστούν η γωνία  $\theta = \arg(v_s^*)$  και η απόλυτη τιμή  $|v_s^*|$  έχουμε:

$$d_x = \frac{|v_s^*| \sqrt{3}}{V_{dc}} \sin\left(\frac{n}{3}\pi - \theta\right) \quad (3.22)$$

$$d_y = \frac{|v_s^*| \sqrt{3}}{V_{dc}} \sin\left(\theta - \frac{n-1}{3}\pi\right) \quad (3.23)$$

$$d_z = 1 - d_x - d_y \quad (3.21)$$

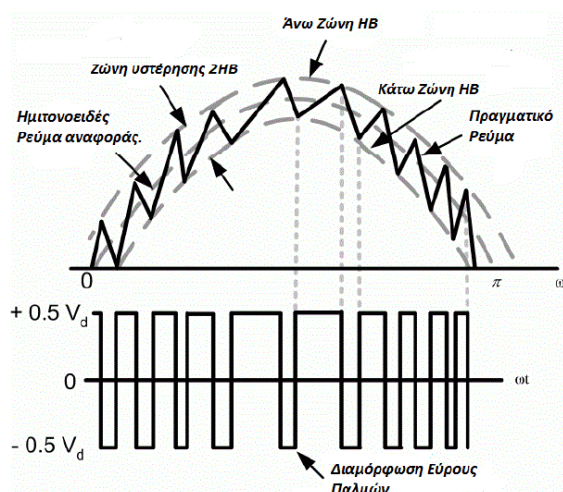
Στην SVM διαμόρφωση οι κύκλοι υπολογίζονται με βάση τις παραπάνω σχέσεις. Οι διαφοροποιήσεις που μπορούν να γίνουν αφορούν στη θέση των μηδενικών και την αλληλουχία που τα ενεργά διανύσματα εμφανίζονται στο κύκλο των διακοπών. Η τοπολογία που εξετάστηκε παραπάνω είναι συμμετρική με 7 τομείς και έχει αποδειχθεί ότι έχει το μικρότερο δείκτη ολικής αρμονικής παραμόρφωσης (THD) [3,10,12].



### 3.2.3 Έλεγχος ρεύματος μέσω ζώνης υστέρησης (Hysteresis Band Current Control PWM)

Η τεχνική διαμόρφωσης με έλεγχο ρεύματος μέσω ζώνης υστέρησης αποτελεί την απλούστερη PWM τεχνική, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.18.

Στην τεχνική αυτή, έχουμε έναν στιγμιαίο έλεγχο ρεύματος, όπου το μετρούμενο/πραγματικό ρεύμα αναγκάζεται από το ρεύμα αναφοράς να βρίσκεται συνεχώς σε προκαθορισμένο βρόχο υστέρησης. Όταν το πραγματικό ρεύμα ξεπεράσει την ανώτατη ή κατώτατη τιμή του βρόχου, τότε το άνω ή κάτω αντίστοιχα ημιαγωγικό στοιχείο της ημιγέφυρας σταματά να άγει και αρχίζει το κάτω ή άνω ημιαγωγικό στοιχείο. Με μείωση του εύρους του βρόχου υστέρησης επιτυγχάνεται καλύτερη αρμονική ποιότητα εξόδου, αλλά αυξάνεται η διακοπτική συχνότητα και άρα και οι διακοπτικές απώλειες. Μειονεκτήματα της τεχνικής αυτής, παρά την απλότητα και την ταχύτητα του ελέγχου, αποτελούν η αρμονική παραμόρφωση της κυματομορφής εξόδου και η μη σταθερή διακοπτική συχνότητα [3,29-31].



Σχήμα 3. 18 Τεχνική διαμόρφωσης με έλεγχο ρεύματος μέσω ζώνης υστέρησης

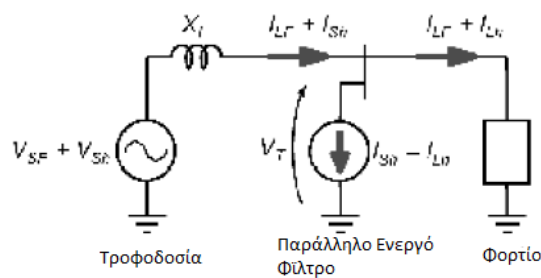
# 4

## Θεωρητικό υπόβαθρο και Μέθοδοι Σχεδιασμού παράλληλων ενεργών φίλτρων για την αντιστάθμιση αρμονικών ρεύματος

### 4.1 Εισαγωγή – Μετασχηματισμοί Clarke, Park

Στην εποχή μας τα ενεργά φίλτρα δεν παραμένουν στη θεωρία, αλλά έχουν ήδη υπάρξει πρακτικές εφαρμογές και ήδη χρησιμοποιούνται παγκοσμίως. Οι ελεγκτές τους αποφασίζουν σε πραγματικό χρόνο τα ρεύματα αναφοράς για την αντιστάθμιση και αναγκάζουν έναν μετατροπέα να τα συνθέσει κατάλληλα. Οπότε ένα ενεργό φίλτρο μπορεί να επιλέγει και να προσαρμόζεται στις ανάγκες αντιστάθμισης. Ένα ενεργό φίλτρο μπορεί να αντισταθμίσει το αρμονικό περιεχόμενο του ρεύματος ενός συγκεκριμένου φορτίου και να ακολουθεί τις αλλαγές των αρμονικών.

Στο σχήμα 4.1 φαίνεται το γενικό διάγραμμα ενός ενεργού φίλτρου. Το ενεργό φίλτρο μπορεί να αντισταθμίσει και τα δύο αρμονικά ρεύματα-  $I_{sh}$  που εισάγεται από την αρμονική τάση και  $I_{Lh}$  που εισάγεται από τις αρμονικές του ρεύματος φορτίου. Το παράλληλο ενεργό φίλτρο χρησιμοποιείται όμως μόνο για το  $I_{Lh}$ . Η λειτουργία του δηλαδή είναι να αντισταθμίσει τις αρμονικές του φορτίου και να μην τους επιτρέψει την είσοδο στο δίκτυο. Ένα φίλτρο που λειτουργεί με αυτόν τον τρόπο πρέπει να απορροφά ένα επιπλέον αρμονικό ρεύμα, ώστε να διατηρείται ημιτονοειδής η τάση στα άκρα του φορτίου [7].



Σχήμα 4. 1 Βασική αρχή παράλληλης αντιστάθμισης ρεύματος

Εάν η αντίδραση του συστήματος  $X_L$  είναι χαμηλή, το αρμονικό ρεύμα  $I_{sh}$  που απορροφάται από το φίλτρο μπορεί να είναι αρκετά υψηλό. Αυτό μπορεί να αυξήσει σημαντικά τη διαστασιολόγηση της απαιτούμενης ισχύος για το φίλτρο, καθιστώντας το μη πρακτική λύση. Συνεπώς, στην περίπτωση αυτή είναι καλό να χρησιμοποιούνται διαφορετικές

πρακτικές, όπως χρήση φίλτρου σειράς, το οποίο θα αντισταθμίζει απ' ευθείας την τάση. Οι δύο αυτές πρακτικές – του παράλληλου φίλτρου και του φίλτρου σειράς- είναι συμπληρωματικές μεταξύ τους. Δηλαδή, εάν το ενεργό φίλτρο σειράς παράγει μία τάση αντιστάθμισης ίση με  $V_{sh}$ , εξαναγκάζει το αρμονικό ρεύμα  $I_{sh}$  να γίνεται μηδενικό. Από την άλλη, εάν το παράλληλο ενεργό φίλτρο απορροφά το αρμονικό ρεύμα  $-I_{sh}$ , τότε δεν επιτρέπει τη διείσδυσή του στο δίκτυο, ώστε να έχουμε αρμονικές τάσης.

Το παράλληλο ενεργό φίλτρο μπορεί να ελεγχθεί αποτελεσματικά, ώστε να προσφέρει δυνατότητα επιλεκτικής αντιστάθμισης, δηλαδή μπορούμε να επιλέξουμε τη συνιστώσα του ρεύματος που θα αντισταθμιστεί. Μπορεί να επιλεγεί το ρεύμα της πηγής ή/και το ρεύμα του φορτίου αλλά και άλλες συνιστώσες και αρμονικές που θα επιλέξουμε. Στις περισσότερες εφαρμογές, όπως και στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής εργασίας, επιλέγεται να αντισταθμιστεί το ρεύμα ενός ορισμένου μη γραμμικού φορτίου.

Μία άλλη σημαντική ιδιότητα των φίλτρων είναι ότι μπορούν να καταστείλουν αρμονικές, με τρόπο ώστε να αποφεύγονται φαινόμενα που οφείλονται σε συντονισμούς λόγω αυτεπαγωγών και χωρητικοτήτων που υπάρχουν στο δίκτυο.

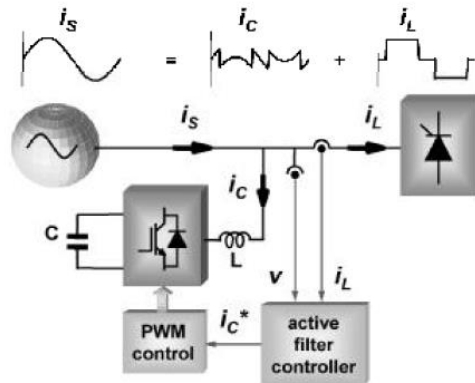
#### Γενική περιγραφή των παράλληλων ενεργών φίλτρων

Τα παράλληλα ενεργά φίλτρα συνήθως αποτελούνται από δύο βασικά τμήματα:

1. Τον μετατροπέα με τη μέθοδο διαμόρφωσης (επεξεργασία σήματος ισχύος - power processing)
2. Τον ελεγκτή του φίλτρου (επεξεργασία σήματος ελέγχου - signal processing)

Το πρώτο μέρος είναι υπεύθυνο για διαχείριση της ισχύος και σύνθεση του ρεύματος αντιστάθμισης που εγχέεται στο σύστημα. Ο ελεγκτής από την άλλη ευθύνεται για τον υπολογισμό σε πραγματικό χρόνο των στιγμιαίων αναφορών για τα ρεύματα, τα οποία μετά στέλνονται στον μετατροπέα. Στο σχήμα 4.2 φαίνεται η βασική αυτή διαρρύθμιση. Αποτελείται, εκτός από το μη γραμμικό φορτίο και την πηγή του δικτύου, από έναν αντιστροφέα με PWM και τον ελεγκτή του, που πραγματοποιεί έναν σχεδόν στιγμιαίο έλεγχο του ρεύματος. Στο σύστημα, έχουμε λειτουργία με κλειστό βρόχο, ενώ συνεχώς λαμβάνεται το ρεύμα φορτίου  $i_L$  και υπολογίζονται οι στιγμιαίες τιμές των ρευμάτων αντιστάθμισης  $i_C^*$  για τον μετατροπέα. Στην ιδανική περίπτωση ο μετατροπέας θεωρείται γραμμική ενίσχυση ισχύος, όπου το ρεύμα αντιστάθμισης  $i_C$  ακολουθεί πιστά την αναφορά του  $i_C^*$ .

Σε περίπτωση χρήσης PWM, θα πρέπει να έχει ψηλή διακοπτική συχνότητα, ώστε να παράγει σωστά και με ακρίβεια τα ρεύματα αντιστάθμισης. Κανονικά η διακοπτική συχνότητα θα πρέπει να είναι τουλάχιστον δέκα φορές μεγαλύτερη από την συχνότητα της υψηλότερης αρμονικής που επιθυμούμε να αντισταθμίζεται [7].



Σχήμα 4. 2 Βασική διαρρύθμιση παράλληλου ενεργού φίλτρου

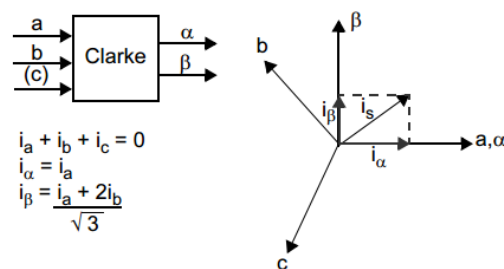
### Μετασχηματισμός Clarke

Ο μετασχηματισμός Clarke ή αβ0, που ονομάστηκε έτσι από την ηλεκτρολόγο μηχανικό Edith Clarke, είναι μετασχηματισμός διανυσμάτων χώρου σημάτων (όπως τάση, ρεύμα, ροή κτλ) στο πεδίο του χρόνου, από το φυσικό τριφασικό σύστημα συντεταγμένων abc σε στατό διφασικό πλαίσιο αναφοράς (αβ0). Χρησιμοποιείται για την απλοποίηση της ανάλυσης τριφασικών κυκλωμάτων.

Στο φυσικό σύστημα οι άξονες, των τάσεων για παράδειγμα, έχουν διαφορά φάσης 120° μεταξύ τους. Στο πλαίσιο αβ τα διανύσματα είναι κάθετα.

Ο πίνακας μετασχηματισμού από το abc στο αβ0 είναι:

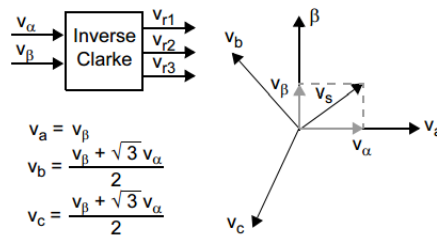
$$T_{\alpha\beta 0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \quad (4.1)$$



Σχήμα 4. 3 Μετασχηματισμός Clarke

Ο αντίστροφος μετασχηματισμός είναι:

$$T_{\alpha\beta 0}^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 & 1 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.2)$$



**Σχήμα 4. 4 Αντίστροφος Μετασχηματισμός Clarke**

Για παράδειγμα, για τις τριφασικές τάσεις σε συμμετρικό κύκλωμα:

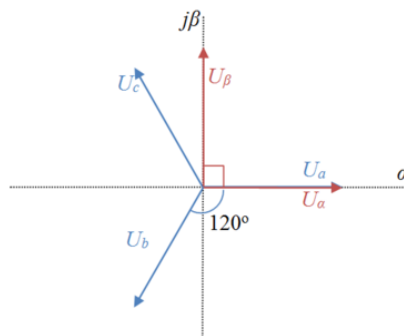
$$u_a = U_m \cos(\omega t)$$

$$u_b = U_m \cos(\omega t + 2\pi/3)$$

$$u_c = U_m \cos(\omega t - 2\pi/3)$$

Με χρήση του μετασχηματισμού θα έχουμε:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta 0} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_m \cos(\omega t) \\ U_m \sin(\omega t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4. 3)$$



**Σχήμα 4. 5 Άξονες α-β**

Τα πλάτη στο abc θα είναι ίδια στο αβ0 σύστημα.

Η μηδενική συνιστώσα του μετασχηματισμού Clarke είναι ίδια με τη μηδενική συνιστώσα στο μετασχηματισμό συμμετρικών συνιστωσών, δηλαδή στο μετασχηματισμό από το abc σε θετική, αρνητική και μηδενική ακολουθία. Για παράδειγμα, και για τους δύο μετασχηματισμούς η μηδενική ακολουθία για τις τάσεις σε συμμετρικό σύστημα είναι  $(U_a + U_b + U_c)/3$ .

Η ενεργός και η άεργος ισχύς που υπολογίζονται με τον παραπάνω μετασχηματισμό δεν είναι ίδιες με αυτές που υπολογίζονται στο abc. Αυτό συμβαίνει λόγω της μορφής του πίνακα T. Για να διατηρήσουμε τις τιμές της ενεργού και άεργου θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί ο πίνακας:

$$T_{\alpha\beta 0} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (4. 4)$$

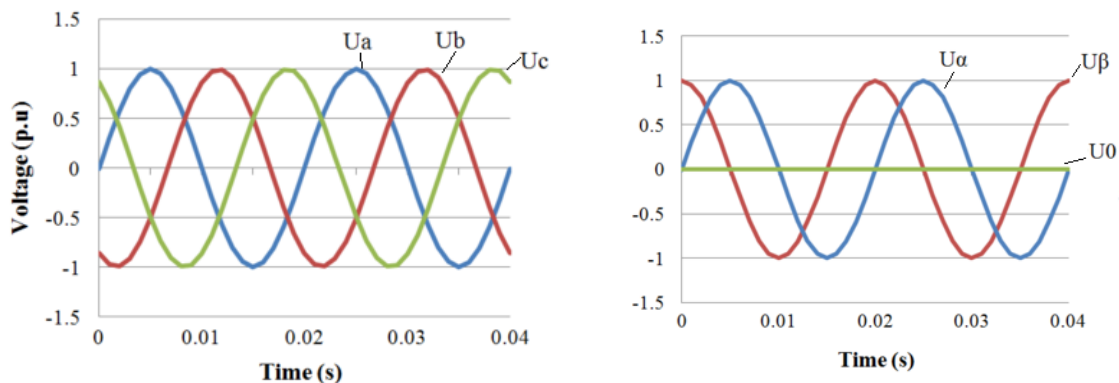
Στην περίπτωση αυτή δε διατηρούνται τα πλάτη των σημάτων του abc με το μετασχηματισμό στο αβ0.

Στα συμμετρικά συστήματα η μηδενική ακολουθία έχει την τιμή 0, οπότε σε αυτές τις περιπτώσεις χρησιμοποιείται ο απλοποιημένος μετασχηματισμός:

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

Και ο αντίστροφος:

$$\mathbf{T}_{\alpha\beta}^{-1} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 2/3 & 0 \\ -1/3 & \sqrt{3}/3 \\ -1/3 & -\sqrt{3}/3 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$



Σχήμα 4. 6 Κυματομορφές στο abc και στο αβ μετά τον μετασχηματισμό

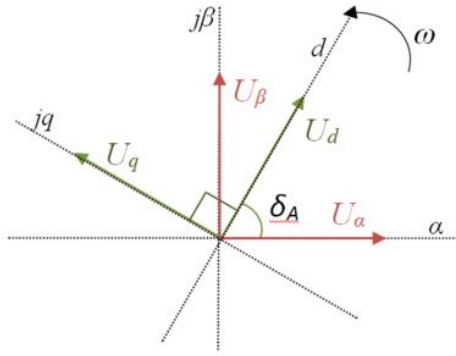
### Μετασχηματισμός σε στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς με αυθαίρετη ταχύτητα - Park

Για τη μείωση της πολυπλοκότητας της ανάλυσης διαφόρων συστημάτων χρησιμοποιείται συχνά αυτός ο μετασχηματισμός, που δίνει τη δυνατότητα τα μεγέθη να αναπαρίστανται ως χρονικά αμετάβλητα. Πρόκειται για το μετασχηματισμό των ποσοτήτων που αναφέρονται σε συμμετρικό τριφασικό σύστημα ακίνητο στο χώρο (abc) σε σύστημα αναφοράς δύο κάθετων αξόνων κινούμενων με αυθαίρετη ταχύτητα (dq0). Οι άξονες του στρεφόμενου πλαισίου dq0 ονομάζονται ευθύς άξονας (d: direct axis), εγκάρσιος άξονας (q: quadrature axis) και άξονας μηδενικής ακολουθίας (0: zero sequence axis), απ όπου προκύπτει και η ονομασία dq0. Ο μετασχηματισμός αυτός προτάθηκε το 1929 από τον Robert H. Park, από τον οποίο πήρε και το όνομά του.

Το συμμετρικό τριφασικό σύστημα fa-fb-fc μπορεί να παρασταθεί σε έναν μιγαδικό φασιθέτη (διάνυσμα χώρου) που στρέφεται με αυθαίρετη ταχύτητα ως εξής:

$$\underline{f}_{abc}^r = \underline{f}_{abc}^s e^{j\theta_r} = (f_a + a f_b + a^2 f_c) e^{j\theta_r} \quad (4.7)$$

Όπου  $\underline{f}_{abc}^s$  ο αντίστοιχος φασιθέτης ακίνητος στο χώρο και  $a = 1 < 120^\circ = e^{j(\frac{2\pi}{3})} = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}$ , μιγαδικός αριθμός που δρα ως μετατόπιση κατά  $120^\circ$ .



Σχήμα 4. 7 Στρεφόμενο πλαίσιο dq

Το συμμετρικό τριφασικό σύστημα fa-fb-fc μπορεί να παρασταθεί σε ένα μιγαδικό φασικό διάνυσμα (διάνυσμα χώρου) με αυθαίρετη ταχύτητα με τη χρήση του μετασχηματισμού Park:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} \quad (4. 8)$$

Όπου  $\theta = \omega t + \delta_a$  η γωνία μεταξύ του στρεφόμενου και του στατού συστήματος και  $\delta_a$  η αρχική διαφορά φάσης μεταξύ των συστημάτων.

Ο αντίστροφος μετασχηματισμός είναι ο εξής:

$$\begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (4. 9)$$

Όπως και στον μετασχηματισμό Clarke, πρέπει να σημειωθεί ότι η μηδενική συνιστώσα που εμφανίζεται αντιστοιχεί στη μηδενική συνιστώσα που προκύπτει και από το μετασχηματισμό συμμετρικών συνιστωσών, σε θετική, αρνητική και μηδενική ακολουθία.

Ο μετασχηματισμός αυτός είναι βασικά μία επέκταση του μετασχηματισμού της Clarke, υλοποιώντας έναν μετασχηματισμό στη γωνία, ώστε να μετατρέψει ένα στατό πλαίσιο σε στρεφόμενο με τη σύγχρονη ταχύτητα. Το στρεφόμενο πλαίσιο μπορεί να ευθυγραμμιστεί ώστε να στρέφεται μαζί με την τάση, όπως στους VSCs, ή με το ρεύμα, όπως στους CSCs. Ιστορικά όμως ο μετασχηματισμός αυτός προτάθηκε πριν από τον μετασχηματισμό Clarke.

Εάν θεωρήσουμε τις τάσεις σε ένα τριφασικό συμμετρικό σύστημα με  $\alpha\beta 0$  συνιστώσες όπως φαίνονται στη σχέση:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ u_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_m \cos(\omega t) \\ U_m \sin(\omega t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4. 10)$$

Τότε ο μετασχηματισμός για το dq πλαίσιο είναι:

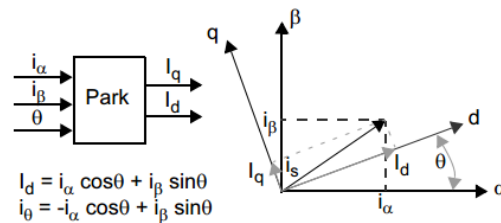
$$T_{dq0} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (4. 11)$$

Και με δεδομένο ότι η μηδενική συνιστώσα θα έχει την τιμή 0 ο πίνακας μετασχηματισμού θα είναι:

$$T_{dq0} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \quad (4.12)$$

Οπότε:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (4.13)$$



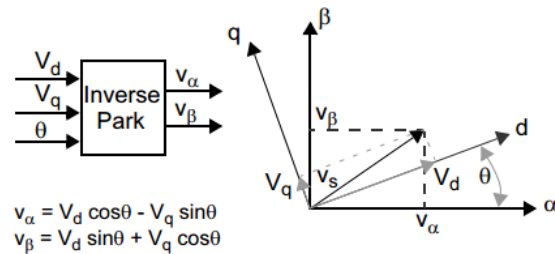
Σχήμα 4. 8 Μετασχηματισμός Park

Στην περίπτωση που το στρεφόμενο πλαίσιο ευθυγραμμιστεί με την τάση θα έχουμε:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

Ο αντίστροφος μετασχηματισμός είναι:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (4.15)$$



Σχήμα 4. 9 Αντίστροφος Μετασχηματισμός Park

Αντίστοιχα για τα ρεύματα με:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_m \cos(\omega t - \delta) \\ I_m \sin(\omega t - \delta) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.16)$$

Στο dq πλαίσιο θα είναι:

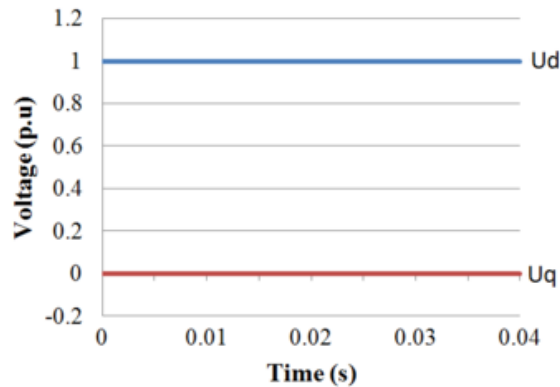
$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_m \cos(\delta) \\ -I_m \sin(\delta) \end{bmatrix} \quad (4.17)$$

Παρατηρούμε δηλαδή ότι με τον μετασχηματισμό αυτό έχουμε από το abc με τρεις εναλλασσόμενες μεταβλητές, δύο DC. Επιπλέον όταν ισχύει ότι  $u_q=0$ , μπορούμε να ελέγξουμε χωριστά την ενεργό και άεργο ισχύ, ελέγχοντας τις dq συνιστώσες, καθώς αποσυμπλέκονται οι εξισώσεις.

Ο όρος 2/3 του μετασχηματισμού επιλέχθηκε, έτσι ώστε το μήκος του διανύσματος χώρου

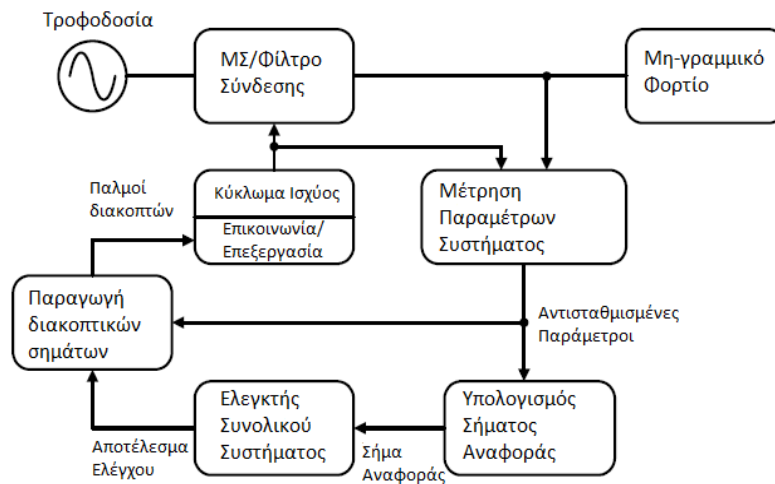


να ισούται με τη μέγιστη τιμή του τριφασικού μεγέθους. Άλλη επιλογή θα μπορούσε να είναι ο όρος  $\sqrt{2/3}$ , ο οποίος χρησιμοποιείται όταν επιθυμούμε η ενέργεια όπως υπολογίζεται στο dq0 σύστημα να ισούται με εκείνη στο abc σύστημα, με σκεπτικό ανάλογο με το μετασχηματισμό Clarke.



Σχήμα 4. 10 Κυματομορφές στο dq : Παρατηρούμε ότι έχουμε DC ποσότητες

## 4.2 Θεωρίες Ισχύος



Σχήμα 4. 11 Γενικευμένο διάγραμμα ενεργού φίλτρου

Όπως φαίνεται από το σχήμα 4.11 το σήμα αναφοράς που θα επεξεργαστεί ο ελεγκτής είναι το βασικό σημείο που θα διασφαλίσει την ορθή λειτουργία του ενεργού φίλτρου. Ο υπολογισμός του σήματος αναφοράς ξεκινά με την ανίχνευση των σημάτων – ρεύματος ή τάσης- από τα οποία λαμβάνονται πληροφορίες για το σύστημα και τις μεταβλητές του. Τα σήματα τάσης που πρέπει να ανιχνευθούν μπορεί να είναι εναλλασσόμενα σήματα της πηγής, η σταθερή τάση του αντιστροφέα και η τάση στα άκρα του μετασχηματιστή που πιθανώς χρησιμοποιείται για τη σύνδεση του φίλτρου. Αντίστοιχα για το ρεύμα θα είναι το ρεύμα του φορτίου, το εναλλασσόμενο ρεύμα της πηγής, το ρεύμα αναφοράς και το ρεύμα

του ζυγού σταθερής τάσης. Με βάση αυτές τις μεταβλητές, τα σήματα αναφοράς υπολογίζονται είτε στο πεδίο του χρόνου είτε της συχνότητας.

Οι τεχνικές με τις οποίες υπολογίζονται τα σήματα αναφοράς δεν ανήκουν στο βρόχο ελέγχου καθώς ο ρόλος τους είναι η παροχή στον ελεγκτή των απαραίτητων σημάτων, για να γίνει η περαιτέρω επεξεργασία. Κάθε τεχνική βασίζεται σε κάποια γενική θεωρία ανάλυσης του ΣΗΕ, οπότε στη συνέχεια θα γίνει μία εισαγωγή στις θεωρίες και θα παρουσιαστούν πιο αναλυτικά όσες χρησιμοποιούνται κυρίως για τις εφαρμογές στα ενεργά φίλτρα.

### **Θεωρία ισχύος**

Η θεωρία ισχύος [1,7] είναι μία συλλογή από πληροφορίες για τις ιδιότητες της μετάδοσης της ενέργειας στα ηλεκτρικά κυκλώματα. Οι διάφορες θεωρίες είναι αποτελέσματα έρευνας και μελέτης και η κάθε μία από αυτές δίνει έναν τρόπο ερμηνείας των φαινομένων που συμβαίνουν στο ηλεκτρικό σύστημα, σύμφωνα με τη θεώρηση εκείνου που την πρότεινε. Για κάθε θεώρηση προτείνονται και οι αντίστοιχες σχέσεις για τον υπολογισμό των μεγεθών και εννοιών που τη συνθέτουν για την ανάλυση του κυκλώματος. Οι θεωρίες ισχύος χρησιμοποιούνται και για την βελτιστοποίηση της λειτουργίας του ΣΗΕ, καθώς επιτρέπουν την εύρεση τρόπων για να ελαχιστοποιούνται οι απώλειες και άρα να μειώνεται το κόστος λειτουργίας.

Η προσπάθεια για εύρεση λύσης στο πρόβλημα της ποιότητας ισχύος συνεχίζεται εντατικά, καθώς το θέμα έχει οικονομικό χαρακτήρα. Στην αγορά της ενέργειας γίνεται προσπάθεια για προσφορά σε ανταγωνιστικές τιμές, ενώ ταυτόχρονα γίνεται προσπάθεια επίτευξης μείωσης του κόστους λειτουργίας του ηλεκτρικού δικτύου. Οι λόγοι για τους οποίους η ποιότητα ισχύος επηρεάζει τα κόστη αυτά είναι:

- Οι αυξημένες απώλειες σε αντιστάσεις
- Οι αυξημένες απώλειες σε μηχανές
- Πυκνωτές που παρουσιάζουν δυσλειτουργίες
- Η ανάγκη να αυξηθεί η επίδοση της τροφοδοσίας
- Το αυξημένης έντασης ρεύμα στα καλώδια του ουδετέρου
- Τα φαινόμενα συντονισμού (λόγω υψηλής τάσης αρμονικών)
- Οι διακοπές παραγωγής λόγω βλαβών και σφαλμάτων στη λειτουργία προστασιών

Οι μέθοδοι περιγραφής της ενέργειας, αλλά και των συνιστωσών της ποιότητας ισχύος, που σχετίζονται με την βελτίωση της πηγής και του φορτίου σε μη γραμμικά κυκλώματα, δεν έχουν συστηματοποιηθεί ακόμα, όπως αποδεικνύεται με την αλλαγή του ορισμού της αέργου ισχύος από την IEC συχνά τα τελευταία χρόνια.

Μία πρώτη κατηγοριοποίηση για τις θεωρίες ισχύος είναι με βάση το πεδίο στο οποίο ορίζονται τα μεγέθη. Συγκεκριμένα υπάρχουν δύο κατηγορίες, οι μέθοδοι που βασίζονται στο πεδίο της συχνότητας και οι μέθοδοι που χρησιμοποιούν το πεδίο του χρόνου.

Για τα ενεργά φίλτρα έχουν χρησιμοποιηθεί θεωρίες και από τα δύο πεδία.

### Θεωρία Στιγμιαίας Ισχύος (Instantaneous Power Theory)

Οι θεωρίες στιγμιαίας ισχύος βασίζονται στο πεδίο του χρόνου, δηλαδή η ανάλυση γίνεται στο πεδίο του χρόνου. Αυτό επιτρέπει την ανάλυση σημάτων τόσο στη μόνιμη κατάσταση όσο και κατά τη διάρκεια μεταβατικών φαινομένων. Για το λόγο αυτό, αυτές οι θεωρίες χρησιμοποιούνται συχνά σε συσκευές ελέγχου για τη βελτίωση της ποιότητας ισχύος [1,7,32].

### Θεωρία pq

Η πιο πρόσφατα χρησιμοποιημένη «power theory» (στον τομέα της βελτίωσης της ποιότητας ισχύος) παρουσιάστηκε στην Ιαπωνία το 1983. Ως θεωρία ισχύος στο πεδίο του χρόνου προτάθηκε από τους Akagi και Nabae και μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την ανάλυση τριφασικών μόνο συστημάτων, συνεπώς δεν διαθέτει τα χαρακτηριστικά μιας γενικά αποδεκτής/χρησιμοποιούμενης θεωρίας ισχύος, αλλά χαρακτηρίζεται από πολλά πλεονεκτήματα, από τα οποία το σημαντικότερο είναι η δυνατότητα υπολογισμού του βέλτιστου ρεύματος (με δοσμένη έννοια, δηλαδή βέλτιστου ως προς το στόχο που κάθε φορά είναι επιθυμητό να επιτευχθεί) με απλές μαθηματικές διαδικασίες [7,29-34].

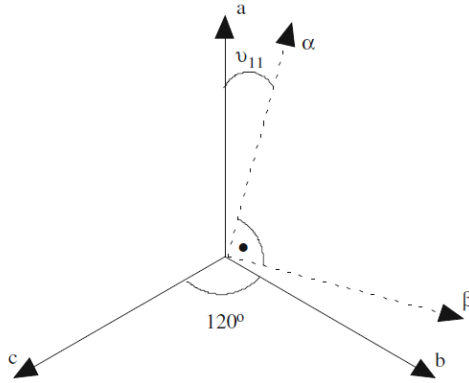
Αυτή η θεωρία βασίζεται σε έναν βαθμωτό μετασχηματισμό των τριφασικών τάσεων και ρευμάτων στο ορθογώνιο σύστημα α-β-0. Η σχέση μετασχηματισμού είναι:

$$\begin{bmatrix} F_a \\ F_\beta \\ F_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos v_{11} & \cos v_{12} & \cos v_{13} \\ -\sin v_{11} & -\sin v_{12} & -\sin v_{13} \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \quad (4.18)$$

Όπου  $v_{1x}$  η γωνία μεταξύ του άξονα x (x=a, b, c) του φυσικού συστήματος και του άξονα α του ορθογώνιου συστήματος, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.12.

