

Πτυχιακή Εργασία:

Μελέτη και σχεδίαση ενεργών και παθητικών φίλτρων για την  
καταστολή των ανώτερων αρμονικών



Σπουδαστής: Πετράτος Σπυρίδων

ΑΜ:43985

Επιβλέπων Καθηγητής: Γεώργιος Ιωαννίδης

Αιγάλεω,  
Οκτώβριος 2017

## **ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ**

Θα ήθελα στα πλαίσια αυτής της πτυχιακής εργασίας να ευχαριστήσω πρώτα απ' όλα το Θεό που με είχε καλά στην υγεία μου στη συνέχεια την οικογένεια και τους φίλους μου για την αδιάλειπτη υποστήριξη τους καθώς επίσης τους καθηγητές του τμήματος Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και ιδιαίτερα τον εισηγητή αυτής της πτυχιακής τον Καθηγητή κ. Γεώργιο Ιωαννίδη για την συμβολή του στην περάτωση αυτής της εργασίας.

Copyright © Ανώτατο Εκπαιδευτικό Ίδρυμα Πειραιά Τεχνολογικού Τομέα

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 Ανώτατου Εκπαιδευτικού Ιδρύματος Πειραιά Τεχνολογικού Τομέα.

## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Η παρούσα πτυχιακή αναλύει την λειτουργία και τον τρόπο σχεδίασης των ενεργών και των παθητικών φίλτρων καθώς επίσης και το πως αυτά μας βοηθούν να βελτιώσουμε την ποιότητα ισχύος σε μια ηλεκτρική εγκατάσταση. Το 1<sup>ο</sup> κεφάλαιο περιλαμβάνει το μαθηματικό υπόβαθρο που χρειαζόμαστε προκειμένου να κατανοήσουμε καλύτερα τα επόμενα κεφάλαια. Στο 2<sup>ο</sup> κεφάλαιο γίνεται εκτενής επεξήγηση του όρου “ποιότητα ισχύος”. Στα κεφάλαια 3 και 4 παρουσιάζονται οι πηγές των αρμονικών και οι επιπτώσεις που έχουν οι τελευταίες στα ηλεκτρικά συστήματα αντίστοιχα. Στο κεφάλαιο 5 παρουσιάζονται τα πρότυπα IEEE, IEC κ.α. που αφορούν τους περιορισμούς στην παραμόρφωση της τάσης και του ρεύματος. Στη συνέχεια στο κεφάλαιο 6 ασχολούμαστε με την σχεδίαση των παθητικών φίλτρων και στο 7<sup>ο</sup> κεφάλαιο παρατίθεται μια προσομοίωση στο Simulink ενός συνδυασμού παθητικών φίλτρων που τοποθετούνται σε μια ηλεκτρική εγκατάσταση. Στο 8<sup>ο</sup> κεφάλαιο αναλύονται οι διάφορες τοπολογίες ενεργών φίλτρων και η λειτουργία τους. Στο 9<sup>ο</sup> κεφάλαιο εξειγείται η θεωρία p-q και το πως αυτή ενσωματώνεται στην κατασκευή των ενεργών φίλτρων. Τέλος, στο 10<sup>ο</sup> κεφάλαιο παρουσιάζεται λεπτομερώς ένα παράλληλο ενεργό φίλτρο στο Simulink με όλα τα υπομέρη του και μέσω των σημάτων από τους παλμογράφους επιβεβαιώνουμε τη θεωρία που αναλύθηκε στα προηγούμενα κεφάλαια.

Λέξεις Κλειδιά: Αρμονικές, Παθητικά Φίλτρα, Ενεργά Φίλτρα, Ποιότητα Ισχύος, Αρμονική ανάλυση, Θεωρία P-Q

## **ABSTRACT**

This bachelor thesis analyzes the operation and the way of designing of the active and passive filters as well as how they enable us to improve the power quality in an electrical installation. The first chapter contains the mathematical background that we need to better understand the next chapters. In Chapter 2 there is an extensive explanation of the term “power quality”. Chapters 3 and 4 show the harmonic sources and the effects of the latter on the electrical systems respectively. Chapter 5 presents the IEEE, IEC standards and others which concern the constraints on voltage and current distortion. Then, in Chapter 6 we deal with the design of passive filters and in Chapter 7 we present a Simulink simulation of a combination of passive filters placed in an electrical installation. In Chapter 8 we analyze the different active filter topologies and their operation. The 9th chapter explores the p-q theory and how it is incorporated into the construction of active filters. Finally, in the 10th chapter, a parallel active filter in Simulink is presented in detail with all its parts and with the help of the signals from the oscilloscope we confirm the theory analyzed in the previous chapters.

**Keywords:** Harmonics, Passive Filters, Active Filters, Power Quality, Harmonic Analysis, P-Q Theory

## ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ.....	σελ.2
ΠΕΡΙΛΗΨΗ.....	σελ.4
ABSTRACT.....	σελ.5
ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ.....	σελ.6
ΕΙΣΑΓΩΓΗ .....	σελ.11
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1-Ποιότητα Ισχύος.....</b>	<b>σελ. 12</b>
1.1 Κυματομορφή της τάσης.....	σελ.12
1.2 Διαταραχές Συχνότητας.....	σελ.13
1.3 Μεταβατικές Υπερτάσεις-Transients.....	σελ.14
1.4 Διακυμάνσεις Τάσης (Voltage Fluctuations) και Flicker.....	σελ.15
1.5 Παραμόρφωση κυματομορφής(waveform distortion)παρουσία συνεχούς τάσης (DC Offset).....	σελ.16
1.6 Αρμονική Παραμόρφωση (Harmonic distortion) .....	σελ.16
1.7 Ενδιάμεσες Αρμονικές (Interharmonics) .....	σελ.18
1.8 Εγκοπές τάσης (Notching) .....	σελ.18
1.9 Θόρυβος (Noise) .....	σελ.19
1.10 Ασυμμετρία Τάσης (Voltage Imbalance or Voltage Unbalance).....	σελ.20
1.11 Διαταραχές Τάσης Μικρής Διάρκειας.....	σελ.20
1.12 Διακοπές Τάσης (Interruptions).....	σελ.20
1.13 Βυθίσεις Τάσης (Sags).....	σελ.21
1.14 Υπερτάσεις μικρής διάρκειας (Swells).....	σελ.21
1.15 Διαταραχές τάσης μεγάλης διάρκειας.....	σελ.22
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2-Αρμονική Ανάλυση &amp; Ανάλυση Fourier.....</b>	<b>σελ.23</b>
2.1 Περιοδικές συναρτήσεις.....	σελ.23

2.2 Σειρές Fourier και συντελεστές Fourier.....σελ.24	
2.3 Αρμονικοί δείκτες.....σελ.28	
2.4 Συντελεστής ισχύος , συντελεστής μετατόπισης και συντελεστής παραμορφωσης.....σελ.30	
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3-Πηγές Αρμονικών.....σελ. 26</b>	
3.1 Εισαγωγή.....σελ.36	
3.2 Οι μετασχηματιστές ως πηγές αρμονικών συνιστωσών.....σελ.38	
3.3 ΟΙ STATIC VAR COMPENSATORS (STATCOMs) παράγουν αρμονικές συνιστώσες.....σελ.39	
3.4 Αρμονικές συνιστώσες που παράγονται από υψικάμινους.....σελ.40	
3.5 Τροφοδοτικά.....σελ.41	
3.6 Τριφασικοί μετατροπείς, εξαπαλμική γέφυρα.....σελ.42	
3.7 Αντιστροφείς.....σελ.42	
3.8 Πηγές αρμονικών από ηλεκτρικές εκκενώσεις.....σελ.42	
3.9 Ηλεκτρικοί κλίβανοι.....σελ.42	
3.10 Λαμπτήρες φθορισμού.....σελ.43	
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 –Επιπτώσεις Αρμονικών..... σελ.44</b>	
4.1 Εισαγωγή.....σελ.44	
4.2 Πιθανότητα δημιουργίας συντονισμού.....σελ.44	
4.3 Αύξηση του ρεύματος λόγω αρμονικών.....σελ.44	
4.4 Επιπτώσεις στους μετασχηματιστές.....σελ.45	
4.5 Δυσλειτουργία του εξοπλισμού.....σελ.46	
4.6 Επιπτώσεις στις περιστρεφόμενες μηχανές.....σελ.46	
4.7 Επιπτώσεις στην παραγόμενη ροπή των ηλεκτρικών μηχανών.....σελ.47	
4.8 Επιπτώσεις στους πυκνωτές.....σελ.48	
4.9 Δυσλειτουργία διατάξεων προστασίας.....σελ.49	

4.10 Επιπτώσεις στους Μετρητές.....σελ.50	σελ.50
4.11 Απώλειες δικτύου.....σελ.50	σελ.50
4.12 Επίδραση στις τράπεζες πυκνωτών.....σελ.50	σελ.50
4.13 Επιπτώσεις στα τηλεπικοινωνιακά σήματα.....σελ.51	σελ.51
4.14 Ηλεκτρομαγνητική Παρεμβολή.....σελ.51	σελ.51
4.15 Μείωση της εφεδρείας της ηλεκτρικής εγκατάστασης.....σελ.51	σελ.51
4.16 Φόρτιση ουδετέρου.....σελ.51	σελ.51
4.17 Μείωση συντελεστή ισχύος.....σελ.52	σελ.52
4.18 Επιπτώσεις στους μετατροπείς.....σελ.52	σελ.52
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5-Κανονισμοί για την αρμονική παραμόρφωση .....</b>	<b>σελ.53</b>
5.1 Εισαγωγή.....σελ.53	σελ.53
5.2 PCC – Σημείο κοινής ζεύξης ( Point of common coupling) .....	σελ.53
5.3 Συνιστώμενα όρια αρμονικών τάσης.....σελ.53	σελ.53
5.4 Συνιστώμενα όρια παραμόρφωσης για συστήματα ονομαστικής ονομαστικής ισχύος 120V μέχρι 69 kV.....σελ.54	σελ.54
5.5 IEC 61000-3-2.....σελ.56	σελ.56
5.6 IEC 61000-3-4.....σελ.57	σελ.57
5.7 IEC 61000-2-4.....σελ.60	σελ.60
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6-Σχεδίαση Παθητικών Φίλτρων.....</b>	<b>σελ. 63</b>
6.1 Εισαγωγή :Φίλτρα σειράς και παράλληλα φίλτρα.....σελ.63	σελ.63
6.2 Τοποθέτηση των φίλτρων.....σελ.63	σελ.63
6.3 Μονοσυντονισμένα φίλτρα.....σελ.64	σελ.64
6.3.1.Συχνότητα συντονισμού.....σελ.64	σελ.64
6.3.2. Συχνότητα συντονισμού.....σελ.64	σελ.64
6.3.3. Ελάχιστο φίλτρο.....σελ.68	σελ.68
6.3.4. Μεταβαλλόμενες συχνότητες συντονισμού.....σελ.69	σελ.69
6.3.5. Επίδραση των ανοχών στα στοιχεία των φίλτρων.....σελ.71	σελ.71



6.3.6. Επαναληπτικές απαιτήσεις σχεδίασης.....σελ.72	
6.3.7. Διακοπή ενός από τα παράλληλα φίλτρα.....σελ.73	
6.3.8. Διάρθρωση των ενεργών kvar μεταξύ των παράλληλων φίλτρων.....σελ.74	
6.3.9 Απώλειες στους πυκνωτές.....σελ.74	
6.3.10. Αποσυντονισμός αρμονικού φίλτρου και ανισορροπία.....σελ.74	
6.3.11. Σχέσεις σε ST φίλτρο.....σελ.75	
6.3.12. Επιλογή του συντελεστή ποιότητας Q.....σελ.77	
6.4 Φίλτρο διπλού συντονισμού.....σελ. 78	
6.5. Ζωνοδιαβατά Φίλτρα.....σελ.81	
6.6 Φίλτρα αποσβεσης.....σελ.83	
6.7.Υψιπερατό Φίλτρο δεύτερης τάξης.....σελ.86	
6.8 Φίλτρο τύπου C.....σελ.90	
6.9 Καταστολή αρμονικών μηδενικής ακολουθίας.....σελ.95	
6.10 Περιορισμοί παθητικών φίλτρων.....σελ.97	
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7- Σχεδίαση Παθητικού Φίλτρου στο Simulink .....σελ. 99</b>	
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8-Ενεργά Φίλτρα Αρμονικών .....σελ. 103</b>	
8.1 Εισαγωγή:Ταξινόμηση ενεργών φίλτρων.....σελ.103	
8.2 Ενεργά φίλτρα πηγής ρεύματος.....σελ.103	
8.3 Ενεργά φίλτρα πηγής τάσης.....σελ.105	
8.4 Παράλληλα ενεργά φίλτρα.....σελ.108	
8.5 Ενεργά φίλτρα σειράς.....σελ.110	
8.6 Υβριδικά ενεργά φίλτρα.....σελ.112	
8.7 Ενοποιημένος ρυθμιστής ποιότητας ισχύος ή Unified Power Quality Conditioners (UPQC) .....σελ.115	
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 9- Παράλληλο ενεργό φίλτρο με ελεγκτή βασισμένο</b>	

**στη στιγμιαία θεωρία P-Q..... σελ. 118**

9.1 Εισαγωγή.....σελ.118

9.2 Μαθηματική Μοντελοποίηση της Στιγμιαίας Θεωρίας P-Q.....σελ.119

9.3 Ο μετασχηματισμός Clarke.....σελ.119

9.4 Τριφασική στιγμιαία πραγματική ισχύς και συνιστώσες  
μετασχηματισμού Clarke.....σελ.121

9.5 Η θεωρία στιγμιαίας ισχύος P-Q.....σελ.123

9.6 Η στιγμιαία θεωρία P-Q σε τριφασικά συστήματα τριών αγωγών.....σελ.123

9.7 Στρατηγική αντιστάθμισης και επιλογή ισχύων για αντιστάθμιση.....σελ.126

9.8 Έλεγχος Dc-Bus τάσης.....σελ. 128

9.9 Υπολογισμός ρευμάτων αναφοράς για τον αντισταθμιστή.....σελ.128

9.10 Ανιχνευτής τάσης θετικής ακολουθίας.....σελ.129

9.11 Ο ρόλος της επαγωγής ac και του πυκνωτή dc.....σελ.135

9.12 Μετατροπέας ισχύος για παράλληλα ενεργά φίλτρα.....σελ.135

9.13 Ελεγκτής ρεύματος.....σελ.136

**ΚΕΦΑΛΑΙΟ 10- Σχεδίαση ενεργού φίλτρου στο Simulink .....σελ. 138**

Συμπεράσματα .....σελ.153

Βιβλιογραφία.....σελ.155

## ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Τα μη γραμμικά φορτία συνεχώς αυξάνονται. Εκτιμάται ότι, κατά τα επόμενα 10 χρόνια, περισσότερο από το 60% των φορτίων θα είναι μη γραμμικά. Ένας αυξανόμενος αριθμός φορτίων καταναλωτών είναι ευαίσθητος στην κακή ποιότητα της ηλεκτρικής ενέργειας και εκτιμάται ότι τα προβλήματα ποιότητας της ηλεκτρικής ενέργειας κοστίζουν τις βιομηχανίες δεκάδες δισεκατομμύρια δολάρια το χρόνο. Αν και η εκτεταμένη χρήση του αυτοματισμού των καταναλωτών και των ηλεκτρονικών συστημάτων ισχύος οδηγεί σε υψηλότερη παραγωγικότητα, αυτά τα φορτία αποτελούν πηγή ηλεκτρικού θορύβου και αρμονικών και είναι λιγότερο ανθεκτικά στην κακή ποιότητα ισχύος. Για παράδειγμα, οι ρυθμιστές ταχύτητας (ASD) είναι λιγότερο ανθεκτικοί σε βυθίσεις τάσης, σε σύγκριση με τον κινητήρα επαγωγής, και μια βύθιση τάσης 10% ορισμένης χρονικής διάρκειας μπορεί να προκαλέσει διακοπή του ASD. Οι ASD παράγουν αρμονικές στις γραμμές και μια πηγή που περιέχει αρμονικές επηρεάζει τη λειτουργία τους, οδηγώντας σε περαιτέρω δημιουργία αρμονικών. Αυτό σημαίνει ότι τα μη γραμμικά φορτία που αποτελούν πηγή δημιουργίας αρμονικών είναι σχετικά λιγότερο ανθεκτικά στην κακή ποιότητα ισχύος που τα ίδια προκαλούν.

Η παγκόσμια αγορά φίλτρων αρμονικών αναμένεται να ξεπεράσει τα 1,1 δισεκατομμύρια δολάρια στις ΗΠΑ μέχρι το 2024 σύμφωνα με τον ιστότοπο [www.grandviewresearch.com](http://www.grandviewresearch.com). Η αυξανόμενη ζήτηση για ποιοτικά συστήματα διανομής ενέργειας σε συνδυασμό με την αυξανόμενη ανάγκη για χρήση μη γραμμικών φορτίων αναμένεται να οδηγήσει σε ανάπτυξη της αγοράς στο εγγύς μέλλον.

Οι αναπτυσσόμενες εφαρμογές σε βιομηχανικούς και εμπορικούς τομείς, όπως μετασχηματιστές ισχύος, λαμπτήρες φθορισμού, ρυθμιστές φωτισμού και κινητήρες με μεταβλητή ταχύτητα (VSD), συνέβαλαν σημαντικά στην επέκταση της βιομηχανίας τα τελευταία χρόνια. Οι αρμονικές παράγονται επίσης σε συμβατικούς εξοπλισμούς ισχύος, όπως μετασχηματιστές και κινητήρες (ο κορεσμός και το ξεκίνημα της λειτουργίας των μετασχηματιστών δημιουργούν αρμονικές).

Η αγορά έχει χωριστεί σε παθητικά, ενεργά και υβριδικά φίλτρα. Τα παθητικά φίλτρα κυριαρχούσαν στην παγκόσμια ζήτηση και αντιπροσώπευαν πάνω από το 70% των παγκόσμιων εσόδων το 2015 και αναμένεται να συνεχίσουν να κυριαρχούν στο εγγύς μέλλον.

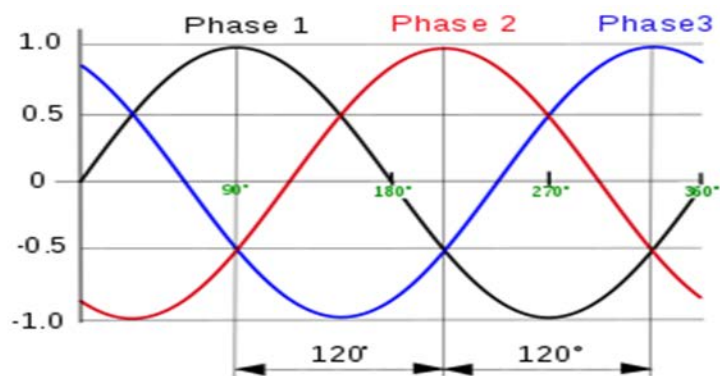
## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

### ΠΟΙΟΤΗΤΑ ΙΣΧΥΟΣ

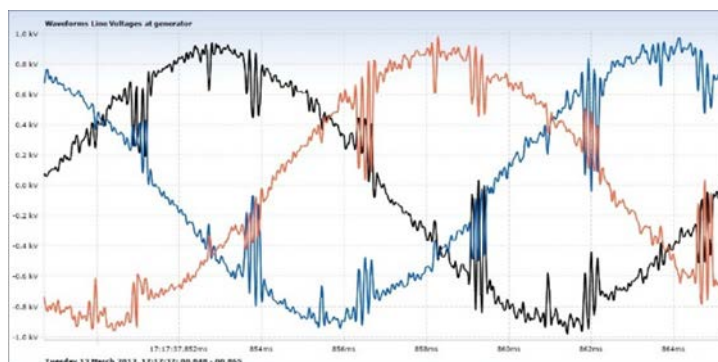
#### 1.1 Κυματομορφή της τάσης

Η ιδανική μορφή της τάσης θα ήταν ένα καθαρό συνημίτονο με σταθερό πλάτος και συχνότητα. Όταν μιλάμε για προβλήματα ποιότητας ισχύος, εννοούμε κάθε διαταραχή στην τάση, η οποία υπονομεύει την λειτουργία του ηλεκτρικού εξοπλισμού. Διαταραχές στην παρεχόμενη τάση συμβαίνουν, όταν εμφανίζονται αποκλίσεις στις ονομαστικές τιμές των χαρακτηριστικών της.

Τα χαρακτηριστικά της παρεχόμενης τάσης που επηρεάζονται από τις διαταραχές είναι η συχνότητα, το πλάτος, η κυματομορφή της τάσης ή του ρεύματος και η συμμετρία των τριών φάσεων.



Σχήμα 1.1.1 Ιδανική τριφασική τροφοδοσία δικτύου.



Σχήμα 1.1.2 Παραμορφωμένη τριφασική τροφοδοσία δικτύου.