Όταν ταυτίζονται οι άξονες α και a (δηλαδή  $v_{11} = 0$ ) τότε ο μετασχηματισμός λαμβάνει την ακόλουθη μορφή:

$$\begin{bmatrix} F_a \\ F_\beta \\ F_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos 0 & \cos 4\pi/3 & \cos 2\pi/3 \\ -\sin 0 & -\sin 4\pi/3 & -\sin 2\pi/3 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \Rightarrow \\ \begin{bmatrix} F_a \\ F_\beta \\ F_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \quad (4.19)$$



Σχήμα 4. 12 Μετασχηματισμός από το abc στο αβ

Για τριφασικά συστήματα η στιγμιαία ισχύς στο a-b-c σύστημα υπολογίζεται από τη σχέση:

$$p = v_a i_{oa} + v_b i_{ob} + v_c i_{oc} \quad (4. 20)$$

Αφού μετασχηματίσουμε τις τάσεις και τα ρεύματα στο σύστημα α-β-0, η στιγμιαία ισχύς (λόγω της ορθογωνιότητας του μετασχηματισμού) διατηρεί τη μορφή της στο νέο σύστημα συντεταγμένων και είναι:

$$p = v_a i_a + v_\beta i_\beta + v_0 i_0 \quad (4. 21)$$

Στις περισσότερες περιπτώσεις, η μεταφορά της ενέργειας σε ένα δίκτυο μέσης τάσης γίνεται με γραμμή τριών καλωδίων, με συμμετρική πηγή τάσης, οπότε από τον πίνακα μπορούν να αμεληθούν τα στοιχεία του 0 άξονα και αντίστοιχα και ο όρος της ισχύος.

Θεωρώντας  $p_\alpha$  και  $p_\beta$  τις στιγμιαίες ισχύς στους άξονες α και β αντίστοιχα, τότε η στιγμιαία ισχύς γράφεται:

$$\begin{aligned} p &= p_\alpha + p_\beta = v_a i_{\alpha p} + v_a i_{\alpha q} + v_\beta i_{\beta p} + v_\beta i_{\beta q} = \\ &= v_a \frac{v_a}{v_a^2 + v_\beta^2} p - v_a \frac{v_\beta}{v_a^2 + v_\beta^2} q + v_\beta \frac{v_\beta}{v_a^2 + v_\beta^2} p + v_\beta \frac{v_a}{v_a^2 + v_\beta^2} q = \\ &= p_{\alpha p} + p_{\alpha q} + p_{\beta p} + p_{\beta q} \quad (4. 22) \end{aligned}$$

Όπου:

$i_{\alpha p}$  το στιγμιαίο ενεργό ρεύμα του άξονα α,

$i_{\beta p}$  το στιγμιαίο ενεργό ρεύμα του άξονα β,

$i_{\alpha q}$  το στιγμιαίο άεργο ρεύμα του άξονα α,

$i_{\beta q}$  το στιγμιαίο άεργο ρεύμα του άξονα β,

$p_{\alpha p}$  η στιγμιαία ενεργός ισχύς του άξονα α,

$p_{\alpha q}$  η στιγμιαία άεργος ισχύς του άξονα α,

$p_{\beta p}$  η στιγμιαία ενεργός ισχύς του άξονα β,

$p_{\beta q}$  η στιγμιαία άεργος ισχύς του άξονα β,

Στη σχέση αυτή, ισχύει ότι:

$$p_{\alpha q} + p_{\beta q} = 0 \quad (4. 23)$$

Αυτές οι συνιστώσες, δηλαδή οι συνιστώσες της στιγμιαίας άεργου ισχύος, έχουν μηδενικό άθροισα, δηλαδή αλληλοαναιρούνται. Έτσι διαπιστώνουμε ότι η άεργος ισχύς δεν

συνεισφέρει στη μεταφορά ενέργειας από την πηγή στο φορτίο. Το άθροισμα των άλλων δύο συνιστωσών, δηλαδή των συνιστωσών της στιγμιαίας ενεργού ισχύος είναι:

$$\mathbf{p} = \mathbf{p}_{ap} + \mathbf{p}_{\beta p} \quad (4.24)$$

Το άθροισμα αυτό έχει την ίδια ερμηνεία με την κλασική της ενεργού ισχύος στα τριφασικά δίκτυα και η μέση τιμή του είναι η ενεργός ισχύς P.

Στη συγκεκριμένη θεωρία έχει προταθεί και ένας νέος όρος με μονάδα (όπως προτάθηκε από τους συγγραφείς) το vai – volt ampere imaginary. Η σχέση υπολογισμού είναι η εξής:

$$\mathbf{q} = v_{\alpha} \mathbf{i}_{\beta} - v_{\beta} \mathbf{i}_{\alpha} \quad (4.25)$$

Συνήθως ο όρος αυτός αντιμετωπίζεται ως ανεπιθύμητη ποσότητα που πρέπει να αντισταθμιστεί και δεν έχει κάποια φυσική σημασία.

Το μεγαλύτερο πλεονέκτημα με τη χρήση του μετασχηματισμού σε α-β είναι η δυνατότητα να γράφουμε απλές εξισώσεις για τα ρεύματα. Θα έχουμε δηλαδή για το α-β:

$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_{\alpha} \\ \mathbf{i}_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & -v_{\beta} \\ v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} + \tilde{p} \\ \bar{q} + \tilde{q} \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

Όπου:  $\bar{x}$  DC ποσότητα στιγμιαίας ισχύος και  $\tilde{x}$  AC ποσότητα.

Για συμμετρική τάση τροφοδοσίας:

$$v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2 = 3|E_{\alpha}|^2 = \text{σταθ.} \quad (4.27)$$

Κατά τη βελτιστοποίηση ένας στόχος είναι να εξαλειφθούν ανεπιθύμητες συνιστώσες του ρεύματος. Για το λόγο αυτό γίνεται χρήση των ενεργών φίλτρων. Από τη σχέση (4.28) γίνεται ο υπολογισμός των ρευμάτων αντιστάθμισης, τα οποία εφαρμοζόμενα στον έλεγχο του φίλτρου επιτυγχάνουν εξάλειψη των ανεπιθύμητων συνιστωσών (όπως αυτές επιλέγονται κάθε φορά), καθώς με την εφαρμογή τους στόχος είναι να μείνει μόνο το επιθυμητό σταθερό (DC) τμήμα των στιγμιαίων ρευμάτων.

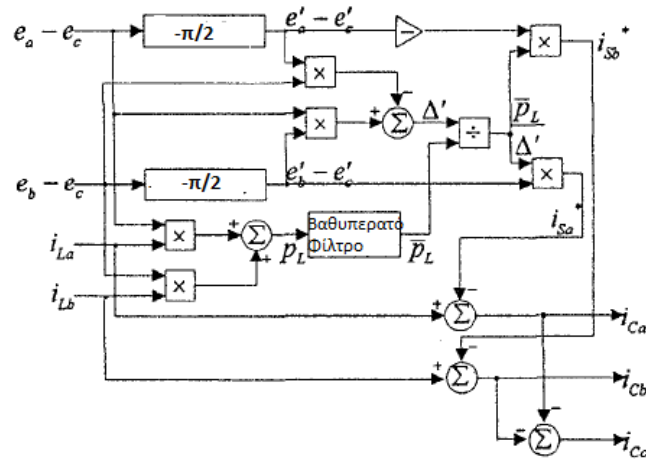
$$\begin{bmatrix} \mathbf{i}_{ak} \\ \mathbf{i}_{\beta k} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & -v_{\beta} \\ v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{p}_k \\ \mathbf{q}_k \end{bmatrix} \quad (4.28)$$

Ανάλογα με το ποιος είναι ο στόχος της αντιστάθμισης, τοποθετείται η ανάλογη ποσότητα για τις ισχύς  $\begin{bmatrix} \mathbf{p}_k \\ \mathbf{q}_k \end{bmatrix}$  σύμφωνα με τον πίνακα 4.1, που παρουσιάζεται σε επόμενη ενότητα.

Η θεωρία αυτή δεν δίνει ακριβή αποτελέσματα όταν χρησιμοποιείται σε τριφασικά συστήματα με ασύμμετρη ή παραμορφωμένη τάση τροφοδοσίας. Παρ' όλα αυτά χρησιμοποιείται αρκετά συχνά για έλεγχο σε ενεργά φίλτρα.

Σε περίπτωση που έχουμε μη γραμμικό φορτίο τροφοδοτούμενο από τάση με παραμορφώσεις, ακόμα και μετά την αντιστάθμιση, το ρεύμα περιέχει ακόμα κάποιες ανώτερες αρμονικές. Το σφάλμα αυτό οφείλεται στον λανθασμένο υπολογισμό των βέλτιστων ρευμάτων [1,7].

### Γενικευμένη θεωρία pq



Σχήμα 4. 13 Σχηματικό διάγραμμα για την εφαρμογή της γενικευμένης pq μεθόδου

Η θεωρία αυτή προτάθηκε ως προσθήκη/τροποποίηση της κλασικής pq θεωρίας, με σκοπό τη χρήση της σε περιπτώσεις όπου έχουμε ασυμμετρία τάσης, όπου και έχει δειχθεί από πολλές μελέτες ότι η χρήση της υπερτερεί.

Για την ανάλυση λοιπόν ας θεωρήσουμε ότι η τάση του συστήματος δεν είναι συμμετρική. Για την περίπτωση αυτή παρουσιάζεται η παρακάτω μέθοδος υπολογισμού του ρεύματος αντιστάθμισης, η οποία βέβαια μπορεί να χρησιμοποιηθεί και σε συμμετρικά συστήματα ως ισοδύναμη με την pq που παρουσιάστηκε παραπάνω.

Για τη μέθοδο αυτή, η ισχύς  $p$  υπολογίζεται όπως και προηγουμένως από τη σχέση:

$$p = e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c$$

Η άεργος ισχύς  $q$  όμως υπολογίζεται:

$$q = e'_a i_a + e'_b i_b + e'_c i_c \quad (4. 29)$$

Όπου οι  $e'_a, e'_b, e'_c$  έχουν διαφορά φάσης  $-90^\circ$  από τις  $e_a, e_b, e_c$ .

Χρησιμοποιώντας αυτή τη σχέση τόσο σε συμμετρικό όσο και σε ασύμμετρο σύστημα η ισχύς  $q$  είναι ίση με την τριφασική άεργο ισχύ.

Υποθέτουμε ότι το σύστημα είναι τριφασικό με τρία καλώδια. Οπότε προκύπτει η σχέση:

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} \quad (4. 30)$$

$$\text{Όπου } [C] = \begin{bmatrix} e_a - e_c & e_b - e_c \\ e'_a - e'_c & e'_b - e'_c \end{bmatrix} \quad (4. 31)$$

Οπότε τελικά προκύπτει η σχέση για τα ρεύματα:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \end{bmatrix} = [C'] \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (4. 32)$$

$$\text{Όπου } [C'] = \frac{1}{\Delta'} \begin{bmatrix} e'_b - e'_c & e_c - e_b \\ e'_c - e'_a & e_a - e_c \end{bmatrix}, \Delta' = (e_a - e_c)(e'_b - e'_c) - (e'_a - e'_c)(e_b - e_c) \quad (4. 33)$$

ο αντίστροφος του πίνακα  $C$ .

Από τη σχέση 4.29 φαίνεται ότι η  $q$  είναι θετική όταν το ρεύμα έπεται της τάσης. Υπάρχουν δύο συμβολισμοί για την αναπαράσταση της τριφασικής αέργου ισχύος:  $q$ ,  $-q$ . Όταν χρησιμοποιούμε το  $q$ , τότε η αέργος είναι θετική όταν το ρεύμα έπεται. Αυτό είναι αντίθετο προς την οδηγία της IEC, που προτείνει η αέργος ισχύς να είναι θετική όταν το ρεύμα προηγείται.

Οι παραπάνω εξισώσεις ισχύουν για όλα τα μέρη του συστήματος, δηλαδή για το φορτίο, το φίλτρο και την τροφοδοσία, οπότε για το καθένα από αυτά αντίστοιχα έχουμε:

$$\begin{bmatrix} p_L \\ q_L \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \end{bmatrix} \quad (4.34)$$

$$\begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \end{bmatrix} = [C'] \begin{bmatrix} p_L \\ q_L \end{bmatrix} \quad (4.35)$$

$$\begin{bmatrix} p_C \\ q_C \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} i_{Ca} \\ i_{Cb} \end{bmatrix} \quad (4.36)$$

$$\begin{bmatrix} i_{Ca} \\ i_{Cb} \end{bmatrix} = [C'] \begin{bmatrix} p_C \\ q_C \end{bmatrix} \quad (4.37)$$

$$\begin{bmatrix} p_S \\ q_S \end{bmatrix} = [C] \begin{bmatrix} i_{Sa} \\ i_{Sb} \end{bmatrix} \quad (4.38)$$

$$\begin{bmatrix} i_{Sa} \\ i_{Sb} \end{bmatrix} = [C'] \begin{bmatrix} p_S \\ q_S \end{bmatrix} \quad (4.39)$$

Επίσης από το σχήμα 4.2 και το νόμο ρευμάτων Kirchhoff έχουμε τη σχέση:

$$\begin{bmatrix} i_{Sa} \\ i_{Sb} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} i_{Ca} \\ i_{Cb} \end{bmatrix}$$

Οπότε τελικά:

$$\begin{bmatrix} p_L \\ q_L \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_S \\ q_S \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p_C \\ q_C \end{bmatrix} \quad (4.40)$$

Υποθέτοντας ότι το φίλτρο παρέχει  $\widetilde{p}_L$  και  $\widetilde{q}_L$  έχουμε τη σχέση:  $p_C = \widetilde{p}_L$  και  $q_C = \widetilde{q}_L$ . (4.41)

Από τις σχέσεις (4.37) και (4.41) παίρνουμε τα ρεύματα αντιστάθμισης για το ρεύμα για τις φάσεις a και b, που δίνονται από τη σχέση:

$$\begin{bmatrix} i_{Ca} \\ i_{Cb} \end{bmatrix} = [C'] \begin{bmatrix} \widetilde{p}_L \\ \widetilde{q}_L \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

Από το νόμο ρευμάτων Kirchhoff γνωρίζουμε ότι:

$$i_a + i_b + i_c = 0$$

Οπότε υπολογίζεται και το ρεύμα για τη φάση c, ως το αντίθετο του αθροίσματος των ρευμάτων των άλλων φάσεων.

Εξετάζουμε τα  $i_{Sa}$  και  $i_{Sb}$  και προκύπτει:

$$\begin{bmatrix} i_{Sa} \\ i_{Sb} \end{bmatrix} = [C'] \begin{bmatrix} \widetilde{p}_L \\ \widetilde{q}_L \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

Αυτή η εξίσωση είναι που εισάγεται με τη μέθοδο αυτή, σε σχέση με την αρχική ρq. Σε μη συμμετρικές τάσεις η ποσότητα Δ – που ορίζεται αντίστοιχα για την ρq μέθοδο- περιέχει και εναλλασσόμενες συνιστώσες, ενώ η Δ' δεν τις περιέχει, αλλά είναι DC μέγεθος. Συνεπώς, η τάση στην πηγή είναι ημιτονοειδής που αυτό αναιρεί τις αρνητικές επιπτώσεις των αρμονικών. Δηλαδή με τη μέθοδο αυτή η πηγή παράγει ημιτονικό ρεύμα, ενώ αλλιώς θα είχαμε παραμόρφωση στην κυματομορφή. Λόγω ορισμού η ισχύς p είναι ίδια για τις δύο μεθόδους, κάτι που δεν ισχύει για την q.

Συμπερασματικά, με τη μέθοδο αυτή, ορίζοντας την q να ισούται με τη μέση τιμή της τριφασικής αέργου ισχύος και χρησιμοποιώντας τη για να υπολογιστούν τα ρεύματα αντιστάθμισης που θα σταλούν στον έλεγχο, έχουμε βελτιωμένα αποτελέσματα σε περιπτώσεις μη συμμετρικής τάσης [1,14,15].

### **Μετατροπή στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς (Synchronous Reference Frame)**

Η μέθοδος αυτή είναι γενικότερη της ρq και είναι μπορεί να βρίσκει εφαρμογή σε περιπτώσεις που έχουμε παραμόρφωση στην τάση. Αυτή η προσέγγιση χρησιμοποιεί το μετασχηματισμό Park, δηλαδή από το φυσικό τριφασικό σύστημα πηγαίνουμε στο στρεφόμενο d-q πλαίσιο, όπως φαίνεται από το σχήμα 4.8.

Ο μετασχηματισμός ορίζεται σε δύο βήματα. Πρώτα μετασχηματίζουμε το τριφασικό σύστημα στο ορθογώνιο σύστημα α-β, όπως έγινε και στην ρq θεώρηση, με βάση τη σχέση:

$$\begin{bmatrix} F_a \\ F_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

Στο επόμενο στάδιο, τα διανύσματα μετασχηματίζονται στο d-q στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς. Οι τιμές στο νέο σύστημα προκύπτουν από τη σχέση:

$$\vec{F}_{dq} = \vec{F}_{\alpha\beta} e^{-j\theta} \quad (4.44)$$

Που οδηγεί στη σχέση:

$$\begin{bmatrix} F_d \\ F_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \\ F_\beta \end{bmatrix} \quad (4.45)$$

Γίνεται δηλαδή χρήση των μετασχηματισμών Clarke και Park.

Με αντίστοιχο τρόπο προκύπτουν και οι αντίστροφοι μετασχηματισμοί από το dq στο αβ και στο abc, όπως αναφέρονται στην ενότητα 4.1.

Το πλεονέκτημα αυτού του μετασχηματισμού είναι ότι το σύστημα δεν απαιτεί υπολογισμό στιγμιαίας ενεργού και αέργου ισχύος. Εάν το  $\cos\theta$  ακολουθεί ακριβώς τη φάση α του τριφασικού συστήματος, τότε το σύστημα dq περιστρέφεται συγχρόνως με τη βασική αρμονική συνιστώσα της τάσης. Σε αυτό το σύστημα αναφοράς τα στοιχεία που είναι σε φάση με τη θεμελιώδη αρμονική της τάσης, όπως για παράδειγμα το ενεργό ρεύμα, έχουν σταθερές τιμές. Σε αυτήν την περίπτωση η μέση τιμή του ρεύματος στον d άξονα αντιστοιχεί στην ενεργή συνιστώσα του ρεύματος της τροφοδοσίας στο στρεφόμενο σύστημα. Συνεπώς, οι βέλτιστες τιμές για τα στιγμιαία ρεύματα μπορούν να υπολογιστούν



απ' ευθείας γνωρίζοντας τα φασικά ρεύματα στο νέο σύστημα συντεταγμένων dq. Αυτό προκύπτει από το γεγονός ότι το μόνο επιθυμητό στοιχείο είναι η σταθερά (DC) ποσότητα του  $i_d$ :

$$\begin{bmatrix} i_{ka} \\ i_{kb} \\ i_{kc} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_d \\ \tilde{i}_q \end{bmatrix} \quad (4.46)$$

Όπου  $\tilde{i}_d$  το AC κομμάτι του  $i_d$  τμήματος του ρεύματος.

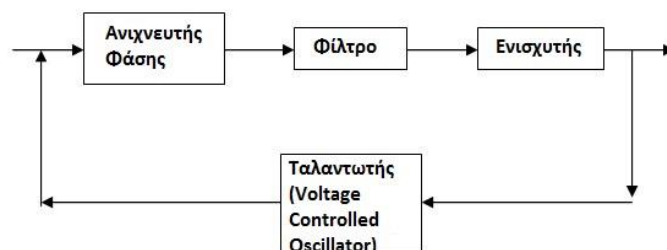
Με το να μην απαιτείται ο υπολογισμός της ενεργού και αέργου ισχύος μειώνεται η υπολογιστική πολυπλοκότητα και οι απαιτούμενοι μαθηματικοί υπολογισμοί για κάθε κύκλο υπολογισμού. Αυτό οδηγεί σε βελτιωμένη δυναμική συμπεριφορά του συστήματος. Για τον υπολογισμό της γωνίας  $\theta$  απαιτείται χρήση PLL, ώστε να πραγματοποιείται σωστός υπολογισμός για τα βέλτιστα ρεύματα και τα ρεύματα αντιστάθμισης, ακόμα και όταν έχουμε παραμόρφωση στην κυματομορφή της τάσης. Σε περίπτωση που έχουμε συμμετρικό σύστημα αυτή η μέθοδος είναι ισοδύναμη με την pq [16-19].

#### PLL (phase-locked loop)

Το PLL [1,20] είναι ένα σύστημα ελέγχου που χρησιμοποιείται για τον συντονισμό του συστήματος. Παράγει ένα σήμα εξόδου το οποίο έχει φάση που σχετίζεται με του σήματος εισόδου. Γενικά, υπάρχουν διάφορα είδη και υλοποιήσεις, αλλά πρακτικά μπορεί να αναπαρασταθεί από έναν ταλαντωτή μεταβλητής συχνότητας και έναν ανιχνευτή φάσης. Ο ταλαντωτής παράγει ένα περιοδικό σήμα και ο ανιχνευτής συγκρίνει τη φάση του με αυτή του σήματος εισόδου και προσαρμόζει τη φάση του ταλαντωτή. Όταν η συχνότητα του ταλαντωτή διαφέρει από την συχνότητα εισόδου δημιουργείται ένα σήμα σφάλματος, ώστε να κρατήσει τελικά τις δύο φάσεις σε συμφωνία. Επειδή το σήμα εξόδου τροφοδοτείται ξανά στην είσοδο και έχουμε ανάδραση έχουμε και την ονομασία loop.

Τα PLL χρησιμοποιούνται στις τηλεπικοινωνίες, στους υπολογιστές, στο ραδιόφωνο και σε άλλες πολλές εφαρμογές. Συχνά χρησιμοποιούνται και στις ασύρματες επικοινωνίες και για μεταφορά ψηφιακών σημάτων αντί για αναλογικά [1].

Ένα απλό διάγραμμα για το PLL παρουσιάζεται στο σχήμα 4.14.



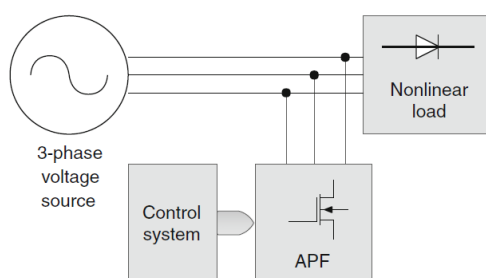
**Σχήμα 4. 14 Απλοποιημένο σχηματικό διάγραμμα ενός PLL**

## 4.3 Χρήση των θεωριών ισχύος για έλεγχο Παράλληλων Ενεργών Φίλτρων

Για την καταστολή των ανώτερων αρμονικών από το ρεύμα και την τάση τοποθετούνται αντισταθμιστές ανάμεσα στην πηγή και το φορτίο. Στο παρελθόν χρησιμοποιούνταν παθητικά φίλτρα λόγω του απλού σχεδιασμού τους και του μικρού κόστους. Οι περιορισμοί που επιβάλλονται από τα παθητικά φίλτρα, όπως η μεγάλη εξάρτηση από τις παραμέτρους της γραμμής και οι συντονισμοί δεν εμφανίζονται όταν γίνεται χρήση ενεργών φίλτρων. Τα ενεργά φίλτρα σχεδιάζονται ώστε να λειτουργούν:

- Σε μία φάση
- Σε τρεις φάσεις με τρεις αγωγούς (τα πιο συνηθισμένα συστήματα)
- Σε τρεις φάσεις με τέσσερις αγωγούς ( συστήματα που επιτρέπουν την αντιστάθμιση του ρεύματος στον ουδέτερο)

Στο σχήμα 4.15 φαίνεται ένα τυπικό διάγραμμα της μορφής των παράλληλων ενεργών φίλτρων.



**Σχήμα 4. 15 Διάγραμμα παράλληλου ενεργού φίλτρου**

Ο παραπάνω διαχωρισμός είναι απαραίτητος για την επιλογή μεταξύ των διαφόρων μεθόδων ελέγχου για τα ενεργά φίλτρα. Άλλος διαχωρισμός προκύπτει από τον τρόπο με τον οποίο το ενεργό φίλτρο συνδέεται στο κύκλωμα φορτίου-πηγής, καθώς ο τρόπος με τον οποίο θα αντισταθμίζονται οι αρμονικές προκύπτει από τη συνδεσμολογία. Αναλυτικά, για τον κάθε τύπο συνδεσμολογίας έχουμε:

- Παράλληλη σύνδεση – Το ενεργό φίλτρο λειτουργεί ως μία επιπλέον πηγή ρεύματος. Με αυτό το κύκλωμα επιτυγχάνονται:
  - ✓ Καταστολή υψηλών αρμονικών του ρεύματος της πηγής σε βαθμό που δεν μπορεί να συμβεί με παθητικά φίλτρα
  - ✓ Συμμετροποίηση του φορτίου
  - ✓ Αντιστάθμιση της αέργου ισχύος της θεμελιώδους
- Σύνδεση σε σειρά – Το ενεργό φίλτρο συνδέεται σε σειρά με την πηγή και το φορτίο και μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να καταστείλει στιγμιαίες αρμονικές τάσης. Η αντισταθμισμένη τάση εισάγεται μέσω μετασχηματιστή και πρέπει σε αυτήν την περίπτωση να λαμβάνεται υπ' όψη ότι ένα από τα τυλίγματα θα διαρρέεται από υψηλής έντασης ρεύμα. Με αυτό το κύκλωμα επιτυγχάνονται:
  - ✓ Καταστολή ανώτερων αρμονικών τάσης

- ✓ Καταστολή του flicker
  - ✓ Συμμετροποίηση της τάσης τροφοδοσίας (του δικτύου)
- Σύνδεση σε σειρά-παράλληλα (UPFC) – Το ενεργό φίλτρο σε αυτήν την περίπτωση εμφανίζει στοιχεία και των δύο προηγούμενων συνδεσμολογιών. Αυτό που έχει σημασία είναι η σειρά τοποθέτησης των δύο κυκλωμάτων (πρώτα το κύκλωμα σε σειρά και μετά το παράλληλο), ώστε να επιτυγχάνεται ορθή λειτουργία, καθώς η τάση στο παράλληλο τμήμα και το ρεύμα στο σειρά να είναι κατά το δυνατόν ημιτονικά (αφού οι αρμονικές τάσης θα εξαλείφονται από το κύκλωμα σε σειρά και του ρεύματος φορτίου από το παράλληλο). Σε περίπτωση που εναλλαγεί η σειρά θα εμφανιστούν ανώτερες αρμονικές στις κυματομορφές, με αποτέλεσμα να δυσχεραίνουν τον έλεγχο του συστήματος. Τα UPFC συνδυάζουν τα χαρακτηριστικά στην αντιστάθμιση των δύο επιμέρους συνδεσμολογιών.
- Υβριδικά φίλτρα – Τα φίλτρα αυτά αποτελούνται από ένα ενεργό και ένα παθητικό φίλτρο. Με τη χρήση του παθητικού φίλτρου – σε σειρά ή παράλληλα με το ενεργό- έχουμε μείωση κατά 60% της μιγαδικής ισχύος που απαιτείται για το ενεργό φίλτρο. Η τάση στους ημιαγωγούς (MOSFET ή IGBTs) είναι επίσης χαμηλότερη απ’ ότι σε παραδοσιακά κυκλώματα. Με τον τρόπο αυτό έχουμε μείωση του κόστους και δυνατότητα κατασκευής φίλτρων μεγαλύτερης ισχύος. Τα υβριδικά φίλτρα επίσης προσφέρουν καλές επιδόσεις και περιορίζουν πολλά σφάλματα των επιμέρους φίλτρων.

Τα ενεργά φίλτρα χρειάζονται διαφορετικές τεχνικές ελέγχου ανάλογα με τη σύνδεση και το είδος του δικτύου στο οποίο λειτουργούν. Ο βασικός στόχος του αλγορίθμου του ελέγχου είναι να προσδιορίσει σωστά τα ρεύματα αντιστάθμισης που θα λειτουργήσουν ως αναφορά και να τα στείλει στο δίκτυο. Όπως φαίνεται και από την ταξινόμηση που έγινε παραπάνω, υπάρχουν διάφορες μέθοδοι ελέγχου. Παρακάτω παρουσιάζονται εκείνες που βασίζονται στις θεωρίες που αναπτύχθηκαν στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής.

Σε επόμενο κεφάλαιο (Κεφάλαιο 6), γίνονται προσομοιώσεις με χρήση των τεχνικών αυτών για διάφορες περιπτώσεις ασυμμετρίας στην τροφοδοσία και ασυμμετρίας στο φορτίο, ενώ παρουσιάζονται και μοντέλα στα οποία «παρακάμπτεται» ο έλεγχος και οι αναφορές που υπολογίζονται τροφοδοτούνται απ’ ευθείας στο σύστημα, ώστε να φανεί η αποτελεσματικότητα της τεχνικής στον σωστό υπολογισμό των κυματομορφών αντιστάθμισης της μη γραμμικότητας του ρεύματος φορτίου [1].

### 4.3.1 Στρατηγική ελέγχου με βάση τη θεωρία $pq$

Ο αλγόριθμος αυτός χρησιμοποιεί το πεδίο του χρόνου για να προσδιορίσει τα ρεύματα αντιστάθμισης. Η  $pq$  θεωρία δεν είναι ευρέως αποδεκτή ως θεωρία ισχύος, καθώς δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε μονοφασικά συστήματα. Παρ’ όλα αυτά, σε τριφασικά συστήματα χρησιμοποιείται ευρέως.

Οι τιμές των φασικών ρευμάτων και τάσεων που μετρούνται μετασχηματίζονται από το φυσικό σύστημα στο ορθογώνιο  $\alpha$ - $\beta$ . Για απλοποίηση θεωρούμε ότι η μεταφορά της

ενέργειας γίνεται με τρεις αγωγούς, οπότε δεν έχουμε μηδενική ακολουθία. Οπότε στο πρώτο στάδιο γίνεται ο μετασχηματισμός:

$$\begin{bmatrix} f_\alpha[n] \\ f_\beta[n] \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a[n] \\ f_b[n] \\ f_c[n] \end{bmatrix}$$

Στη συνέχεια, υπολογίζονται οι τιμές τις στιγμιαίας ενεργού και αέργου ισχύος:

$$\begin{bmatrix} p[n] \\ q[n] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha[n] & v_\beta[n] \\ -v_\beta[n] & v_\alpha[n] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha[n] \\ i_\beta[n] \end{bmatrix}$$

Για το επόμενο βήμα, πρέπει να διαχωρίσουμε τις επιμέρους συνιστώσες της ισχύος, ενεργού και αέργου, ώστε να μπορούμε να τα συσχετίσουμε με την θετική ακολουθία, τις ανώτερες αρμονικές και την αρνητική ακολουθία.

$$\begin{bmatrix} p[n] \\ q[n] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{p} + \tilde{p}[n] \\ \bar{q} + \tilde{q}[n] \end{bmatrix}$$

Όπου:

$\bar{p}$  το σταθερό μέρος της στιγμιαίας ενεργού ισχύος της θεμελιώδους συνιστώσας της θετικής ακολουθίας. Αυτή η συνιστώσα αναφέρεται στην στιγμιαία τιμή του ρεύματος που ονομάζεται ενεργό ρεύμα, δηλαδή το ρεύμα που έχει ενεργό τιμή τέτοια ώστε να μεταφέρεται η ενεργός ισχύς στο φορτίο.

$\tilde{p}[n]$  το εναλλασσόμενο τμήμα της στιγμιαίας ενεργού ισχύος που σχετίζεται με την αρνητική ακολουθία και τις υψηλής τάξης αρμονικές του ρεύματος της πηγής, αναφέρεται στη μεταφορά ενέργειας κάθε χρονική στιγμή μεταξύ πηγής και φορτίου.

$\bar{q}$  το σταθερό τμήμα της φανταστικής ισχύος, που σχετίζεται με τη θετική ακολουθία της θεμελιώδους συνιστώσας του ρεύματος πηγής. Σε περίπτωση τριφασικού συμμετρικού συστήματος με ημιτονικές τάσεις και ρεύματα, η τιμή της σταθερής αυτής ισχύος είναι ίση με την άεργο ισχύ που υπολογίζεται με βάση την κλασική θεωρία.

$\tilde{q}[n]$  η εναλλασσόμενη συνιστώσα της στιγμιαίας φανταστικής ισχύος, που σχετίζεται με την αρνητική ακολουθία και τις αρμονικές υψηλής τάξης της πηγής.

Ο διαχωρισμός των συνιστωσών γίνεται με χρήση ψηφιακών φίλτρων. Το φίλτρο που επιλέγεται είναι Butterworth 5<sup>ης</sup> τάξης. Το φίλτρο αυτό έχει το πλεονέκτημα ότι προσεγγίζει στην απόκριση πλάτους και φάσης ιδανικό φίλτρο. Ανάλογα με τη συχνότητα αποκοπής που επιλέγεται, προκύπτει η εξίσωση του φίλτρου από τα κανονικοποιημένα πολυώνυμα που το περιγράφουν [39].

Το βασικό πλεονέκτημα του πλαισίου α-β είναι η δυνατότητα να έχουμε απλές εξισώσεις για τα ρεύματα αντιστάθμισης.

Πριν τη λειτουργία του φίλτρου, τα ρεύματα της πηγής μεταφέρονται στις α-β συντεταγμένες και γράφονται:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha[n] \\ i_\beta[n] \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha[n]^2 + v_\beta[n]^2} \begin{bmatrix} v_\alpha[n] & -v_\beta[n] \\ v_\beta[n] & v_\alpha[n] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} + \tilde{p}[n] \\ \bar{q} + \tilde{q}[n] \end{bmatrix}$$

Για συμμετρική τάση τροφοδοσίας:

$$v_\alpha[n]^2 + v_\beta[n]^2 = 3|V_\alpha|^2 = \text{σταθερό}$$

Τα ρεύματα αναφοράς για την αντιστάθμιση θα είναι:

$$\begin{bmatrix} i_\alpha[n] \\ i_\beta[n] \end{bmatrix} = \frac{1}{v_\alpha[n]^2 + v_\beta[n]^2} \begin{bmatrix} v_\alpha[n] & -v_\beta[n] \\ v_\beta[n] & v_\alpha[n] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_k[n] \\ q_k[n] \end{bmatrix}$$

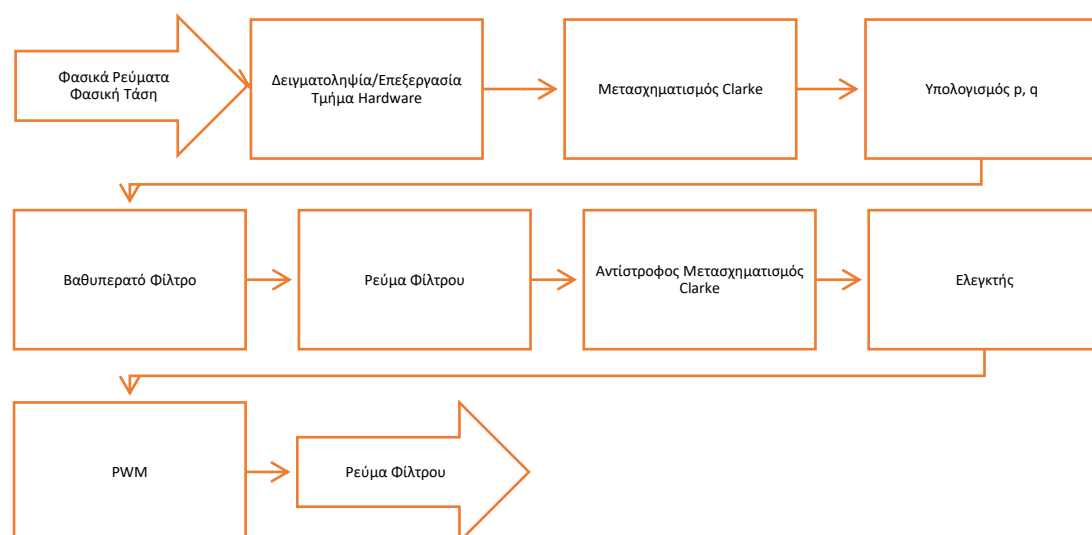
Τα  $p_k$  και  $q_k$  επιλέγονται και αντικαθίστανται στη σχέση ανάλογα με το ποιες ποσότητες είναι κάθε φορά επιθυμητό να αντισταθμιστούν

Στη συνέχεια, τα ρεύματα αντιστάθμισης που υπολογίστηκαν από την παραπάνω σχέση πρέπει να μετασχηματιστούν ξανά στο φυσικό σύστημα a-b-c. Στη συνέχεια με χρήση κάποιου ελεγκτή και διαμόρφωσης για τον αντιστροφέα, τα ρεύματα του ελέγχονται, ώστε να παράγει την επιθυμητή έξοδο.

Στον Πίνακα 4.1 φαίνεται η επιλογή για τα  $p_k$  και  $q_k$  ανάλογα με το σκοπό της αντιστάθμισης:

Ρεύμα πηγής προς καταστολή	$p_k[n]$	$q_k[n]$
Σχετιζόμενο με την στιγμιαία φανταστική ισχύ	0	$q[n]$
Συνιστώσες αρνητικής ακολουθίας και υψηλές αρμονικές	$\tilde{p}[n]$	$\tilde{q}[n]$
Για συνεχή συνιστώσα στιγμιαίας φανταστικής ισχύος	0	$\bar{q}$
Για στιγμιαία φανταστική ισχύ και ανώτερες αρμονικές	$\tilde{p}$	$q$
Συνιστώσες αρνητικής ακολουθίας	$p_{2\omega}[n]$	$q_{2\omega}[n]$
Για συνιστώσες υψηλών αρμονικών	$p_h[n]$	$q_h[n]$
Για τη μεταβλητή συνιστώσα της ενεργού ισχύος	$\tilde{p}[n]$	0

**Πίνακας 4.1 :** Τιμές των  $p_k$ ,  $q_k$  ανάλογα με το σκοπό της αντιστάθμισης που ορίζεται για κάθε εφαρμογή.



**Σχήμα 4. 16 Μέθοδος pq**

Για τη μέθοδο αυτή:

- Είναι πιθανό να σχεδιαστούν αποτελεσματικοί αλγόριθμοι για ενεργά φίλτρα (ενεργοί αντισταθμιστές).
- Η δυναμική του ελέγχου σχετίζεται άμεσα με τον τύπο του ψηφιακού φίλτρου που χρησιμοποιείται. Εάν χρησιμοποιηθεί φίλτρο με γρήγορη απόκριση, τότε οι μεταβολές του φορτίου μπορούν να ακολουθούνται γρήγορα. Για το λόγο αυτό το κάθε φίλτρο πρέπει να σχεδιάζεται για συγκεκριμένο κύκλωμα.
- Σε συμφωνία με τις απαιτήσεις του συστήματος, το κύκλωμα αντιστάθμισης μπορεί να λειτουργεί ως: ενεργό φίλτρο για καταστολή αρμονικών, κύκλωμα για να συμμετροποιήσει το φορτίο όπως φαίνεται από την πηγή ή ενεργός αντισταθμιστής καταστέλλοντας οποιαδήποτε μη επιθυμητή συνιστώσα της στιγμιαίας ισχύος.
- Εάν ο σκοπός μας είναι η καταστολή μεγεθών που σχετίζονται με τη φανταστική στιγμιαία ισχύ μόνο, τότε ο αντισταθμιστής δεν απαιτείται να διαθέτει στοιχεία για αποθήκευση ενέργειας (στην ιδανική περίπτωση  $r_k[n]=0$ , άρα δεν υπάρχει ανταλλαγή ενέργειας μεταξύ αντισταθμιστή και φορτίου), αλλά χρειάζονται απλά διακοπτικά στοιχεία.
- Μειονεκτήματα και όρια αυτής της θεωρίας αποτελούν το γεγονός αρχικά ότι δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε μονοφασικά συστήματα. Επίσης είναι δύσκολο να υπολογιστούν αρκετά γρήγορα και σωστά οι συνιστώσες της ενεργού και φανταστικής στιγμιαίας ισχύος σε περίπτωση που έχουμε ασυμμετρία στο σήμα της τροφοδοσίας [1,7,29-36].

### 4.3.2 Στρατηγική ελέγχου με βάση τη γενικευμένη θεωρία pq

Ο έλεγχος που παρουσιάστηκε παραπάνω, παρ' ότι είναι απλός και αποτελεσματικός, δεν λειτουργεί σωστά σε περιπτώσεις που δεν έχουμε συμμετρική τάση στην τροφοδοσία. Επειδή στα συστήματα συχνά συμβαίνει να έχουμε ασυμμετρίες, πρέπει αυτό να λαμβάνεται υπ' όψη όταν σχεδιάζουμε έλεγχο για ενεργά φίλτρα. Η μέθοδος της γενικευμένης pq είναι πιο γενική προσέγγιση και εγγυάται ορθή λειτουργία του ελέγχου ακόμα και όταν υπάρχουν ασυμμετρίες.

Τα φασικά ρεύματα και τάσεις περνούν από δειγματοληψία. Οι στιγμιαίες τάσεις που λαμβάνονται καθυστερούνται κατά  $\frac{1}{4}$  της περιόδου, οπότε έχουμε τις ονομαζόμενες κάθετες τάσεις. Αυτό μπορεί να υλοποιηθεί απ' ευθείας σε προγράμματα όπως το Simulink/Matlab, με την θεώρηση ότι η επιθυμητή καθυστέρηση είναι  $T/4$ ,  $f = 1/T$  και τελικά  $\omega = 2\pi f$ . Τελικά, με αυτές τις τιμές υπολογίζονται οι στιγμιαίες ισχύεις:

$$\begin{aligned} p[n] &= v_a[n]i_a[n] + v_b[n]i_b[n] + v_c[n]i_c[n] \\ q[n] &= v'_a[n]i_a[n] + v'_b[n]i_b[n] + v'_c[n]i_c[n] \end{aligned}$$

Όπου  $v'_a[n]$ ,  $v'_b[n]$ ,  $v'_c[n]$  οι τάσεις με διαφορά φάσης  $90^\circ$  (κάθετες).

Από τον νόμο ρευμάτων Kirchhoff έχουμε τη σχέση:

$$i_a[n] + i_b[n] + i_c[n] = 0$$

Οπότε τελικά:

$$\begin{bmatrix} p[n] \\ q[n] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_a[n] - v_c[n] & v_b[n] - v_c[n] \\ v'_a[n] - v'_c[n] & v'_b[n] - v'_c[n] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a[n] \\ i_b[n] \end{bmatrix}$$

Με χρήση ψηφιακού βαθυπερατού φίλτρου εξαλείφουμε την εναλλασσόμενη συνιστώσα της στιγμιαίας ενεργού ισχύος. Το φίλτρο και σε αυτήν την περίπτωση όπως και στο 4.3.1 είναι Butterworth 5<sup>ης</sup> τάξης. Οπότε τα ρεύματα αντιστάθμισης υπολογίζονται τελικά από τη σχέση:

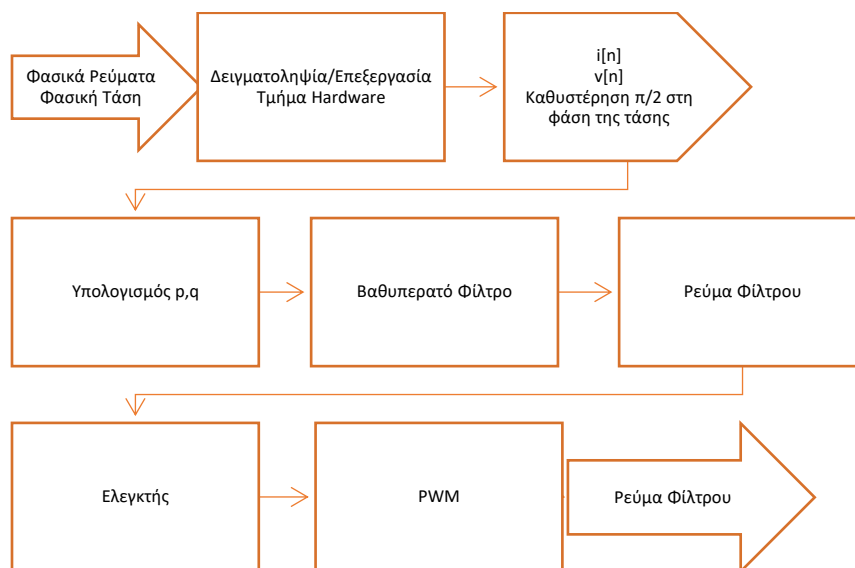
$$\begin{bmatrix} i_{fa}[n] \\ i_{fb}[n] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a[n] \\ i_b[n] \end{bmatrix} - \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} v'_b[n] - v'_c[n] & v_c[n] - v_b[n] \\ v'_c[n] - v'_a[n] & v_a[n] - v_c[n] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_a[n] \\ i_b[n] \end{bmatrix} - \frac{\bar{p}}{\Delta} \begin{bmatrix} v'_b[n] - v'_c[n] \\ v'_c[n] - v'_a[n] \end{bmatrix} \quad \& \quad i_{fc}[n] = -i_{fa}[n] - i_{fb}[n]$$

Όπου:  $\Delta = (v_a[n] - v_c[n])(v'_b[n] - v'_c[n]) - (v'_a[n] - v'_c[n])(v_b[n] - v_c[n])$

Οι τιμές αυτές στη συνέχεια με χρήση κάποιου ελεγκτή και μιας μεθόδου διαμόρφωσης διαμορφώνουν το ρεύμα του αντιστροφέα που τροφοδοτείται στο δίκτυο.

Για τη μέθοδο αυτή:

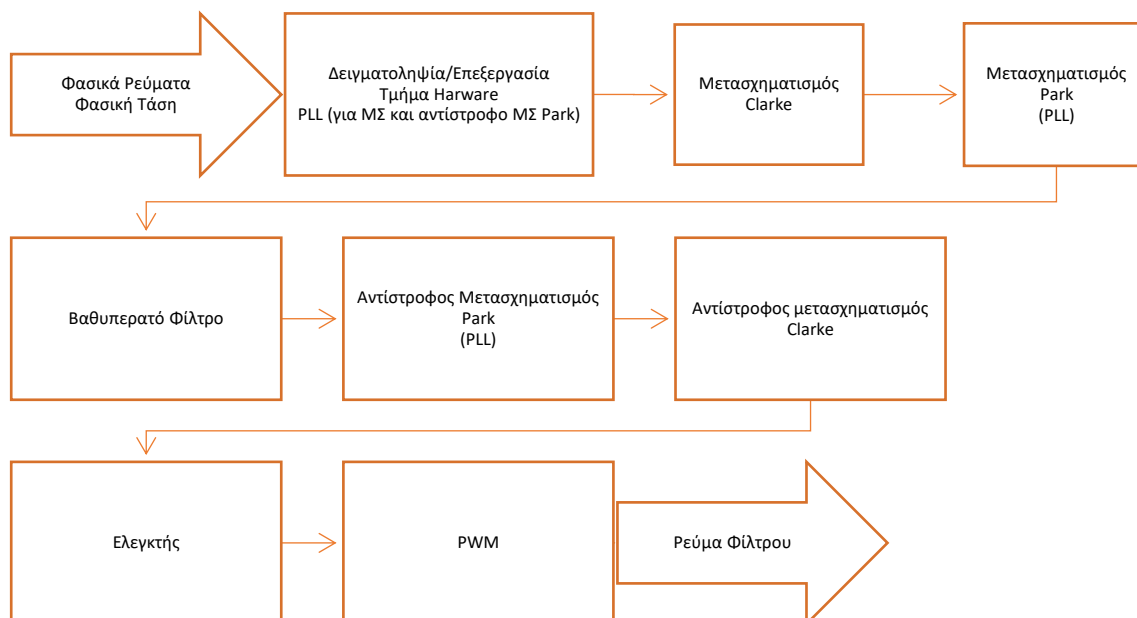
- Σε αντίθεση με την μέθοδο pq, σε αυτήν την περίπτωση έχουμε ορθά αποτελέσματα ακόμα και σε περιπτώσεις ασυμμετρίας στην τροφοδοσία.
- Εάν η τάση είναι παραμορφωμένη, τότε τα ρεύματα που παράγονται μπορεί να μην είναι σωστά, λόγω του κυκλώματος καθυστέρησης, που προσαρμόζεται στην πρώτη αρμονική.
- Σε περίπτωση συμμετρικής τάσης τροφοδοσίας οι μέθοδοι pq και γενικευμένη pq είναι ισοδύναμες.
- Οι απλοί αριθμητικοί υπολογισμοί που γίνονται έχουν ως αποτέλεσμα καλή δυναμική συμπεριφορά του ελέγχου. Επιπλέον, μπορεί να βελτιωθεί με κατάλληλη επιλογή του φίλτρου για κάθε περίπτωση, καθώς αυτό είναι το στοιχείο που προκαλεί τις μεγαλύτερες καθυστερήσεις [1,14,15,37].



Σχήμα 4. 17 Γενικευμένη μέθοδος pq

### 4.3.3 Πλαίσιο dq ( Σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς)

Η στρατηγική αυτή μπορεί να χρησιμοποιείται όταν η τάση τροφοδοσίας είναι παραμορφωμένη ή υποφέρει από παρεμβολές.



Σχήμα 4. 18 Μέθοδος dq

Η προσέγγιση αυτή χρησιμοποιεί μετασχηματισμό των σημάτων εισόδου από το τριφασικό φυσικό σύστημα a-b-c στο στρεφόμενο πλαίσιο d-q. Τα φασικά ρεύματα που λαμβάνονται αρχικά μετασχηματίζονται στο σύστημα α-β και στη συνέχεια στο d-q στρεφόμενο με ταχύτητα  $\omega$ . Οι τιμές στο νέο σύστημα προκύπτουν από τη σχέση:

$$\begin{bmatrix} f_d[n] \\ f_q[n] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta[n] & \sin\theta[n] \\ -\sin\theta[n] & \cos\theta[n] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_\alpha[n] \\ f_\beta[n] \end{bmatrix}$$

Χρησιμοποιείται δηλαδή ο μετασχηματισμός Park. Το πλεονέκτημα αυτού του μετασχηματισμού είναι ότι το σύστημα δεν χρειάζεται ταυτοποίηση της ενεργειακής του κατάστασης με υπολογισμό στιγμιαίων ισχύων. Εάν η  $\cos\theta[n]$  λαμβάνει την ίδια τιμή όπως η φάση  $\alpha$  της θεμελιώδους, τότε το dq σύστημα περιστρέφεται με τη σύγχρονη ταχύτητα. Ο συγχρονισμός πραγματοποιείται με κύκλωμα PLL (phase locked loop) που συγχρονίζεται με την θεμελιώδη της τάσης τροφοδοσίας.

Σε αυτό το σύστημα αναφοράς οι ποσότητες που είναι σε φάση με την τάση τροφοδοσίας όπως για παράδειγμα το ενεργό ρεύμα, αναπαρίστανται από σταθερές DC τιμές. Συνεπώς, το ρεύμα του άξονα d αντιστοιχεί στο ενεργό ρεύμα της πηγής στο στρεφόμενο σύστημα. Για το λόγο αυτό τα ρεύματα του φίλτρου υπολογίζονται απ' ευθείας με χρήση φίλτρων, αρκεί να γνωρίζουμε τα φασικά ρεύματα στο νέο σύστημα συντεταγμένων. Αυτά τα σήματα στη συνέχεια περνούν από αντίστροφους μετασχηματισμούς Park και Clarke, ώστε να προκύψουν στο a-b-c σύστημα. Θα έχουμε δηλαδή τελικά:



$$\begin{bmatrix} i_{fa}[n] \\ i_{fb}[n] \\ i_{fc}[n] \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos\theta[n] & -\sin\theta[n] \\ \sin\theta[n] & \cos\theta[n] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_a[n] \\ \tilde{i}_q[n] \end{bmatrix}$$

Στη συνέχεια μέσω ελέγχου και μεθόδου διαμόρφωσης, κατασκευάζονται τα αντίστοιχα ρεύματα αντιστάθμισης από τον αντιστροφέα.

Επειδή τα φίλτρα εφαρμόζονται σε DC ποσότητες, ώστε να εξαλείψουν το AC κομμάτι, τελικά υπάρχει λιγότερος επηρεασμός της μεθόδου από το φίλτρο.

Για τη μέθοδο αυτή:

- Καθώς δεν απαιτείται ο υπολογισμός της στιγμιαίας ενεργού και αέργου ισχύος, έχουμε σημαντική μείωση στους μαθηματικούς υπολογισμούς σε κάθε κύκλο για τον υπολογισμό των ρευμάτων αντιστάθμισης. Συνεπώς έχουμε μικρότερο υπολογιστικό κόστος και χρόνο επεξεργασίας και τελικά βελτίωση της δυναμικής του συστήματος, όταν συγκρίνουμε την ίδια τη μέθοδο με τις προηγούμενες που απαιτούσαν περισσότερο πολύπλοκους υπολογισμούς. Η δυναμική της μεθόδου επηρεάζεται όμως αρνητικά από τη χρήση του PLL.
- Η χρήση του PLL στο σύστημα χειροτερεύει τη δυναμική του, αλλά παράλληλα με τη λειτουργία του εγγυάται ότι στο τέλος των υπολογισμών το αποτέλεσμα θα είναι ορθό : δηλαδή με το PLL τα αποτελέσματα που προκύπτουν για τα ρεύματα θα είναι τα ζητούμενα, ακόμα και εάν έχουμε παραμορφωμένη τάση τροφοδοσίας ή και σε περιπτώσεις που έχουμε παρεμβολές.
- Το απλό σχεδιάγραμμα του ελέγχου επιτρέπει την εύκολη υλοποίησή του σε hardware.
- Σε περίπτωση που έχουμε ημιτονική και συμμετρική τροφοδοσία η μέθοδος αυτή είναι ισοδύναμη με την pq [1, 16-19,52].

# 5

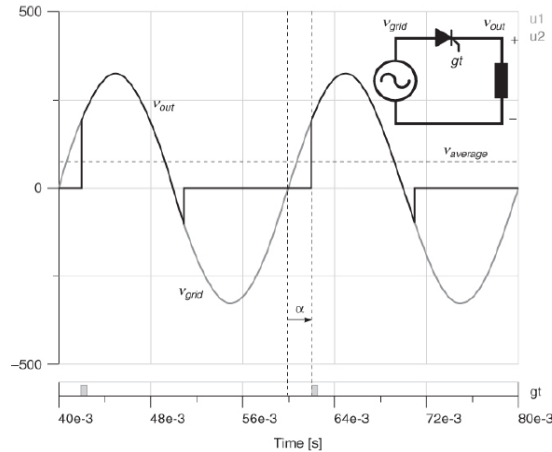
## Έλεγχος Ρεύματος

---

Στο προηγούμενο κεφάλαιο αναπτύχθηκαν ορισμένες από τις στρατηγικές που χρησιμοποιούνται, ώστε να υπολογισθούν τα ρεύματα αναφοράς, δηλαδή οι τιμές του ρεύματος που όταν παραχθούν από τον αντιστροφέα και εγχυθούν στο δίκτυο, θα αντισταθμίσουν το αρμονικό περιεχόμενο του ρεύματος του φορτίου, με αποτέλεσμα να έχουμε καθαρό από αρμονικές ρεύμα στο δίκτυο, μετά το φορτίο. Συνεπώς, πρέπει να εφαρμοστεί και κατάλληλη τεχνική ελέγχου, ώστε ο αντιστροφέας να παράγει αυτά τα επιθυμητά ρεύματα στην έξοδό του, σε συνδυασμό με την κατάλληλη τεχνική διαμόρφωσης. Στο κεφάλαιο αυτό μελετώνται διάφορες τεχνικές ελέγχου που έχουν προταθεί για χρήση στα ενεργά παράλληλα φίλτρα και ο ρόλος τους είναι να μηδενίσουν το σφάλμα μεταξύ του ρεύματος αναφοράς και του ρεύματος του αντιστροφέα, δηλαδή να ελέγξουν το εγχεόμενο από τον αντιστροφέα ρεύμα.

Οι μέθοδοι ελέγχου των μετατροπέων ισχύος εξελίσσονται διαρκώς ανάλογα και με την εξέλιξη στον τομέα των ημιαγωγικών διατάξεων και την εισαγωγή νέων τεχνικών ελέγχου. Ενώ οι ανορθωτές με διόδους λειτουργούν χωρίς την εφαρμογή κάποιας μεθόδου ελέγχου, τα αναλογικά κυκλώματα ελέγχου ξεκίνησαν με σκοπό να ρυθμίζεται η γωνία έναυσης των θυρίστορ. Με την εκκίνηση της χρήσης τρανζίστορ ισχύος με γρηγορότερες διακοπτικές συχνότητες, τα αναλογικά κυκλώματα ελέγχου χρησιμοποιούνται από την αρχή, ενώ με το πέρασμα του χρόνου αυξάνεται και η χρήση ψηφιακών μεθόδων, με δυνατότητα υλοποίησης περισσότερο εξελιγμένων τεχνικών ελέγχου.

Στους ανορθωτές με θυρίστορ η μέση τιμή της τάσης εξόδου μπορεί να ρυθμιστεί ελέγχοντας την γωνία έναυσης των παλμών σε σχέση με την τάση του δικτύου. Το κύκλωμα ελέγχου αυτού του μετατροπέα ισχύος πρέπει να εντοπίζει τους μηδενισμούς της τάσης του δικτύου και να παράγει παλμούς έναυσης ανάλογα με την επιθυμητή γωνία. Στο σχήμα 5.1 φαίνεται η λειτουργία μίας μονοφασικής ανόρθωσης με θυρίστορ. Μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι η γωνία έναυσης  $\alpha$  τροποποιεί την κυματομορφή της τάσης εξόδου και άρα και τη μέση τιμή της.



**Σχήμα 5. 1 Λειτουργία μονοφασικής ανόρθωσης με θυρίστορ**

Τα θυρίστορ λειτουργούν με την θεμελιώδη συχνότητα, γιατί η χρονική στιγμή της σβέσης τους εξαρτάται από τη λειτουργία της γραμμής και δεν μπορεί να ελεγχθεί. Αντίθετα, με την εισαγωγή των τρανζίστορ ισχύος όπως τα IGBT, ο έλεγχος της σβέσης είναι εφικτός και άρα μπορούν να χρησιμοποιηθούν υψηλές διακοπτικές συχνότητες.

Η υλοποίηση τέτοιων τεχνολογιών εξελίχθηκε κατά το 1960 με χρήση αναλογικών κυκλωμάτων όπως ενισχυτές και παθητικά στοιχεία. Αργότερα, ψηφιακά κυκλώματα άρχισαν να χρησιμοποιούνται σε συνδυασμό με τα αναλογικά. Τις τελευταίες δεκαετίες η χρήση μικροεπεξεργαστών για τον έλεγχο των ηλεκτρονικών ισχύος είναι η συχνότερη λύση για ψηφιακές εφαρμογές. Οι σύγχρονοι μικροεπεξεργαστές και ψηφιακοί επεξεργαστές (DSPs) διαθέτουν υψηλές ικανότητες επεξεργασίας και επιτρέπουν την υλοποίηση πολυπλοκότερων μεθόδων ελέγχου. Παρ όλα αυτά, πολλές τεχνικές που αναπτύχθηκαν για αναλογικά κυκλώματα μετατρέπονται σήμερα σε ανάλογες για ψηφιακά συστήματα [21].

## 5.1 Γενικό διάγραμμα ελέγχου

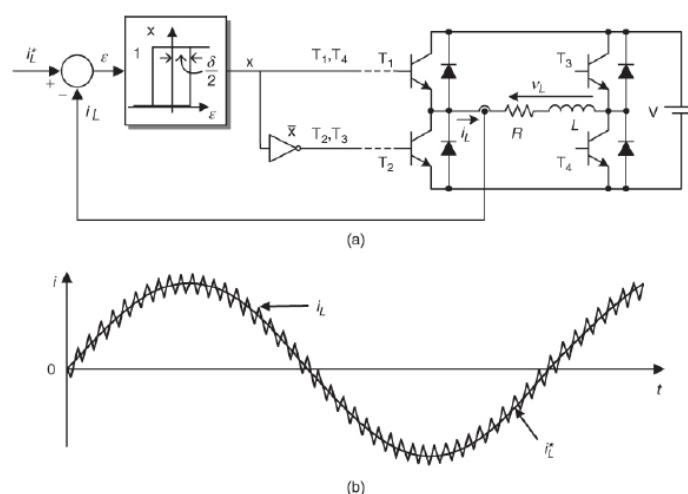
Έχοντας υπολογίσει με κάποια από τις τεχνικές που αναφέρθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο τα ρεύματα αναφοράς που θέλουμε να παραχθούν από τον αντιστροφέα, πρέπει να φροντίσουμε ώστε η έξοδός του να τα ακολουθεί. Για το σκοπό αυτό έχουν προταθεί και χρησιμοποιηθεί διάφορες μέθοδοι οι οποίες σε συνδυασμό με τις μεθόδους διαμόρφωσης εγγυώνται ότι το ρεύμα που εξέρχεται ακολουθεί όσο το δυνατόν πιο αποτελεσματικά την αναφορά που έχουμε σχεδιάσει.

Για τον έλεγχο του φίλτρου πρέπει να διαχωριστεί ο βρόχος ελέγχου της DC τάσης του αντιστροφέα από το AC κομμάτι. Ο έλεγχος των δύο βρόχων σχεδιάζεται χωριστά. Ο διαχωρισμός εξυπηρετεί ώστε να επιτρέπεται στο ενεργό φίλτρο να αντισταθμίζει ανεξάρτητα τα AC ρεύματα και την τάση του DC ζυγού. Για να έχουμε ταχεία δυναμική απόκριση πρέπει ο βρόχος ελέγχου του DC να είναι σημαντικά πιο αργός από τον εσωτερικό βρόχο ελέγχου του AC.

## 5.2 Τεχνικές Ελέγχου

### 5.2.1 Μέθοδος Ζώνης Υστέρησης

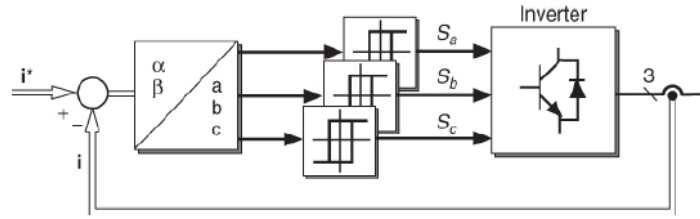
Η βασική ιδέα της μεθόδου ελέγχου με υστέρηση είναι η διατήρηση του ρεύματος μεταξύ μίας ζώνης υστέρησης, δηλαδή ανάμεσα σε ένα πάνω και ένα κάτω όριο, και η αλλαγή της κατάστασης του διακόπτη κάθε φορά που το ρεύμα αγγίζει την τιμή του ενός ή του άλλου συνόρου.



**Σχήμα 5. 2 Μέθοδος Υστέρησης για έλεγχο μονοφασικού αντιστροφέα : α) Συνδεσμολογία, β) Κυματομορφή πραγματικού ρεύματος και ρεύματος αναφοράς**

Στο σχήμα 5.2 φαίνεται ο έλεγχος με υστέρηση για έναν μονοφασικό αντιστροφέα. Στην περίπτωση αυτή, το σφάλμα του ρεύματος χρησιμοποιείται ως είσοδος στον συγκριτή και εάν το σφάλμα είναι μεγαλύτερο από το άνω όριο  $\delta/2$ , οι διακόπτες  $T_1$  και  $T_2$  ανοίγουν και οι  $T_2$  και  $T_3$  κλείνουν. Το αντίθετο υλοποιείται όταν το σφάλμα είναι κάτω από την τιμή  $-\delta/2$ . Μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι είναι μια αρκετά απλή τεχνική, ώστε το ρεύμα να ακολουθεί την αναφορά αρκετά καλά.

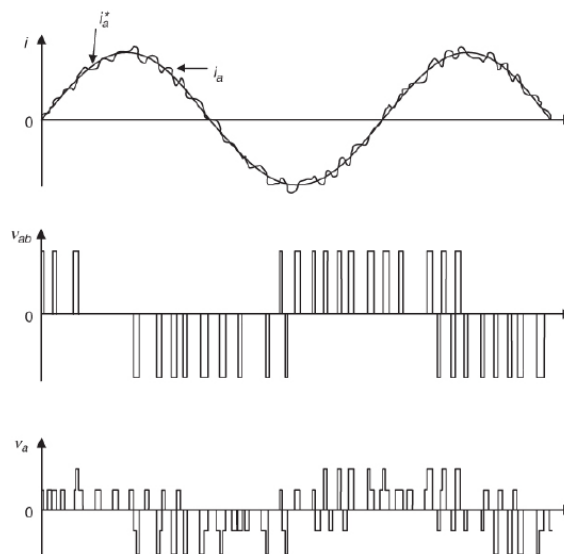
Σε τριφασικό αντιστροφέα, τα μετρούμενα ρεύματα του φορτίου κάθε φάσης συγκρίνονται με τις αντίστοιχες κυματομορφές αναφοράς με χρήση συγκριτών υστέρησης, όπως φαίνεται στο σχήμα 5.4. Κάθε συγκριτής καθορίζει την διακοπτική κατάσταση του αντίστοιχο διακόπτη του αντιστροφέα ( $S_a, S_b, S_c$ ), έτσι ώστε το ρεύμα του φορτίου να αναγκάζεται να παραμένει εντός των τιμών της ζώνης υστέρησης. Λόγω της αλληλεπίδρασης μεταξύ των φάσεων, το σφάλμα του ρεύματος μπορεί να ξεπεράσει τις τιμές της ζώνης υστέρησης. Ένα απλοποιημένο διάγραμμα αυτής της τεχνικής φαίνεται στο σχήμα 5.3.



**Σχήμα 5. 3 Έλεγχος με υστέρηση σε τριφασικό αντιστροφέα**

Η μέθοδος αυτή είναι απλή και η υλοποίηση δεν απαιτεί πολύπλοκα κυκλώματα ή επεξεργαστές. Η απόδοση του ελεγκτή με υστέρηση είναι καλή, με γρήγορη δυναμική απόκριση. Η διακοπτική συχνότητα αλλάζει ανάλογα με τις τροποποιήσεις στη ζώνη υστέρησης, τις παραμέτρους του φορτίου και τις συνθήκες λειτουργίας. Αυτό είναι και το μεγαλύτερο μειονέκτημα του ελέγχου αυτού, καθώς η μεταβλητή διακοπτική συχνότητα μπορεί να προκαλέσει προβλήματα συντονισμών. Επιπλέον, οι διακοπτικές απώλειες περιορίζουν την εφαρμογή του ελέγχου με υστέρηση σε χαμηλά επίπεδα ισχύος. Διάφορες τροποποιήσεις έχουν προταθεί με σκοπό να ελεγχθεί η διακοπτική συχνότητα του ελεγκτή υστέρησης.

Όταν υλοποιείται σε ψηφιακό περιβάλλον, μία πολύ υψηλή συχνότητα δειγματοληψίας απαιτείται, ώστε να παραμένουν οι ελεγχόμενες μεταβολές εντός της ζώνης υστέρησης συνεχώς [3,29-34].



**Σχήμα 5. 4 Έλεγχος με υστέρηση: Παλμοί που προκύπτουν για την πολική και φασική τάση. Η διακοπτική συχνότητα δεν είναι σταθερή.**

### 5.2.2 Χρήση PI ελεγκτών

Ο έλεγχος αυτός χρησιμοποιείται συχνά για τους αντιστροφείς και παρουσιάζει δύο γνωστά μειονεκτήματα: σε περίπτωση που πρέπει να ακολουθήσει ημιτονικό σήμα έχουμε σφάλμα μόνιμης κατάστασης και είναι περιορισμένες οι δυνατότητες του να αποβάλει διαταραχή. Αυτό οφείλεται στην χαμηλή επίδοση του ολοκληρωτή όταν η διαταραχή είναι ημίτονο.