## 1.2 Διαταραχές Συχνότητας

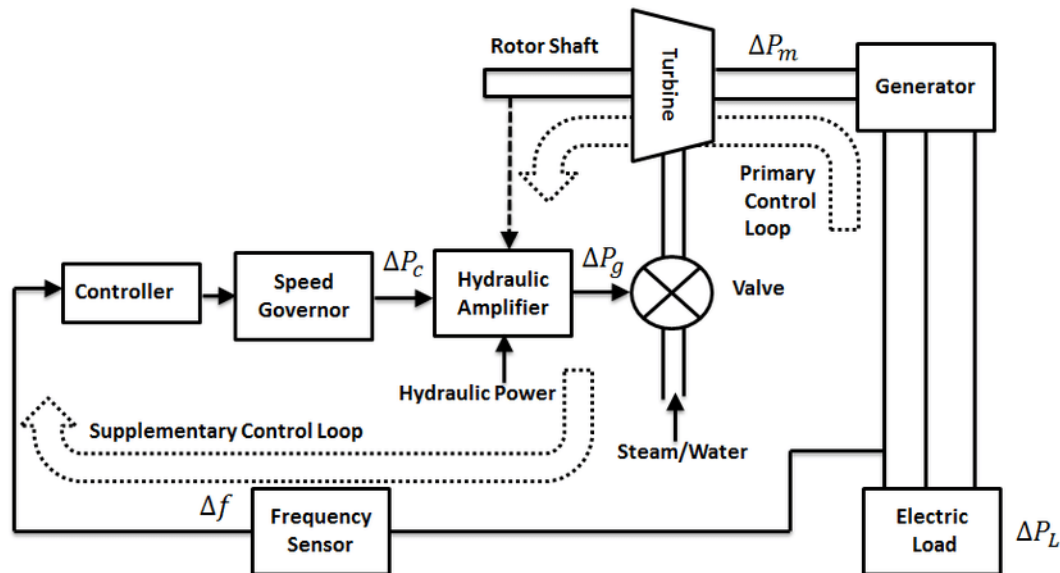
Η συχνότητα του συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας καθορίζεται από την ταχύτητα περιστροφής των δρομέων των γεννητριών των σταθμών παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας[36]. Η συχνότητα τροφοδοσίας είναι η συχνότητα των ηλεκτρικών ταλαντώσεων του εναλλασσόμενου ρεύματος (AC) σε ένα ηλεκτρικό δίκτυο. Στα περισσότερα μέρη του κόσμου, αυτή είναι 50 Hz.



Σχήμα 1.2.1 Διαταραχές Συχνότητας

Εάν η ισορροπία μεταξύ παραγωγής και ζήτησης δεν τηρείται, η συχνότητα του συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας θα έχει αυξομειώσεις, λόγω των αλλαγών στην περιστροφική ταχύτητα των δρομέων των γεννητριών. Αν η παραγόμενη ηλεκτρική ισχύς είναι μεγαλύτερη από το φορτίο, η ταχύτητα της γεννήτριας ή η συχνότητα του συστήματος αυξάνουν, ενώ στην αντίθετη περίπτωση ελαττώνονται. Το ποσό της απόκλισης και η διάρκειά της συχνότητας εξαρτώνται από τα χαρακτηριστικά του φορτίου και την απόκριση του ελέγχου αυτόματης παραγωγής στις αλλαγές των φορτίων. Οι διακυμάνσεις στη συχνότητα του δικτύου, είναι της τάξης του 1 %. Πολύ γρήγορες διακυμάνσεις της συχνότητας θα μπορούσαν να προκαλέσουν σοβαρό μηχανικό πρόβλημα, αλλά σε μεγάλα διασυνδεδεμένα συστήματα, όπως τα σημερινά, ο ρυθμός μεταβολής της συχνότητας παραμένει μέτριος ακόμη και για μεγάλες διαταραχές. Γενικότερα, όσο μεγαλύτερο είναι το σύστημα, τόσο λιγότερες είναι οι διακυμάνσεις στη συχνότητα.

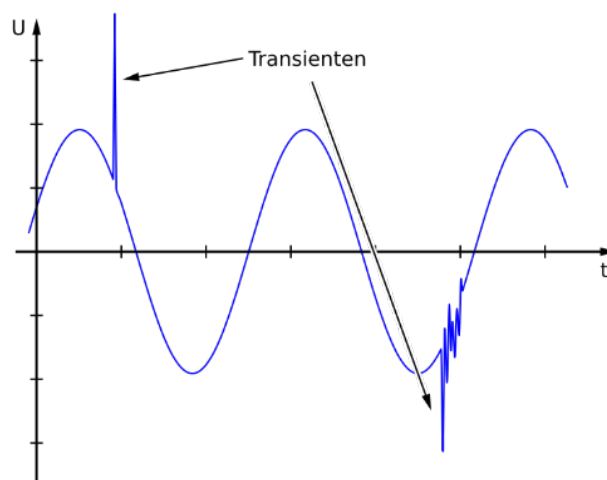
Για να διατηρούν την ονομαστική τους τιμή η συχνότητα και οι τάσεις των ζυγών είναι απαραίτητος ο έλεγχος των συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας με συστήματα αυτομάτου ελέγχου. Πιο συγκεκριμένα, ο έλεγχος αυτόματης παραγωγής, είναι ένα έλεγχος σε πραγματικό χρόνο με χρήση υπολογιστή, που σκοπός του είναι να διατηρεί την ονομαστική συχνότητα σε ολόκληρο το σύστημα και να κρατάει την ισχύ στις διασυνδεδετικές γραμμές στις τιμές των προδιαγραφών. Παρακάτω παρουσιάζεται το block διάγραμμα για τον αυτόματο έλεγχο της συχνότητας.



Σχήμα 1.2.2 Block διάγραμμα για τον αυτόματο έλεγχο της συχνότητας

### 1.3 Μεταβατικές Υπερτάσεις-Transients

Οι μεταβατικές υπερτάσεις είναι γρήγορες και σύντομης διάρκειας διαταραχές που προκαλούν παραμορφώσεις στην τάση ή το ρεύμα [36]. Τα χαρακτηριστικά και οι κυματομορφές των μεταβατικών υπερτάσεων εξαρτώνται από το σύστημα παραγωγής ενέργειας και τις παραμέτρους του ηλεκτρικού δικτύου (π.χ., αντίσταση, επαγωγή και χωρητικότητα) στο σημείο ενδιαφέροντος. Οι μεταβατικές υπερτάσεις μπορούν να ταξινομηθούν με βάση διάφορα χαρακτηριστικά τους όπως πλάτος, διάρκεια, χρόνος ανόδου, πλάτος φασματικής πυκνότητας ή συχνότητα εμφάνισης. Οι μεταβατικές υπερτάσεις συνήθως κατατάσσονται σε δύο κατηγορίες: κρουστικές υπερτάσεις (impulsive transients) και υπερτάσεις με αποσβεννόμενη ταλάντωση (oscillatory transient).



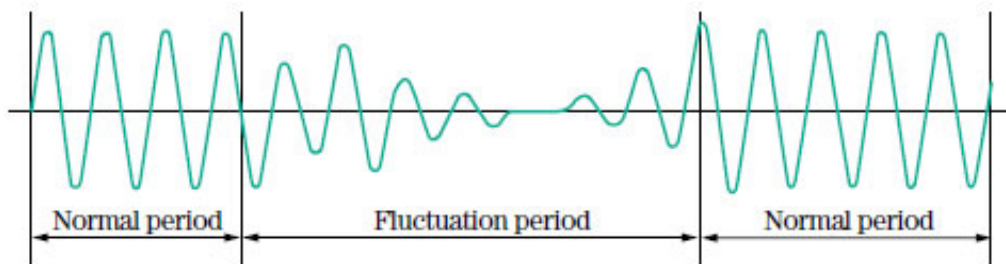
Σχήμα 1.3 Μεταβατικές Υπερτάσεις

Οι κρουστικές υπερτάσεις (impulsive transients) είναι απότομες μεταβολές στη μόνιμη κατάσταση της τάσης ή του ρεύματος. Η πιο κοινή αιτία των κρουστικών υπερτάσεων είναι οι κεραυνοί. Οι κρουστικές υπερτάσεις είναι πολύ γρήγορες, μικρότερες από 50 nsec. Οι κρουστικές υπερτάσεις μπορούν να διεγείρουν τα κυκλώματα συντονισμού ισχύος του συστήματος και να παράγουν υπερτάσεις με αποσβεννύμενη ταλάντωση. Οι υπερτάσεις με αποσβεννύμενη ταλάντωση (oscillatory transients) αποτελούν ξαφνική αλλαγή της σταθερής κατάστασης της τάσης, του ρεύματος ή και των δύο, χωρίς να μεταβάλλεται η συχνότητα του συστήματος, τόσο προς τη θετική όσο και προς την αρνητική κατεύθυνση στην πολικότητα. Μια υπέρταση με αποσβεννύμενη ταλάντωση είναι μια τάση ή ένα ρεύμα των οποίων η στιγμιαία τιμή αλλάζει πολικότητα ταχύτατα. Οι υπερτάσεις με αποσβεννύμενη ταλάντωση κατηγοριοποιούνται με βάση το φασματικό τους περιεχόμενο σε χαμηλής, μεσαίας και υψηλής συχνότητας. Αυτή η κατηγορία διαταραχών συναντάται συχνά σε συστήματα διανομής κυρίως λόγω ζεύξης και απόζευξης συσκευών, συστοιχιών πυκνωτών κ.ά.

Οι επιπτώσεις των μεταβατικών υπερτάσεων σε ένα σύστημα ισχύος εξαρτάται από το πλάτος τους και τη συχνότητά τους. Στην περίπτωση των κρουστικών υπερτάσεων, το πλάτος τους είναι η κύρια αιτία των προβλημάτων. Η ζημιά που μπορεί να προκληθεί στον εξοπλισμό λόγω κρουστικής υπέρτασης μπορεί να είναι άμεση (π.χ. κεραυνός). Μπορεί επίσης να είναι σταδιακή, όπως στην περίπτωση των χαμηλού πλάτους μεταβατικών υπερτάσεων, οι οποίες διασπούν με αργό ρυθμό τη μόνωση του εξοπλισμού.

#### 1.4 Διακυμάνσεις Τάσης (Voltage Fluctuations) και Flicker

Αν ποικίλλει το μέγεθος της τάσης, τότε κανονικά θα ποικίλλει και η ροή ισχύος στον εξοπλισμό. Η απόδοση του εξοπλισμού μπορεί να επηρεαστεί, αν οι διακυμάνσεις είναι αρκετά μεγάλες ή σε μια ορισμένη κρίσιμη περιοχή συχνοτήτων. Το φαινόμενο αυτό είναι αρκετά σημαντικό για τα φορτία φωτισμού. Αν η φωτεινότητα ενός λαμπτήρα διαφέρει στις συχνότητες μεταξύ περίπου 1 Hz και 10 Hz, τα μάτια μας είναι πολύ ευαίσθητα σε αυτό το φαινόμενο και πάνω από ένα ορισμένο μέγεθος της τάσης το "τρεμόπαιγμα" του φωτός γίνεται ενοχλητικό.



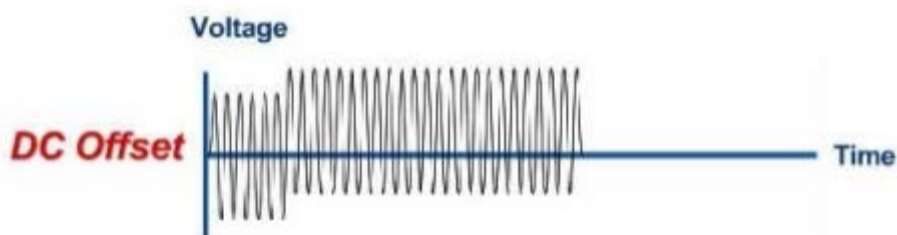
Σχήμα 1.4 Διακυμάνσεις Τάσης

Η γρήγορη μεταβολή του μεγέθους της τάσης ονομάζεται "διακύμανση τάσης-voltage fluctuation", ενώ το οπτικό ερέθισμα όπως αυτό γίνεται αντιληπτό από τον εγκέφαλό μας ονομάζεται "τρεμόπαιγμα" του φωτός-light flickering.

Εξοπλισμός ή συσκευές που παρουσιάζουν συνεχείς, γρήγορες διακυμάνσεις σε ρεύματα φορτίου μπορούν να προκαλέσουν διακυμάνσεις στην τάση και έτσι το φως τρεμοπαίζει. Οι ηλεκτρικοί κλίβανοι είναι η πιο κοινή πηγή διακυμάνσεων τάσης στο σύστημα μεταφοράς και διανομής. Ενδεικτικά, κάποιες άλλες πηγές διακυμάνσεων τάσης είναι: στατικοί μετατροπείς συχνότητας, κυκλομετατροπείς, ηλεκτροσυγκολλητές, μηχανισμοί κινητήρων με κυκλική λειτουργία, μεγάλες μηχανές (κατά την εκκίνηση). Η αφαίρεση του προβληματικού φορτίου, ή η εγκατάσταση UPS στη γραμμή ισχύος, είναι μέθοδοι για την επίλυση αυτού του προβλήματος.

### 1.5 Παραμόρφωση κυματομορφής(waveform distortion)παρουσία συνεχούς τάσης (DC Offset).

Συνεχές ρεύμα (DC) μπορεί να επαχθεί σε ένα AC σύστημα διανομής, συχνά λόγω της βλάβης ανορθωτών στους διαφόρους μετατροπείς AC σε DC. Το DC ρεύμα μπορεί να διαπεράσει το AC σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας και να προσθέσει ανεπιθύμητο ρεύμα σε συσκευές που ήδη λειτουργούν στην ονομαστική τους τιμή. Η υπερθέρμανση και ο κορεσμός των μετασχηματιστών μπορεί να είναι το αποτέλεσμα των κυκλοφορούντων DC ρευμάτων. Όταν ένας μετασχηματιστής έρχεται σε κορεσμό, όχι μόνο ζεσταίνεται, αλλά επίσης δεν είναι σε θέση να τροφοδοτήσει με πλήρη ισχύ το φορτίο. Η επακόλουθη αλλοίωση της κυματομορφής μπορεί να δημιουργήσει περαιτέρω αστάθεια στον ηλεκτρονικό εξοπλισμό του φορτίου.



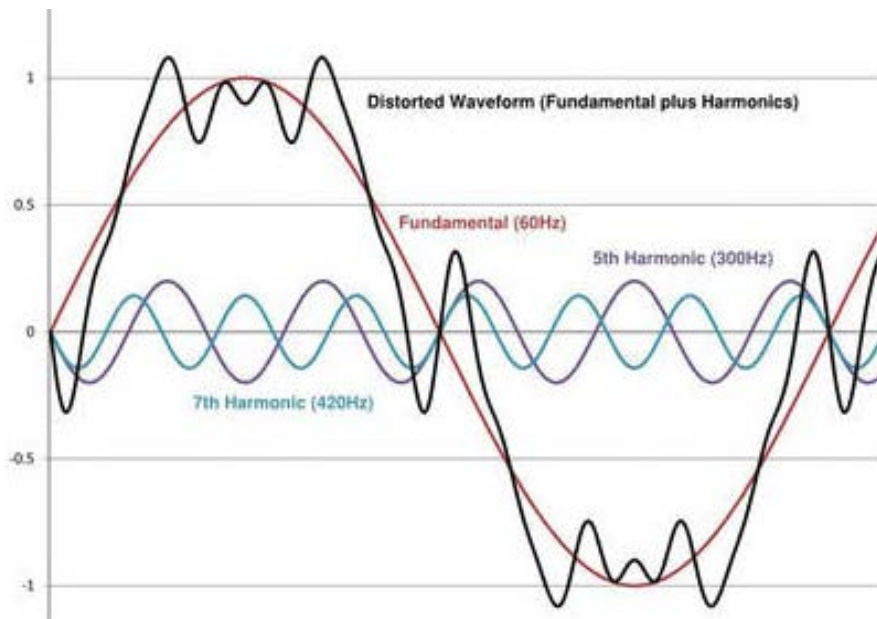
Σχήμα 1.5 Παραμόρφωση κυματομορφής παρουσία συνεχούς τάσης

### 1.6 Αρμονική Παραμόρφωση (Harmonic distortion).

Οι αρμονικές είναι ημιτονοειδείς τάσεις και ρεύματα που οι συχνότητές τους είναι ακέραια πολλαπλάσια της θεμελιώδους συχνότητας του συστήματος (στα περισσότερα μέρη του κόσμου η θεμελιώδης συχνότητα είναι 50 Hz, ενώ στην Αμερική είναι 60 Hz). Περιοδικές παραμορφωμένες κυματομορφές μπορούν να αναλυθούν στο άθροισμα της θεμελιώδους συχνότητας και των αρμονικών. Η αρμονική παραμόρφωση οφείλεται στη μη γραμμική συμπεριφορά συσκευών και φορτίων του συστήματος ισχύος.



Τα αρμονικά ρεύματα αυτά διαρρέουν τις εμπεδήσεις των καταναλώσεων του συστήματος και προκαλούν αρμονικές τάσεις. Οι αρμονικές αυτές τάσεις παραμορφώνουν την κυματομορφή της τάσης του δικτύου στο σημείο κοινής σύνδεσης των καταναλώσεων (PCC ,point of common coupling) με αποτέλεσμα πλέον τα φορτία να τροφοδοτούνται με παραμορφωμένη κυματομορφή τάσης κάτι το οποίο προκαλεί προβλήματα στην διάρκεια ζωής ,τη λειτουργία και την αξιοπιστία του εξοπλισμού.



Σχήμα 1.6 Αρμονική Παραμόρφωση

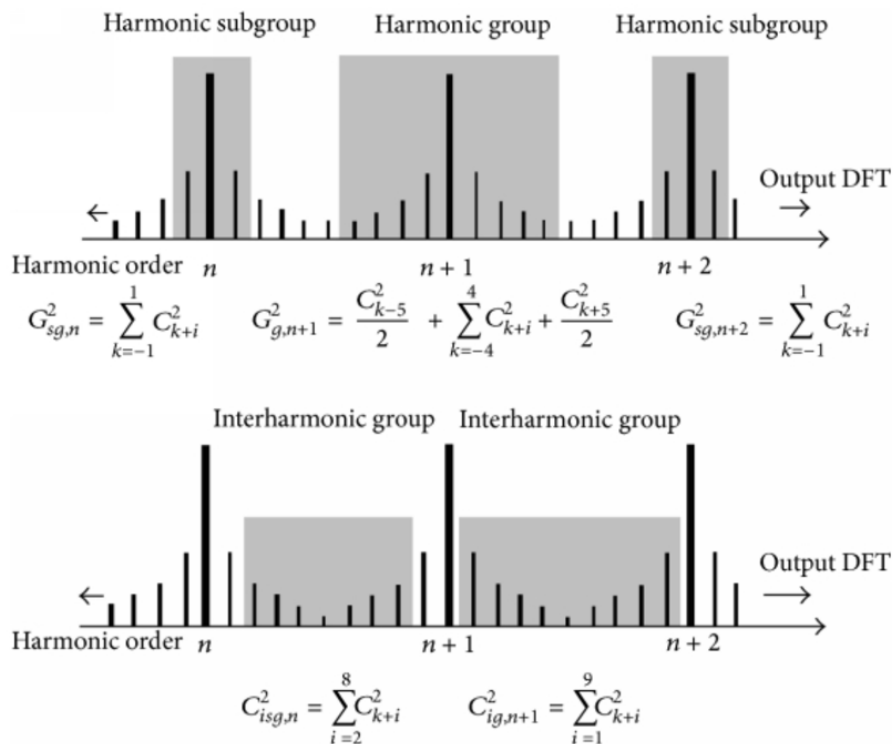
*Πως δημιουργούνται οι αρμονικές;*

Οι αρμονικές είναι βασικά το αποτέλεσμα της ραγδαίας διείσδυσης ηλεκτρονικών ισχύος των συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας και της χρήσης των ηλεκτρονικών στοιχείων ισχύος. Ειδικότερα η χρήση τροφοδοτικών ισχύος με διακοπτική λειτουργία για τον έλεγχο των φορτίων και τη μείωση της κατανάλωσης ισχύος οδηγεί σε ανεπιθύμητες συχνότητες που υπερτίθενται στην τάση τροφοδοσίας. Η αρμονική παραμόρφωση προκαλείται κυρίως από εξοπλισμό που παρουσιάζει μη γραμμική συμπεριφορά, δηλαδή από μη γραμμικά φορτία συνδεδεμένα στο δίκτυο.

Τα μη γραμμικά φορτία αλλοιώνουν την ημιτονοειδή φύση του εναλλασσόμενου ρεύματος, με αποτέλεσμα τη ροή αρμονικών ρευμάτων στο δίκτυο. Αυτό συμβαίνει, διότι το ρεύμα που διαπερνά ένα μη γραμμικό φορτίο δεν είναι ανάλογο της εφαρμοζόμενης τάσης στα άκρα του. Η ροή των αρμονικών ρευμάτων προκαλεί αρμονικές τάσεις μέσω των σύνθετων αντιστάσεων του συστήματος και συνεπώς παραμόρφωση της τάσης τροφοδοσίας.

### 1.7 Ενδιάμεσες Αρμονικές (Interharmonics).

Σε αντίθεση με τις αρμονικές, οι ενδιάμεσες αρμονικές είναι τάσεις ή ρεύματα που οι συχνότητές τους δεν είναι ακέραια πολλαπλάσια της θεμελιώδους συχνότητας του συστήματος (πχ στο σχήμα 1.7 μεταξύ του  $n$  και του  $n+1$ ). Οι κυριότερες πηγές ενδιάμεσων αρμονικών είναι οι στατικοί μετατροπείς συχνότητας, οι επαγωγικοί κλίβανοι, οι φούρνοι ηλεκτρικών τόξων κ.α. Η πιο αξιοσημείωτη επίπτωση των ενδιάμεσων αρμονικών είναι το flicker στις οθόνες των υπολογιστών και στις λάμπες πυρακτώσεως. Προκαλούν επίσης υπερθέρμανση στον εξοπλισμό και παρεμβολές στις τηλεπικοινωνίες.