Ο PI (proportional- integral) ελεγκτής ορίζεται ως εξής:

$$G_{PI}(s) = k_p + \frac{k_I}{s} \quad (5.1)$$

Ο έλεγχος απαιτεί μετασχηματισμό των ρευμάτων και των τάσεων στο στρεφόμενο με σύγχρονη ταχύτητα dq πλαίσιο. Για τον έλεγχο του ενεργού φίλτρου θα πρέπει να γραμμικοποιηθεί το σύστημα του μοντέλου οπότε η δυναμική των AC ρευμάτων γράφεται ως εξής:

$$L_c \frac{di_d}{dt} + R_c i_d = L_c \omega i_q - v_{dc} d_{nd} + v_d \quad (5.2)$$

$$L_c \frac{di_q}{dt} + R_c i_q = -L_c \omega i_d - v_{dc} d_{nq} + v_q \quad (5.3)$$

Επιλέγουμε τις εισόδους, ώστε να αποσυμπλέξουμε τις δυναμικές των ρευμάτων στους άξονες d και q αντίστοιχα:

$$u_d = L_c \omega i_q - v_{dc} d_{nd} + v_d \quad (5.4)$$

$$u_q = -L_c \omega i_d - v_{dc} d_{nq} + v_q \quad (5.5)$$

Με τη χρήση των εξισώσεων (5.4) και (5.5) τα  $i_d$  και  $i_q$  μπορούν να ελεγχθούν ανεξάρτητα μέσω των μεταβλητών  $u_d, u_q$ . Χρησιμοποιώντας τα σήματα σφάλματος:

$$\tilde{i}_d = i_d^* - i_d \quad \& \quad \tilde{i}_q = i_q^* - i_q \quad (5.6)$$

Και χρησιμοποιώντας PI ελεγκτή, μπορούμε να επιλέξουμε τα  $d_{nd}$  και  $d_{nq}$  έτσι ώστε:

$$u_d = k_p \tilde{i}_d + k_I \int \tilde{i}_d dt \quad (5.7)$$

$$u_q = k_p \tilde{i}_q + k_I \int \tilde{i}_q dt \quad (5.8)$$

Η συνάρτηση μεταφοράς του αντισταθμιστή με PI θα είναι:

$$G_i(s) = \frac{U_q(s)}{\tilde{i}_q(s)} = \frac{U_d(s)}{\tilde{i}_d(s)} = k_p \frac{s + \frac{k_I}{k_p}}{s} \quad (5.9)$$

Η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου για το βρόχο ελέγχου του ρεύματος θα είναι:

$$\frac{I_q(s)}{I_q^*(s)} = \frac{I_d(s)}{I_d^*(s)} = \frac{k_p}{L_c} \frac{s + \frac{k_I}{k_p}}{s^2 + \frac{(R_c + k_p)}{L_c} s + \frac{k_I}{L_c}} \quad (5.10)$$

Για τη βέλτιστη τιμή του συντελεστή απόσβεσης (damping factor)  $\zeta = \sqrt{2}/2$ , η φυσική συχνότητα του βρόχου μπορεί να επιλεγθεί όσο το δυνατόν υψηλότερη και περιορίζεται μόνο από τη διακοπτική συχνότητα. Για να αντισταθμίσουμε το μηδενικό στη συνάρτηση κλειστού βρόχου, τοποθετούμε έναν πόλο στη θέση του μηδενικού:

$$G_p(s) = \frac{1}{1 + \left(\frac{k_p}{k_I}\right)s} \quad (5.11)$$

Η απόκριση του βρόχου του ρεύματος είναι αυτή μίας δεύτερης τάξης συνάρτησης μεταφοράς χωρίς μηδενικό, οπότε προκύπτουν οι τιμές:

$$k_p = 2\zeta \omega_{ni} L_c - R_c \quad (5.12)$$

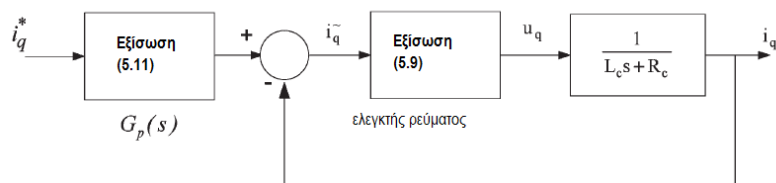
$$k_I = L_c \omega_{ni}^2 \quad (5.13)$$

Για τον έλεγχο ισχύουν:

$$d_{nd} = \frac{v_d + L_c \omega i_q - u_d}{v_{dc}} \quad (5.14)$$

$$d_{nq} = \frac{v_q - L_c \omega i_d - u_q}{v_{dc}} \quad (5.15)$$

Ο βρόχος ελέγχου του ρεύματος φαίνεται στο σχήμα 5.5 [16-19,22].



**Σχήμα 5. 5 Βρόχος ελέγχου του ρεύματος. Όπως θα δούμε στη συνέχεια αποτελεί τον εσωτερικό βρόχο του ελέγχου για το σύστημα του αντιστροφέα.**

### 5.2.3 Τεχνικές προβλεπτικού ελέγχου (Predictive Current Controller – PCC)

Οι τεχνικές προβλεπτικού ελέγχου, οι οποίες έχουν επιδείξει εξαιρετικές επιδόσεις, έχουν ως κύριο στόχο τον στιγμιαίο έλεγχο των ρευμάτων με μεγάλη ακρίβεια, σε διακριτά βήματα (ανά χρόνο δειγματοληψίας), που είναι όσο το δυνατόν μικρότερα. Μπορούν να παρέχουν βέλτιστες δυναμικές αποκρίσεις, χαμηλή παραμόρφωση ρεύματος, εξασφαλίζοντας χαμηλή κυμάτωση. Οι τεχνικές προβλεπτικού ελέγχου λειτουργούν σε διακριτά βήματα και μπορούν εύκολα να υλοποιηθούν σε μικροελεγκτή. Βασίζονται στην πρόβλεψη της εξέλιξης του σήματος προς έλεγχο και με βάση την πρόβλεψη αυτή επιλέγουν την κατάσταση του μετατροπέα (ON – OFF) ή τη μέση τιμή της τάσης που παράγεται από τον μετατροπέα, όταν χρησιμοποιούνται με τεχνική PWM.

Για τον υπολογισμό, αρχικά υπολογίζεται η παράγωγος, ώστε να προβλεφθεί το αποτέλεσμα του ελέγχου. Δηλαδή, ο ελεγκτής βασίζεται σε ένα μοντέλο του φίλτρου και του δικτύου, το οποίο χρησιμοποιείται για να προβλέψει τη δυναμική του συστήματος. Το αποτέλεσμα αυτού είναι το μοντέλο του ελέγχου να βασίζεται πλήρως στα χαρακτηριστικά του συστήματος, συνεπώς ο έλεγχος είναι λιγότερο αποτελεσματικός εάν αλλάξουν ή δεν υπολογισθούν σωστά οι παράμετροι του συστήματος.

Τελικά, οι πληροφορίες του μοντέλου χρησιμοποιούνται για να αποφασιστεί η διακοπτική κατάσταση του μετατροπέα, με σκοπό να ελαχιστοποιούνται πιθανές μεταβολές ON-OFF και η μέση τιμή της τάσης του μετατροπέα [10].

Οι τεχνικές προβλεπτικού ελέγχου μπορούν να ταξινομηθούν σε τρεις κατηγορίες:

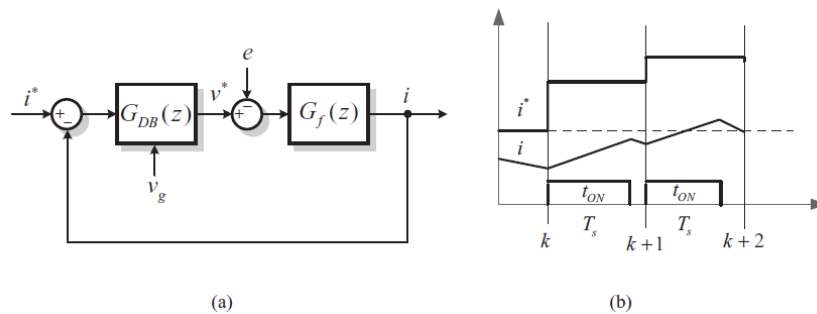
- 1) Άμεσος προβλεπτικός έλεγχος (Direct Predictive Control – DPC)
- 2) Άμεσος έλεγχος ρεύματος (Direct Current Control – DCC)
- 3) PWM προβλεπτικός έλεγχος (Deadbeat Control)

Από τις τεχνικές αυτές, για τον έλεγχο ενεργών φίλτρων χρησιμοποιείται κυρίως ο deadbeat controller, ο οποίος αναλύεται στη συνέχεια:

### **PWM προβλεπτικός έλεγχος (Deadbeat Control)**

Ο deadbeat controller [10, 21, 22, 42-47] ανήκει στην κατηγορία των προβλεπτικών ελέγχων, όπως αναφέρθηκε και διαθέτει όλα τα βασικά χαρακτηριστικά τους. Ονομάζεται deadbeat γιατί το σφάλμα στην επόμενη περίοδο δειγματοληψίας μηδενίζεται. Αποδεικνύεται ότι είναι ο γρηγορότερος έλεγχος ρεύματος, μηδενίζοντας το σφάλμα μετά από δύο περιόδους δειγματοληψίας.

Κατά τη διάρκεια των μεταβατικών που μπορεί να συμβαίνουν συχνά στη διεσπαρμένη παραγωγή, όπως συχνές μεταβολές της ισχύος ή πτώσεις τάσης, ο PWM προβλεπτικός έλεγχος μπορεί να αποδειχθεί ότι είναι ο αποτελεσματικότερος στο να περιορίζει το μέγιστο ρεύμα.



**Σχήμα 5. 6 Deadbeat Control: α) Ο βρόχος του ελέγχου, β) Η δράση του ελέγχου, μηδενισμός του σφάλματος σε δύο περιόδους δειγματοληψίας.**

Ο σχεδιασμός του ελέγχου θα γίνει με βάση το μονοφασικό ισοδύναμο. Για μία φάση, το μοντέλο του αντιστροφέα θα είναι:

$$\frac{di(t)}{dt} = -\frac{R}{L}i(t) + \frac{1}{L}(v(t) - e(t)) \quad (5.16)$$

όπου:  $i(t)$  το ρεύμα,  
 $v(t)$  η τάση του αντιστροφέα,  
 $e(t)$  η τάση του δικτύου,  
 $R, L$  η ολική αντίσταση και αυτεπαγωγή του δικτύου μέχρι τον μετατροπέα

Η διακριτοποίηση της παραπάνω σχέσης οδηγεί:

$$i(k+1) = e^{-\left(\frac{R}{L}\right)T_s}i(k) - \frac{1}{R}\left(e^{-\left(\frac{R}{L}\right)T_s} - 1\right)(v(k) - e(k)) \quad (5.17)$$

Από τη σχέση αυτή λαμβάνουμε:

$$i(k+1) = ai(k) + bu(k) \quad (5.18)$$

εάν θέσουμε:



$$\begin{aligned}
 a &= e^{-\left(\frac{R}{L}\right)Ts} \\
 b &= -\frac{1}{R}\left(e^{-\left(\frac{R}{L}\right)Ts} - 1\right) \text{ και} \\
 u(k) &= v(k) - e(k)
 \end{aligned}$$

Εφαρμόζουμε μετασχηματισμό Z:

$$I(z)z = aI(z) + bU(z) \Leftrightarrow I(z) = \frac{b}{z-a}U(z) = \frac{bz^{-1}}{1-az^{-1}}U(z) \quad (5.19)$$

Οπότε τελικά η συνάρτηση μεταφοράς του μετατροπέα είναι:

$$G_f(z) = \frac{I(z)}{U(z)} = \frac{bz^{-1}}{1-az^{-1}} \quad (5.20)$$

Στη συνέχεια, θεωρούμε έναν απλοποιημένο σχεδιασμό για τον ελεγκτή σύμφωνα με τα παρακάτω:

- Υποθέτουμε ότι δεν υπάρχουν ασταθείς πόλοι στη συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου
- Υποθέτουμε ότι δεν υπάρχουν ασταθή μηδενικά στη συνάρτηση μεταφοράς του φίλτρου

Η επιθυμητή συνάρτηση μεταφοράς του κλειστού βρόχου, εξ ορισμού για τον deadbeat controller, είναι:

$$G_o(z) = \frac{1}{z^k} = z^{-k} \quad (5.21)$$

Όπου k είναι η καθυστέρηση του συστήματος κλειστού βρόχου.

Ο deadbeat controller επιτυγχάνει μηδενισμό του σφάλματος σε δύο περιόδους δειγματοληψίας, συνεπώς k = 2.

Άρα τελικά η μαθηματική σχέση για τον ελεγκτή είναι:

$$G_{DB}(z) = \frac{1}{G_f(z)} \frac{z^{-2}}{1-z^{-2}} \quad (5.22)$$

Αντικαθιστώντας προκύπτει:

$$G_{DB}(z) = \frac{1}{b} \frac{1-az^{-1}}{z-z^{-1}} \quad (5.23)$$

Και τελικά:

$$U(z)z = U(z)z^{-1} + \frac{1}{b}\Delta I(z) - \frac{a}{b}\Delta I(z)z^{-1} \quad (5.24)$$

Οπότε ο αλγόριθμος του ελέγχου είναι:

$$v(k+1) = v(k-1) + \frac{1}{b}\Delta i(k) - \frac{a}{b}\Delta i(k-1) + e(k+1) - e(k-1) \quad (5.25)$$

Εάν αγνοήσουμε την αντίσταση R, τότε a = 1 και b = Ts/L, οπότε:

$$v(k+1) = -v(k) + \frac{1}{b}\Delta i(k) + e(k+1) + e(k) \quad (5.26)$$

Αυτή δεν είναι όμως αποδεκτή προσέγγιση, ειδικά σε συστήματα με διεσπαρμένη παραγωγή, συνδεδεμένα σε μονοφασικά συστήματα μεταφοράς, όπου η αντίσταση δεν είναι αμελητέα. Συνεπώς, το να αμεληθεί η αντίσταση της πλευράς του δικτύου δεν είναι αποδεκτό και δημιουργεί σφάλμα στον έλεγχο.

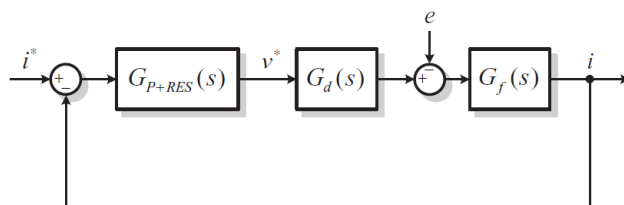
Ο έλεγχος deadbeat έχει θεωρητικά πολύ μεγάλο εύρος ζώνης, αφού η συνάρτηση μεταφοράς όπως δόθηκε στην εξίσωση (5.21) αποτελείται από δύο πόλους στο κέντρο των αξόνων. Άρα με τον έλεγχο το σήμα αναφοράς θα ακολουθείται καλά. Εάν όμως συνυπολογιστεί η PWM και ο κορεσμός του ελέγχου, τότε μπορεί ο deadbeat να εμφανίσει καθυστέρηση στην απόκριση.

Ένα από τα μεγαλύτερα μειονεκτήματα του ελέγχου αυτού σχετίζεται με τις παραμέτρους: εάν έχουν οριστεί λίγο διαφορετικά, προκαλείται σφάλμα στο πώς ακολουθεί ο έλεγχος την αναφορά αλλά και θέματα ευστάθειας. Η χρήση παρατηρητή (observer) μπορεί να επιλύσει τέτοια ζητήματα, κάνοντας τον ελεγκτή πιο εύρωστο σε ό,τι αφορά στις παραμέτρους που διαφοροποιούνται και στις καθυστερήσεις του ελέγχου.

## 5.2.4 Resonant Controller (PR)

Ο έλεγχος στους αντιστροφείς έχει παραδοσιακά βασιστεί ως συνέχεια του ελέγχου ηλεκτρικών μηχανών και DC μετατροπέων. Και στις δύο αυτές περιπτώσεις το σημείο αναφοράς είναι ένα σταθερό σήμα και μία κύρια διαταραχή. Συγκεκριμένα, η χρήση του στρεφόμενου πεδίου έχει επιτρέψει τον έλεγχο του εναλλασσόμενου ρεύματος, με μετασχηματισμό σε φαινομενικά ρεύματα, να γίνεται σαν να έχουμε σταθερές ποσότητες.

Είναι όμως δυνατό να αποφύγουμε και τη χρήση μετασχηματισμών, χρησιμοποιώντας έναν ελεγκτή που χρησιμοποιεί το μοντέλο της διαταραχής, ώστε να επιτύχει πλήρη καταστολή. Ο πιο άμεσος τρόπος υλοποίησης αυτού του συστήματος είναι με τον γενικευμένο ολοκληρωτή (generalized integrator – GI)[22], ο οποίος είναι διπλός ολοκληρωτής που επιτυγχάνει άπειρο κέρδος σε συγκεκριμένη συχνότητα, που ονομάζεται συχνότητα συντονισμού και έχει σχεδόν μηδενικό κέρδος για κάθε άλλη συχνότητα. Ο βρόχος ελέγχου παρουσιάζεται στο σχήμα 5.7.



**Σχήμα 5. 7 Ο βρόχος ελέγχου του ρεύματος σε έναν αντιστροφέα με έλεγχο PR (P+).**

Ο έλεγχος αυτός έχει υλοποιηθεί με επιτυχία σε μονοφασικά συστήματα, αλλά σε τριφασικά χρησιμοποιείται σε συνδυασμό με PI ελεγκτή. Ο συνδυασμός αυτός επιτυγχάνεται με μετασχηματισμό: Ο PI υλοποιείται στο στρεφόμενο με σύγχρονη ταχύτητα πλαίσιο - συμβολίζεται με  $G_{DC}(s)$ - και μπορεί να μετασχηματιστεί στο στατικό πλαίσιο μέσω διαμόρφωσης συχνότητας που εκφράζεται από τη σχέση:

$$G_{AC}(s) = G_{DC}(s - j\omega) + G_{DC}(s + j\omega) \quad (5.27)$$

Όπου το  $G_{AC}(s)$  συμβολίζει το ισοδύναμο στο στατό πλαίσιο.

Συνεπώς, για ιδανικούς και μη ιδανικούς ολοκληρωτές με:

$$G_{DC}(s) = \frac{k_I}{s} \text{ \& } G_{DC}(s) = \frac{k_I}{1 + (\frac{s}{\omega_c})}, (k_I, \omega_c \ll \omega), \quad (5.28)$$

Όπου  $k_I$  το κέρδος και  $\omega_c$  η συχνότητα αποκοπής, προκύπτει ότι:

$$G_{AC}(s) = \frac{Y(s)}{E(s)} = \frac{2k_I s}{s^2 + \omega_c^2} \quad (5.29)$$

$$G_{AC}(s) = \frac{Y(s)}{E(s)} = \frac{2k_I(\omega_c s + \omega_c^2)}{s^2 + 2\omega_c s + (\omega_c^2 + \omega_c^2)} \approx \frac{2k_I \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_c^2} \quad (5.30)$$

Η εξίσωση (5.29) όταν συνδυάζεται με το κέρδος  $k_p$ , δίνει στον ιδανικό PR ελεγκτή με άπειρο κέρδος στην συχνότητα  $\omega$  και χωρίς μετατόπιση φάσης, κέρδος και σε άλλες συχνότητες. Το  $k_p$  ρυθμίζεται όπως και στους PI και προσδιορίζει τη δυναμική του συστήματος από άποψη εύρους ζώνης, φάσης και περιθωρίου κέρδους. Για να μην υπάρχουν προβλήματα αστάθειας λόγω του άπειρου κέρδους, χρησιμοποιείται η σχέση (5.30) αντί της (5.29). Με τον τρόπο αυτό ο μη ιδανικός ελεγκτής έχει πεπερασμένο κέρδος, το οποίο όμως παραμένει αυξημένο, ώστε να επιβάλει μικρό σφάλμα μόνιμης κατάστασης. Ένα άλλο χαρακτηριστικό της (5.30) είναι ότι σε αντίθεση με την ιδανική περίπτωση, το εύρος ζώνης μπορεί να διευρυνθεί, γεγονός που είναι χρήσιμο για τις μεταβολές στο σύστημα.

Έχει αποδειχθεί ότι η χρήση των PI στο σύγχρονο στρεφόμενο πλαίσιο, είναι ισοδύναμη με τη χρήση PR (που προσφέρουν άπειρο κέρδος σε ορισμένη συχνότητα) στο στατό αβ.

Πιο αναλυτικά για τον έλεγχο αυτό:

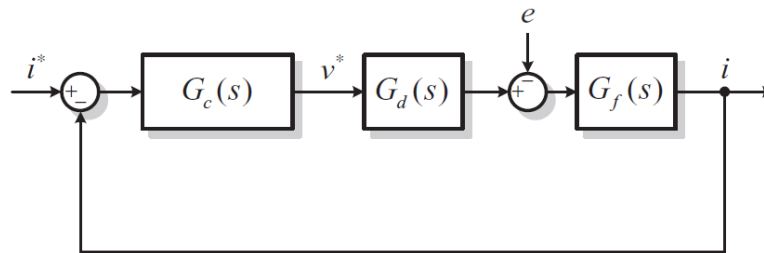
Ο ελεγκτής μπορεί να επιτευχθεί είτε με υλοποίηση της internal model principle είτε με χρήση μετασχηματισμού συντεταγμένων.

#### Internal Model Principle [22]:

Στην περίπτωση αυτή εάν τα μοντέλα της αναφοράς και της διαταραχής συμπεριλαμβάνονται στην ανάδραση, θα έχουμε καλή παρακολούθηση της αναφοράς και καλή καταστολή της διαταραχής. Εάν ο στόχος είναι να ακολουθηθούν και να αφαιρεθούν περιοδικά σήματα, τα οποία μπορεί να υποδιαιρεθούν σε ημιτονικές συνιστώσεις, δηλαδή αρμονικές, αυτή η διαδικασία οδηγεί σε σχεδιασμό ελεγκτών που έχουν ένα ζευγάρι πόλων στον φανταστικό άξονα στις συχνότητες των αρμονικών που ακολουθούν ή καταστέλλουν. Ο μετασχηματισμός Laplace του ημιτονικού σήματος, όπως για παράδειγμα της κανονικοποιημένης τάσης, που είναι η διαταραχή στον βρόχο ελέγχου του ρεύματος, όπως φαίνεται στο σχήμα 5.8 είναι:

$$E(s) = \frac{\omega}{s^2 + \omega^2} \quad (5.31)$$

Η συνάρτηση μεταφοράς αυτή θα χρησιμοποιηθεί για να αποδειχθεί η αποτελεσματικότητα του ελέγχου στη θεμελιώδη συχνότητα να μηδενίσει το σφάλμα λόγω της τάσης του δικτύου.



**Σχήμα 5. 8 Ο βρόχος ελέγχου του ρεύματος αντιστροφής:  $G_c(s)$  είναι ο ελεγκτής,  $G_d(s)$  η καθυστέρηση της PWM και ο χρόνος υπολογισμού και  $G_f(s)$  η μοντελοποίηση του φίλτρου και του δικτύου.**

Με βάση το διάγραμμα 5.8 το ρεύμα, ως αποτέλεσμα της διαταραχής θα είναι:

$$I(s) = -\frac{G_f(s)}{1+G_f(s)G_d(s)G_c(s)} E(s) \quad (5.32)$$

Με δεδομένο ότι:

$$G_f(s) = \frac{1}{Ls+R} \quad (5.33)$$

$$E(s) = \frac{\omega}{s^2+\omega^2} \quad (5.31)$$

$$G_c(s) = \frac{k_p s^2 + k_I s + k_p \omega^2}{s^2 + \omega^2} \quad (5.34)$$

$$G_d(s) = \frac{1}{1.5T_s s + 1} \quad (5.35)$$

Όπου R,L είναι αντίστοιχα η ολική αντίσταση και αντίδραση του δικτύου και του φίλτρου, T είναι ο χρόνος δειγματοληψίας και  $K_p, K_i$  είναι το αναλογικό και το κέρδος συντονισμού. Το  $K_p$  ρυθμίζεται ώστε να έχει το ολικό σύστημα  $\zeta=0.707$ . Υψηλό κέρδος  $K_i$  χρησιμοποιείται συνήθως ώστε σε περίπτωση που έχουμε αλλαγές στη συχνότητα του συστήματος, να έχουμε περιθώρια συνέχισης της ορθής λειτουργίας. Παρ όλα αυτά μπορεί να προκληθούν προβλήματα υπέρτασης. Το βέλτιστο κέρδος  $K_i$  μπορεί να βρεθεί εάν θεωρηθεί σταθερή η συχνότητα του δικτύου, έχοντας περιθώρια διακυμάνσεως περίπου  $\pm 1\%$ .

Η σχέση (5.32) τελικά καταλήγει:

$$\frac{\Delta I(s)}{E(s)} = \frac{(s^2 + \omega^2)(0.5T_s s + 1)}{(Ls + R)(s^2 + \omega^2)(0.5T_s s + 1) + (k_p s^2 + k_I s + k_p \omega^2)} \quad (5.36)$$

Η σχέση αυτή μηδενίζεται για  $s=j\omega$ .

Ισοδυναμία του PI ελεγκτή στο dq πλαίσιο και του P+ στο αβ πλαίσιο

Μέσω αντιστροφου μετασχηματισμού από το dq στο αβ έχουμε:

$$G_{\alpha\beta}(s) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} G_{dq1} + G_{dq2} & jG_{dq1} - jG_{dq2} \\ -jG_{dq1} + jG_{dq2} & G_{dq1} + G_{dq2} \end{bmatrix} \quad (5.37)$$

$$G_{dq1} = G_{dq}(s + j\omega) \quad (5.38)$$

$$G_{dq2} = G_{dq}(s - j\omega) \quad (5.39)$$

Με δεδομένο ότι:  $G_{dq}(s) = k_I/s$  και  $G_{dq}(s) = k_I/(1 + \frac{s}{\omega_c})$ , οι ισοδύναμοι ελεγκτές στο στατό πλαίσιο για αντιστάθμιση του σφάλματος στην ανάδραση της θετικής ακολουθίας δίνονται από τις σχέσεις:

$$G_{\alpha\beta}^+(s) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \frac{2k_I s}{s^2 + \omega^2} & \frac{2k_I \omega}{s^2 + \omega^2} \\ -\frac{2k_I \omega}{s^2 + \omega^2} & \frac{2k_I s}{s^2 + \omega^2} \end{bmatrix} \quad (5.40)$$

$$G_{\alpha\beta}^+(s) \approx \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \frac{2k_I \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} & \frac{2k_I \omega_c \omega}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} \\ -\frac{2k_I \omega_c \omega}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} & \frac{2k_I \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} \end{bmatrix} \quad (5.41)$$

Αντίστοιχα, για την αρνητική ακολουθία οι συναρτήσεις μεταφοράς είναι:

$$G_{\alpha\beta}^-(s) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \frac{2k_I s}{s^2 + \omega^2} & -\frac{2k_I \omega}{s^2 + \omega^2} \\ \frac{2k_I \omega}{s^2 + \omega^2} & \frac{2k_I s}{s^2 + \omega^2} \end{bmatrix} \quad (5.42)$$

$$G_{\alpha\beta}^-(s) \approx \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \frac{2k_I \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} & -\frac{2k_I \omega_c \omega}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} \\ \frac{2k_I \omega_c \omega}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} & \frac{2k_I \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} \end{bmatrix} \quad (5.43)$$

Συγκρίνοντας τις σχέσεις για τη θετική και αρνητική ακολουθία παρατηρούμε ότι τα στοιχεία στη διαγώνιο είναι ίσα, αλλά τα μη διαγώνια έχουν αντίθετα πρόσημα. Αυτό μπορεί να ερμηνευθεί από την αντίστροφη φορά περιστροφής μεταξύ των σύγχρονων στρεφόμενων πεδίων για την αρνητική και θετική ακολουθία.

Συνδυάζοντας τις παραπάνω εξισώσεις, το τελικό αποτέλεσμα για τον έλεγχο, ώστε να αντισταθμίσει όλες τις συνιστώσες είναι:

$$G_{\alpha\beta}(s) = \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \frac{2k_I s}{s^2 + \omega^2} & 0 \\ 0 & \frac{2k_I s}{s^2 + \omega^2} \end{bmatrix} \quad (5.44)$$

$$G_{\alpha\beta}(s) \approx \frac{1}{2} \begin{bmatrix} \frac{2k_I \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} & 0 \\ 0 & \frac{2k_I \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega^2} \end{bmatrix} \quad (5.45)$$

Ένα άλλο χαρακτηριστικό που προκύπτει από τη σχέση (5.44) και (5.45) είναι ότι οι άξονες  $\alpha$  και  $\beta$  μπορούν να ελεγχθούν ως διαφορετικά μονοφασικά συστήματα. Συνεπώς είναι εύκολο η παραπάνω θεωρία για μονοφασικό PR έλεγχο να χρησιμοποιείται και σε τριφασικές συναρτήσεις, με τις ισοδύναμες σχέσεις (5.44) και (5.45) [22, 48,49].

## 5.3 Ελεγκτής της DC τάσης

Κάθε ένας από τους αλγόριθμους που μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την αντιστάθμιση αρμονικών, όπως παρουσιάστηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο, απαιτεί επιπλέον σταθερή τάση (που παρέχεται από πυκνωτή, DC τμήμα του αντιστροφέα). Το θέμα αυτό δεν εξαρτάται από την επιλογή αλγορίθμου αντιστάθμισης.

Τα σήματα από τα υπολογισμένα ρεύματα αντιστάθμισης που προκύπτουν ως αποτέλεσμα του εκάστοτε αλγορίθμου πρέπει να διορθωθούν με τέτοιο τρόπο, ώστε η τάση στα άκρα του πυκνωτή στο DC του αντιστροφέα να διατηρείται σε σταθερό επίπεδο. Σε μεταβατικά φαινόμενα (πχ όταν αλλάζει το φορτίο), υπάρχει μεγάλη διαφορά μεταξύ της ισχύος του φορτίου και της ενεργού ισχύος στο δίκτυο όπως υπολογίζεται (ή του ενεργού ρεύματος-εξαρτάται από τη μέθοδο που χρησιμοποιείται). Αυτή η διαφορά προκύπτει από τον πεπερασμένο χρόνο που χρειάζεται για να καθοριστεί σωστά η ενεργός τιμή της ισχύος. Αυτό προκαλεί διακυμάνσεις της τάσης στα άκρα του πυκνωτή και με τη σειρά του προκαλεί ανάγκη για κατάλληλο έλεγχο της DC τάσης. Ο ελεγκτής της DC τάσης εισάγει διορθώσεις στα ρεύματα που υπολογίζονται με βάση την μετρούμενη τάση και την τάση αναφοράς που έχει τεθεί. Η επιλογή των παραμέτρων DC εξαρτάται από την διακύμανση της ισχύος του φορτίου. Ο ελεγκτής που χρησιμοποιείται δεν πρέπει να αποκρίνεται πολύ γρήγορα σε τυχόν μικρές αλλαγές στην τάση του πυκνωτή, αφού αυτό μπορεί να οδηγήσει σε ανεπιθύμητες παραμορφώσεις του ρεύματος στο δίκτυο. Από την άλλη, σε συνθήκες μόνιμης κατάστασης η διατήρηση σταθερής τάσης πυκνωτή απαιτεί την τροφοδότηση του αντιστροφέα με σταθερή ενεργό ισχύ που αντισταθμίζει τις απώλειες ισχύος του αντιστροφέα και την ενεργό ισχύ από την παραγόμενη κυματομορφή του ρεύματος. Συνήθως απλοί PI ελεγκτές χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο της DC τάσης, και πιο σπάνια άλλοι σχεδιασμοί όπως ελεγκτές ασαφούς λογικής (fuzzy logic controllers).

Η δυναμική συμπεριφορά του ζυγού σταθερής τάσης περιγράφεται από τη σχέση:

$$\frac{sv_{DC}^2}{dt} = \frac{2}{c} P_{ext} - \frac{2}{c} P_{loss} - \frac{2}{c} \left[ P_s + \left( \frac{2LP_s}{3V_{sd}^2} \right) \frac{dP_s}{dt} \right] + \frac{2}{c} \left[ \left( \frac{2LQ_s}{3V_{sd}^2} \right) \frac{dQ_s}{dt} \right] \quad (5.46)$$

όπου  $P_s$  η ενεργός ισχύς στο ΣΚΣ,  $Q_s$  η άεργος ισχύς στο ΣΚΣ

$P_{loss} = i_{loss} V_{DC}$  οι απώλειες στο DC bus

Άρα για τον έλεγχο με έξοδο το  $V_{dc}^2$  έχουμε το  $P_s$  ως είσοδο και το  $P_{loss}$  ως διαταραχή. Το σύστημα που περιγράφεται από την εξίσωση (5.46) είναι μη γραμμικό, οπότε για το σχεδιασμό του ελεγκτή γραμμικοποιούμε γύρω από σημείο ισορροπίας:

$$P_{s0} = P_{ext0} - P_{loss} \approx P_{ext0} \quad (5.47)$$

Για μικρές μεταβολές γύρω από το σημείο ισορροπίας:

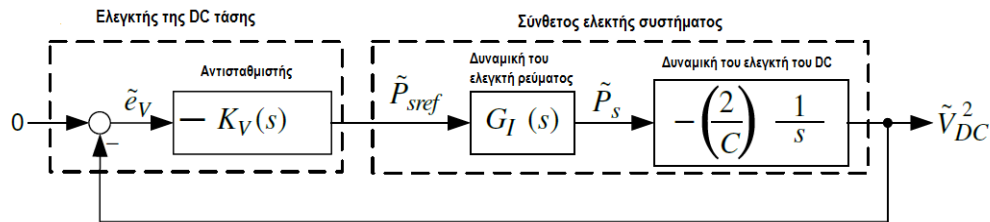
$$\frac{sv_{DC}^2}{dt} = \frac{2}{c} P_{ext} - \frac{2}{c} P_{loss} - \frac{2}{c} \left[ P_s + \left( \frac{2LP_{ext0}}{3V_{sd}^2} \right) \frac{dP_s}{dt} \right] + \frac{2}{c} \left[ \left( \frac{2LQ_{s0}}{3V_{sd}^2} \right) \frac{dQ_s}{dt} \right] \quad (5.48)$$

Με μετασχηματισμό Laplace έχουμε:

$$G_v(s) = \frac{V_{DC}^2}{P_s} = -\frac{2}{c} \left( \frac{2LP_{ext0}}{3V_{sd}^2} \right) s+1 \quad (5.49)$$

Η σχέση αυτή είναι η συνάρτηση μεταφοράς για το  $V_{DC}^2$  και περιγράφει τη δυναμική συμπεριφορά του αντιστροφέα, η οποία εξαρτάται από το σημείο λειτουργίας της ενεργού ισχύος.

Η υλοποίηση που γίνεται για τον έλεγχο της DC τάσης περιγράφεται στη συνέχεια. Το σχήμα 5.9 παρουσιάζει το διάγραμμα του ελεγκτή.



**Σχήμα 5. 9 Ελεγκτής DC τάσης : Σχηματικό διάγραμμα βασισμένο στο γραμμικοποιημένο μοντέλο.**

Η τεχνική που χρησιμοποιείται – lead lag + integrator- αποτελεί έναν συμβιβασμό μεταξύ της πολυπλοκότητας και της στιβαρότητας του ελεγκτή σε ένα μεγάλο εύρος λειτουργίας.

Το κλειστό σύστημα αποτελείται από τον αντισταθμιστή  $k_v(s)$ , τον ελεγκτή ρεύματος και τη συνάρτηση μεταφοράς του DC ζυγού  $G_v(s)$ . Ο αντισταθμιστής για να εξασφαλίσει μηδενικό σφάλμα  $e_v$  στη μόνιμη κατάσταση, έχει έναν πόλο στο μηδέν (λειτουργία ολοκληρωτή – integrator). Για να εξασφαλιστεί μεγάλο περιθώριο φάσης χρησιμοποιείται ένας lead compensator. Το περιθώριο φάσης που κερδίζουμε έτσι δίνει τη δυνατότητα σχεδιασμού ευσταθούς ελέγχου.

Με βάση αυτά, ο αντισταθμιστής περιγράφεται από τη σχέση:

$$k_v(s) = N(s) \frac{k_o}{s} = n_o \frac{s+N/a}{s+P} \cdot \frac{k_o}{s} \quad (5.50)$$

Για την υλοποίηση του ενεργού φίλτρου, όταν χρησιμοποιείται έλεγχος με PI ελεγκτές, ο έλεγχος της τάσης σχεδιάζεται ως εξωτερικός βρόχος και ο βρόχος του ρεύματος αποτελεί τον εσωτερικό βρόχο (cascaded). Η συχνότητα στον έλεγχο της συνεχούς τάσης θα πρέπει να είναι 4 με 10 φορές μικρότερη από τη συχνότητα που χρησιμοποιείται στο σχεδιασμό των φίλτρων για τον έλεγχο της εναλλασσόμενης τάσης, ώστε ο εξωτερικός βρόχος να είναι αρκετά αργός για να μην αντιλαμβάνεται ο εσωτερικός της αλλαγές στο επίπεδο της τάσης [1,23,26].