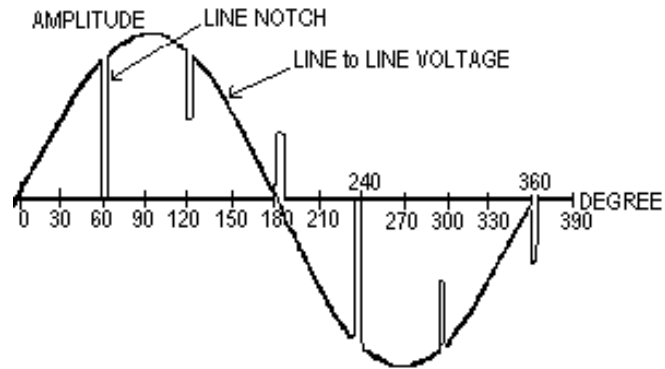


Σχήμα 1.7 Ενδιάμεσες Αρμονικές

### 1.8 Εγκοπές τάσης (Notching)

Οι εγκοπές-notching είναι μια περιοδική διαταραχή της τάσης που προκαλείται από την κανονική λειτουργία των ηλεκτρονικών ισχύος, όταν γίνεται μεταγωγή του ρεύματος από τη μία φάση στην άλλη. Αφού οι εγκοπές-notching συμβαίνουν περιοδικά και άρα εμφανίζονται συνεχώς, μπορούν να περιγραφούν μέσω του φάσματος αρμονικών της τάσης που επηρεάζουν. Ωστόσο, η διαταραχή αυτή αντιμετωπίζεται γενικά ως μια ειδική περίπτωση. Οι συχνότητες των εγκοπών μπορεί να είναι αρκετά υψηλές και έτσι το φαινόμενο δεν μπορεί εύκολα να περιγραφεί με εξοπλισμό μετρήσεων που χρησιμοποιείται κανονικά για την ανάλυση αρμονικών. Οι εγκοπές-notching

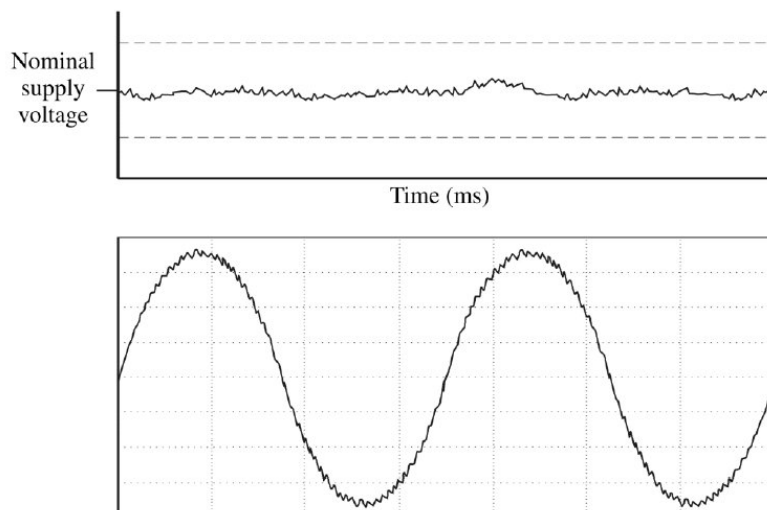
μπορεί να δημιουργήσουν προβλήματα στη μόνωση μετασχηματιστών και γεννητριών και σε αυξημένης ευαισθησίας εξοπλισμό μετρήσεων.



Σχήμα 1.8 Εγκοπές τάσης

### 1.9 Θόρυβος (Noise).

Ως θόρυβος ορίζονται ανεπιθύμητα ηλεκτρικά σήματα με ευρυζωνικό φασματικό περιεχόμενο μικρότερο από 200 kHz τα οποία υπερτίθενται στην τάση ή το ρεύμα του συστήματος. Θόρυβος στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας μπορεί να προκληθεί από ηλεκτρονικά ισχύος, κυκλώματα ελέγχου, εξοπλισμό ηλεκτρικού τόξου κ.ά. Τα σχετικά με το θόρυβο προβλήματα επιδεινώνονται αν η γείωση είναι ακατάλληλη, καθώς αποτυγχάνει η απομόνωση του θορύβου από το ηλεκτρικό σύστημα. Ο θόρυβος επηρεάζει κυρίως μικροϋπολογιστές και PLC. Το πρόβλημα του θορύβου μπορεί να μετριαστεί χρησιμοποιώντας φίλτρα και μετασχηματιστές απομόνωσης.



Σχήμα 1.9 Θόρυβος

### **1.10 Ασυμμετρία Τάσης (Voltage Imbalance or Voltage Unbalance).**

Σε ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα οι φασικές τάσεις των τριών γραμμών είναι ίσες σε μέτρο και έχουν διαφορά φάσης μεταξύ τους κατά  $120^\circ$ . Ασυμμετρία τάσης εμφανίζεται είτε όταν υπάρχει διαφορά στην ενεργό τιμή της τάση μεταξύ των φάσεων είτε όταν η γωνία μεταξύ των φάσεων αποκλίνει από τις  $120^\circ$ . Σύμφωνα με τα πρότυπα η ασυμμετρία τάσης ορίζεται ως ο λόγος της συνιστώσας αρνητικής ή μηδενικής ακολουθίας προς τη συνιστώσα θετικής ακολουθίας της τάσης. Στην πραγματικότητα, οι τάσεις είναι σπάνια ακριβώς ισορροπημένες μεταξύ των φάσεων.

Ωστόσο όταν η ασυμμετρία ξεπεράσει κάποια όρια μπορεί να δημιουργήσει προβλήματα κυρίως στους τριφασικούς κινητήρες λόγω υπερθέρμανσης. Η ασυμμετρία τάσης μπορεί να δημιουργήσει ανισορροπία στο ρεύμα με τιμή 6 έως 10 φορές την τιμή της ασύμμετρης τάσης. Με τη σειρά της η ασυμμετρία στο ρεύμα παράγει θερμότητα στα τυλίγματα του κινητήρα, η οποία αποδομεί τη μόνωση του κινητήρα προκαλώντας έτσι μόνιμη βλάβη. Αυτή η περίπτωση βλάβης μπορεί να οδηγήσει σε εξαιρετικά δαπανηρές διακοπές της λειτουργίας των εγκαταστάσεων. Για να διορθωθεί η ασυμμετρία της τάσης χρειάζεται αναπροσαρμογή των φορτίων ή προσαρμογή της εγκατάστασης στις εισερχόμενες τάσεις.

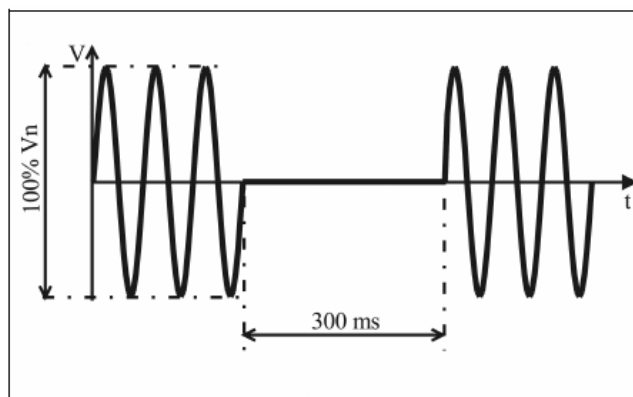
### **1.11 Διαταραχές Τάσης Μικρής Διάρκειας**

Οι μικρής διάρκειας διαταραχές της τάσης προκαλούνται από σφάλματα ή από την ενεργοποίηση μεγάλων φορτίων που απαιτούν υψηλά ρεύματα εκκίνησης. Χωρίζονται στις εξείς υποκατηγορίες: βυθίσεις τάσης (sags), υπερτάσεις (swells) και διακοπές τάσης (interruptions).

### **1.12 Διακοπές Τάσης (Interruptions).**

Διακοπή συμβαίνει όταν η τάση τροφοδοσίας ή το ρεύμα φορτίου γίνεται μικρότερο από  $0.1 \text{ pu}^*$  μέσα σε χρονικό διάστημα που δεν ξεπερνά το ένα λεπτό. Οι διακοπές τάσης μπορεί να οφείλονται σε σφάλματα του συστήματος ισχύος, σε βλάβες του εξοπλισμού ή σε δυσλειτουργία των συστημάτων ελέγχου. Η διάρκεια μιας διακοπής λόγω σφάλματος του συστήματος καθορίζεται από το χρόνο λειτουργίας των συσκευών προστασίας του συστήματος. Στιγμιαία επαναφορά του συστήματος μετά από ένα σφάλμα γενικά θα περιορίσει το χρόνο της διακοπής σε λιγότερο από 30 κύκλους. Καθυστερημένη επαναφορά του συστήματος προστασίας μπορεί να προκαλέσει μια στιγμιαία ή προσωρινή διακοπή.

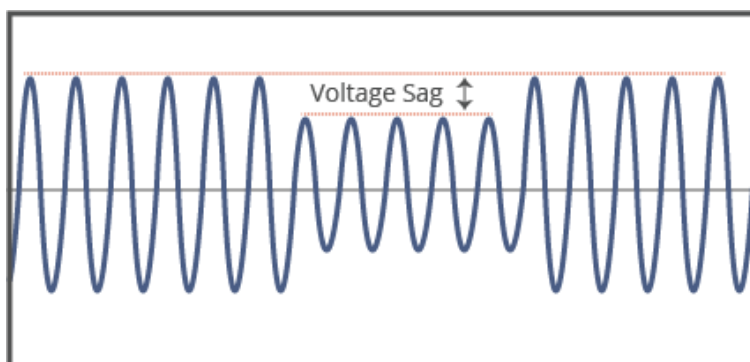
\* per unit (p.u.): ένα σύστημα ανά μονάδα είναι η έκφραση των ποσοτήτων του συστήματος ως κλάσματα μιας καθορισμένης ποσότητας μονάδας βάσης



Σχήμα 1.12 Διακοπές Τάσης

### 1.13 Βυθίσεις Τάσης (Sags).

Η βύθιση τάσης είναι η μείωση της ενεργού τιμής της τάσης μεταξύ 0.1 και 0.9 pu. Οι βυθίσεις τάσης διαρκούν από μισό κύκλο μέχρι ένα λεπτό. Προκαλούνται συνήθως από ενεργοποίηση μεγάλων φορτίων, εκκίνηση μεγάλων επαγωγικών μηχανών, βραχυκυκλώματα μίας φάσης με τη γη, μεταφορά φορτίου από μια πηγή ισχύος σε άλλη και ηλεκτριση μετασχηματιστών. Οι βυθίσεις τάσης είναι ο κυριότερος λόγος δυσλειτουργιών των ηλεκτρικών συσκευών χαμηλής τάσης. Συγκεκριμένα, παρουσιάζονται επιπτώσεις στις διατάξεις των ηλεκτρονικών ισχύος, στη λειτουργία των κινητήρων και συστημάτων ελέγχου (PLC). Οι επιπτώσεις αυτής της διαταραχής αντιμετωπίζονται με χρήση συσκευών αποθήκευσης ενέργειας (UPS) ή συσκευές ρύθμισης της τάσης (AVR).



Σχήμα 1.13 Βυθίσεις Τάσης

### 1.14 Υπερτάσεις μικρής διάρκειας (Swells).

Μια υπέρταση μικρής διάρκειας ή στιγμιαία υπέρταση ορίζεται ως μία αύξηση μεταξύ 1,1 και 1,8 pu στην rms τιμή της τάσης ή του ρεύματος στη συχνότητα ισχύος για διάρκειες από 0,5 κύκλους μέχρι 1 λεπτό.

Όπως και με τις βυθίσεις τάσης, οι υπερτάσεις μικρής διάρκειας συνήθως συνδέονται με συνθήκες σφάλματος του συστήματος, αλλά δεν είναι τόσο κοινή διαταραχή όσο η βύθιση τάσης. Μια αιτία υπέρτασης είναι η προσωρινή αύξηση τάσης στις υγιείς φάσεις κατά τη διάρκεια ενός μονοφασικού με τη γη βραχυκυκλώματος. Υπέρταση μπορεί επίσης να προκληθεί από την απενεργοποίηση ενός μεγάλου φορτίου ή την ενεργοποίηση μιας μεγάλης συστοιχίας πυκνωτών. Οι υπερτάσεις χαρακτηρίζονται από το μέγεθός τους (ενεργός τιμή) και τη διάρκειά τους. Η σοβαρότητα της διαταραχής της υπέρτασης κατά τη διάρκεια σφάλματος είναι μία συνάρτηση της θέσης του σφάλματος, της αντίστασης του συστήματος και της γείωσης. Οι υπερτάσεις μικρής διάρκειας αντιμετωπίζονται με τον ίδιο τρόπο που αντιμετωπίζονται και οι βυθίσεις τάσης, δηλ. με UPS και διατηρητές ισχύος.

### **1.15 Διαταραχές τάσης μεγάλης διάρκειας**

Η απόκλιση της ενεργού τιμής της τάσης από την ονομαστική της τιμή για περισσότερο από ένα λεπτό ονομάζεται διαταραχή τάσης μεγάλης διάρκειας. Οι κυριότερες αιτίες των διαταραχών τάσης μεγάλης διάρκειας είναι οι μεταβολές των φορτίων και οι διακοπτικές λειτουργίες του συστήματος. Τα διεθνή πρότυπα χωρίζουν τις διαταραχές μεγάλης διάρκειας σε τρεις κατηγορίες: διακοπές τάσης μεγάλης διάρκειας (sustained interruption), βυθίσεις τάσης μεγάλης διάρκειας (undervoltage) και υπερτάσεις μεγάλης διάρκειας (overvoltage).

Παρατεταμένες διακοπές τάσης (Sustained Interruption). Όταν η τάση τροφοδοσίας είναι μηδενική για ένα χρονικό διάστημα μεγαλύτερο του ενός λεπτού, αυτή η μακράς διάρκειας μεταβολή της τάσης θεωρείται μια παρατεταμένη διακοπή. Οι διακοπές της τάσης που διαρκούν περισσότερο από 1 λεπτό είναι συχνά μόνιμες και απαιτούν ανθρώπινη παρέμβαση για την αποκατάσταση του συστήματος.

Υπερτάσεις μεγάλης διάρκειας (Overvoltage). Η υπέρταση (μεγάλης διάρκειας) είναι μια αύξηση της rms τιμής της τάσης μεγαλύτερη από 110% στη συχνότητα της ισχύος για διάρκεια περισσότερο από 1 λεπτό. Συνήθως οι υπερτάσεις είναι το αποτέλεσμα των μεταβολών φορτίου και συμβαίνουν είτε επειδή το σύστημα είναι πολύ αδύναμο για την επιθυμητή ρύθμιση της τάσης είτε επειδή οι έλεγχοι της τάσης είναι ανεπαρκείς.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

### ΑΡΜΟΝΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ & ΑΝΑΛΥΣΗ FOURIER

#### 2.1 Περιοδικές συναρτήσεις

Μια συνάρτηση είναι περιοδική αν ορίζεται για όλες τις πραγματικές τιμές του  $t$  και αν υπάρχει θετικός αριθμός  $T$  τέτοιος ώστε:

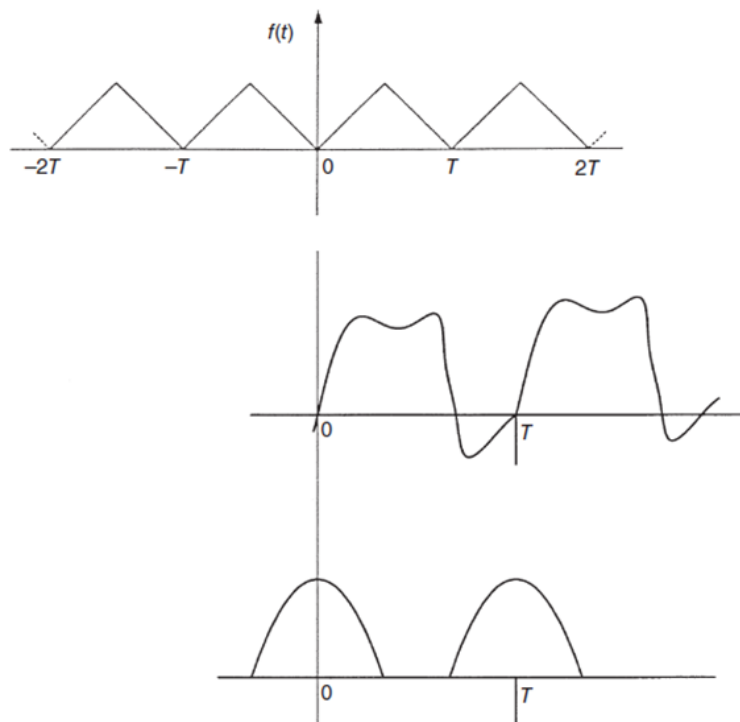
$$f(t) = f(t + T) = f(t + 2T) = f(t + nT) \quad (2.1)$$

τότε το  $T$  ονομάζεται περίοδος της συνάρτησης. Εάν το  $k$  είναι οποιοσδήποτε ακέραιος και  $f(t + kT) = f(t)$  για όλες τις τιμές του  $t$  και αν δύο συναρτήσεις  $f_1(t)$  και  $f_2(t)$  έχουν την ίδια περίοδο  $T$ , τότε η συνάρτηση  $f_3(t) = af_1(t) + bf_2(t)$ , όπου  $a$  και  $b$  είναι σταθερές, και θα έχει επίσης την ίδια χρονική περίοδο  $T$ . Το σχήμα 2.1 παρουσιάζει περιοδικές συναρτήσεις. Οι συναρτήσεις:

$$f_1(t) = \cos\left(\frac{2\pi n}{T}t\right) = \cos(n\omega_0 t) \quad (2.2)$$

$$f_2(t) = \sin\left(\frac{2\pi n}{T}t\right) = \sin(n\omega_0 t) \quad (2.3)$$

παρουσιάζουν ιδιαίτερο ενδιαφέρον. Κάθε συχνότητα των ημιτονοειδών συναρτήσεων  $n\omega_0$  λέγεται ότι είναι  $n$ -ης τάξης της θεμελιώδους συχνότητας  $\omega_0$  και κάθε μία από αυτές τις συχνότητες σχετίζεται με χρόνο  $t$ .



Σχήμα 2.1 Περιοδικές συναρτήσεις

## 2.2 Σειρές Fourier και συντελεστές Fourier

Μια περιοδική συνάρτηση μπορεί να αναλυθεί σε μια σειρά Fourier. Η σειρά αυτή έχει την έκφραση:

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \left( a_n \cos \frac{2n\pi t}{T} + b_n \sin \frac{2n\pi t}{T} \right) \quad (2.4)$$

όπου  $a_0$  είναι η μέση τιμή της συνάρτησης  $f(t)$ . Καλείται επίσης DC συνιστώσα, και οι όροι  $a_n$  και  $b_n$  ονομάζονται συντελεστές Fourier. Η παραπάνω σειρά καλείται τριγωνομετρική σειρά Fourier. Η σειρά Fourier μιας περιοδικής συνάρτησης είναι το άθροισμα των ημιτονοειδών συνιστωσών των διαφορετικών συχνοτήτων. Ο όρος  $2\pi/T$  μπορεί να γραφτεί και  $\omega$ . Ο  $n$ -οστός όρος  $n\omega$  στη συνέχεια ονομάζεται  $n$ -οστή αρμονική και για  $n = 1$  παίρνουμε την θεμελιώδη συνιστώσα.

Οι όροι  $a_0$ ,  $a_n$ , και  $b_n$  υπολογίζονται ως εξής:

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{-T/2}^{T/2} f(t) dt$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \cos\left(\frac{2n\pi t}{T}\right) dt \quad \text{για } n = 1, 2, \dots, \infty$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{-T/2}^{T/2} \sin\left(\frac{2n\pi t}{T}\right) dt \quad \text{για } n = 1, 2, \dots, \infty$$

Αυτές οι εξισώσεις μπορούν να γραφτούν συναρτήσει της γωνιακής συχνότητας:

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \omega t d\omega t$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \omega t \cos(n\omega t) d\omega t$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x) \omega t \sin(n\omega t) d\omega t$$



Αυτό δίνει:

$$x(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos(n\omega t) + b_n \sin(n\omega t)) \quad (2.5)$$

Μπορούμε να γράψουμε:

$$\begin{aligned} a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t &= [a_n^2 + b_n^2]^{1/2} [\sin\varphi_n \cos n\omega t + \cos\varphi_n a_n \sin n\omega t] = \\ &= [a_n^2 + b_n^2]^{1/2} \sin(n\omega t + \varphi_n) \end{aligned}$$

όπου:

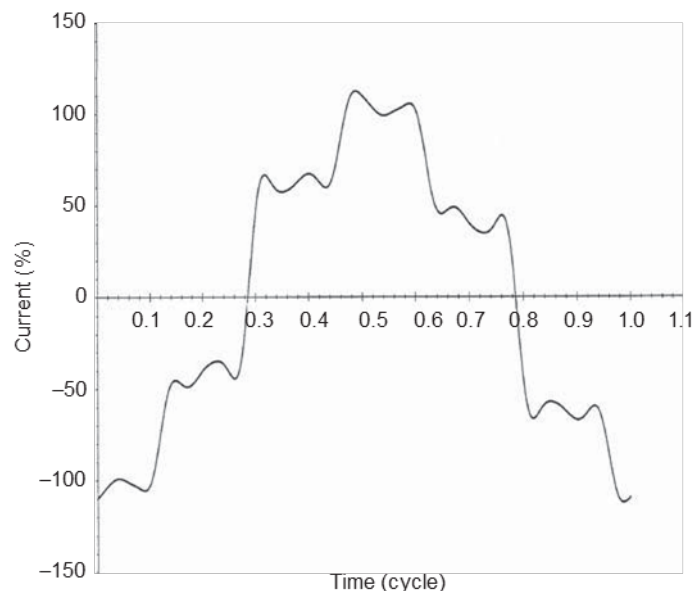
$$\varphi_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n}$$

Οι συντελεστές μπορούν να γραφτούν με δύο χωριστά ολοκληρώματα:

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} x(t) \cos\left(\frac{2n\pi t}{T}\right) dt + \frac{2}{T} \int_{-T/2}^0 x(t) \cos\left(\frac{2n\pi t}{T}\right) dt \quad (2.6)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} x(t) \sin\left(\frac{2n\pi t}{T}\right) dt + \frac{2}{T} \int_{-T/2}^0 x(t) \sin\left(\frac{2n\pi t}{T}\right) dt \quad (2.7)$$

Παρακάτω παρουσιάζεται η κυματομορφή του ρεύματος εισόδου μιας εξαπαλμικής ανόρθωσης:



Σχήμα 2.2 Κυματομορφή ρεύματος εισόδου εξαπαλμικής ανόρθωσης

Η παραπάνω κυματομορφή με την βοήθεια της ανάλυσης Fourier μπορεί να περιγραφεί από την εξίσωση :

$$I = \sin(\omega t - 30^\circ) + 0.17 \sin(5\omega t + 174^\circ) + 0.12 \sin(7\omega t + 101^\circ) + \dots$$

Έτσι με απλή εποπτεία της εξίσωσης μπορούμε να πούμε ότι η 5<sup>η</sup> αρμονική έχει πλάτος ίσο με το 17% της θεμελιώδους συνιστώσας, η 7<sup>η</sup> αρμονική έχει πλάτος ίσο με το 12% της θεμελιώδους συνιστώσας κλπ.