# 6

## Προσομοιώσεις

---

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται αναλυτικά τα μοντέλα που αναπτύχθηκαν στο Simulink του Matlab, για την υλοποίηση παράλληλων ενεργών φίλτρων.

Συγκεκριμένα έχουν υλοποιηθεί τα εξής:

1. Μέθοδος  $rq$  για αντιστάθμιση αρμονικών, με χρήση ζώνης υστέρησης για τον έλεγχο.
2. Μέθοδος  $rq$  για αντιστάθμιση αρμονικών, με χρήση deadbeat control για τον έλεγχο και PWM διαμόρφωση.
3. Μέθοδος  $rq$  για αντιστάθμιση αρμονικών, με χρήση PR control για τον έλεγχο και PWM διαμόρφωση.
4. Γενικευμένη μέθοδος  $rq$  με χρήση ζώνης υστέρησης για τον έλεγχο των ρευμάτων.
5. Γενικευμένη μέθοδος  $rq$  για αντιστάθμιση αρμονικών, με χρήση deadbeat control για τον έλεγχο και PWM διαμόρφωση.
6. Γενικευμένη μέθοδος  $rq$  για αντιστάθμιση αρμονικών, με χρήση PR control για τον έλεγχο και PWM διαμόρφωση.
7. Μέθοδος  $dq$  με ελεγκτές PI και PWM διαμόρφωση.

Τα χαρακτηριστικά του δικτύου που προσομοιώνεται είναι:

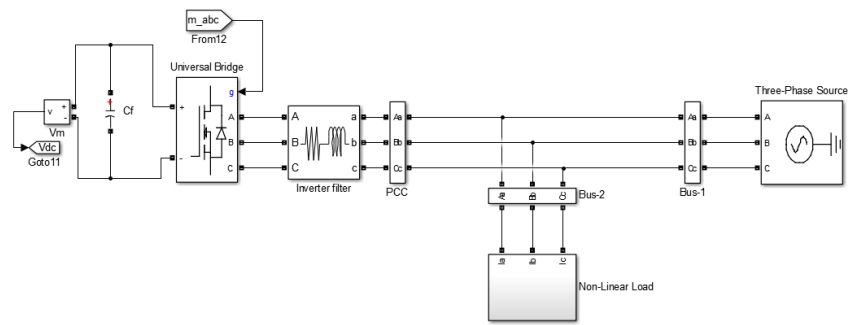
- Τάση τροφοδοσίας 400V πολική (θεμελιώδης συχνότητα 50Hz).
- Χρόνος δειγματοληψίας  $10^{-6}$  sec.
- Φίλτρο Αντιστροφής:  $R = 1$ ,  $L = 0.0293$ .
- DC τάση αντιστροφής (ως αναφορά για τον έλεγχο) 850V.
- Μη γραμμικό φορτίο:  $R = 500\Omega$ ,  $L = 200 \cdot 10^{-5}$ .

Για την προσομοίωση της γραμμής στο φορτίο:

Θεωρούμε ότι είναι γραμμή με μήκος μικρότερο των 100 m, για τις τιμές του δικτύου η αντίσταση παίρνει τιμές από 0.53-1.15  $\Omega/\text{km}$  και η αντίδραση 0.115-0.140  $\Omega/\text{km}$ , με  $R/X \approx 8-12$  (ενδεικτικές τιμές από επαγγελματικούς καταλόγους). Τελικά επιλέγονται:  $R = 0.1 \Omega$ ,  $X = 0.012 \Omega$ .

Το δίκτυο/σύστημα που προσομοιώνεται είναι:





**Σχήμα 6. 1 Βασική συνδεσμολογία δικτύου Πηγή- Μη-γραμμικό Φορτίο – Αντιστροφείας**

Για τις μεθόδους αυτό που ελέγχουμε στις προσομοιώσεις είναι αρχικά ο δείκτης THD του ρεύματος που εγχέεται τελικά στο δίκτυο μετά τη χρήση του φίλτρου.

Επίσης μετράται ο δείκτης THD και η συμπεριφορά κάθε μεθόδου σε περιπτώσεις ασύμμετρης τροφοδοσίας, ασυμμετρίας στο (μη-γραμμικό) φορτίο, ενώ εξετάζονται οι περιπτώσεις ύπαρξης αντίστασης και αντίδρασης στη γραμμή διανομής. Τέλος παρατίθενται τα αποτελέσματα από εφαρμογή της θεωρίας ισχύος, δηλαδή της μεθόδου για εξαγωγή των ρευμάτων αντιστάθμισης, τροφοδοτούμενα απ' ευθείας σε ελεγχόμενες πηγές ρεύματος. Με τον τρόπο αυτό έχουμε εξαγωγή συμπεράσματος για την μέθοδο, παρακάμπτοντας ουσιαστικά το κομμάτι του ελέγχου του ρεύματος και της DC τάσης του αντιστροφεία, ώστε να αναδειχθεί η αποτελεσματικότητα της θεωρίας ισχύος για αντιστάθμιση των αρμονικών αλλά και η διαφορά που προκύπτει στο αποτέλεσμα λόγω του ελέγχου.

Για τις ασυμμετρίες, δοκιμάζονται αρχικά κάποιες περιπτώσεις ασυμμετρίας φορτίου με προσθήκη παράλληλα στο μη γραμμικό φορτίο ενός γραμμικού τριφασικού φορτίου σε συνδεσμολογία τριγώνου. Αρχικά κάνουμε την προσομοίωση για συμμετρικό γραμμικό φορτίο και μετά επαναλαμβάνουμε για διάφορες τιμές ασυμμετρίας των αντιστάσεων του φορτίου.

Η ασυμμετρία τάσης [24,25] ορίζεται ως ο λόγος της συνιστώσας της τάσης αρνητικής ακολουθίας προς την συνιστώσα θετικής ακολουθίας. Η ποσοστιαία τιμή της ασυμμετρίας με βάση τον ορισμό αυτό (Voltage Unbalance Factor - % VUF) δίνεται από τη σχέση:

$$\%VUF = \frac{\text{συνιστώσα τάσης αρνητικής ακολουθίας}}{\text{συνιστώσα τάσης θετικής ακολουθίας}} \cdot 100\% \quad (6.1)$$

Οι συνιστώσες θετικής και αρνητικής ακολουθίας υπολογίζονται από τις σχέσεις (με χρήση των πολικών τάσεων, αντίστοιχα γίνεται και με τις φασικές τάσεις):

Συνιστώσα τάσης θετικής ακολουθίας:

$$V_p = \frac{V_{ab} + a \cdot V_{bc} + a^2 \cdot V_{ca}}{3} \quad (6.2)$$

Συνιστώσα τάσης αρνητικής ακολουθίας:

$$V_n = \frac{V_{ab} + a^2 \cdot V_{bc} + a \cdot V_{ca}}{3} \quad (6.3)$$

Όπου:

$$a = 1 < 120^\circ \text{ και } a^2 = 1 < 240^\circ \quad (6.4)$$

Τα όρια για την αποδεκτή ασυμμετρία της τάσης στα διάφορα συστήματα διαφέρει ανά τις ηπείρους και για τις συνθήκες που επικρατούν στο σύστημα.

Ενδεικτικά αναφέρονται:

- (Αμερικανικό Πρότυπο) Το ANSI C84.1 αναφέρει ότι τα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας θα πρέπει να σχεδιάζονται και να λειτουργούν με σκοπό τον περιορισμό της ασυμμετρίας της τάσης στο 3.0% όταν γίνονται μετρήσεις σε συνθήκες κενού φορτίου. Οι περισσότερες εγκαταστάσεις στις Ηνωμένες Πολιτείες φροντίζουν ώστε να μην έχουν πάνω από 2.5% ασυμμετρία.
- (Ευρωπαϊκό Πρότυπο) Στο EN 50160 (1994) ορίζεται ότι εάν ο λόγος της αρνητικής προς τη θετική ακολουθία είναι κάτω από 2% τότε η ασυμμετρία είναι αποδεκτή. Στο Ηνωμένο Βασίλειο ορίζεται ότι κάθε μεμονωμένο φορτίο δεν πρέπει να προκαλεί ασυμμετρία πάνω από 1.3%, αλλά για χρονικά μικρές διαταραχές (κάτω από 1 λεπτό) μπορεί να φτάσει το 2%.

Με βάση τα στοιχεία αυτά, εξετάστηκαν περιπτώσεις ασυμμετρίας τάσης, εντός και εκτός των αποδεκτών ορίων, ώστε να αναδειχθεί η αποτελεσματικότητα λειτουργίας των μεθόδων και στις συνθήκες αυτές.

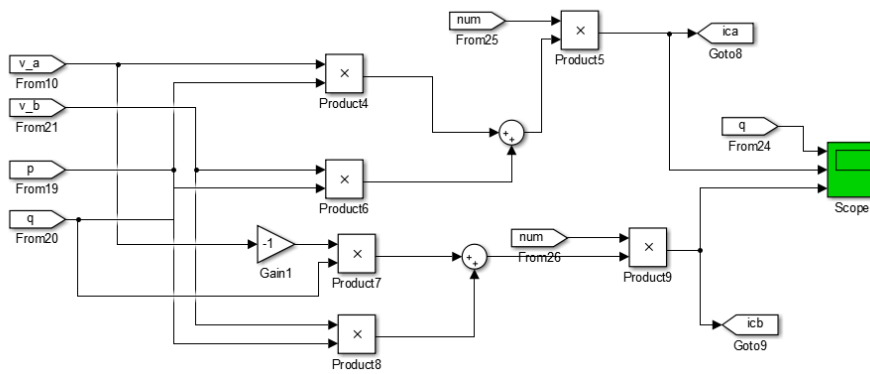
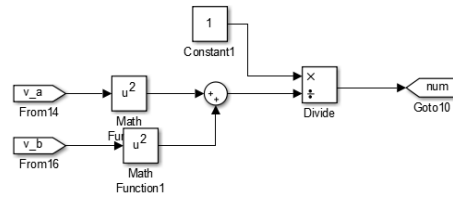
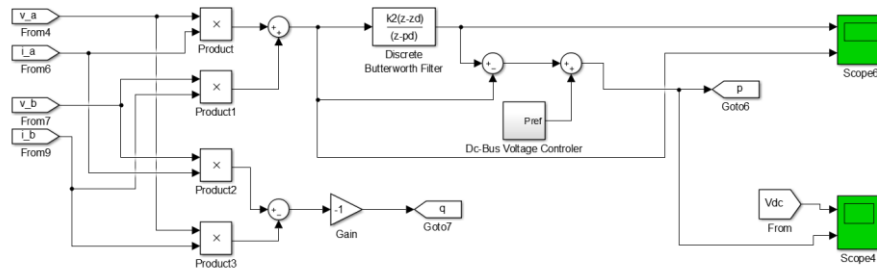
Στη συνέχεια παρουσιάζονται αναλυτικά οι περιπτώσεις που μελετήθηκαν.

## 6.1 Μέθοδος pq

Για τη μέθοδο αυτή χρησιμοποιείται η ανάλυση συνιστωσών στο πλαίσιο αβ, γίνεται υπολογισμός της ισχύος p και q, και με χρήση ενός βαθυπερατού φίλτρου Butterworth 5<sup>ης</sup> τάξης αφαιρούνται τελικά οι υψίσυχνες συνιστώσες της p. Οι συνιστώσες της p που προκύπτουν και η -q χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό των ρευμάτων αντιστάθμισης, τα οποία μετά με χρήση ελέγχου και μεθόδου διαμόρφωσης ελέγχουν τη διακοπτική κατάσταση του αντιστροφέα, ώστε τελικά να περιορίζεται το αρμονικό περιεχόμενο του ρεύματος που επιστρέφει στο δίκτυο από το φορτίο.

### 6.1.1 Μοντέλο Προσομοίωσης

Στις εικόνες που ακολουθούν φαίνονται οι υλοποιήσεις των υπολογισμών που απαιτούνται για τη μέθοδο αυτή μέσω του Simulink, Matlab.

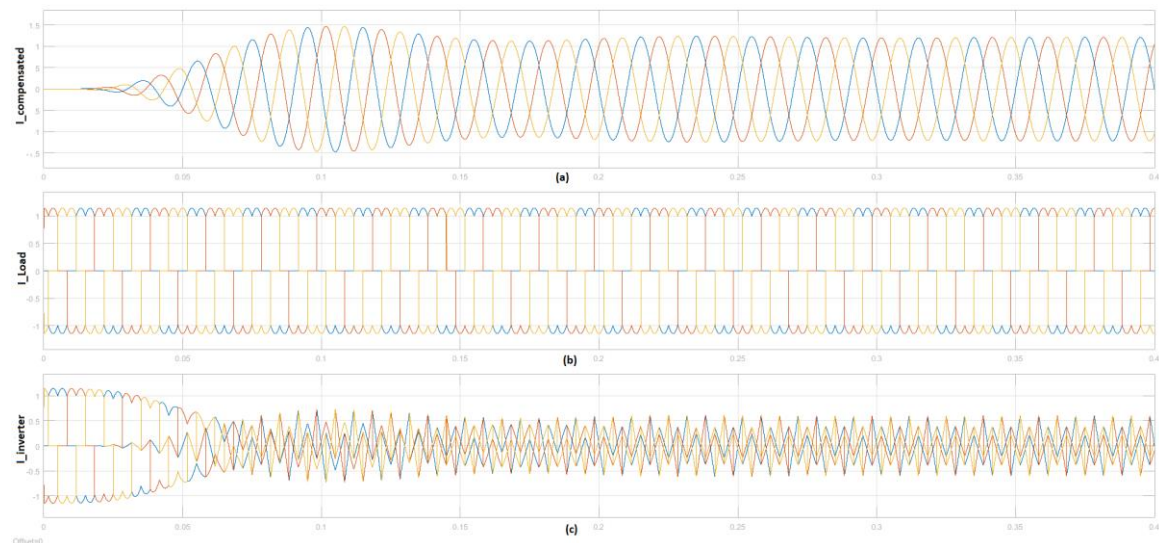


**Σχήμα 6. 2 Μέθοδος pq: Αρχικά υπολογίζονται οι p,q από τις μετρήσεις ρευμάτων και τάσεων του δικτύου και στη συνέχεια τα ρεύματα αναφοράς στο πλαίσιο αβ.**

### 6.1.2. Υλοποίηση με πηγές ρεύματος

Στην περίπτωση αυτή δεν υλοποιείται κάποιος έλεγχος, αλλά δίνονται απ' ευθείας τα ρεύματα αναφοράς σε πηγές ρεύματος, ώστε να γίνει η ανατροφοδότησή τους στο σύστημα. Με τον τρόπο αυτό βλέπουμε άμεσα τη λειτουργία της μεθόδου, χωρίς τον επηρεασμό από την εκάστοτε τεχνική ελέγχου και την τεχνική διαμόρφωσης.

Τα αποτελέσματα που προκύπτουν για τα ρεύματα φαίνονται στο σχήμα 6.3.



**Σχήμα 6. 3** Αποτελέσματα Προσομοίωσης Μεθόδου  $r\theta$  με πηγές ρεύματος: α) Το αντισταθμισμένο ρεύμα που επιστρέφει στο δίκτυο, β) Το ρεύμα του φορτίου, γ) Το ρεύμα του αντιστροφέα

Παρατηρούμε ότι μετά το πέρας του μεταβατικού φαινομένου, το ρεύμα που εισέρχεται στο δίκτυο είναι πλήρως αντισταθμισμένο και καθαρά ημιτονικό, όπως φαίνεται από την πρώτη κυματομορφή. Το ρεύμα φορτίου, το οποίο θα ήταν αυτό που θα εγχεόταν στο δίκτυο εάν δε χρησιμοποιούσαμε το φίλτρο φαίνεται στην κυματομορφή του σχήματος (6.3.b), απ' όπου και παρατηρείται και το αρμονικό του περιεχόμενο (με THD περίπου στο 35%). Τέλος φαίνεται το ρεύμα που χρησιμοποιείται για την αντιστάθμιση, ώστε από την κυματομορφή (6.3.b) να προκύπτει τελικά η (6.3.α). Το ρεύμα αυτό είναι που καλείται να παράγει ο αντιστροφέας. Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων για όλες τις περιπτώσεις φαίνονται στον πίνακα που ακολουθεί:

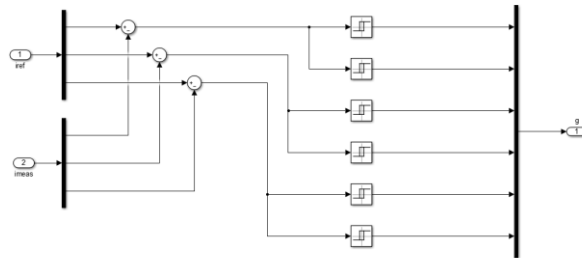
Είδος Φορτίου	THD (%)
Μη γραμμικό φορτίο	0.25
Μη γραμμικό φορτίο + Συμμετρικό Φορτίο με Αντιστάσεις ( $R = 1000\Omega$ )	0.25
<b>Μη γραμμικό φορτίο + Ασύμμετρο Φορτίο</b>	
Ασυμμετρία σε δύο φάσεις ( $R_2 = 2000, R_3 = 1500$ )	0.25
Ασυμμετρία σε μία φάση ( $R_3 = 800$ )	0.25
Ασυμμετρία σε μία φάση ( $R_3 = 1500$ )	0.25
<b>Ασυμμετρία στην Τάση Μίας Φάσης</b>	
Ασυμμετρία 2%	2.81
Ασυμμετρία 5%	5.48
Ασυμμετρία 1.5%	1.71
<b>Ασυμμετρία Τάσης σε δύο φάσεις</b>	
Ασυμμετρία 2.5%	2.43
Ασυμμετρία 4.5%	4.62
Ασυμμετρία 1.2%	1.49

**Πίνακας 6.1 :** Αποτελέσματα  $r\theta$  με πηγές ρεύματος

Παρατηρούμε τελικά δηλαδή ότι με την μέθοδο  $r_q$  υπολογίζουμε ορθά τις τιμές του ρεύματος που απαιτούνται για να αντισταθμίσουμε τη μη γραμμικότητα του φορτίου.

### 6.1.3 Υλοποίηση με μέθοδο ζώνης υστέρησης

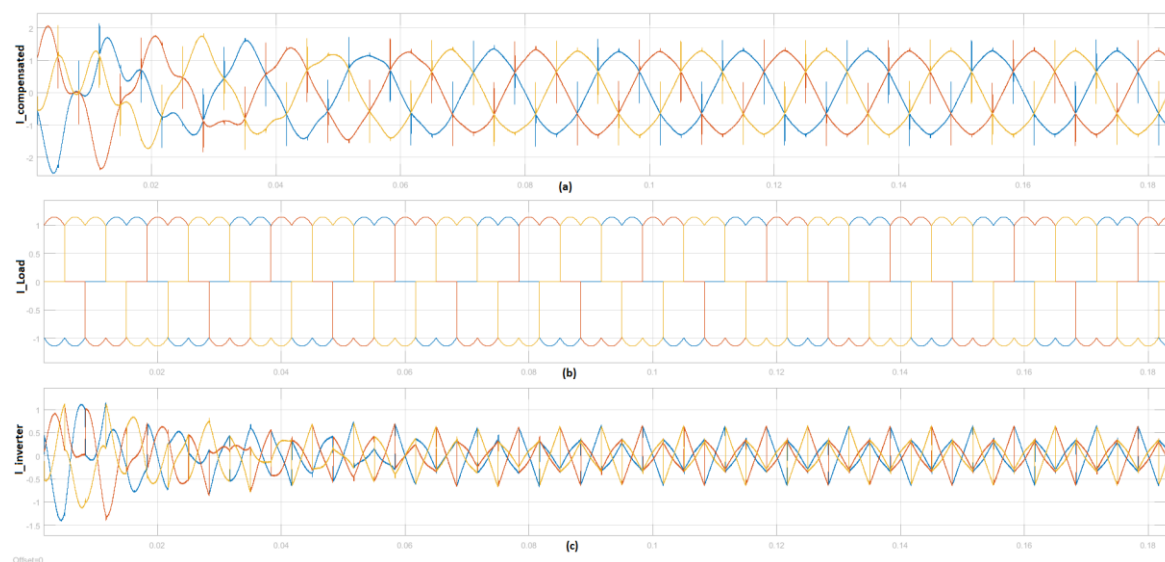
Στην περίπτωση αυτή χρησιμοποιείται η τεχνική διαμόρφωσης/ έλεγχος μέσω ζώνης υστέρησης. Η υλοποίηση που πραγματοποιήθηκε φαίνεται στο σχήμα:



**Σχήμα 6. 4 Υλοποίηση Ζώνης Υστέρησης**

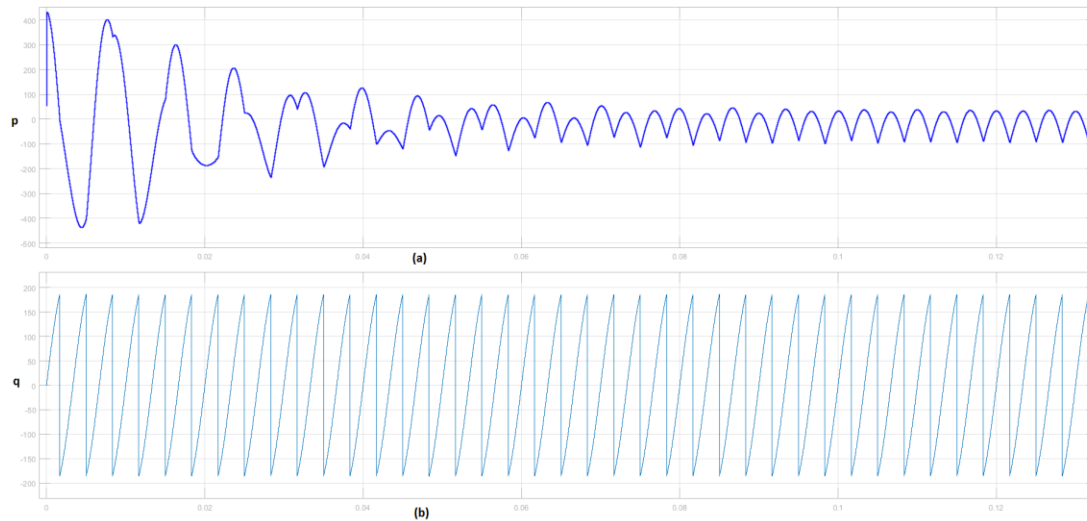
Παρατηρούμε ότι το ρεύμα που μετράμε με το ρεύμα αναφοράς αφαιρούνται και η διαφορά περνάει μέσα από βρόχους υστέρησης, συμπληρωματικούς μεταξύ τους για κάθε φάση. Με τον τρόπο αυτό η διαφορά μεταξύ πραγματικού σήματος και αναφοράς διατηρείται πρακτικά αμελητέα. Στο δεύτερο σχήμα φαίνεται το υποσύστημα στο Simulink, που έχει εισόδους τα τριφασικά ρεύματα στο abc και έξοδο τους παλμούς που οδηγούν τον αντιστροφέα.

Από το τρέξιμο της υλοποίησης αυτής προκύπτουν οι κυματομορφές του σχήματος 6.5.

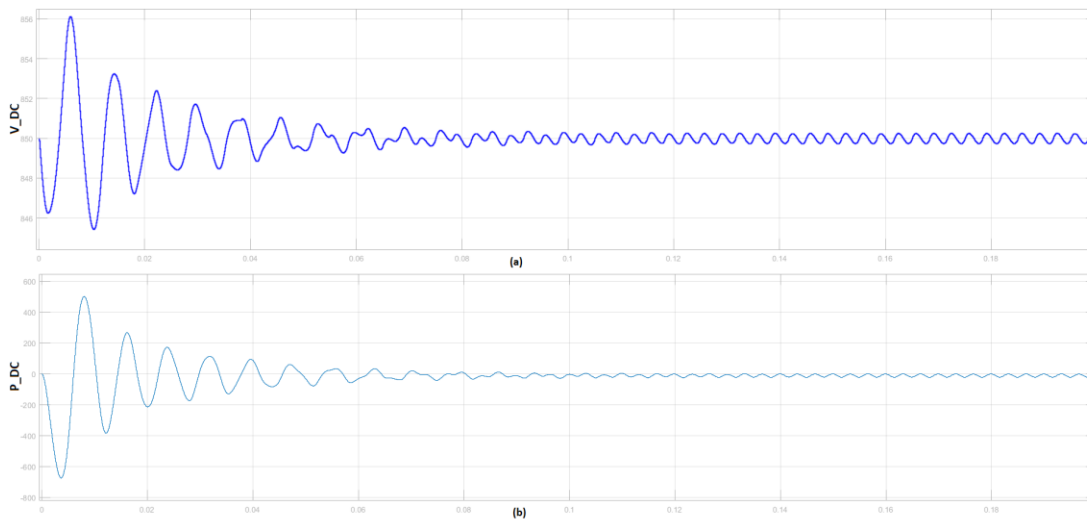


**Σχήμα 6. 5 Αποτελέσματα Προσομοίωσης Μεθόδου  $r_q$  με χρήση ζώνης υστέρησης: α) Το αντισταθμισμένο ρεύμα που επιστρέφει στο δίκτυο, β) Το ρεύμα του φορτίου, γ) Το ρεύμα του αντιστροφέα**

Από την κυματομορφή του σχήματος (6.5.α) παρατηρούμε ότι μετά το μεταβατικό φαινόμενο, το ρεύμα της πηγής είναι πρακτικά ημιτονικό, με κάποιες εγκοπές που συμβαίνουν κατά τις μεταβολές του φορτίου, του οποίου η μη γραμμικότητα και το αρμονικό περιεχόμενο παρουσιάζονται στην κυματομορφή (6.5.b).

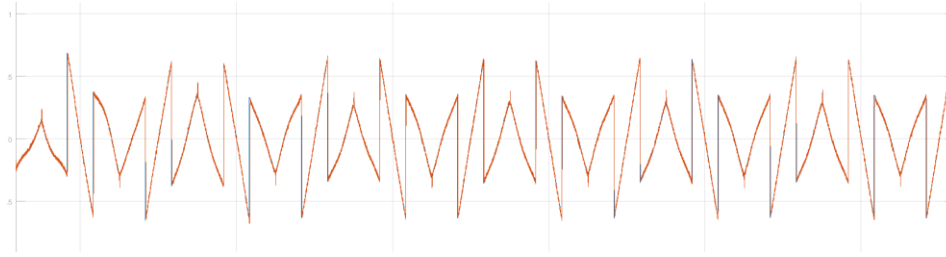


**Σχήμα 6. 6** Αποτελέσματα Προσομοίωσης Μεθόδου  $pq$  με χρήση ζώνης υστέρησης για τις ισχύεις: α)  $p$ , β)  $q$



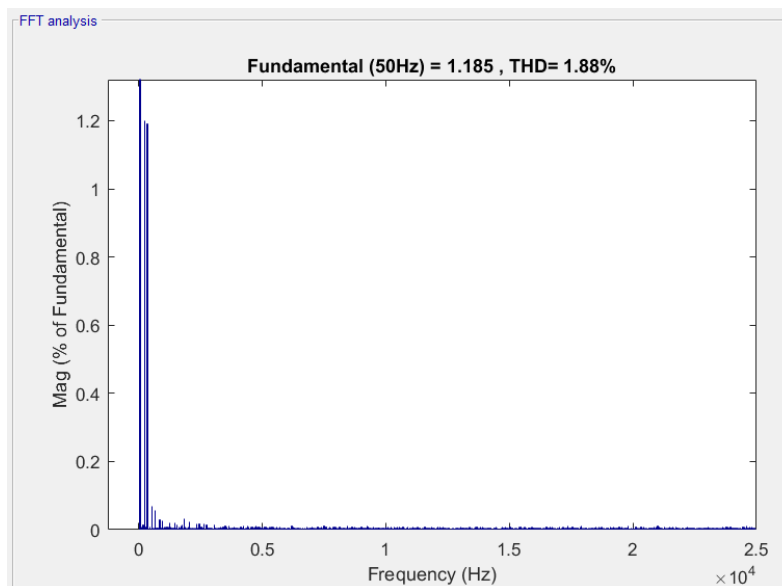
**Σχήμα 6. 7** Αποτελέσματα προσομοίωσης  $pq$  με χρήση ζώνης υστέρησης α) DC τάση και β) ισχύς που προστίθεται στην  $p$ , ώστε να προκύψει η τελική ισχύς αναφοράς

Παρατηρούμε ότι μετά το μεταβατικό, η DC τάση διατηρείται πρακτικά σταθερή στα άκρα του αντιστροφέα, κάνοντας μικρή ταλάντωση γύρω από την τιμή αναφοράς στα 850V.



**Σχήμα 6. 8 Αποτελέσματα Προσομοίωσης rg με χρήση ζώνης υστέρησης: Λειτουργία ελέγχου - Ρεύμα Αναφοράς και Μετρούμενο**

Στην εικόνα (6.8) παρουσιάζεται ενδεικτικά, μετά το μεταβατικό, η αποτελεσματικότητα του ελέγχου με ζώνη υστέρησης. Παρατηρούμε ότι το ρεύμα του αντιστροφέα παρακολουθεί αρκετά ικανοποιητικά το ρεύμα αναφοράς.



**Σχήμα 6. 9 Αποτελέσματα Προσομοίωσης rg με χρήση ζώνης υστέρησης: THD (%)**

Αντίστοιχα, λαμβάνουμε αποτελέσματα για την περίπτωση όπου έχουμε ασυμμετρία φορτίου ή τάσης.

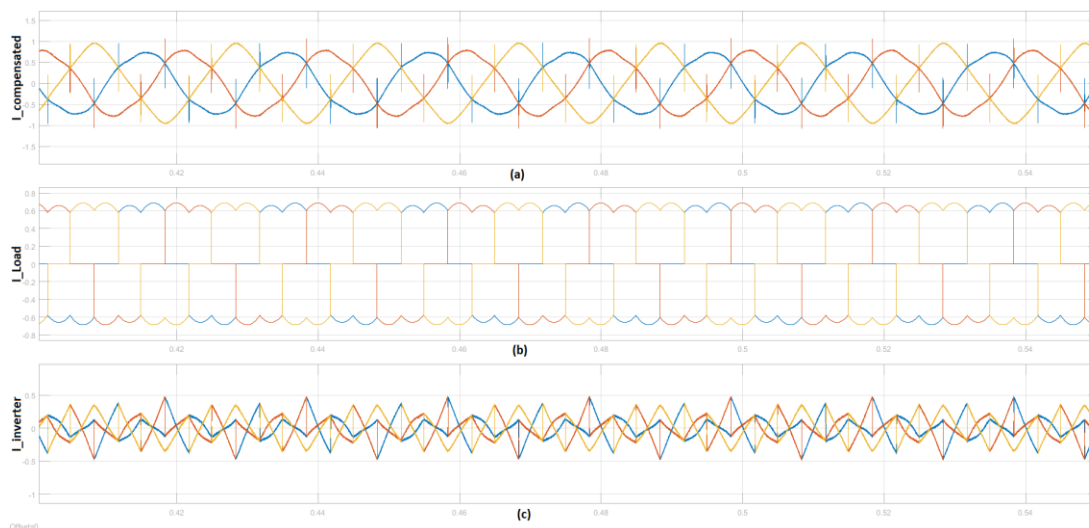
Συνολικά τα αποτελέσματα για τη μέθοδο αυτή παρουσιάζονται στον πίνακα 6.2.

	<b>Μέθοδος Ζώνης Υστέρησης - THD(%)</b>
Μη γραμμικό φορτίο	1.88
Μη γραμμικό φορτίο + Συμμετρικό Φορτίο με Αντιστάσεις (R = 1000Ω)	1.03
<b>Μη γραμμικό φορτίο + Ασύμμετρο Φορτίο</b>	
Ασυμμετρία σε δύο φάσεις (R <sub>2</sub> = 2000, R <sub>3</sub> = 1500)	12.26

Ασυμμετρία σε μία φάση ( $R_3 = 800$ )	6.36
Ασυμμετρία σε μία φάση ( $R_3 = 1500$ )	9.85
<b>Ασυμμετρία στην Τάση Μίας Φάσης</b>	
Ασυμμετρία 2%	8
Ασυμμετρία 5%	15.93
Ασυμμετρία 1.5%	5.05
<b>Ασυμμετρία Τάσης σε δύο φάσεις</b>	
Ασυμμετρία 2.5%	7.48
Ασυμμετρία 4.5%	15.37
Ασυμμετρία 1.2%	4.69

**Πίνακας 6.2** : Αποτελέσματα  $r_q$  με χρήση ζώνης υστέρησης.

Από τις κυματομορφές για τις περιπτώσεις ασυμμετρίας, ειδικά στην τάση, παρατηρούμε ότι η μέθοδος αυτή δεν λειτουργεί ικανοποιητικά. Ενδεικτικά παρατίθενται οι κυματομορφές του σχήματος (6.10), για περίπτωση ασυμμετρίας στην τάση τροφοδοσίας.



**Σχήμα 6. 10** Αποτελέσματα Προσομοίωσης Μεθόδου  $r_q$  με χρήση ζώνης υστέρησης για ασυμμετρία 2% στην τάση τροφοδοσίας: α) Το αντισταθμισμένο ρεύμα που επιστρέφει στο δίκτυο, β) Το ρεύμα του φορτίου, γ) Το ρεύμα του αντιστροφέα

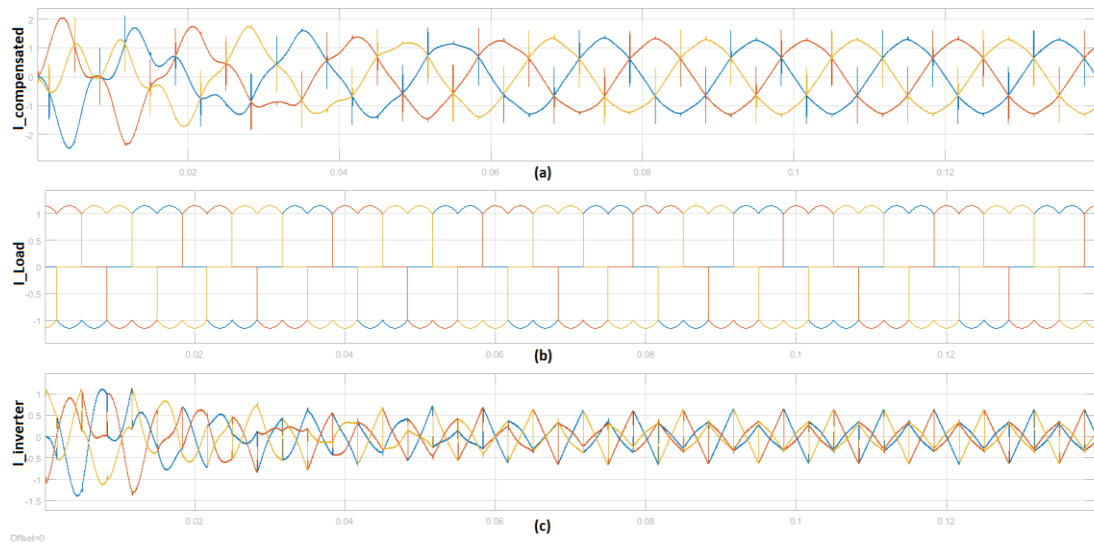
Δηλαδή, παρατηρούμε ότι, ειδικά οι φάσεις στις οποίες εμφανίζεται η ασυμμετρία, έχουν μη ικανοποιητικό αποτέλεσμα αντιστάθμισης.