Σε ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα κάτω από μη ημιτονοειδής συνθήκες, η τάση αρμονικής τάξης h (ή το ρεύμα με ανάλογο τρόπο) μπορεί να εκφραστεί ως:

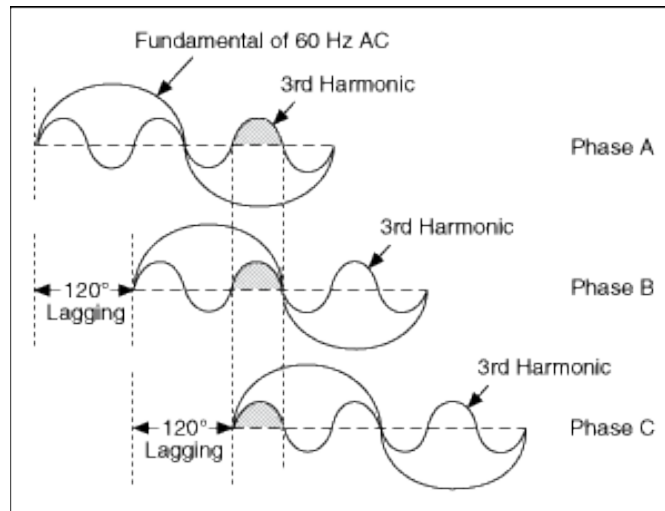
$$\begin{aligned}
 V_{ah} &= \sum_{h \neq 1} V_h (h\omega_0 t - \theta_h) \\
 V_{bh} &= \sum_{h \neq 1} V_h (h\omega_0 t - (h\pi/3)\theta_h) \\
 V_{ch} &= \sum_{h \neq 1} V_h (h\omega_0 t - (2h\pi/3)\theta_h)
 \end{aligned} \tag{2.8}$$

Με βάση τις εξισώσεις 2.8 και θεωρώντας αντίωρολογιακή περιστροφή των θεμελιωδών φασόρων, μπορούμε να γράψουμε:

$$\begin{aligned}
 V_a &= V_1 \sin \omega t + V_2 \sin 2\omega t + V_3 \sin 3\omega t + V_4 \sin 4\omega t + V_5 \sin 5\omega t + \dots \\
 V_b &= V_1 \sin(\omega t - 120^\circ) + V_2 \sin(2\omega t - 240^\circ) + V_3 \sin(3\omega t - 360^\circ) + V_4 \sin(4\omega t - 480^\circ) \\
 &\quad + V_5 \sin(5\omega t - 600^\circ) + \dots \\
 &= V_1 \sin(\omega t - 120^\circ) + V_2 \sin(2\omega t + 120^\circ) + V_3 \sin(3\omega t) + V_4 \sin(4\omega t - 120^\circ) \\
 &\quad + V_5 \sin(5\omega t - 120^\circ) + \dots \\
 V_c &= V_1 \sin(\omega t + 120^\circ) + V_2 \sin(2\omega t + 240^\circ) + V_3 \sin(3\omega t + 360^\circ) + V_4 \sin(4\omega t + 480^\circ) \\
 &\quad + V_5 \sin(5\omega t + 600^\circ) + \dots \\
 &= V_1 \sin(\omega t + 120^\circ) + V_2 \sin(2\omega t - 120^\circ) + V_3 \sin(3\omega t) + V_4 \sin(4\omega t + 120^\circ) \\
 &\quad + V_5 \sin(5\omega t - 120^\circ) + \dots
 \end{aligned}$$

Υπό συμμετρικές συνθήκες, η αρμονική h (η συχνότητα της αρμονικής = h φορές επί την βασική συχνότητα) της φάσης b καθυστερεί h επί 120° από την αντίστοιχη αρμονική στην φάση a. Η h αρμονική της φάσης c καθυστερεί h επί 240° από την αντίστοιχη αρμονική στην φάση a. Στην περίπτωση των τριπλών αρμονικών\*, η μετατόπιση των γωνιών φάσης κατά τρεις φορές (γιατί εδώ h=3) έχουμε 3\*120° = 360° και 3\*240° = 720° κάτι έχει ως αποτέλεσμα οι αρμονικές αυτές να είναι συμφασικές όπως φαίνεται στο σχήμα 2.3:

\* Οι τριπλές αρμονικές ορίζονται ως τα περιττά πολλαπλάσια της τρίτης αρμονικής (πχ 3<sup>η</sup>, 9<sup>η</sup>, 15<sup>η</sup>, 21<sup>η</sup> κ.τ.λ.)



Σχήμα 2.3 Τριπλές αρμονικές

Ο πίνακας 2.1 δείχνει την ακολουθία των αρμονικών και το μοτίβο είναι θετικό - αρνητικό - μηδέν. Μπορούμε να γράψουμε:

Οι αρμονικές της τάξης  $3h + 1$  έχουν θετική ακολουθία

Οι αρμονικές της τάξης  $3h + 2$  έχουν αρνητική ακολουθία

Οι αρμονικές της τάξης  $3h$  είναι μηδενικής ακολουθίας

Πίνακας 2.1 Τάξη Αρμονικών και φορά περιστροφής

Αρμονική τάξη	Ορθή	Αντίστροφη
Θεμελιώδης συνιστώσα	x	
2		x
4	x	
5		x
7	x	
8		x
10	x	
11		x
13	x	
14		x
16	x	
17		x
19	x	
20		x
22	x	
23		x
25	x	
26		x
28	x	
29		x
31	x	

Σημείωση: Το μοτίβο επαναλαμβάνεται για αρμονικές υψηλότερης τάξης.

Όλες οι τριπλές αρμονικές που παράγονται από μη γραμμικά φορτία είναι μηδενικής ακολουθίας, έτσι αυτές αθροίζονται στο ουδέτερο. Σε ένα τριφασικό σύστημα τεσσάρων αγωγών, με απόλυτα συμμετρικά μονοφασικά φορτία μεταξύ φάσης και ουδέτερου, όλες οι αρμονικές θετικής και αρνητικής ακολουθίας θα ακυρωθούν αφήνοντας μόνο τις αρμονικές μηδενικής ακολουθίας.

Σε ένα ασύμμετρο τριφασικό σύστημα, που τροφοδοτεί μονοφασικό φορτίο, ο ουδέτερος διαρρέεται από τα ρεύματα φορτίου μηδενικών ακολουθιών και την εναπομένουσα ασυμμετρία των ροών θετικής και αρνητικής ακολουθίας. Ακόμα οι ζυγές αρμονικές απουσιάζουν στη γραμμή όταν έχουμε συμμετρικές τάσεις, και έτσι οι ασύμμετρες κυματομορφές θα προσθέσουν και ζυγές αρμονικές στους αγωγούς των φάσεων.

### **Εμπεδήσεις θετικής, αρνητικής και μηδενικής ακολουθίας των στοιχείων του συστήματος ισχύος**

Οι εμπεδήσεις θετικής, αρνητικής και μηδενικής ακολουθίας ποικίλουν πολύ, ανάλογα με τον εξοπλισμό του συστήματος ισχύος. Για παράδειγμα, για τους μετασχηματιστές, οι σύνθετες αντιστάσεις θετικής και αρνητικής ακολουθίας μπορούν να θεωρηθούν ίσες, αλλά η σύνθετη αντίσταση μηδενική ακολουθίας μπορεί να είναι άπειρη ανάλογα με τις συνδέσεις των τυλιγμάτων του μετασχηματιστή και τη γείωση. Η σύνθετη αντίσταση μηδενικής ακολουθίας των γραμμών μεταφοράς μπορεί να είναι δύο έως τρεις φορές εκείνη της θετικής ή αρνητικής ακολουθίας. Ακόμα και για τη ροή ρεύματος στη θεμελιώδη συχνότητα, η ακριβής μοντελοποίηση των σύνθετων συνιστωσών των ακολουθιών είναι σημαντική και πρέπει να μοντελοποιούνται οι αντιστάσεις ακολουθίας των αρμονικών.

### **2.3 Αρμονικοί δείκτες**

#### **Παράγοντας Παραμόρφωσης**

Ένας δείκτης της αρμονικής παραμόρφωσης που έχει οριστεί ως συντελεστής αρμονικής παραμόρφωσης είναι ο εξής:

$$DF = \sqrt{\frac{\sum \text{των τετραγώνων των πλατών όλων των αρμονικών}}{\text{το τετράγωνο του πλάτους της θεμελιώδους συνιστώσας}}} \times 100\% \quad (2.9)$$

Ο συνηθέστερα χρησιμοποιούμενος δείκτης, είναι η συνολική αρμονική παραμόρφωση (THD), ο οποίος χρησιμοποιείται πιο συχνά και είναι ο ίδιος με τον DF.

Εξισώσεις Αρμονικών Δεικτών:

η RMS τάση παρουσία αρμονικών μπορεί να γραφτεί ως:

$$V_{\text{rms}} = \sqrt{\sum_{h=1}^{h=\infty} V_{h,\text{rms}}^2} \quad (2.10)$$

Και ομοίως, η έκφραση για το ρεύμα είναι:

$$I_{\text{rms}} = \sqrt{\sum_{h=1}^{h=\infty} I_{h,\text{rms}}^2} \quad (2.11)$$

Ο συνολικός συντελεστής παραμόρφωσης για την τάση είναι:

$$\text{THD}_V = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h=\infty} V_{h,\text{rms}}^2}}{V_{f,\text{rms}}} \quad (2.12)$$

όπου  $V_{f,\text{rms}}$  είναι η τάση στη βασική συχνότητα. Αυτό μπορεί να γραφτεί ως

$$\text{THD}_V = \sqrt{\left(\frac{V_{\text{rms}}}{V_{f,\text{rms}}}\right)^2 - 1} \quad (2.13)$$

$$V_{\text{rms}} = V_{f,\text{rms}} \sqrt{1 + \text{THD}_V^2} \quad (2.14)$$

Ομοίως,

$$\text{THD}_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h=\infty} I_{h,\text{rms}}^2}}{I_{f,\text{rms}}} = \sqrt{\left(\frac{I_{\text{rms}}}{I_{f,\text{rms}}}\right)^2 - 1} \quad (2.15)$$

$$I_{\text{rms}} = I_{f,\text{rms}} \sqrt{1 + \text{THD}_I^2} \quad (2.16)$$

όπου  $I_{f,\text{rms}}$  είναι το ρεύμα της βασικής συχνότητας.

Ο δείκτης ολικής αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος ως προς το μέγιστο ρεύμα φορτίου (TDD) ορίζεται ως:

$$\text{TDD} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{h=\infty} I_h^2}}{I_L} \quad (2.17)$$

όπου  $I_L$  είναι η θεμελιώδη συνιστώσα του μέγιστου ζητούμενου ρεύματος φορτίου. Υπολογίζεται ως ο μέσος όρος των μεγίστων μηνιαίων ζητούμενων ρευμάτων των τελευταίων δώδεκα μηνών. Το ρεύμα αυτό μπορεί να υπολογιστεί ως η μέση τιμή των μεγίστων τιμών του ρεύματος φορτίου ανά μήνα για τους προηγούμενους 12 μήνες ή μπορεί να χρειασθεί να γίνει εκτίμηση, αν για παράδειγμα πρόκειται να συνδεθεί στο δίκτυο ένας νέος καταναλωτής.

Η μερική σταθμισμένη αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος (PWHHD) ορίζεται ως:

$$\text{PWHHD}_I = \frac{\sqrt{\sum_{h=14}^{h=40} hI_h^2}}{I_{f,\text{rms}}} \quad (2.18.1)$$

όπου  $I_{f,\text{rms}}$  είναι το ρεύμα της βασικής συχνότητας.

#### 2.4 Συντελεστής ισχύος , συντελεστής μετατόπισης και συντελεστής παραμόρφωσης

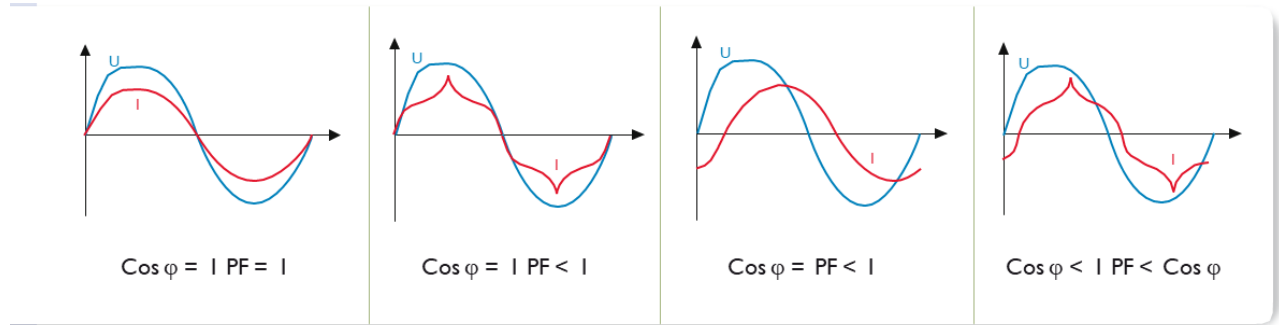
Για ημιτονοειδείς τάσεις και ρεύματα, ο συντελεστής ισχύος ορίζεται ως ο λόγος kW / kVA και η γωνία του συντελεστή ισχύος  $\varphi$  είναι:

$$\varphi = \cos^{-1} \frac{kW}{kVA} = \tan^{-1} \frac{kvar}{kW} \quad (2.18.2)$$

Ο συντελεστής ισχύος παρουσία αρμονικών αποτελείται από δύο συνιστώσες: αυτήν της μετατόπισης και αυτήν της παραμόρφωσης. Η επίδραση των δύο συνδυάζεται στο συνολικό συντελεστή ισχύος. Η συνιστώσα μετατόπισης είναι ο λόγος της πραγματικής ισχύος του θεμελιώδους κύματος σε watt προς την φαινόμενη ισχύ του θεμελιώδους κύματος σε volt-ampere. Αυτός είναι ο συντελεστής ισχύος που “βλέπουν” οι μετρητές watt-hour και var-hour. Ο συντελεστής παραμόρφωσης είναι το μέρος που σχετίζεται με αρμονικές τάσεις και ρεύματα:

$$PF_{\text{συνολικός}} = PF_{\text{μετατόπισης}} * PF_{\text{παραμόρφωσης}} \quad (2.19)$$

Στη θεμελιώδη συχνότητα, ο συντελεστής μετατόπισης θα είναι ίσος με τον συνολικό συντελεστή ισχύος, καθώς ο συντελεστής ισχύος μετατόπισης δεν περιλαμβάνει τη φαινόμενη ισχύ των αρμονικών, ενώ ο συντελεστής ισχύος την συμπεριλαμβάνει. Για φορτία που παράγουν αρμονικές, ο συντελεστής ισχύος θα είναι πάντοτε μικρότερος από τον συντελεστή μετατόπισης.



Σχήμα 2.4 Συντελεστής μετατόπισης και συντελεστής παραμόρφωσης

Στην περίπτωση ημιτονοειδούς τάσης και ρεύματος, ισχύει η ακόλουθη σχέση:

$$S^2 = P^2 + Q^2 \quad (2.20)$$

όπου P είναι η πραγματική ισχύς, το Q είναι η άεργος ισχύς και το S είναι η μιγαδική ισχύς ή φαινόμενη ισχύς. Ισχύουν ακόμα οι σχέσεις:

$$S = V_f I_f, \quad Q = V_f I_f \sin(\theta_f - \delta_f), \quad P = V_f I_f \cos(\theta_f - \delta_f), \quad \text{and} \quad PF = P/S$$

$\theta_f - \delta_f$  = γωνία μεταξύ θεμελιώδους τάσης και θεμελιώδους ρεύματος.

Στην περίπτωση μη γραμμικού φορτίου ή όταν η πηγή έχει μη ημιτονοειδή κυματομορφή, η πραγματική ισχύς P και η άεργος ισχύς μπορούν να οριστούν αντίστοιχα ως:

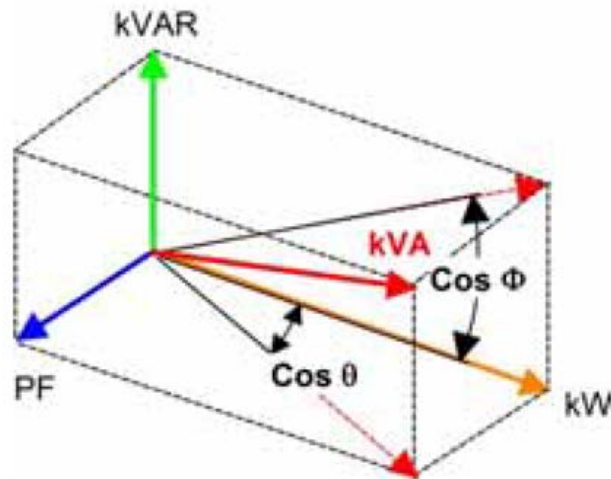
$$P = \sum_{h=1}^{h=\infty} V_h I_h \cos(\theta_h - \delta_h) \quad (2.21)$$

$$Q = \sum_{h=1}^{h=\infty} V_h I_h \sin(\theta_h - \delta_h) \quad (2.22)$$

$V_h$  και  $I_h$  είναι σε rms τιμές, και η φαινομενική ισχύς μπορεί να οριστεί ως

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2} \quad (2.23)$$

όπου  $D$  είναι η ισχύς παραμόρφωσης.



Σχήμα 2.5 Απεικόνιση των διαφόρων ισχύων στον χώρο

Εξετάζουμε το  $D^2$  μέχρι την τρίτη αρμονική:

$$\begin{aligned}
 D^2 &= (V_0^2 + V_1^2 + V_2^2 + V_3^2)(I_0^2 + I_1^2 + I_2^2 + I_3^2) \\
 &\quad - (V_0 I_0 + V_1 I_1 \cos \theta_1 + V_2 I_2 \cos \theta_2 + V_3 I_3 \cos \theta_3)^2 \\
 &\quad - (V_1 I_1 \sin \theta_1 + V_2 I_2 \sin \theta_2 + V_3 I_3 \sin \theta_3)^2
 \end{aligned}$$

Μια έκφραση για συντελεστή παραμόρφωσης μπορεί να προκύψει από τους συντελεστές αρμονικής παραμόρφωσης ρεύματος και τάσης. Από τον ορισμό αυτών των παραγόντων, οι αρμονικές τάσεις και τα ρεύματα μπορούν να γραφτούν ως

$$I_{\text{rms}(h)} = I_f \sqrt{1 + \left(\frac{\text{THD}_I}{100}\right)^2} \quad (2.24)$$

$$V_{\text{rms}(h)} = V_f \sqrt{1 + \left(\frac{\text{THD}_V}{100}\right)^2} \quad (2.25)$$

Επομένως, ο συνολικός συντελεστής ισχύος είναι:

$$\text{PF}_{\text{tot}} = \frac{P}{V_f I_f \sqrt{1 + \left(\frac{\text{THD}_V}{100}\right)^2} \sqrt{1 + \left(\frac{\text{THD}_I}{100}\right)^2}} \quad (2.26)$$



Αγνοώντας την ισχύ των αρμονικών και την παραμόρφωση της τάσης, έχουμε ότι:

$$\text{THD}_V \cong 0$$

$$\begin{aligned} \text{PF}_{\text{tot}} &= \cos(\theta_f - \delta_f) \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\text{THD}_I}{100}\right)^2}} \\ &= \text{PF}_{\text{displacement}} \text{PF}_{\text{distortion}} \end{aligned} \quad (2.27)$$

Ο συνολικός συντελεστής ισχύος είναι το γινόμενο του συντελεστή μετατόπισης (ο οποίος είναι ο ίδιος με τον συντελεστή ισχύος στη θεμελιώδη συχνότητα) με τον συντελεστή παραμόρφωσης όπως ορίστηκε προηγουμένως.

Οι σύγχρονες τεχνικές στην τεχνολογία μετατροπέων είναι να αντισταθμίζουν τις αρμονικές των γραμμών και να βελτιώνουν τον συντελεστή ισχύος σε περίπου μονάδα, ταυτόχρονα.

Μονοφασικά κυκλώματα με ημιτονοειδή πηγές:

Η στιγμιαία ισχύς είναι:

$$p = vi = 2VI \sin \omega t \sin(\omega t - \theta) = p_a + p_q$$

Η πραγματική ισχύς είναι η μέση τιμή στιγμιαίας ισχύος που μετράται για μια συγκεκριμένη χρονική περίοδο, ας πούμε, τ έως τ + kT

Συμβολίζουμε τις στιγμιαίες τιμές με πεζά γράμματα πχ. v και i, έτσι έχουμε:

$$p_a = VI \cos \theta [1 - \cos(2\omega t)] = P[1 - \cos(2\omega t)]$$

$$p_q = -VI \sin \theta \sin(2\omega t) = -Q \sin(2\omega t)$$

Η ενέργεια ρέει με κατεύθυνση από την πηγή προς το φορτίο γιατί το  $p_a \geq 0$  (το  $1 - \cos(2\omega t) \geq 0$  πάντα γιατί  $-1 \leq \cos(2\omega t) \leq 1$ ) και το P πάντα θετικό).

Η στιγμιαία ενεργή ισχύς έχει δύο όρους την πραγματική ισχύ και την εσωτερική ισχύ  $-P \cos 2\omega t$  (intrinsic power), η οποία είναι πάντα παρούσα όταν η ενέργεια μεταφέρεται από την πηγή στο φορτίο. Αν το φορτίο είναι επαγωγικό  $Q > 0$ , και αν το φορτίο είναι χωρητικό  $Q < 0$ .

Μονοφασικά κυκλώματα με μη ημιτονοειδή πηγές :

Μπορούμε να γράψουμε:

$$v = v_1 + v_H \quad (2.28)$$

$$i = i_1 + i_H \quad (2.29)$$

$$v_H = V_0 + \sqrt{2} \sum_{h \neq 1} V_h \sin(h\omega t - \alpha_h) \quad (2.30)$$

$$i_H = I_0 + \sqrt{2} \sum_{h \neq 1} I_h \sin(h\omega t - \beta_h) \quad (2.31)$$

Τα  $v_1$  και  $i_1$  είναι συνιστώσες της βασικής συχνότητας και τα  $v_H$  και  $i_H$  οι υπόλοιπες συνιστώσες.

Η πραγματική ισχύς είναι:

$$p_a = V_0 I_0 + \sum_h V_h I_h \cos \theta_h [1 - \cos(2h\omega t - 2\alpha_h)] \quad (2.32)$$

Έχει δύο όρους:  $P_h = V_h I_h \cos \theta_h$  και την εσωτερική αρμονική ισχύ  $-P_h \cos(2h\omega t - 2\alpha_h)$ , η οποία δεν συμβάλλει στην μεταφορά της ενέργειας ούτε προσθέτει απώλεια ισχύος στους αγωγούς.

Επίσης, η θεμελιώδης πραγματική ισχύς είναι

$$P_1 = V_1 I_1 \cos \theta_1$$

Και η αρμονική πραγματική ισχύς είναι:

$$P_H = V_0 I_0 + \sum_{h \neq 1} V_h I_h \cos \theta_h = P - P_1 \quad (2.33)$$

Το  $P_H$  δεν αντιπροσωπεύει μεταφορά ενέργειας, η μέση τιμή του είναι μηδέν. Το ρεύμα που σχετίζεται με αυτά τα μη ενεργά στοιχεία προκαλεί πρόσθετη απώλεια ισχύος στους αγωγούς.

Η φαινόμενη ισχύς είναι:

$$S^2 = (V_1^2 + V_H^2)(I_1^2 + I_H^2) = S_1^2 + S_H^2$$

Όπου:

$$S^2 = (V_1 I_H)^2 + (V_H I_1)^2 + (V_H I_H)^2 = D_1^2 + D_V^2 + S_H^2$$

$D_1$  = ισχύς παραμόρφωσης ρεύματος (var) =  $S_1(\text{THDI})$

$D_V$  = ισχύς παραμόρφωσης τάσης (var) =  $S_1(\text{THDV})$

$S_H$  = αρμονική φαινόμενη ισχύς (VA) =  $V_H I_H$

$$= S_1(\text{THDI})(\text{THDV}) = \sqrt{P_H^2 + D_H^2}$$

όπου  $D_H$  είναι η ισχύς αρμονική παραμόρφωσης.

Αφού το  $\text{THD}_V \ll \text{THD}_I$ ,  $S_N = S_1(\text{THD}_I)$

$$PF_1 = \cos\theta_1 = \frac{P_1}{S_1} \quad (2.34)$$

Ονομάζεται επίσης συντελεστής ισχύος μετατόπισης.

Και ισχύει ακόμα:

$$PF = P/S = \frac{[1 + (P_H/P_1)]PF_1}{\sqrt{1 + \text{THD}_I^2 + \text{THD}_V^2 + (\text{THD}_I \text{THD}_V)^2}} \approx \frac{1}{\sqrt{1 + \text{THD}_I^2}} PF_1 \quad (2.35)$$

$$D_I > D_V > S_H > P_H$$

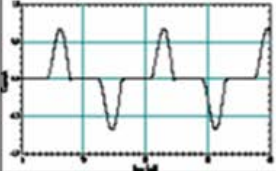
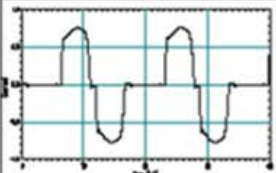
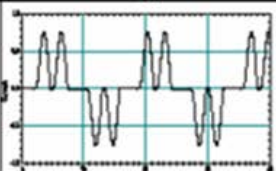
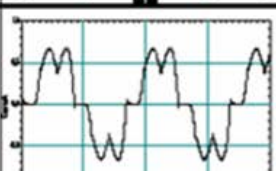
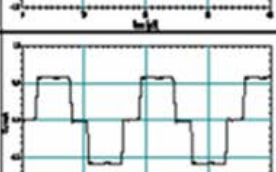
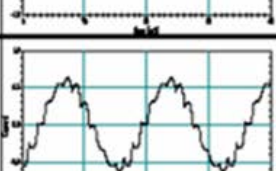
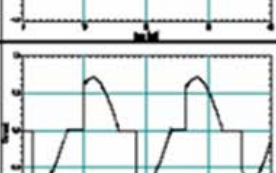
## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

### ΠΗΓΕΣ ΑΡΜΟΝΙΚΩΝ

#### 3.1 Εισαγωγή

Οι αρμονικές πηγάζουν από τα μη γραμμικά φορτία. Συσκευές ή συστήματα που προκαλούν αρμονικές υπάρχουν είτε σε βιομηχανικούς, είτε σε εμπορικούς ή οικιακούς καταναλωτές. Μερικά παραδείγματα τέτοιων φορτίων είναι:

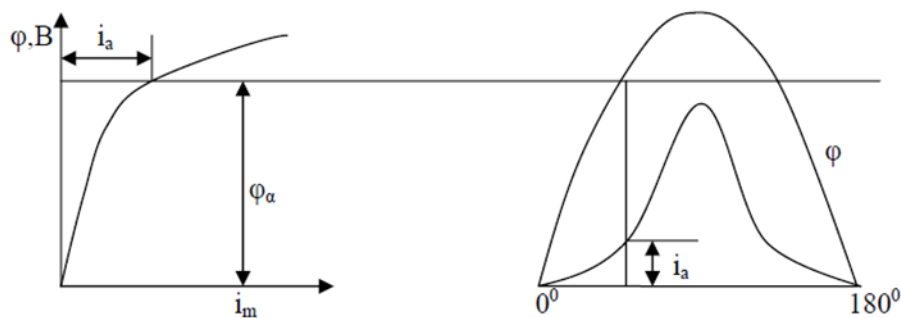
- Βιομηχανικός εξοπλισμός όπως μηχανήματα ηλεκτροσυγκολλήσεων, ηλεκτρικοί κλίβανοι, υψικάμινοι, ανορθωτές
- Ρυθμιστές στροφών μηχανών (ASD συστήματα)
- Ηλεκτρικά συστήματα έλξης, τεμαχισμού
- Παλμοτροφοδοτικά
- Εξοπλισμός γραφείου όπως Η/Υ, φωτοαντιγραφικά μηχανήματα, μηχανήματα φαξ κ.ά.
- Οικιακός εξοπλισμός όπως τηλεοράσεις, φούρνοι μικροκυμάτων, λάμπες φθορισμού
- Στατικοί αντισταθμιστές (SVC)
- Κυκλομετατροπείς
- Τροφοδοτικά ισχύος διακοπτικής λειτουργίας
- Ορισμένες συσκευές που σχετίζονται με μαγνητικό κορεσμό όπως μετασχηματιστές
- Χρήση κατανεμημένης παραγωγής μέσω φωτοβολταϊκών, αιολικών και άλλων συστημάτων
- Αντιδραστήρες ελεγχόμενοι με θυρίστορ (TCRs)
- Συστήματα διαμόρφωσης ριπής παλμού
- Συστήματα αδιάλειπτης παροχής ενέργειας (UPS)
- Μετατροπείς σε HVDC συστήματα

Τύπος φορτίου	Τυπική κυματομορφή	Παραμόρφωση ρεύματος, $THD_i$
Μονοφασικό τροφοδοτικό		80% (υψηλή 3 <sup>η</sup> αρμονική)
Ημιανορθωτής		Υψηλή 2 <sup>η</sup> , 3 <sup>η</sup> , 4 <sup>η</sup> σε μερικό φορτίο
Ανορθωτής 6 παλμών, με χωρητική εξομάλυνση, χωρίς πηνίο σειράς		80%
Ανορθωτής 6 παλμών, με χωρητική εξομάλυνση, με πηνίο σειράς > 3%, ή τροφοδοσία dc κινητήρα		40%
Ανορθωτής 6 παλμών, με μεγάλο πηνίο για εξομάλυνση ρεύματος		28%
Ανορθωτής 12 παλμών		15%
Ρυθμιστής ac τάσης		Ανάλογα με την γωνία έναυσης
Λαμπτήρες φθορισμού		17%

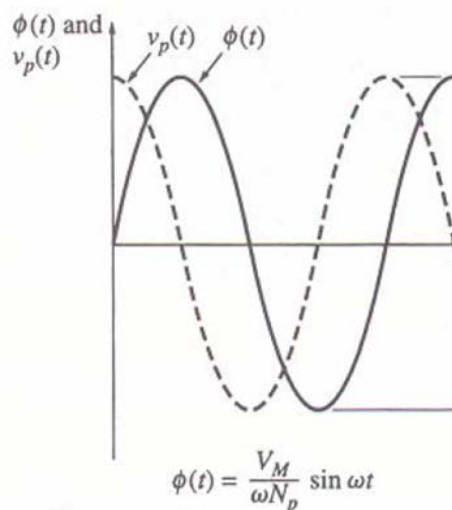
Σχήμα 3.1 Παραδείγματα παραμόρφωσης ρεύματος  $THD_i$  σε μη γραμμικά φορτία

### 3.2 Οι μετασχηματιστές ως πηγές αρμονικών συνιστωσών

Οι μετασχηματιστές ισχύος είναι πηγές αρμονικών καθώς «χρησιμοποιούν» μαγνητικά υλικά τα οποία λειτουργούν κοντά ή/και μέσα στην περιοχή κορεσμού, που είναι μη-γραμμική. Οι μετασχηματιστές παράγουν αρμονικές λόγω του σχήματος της καμπύλης μαγνήτισης. Η χαρακτηριστική καμπύλη μαγνήτισης  $i$ - $\phi$  ενός μετασχηματιστή φαίνεται παρακάτω:



Σχήμα 3.2 Καμπύλη μαγνήτισης  $i$ - $\phi$  μετασχηματιστή



Σχήμα 3.3 Τάση τυλίγματος  $M/T$  και μαγνητική ροή συναρτήσει χρόνου

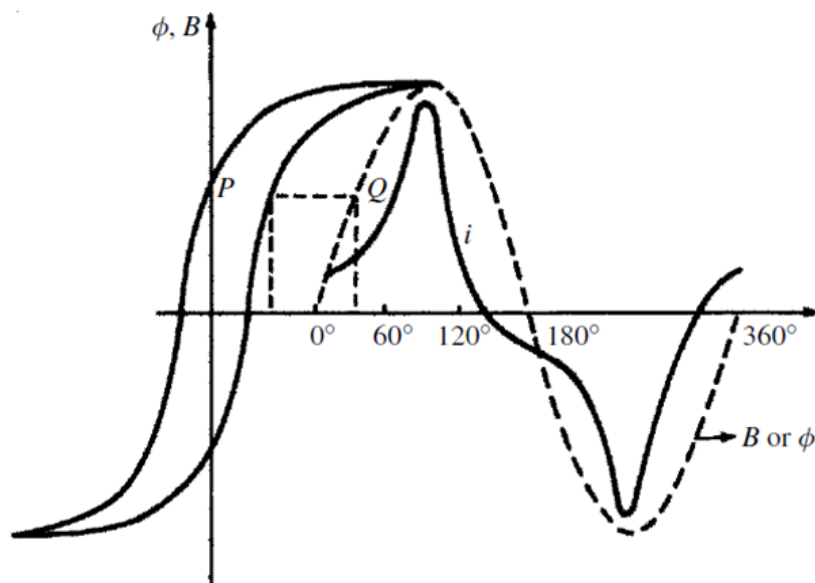
Όπως παρατηρείται και από την παραπάνω χαρακτηριστική ακόμα και αν η τάση είναι ημιτονοειδής (κάτι που συνεπάγεται ότι η μαγνητική ροή  $\phi$  θα είναι συνιμητονοειδής αφού

$V = - \frac{d\phi}{dt}$ ), το ρεύμα μαγνήτισης προκύπτει ότι είναι μη-γραμμικό με έντονη την τρίτη αρμονική.

Σε έναν τριφασικό μετασχηματιστή που είναι συνδεδεμένος κατά τρίγωνο ή είναι αγείωτος αστέρα τότε δεν υπάρχει ροή τρίτης αρμονικής αφού δεν υπάρχει κύκλωμα μηδενικής ακολουθίας για να ρεύσει το ρεύμα τρίτης αρμονικής, οπότε σε αυτή την περίπτωση το ρεύμα

παραμένει ημιτονοειδές ενώ η μη-γραμμικότητα μεταφέρεται στην τάση και συνεπώς και στην μαγνητική ροή. Σε έναν ιδανικό πυρήνα μετασχηματιστή χωρίς απώλειες υστέρησης η ροή  $\phi$  και το ρεύμα μαγνήτισης που παράγει την ροή σχετίζονται μεταξύ τους με την καμπύλη μαγνήτισης του υλικού του πυρήνα  $\phi$ .

Η πλήρης χαρακτηριστική καμπύλη μαγνήτισης  $i$ - $\phi$  ενός μετασχηματιστή φαίνεται παρακάτω:



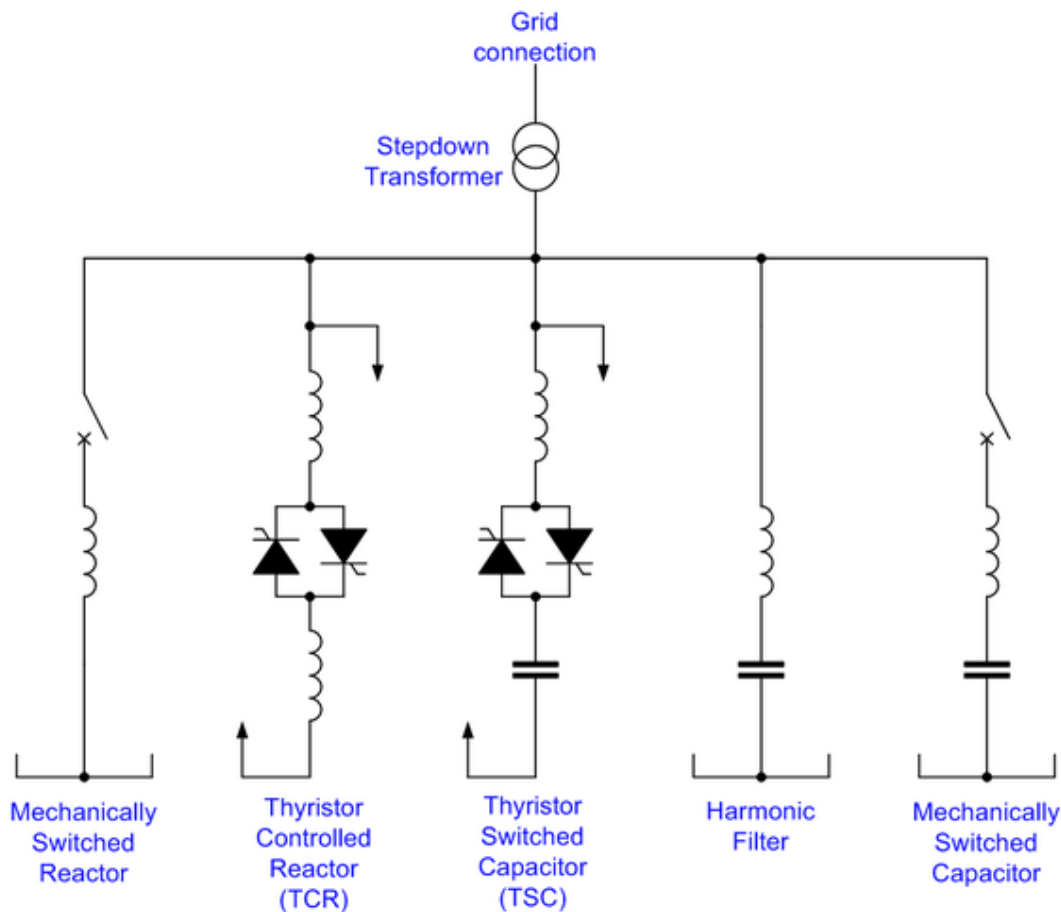
Σχήμα 3.4 Πλήρης χαρακτηριστική καμπύλη μαγνήτισης  $i$ - $\phi$  μετασχηματιστή

Η κυματομορφή του ρεύματος όπως φαίνεται δεν είναι καθόλου ημιτονοειδής. Επειδή όμως στο πλήρες φορτίο του μετασχηματιστή το ρεύμα μαγνήτισης είναι μόλις το 1%-2% του ονομαστικού ρεύματος δεν είναι έντονο το φαινόμενο. Η κυρίαρχη αρμονική πέρα από την θεμελιώδη είναι η τρίτη. Έτσι αν θέλουμε η τάση να παραμείνει ημιτονοειδής θα πρέπει η όλη επίδραση της μη-γραμμικότητας της καμπύλης μαγνήτισης να παραμείνει στην κυματομορφή του ρεύματος, άρα θα πρέπει το ρεύμα να έχει τις τρίτες αρμονικές. Άρα θα πρέπει αυτές οι τρίτες αρμονικές να έχουν διαδρομή ροής μέσω της σύνδεσης των τυλιγμάτων κατά τρίγωνο. Αν δεν υπάρξει διαδρομή για το ρεύμα τρίτης αρμονικής τότε η μη-γραμμικότητα θα εμφανιστεί στην τάση αναγκαστικά. Οπότε σε αυτή την περίπτωση το ρεύμα εμφανίζεται να είναι ημιτονοειδές ενώ η τάση εμφανίζεται να έχει τρίτες αρμονικές και γενικά να είναι παραμορφωμένη.

### 3.3 ΟΙ STATIC VAR COMPENSATORS (STATCOMs) παράγουν αρμονικές συνιστώσες

Τα SVC είναι συσκευές οι οποίες χρησιμοποιούν Thyristors για να ελεγχθεί ο χρόνος αγωγής των πυκνωτών ή των πηνίων κατά την διάρκεια κάθε κύκλου ώστε να διατηρηθεί η επιθυμητή στάθμη τάσης. Έτσι όμως δημιουργούνται μη-ημιτονοειδή ρεύματα. Στο ακόλουθο σχήμα φαίνεται ένα μονογραμμικό διάγραμμα ενός SVC που αποτελείται από TCR (Thyristor-controlled Reactors),

TSC (Thyristor-switched capacitors) και από φίλτρα. Τα TCR είναι κανονικά συνδεδεμένα κατά τρίγωνο ώστε να φιλτράρουν και να περιορίζουν τις αρμονικές μηδενικής ακολουθίας.



Σχήμα 3.5 Μονογραμμικό διάγραμμα ενός SVC

### 3.4 Αρμονικές συνιστώσες που παράγονται από υψικάμινους

Η χαρακτηριστική τάσης-ρεύματος μιας υψικάμινου είναι εντόνως μη-γραμμική. Μετά την ανάφλεξη του τόξου η τάση μειώνεται εξαιτίας του ρεύματος βραχυκύκλωσης, η τιμή του οποίου περιορίζεται μόνο από την σύνθετη αντίδραση του συστήματος. Η χαρακτηριστική τάσης-ρεύματος είναι κατά κάποιον τρόπο τραπεζοειδής ( αφού όταν το ρεύμα είναι κάτω από μια συγκεκριμένη τιμή τότε η τάση είναι όσο στο δίκτυο, ενώ όταν το ρεύμα ξεπεράσει ένα όριο τότε σημαίνει ότι έχει εκδηλωθεί το τόξο και η τάση είναι μηδέν) και το μέγεθος της είναι συνάρτηση του μήκους του τόξου. Το ρεύμα που περιορίζεται κυρίως από τις σύνθετες αντιστάσεις των καλωδίων και του μετασχηματιστή μπορεί να φτάσει και σε επίπεδα πάνω από 50.000 A. Αυτές οι σύνθετες αντιστάσεις έχουν τέτοια επίδραση στην τάση που κάνουν όλα τα φορτία-υψικάμινους να «φαίνονται» ως πηγές σταθερού αρμονικού ρεύματος. Αντιθέτως, οι πιθανές αλλαγές στην τάση εξαιτίας των απότομων αλλαγών στο μήκος του τόξου παράγουν μια πλειάδα συχνοτήτων κυρίως στην περιοχή 0,1-30Hz. Αυτό το αποτέλεσμα είναι περισσότερο εμφανές κατά την διάρκεια της περιόδου τήξης που προκαλείται από την συνεχιζόμενη κίνηση των

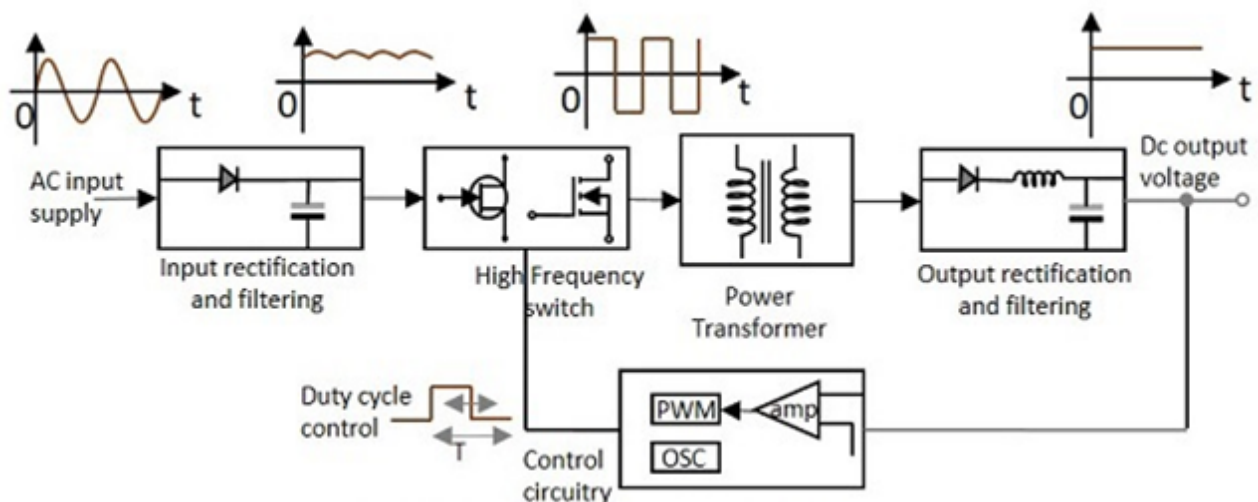


αποβλήτων της τήξης και της αλληλεπίδρασης των ηλεκτρομαγνητικών δυνάμεων μεταξύ των τόξων.