#### 6.1.4 Υλοποίηση με έλεγχο PR

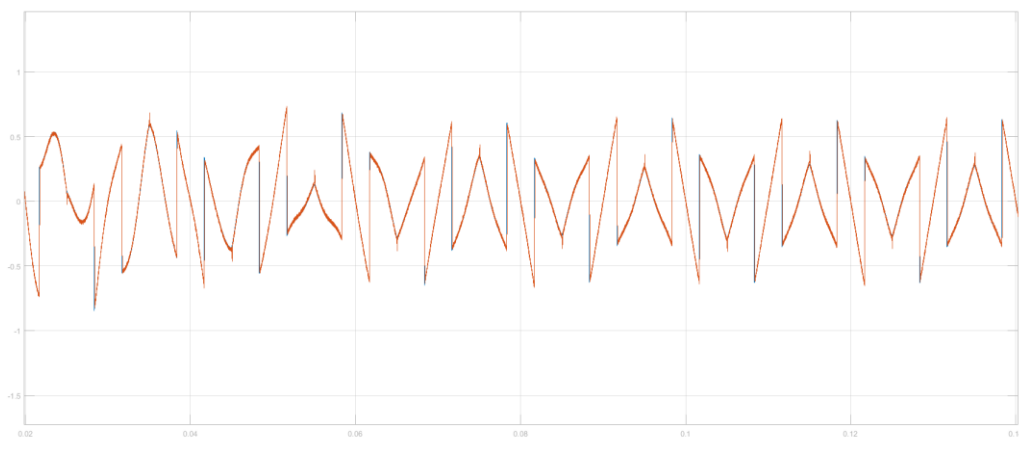
Στην περίπτωση αυτή, στο πλαίσιο  $\alpha\beta$ , ελέγχονται οι κυματομορφές του ρεύματος με βάση τις συναρτήσεις μεταφοράς που αναπτύχθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο.

Τα αποτελέσματα που προκύπτουν με εφαρμογή της συγκεκριμένης μεθόδου παρατίθενται στα σχήματα (6.11) – (6.13).



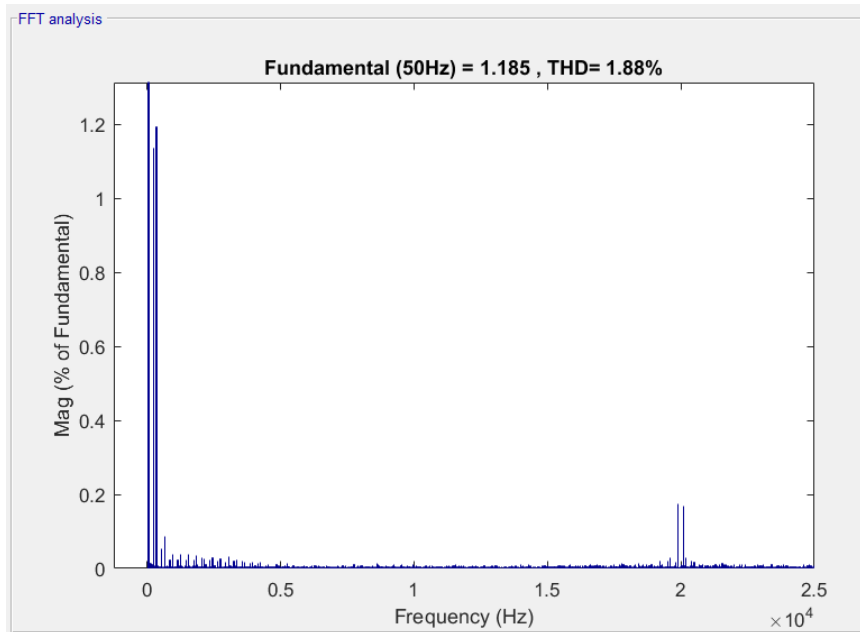


**Σχήμα 6. 11** Αποτελέσματα Προσομοίωσης Μεθόδου  $r_q$  με χρήση ελέγχου PR: α) Το αντισταθμισμένο ρεύμα που επιστρέφει στο δίκτυο, β) Το ρεύμα του φορτίου, γ) Το ρεύμα του αντιστροφέα



**Σχήμα 6. 12** Αποτελέσματα Προσομοίωσης Μεθόδου  $r_q$  με χρήση ελέγχου PR : Λειτουργία ελέγχου - Κυματομορφές μετρούμενου ρεύματος/ρεύματος αντιστροφέα

Οι κυματομορφές της ισχύος και της DC τάσης είναι αντίστοιχες με την περίπτωση χρήσης ζώνης υστέρησης.



Σχήμα 6. 13 Αποτελέσματα Προσομοίωσης ρq με χρήση ελέγχου PR: THD (%)

Αντίστοιχα, λαμβάνουμε αποτελέσματα για περιπτώσεις ασυμμετρίας φορτίου ή τάσης.

Συνολικά τα αποτελέσματα για τη μέθοδο ρq με χρήση Resonant (PR) ελέγχου παρουσιάζονται στον πίνακα 6.3.

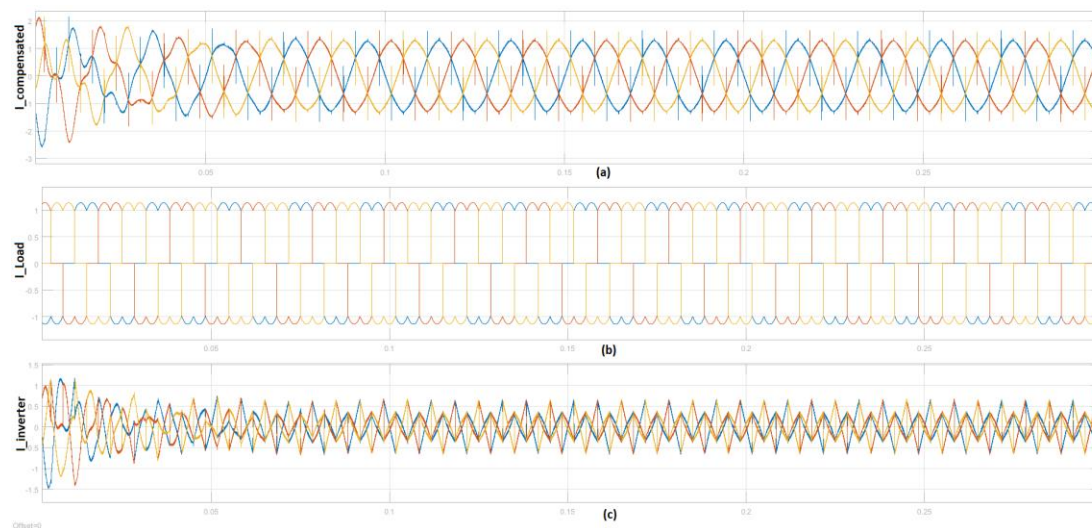
	Έλεγχος PR – THD(%)
Μη γραμμικό φορτίο	1.88
Μη γραμμικό φορτίο + Συμμετρικό Φορτίο με Αντιστάσεις (R = 1000Ω)	1.42
<b>Μη γραμμικό φορτίο + Ασύμμετρο Φορτίο</b>	
Ασυμμετρία σε δύο φάσεις (R <sub>2</sub> = 2000, R <sub>3</sub> = 1500)	13.27
Ασυμμετρία σε μία φάση (R <sub>3</sub> = 800)	7.21
Ασυμμετρία σε μία φάση ( R <sub>3</sub> = 1500)	10.91
<b>Ασυμμετρία στην Τάση Μίας Φάσης</b>	
Ασυμμετρία 2%	8.38
Ασυμμετρία 5%	16.56
Ασυμμετρία 1.5%	5.4
<b>Ασυμμετρία Τάσης σε δύο φάσεις</b>	
Ασυμμετρία 2.5%	8.08
Ασυμμετρία 4.5%	16.21
Ασυμμετρία 1.2%	5.06

Πίνακας 6.3 : Αποτελέσματα ρq με έλεγχο PR

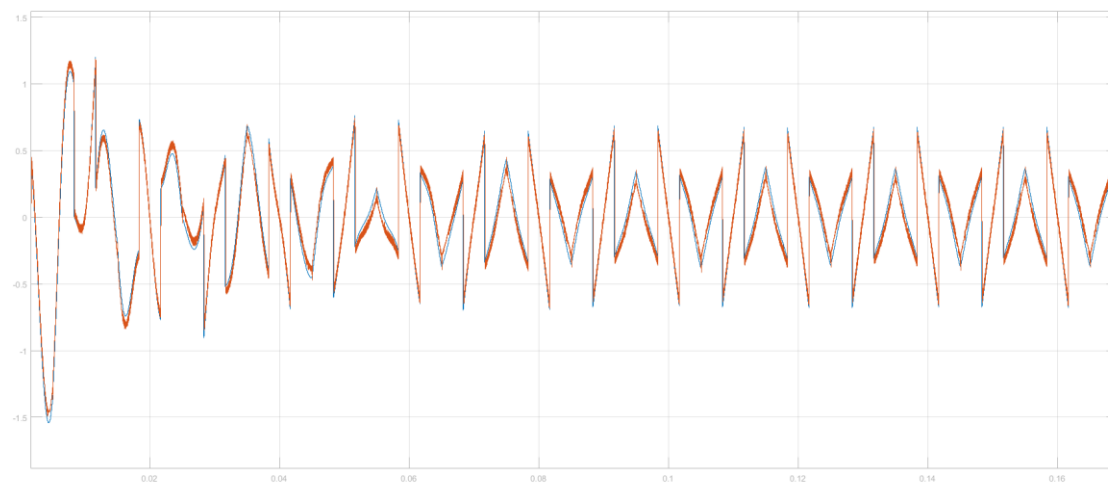
Όπως και στην προηγούμενη περίπτωση, έτσι και με τον έλεγχο αυτό, παρατηρούμε ότι η μέθοδος ρq δεν αποδίδει αποτελεσματικά στις περιπτώσεις ασυμμετρίας.

### 6.1.5 Υλοποίηση με έλεγχο deadbeat

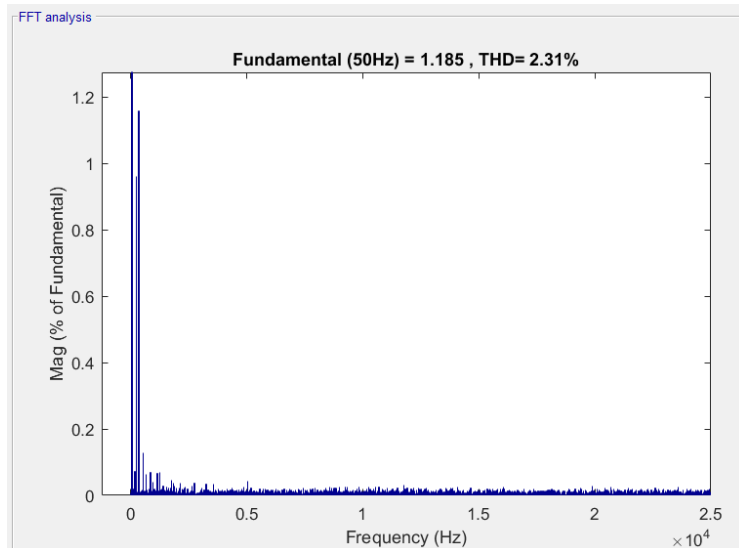
Ο έλεγχος αυτός πραγματοποιείται στο πλαίσιο αβ και υλοποιείται όπως περιγράφεται στο κεφάλαιο 5. Τα αποτελέσματα που προκύπτουν από την εφαρμογή του ελέγχου αυτού, σε συνδυασμό με PWM διαμόρφωση παρουσιάζονται στα σχήματα (6.14)- (6.16).



**Σχήμα 6. 14 Αποτελέσματα Προσομοίωσης Μεθόδου  $r\theta$  με χρήση ελέγχου DeadBeat: α) Το αντισταθμισμένο ρεύμα που επιστρέφει στο δίκτυο, β) Το ρεύμα του φορτίου, γ) Το ρεύμα του αντιστροφέα**



**Σχήμα 6. 15 Αποτελέσματα Προσομοίωσης Μεθόδου  $r\theta$  με χρήση ελέγχου DeadBeat: Λειτουργία Ελέγχου - Σχέση Ρεύματος Αναφοράς/Μετρούμενου**



Σχήμα 6. 16 Αποτελέσματα Προσομοίωσης Μεθόδου ρq με χρήση ελέγχου DeadBeat : THD (%)

Συνολικά τα αποτελέσματα της ρq με χρήση ελέγχου deadbeat φαίνονται στον πίνακα 6.4.

	<b>Έλεγχος DeadBeat- THD(%)</b>
Μη γραμμικό φορτίο	2.31
Μη γραμμικό φορτίο + Συμμετρικό Φορτίο με Αντιστάσεις (R = 1000Ω)	1.3
<b>Μη γραμμικό φορτίο + Ασύμμετρο Φορτίο</b>	
Ασυμμετρία σε δύο φάσεις (R <sub>2</sub> = 2000, R <sub>3</sub> = 1500)	12.26
Ασυμμετρία σε μία φάση (R <sub>3</sub> = 800)	6.38
Ασυμμετρία σε μία φάση ( R <sub>3</sub> = 1500)	9.87
<b>Ασυμμετρία στην Τάση Μίας Φάσης</b>	
Ασυμμετρία 2%	9.13
Ασυμμετρία 5%	18.22
Ασυμμετρία 1.5%	5.74
<b>Ασυμμετρία Τάσης σε δύο φάσεις</b>	
Ασυμμετρία 2.5%	8.48
Ασυμμετρία 4.5%	17.57
Ασυμμετρία 1.2%	5.29

Πίνακας 6.4 : Αποτελέσματα ρq με έλεγχο deadbeat

Και σε αυτήν την περίπτωση παρατηρούμε ότι έχουμε κακή συμπεριφορά σε περιπτώσεις ασυμμετρίας.

Επιπλέον, για τον έλεγχο αυτό έχουμε λίγο μεγαλύτερη απόκλιση στην απόκριση του ρεύματος, ώστε να ισούται με το ρεύμα αναφοράς, συνεπώς είναι αναμενόμενο ο δείκτης THD να λάβει σχετικά μεγαλύτερες τιμές.

### 6.1.6 Παρατηρήσεις – Συμπεράσματα

Με τη μέθοδο αυτή έχουμε ικανοποιητική αντιστάθμιση του αρμονικού περιεχομένου του μη-γραμμικού φορτίου που συνδέεται στο δίκτυο.

Παρόλα αυτά παρατηρούμε ότι σε περιπτώσεις ασυμμετρίας η μέθοδος αυτή δεν αποδίδει ικανοποιητικά, με αποτέλεσμα το ρεύμα, ειδικά στις ασύμμετρες φάσεις, που επιστρέφει στο δίκτυο να εξακολουθεί να είναι παραμορφωμένο και να παρουσιάζει μεγάλη ασυμμετρία.

Σε ό,τι αφορά τις τεχνικές ελέγχου, παρατηρούμε όπως είναι αναμενόμενο αύξηση του δείκτη THD μεταξύ της ιδανικής περίπτωσης όπου εφαρμόζουμε απ' ευθείας στο δίκτυο τις τιμές του αντισταθμισμένου ρεύματος και των περιπτώσεων όπου χρησιμοποιούνται οι έλεγχοι. Αυτό είναι λογικό, καθώς εισάγεται και η δυναμική των ελεγκτών, η οποία επηρεάζει την έξοδο του συστήματος.

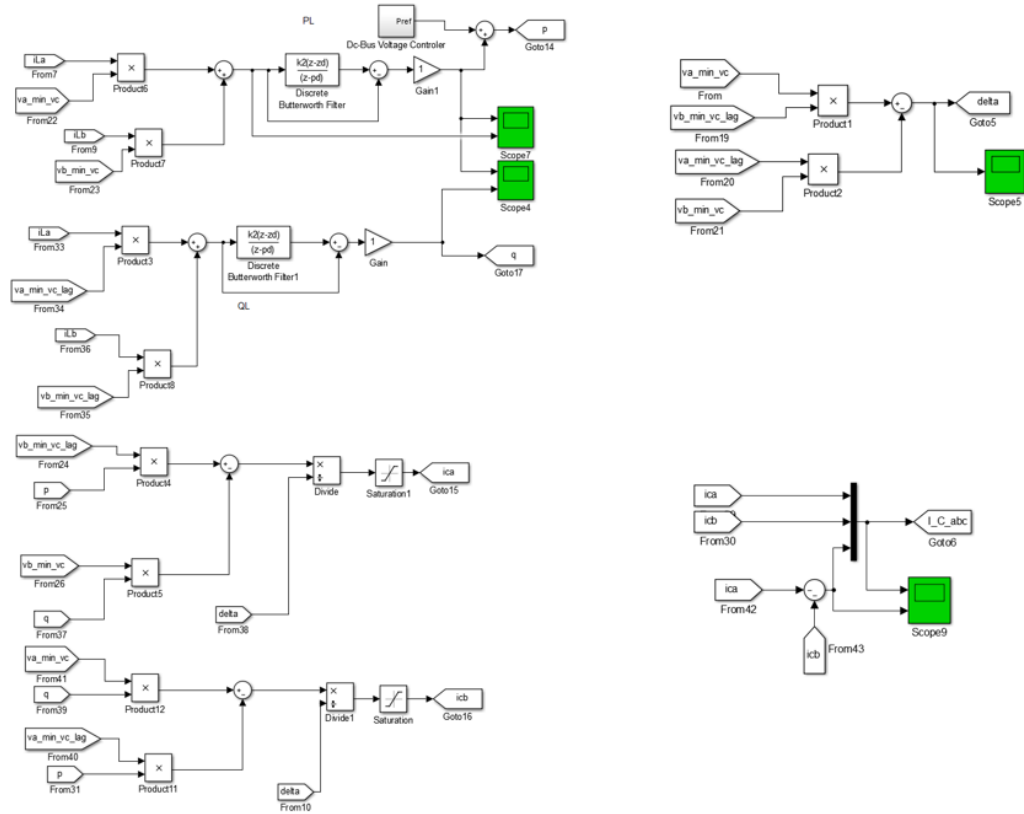
Συγκριτικά για τις τρεις μεθόδους ελέγχου παρατηρούμε ότι τα αποτελέσματα είναι αρκετά κοντά μεταξύ τους, με τον PR να έχει λίγο καλύτερα αποτελέσματα και τον deadbeat να εμφανίζει λίγο υψηλότερο δείκτη THD στις περισσότερες περιπτώσεις.

## 6.2 Γενικευμένη μέθοδος pq

Η μέθοδος αυτή υπολογίζει τα ρεύματα αντιστάθμισης στο abc. Χρησιμοποιώντας τις τάσεις και τα ρεύματα που μετρούνται από το δίκτυο, καθώς και τιμές τάσεων με  $90^\circ$  καθυστέρηση, υπολογίζει τις τιμές των p,q, από τις οποίες αφαιρείται το υψίσυχο κομμάτι με χρήση βαθυπερατού φίλτρου Butterworth 5<sup>ης</sup> τάξης. Από τις τιμές αυτές υπολογίζονται τελικά τα ρεύματα αναφοράς.

### 6.2.1 Μοντέλο Προσομοίωσης

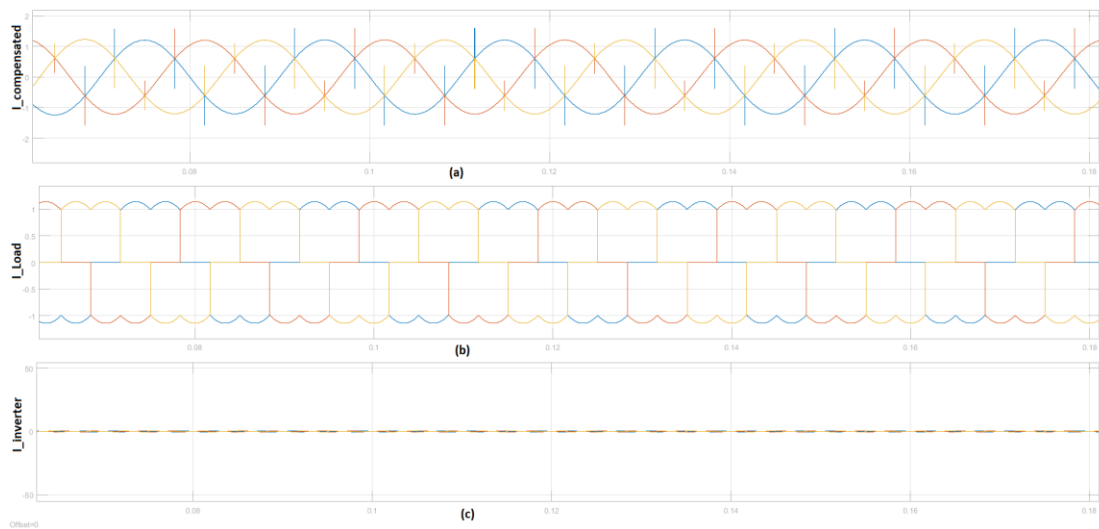
Στα σχήματα που ακολουθούν φαίνονται οι βασικοί υπολογισμοί που πραγματοποιούνται στο Simulink για την εφαρμογή της γενικευμένης pq.



Σχήμα 6. 17 Γενικευμένη μέθοδος dq

### 6.2.2 Υλοποίηση με πηγές ρεύματος

Οι υπολογισμοί του σχήματος (6.17) δίνονται ως αναφορά σε ελεγχόμενες πηγές ρεύματος, ώστε να παρατηρήσουμε τη λειτουργία της μεθόδου, απομονωμένης από τεχνικές ελέγχου και διαμόρφωσης. Τα αποτελέσματα δίνονται στο σχήμα (6.18).



Σχήμα 6. 18 Αποτελέσματα Προσομοίωσης Μεθόδου dq extended με πηγές ρεύματος: α) Το αντισταθμισμένο ρεύμα που επιστρέφει στο δίκτυο, β) Το ρεύμα του φορτίου, γ) Το ρεύμα του αντιστροφέα

Παρατηρούμε, ότι εκτός από εγκοπές τάσης που παρατηρούνται στις μεταβολές του φορτίου, η κυματομορφή του αντισταθμισμένου ρεύματος είναι ημίτονο. Βλέπουμε δηλαδή ότι με τη μέθοδο αυτή επιτυγχάνεται αντιστάθμιση αρμονικών συνιστωσών του φορτίου.

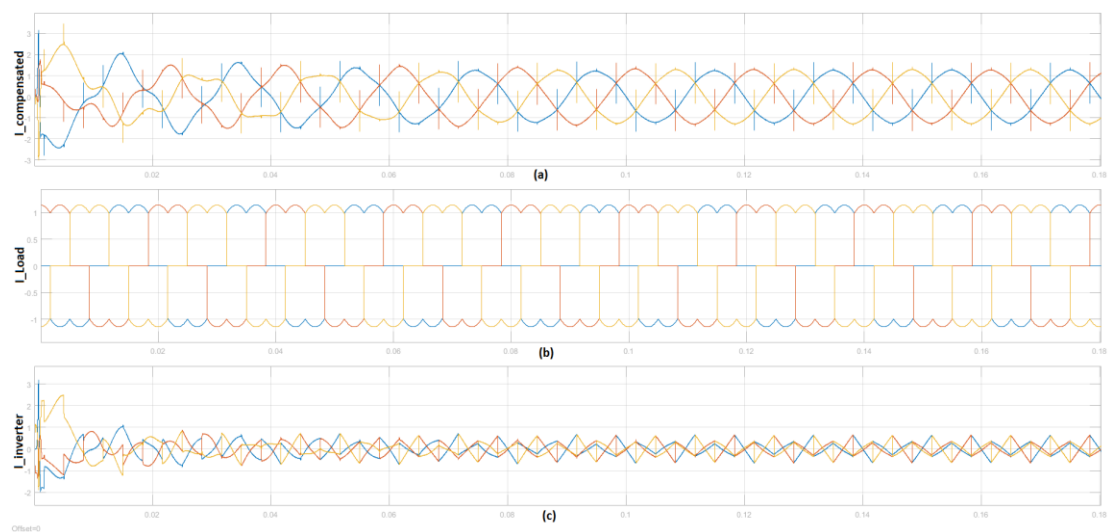
Τα αποτελέσματα για όλες τις περιπτώσεις δίνονται στον πίνακα 6.5.

<b>Φορτίο</b>	<b>THD (%)</b>
Μη γραμμικό φορτίο	1.63
Μη γραμμικό φορτίο + Συμμετρικό Φορτίο με Αντιστάσεις ( $R = 1000\Omega$ )	0.9
<b>Μη γραμμικό φορτίο + Ασύμμετρο Φορτίο</b>	
Ασυμμετρία σε δύο φάσεις ( $R_2 = 2000, R_3 = 1500$ )	1.03
Ασυμμετρία σε μία φάση ( $R_3 = 800$ )	0.87
Ασυμμετρία σε μία φάση ( $R_3 = 1500$ )	0.95
<b>Ασυμμετρία στην Τάση Μίας Φάσης</b>	
Ασυμμετρία 2%	1.61
Ασυμμετρία 5%	1.59
Ασυμμετρία 1.5%	1.62
<b>Ασυμμετρία Τάσης σε δύο φάσεις</b>	
Ασυμμετρία 2.5%	1.61
Ασυμμετρία 4.5%	1.59
Ασυμμετρία 1.2%	1.62

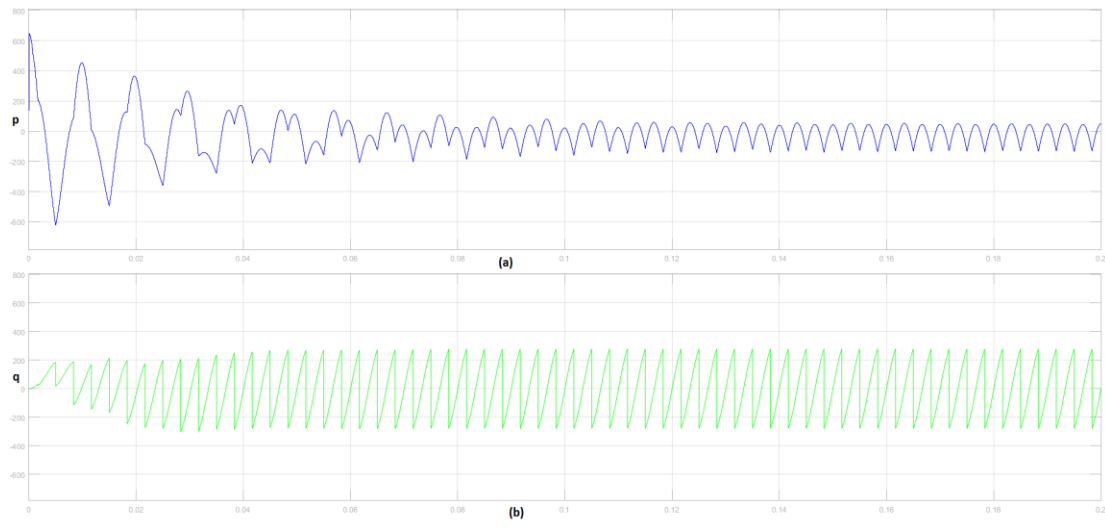
**Πίνακας 6.5 :** Αποτελέσματα γενικευμένης ρq με πηγές ρεύματος

### 6.2.3 Υλοποίηση με μέθοδο ζώνης υστέρησης

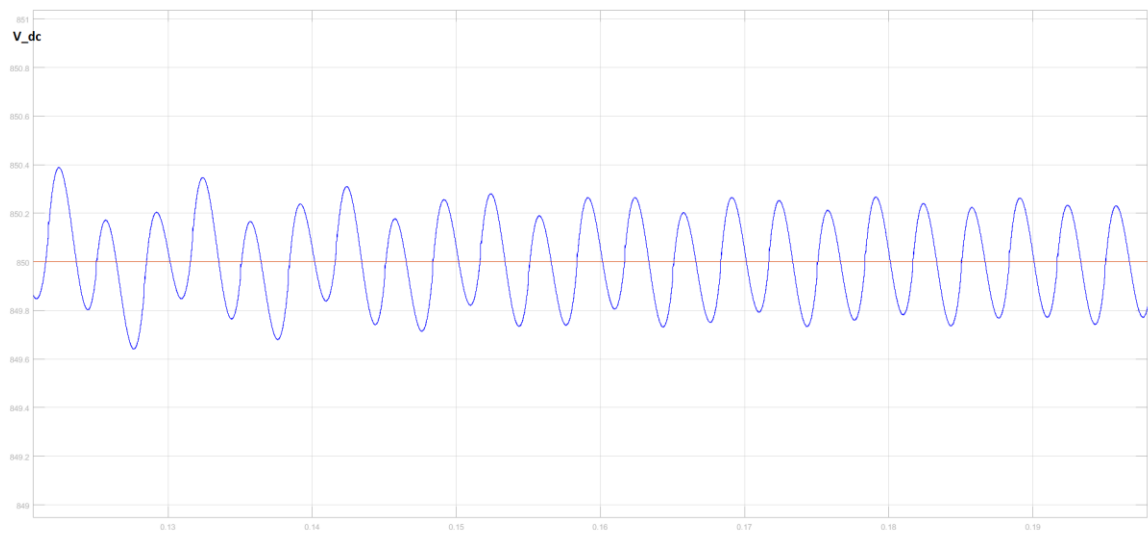
Στο σημείο αυτό, για να ελέγξουμε τον αντιστροφέα χρησιμοποιούμε τεχνική ζώνης υστέρησης, όπως φαίνεται στο σχήμα (6.3). Οι κυματομορφές που προκύπτουν φαίνονται στις εικόνες (6.19)-(6.23).



**Σχήμα 6. 19** Αποτελέσματα Προσομοίωσης Μεθόδου ρq extended με χρήση ζώνης υστέρησης: α) Το αντισταθμισμένο ρεύμα που επιστρέφει στο δίκτυο, β) Το ρεύμα του φορτίου, γ) Το ρεύμα του αντιστροφέα



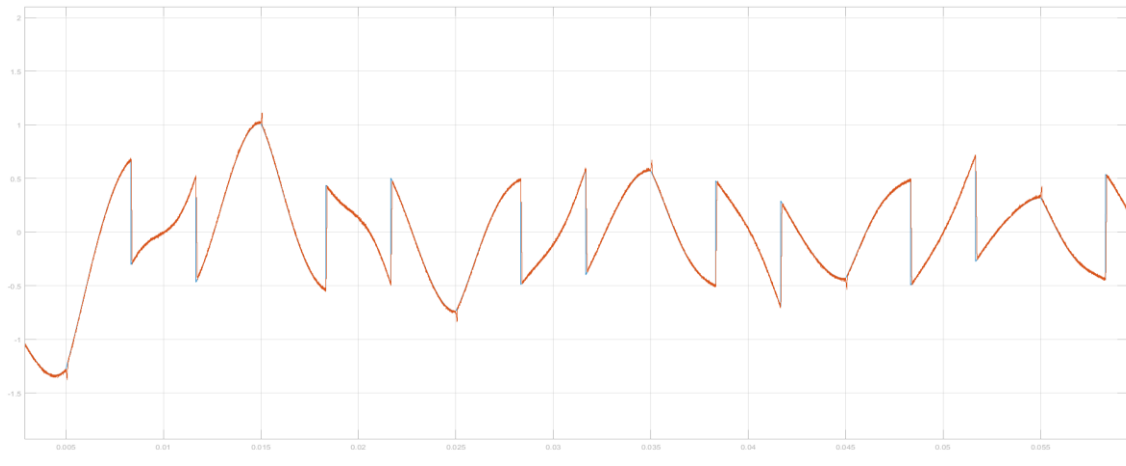
**Σχήμα 6. 20 Αποτελέσματα Προσομοίωσης Μεθόδου  $pq$  extended με χρήση ζώνης υστέρησης: Ισχείς a)  $p$ , b)  $q$**



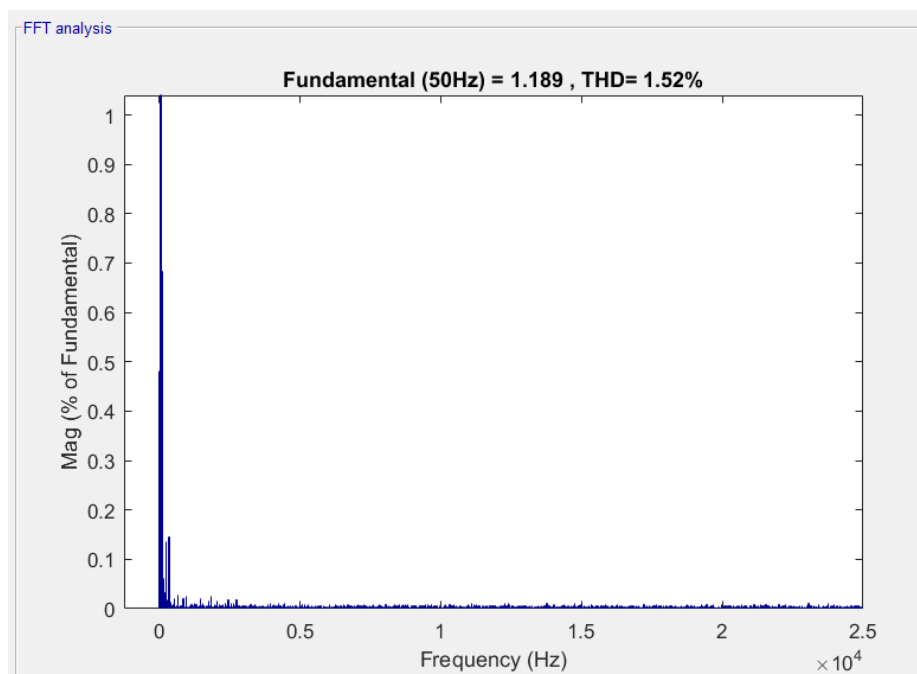
**Σχήμα 6. 21 Αποτελέσματα Προσομοίωσης Μεθόδου  $pq$  extended με χρήση ζώνης υστέρησης: Τάση στο ζυγό DC (μετά το πέρας του μεταβατικού φαινομένου)**

Παρατηρούμε ότι η τάση διατηρείται πρακτικά σταθερή, με ταλάντωση γύρω από το  $850 \pm 0.4$ .





**Σχήμα 6. 22 Αποτελέσματα Προσομοίωσης Μεθόδου  $pr$  extended με χρήση ζώνης υστέρησης: Λειτουργία Ελέγχου - Ρεύματα Αναφοράς-Μετρούμενο**



**Σχήμα 6. 23 Αποτελέσματα Προσομοίωσης Μεθόδου  $pr$  extended με χρήση ζώνης υστέρησης: THD (%)**

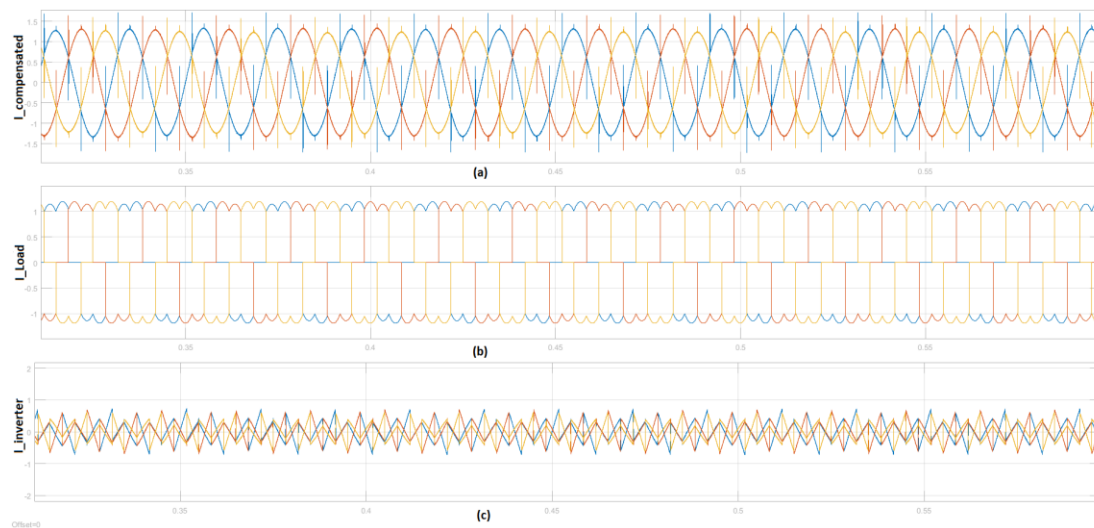
Συνολικά τα αποτελέσματα της μεθόδου  $pr$  extended με έλεγχο ζώνης υστέρησης παρατίθενται στον πίνακα 6.6.

	<b>Μέθοδος Ζώνης Υστέρησης- THD(%)</b>
Μη γραμμικό φορτίο	1.52
Μη γραμμικό φορτίο + Συμμετρικό Φορτίο με Αντιστάσεις ( $R = 1000\Omega$ )	1.36
<b>Μη γραμμικό φορτίο + Ασύμμετρο Φορτίο</b>	

Ασυμμετρία σε δύο φάσεις ( $R_2 = 2000$ , $R_3 = 1500$ )	1.54
Ασυμμετρία σε μία φάση ( $R_3 = 800$ )	1.41
Ασυμμετρία σε μία φάση ( $R_3 = 1500$ )	1.44
<b>Ασυμμετρία στην Τάση Μίας Φάσης</b>	
Ασυμμετρία 2%	2.01
Ασυμμετρία 5%	2.18
Ασυμμετρία 1.5%	2.01
<b>Ασυμμετρία Τάσης σε δύο φάσεις</b>	
Ασυμμετρία 2.5%	1.95
Ασυμμετρία 4.5%	2.06
Ασυμμετρία 1.2%	1.97

**Πίνακας 6.6 :** Αποτελέσματα γενικευμένης  $r_q$  με έλεγχο υστέρησης.

Σε περιπτώσεις ασυμμετρίας η μέθοδος αυτή αποδίδει πολύ καλά. Αυτό φαίνεται και από τον δείκτη THD και ενδεικτικά από τις κυματομορφές του σχήματος (6.24).

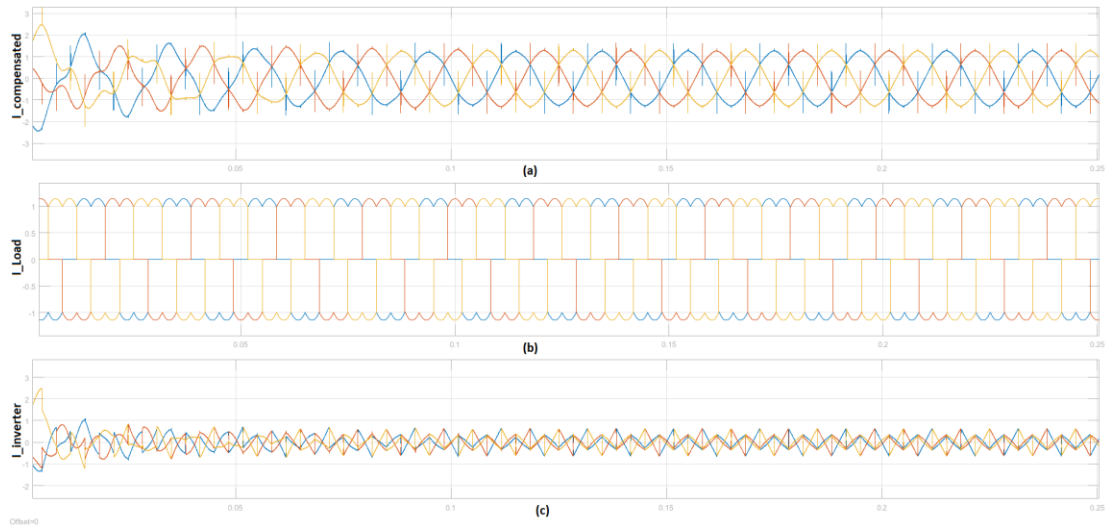


**Σχήμα 6. 24** Αποτελέσματα Προσομοίωσης Μεθόδου  $r_q$  extended με χρήση ζώνης υστέρησης : Κυματομορφές ρεύματος a) αντισταθμισμένου, b) φορτίου και c) αντιστροφέα, για περίπτωση ασυμμετρίας τροφοδοσίας 2% (μετά το μεταβατικό)

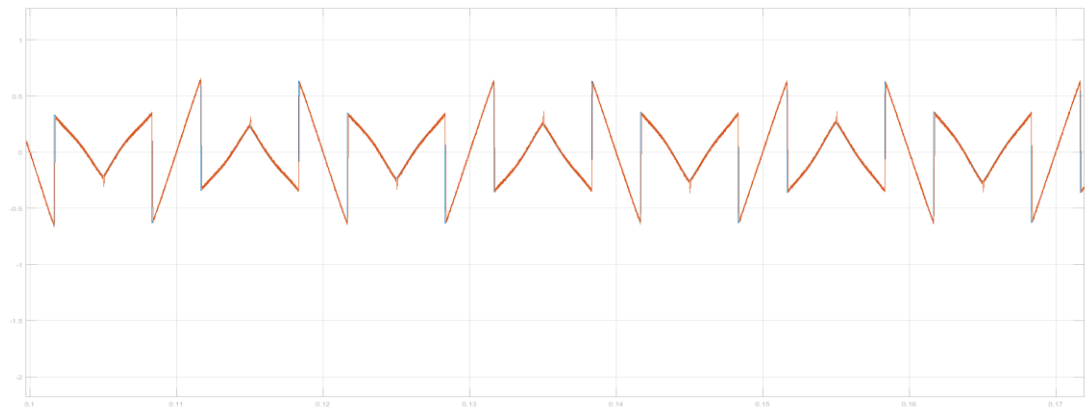
Παρατηρούμε ότι η έξοδος είναι ημιτονική, με σχεδόν αμελητέα ασυμμετρία. Συνεπώς, βλέπουμε ότι η μέθοδος αυτή δίνει καλά αποτελέσματα σε περιπτώσεις ασυμμετρίας.

#### 6.2.4 Υλοποίηση με έλεγχο PR

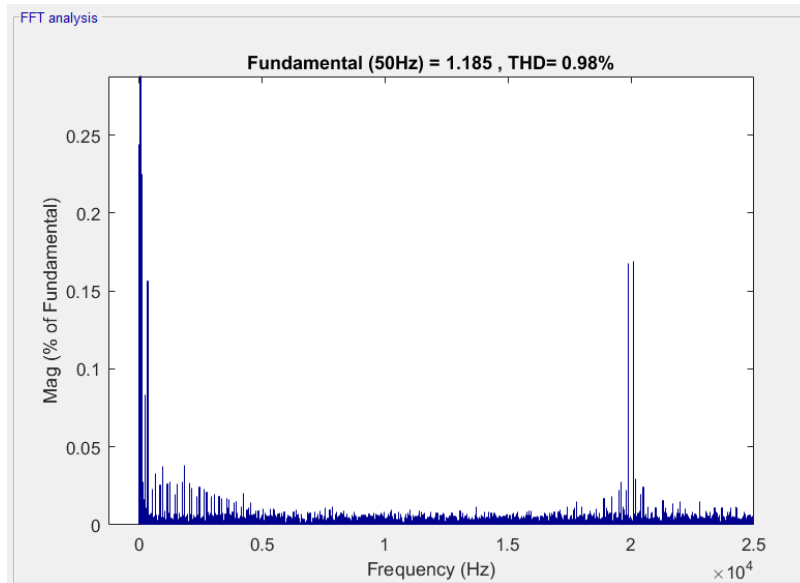
Ο έλεγχος υλοποιείται με αντίστοιχο τρόπο όπως στην περίπτωση της  $r_q$ . Τα αποτελέσματα που λαμβάνουμε στην περίπτωση αυτή είναι:



**Σχήμα 6. 25 Αποτελέσματα Προσομοίωσης Μεθόδου  $r_q$  extended με χρήση ελέγχου PR: α) Το αντισταθμισμένο ρεύμα που επιστρέφει στο δίκτυο, β) Το ρεύμα του φορτίου, γ) Το ρεύμα του αντιστροφέα**



**Σχήμα 6. 26 Αποτελέσματα Προσομοίωσης Μεθόδου  $r_q$  extended με χρήση ελέγχου PR : Λειτουργία Ελέγχου - Ρεύματα Αναφοράς/Μετρούμενο**



**Σχήμα 6. 27** Αποτελέσματα Προσομοίωσης Μεθόδου  $r_q$  extended με χρήση ελέγχου PR : THD (%)

Τα αποτελέσματα για την ισχύ και την DC τάση είναι ανάλογα με την προηγούμενη περίπτωση, με χρήση ζώνης υστέρησης.

Συνολικά οι μετρήσεις για την περίπτωση αυτή παρουσιάζονται στον πίνακα 6.7.

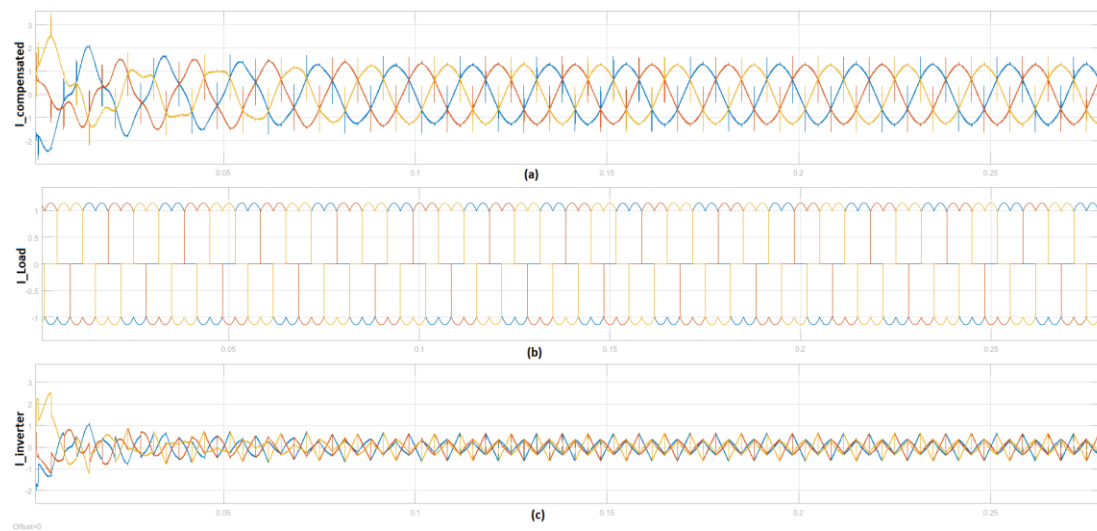
	<b>Έλεγχος PR- THD(%)</b>
Μη γραμμικό φορτίο	0.98
Μη γραμμικό φορτίο + Συμμετρικό Φορτίο με Αντιστάσεις ( $R = 1000\Omega$ )	0.65
<b>Μη γραμμικό φορτίο + Ασύμμετρο Φορτίο</b>	
Ασυμμετρία σε δύο φάσεις ( $R_2 = 2000, R_3 = 1500$ )	0.99
Ασυμμετρία σε μία φάση ( $R_3 = 800$ )	0.73
Ασυμμετρία σε μία φάση ( $R_3 = 1500$ )	0.82
<b>Ασυμμετρία στην Τάση Μίας Φάσης</b>	
Ασυμμετρία 2%	1.12
Ασυμμετρία 5%	1.44
Ασυμμετρία 1.5%	1.03
<b>Ασυμμετρία Τάσης σε δύο φάσεις</b>	
Ασυμμετρία 2.5%	1.05
Ασυμμετρία 4.5%	1.28
Ασυμμετρία 1.2%	1.01

**Πίνακας 6.7 :** Αποτελέσματα για γενικευμένη  $r_q$  με έλεγχο PR

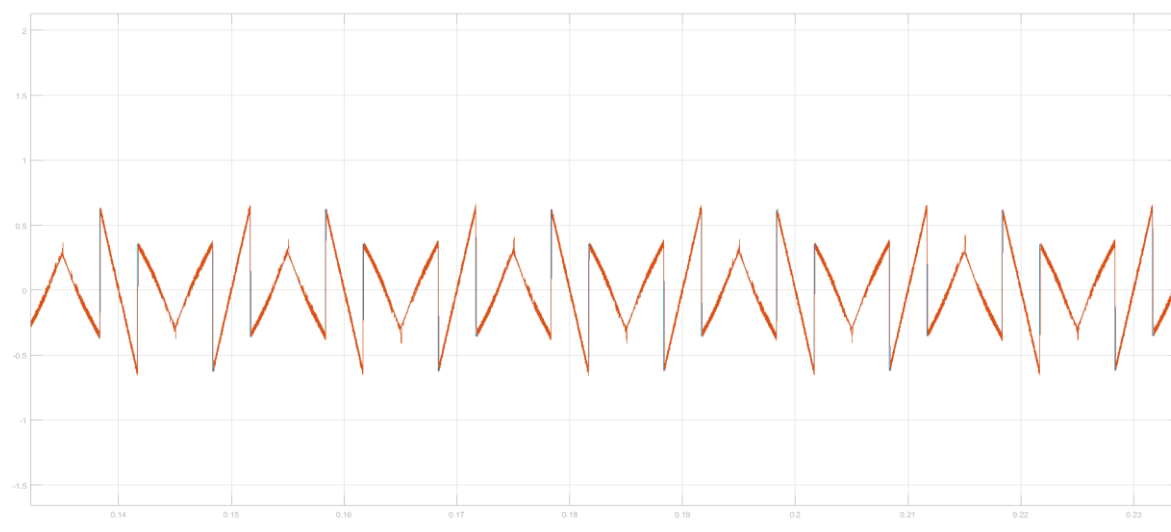
Παρατηρούμε ότι και σε αυτήν την περίπτωση έχουμε πολύ καλά αποτελέσματα για περιπτώσεις ασυμμετρίας. Η γενικευμένη μέθοδος  $r_q$ , ανεξαρτήτως της τεχνικής ελέγχου, όπως είναι αναμενόμενο, λειτουργεί ορθά και σε περιπτώσεις ασυμμετρίας.

## 6.2.5 Υλοποίηση με έλεγχο deadbeat

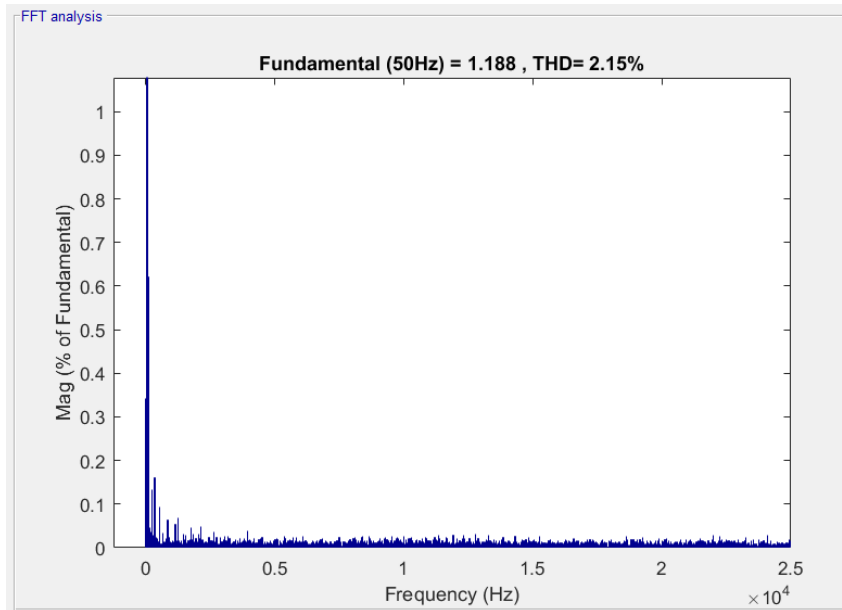
Αντίστοιχα με τις προηγούμενες περιπτώσεις έχουμε:



**Σχήμα 6. 28** Αποτελέσματα Προσομοίωσης Μεθόδου  $r_q$  extended με χρήση ελέγχου deadbeat: α) Το αντισταθμισμένο ρεύμα που επιστρέφει στο δίκτυο, β) Το ρεύμα του φορτίου, γ) Το ρεύμα του αντιστροφέα



**Σχήμα 6. 29** Αποτελέσματα Προσομοίωσης Μεθόδου  $r_q$  extended με χρήση ελέγχου deadbeat : Λειτουργία Ελέγχου - Ρεύματα Αναφοράς- Μετρούμενο



Σχήμα 6. 30 Αποτελέσματα Προσομοίωσης Μεθόδου  $p_q$  extended με χρήση ελέγχου deadbeat : THD (%)

Τα αποτελέσματα για την DC τάση και την ισχύ είναι αντίστοιχα με αυτά που προέκυψαν στην περίπτωση χρήσης ζώνης υστέρησης.

Στη συνέχεια παρατίθενται αναλυτικά τα αποτελέσματα της προσομοίωσης αυτής στον πίνακα 6.8.

	Έλεγχος DeadBeat- THD(%)
Μη γραμμικό φορτίο	2.15
Μη γραμμικό φορτίο + Συμμετρικό Φορτίο με Αντιστάσεις ( $R = 1000\Omega$ )	1.62
<b>Μη γραμμικό φορτίο + Ασύμμετρο Φορτίο</b>	
Ασυμμετρία σε δύο φάσεις ( $R_2 = 2000, R_3 = 1500$ )	1.83
Ασυμμετρία σε μία φάση ( $R_3 = 800$ )	1.63
Ασυμμετρία σε μία φάση ( $R_3 = 1500$ )	1.7
<b>Ασυμμετρία στην Τάση Μίας Φάσης</b>	
Ασυμμετρία 2%	2.18
Ασυμμετρία 5%	2.34
Ασυμμετρία 1.5%	2.17
<b>Ασυμμετρία Τάσης σε δύο φάσεις</b>	
Ασυμμετρία 2.5%	2.1
Ασυμμετρία 4.5%	2.13
Ασυμμετρία 1.2%	2.1

Πίνακας 6.8 : Αποτελέσματα γενικευμένη  $p_q$  με έλεγχο deadbeat

## 6.2.6 Παρατηρήσεις - Συμπεράσματα

Παρατηρούμε από τα παραπάνω ότι με τη μέθοδο αυτή επιτυγχάνεται η αντιστάθμιση των αρμονικών συνιστωσών του φορτίου, ώστε να μην εγχέονται στο δίκτυο. Επιπλέον, σημαντικό είναι ότι η μέθοδος αυτή εξασφαλίζει ορθή λειτουργία και βελτιωμένα αποτελέσματα και σε περίπτωση που υπάρχουν ασυμμετρίες στο δίκτυο.

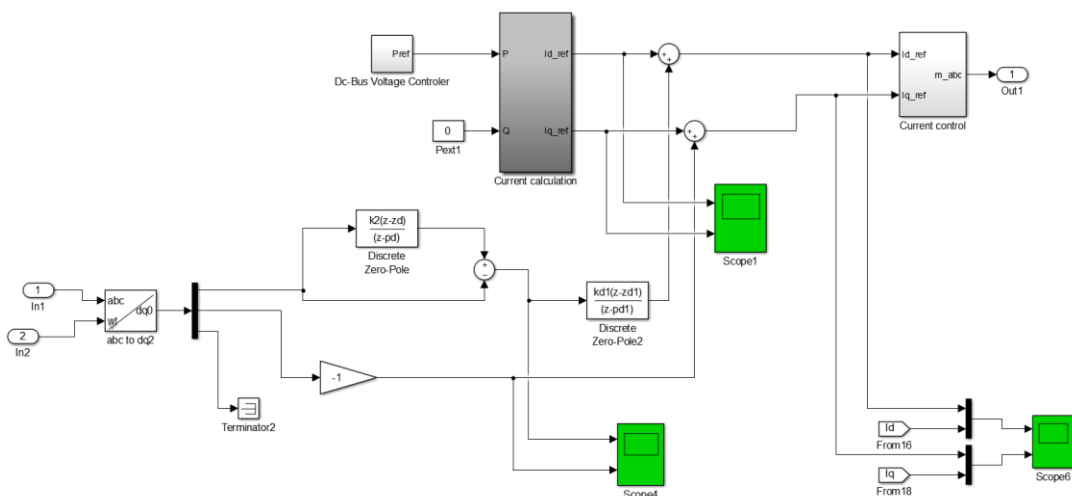
Μεταξύ των διαφορετικών ελέγχων παρατηρούμε ξανά μεγάλες ομοιότητες και παραπλήσια αποτελέσματα.

## 6.3 Μέθοδος dq

Η χρήση της μεθόδου αυτής απαιτεί τη μετατροπή των συνιστωσών από το abc στο dq σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο. Για το συγχρονισμό του συστήματος και την εφαρμογή του αντίστροφου μετασχηματισμού είναι απαραίτητη η χρήση PLL. Ο έλεγχος πραγματοποιείται στα ρεύματα  $i_d$ ,  $i_q$  με ελεγκτές PI, ώστε να έχουμε μηδενισμό της απόκλισης τους από τα ρεύματα αναφοράς που υπολογίζουμε από τις μετρήσεις του ρεύματος φορτίου στο δίκτυο. Όπως και στις προηγούμενες εφαρμογές (κεφάλαια 6.1 και 6.2), αντίστοιχα και εδώ, χρησιμοποιείται το ίδιο βαθυπερατό φίλτρο Butterworth 5<sup>ης</sup> τάξης, για να διαχωρίσουμε το υψίσυχο από το χαμηλόσυχο τμήμα του  $i_d$ . Και σε αυτήν την περίπτωση χρησιμοποιείται τεχνική διαμόρφωσης PWM, για οδήγηση των παλμών του αντιστροφέα.

### 6.3.1 Μοντέλο Προσομοίωσης

Το κεντρικό σχήμα ελέγχου που χρησιμοποιείται, αφού λάβουμε τις τιμές για τα ρεύματα φορτίου φαίνεται στο σχήμα 6.31.



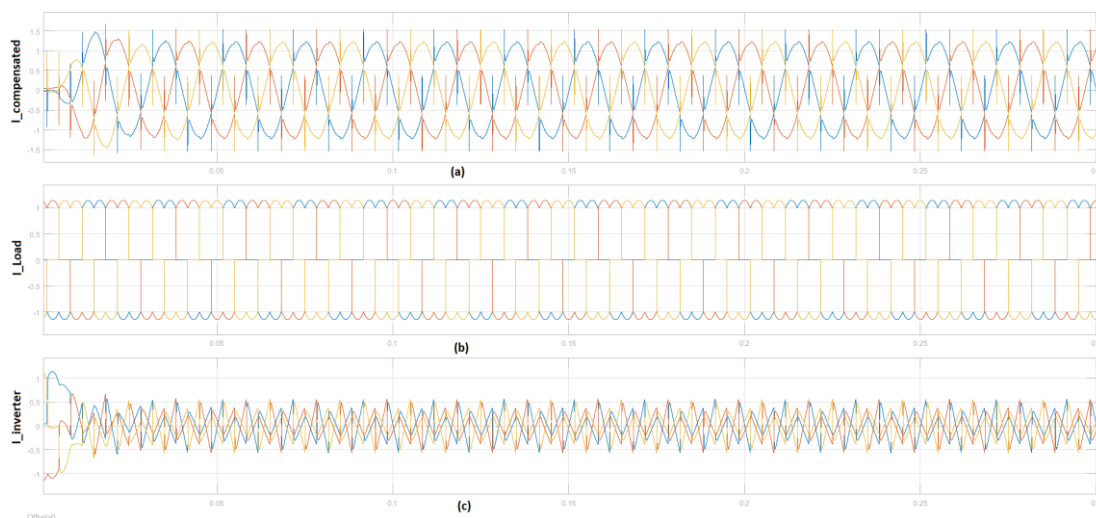
**Σχήμα 6. 31 Υλοποίηση μεθόδου dq (σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς) για αντιστάθμισης αρμονικών ρεύματος**

Στο σχήμα αυτό φαίνεται ο διαχωρισμός του  $i_d$ , η αντιστροφή του  $i_d$ , ο υπολογισμός του DC κομματιού και τελικά η είσοδος όλων των συνιστωσών στον έλεγχο με PI.

### 6.3.2 Υλοποίηση με πηγές ρεύματος

Στο σημείο αυτό, υπολογίζονται οι αναφορές των ρευμάτων με τη μέθοδο αυτή και δίνονται ως τιμές σε ελεγχόμενες πηγές ρεύματος. Με τον τρόπο αυτό μπορούμε να δούμε το αποτέλεσμα της μεθόδου, ανεξαρτήτως του ελέγχου που θα χρησιμοποιηθεί στον αντιστροφέα.

Τελικά το αποτέλεσμα που προκύπτει παρουσιάζεται στο σχήμα 6.32.



**Σχήμα 6. 32** Αποτελέσματα Προσομοίωσης Μεθόδου dq με πηγές ρεύματος: a) Ρεύμα αντισταθμισμένο, εισερχόμενο στο δίκτυο, b) Ρεύμα φορτίου, c) Ρεύμα αντιστροφέα

Τα αποτελέσματα αναλυτικά παρουσιάζονται στον πίνακα 6.9.

<b>Φορτίο</b>	<b>THD (%)</b>
Μη γραμμικό φορτίο	1.74
Μη γραμμικό φορτίο + Συμμετρικό Φορτίο με Αντιστάσεις ( $R = 1000\Omega$ )	0.96
<b>Μη γραμμικό φορτίο + Ασύμμετρο Φορτίο</b>	
Ασυμμετρία σε δύο φάσεις ( $R_2 = 2000, R_3 = 1500$ )	1.2
Ασυμμετρία σε μία φάση ( $R_3 = 800$ )	0.95
Ασυμμετρία σε μία φάση ( $R_3 = 1500$ )	1.07
<b>Ασυμμετρία στην Τάση Μίας Φάσης</b>	
Ασυμμετρία 2%	1.76
Ασυμμετρία 5%	1.84
Ασυμμετρία 1.5%	1.75
<b>Ασυμμετρία Τάσης σε δύο φάσεις</b>	
Ασυμμετρία 2.5%	1.75
Ασυμμετρία 4.5%	1.78
Ασυμμετρία 1.2%	1.74

**Πίνακας 6.9 :** Αποτελέσματα dq με πηγές ρεύματος

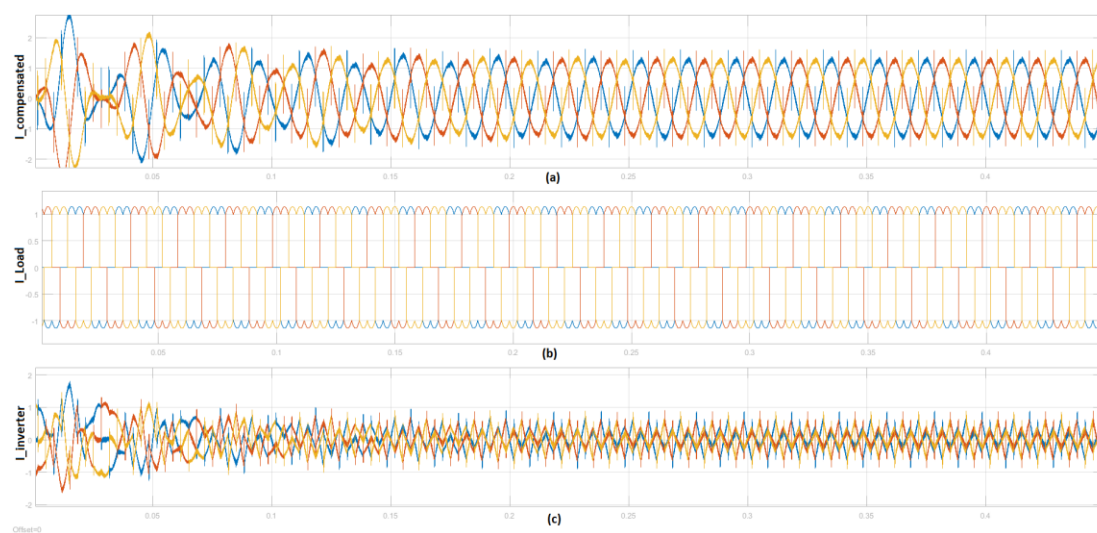


### 6.3.3 Υλοποίηση με ελεγκτές PI

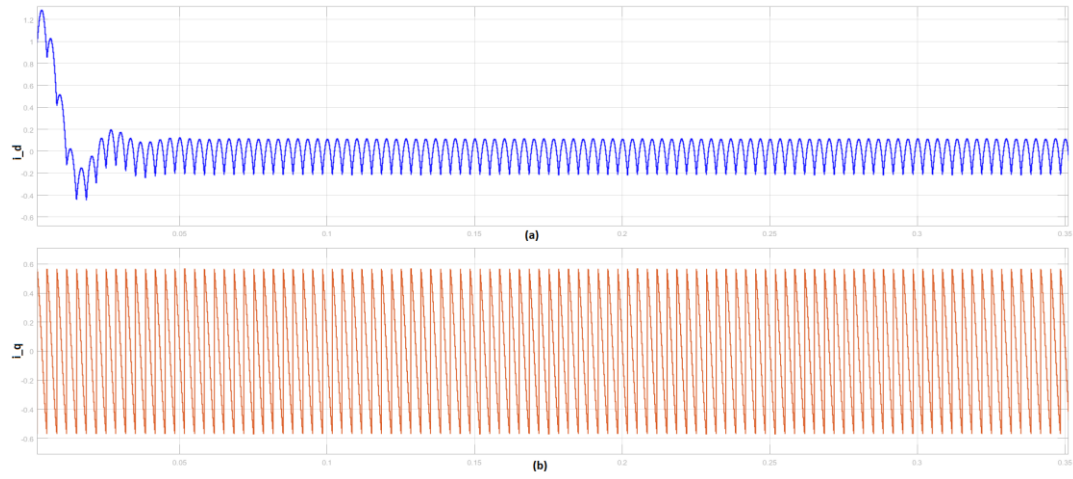
Με μετατροπή των μεγεθών στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο dq (μετασχηματισμός Park), τα μεγέθη που προκύπτουν είναι DC, οπότε για τον έλεγχο μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε ελεγκτές PI.

Έτσι υπολογίζονται αρχικά τα ρεύματα των δύο αξόνων d, q, το ρεύμα του άξονα d διέρχεται από βαθυπερατό φίλτρο, ώστε να απομονωθούν οι υψίσυχνες συνιστώσες, ενώ του q αντιστρέφεται, και συνυπολογίζοντας και τη συνιστώσα για τη διατήρηση της DC τάσης στα άκρα του πυκνωτή στον αντιστροφέα σταθερή, υπολογίζονται τελικά οι τιμές των ρευμάτων που στέλνονται στον έλεγχο. Έτσι τελικά διαμορφώνονται οι παλμοί για την PWM που οδηγούν τον αντιστροφέα.

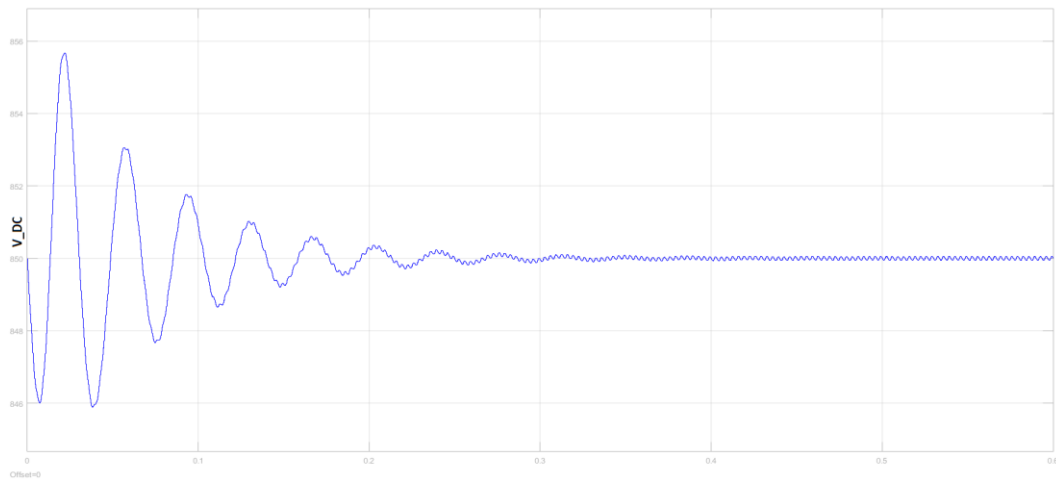
Τα αποτελέσματα από τη μέθοδο αυτή φαίνονται στα σχήματα (6.33)-(6.37).