### 3.5 Τροφοδοτικά

Μαζί με την αύξηση των ηλεκτρονικών συσκευών, έχει αυξηθεί και η χρήση ηλεκτρονικών ισχύος για την τροφοδοσία τους. Τα τροφοδοτικά συνήθως χρησιμοποιούν μια γέφυρα πλήρους ανόρθωσης. Μπορούμε να χωρίσουμε σε δύο κατηγορίες αυτά τα τροφοδοτικά : στα γραμμικά τροφοδοτικά και στα παλμοτροφοδικά(SMPS). Τα πρώτα χρησιμοποιούν στο πρώτο στάδιο ένα μετασχηματιστή για να υποβιβάσει την τάση στα επίπεδα που χρειάζεται, μετά ακολουθεί μια γέφυρα πλήρους ανόρθωσης (μετατρέπεται δηλαδή το εναλλασσόμενο ρεύμα σε συνεχές) και μετά εξομαλύνεται συνήθως από έναν πυκνωτή. Σε μια τέτοια διάταξη το επίπεδο των αρμονικών είναι πολύ χαμηλό διότι η επαγωγή των τυλιγμάτων του μετασχηματιστή εξομαλύνει το ρεύμα εισόδου στη γέφυρα. Τα τελευταία χρόνια όμως εγκαταλείπονται αυτού του τύπου τα τροφοδοτικά διότι έχουν χαμηλή απόδοση, μεγάλο βάρος και μέγεθος και απαιτούν μετασχηματιστή.

Τα παλμοτροφοδικά έχουν διαφορετική διάταξη και λειτουργία. Η ανορθωτική διάταξη εισόδου, συνήθως μια γέφυρα, ανορθώνει και εξομαλύνει(με χρήση ενός πυκνωτή) την τάση εισόδου η οποία οδηγείται σε ένα ημιαγωγικό διακοπτικό στοιχείο. Σε αυτό το σημείο, η συνεχής τάση κατατέμενεται και μετατρέπεται σε εναλλασσόμενη υψηλής διακοπτικής συχνότητας. Ύστερα υποβιβάζεται με τη βοήθεια μετασχηματιστών υψηλής συχνότητας και επομένως μικρού όγκου και βάρους. Στη συνέχεια οδηγείται στην βαθμίδα εξόδου και η εναλλασσόμενη υψίσυχη τάση ανορθώνεται και φιλτράρεται, ώστε να προκύψει η επιθυμητή συνεχής τάση .



Σχήμα 3.6 Μπλοκ διάγραμμα παλμοτροφοδικού

Επειδή δεν υπάρχει μια μεγάλη επαγωγή στην είσοδο του παλμοτροφοδοτικού, το ρεύμα εισόδου εισέρχεται σε μικρούς παλμούς και άρα εισάγει ανώτερες αρμονικές στο δίκτυο. Ένα ιδιαίτερο χαρακτηριστικό των SMPS είναι το μεγάλο περιεχόμενο σε αρμονικές ρεύματος τρίτης τάξης.

### **3.6 Τριφασικοί μετατροπείς, εξαπαλμική γέφυρα**

Ένας μετατροπέας έχει συνήθως στην πλευρά συνεχούς ρεύματος μια μεγάλη επαγωγή έτσι ώστε το ρεύμα να είναι συνεχές και χωρίς κυμάτωση, άρα προς αυτήν την πλευρά ένας μετατροπέας συμπεριφέρεται σαν πηγή αρμονικών τάσεων. Στην εναλλασσόμενη πλευρά του μετατροπέα, όπου συνήθως έχουμε φίλτρα, η τάση δεν εμφανίζει κάποια κυμάτωση και έτσι ο ανορθωτής συμπεριφέρεται σαν πηγή αρμονικών ρευμάτων. Επιπλέον η πλευρά συνεχούς ρεύματος εμφανίζεται να έχει μεγαλύτερη εμπέδηση σε σχέση με την εναλλασσόμενη πλευρά. Η εξαπαλμική γέφυρα είναι πολύ συχνά χρησιμοποιούμενη διάταξη για τον έλεγχο κινητήρων και για την λειτουργία της απαιτεί σημαντικότερα αρμονικά ρεύματα.

### **3.7 Αντιστροφείς**

Οι αντιστροφείς μετατρέπουν το DC ρεύμα σε AC. Επειδή και αυτές οι διατάξεις περιέχουν πολλά μη γραμμικά στοιχεία έχουν αυξησει και την έγχυση αρμονικών στο δίκτυο. Οι κανονισμοί επιτρέπουν την τοποθέτηση αντιστροφέων σε εγκατάσταση μόνο αν έχει συντελεστή παραμόρφωσης ρεύματος κάτω από 5%. Υπάρχουν πολλές διατάξεις αντιστροφέων, πχ. η εξαπαλμική γέφυρα που με την κατάλληλη γωνία έναυσης λειτουργεί σαν αντιστροφέας.

### **3.8 Πηγές αρμονικών από ηλεκτρικές εκκενώσεις**

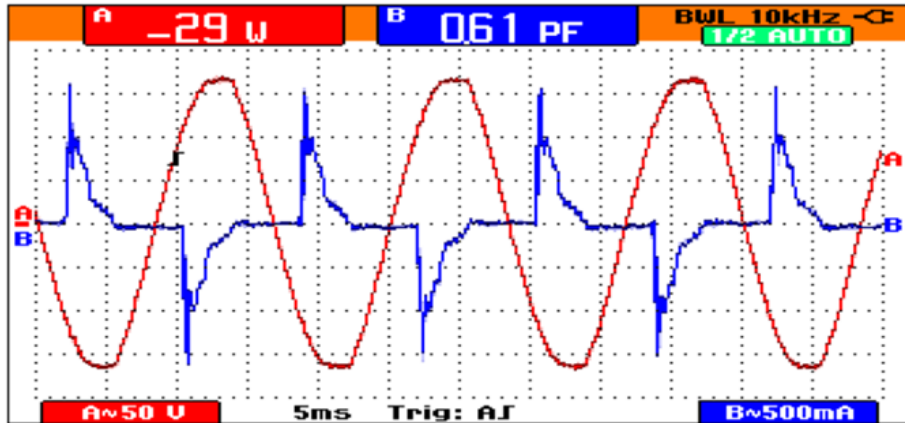
Οι χαρακτηριστικές τάσεως και ρεύματος ενός ηλεκτρικού τόξου είναι μη γραμμικές. Σε ένα ηλεκτρικό τόξο παρατηρούμε την τάση στα άκρα του τόξου να πέφτει, η τιμή της οποίας περιορίζεται μόνο από την εμπέδηση του συστήματος εκκένωσης. Οι βασικές πηγές αρμονικών που προέρχονται από ηλεκτρικές εκκενώσεις είναι οι κλίβανοι, οι λάμπηρες φθορισμού με μαγνητικά ballasts και οι ηλεκτροσυγκολλήσεις.

### **3.9 Ηλεκτρικοί κλίβανοι**

Στη βιομηχανία σιδήρου χρησιμοποιούνται μεγάλοι ηλεκτρικοί κλίβανοι για την τήξη των μετάλλων με την δημιουργία ηλεκτρικού τόξου. Η χαρακτηριστική τάσεως και ρεύματος ενός κλιβάνου είναι εν μέρει τραπεζοειδής και το μέτρο της εξαρτάται από τη συνάρτηση μήκους του τόξου. Κατά τη διάρκεια της δημιουργίας του τόξου αυτό φαίνεται σαν σταθερή πηγή αρμονικών ρευμάτων. Είναι αρκετά δύσκολο να προβλεφθεί το φάσμα των αρμονικών που παράγονται. Για κάθε μια αρμονική που είναι παρούσα υπάρχει ένα φάσμα ενδιάμεσων αρμονικών γύρω της σε ένα εύρος 0.1 ως 30 Hz. Μετρήσεις έχουν δείξει ότι στις χαμηλές συχνότητες επικρατούν οι ακέραιες τάξεις αρμονικών.

### 3.10 Λαμπτήρες φθορισμού

Ο φωτισμός μιας εγκατάστασης χαμηλής τάσης αντιπροσωπεύει το 40 με 60% της κατανάλωσής του. Κατά την εκκένωση το ρεύμα που απορροφούν οι λαμπτήρες φθορισμού είναι έντονα παραμορφωμένο με αυξημένες μονές ανώτερες αρμονικές(κυρίαρχη η 3<sup>η</sup> αρμονική). Παρακάτω παρουσιάζεται ένα παράδειγμα ενός λαμπτήρα φθορισμού και όπως βλέπουμε η μπλε κυματομορφή που είναι το ρεύμα που τραβάει ο λαμπτήρας από το δίκτυο έχει μεγάλη παραμόρφωση.



Σχήμα 3.7 Το ρεύμα που απορροφά ένας λαμπτήρας φθορισμού και η τάση στα άκρα του.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

### ΕΠΙΠΤΩΣΕΙΣ ΑΡΜΟΝΙΚΩΝ

#### 4.1 Εισαγωγή

Οι αρμονικές προκαλούν παραμορφώσεις των κυματομορφών τάσης και ρεύματος, οι οποίες έχουν δυσμενείς επιπτώσεις στον ηλεκτρικό εξοπλισμό αλλά και στο ίδιο το δίκτυο διανομής. Η εκτίμηση των αρμονικών από τα μη γραμμικά φορτία είναι το πρώτο βήμα σε μια αρμονική ανάλυση, και αυτό μπορεί να μην είναι απλό. Οι πιο βασικές επιπτώσεις είναι:

#### 4.2 Πιθανότητα δημιουργίας συντονισμού

Διακρίνονται δύο είδη συντονισμού σε ένα κύκλωμα όταν υπάρχει αντιστάθμιση πυκνωτών: συντονισμός σειράς και παράλληλος συντονισμός. Οι πυκνωτές αντιστάθμισης σε συνδυασμό με τις επαγωγές κυρίως των μετασχηματιστών αλλά και των καλωδίων δημιουργούν παράλληλα LC κυκλώματα, το καθένα από τα οποία έχει μια συχνότητα συντονισμού. Εάν η συχνότητα που παράγεται από το μη γραμμικό φορτίο συμπίπτει με την συχνότητα συντονισμού του, τότε το κύκλωμα συντονίζεται με αποτέλεσμα την δημιουργία μιας θεωρητικά άπειρης τάσης στους ακροδέκτες του κυκλώματος και στην εμφάνιση πολύ μεγάλου ρεύματος. Συγκεκριμένα, η συνθέτη αντίσταση που παρουσιάζει ο κλάδος ελαχιστοποιείται με αποτέλεσμα να αυξάνει κατά πολύ το ρεύμα που τον διαρρέει. Στην πράξη, ο συντονισμός είναι ατελής λόγω των ωμικών αντιστάσεων του μετασχηματιστή και των καλωδίων και λόγω των μειωμένων πιθανοτήτων του ακριβούς συντονισμού των μεγεθών των LC στοιχείων με κάποια ακέραιη τιμή αρμονικής ρεύματος. Το πλάτος των αρμονικών αυξάνεται (ηλεκτρική ταλάντωση) αυξάνοντας την ενεργό τάση και ένταση, ενώ η ενίσχυση αυξάνεται όσο πιο κοντά στη συχνότητα συντονισμού βρίσκεται το ρεύμα του μη γραμμικού φορτίου. Το πλάτος του κλάδου συντονισμού εξαρτάται από τις ωμικές παραμέτρους του συστήματος, οι οποίες λειτουργούν ως διατάξεις απόσβεσης. Ο συντονισμός σειράς σε αντίθεση με τον παράλληλο συντονισμό χαρακτηρίζεται από μια χαμηλή σύνθετη αντίσταση στις πηγές αρμονικών τάσης που εμφανίζονται στο δίκτυο. Ένας συντονισμός πυκνωτών και μετασχηματιστών μπορεί να οδηγήσει σε υπερτάσεις που θα προκαλέσουν την καταστροφή των διηλεκτρικών των πυκνωτών, τήξη των ασφαλειών τους και θέση τους εκτός λειτουργίας και παράλληλα καταστροφή των μονώσεων των μετασχηματιστών μέχρι και λιώσιμο των καλωδίων.

#### 4.3 Αύξηση του ρεύματος λόγω αρμονικών

Μία από τις σημαντικότερες συνέπειες των αρμονικών του συστήματος ισχύος είναι η αύξηση του ρεύματος στο σύστημα. Αυτό ισχύει ιδιαίτερα για την τρίτη αρμονική, η οποία προκαλεί

αύξηση του ρεύματος της μηδενικής ακολουθίας, και ως εκ τούτου αυξάνει το ρεύμα στον ουδέτερο αγωγό. Αυτό το φαινόμενο πρέπει να απαιτήσει ιδιαίτερη προσοχή στο σχεδιασμό ενός ηλεκτρικού συστήματος για την τροφοδότηση μη γραμμικών φορτίων. Η αυξημένη τιμή του ρεύματος οδηγεί σε αυξημένες απώλειες Joule υπό μορφή θερμότητας στους αγωγούς αυτούς. Εκτός όμως από την αυξημένη τιμή ρεύματος στους αγωγούς ουδέτερου γενικότερα η εγκατάσταση τραβάει μεγαλύτερο ρεύμα από το δίκτυο υπό μορφή έργου ρεύματος το οποίο δεν παράγει πραγματικό έργο αλλά υπερφορτίζει χωρίς λόγο τους ήδη υπάρχοντες αγωγούς, κάτι το οποίο επιφέρει ακόμα μεγαλύτερες απώλειες ενέργειας υπό μορφή θερμότητας στους αγωγούς της εγκατάστασης.

#### 4.4 Επιπτώσεις στους μετασχηματιστές

Λόγω της επιπρόσθετης φόρτισης εμφανίζονται επιπλέον απώλειες χαλκού και σιδήρου (δινορευμάτων και υστέρησης). Τα δινορεύματα είναι κυκλικά ρεύματα που ρέουν στους αγωγούς του μετασχηματιστή και παράγονται εξαιτίας της διασποράς του μαγνητικού πεδίου σε αυτούς. Οι απώλειες χαλκού σε περιβάλλον με αρμονικές στο ανά μονάδα σύστημα ( $p_u$ ) δίνονται από τον τύπο :

$$\sum P_{cu} = r \sum_{n=1}^{max} I_n^2 \quad (4.1)$$

όπου,

$r$ =η  $p_u$  τιμή της αντίστασης των τυλιγμάτων.

$I_n$ =η ενεργός τιμή του ρεύματος στην αρμονική συνιστώσα τάξης  $n$  στο  $p_u$  σύστημα.

Ενώ, οι απώλειες σιδήρου σε περιβάλλον με αρμονικές στο ανά μονάδα σύστημα ( $p_u$ ) δίνονται από τον τύπο :

$$\sum P_{Fe} = p_{Fe} \sum_{n=1}^{max} I_n^2 * n^2 \quad (4.2)$$

όπου,

$P_{Fe}$ =η  $p_u$  τιμή των απωλειών σιδήρου του μετασχηματιστή με βάση τις ονομαστικές απώλειες του όταν διαρρέεται από ημιτονοειδές ρεύμα 50 HZ.

$I_n$ =η ενεργός τιμή του ρεύματος στην αρμονική συνιστώσα τάξης  $n$  στο  $p_u$  σύστημα.

Μια άλλη επίπτωση, όπως αναφέρθηκε και παραπάνω, είναι η κυκλοφορία των τριπλών αρμονικών ρεύματος σε τυλίγματα συνδεσμολογία τριγώνου, γεγονός που μπορεί να προκαλέσει πιθανή υπερθέρμανση του μετασχηματιστή.

#### **4.5 Δυσλειτουργία του εξοπλισμού**

Οι αρμονικές και ένας πιθανός συντονισμός μπορεί να καταστρέψει πολλές ευαίσθητες συσκευές των ηλεκτρικών συστημάτων και επίσης συμβάλουν στην γήρανση των μονώσεων του εξοπλισμού που επιφέρει δραστική μείωση του χρόνου ζωής του. Συσκευές, όπως οι τηλεοπτικές, ηλεκτρονικοί υπολογιστές, συμβάλλουν στην παραγωγή αρμονικών διαταραχών, αλλά επηρεάζονται από την παρουσία αυτών και λόγω του αρμονικού περιβάλλοντος προκαλούνται διαταραχές σε ευαίσθητα φορτία, όπως ιατρικά μηχανήματα και υπολογιστές.

#### **4.6 Επιπτώσεις στις περιστρεφόμενες μηχανές**

Οι αρμονικές συνιστώσες προκαλούν πτώση τάσης καθώς ρέουν στα καλώδια ενώ ορισμένες αρμονικές όπως η 3η, η 5η, η 8η, η 11η, η 14η, η 17η κ.λ.π. προκαλούν μηχανική καταπόνηση στις μηχανές λόγω της δημιουργίας αντίστροφου στρεφόμενου μαγνητικού πεδίου με αποτέλεσμα εναλλαγές στην ηλεκτρομηχανική ροπή καθώς και την εμφάνιση ροπής πέδησης. Αυτά φαινόμενα γίνονται αντιληπτά ως υπερθέρμανση και γήρανση των μονώσεων της μηχανής. Επίσης επάγουν στον δρομέα υψίσυχα ρεύματα με αποτέλεσμα την μειωμένη απόδοση, θορύβους υψηλής συχνότητας και την αύξηση της θερμοκρασίας των τυλιγμάτων, δηλαδή την αύξηση απωλειών σιδήρου και απωλειών χαλκού. Αυξάνονται επίσης οι απώλειες χαλκού στο στάτη καθώς συνδέονται με τη σχέση και συνεπώς εξαρτώνται από τη ροή του ρεύματος σε αυτόν και αυξάνονται λόγω της ροής των αρμονικών. Σημαντική επίπτωση στις μηχανές είναι η εμφάνιση του φαινομένου της στρεπτικής ταλάντωσης του άξονα των μηχανών, λόγω της αλληλεπίδρασης μεταξύ των θετικών και αρνητικών μαγνητικών πεδίων, το οποίο παράγει -μέσω των ρευμάτων που επάγονται- στρεπτικές ταλαντώσεις του άξονα των μηχανών. Αυτές οι ταλαντώσεις οδηγούν στις δονήσεις των αξόνων. Εάν η συχνότητα των ταλαντώσεων συμπίπτει με τη φυσική μηχανική συχνότητα του άξονα, οι δονήσεις ενισχύονται με αποτέλεσμα να γίνει σημαντική ζημιά στον άξονα των μηχανών. Παρουσία ανώτερων αρμονικών οι κινητήρες απαιτούν περισσότερο χρόνο για να φτάσουν στην ονομαστική τους τιμή. Τέλος, αν έχουμε πτώση τάσης λόγω αρμονικών, τότε πολλά φορτία σταθερής ισχύος, όπως οι ηλεκτρικές μηχανές, θα λειτουργούν με αυξημένο ρεύμα για να αντισταθμίσουν τη μείωση ισχύος κάτι που θα επιφέρει πολλά προβλήματα π.χ στις μονώσεις, αύξηση απωλειών στάτη και δρομέα, γρήγορη γήρανση, υπερθέρμανση κ.α.

#### 4.7 Επιπτώσεις στην παραγόμενη ροπή των ηλεκτρικών μηχανών

Μια τριφασική περιέλιξη που φέρει ημιτονοειδή ρεύματα παράγει αρμονικές χώρου της τάξης  $h = 6k \pm 1$ , όπου  $k$  είναι θετικός ακέραιος (1, 2, 3 ... ..). Η σύγχρονη ταχύτητα της  $h$ -στης αρμονικής είναι  $(1 / h)$  φορές η ταχύτητα του θεμελιώδους κύματος. Τα αρμονικά κύματα στα διάκενα περιστρέφονται στην ίδια κατεύθυνση με το θεμελιώδες κύμα, αν  $h = 6k + 1$  και αν  $h = 6k - 1$  αντίθετα από ότι περιστρέφεται.