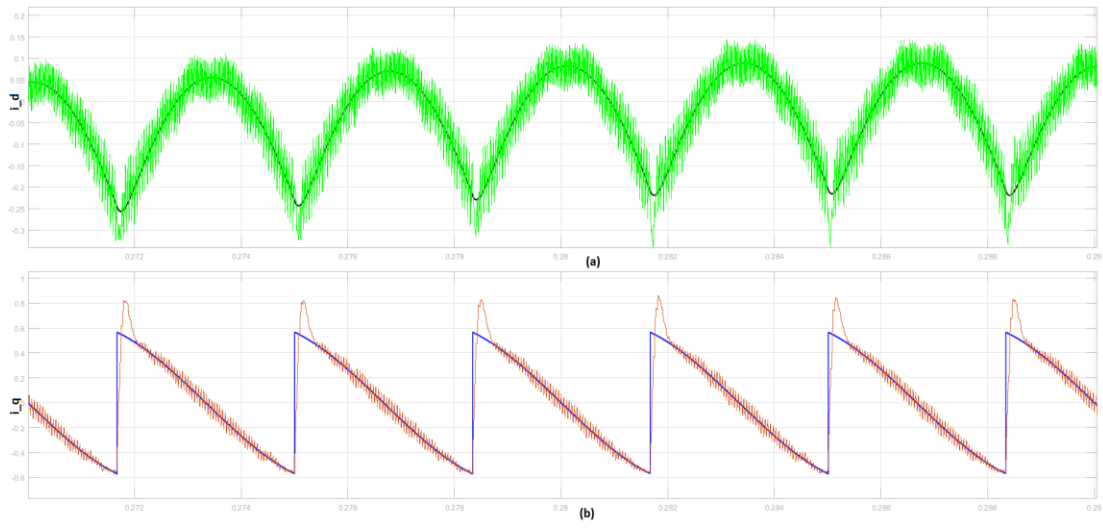
**Σχήμα 6. 33 Αποτελέσματα Προσομοίωσης Μεθόδου dq με PI ελεγκτές: α) Το αντισταθμισμένο ρεύμα που επιστρέφει στο δίκτυο, β) Το ρεύμα του φορτίου, γ) Το ρεύμα του αντιστροφέα**



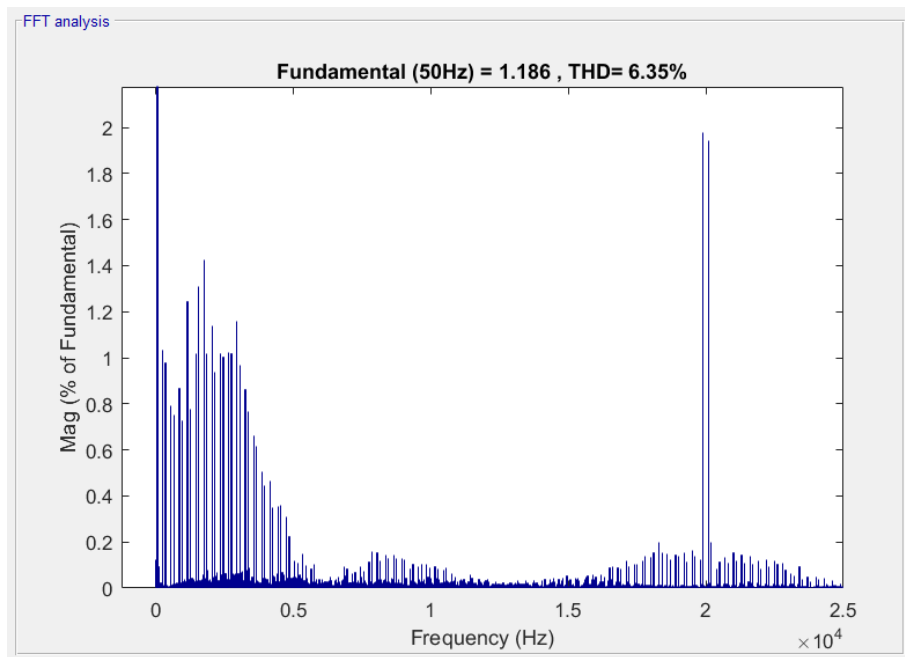
**Σχήμα 6. 34 Αποτελέσματα Προσομοίωσης Μεθόδου dq με PI ελεγκτές: Ρεύματα αξόνων a) d, b)q**



**Σχήμα 6. 35 Αποτελέσματα Προσομοίωσης Μεθόδου dq με PI ελεγκτές: DC Τάση**



**Σχήμα 6. 36** Αποτελέσματα Προσομοίωσης Μεθόδου dq με PI ελεγκτές: Λειτουργία Ελέγχου, Ρεύματα Αναφοράς- Μετρούμενο στους άξονες a) d, b)q



**Σχήμα 6. 37** Αποτελέσματα Προσομοίωσης Μεθόδου dq με PI ελεγκτές: THD (%)

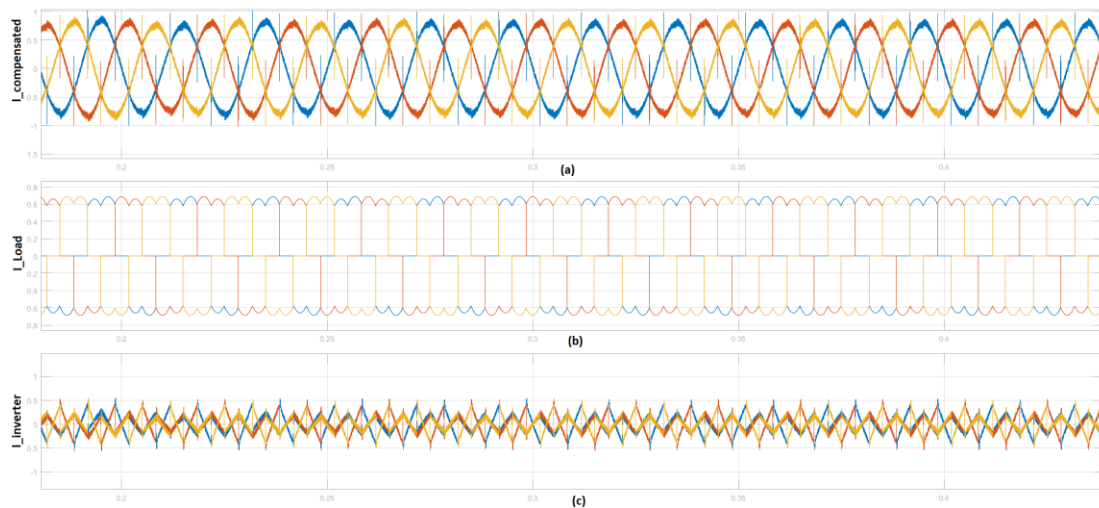
Συγκεντρωτικά, τα αποτελέσματα για όλες τις περιπτώσεις με χρήση αυτής της μεθόδου παρατίθενται στον πίνακα 6.10.

<b>Έλεγχος με PI ελεγκτές- THD(%)</b>	
Μη γραμμικό φορτίο	6.35
Μη γραμμικό φορτίο + Συμμετρικό Φορτίο με Αντιστάσεις (R = 1000Ω)	3.57
<b>Μη γραμμικό φορτίο + Ασύμμετρο Φορτίο</b>	

Ασυμμετρία σε δύο φάσεις ( $R_2 = 2000, R_3 = 1500$ )	4.09
Ασυμμετρία σε μία φάση ( $R_3 = 800$ )	3.44
Ασυμμετρία σε μία φάση ( $R_3 = 1500$ )	3.77
<b>Ασυμμετρία στην Τάση Μίας Φάσης</b>	
Ασυμμετρία 2%	6.34
Ασυμμετρία 5%	6.25
Ασυμμετρία 1.5%	6.28
<b>Ασυμμετρία Τάσης σε δύο φάσεις</b>	
Ασυμμετρία 2.5%	6.3
Ασυμμετρία 4.5%	6.33
Ασυμμετρία 1.2%	6.36

**Πίνακας 6.10 :** Αποτελέσματα dq με PI ελεγκτές

Ενδεικτικά, παρατίθενται και οι κυματομορφές για μία περίπτωση ασυμμετρίας τάσης 2% (μετά το μεταβατικό φαινόμενο) στο σχήμα (6.38).



**Σχήμα 6. 38** Αποτελέσματα Προσομοίωσης Μεθόδου dq με PI ελεγκτές σε περίπτωση ασυμμετρίας στην τροφοδοσία 2% (μετά το πέρας του μεταβατικού) : α) Το αντισταθμισμένο ρεύμα που επιστρέφει στο δίκτυο, b) Το ρεύμα του φορτίου, c) Το ρεύμα του αντιστροφέα

Παρατηρούμε ότι με τη μέθοδο αυτή έχουμε ικανοποιητικό αποτέλεσμα και σε περίπτωση ασυμμετρίας.

### 6.3.4 Παρατηρήσεις – Συμπεράσματα

Η μέθοδος dq – μετασχηματισμός στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο dq- αποτελεί επίσης μία αποτελεσματική μέθοδο για σχεδιασμό και υλοποίηση παράλληλου ενεργού φίλτρου.

Επιπλέον, έχει το πλεονέκτημα ότι μπορεί να χρησιμοποιηθεί αποτελεσματικά και σε περιπτώσεις που εντοπίζονται ασυμμετρίες στο δίκτυο, παρέχοντας καλά αποτελέσματα αντιστάθμισης.

Η υψηλότερη τιμή του δείκτη THD που προκύπτει σε σχέση με τις άλλες μεθόδους οφείλεται

στο PLL, το οποίο επηρεάζει αρνητικά τη δυναμική και στον σχετικά πιο αργό τρόπο με τον οποίο ο έλεγχος μηδενίζει τη διαφορά μεταξύ της αναφοράς και του πραγματικού/μετρούμενου ρεύματος στον αντιστροφέα.

## 6.4 Συγκριτικά αποτελέσματα

Από τα κεφάλαια 6.1-6.3 αλλά και από το θεωρητικό υπόβαθρο, παρατηρούμε ότι και οι τρεις μέθοδοι –  $r_q$ , γενικευμένη  $r_q$  και  $dq$ - κάτω από συμμετρικές και ημιτονικές τάσεις επιτυγχάνουν ικανοποιητική αντιστάθμιση των αρμονικών συνιστωσών. Σε αυτές τις συνθήκες οι  $r_q$  και γενικευμένη  $r_q$  είναι πρακτικά ισοδύναμες, με την  $dq$  να έχει συγκριτικά χειρότερη επίδοση, λόγω επηρεασμού και από τη δυναμική του PLL.

Για περιπτώσεις ασυμμετρίας, όταν δηλαδή έχουμε εμφάνιση συνιστώσας αρνητικής ακολουθίας, η γενικευμένη  $r_q$  εξακολουθεί να εμφανίζει ορθά αποτελέσματα, καθώς συνυπολογίζει όλες τις συνιστώσες. Ορθά αποτελέσματα εμφανίζει και η μέθοδος  $dq$ , η οποία, χωρίς να υπολογίζει την ασυμμετρία, εμφανίζει ανοχή σε αυτήν, με το τελικό αποτέλεσμα να προκύπτει ικανοποιητικό.

Με τη μέθοδο  $dq$  σε συνθήκες ασυμμετρίας έχουμε περιορισμό και τις ασυμμετρίας παράλληλα με την καταστολή των αρμονικών συνιστωσών, σε αντίθεση με τη χρήση της  $r_q$ . Δηλαδή, σε συνθήκες ασυμμετρίας με καμία από τις δύο μεθόδους δεν επιτυγχάνουμε πλήρη αντιστάθμιση, αλλά η  $dq$  έχει εμφανώς καλύτερα αποτελέσματα, με την  $r_q$  πρακτικά να μην ανταποκρίνεται, καθώς το αποτέλεσμα που προκύπτει δεν είναι ικανοποιητικό για την αντιστάθμιση.

Η γενικευμένη  $r_q$  αντιθέτως φαίνεται να έχει σταθερά καλύτερα αποτελέσματα και από τις δύο άλλες μεθόδους στην ασυμμετρία, προσφέροντας αρκετά καλή λύση στο ζήτημα, καθώς παρά το σφάλμα που εισάγεται και σε αυτήν την περίπτωση, έχει εμφανώς καλύτερη επίδοση.

Τελικά δηλαδή είναι εμφανής η αποτελεσματικότητά τους σε ημιτονικές, συμμετρικές συνθήκες, με την  $r_q$  να μην προτείνεται για χρήση σε περιπτώσεις ασυμμετρίας.

Μεταξύ των τριών διαφορετικών τεχνικών ελέγχου – ζώνης υστέρησης, PR και deadbeat – παρατηρούμε ότι τα αποτελέσματα είναι σχετικά παρόμοια. Η χρήση ζώνης υστέρησης έχει γενικά το πλεονέκτημα της ευελιξίας, ως μέθοδος δεν επηρεάζεται από εξωτερικές αλλαγές. Ο deadbeat εισάγει ένα λίγο μεγαλύτερο σφάλμα στον τρόπο που ακολουθεί την αναφορά, λόγω του ότι εισάγεται καθυστέρηση. Το πλεονέκτημα της μεθόδου αυτής είναι η δυνατότητα να χρησιμοποιηθεί σε περιπτώσεις που το όλο σύστημα υλοποιηθεί ψηφιακά [50,51]. Παρατηρούμε επίσης, ότι η αποτελεσματικότητα των ελέγχων σε μεγάλο βαθμό δεν επηρεάζεται από τις ασυμμετρίες.

# 7

## Επίλογος

---

### 7.1 Σύνοψη και Συμπεράσματα

Στην παρούσα διπλωματική εργασία μελετήθηκαν ζητήματα ποιότητας ισχύος, με κύρια έμφαση στις αρμονικές συνιστώσες. Κύριος στόχος της εργασίας είναι η σχεδίαση παράλληλων ενεργών φίλτρων για την αντιστάθμιση αρμονικών ρεύματος, αναδεικνύοντας τα ως καταλληλότερη επίλυση των προβλημάτων που προκύπτουν από αρμονικές σε διάφορες περιπτώσεις.

Μελετήθηκαν τρεις διαφορετικές θεωρίες αντιστάθμισης αρμονικών, βασισμένες σε θεωρίες ισχύος: η  $p_q$ , η γενικευμένη  $p_q$  και η  $dq$  (σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο συντεταγμένων). Για τις δύο πρώτες εξετάστηκαν τρεις διαφορετικές τεχνικές ελέγχου: η ζώνη υστέρησης, ο έλεγχος PR και ο deadbeat, ενώ για την τελευταία χρησιμοποιήθηκαν PI ελεγκτές.

Με βάση αυτά, αναπτύχθηκαν μοντέλα με χρήση Matlab/Simulink, τα οποία εξετάστηκαν σε διαφορετικές συνθήκες, ώστε να προκύψουν συγκριτικά αποτελέσματα αλλά και να επαληθευθεί το θεωρητικό υπόβαθρο για κάθε τεχνική.

Τελικά, στα πλαίσια της εργασίας καταλήγουμε στα ακόλουθα συμπεράσματα:

- Η ποιότητα ισχύος είναι ένα πολύ σημαντικό ζήτημα που έχει ανακύψει στα σύγχρονα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας και οι επιμέρους συνθήκες που τη συνθέτουν χρειάζονται μεμονωμένη μελέτη και επίλυση.

- Οι αρμονικές συνιστώσες τα τελευταία χρόνια αποτελούν αυξανόμενο πρόβλημα, λόγω της αύξησης σύνδεσης στο δίκτυο όλο και περισσότερων μη γραμμικών φορτίων.
- Τα προβλήματα που προκαλούνται από τις αρμονικές είναι ορισμένες φορές αρκετά σημαντικά και χρήζουν άμεσης αντιμετώπισης.
- Ο βέλτιστος τρόπος για αντιστάθμιση αρμονικών είναι η χρήση φίλτρων. Τα παθητικά φίλτρα όμως που έχουν χρησιμοποιηθεί συχνά στο παρελθόν δεν μπορούν πάντα να προσφέρουν λύση, καθώς παρουσιάζουν πολλούς περιορισμούς.
- Η χρήση των αντιστροφών και των τεχνικών διαμόρφωσης διευρύνεται συνεχώς, με αποτέλεσμα να είναι αρκετά πιο προσιτές λύσεις που προσφέρουν ευελιξία και δυνατότητα ελέγχου της εξόδου τους.
- Τα ενεργά φίλτρα είναι μία σχετικά νέα τεχνολογία που έχει προταθεί, ώστε να μπορεί να πραγματοποιείται αντιστάθμιση αρμονικών σε μεγάλη κλίμακα και με μεγάλη προσαρμοστικότητα. Η βασική αρχή λειτουργίας είναι η έγχυση στο δίκτυο ίσης αλλά αντίθετης πολικότητας διαταραχής, ώστε να αντισταθμίζεται το αρμονικό περιεχόμενο στο δίκτυο.
- Η βέλτιστη λύση για αντιστάθμιση αρμονικών ρεύματος είναι η χρήση παράλληλων ενεργών φίλτρων, τοποθετημένων κοντά στο φορτίο.
- Τα παράλληλα ενεργά φίλτρα παρέχουν πολλά πλεονεκτήματα και μεγάλη ευελιξία στο μέγεθος και στις τεχνικές.
- Με βάση ποικίλες θεωρίες ισχύος έχουν προταθεί διάφορες μέθοδοι σχεδιασμού ενεργών φίλτρων, με βασικό διαχωρισμό το πεδίο λειτουργίας, χωρίζοντας τις τεχνικές σε αυτές που λειτουργούν στο πεδίο της συχνότητας και αυτές που λειτουργούν στο πεδίο του χρόνου.
- Ποικίλες είναι επίσης και οι τεχνικές ελέγχου που έχουν προταθεί για τον έλεγχο ρεύματος και για τη διαμόρφωση παλμών στους αντιστροφείς, για εφαρμογές όπως τα ενεργά φίλτρα αλλά και πολλές άλλες.
- Ανάλογα με τις συνθήκες κάτω από τις οποίες επιθυμούμε να λειτουργήσει το φίλτρο, πρέπει να επιλέγουμε και την καταλληλότερη μέθοδο για την αντιστάθμιση των αρμονικών. Για παράδειγμα, στα δίκτυα που μπορεί να εμφανίζονται συχνά ασυμμετρίες, ο παράγοντας αυτός πρέπει να ληφθεί σοβαρά υπ' όψη κατά το σχεδιασμό.

Στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής και για τις τεχνικές που μελετήθηκαν:

Για τις θεωρίες ισχύος:

- Οι  $p_q$  και η γενικευμένη  $p_q$  είναι πρακτικά ισοδύναμες για συμμετρική και ημιτονική τροφοδοσία και αποτελούν ικανές μεθόδους για αντιστάθμιση αρμονικών ρεύματος. Η μέθοδος  $dq$  εμφανίζει υψηλότερες τιμές του δείκτη THD πιθανόν λόγω του επηρεασμού της από την δυναμική του PLL. Έχουμε δηλαδή μία σχετικά πιο αργή απόκριση που εισάγει τελικά σφάλμα στον έλεγχο, δίνοντας όμως ορθά αποτελέσματα.
- Σε περιπτώσεις που έχουμε ασυμμετρία, έχουμε πρακτικά εισαγωγή σφάλματος στους υπολογισμούς, γεγονός που επηρεάζει την αντιστάθμιση αρμονικών που προσπαθούμε να επιτύχουμε. Το γεγονός αυτό επηρεάζει όλες τις  $p_q$  και  $dq$ , γιατί

στους υπολογισμούς που γίνονται για την εξαγωγή των ρευμάτων αντιστάθμισης υπεισέρχονται συνιστώσες που στην ιδανική περίπτωση θεωρούνταν μηδενικές, όπως για παράδειγμα συνιστώσες αρνητικής ακολουθίας ή άεργος ισχύς μη μηδενική.

- Η μέθοδος  $r_q$ , όπως ήταν αναμενόμενο και από τη θεωρία, δεν είναι κατάλληλη για χρήση σε συνθήκες ασυμμετρίας. Το σφάλμα που εισάγεται στους υπολογισμούς τελικά δεν δίνει ικανοποιητικό αποτέλεσμα αντιστάθμισης.
- Η γενικευμένη  $r_q$ , που προτάθηκε αρχικά για να καλύψει το πρόβλημα αυτό, παρουσιάζει πολύ καλά αποτελέσματα σε περιπτώσεις ασυμμετρίας, και καθίσταται συνεπώς καλή λύση για τέτοιες περιπτώσεις. Η μέθοδος αυτή όμως δε συστήνεται για περιπτώσεις που η παραμόρφωση στην τάση είναι έντονη.
- Η μέθοδος  $d_q$  είναι πιο γενική, δηλαδή μπορεί να εφαρμόζεται και σε περιπτώσεις ασυμμετρίας και σε περιπτώσεις όπου η τάση παρουσιάζει παραμορφώσεις. Εμφανίζει επίσης ορθά αποτελέσματα σε περιπτώσεις ασυμμετρίας, παρά το γεγονός ότι και σε αυτήν εισάγεται σφάλμα στους υπολογισμούς.

Για τις τεχνικές ελέγχου του ρεύματος:

- Μεταξύ των διαφορετικών τεχνικών ελέγχου που εξετάστηκαν για τις επιμέρους περιπτώσεις, παρατηρούμε ότι, ενώ εισάγεται ένα σφάλμα στο αποτέλεσμα, λόγω της δυναμικής τους, όπως φαίνεται εύκολα με σύγκριση των προσομοιώσεων με πηγές ρεύματος και με χρήση ελέγχου, αυτό είναι αρκετά μικρό. Μεταξύ τους οι τεχνικές είναι πρακτικά ισοδύναμες και δεν επηρεάζουν τη λειτουργία της μεθόδου ή της αντιστάθμισης.
- Η μέθοδος της ζώνης υστέρησης έχει γενικά καλύτερα αποτελέσματα στον έλεγχο και είναι πιο ανθεκτική σε αλλαγές των διαφόρων παραμέτρων του συστήματος. Ο *deadbeat*, ενώ έχει το πλεονέκτημα ότι μπορεί να υλοποιηθεί σε πλήρως ψηφιακές εφαρμογές [50,51], λόγω της καθυστέρησης που εισάγει από τον ορισμό του σαν έλεγχος, ακολουθεί σχετικά λιγότερο αποτελεσματικά την αναφορά. Το γεγονός αυτό αποτελεί μειονέκτημα του ελέγχου για χρήση σε εφαρμογές ενεργών φίλτρων.
- Καμία από τις τρεις τεχνικές δεν επηρεάζεται σημαντικά από τις τυχόν ασυμμετρίες στο δίκτυο και το τελικό αποτέλεσμα οφείλεται στην αποτελεσματικότητα της τεχνικής αντιστάθμισης, όπως προκύπτει από τη σύγκριση μεταξύ  $r_q$  και γενικευμένης  $r_q$ .

Τα παραπάνω συμφωνούν με τα θεωρητικώς αναμενόμενα αποτελέσματα [1,7,8,14-19,22,29-52]. Παρατηρούμε δηλαδή τις ικανότητες κάθε μεθόδου και καταλήγουμε στο συμπέρασμα ότι πρέπει εκτός από τα χαρακτηριστικά του ίδιου του φίλτρου (όπως τα διακοπτικά στοιχεία, οι αντιστάσεις και αντιδράσεις, η τάση στο ζυγό σταθερής τάσης) και η μέθοδος που θα χρησιμοποιηθεί να επιλέγονται με βάση το δίκτυο στο οποίο το φίλτρο θα προστεθεί.

## 7.2 Μελλοντικές Επεκτάσεις



Από τα παραπάνω έχουν προταθεί κάποιες διαφορετικές μέθοδοι σχεδιασμού παράλληλων ενεργών φίλτρων.

Φυσικά, το συγκεκριμένο ζήτημα έχει πολλές ακόμα παραμέτρους που μπορούν να μελετηθούν, αλλά υπάρχουν και διάφορες τεχνικές που θα ήταν χρήσιμο επίσης να σχεδιαστούν και να συγκριθούν.

Πιο συγκεκριμένα, θα μπορούσαν να γίνουν υλοποιήσεις και με μεθόδους στο πεδίο της συχνότητας, ώστε να μπορεί να γίνει σύγκριση και μελέτη για τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα των μεθόδων στα δύο αυτά διαφορετικά πεδία, που είναι και μία βασική κατηγοριοποίηση [32].

Επιπλέον, μπορούν να μελετηθούν οι τεχνικές σε περισσότερες συνθήκες και με βάση παραπάνω κριτήρια από το THD. Αυτό μπορεί να πραγματοποιηθεί ανάλογα με τις εκάστοτε απαιτήσεις που μπορούν να υπάρξουν. Παραδείγματα, τα οποία δεν μελετήθηκαν στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής, είναι η απόκριση των μεθόδων σε αλλαγές φορτίου ή η ταχύτητα σταθεροποίησης μετά τα μεταβατικά φαινόμενα. Ακόμα, μπορεί να μελετηθεί το ζήτημα της ύπαρξης ουδετέρου. Στην περίπτωση αυτή μεταβάλλεται η διάταξη και η προσέγγιση για την σχεδίαση του φίλτρου [7].

Τέλος μπορούν να δοκιμαστούν επιπλέον έλεγχοι για το ρεύμα, οι οποίοι θα επιφέρουν σημαντικότερες διαφορές σε δοκιμές όπως τα μεταβατικά, απ' ό,τι σε μετρήσεις για το THD, οπότε θα έχουμε καθαρότερα αποτελέσματα για σύγκριση μεταξύ των ελέγχων, μέσω της δυναμικής τους.

Σε επόμενο στάδιο, οι προσομοιώσεις μπορούν να ελεγχθούν και πειραματικά, σε συνθήκες εργαστηρίου, όπου φυσικά αναμένεται να προκύψουν διαφορετικά αποτελέσματα, τα οποία θα είναι άξια προσοχής, καθώς θα πλησιάζουν περισσότερο σε πραγματικές εφαρμογές, απ' ό,τι τα μοντέλα των προσομοιώσεων.

# 8

## Βιβλιογραφία

---

- [1] G. Benysek, M. Pasko, **Power Theories for Improved Power Quality**, Springer, 2012
- [2] **Electric Power Generation, Transmission and Distribution**, Leonard L. Grigsby, CRC Press, 2012
- [3] Φ. Καραμούντζου, **Σχεδιασμός και Πειραματική Επιβεβαίωση Διανυσματικού Ελέγχου Σύγχρονου Κινητήρα Εσωτερικών Μονίμων Μαγνητών για Εφαρμογές Ηλεκτρικών Οχημάτων**, Διπλωματική Εργασία, Σεπτέμβριος 2016
- [4] Σ. Παπαθανασίου, **Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας : Σημειώσεις Παραδόσεων**, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Αθήνα, 2014
- [5] R. Dugan, **Electrical Power Systems Quality**, McGraw – Hill, 2004
- [6] R. Sastry Vedam, **Power Quality - VAR Compensation in Power Systems**, CRC Press, 2008
- [7] H. Akagi, E. H. Watanabe, M. Aredes, **Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning**, John Wiley & Sons, 2007
- [8] Z. Salam, T. Perng Cheng, A. Jusoh, **Harmonics Mitigation Using Active Power Filter: A Technological Review**, *Electrica*, Vol 8, No. 2, 17-26, 2006
- [9] Σ. Μανιάς, **Ηλεκτρονικά Ισχύος**, Συμεών, 2014
- [10] Ν. Αδαμόπουλος, **Σχεδιασμός, Μοντελοποίηση και Πειραματική Επιβεβαίωση Διανυσματικού Ελέγχου Σύγχρονου Κινητήρα Μονίμων Μαγνητών για Εφαρμογές Ηλεκτρικών Οχημάτων**, Διπλωματική Εργασία, Δεκέμβριος 2014

- [11] S.Z. Nasir (2014, December), **Introduction to Multilevel Inverters**, Διαθέσιμο: <http://www.theengineeringprojects.com/2014/12/introduction-multilevel-inverters.html>
- [12] M. A. Chaudhari, **Space Vector Modulation (SVM) Technique for PWM Inverters**, Project Guide, Electrical Engineering Dept, V.N.I.T., Nagpur, Presentation
- [13] **Park, Inverse Park and Clarke, Inverse Clarke Transformations MSS Software Implementation User Guide**, Microsemi, Διαθέσιμο: [https://www.microsemi.com/document-portal/doc\\_view/132799-park-inverse-park-and-clarke-inverse-clarke-transformations-mss-software-implementation-user-guide](https://www.microsemi.com/document-portal/doc_view/132799-park-inverse-park-and-clarke-inverse-clarke-transformations-mss-software-implementation-user-guide)
- [14] Y. Komatsu, T. Kawabata, **A Control Method of Active Power Filter Where System Voltage Contains Negative-Phase-Sequence Component or Zero-Phase-Sequence Component**, in proceedings of the 1995 Power Electronics and Drive of Systems Conference, PEDS 95, Singapore, pp 583-586/vol.2,1995
- [15] Y. Komatsu, T. Kawabata, **Characteristics of Three Phase Active Power Filter Using Extension pq Theory**, ISIE'97, Guimaraes, Portugal, IEEE Catalogue Number : 97<sup>TH</sup>8280, 1997
- [16] N. Mendalek, K. Al-Haddad, F. Fnaiech, L.A. Dessaint, **Nonlinear Control technique to enhance dynamic performance of a shunt active power filter**, IEE Proc. – Electr. Power Appl. Vol 150, no4, July 2003
- [17] S. Rahmani, N. Mendalek, K. Al-Haddad, **Experimental Design of a Nonlinear Control Technique for Three-Phase Shunt Active Power Filter**, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, No 10, Oct. 2010
- [18] P. Santiprapan, K-L. Areerak, K-N Areerak, **Mathematical Model and Control Strategy on DQ Frame for Shunt Active Power Filters**, World Academy of Science, Engineering and Technology, International Journal of Electrical. Computer, Electronic and Communication Engineering, Vol 5, No 12, 2011
- [19] C. Balanuta et al, **Three- Phase Active Power Filter Control Using Synchronous Reference System, Indirect and Maximum Method**, Scientific Bulletin of the Electrical Engineering Faculty, Year 11 No. 3 (17)
- [20] I. Poole, **PLL Phase Locked Loop Tutorial**, Διαθέσιμο: <http://www.radio-electronics.com/info/rf-technology-design/pll-synthesizers/phase-locked-loop-tutorial.php>
- [21] J. Rodrigues, **Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives**, Wiley, 2012
- [22] R. Teodorescu, M. Liserre, P. Rodriguez, **Grid Converters for Photovoltaic and Wind Power Systems**, John Wiley & Sons, 2011
- [23] Α. Βασιλάκης, **Ανάπτυξη και Μοντελοποίηση Στατού Σύγχρονου Αντισταθμιστή**, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, 2015
- [24] F. Ghassemi, M. Perry, **Review of Voltage Unbalance Limit in the GB Grid Code CC.6.1.5 (b)**, NationalGrid, GCRP November 2014, pp 14\_58

- [25] P. Pillay, M. Manyage, **Definitions of Voltage Unbalance**, IEEE Power Engineering Review, May 2001
- [26] A. Yazdani, R. Iravani, **Voltage – Sourced Converters in Power Systems: Modelling, Control and Applications**, John Wiley & Sons, 2010
- [27] Ι.Α. Τεγόπουλος, **Ηλεκτρικές Μηχανές, Μέρος Β΄**, Συμμετρία, Αθήνα 1991
- [28] S. Bhattacharya et al, **Active Filter System Implementation**, IEEE Industry Applications Magazine, 1998
- [29] D.S. Badgujar, K. P. Varade, C. Veeresh, **Shunt Active Filter for Power Quality Improvement**, International Journal of Engineering Research and General Science Volume 3, Issue 4, July-August, 2015
- [30] B. Pragathi, G. Bharathi, **Control of Shunt Active Filter Based On Instantaneous Power Theory**, International Journal of Engineering Research & Technology (IJERT), Vol. 1 Issue 6, August - 2012
- [31] Y. Prabhu, A.A. Dharme, D.B. Talange, **A Three Phase Shunt Active Power Filter Based Instantaneous Reactive Power Theory**, Annual IEEE India Conference (INDICON), 2014
- [32] W.M. Grady, M.J. Samotyj, A.H. Noyola, **Survey of Active Power Line Conditioning Methodologies**, IEEE Transactions on Power Delivery, Vol. 5, No. 3, July 1990
- [33] E.F. Couto, J.S. Martins, J.L. Afonso, **Simulation Results of a Shunt Active Power Filter With Control Based on p-q Theory**, RE&PQJ, Vol. 1, No.1, April 2003
- [34] V. Mahajan, P. Agarwal, H. Gupta, **Simulation of Shunt Active Power Filter using Instantaneous Power Theory**, IEEE, 2012
- [35] H. Fujita, H. Akagi, **A Practical Approach To Harmonic Compensation in Power Systems – Series Connection of Passive and Active Filters**, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol 27, No. 6, 1991
- [36] L. Moran, J. Dixon, J. Espinoza, R. Wallace, **Using Active Power Filters to Improve Power Quality**, Przegląd Elektrotechniczny, Conference Paper, September 2014
- [37] V. Khadkikar, A. Chandra, B.N. Singh, **Generalised single-phase p-q theory for active power filtering: simulation and DSP-based experimental investigation**, IET Power Electronics, 2007
- [38] G. D. Marques, **A Comparison of Active Power Filter Control Methods in Unbalance and Non-Sinusoidal Conditions**, IEEE, 1998
- [39] V. Soares, P. Verdelho, G.D. Marques, **An Instantaneous Active and Reactive Current Component Method for Active Filters**, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 15, no 4, July 2000
- [40] P. S. Revuelta, M. Herrera, **Application of the Instantaneous Power Theories in Load Compensation with Active Power Filters**, 10<sup>th</sup> European Conference Power Electronics and Applications, 2003

- [41] N. Zaveri, A. Chudasama, C.K. Pithawalla, **Analysis of Different Real Time Reference Generation Techniques Used for Harmonic Mitigation in Three Phase Shunt Active Filters**, *International Journal of Recent Trends in Engineering*, Vol 2, No. 7, November 2009
- [42] Z. Bao, Z. Wang, S. Zhang, **A Predictive Deadbeat Control in Shunt Active Power Filter**, IEEE, 2011
- [43] Q. Wen, L. Zhu, C. Fu, **Research on deadbeat Current Control Strategy of Three-Phase PWM Voltage Source Rectifier**, 2nd International Conference on Computer Science and Electronics Engineering, 2013
- [44] J. Hetthéssy, A. Barta, R. Bars, **Dead beat controller design**, November, 2004
- [45] C. Lascu, L. Asiminoaei, I. Boldea F. Blaabjerg, **High Performance Current Controller for Selective Harmonic Compensation in Active Power Filters**, *IEEE Transactions On Power Electronics*, Vol. 22, No. 5, September 2007
- [46] M. Odavic, P. Zanchetta, M. Symner, Z. Jakopovic, **High Performance Predictive Current Control for Active Shunt Filters**, IEEE 2006
- [47] V. Biagini et al, **Improved Deadbeat Control of a Shunt Active Filter for Aircraft Power Systems**, IEEE, 2010
- [48] R. Gupta, A. Ghosh, A. Joshi, **Control of 3-level Shunt Active Power Filter using Harmonic Selective Controller**, IEEE, 2006
- [49] R. Teodorescu, F. Blaabjerg, M. Liserre, P.C. Loh, **Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage-source converters**, *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, Vol. 153, No. 5, September 2006
- [50] R. Panigrahi, P.C. Panda, B.D Subudhi, **Comparison of Performances of Hysteresis and Dead Beat Controllers in Active Power Filtering**, IEEE ICSET 2012
- [51] S. Buso, L. Malesani, P. Mattavelli, **Comparison of Current Control Techniques for Active Filter Applications**, *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol 45, no 5, October 1998
- [52] N. Mendalek, K. Al – Haddad, **Modelling and Nonlinear Control of Shunt Active Power Filter in the Synchronous Reference Frame**, IEEE, 2000