Το αρμονικό κύμα διακένου της τάξης  $h$ , ισοδυναμεί με μια μηχανή με τον αριθμό των πόλων ίσο με  $(h \times \text{αριθμός των πόλων του στάτη})$ . Επομένως, η σύγχρονη ταχύτητα του αρμονικού κύματος του  $h$ th χώρου είναι:

$$n_s(h) = \frac{n_s}{h} = \frac{120 f}{h \times p}$$

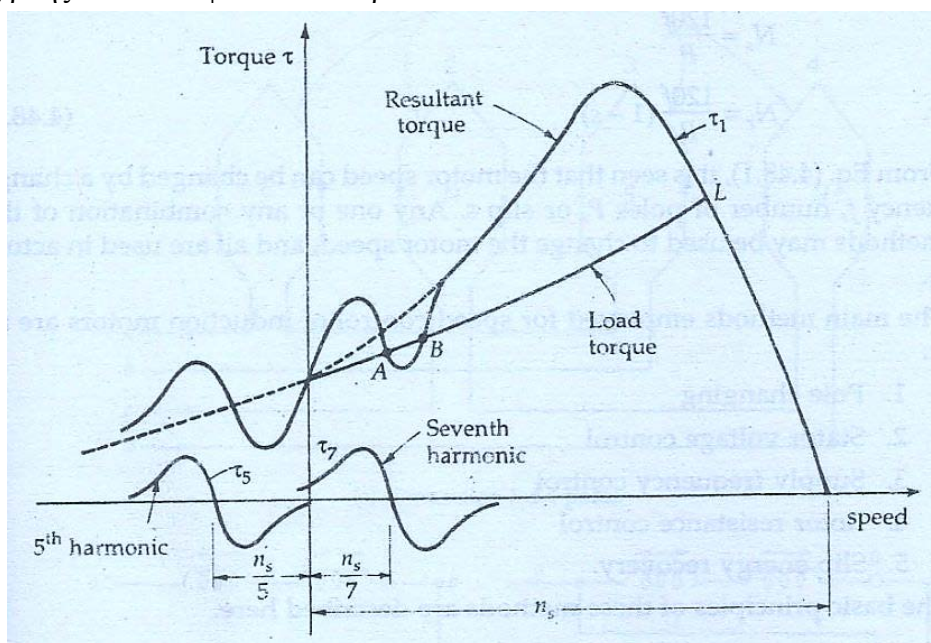
Όπου,

$f$  = συχνότητα τροφοδοσίας

$P$  = αριθμός πόλων του στάτη

Έτσι, για  $k = 1$ , μια τριφασική περιέλιξη θα παράγει την αντίστροφα περιστρεφόμενη πέμπτη αρμονική στην ταχύτητα  $(1/5)$  της σύγχρονης ταχύτητας και την ορθά περιστρεφόμενη έβδομη αρμονική που περιστρέφεται με ταχύτητα  $(1/7)$  της σύγχρονης ταχύτητας. Μόνο αυτές οι αρμονικές θα επηρεάσουν τη λειτουργία του κινητήρα.

Η χαρακτηριστική ροπής στροφών της θεμελιώδους ροής και της πέμπτης και της έβδομης αρμονικής ροής διακένου φαίνονται παρακάτω.



Σχήμα 4.1 Χαρακτηριστική ροπής στροφών της θεμελιώδους ροής ,της πέμπτης και της έβδομης αρμονικής ροής διακένου

Η πέμπτη αρμονική ροπή στρέφεται ενάντια της ροπής της βασικής συνιστώσας καθώς η πέμπτη αρμονική ροή περιστρέφεται αντίθετα από την περιστροφή του ρότορα. Έτσι, η πέμπτη αρμονική ροή παράγει ροπή πέδησης. Η έβδομη αρμονική ροή περιστρέφεται στην ίδια κατεύθυνση με αυτήν της θεμελιώδους ροής. Ως εκ τούτου, η προκύπτουσα χαρακτηριστική ταχύτητας-ροπής θα είναι ο συνδυασμός της θεμελιώδους, της πέμπτης και της έβδομης αρμονικής χαρακτηριστικής.

Η προκύπτουσα χαρακτηριστική ταχύτητας-ροπής έχει δύο βυθίσεις, η μια κοντά στο (1/5) της σύγχρονης ταχύτητας και η άλλη κοντά (1/7) της σύγχρονης ταχύτητας. Η βύθιση κοντά στο (1/5) της σύγχρονης ταχύτητας συμβαίνει με αντίθετη φορά από αυτής της περιστροφής του κινητήρα.

Ο κινητήρας θα επιταχυνθεί μέχρι το σημείο L, που είναι το σημείο τομής μεταξύ της χαρακτηριστικής ροπής του φορτίου και της καμπύλης ροπής στροφών κινητήρα. Αυτή η ροπή του κινητήρα αναπτύσσεται μόνο λόγω της βασικής ροής. Η καμπύλη ροπής φορτίου τέμνει την χαρακτηριστική ταχύτητας-ροπής του κινητήρα στο σημείο A, λόγω της παρουσίας της ροπής της έβδομης αρμονικής. Η καμπύλη της ροπής της έβδομης αρμονικής έχει αρνητική κλίση στο σημείο A. Εκεί η ροπή του κινητήρα πέφτει κάτω από τη ροπή φορτίου. Σε αυτό το στάδιο, ο κινητήρας δεν θα επιταχυνθεί μέχρι την κανονική του ταχύτητα, αλλά θα παραμείνει σε λειτουργία με ταχύτητα που είναι σχεδόν 1/7 της κανονικής του ταχύτητας με σημείο λειτουργίας το A. Αυτή η κατάσταση του κινητήρα να τρέχει με σταθερή ταχύτητα τόσο χαμηλή όσο το 1/7 της κανονικής ταχύτητας είναι γνωστή ως crawling του κινητήρα.

Το crawling μπορεί να μειωθεί μειώνοντας την πέμπτη και την έβδομη αρμονική.

#### 4.8 Επιπτώσεις στους πυκνωτές

Η ύπαρξη αρμονικών τάσεων θα προκαλέσει μια αύξηση απωλειών σε ένα πυκνωτή κατά την ποσότητα :

$$\sum_{h=1}^{\infty} C * \tan\delta * \omega_h * V_h^2 \quad (4.3)$$

όπου :

C: η χωρητικότητα του πυκνωτή

$\tan \delta$ : ο συντελεστής απωλειών

$\omega_h$ : η αρμονική συχνότητα

$V_h$ : η ενεργός τιμή της συχνότητας τάξεως h



Η διηλεκτρική καταπόνηση είναι ανάλογη προς τη μέγιστη τάση που μπορεί είτε να αυξηθεί είτε να μειωθεί από τις αρμονικές τάσεις. Επίσης η συνολική άεργος ισχύς που περιλαμβάνει τη θεμελιώδη και τις αρμονικές, δεν μπορεί να ξεπεράσει την ονομαστική άεργο ισχύ του πυκνωτή:

$$\sum_{h=1}^{\infty} C * \omega_h * V_h^2 \leq Qc \quad (4.4)$$

Οι πυκνωτές επιβαρύνονται σε περιβάλλον με αρμονικές καθώς είναι πιθανή η ύπαρξη συντονισμού.

Τα χαρακτηριστικά λειτουργίας των πυκνωτών καθορίζονται από τα πρότυπα της IEEE . Υπάρχουν κάποια όρια λειτουργίας τα οποία δεν πρέπει να ξεπερνιούνται και αφορούν την παραγόμενη άεργη ισχύ, την εφαρμοζόμενη τάση και την ενεργό τιμή του ρεύματος που τους διαρρέει. Η μέγιστη τιμή της άεργου ισχύος των πυκνωτών καθορίζεται στο 135% της ονομαστικής. Το όριο αυτό θα πρέπει να ικανοποιεί :

- Την ονομαστική άεργο που παράγεται από την θεμελιώδη αρμονική.
- Την πρόσθετη άεργο που παράγεται από τις αρμονικές της τάσης.
- Την πρόσθετη άεργο που παράγεται από ενδεχόμενη αύξηση του μέτρου της τάσης της βασικής αρμονικής.
- Την πρόσθετη άεργο που παράγεται από την πρόσθετη χωρητικότητα λόγω κατασκευαστικής ανοχής πχ. +10% είναι μια συνηθισμένη τιμή.

#### 4.9 Δυσλειτουργία διατάξεων προστασίας

Υπάρχουν διατάξεις προστασίας που στηρίζουν τη λειτουργία τους στη μέτρηση του ρεύματος μιας φάσης. Αυτά τα όργανα συνήθως δε μετράνε την πραγματική τιμή του ρεύματος αλλά την ενεργό τιμή της θεμελιώδους ,μέσω έμμεσης μέτρησης. Συγκεκριμένα μετράνε τη μέγιστη τιμή του ρεύματος και ύστερα γίνεται η διαίρεση με  $\sqrt{2}$ . Αυτή η μέθοδος δε δίνει σωστά αποτελέσματα όταν υπάρχει αυξημένο αρμονικό περιεχόμενο.

Οι αρμονικές μπορούν να επηρεάσουν τα μέσα ζεύξης και προστασίας, με αποτέλεσμα την φθορά τους και την δυσλειτουργία τους. Ιδιαίτερα, αν η αρχή λειτουργίας τους στηρίζεται σε θερμικά μοντέλα ή για τον υπολογισμό της ενεργούς τιμής χρησιμοποιείται ο τρόπος που αναφέραμε πριν. Οι αρμονικές συνιστώσες μπορούν να έχουν εμφανή επίδραση στη λειτουργία των διακοπών, δεδομένου ότι μπορούν να προκαλέσουν υψηλό παραμορφωμένο ρεύμα, καθιστώντας έτσι τη διακοπή του ρεύματος δυσκολότερη καθώς επίσης και να προκαλέσουν αναίτιο άνοιγμα διακοπών λόγω υψηλού ρεύματος που οφείλεται σε αρμονικές.

#### 4.10 Επιπτώσεις στους Μετρητές

Οι αρμονικές έχουν επιπτώσεις στη λειτουργία των μετρητών ενέργειας, σημειώνοντας λανθασμένες καταγραφές, ειδικά όταν ξεπερνούν το 5%. Στην πραγματικότητα παράγουν πρόσθετη ροπή και προκαλείται αύξηση στην ταχύτητα των εσωτερικών δίσκων. Ενώ, έχει παρατηρηθεί ότι σε περίπτωση φορτίων ελεγχόμενα από θυρίστρο, η ένδειξη των μετρητών είναι αυξημένη σε σχέση με την αναμενόμενη κατά μερικές ποσοστιαίες μονάδες επειδή το ρεύμα τροφοδότησης είναι μεγαλύτερο λόγω του αρμονικού περιεχομένου. Τέλος συσκευές, όπως οι τηλεοπτικές, ηλεκτρονικοί υπολογιστές, συμβάλλουν στην παραγωγή αρμονικών διαταραχών, αλλά επηρεάζονται από την παρουσία αυτών και λόγω του αρμονικού περιβάλλοντος προκαλούνται διαταραχές σε ευαίσθητα φορτία, όπως ιατρικά μηχανήματα και υπολογιστές.

#### 4.11 Απώλειες δικτύου

Τα αρμονικά ρεύματα οδεύουν, μέσω των δικτύων διανομής και μεταφοράς, από τις γεννήτριες προς τις πηγές αυτών. Σε όλη αυτή τη διαδρομή θα προκαλέσουν αυξημένες απώλειες μεταφοράς στα δίκτυα. Επίσης όσο πιο υψηλή είναι η συχνότητα τόσο μεγαλύτερη είναι η ωμική αντίσταση που “βλεπουν” τα ρεύματα στη διέλευση τους (λόγω επιδερμικού φαινομένου). Αν λάβουμε υπ’ όψιν το μέγεθος των αποστάσεων καταλαβαίνουμε ότι ακόμα και μια μικρή φαινομενικά αύξηση του ρεύματος θα οδηγήσει σε πολύ μεγάλες απώλειες ισχύος.

#### 4.12 Επίδραση στις τράπεζες πυκνωτών

Οι αρμονικές επιδρούν στις τράπεζες πυκνωτών με τους ακόλουθους τρόπους :

1) Με δεδομένο ότι η σύνθετη αντίσταση των πυκνωτών μειώνεται καθώς αυξάνεται η συχνότητα, τους κάνει «καταβόθρες» για τις υψηλές αρμονικές. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα την υπερφόρτιση των πυκνωτών εξαιτίας των αρμονικών ρευμάτων αν δεν γίνει σωστή και προσεγμένη μελέτη για την τοποθέτησή τους στο δίκτυο.

2) Οι αρμονικές τείνουν να αυξάνουν τις διηλεκτρικές απώλειες. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα την μεγάλη θέρμανση και την μειωμένη διάρκεια ζωής των πυκνωτών.

3) Οι πυκνωτές σε συνδυασμό με πηνία δημιουργούν ένα κύκλωμα παράλληλου συντονισμού.

Η συχνότητα στην οποία αυτό το κύκλωμα συντονίζεται δίνεται από τον τύπο :

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C}} = \frac{\omega_0}{2\pi\sqrt{X_{s_{pu}}/X_{c_{pu}}}} = f_0 \sqrt{\frac{X_{c_{pu}}}{X_{s_{pu}}}} = f_0 \sqrt{\frac{SCC_{pu}}{Q_{c_{pu}}}} \quad (4.5)$$

SCC(φαινόμενη ισχύς βραχυκύκλωσης): το γινόμενο του ρεύματος βραχυκύκλωσης σε ένα σημείο του συστήματος με την τάση λειτουργίας.

και η τάξη της αρμονικής του συντονισμού είναι :

$$h_r = \frac{f_r}{f_0} = \sqrt{\frac{X_{c_{pu}}}{X_{s_{pu}}}} = \sqrt{\frac{SCC_{pu}}{Q_{c_{pu}}}} \quad (4.6)$$

#### 4.13 Επιπτώσεις στα τηλεπικοινωνιακά σήματα

Η ύπαρξη αρμονικών σε συχνότητες μεγαλύτερες των 1 kHz δυσχεραίνει τη χρησιμοποίηση του δικτύου για μεταφορά υψίσυχνων τηλεπικοινωνιακών σημάτων τα οποία εξυπηρετούν αμφίδρομη μεταφορά δεδομένων μεταξύ των διεσπαρμένων πηγών ενέργειας και του κέντρου ελέγχου του ηλεκτρικού συστήματος. Σε ορισμένες περιπτώσεις η παραμόρφωση της τάσης μπορεί να επεκταθεί μέχρι και το σημείο σύνδεσης της βιομηχανίας με τη Δ.Ε.Η., η οποία επιβάλλει κυρώσεις αν η μόλυνση του δικτύου ξεπερνά το 0.5-6% αναλόγως του μεγέθους της αρμονικής.

#### 4.14 Ηλεκτρομαγνητική Παρεμβολή

Η ύπαρξη ανώτερων αρμονικών μπορεί να προκαλέσει ηλεκτρομαγνητική παρενόχληση σε γειτονικές συσκευές που δεν συνδέονται άμεσα στο ηλεκτρικό δίκτυο (μέσω ακτινοβολίας). Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την εμφάνιση θορύβου και δυσλειτουργιών σε αυτές τις συσκευές, στην περίπτωση που δεν υπάρχει κατάλληλη μαγνητική θωράκιση. Οι αρμονικές μεγάλης συχνότητας δημιουργούν προβλήματα ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών σε δίκτυα τηλεπικοινωνιών και ειδικά σε βιομηχανικούς χώρους στη λειτουργία των διαφόρων ηλεκτρονικών συστημάτων ελέγχου (προβλήματα στα PLC, λανθασμένες εντολές ελέγχου κλπ). Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα την αύξηση των νεκρών χρόνων από δυσλειτουργία των ηλεκτρονικών συστημάτων και επομένως αύξηση του κόστους συντήρησης.

#### 4.15 Μείωση της εφεδρείας της ηλεκτρικής εγκατάστασης

Τα ρεύματα που διαρρέουν τους αγωγούς και τους ηλεκτρικούς πίνακες είναι σημαντικά μεγαλύτερα λόγω των αρμονικών. Για παράδειγμα, ένα φορτίο 2 kW με τροφοδοσία 230V απορροφά 8,7 A και μπορεί να ασφαλιστεί με μια ασφάλεια 10 A. Όμως, φορτίο ίδιας ονομαστικής ισχύς με ανορθωτές και συντελεστή ισχύος 0,6 θα απορροφά ρεύμα 14.5 A με άμεση συνέπεια το άνοιγμα της ασφάλειας των 10 A. Έτσι δημιουργούνται προβλήματα στην διαστασιολόγηση των μέσων ζεύξεως και προστασίας και των καλωδίων.

#### 4.16 Φόρτιση ουδετέρου

Ο ουδέτερος υπερφορτίζεται καθώς το διανυσματικό άθροισμα των ρευμάτων που τον διαρρέουν δεν είναι πλέον ίσο με το μηδέν, όπως στην περίπτωση συμμετρικών φορτίων. Τα ρεύματα των διάφορων συχνοτήτων προστίθενται και αποτελούν υπολογίσιμη ποσότητα θέτοντας τις τιμές

τάσης μεταξύ ουδετέρου και γης εκτός αποδεκτών ορίων. Όπως αναφέρθηκε στην παράγραφο των τριπλών αρμονικών, το πιο σημαντικό μέρος του ρεύματος του ουδετέρου είναι η 3<sup>η</sup> αρμονική. Μετρήσεις σε κυκλώματα φθορισμού δείχνουν πως το ρεύμα του ουδετέρου μπορεί να φτάσει μέχρι και το 1/3 του ρεύματος γραμμής, ενώ σε άλλα γραμμικά φορτία το ποσοστό μπορεί να είναι και υψηλότερο.

#### **4.17 Μείωση συντελεστή ισχύος**

Η αύξηση της αρμονικής παραμόρφωσης στο ρεύμα προκαλεί τη μείωση του συντελεστή ισχύος. Καθώς όπως θα δείξουμε τα δυο αυτά μεγέθη συνδέονται άρρηκτα μεταξύ τους.

#### **4.18 Επιπτώσεις στους μετατροπείς**

Ένας μετατροπέας παράγει ανώτερες αρμονικές, αλλά επηρεάζεται και από αυτές με τους παρακάτω τρόπους :

- ο πυκνωτής στην AC πλευρά καταπονείται έντονα λόγω αρμονικών.
- οι απώλειες στις διόδους της ανόρθωσης είναι μεγαλύτερες, λόγω της μεγαλύτερης πτώσης τάσης στα άκρα των διόδων.
- τα φίλτρα ηλεκτρομαγνητικής ακτινοβολίας πρέπει να σχεδιάζονται για μεγαλύτερους παλμούς ρεύματος.
- αν στην είσοδο χρησιμοποιείται μετασχηματιστής των 50Hz θα πρέπει να είναι υπερδιαστασιοποιημένος.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

### ΚΑΝΟΝΙΣΜΟΙ ΓΙΑ ΤΗΝ ΑΡΜΟΝΙΚΗ ΠΑΡΑΜΟΡΦΩΣΗ

#### 5.1 Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο ασχολούμαστε με τα διεθνή πρότυπα και τις συνιστώμενες πρακτικές και απαιτήσεις για τον έλεγχο των αρμονικών στα Συστήματα Ηλεκτρικής Ενέργειας. Για το όρια των συστημάτων των πελατών και των συστημάτων διανομής έχουμε τα πρότυπα IEC 61000-2-2, IEEE 519-2014 (αντικατέστησε το πρότυπο IEEE 519-1992), IEC 61000-3-6, G5/4 (UK). Για τα όρια του εξοπλισμού έχουμε τα πρότυπα IEC 61000-3-2 (για ρεύματα  $<16\text{ A}$ ), IEC 61000-3 (για ρεύματα  $>16\text{ A}$ ), IEC 61000-3-12 (για ρεύματα 16-75A). Για την μέτρηση των αρμονικών ακολουθούμε τις πρακτικές του προτύπου IEC 61000-4-7.

Το πρότυπο IEEE-519 που εκδόθηκε το 2014 καθιέρωσε τα όρια των αρμονικών τάσης στα συστήματα μεταφοράς και διανομής ισχύος, καθώς επίσης και των αρμονικών του ρεύματος εντός των βιομηχανικών εγκαταστάσεων. Εφόσον οι αρμονικές τάσης δημιουργούνται από την διέλευση των αρμονικών ρεύματος διαμέσου των εμπεδήσεων του συστήματος διανομής, ελέγχοντας τα ρεύματα ή τις εμπεδήσεις του συστήματος εντός μιας εγκατάστασης μπορούμε να ελέγξουμε τα επίπεδα των αρμονικών τάσης. Στο προαναφερόμενο πρότυπο, καθορίζονται τα επιθυμητά όρια της αρμονικής παραμόρφωσης με βάση τη φύση του ηλεκτρικού συστήματος διανομής.

#### 5.2 PCC – Σημείο κοινής ζεύξης ( Point of common coupling)

Το PCC ορίζεται ως το ηλεκτρικό σημείο σύνδεσης ή το σημείο προσαρμογής μεταξύ του συστήματος διανομής της εταιρίας παροχής ενέργειας και του συστήματος διανομής της βιομηχανικής εγκαταστάσεως του χρήστη.

#### 5.3 Συνιστώμενα όρια αρμονικών τάσης

Στο PCC, οι ιδιοκτήτες συστημάτων ή οι χειριστές πρέπει να περιορίζουν τις αρμονικές τάσης φάσης-ουδέτερου ως εξής:

**Table 1—Voltage distortion limits**

Bus voltage $V$ at PCC	Individual harmonic (%)	Total harmonic distortion THD (%)
$V \leq 1.0$ kV	5.0	8.0
$1 \text{ kV} < V \leq 69$ kV	3.0	5.0
$69 \text{ kV} < V \leq 161$ kV	1.5	2.5
$161 \text{ kV} < V$	1.0	1.5 <sup>a</sup>

<sup>a</sup>High-voltage systems can have up to 2.0% THD where the cause is an HVDC terminal whose effects will have attenuated at points in the network where future users may be connected.

#### Πίνακας 1. Όρια παραμόρφωσης τάσης

-Το 99% των ημερήσιων τιμών πολύ μικρού χρόνου (3 δευτερόλεπτα) πρέπει να είναι μικρότερες από 1,5 επί τις τιμές που δίδονται στον πίνακα 1.

- Το 95% των εβδομαδιαίων τιμών μικρού χρόνου (10 λεπτά) θα πρέπει να είναι μικρότερες από τις τιμές που δίνονται στον Πίνακα 1.

Όλες οι τιμές πρέπει να είναι σε ποσοστό της ονομαστικής τάσης στη θεμελιώδη συχνότητα στο PCC. Ο πίνακας 1 ισχύει για τις αρμονικές τάσεις των οποίων οι συχνότητες είναι ακέραια πολλαπλάσια της θεμελιώδους συχνότητας.

#### 5.4 Συνιστώμενα όρια παραμόρφωσης για συστήματα ονομαστικής ονομαστικής ισχύος 120V μέχρι 69 kV

Τα όρια σε αυτή την υποενότητα ισχύουν για χρήστες συνδεδεμένους σε συστήματα όπου η ονομαστική τάση στο PCC είναι από 120 V έως 69 kV. Στο PCC, οι χρήστες θα πρέπει να περιορίσουν τα αρμονικά τους ρεύματα ως εξής:

-Το 99% των ημερήσιων τιμών πολύ μικρού χρόνου (3 δευτερόλεπτα) πρέπει να είναι μικρότερες από 2 επί τις τιμές που δίδονται στον πίνακα 2.

- Το 99% των εβδομαδιαίων τιμών μικρού χρόνου (10 λεπτά) θα πρέπει να είναι μικρότερες από 1.5 επί τις τιμές που δίνονται στον Πίνακα 2.

- Το 95% των εβδομαδιαίων τιμών μικρού χρόνου (10 λεπτά) θα πρέπει να είναι μικρότερες από τις τιμές που δίνονται στον Πίνακα 2.

**Table 2—Current distortion limits for systems rated 120 V through 69 kV**

Maximum harmonic current distortion in percent of $I_L$						
Individual harmonic order (odd harmonics) <sup>a, b</sup>						
$I_{sc}/I_L$	$3 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h \leq 50$	TDD
$< 20^c$	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
$20 < 50$	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
$50 < 100$	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
$100 < 1000$	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
$> 1000$	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0

<sup>a</sup>Even harmonics are limited to 25% of the odd harmonic limits above.

<sup>b</sup>Current distortions that result in a dc offset, e.g., half-wave converters, are not allowed.

<sup>c</sup>All power generation equipment is limited to these values of current distortion, regardless of actual  $I_{sc}/I_L$ .

where

$I_{sc}$  = maximum short-circuit current at PCC

$I_L$  = maximum demand load current (fundamental frequency component)  
at the PCC under normal load operating conditions

#### Πίνακας 2. Όρια παραμόρφωσης ρεύματος

- $I_n$  είναι το μέγεθος της ενεργού τιμής της κάθε αρμονικής συνιστώσας.
- $I_{sc}$  είναι το ρεύμα βραχυκυκλώσεως στο σημείο PCC.
- $I_L$  είναι η θεμελιώδη συνιστώσα του μεγίστου ζητουμένου ρεύματος φορτίου στο σημείο PCC. Υπολογίζεται ως ο μέσος όρος των μεγίστων μηνιαίων ζητουμένων ρευμάτων των τελευταίων δώδεκα μηνών.
- $I_{sc}/I_L$  είναι ο λόγος του ρεύματος βραχυκυκλώσεως στο σημείο PCC προς την θεμελιώδη συνιστώσα του μεγίστου ρεύματος φορτίου στο ίδιο σημείο. Αποτελεί το μέτρο του πόσο ισχυρό είναι το σύστημα στο σημείο αυτό. Για παράδειγμα αν ένα υδροηλεκτρικό εργοστάσιο τροφοδοτεί ένα μικρό φορτίο ο λόγος είναι μεγαλύτερος από 1000. Αν ένας μικρός Μ/Τ με ονομαστική ισχύ ίση με την ισχύ του φορτίου τροφοδοτεί αυτό το φορτίο τότε ο λόγος είναι μικρότερος από 20.
- Τα όρια των αρμονικών ρεύματος που φαίνονται στις στήλες του πίνακα, ισχύουν για τις περιττές αρμονικές. Οι άρτιες αρμονικές θα πρέπει να περιορίζονται στο 25% των αναφερομένων ορίων.
- Παραμόρφωση ρεύματος που προκαλεί δημιουργία DC τάσης στο PCC δεν επιτρέπεται.

$$TDD = \frac{\sqrt{\sum_2^{\infty} I_n^2}}{I_L} \times 100\% \quad (5.1)$$

•Αν τα φορτία που προκαλούν τις αρμονικές αποτελούνται από μετατροπείς ισχύος με αριθμό παλμών  $q$  μεγαλύτερο από έξι , τότε το όρια του πίνακα αυξάνονται κατά ένα ποσοστό  $\sqrt{\frac{q}{6}}$  .

### Προτεινόμενη διαδικασία

- Καθορισμός του σημείου PCC. Για βιομηχανικούς και εμπορικούς χρήστες το PCC είναι συνήθως το πρωτεύον του μετασχηματιστή που τροφοδοτεί την εγκατάσταση.
- Υπολογισμός του λόγου βραχυκυκλώσεως  $I_{SC}/I_L$  και καθορισμός των ορίων των αρμονικών από τον πίνακα.
- Εντοπισμός και χαρακτηρισμός των αρμονικών πηγών. Ο καλύτερος τρόπος για να επιτευχθεί αυτό είναι να γίνουν μετρήσεις στο σημείο PCC για περίοδο συνήθως μιας εβδομάδας. Εναλλακτικά μπορούν να εκτιμηθούν τα αρμονικά ρεύματα γνωρίζοντας το είδος του κάθε γραμμικού φορτίου.
- Έλεγχος των επιπέδων των αρμονικών σε σχέση με αυτό των ορίων του standard. Αν τα όρια ξεπερνώνται τότε η εγκατάσταση δεν συμμορφώνεται με τα συνιστάμενα όρια του standard 519 και πρέπει να παρθούν μέτρα καταστολής αρμονικών.

### 5.5 IEC 61000-3-2

Ο κανονισμός IEC 61000-3-2 αφορά όρια εκπομπής αρμονικών ρεύματος και εφαρμόζεται σε όλες της ηλεκτρικές και ηλεκτρονικές συσκευές με ρεύμα εισόδου μικρότερο από 16Α ανά φάση, οι οποίες συνδέονται στο δίκτυο διανομής χαμηλής τάσης.

Στον κανονισμό αυτό οι συσκευές κατατάσσονται σε τέσσερις διαφορετικές κλάσεις οι οποίες έχουν διαφορετικά όρια.

- Κλάση Α: Συμμετρικός τριφασικός εξοπλισμός και όλος ο εξοπλισμός που δεν ανήκει στις επόμενες κλάσεις.
- Κλάση Β: Φορητά εργαλεία και οι μη επαγγελματικές συσκευές ηλεκτροσυγκόλλησης.
- Εξοπλισμός φωτισμού.
- Προσωπικοί υπολογιστές με τα μόνιτορ τους, ραδιοφωνικοί και τηλεοπτικοί δέκτες με ισχύ εισόδου  $P \leq 600W$ .



EN 61000-3-2 Ed.2:2000				
Τάξη αρμονικής (h)	Μέγιστο ρεύμα	Μέγιστο ρεύμα	Μέγιστο ρεύμα	Μέγιστο ρεύμα
	Κλάση A	Κλάση B	Κλάση C	Κλάση D
	(A)	(A)	(A)	(mA/Watt)
2	1,08	1,62	2	-
3	2,3	3,45	30*λ	3,4
4	0,43	0,645	-	-
5	1,14	1,71	10	1,9
6	0,3	0,45	-	-
7	0,77	1,155	7	1
8 ≤ h ≤ 40 (Αρτια )	0,23(8/h)	0,345(8/h)	-	-
9	0,4	0,6	5	0,5
11	0,33	0,495	3	-
13	0,21	0,315	3	0,35
15 ≤ h ≤ 39 (Περιττή )	0,15(15/h)	0,225(15/h)	3	(3,85/h)
λ = Συντελεστής ισχύος της συσκευής				

## 5.6 IEC 61000-3-4

Αναφέρεται σε όρια εκπομπής αρμονικών ρεύματος για ηλεκτρικά συστήματα τροφοδοσίας χαμηλής τάσεως, και για εξοπλισμό με ονομαστικό ρεύμα μεγαλύτερο των 16A ( $I > 16A$ ).

Με τον όρο χαμηλή τάση, εννοούνται

- 240V 1Φ, δύο ή τριών αγωγών, 50Hz ή 60Hz
- 600V 3Φ, τριών ή τεσσάρων αγωγών, 50Hz ή 60Hz

Τα όρια αυτά φαίνονται στους παρακάτω πίνακες:

EN 61000-3-4								
Μονοφασικός, διφασικός και ασύμμετρος τριφασικός εξοπλισμός								
Ελάχιστο Rsce	Επιτρεπόμενοι συντελεστές παραμόρφωσης αρμονικών ρεύματος %		Επιτρεπόμενες αρμονικές ρεύματος ανά τάξη Ih/I1%					
	THD	PWHD	I3	I5	I7	I9	I11	I13
66	25	25	23	11	8	6	5	4
120	29	29	25	12	10	7	6	5
175	33	33	29	14	11	8	7	6
250	39	39	34	18	12	10	8	7
350	46	46	40	24	15	12	9	8
450	51	51	40	30	20	14	12	10
600	57	57	40	30	20	14	12	10

### Σημειώσεις

1. Οι τιμές των άρτιων αρμονικών δεν θα πρέπει να ξεπερνούν το 16/h%
2. Γραμμικός συσχετισμός μεταξύ διαδοχικών τιμών Rsce είναι επιτρεπτός.
3. Στην περίπτωση μη συμμετρικού τριφασικού εξοπλισμού, οι παραπάνω τιμές ισχύουν για κάθε φάση.

PWHD: συντελεστής αρμονικής παραμόρφωσης μερικής βαρύτητας;

$$PWHD = \sqrt{\sum_{n=14}^{40} h \times \left(\frac{I_h}{I_1}\right)^2} \quad (5.2)$$

Όπου  $I_1$  : ονομαστικό ρεύμα της θεμελιώδους συχνότητας

$I_h$ : ρεύμα αρμονικής τάξης

EN 61000-3-4						
Συμμετρικός τριφασικός εξοπλισμός						
Ελάχιστο $R_{sce}$	Επιτρεπόμενοι συντελεστές παραμόρφωσης αρμονικών ρεύματος %		Επιτρεπόμενες αρμονικές ρεύματος ανά τάξη $I_h/I_1$ %			
	THD	PWHD	I5	I7	I11	I13
66	16	25	14	11	10	8
120	18	29	16	12	11	8
175	25	33	20	14	12	8
250	35	39	30	18	13	8
350	48	46	40	25	15	10
450	58	51	50	35	20	15
600	70	57	60	40	25	18

Σημειώσεις που αφορούν τους παραπάνω πίνακες :

$R_{sce}$ : λόγος βραχυκυκλώματος

$R_{sce} = S_{sc} / (3S_{equ})$  για μονοφασικό εξοπλισμό

$R_{sce} = S_{sc} / (2S_{equ})$  για ενδοφασικό (διφασικό) εξοπλισμό

$R_{sce} = S_{sc} / S_{equ}$  για τριφασικό εξοπλισμό (συμμετρικό ή μη)

$S_{sc}$  = τριφασική φαινομενική ισχύς βραχυκυκλώματος =  $U^2 \text{ nominal} / Z$

Όπου  $U$  : ονομαστική τάση συστήματος

$Z$ : σύνθετος αντίσταση στο σημείο κοινής ζεύξης

$S_{equ}$ :  $U_1 I_{equ}$  για διφασικό εξοπλισμό

και  $U_1$  : διφασική τάση

$S_{equ} = U_p I_{equ}$  για μονοφασικό εξοπλισμό και  $U_p$ : μονοφασική τάση

$S_{equ} = \sqrt{3} U_i I_{equ}$  για συμμετρικό τριφασικό εξοπλισμό

$S_{equ} = 3U_p I_{equ, \max}$  για ασύμμετρο τριφασικό εξοπλισμό

## 5.7 IEC 61000-2-4

Αφορά τα επίπεδα συμβατότητας αρμονικών τάσης σε βιομηχανικούς χώρους και μη δημόσια ηλεκτρικά συστήματα διανομής για τάσεις  $\leq 35$  kV και συχνότητα 50Hz ή 60Hz.

### Κλάσεις ηλεκτρομαγνητικού περιβάλλοντος

- Κλάση 1: Η κλάση εφαρμόζεται σε προστατευμένες τροφοδοσίες και έχει επίπεδα συμβατότητας χαμηλότερα από αυτά των δημοσίων δικτύων. Σχετίζεται με την χρήση εξοπλισμού πολύ ευαίσθητου σε διαταραχές τροφοδοσίας, όπως για παράδειγμα όργανα εργαστηρίων, εξοπλισμό αυτοματισμών και προστασίας, ηλεκτρονικούς υπολογιστές κτλ.
- Κλάση 2: Η κλάση αυτή αφορά σημεία κοινής ζεύξης φορτίου με δημόσιο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας και σημεία ζεύξης μέσα σε βιομηχανικό εργοστάσιο. Τα επίπεδα συμβατότητας αυτής της κλάσης είναι γενικώς τα ίδια με αυτά των δημοσίων δικτύων. Ως εκ τούτου τμήματα που σχεδιάζονται για τροφοδοσία από δημόσια δίκτυα μπορούν να χρησιμοποιήσουν αυτή την κλάση βιομηχανικού περιβάλλοντος.
- Κλάση 3: Η κλάση αυτή αφορά μόνο σημεία ζεύξης εντός του βιομηχανικού χώρου. Έχει υψηλότερα επίπεδα συμβατότητας από αυτά της κλάσης 2 για μερικά φαινόμενα διαταραχών. Έτσι για παράδειγμα αυτή η κλάση μπορεί να ληφθεί υπόψη όταν κάποιες από τις ακόλουθες συνθήκες είναι παρούσες.
  - Ένα μεγάλο μέρος του φορτίου τροφοδοτείται από μετατροπείς.
  - Υπάρχουν μηχανήματα ηλεκτροσυγκόλλησης
  - Υπάρχουν συχνές εκκινήσεις μεγάλων ηλεκτροκινητήρων.
  - Υπάρχουν φορτία εντόνως μεταβαλλόμενα

Σημείωση : Η τροφοδοσία μερικών φορτίων που προκαλούν υψηλές διαταραχές όπως οι κλίβανοι εκκένωσης τόξου αλλά και οι μεγάλοι μετατροπείς ενδέχεται να προκαλούν διαταραχές σε επίπεδα μεγαλύτερα από αυτά της κλάσεως 3. Σε αυτήν την περίπτωση τα επίπεδα συμβατότητας πρέπει να συμφωνούνται.

IEC 61000-2-4 Κλάση 1					
Περιττές αρμονικές πολλαπλασίες του 3		μη	Περιττές αρμονικές πολλαπλασίες του 3		Άρτιες αρμονικές
Τάξη αρμονικής h	Τάση αρμονικής %	Τάξη αρμονικής h	Τάση αρμονικής %	Τάξη αρμονικής h	Τάση αρμονικής %
5	3	3	3	2	2
7	3	9	1,5	4	1
11	3	15	0,3	6	0,5
13	3	21	0,2	8	0,5
17	2	21 < h ≤ 45	9,2	10	0,5
17 < h ≤ 48	$2,27 \cdot \frac{17}{h} - 0,27$			10 < h ≤ 50	$0,25 \cdot \frac{10}{h} + 0,25$
Το αντίστοιχο επίπεδο συμβατότητας για την ολική αρμονική παραμόρφωση είναι THD = 5%					

IEC 61000-2-4 Κλάση 2					
Περιττές αρμονικές πολλαπλασίες του 3		μη	Περιττές αρμονικές πολλαπλασίες του 3		Άρτιες αρμονικές
Τάξη αρμονικής h	Τάση αρμονικής %	Τάξη αρμονικής h	Τάση αρμονικής %	Τάξη αρμονικής h	Τάση αρμονικής %
5	6	3	5	2	2
7	5	9	1,5	4	1
11	3,5	15	0,4	6	0,5
13	3	21	0,3	8	0,5
17	2	21 < h ≤ 45	0,2	10	0,5
17 < h ≤ 48	$2,27 \cdot \frac{17}{h} - 0,27$			10 < h ≤ 50	$0,25 \cdot \frac{10}{h} + 0,25$
Το αντίστοιχο επίπεδο συμβατότητας για την ολική αρμονική παραμόρφωση είναι THD = 8%					

IEC 61000-2-4 Κλάση 3					
Περιττές αρμονικές μη πολλαπλάσιες του 3		Περιττές αρμονικές πολλαπλάσιες του 3		Άρτιες αρμονικές	
Τάξη αρμονικής h	Τάση αρμονικής %	Τάξη αρμονικής h	Τάση αρμονικής %	Τάξη αρμονικής h	Τάση αρμονικής %
5	8	3	6	2	3
7	7	9	2,5	4	1,5
11	3	15	2	6	1
13	4,5	21	1,75	8	1
17	4	21 < h ≤ 45	1	10	1
17 < h ≤ 48	$4,5 \cdot \frac{17}{h} - 0,5$			10 < h ≤ 50	1

Το αντίστοιχο επίπεδο συμβατότητας για την ολική αρμονική παραμόρφωση είναι  
THD = 10%

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

### ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΠΑΘΗΤΙΚΩΝ ΦΙΛΤΡΩΝ

#### 6.1 Εισαγωγή :Φίλτρα σειράς και παράλληλα φίλτρα

Τα φίλτρα για τον περιορισμό των αρμονικών είναι συνήθως παράλληλης συνδεσμολογίας για να προσφέρουν μια διαδρομή χαμηλής σύνθετης αντίστασης σε μια συγκεκριμένη αρμονική ή σε μια ζώνη αρμονικών, έτσι ώστε να διεισδύσουν μέσα στο φίλτρο και η ροή τους να ελαχιστοποιείται στο σύστημα. Αυτά μπορεί να χρησιμοποιούν το φαινόμενο του συντονισμού στα εξαρτήματα του φίλτρου για να προσφέρουν ελάχιστη σύνθετη αντίσταση σε μια συγκεκριμένη αρμονική ή μια ζώνη αρμονικών.

#### 6.2 Τοποθέτηση των φίλτρων

Μπορούν να τοποθετηθούν παθητικά φίλτρα σε κατάλληλες θέσεις, κατά προτίμηση κοντά στην πηγή αρμονικής παραμόρφωσης, έτσι ώστε να παγιδευτούν πολλά από τα αρμονικά ρεύματα της πηγής και να μειωθούν οι αρμονικές που μεταδίδονται στο σημείο της κοινής σύζευξης (PCC). Με τη μείωση των αρμονικών στην πηγή, ο ηλεκτρικός εξοπλισμός δεν χρειάζεται να είναι υπερμεγέθους, οι απώλειες ελαχιστοποιούνται, οι διαταραχές της τάσης μειώνονται, τα φίλτρα μπορούν να προσαρμοστούν ειδικά για τα φορτία και μπορούν να παρασχεθούν έλεγχοι μεταγωγής των φορτίων. Αντίθετα, όταν τα φίλτρα βρίσκονται μακριά από τα φορτία που παράγουν αρμονικές, οι αρμονικές πρέπει να ρέουν μέχρι το φίλτρο μέσω των αντιστάσεων του συστήματος με την επακόλουθη αύξηση των απωλειών του συστήματος.

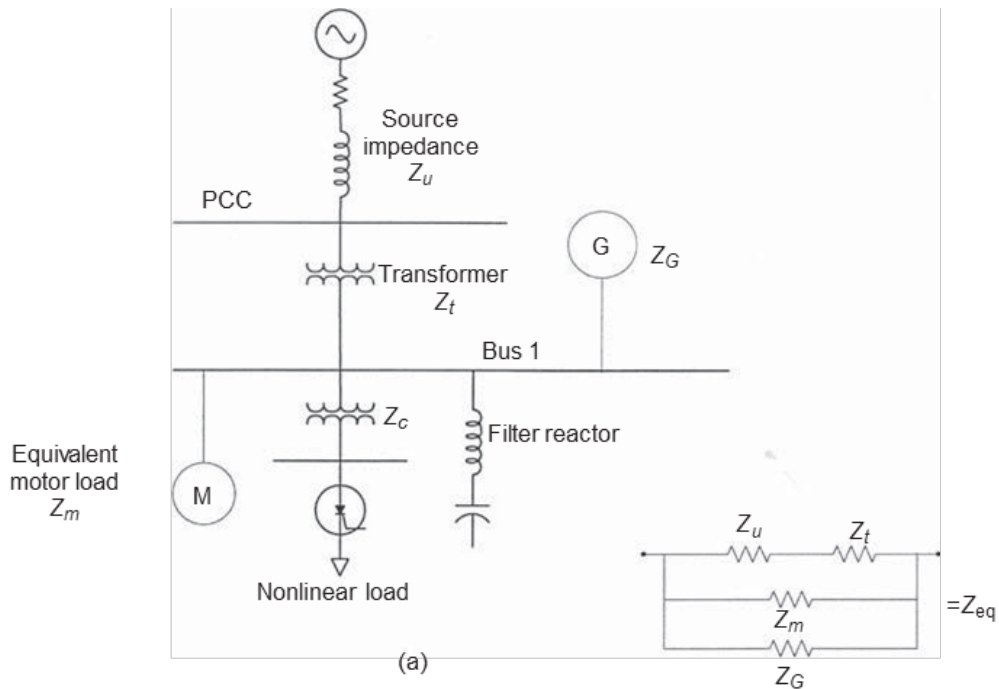
Οι βασικές εκτιμήσεις είναι οι εξής:

- Τα όρια των αρμονικών στο PCC πρέπει να πληρούν τις απαιτήσεις του IEEE 519, αλλά είναι επιθυμητό να περιορίσουμε τις αρμονικές παραμορφώσεις σε όλη την έκταση του συστήματος ισχύος.
- Μπορεί να απαιτείται συγχρόνως αντιστάθμιση αέργου ισχύος
- Πρέπει να λαμβάνονται υπόψη οι συνθήκες κανονικής και έκτακτης ανάγκης της λειτουργίας της εγκατάστασης, μαζί με τις αρμονικές περιβάλλοντος.
- Η αλληλεπίδραση των φίλτρων με το σύστημα πρέπει να εκτιμάται σωστά υπό διάφορες συνθήκες λειτουργίας
- Μια μοντελοποίηση του τριφασικού συστήματος μπορεί να είναι απαραίτητη όταν υπάρχουν μεγάλες ανισορροπίες τάσης ή ρεύματος.

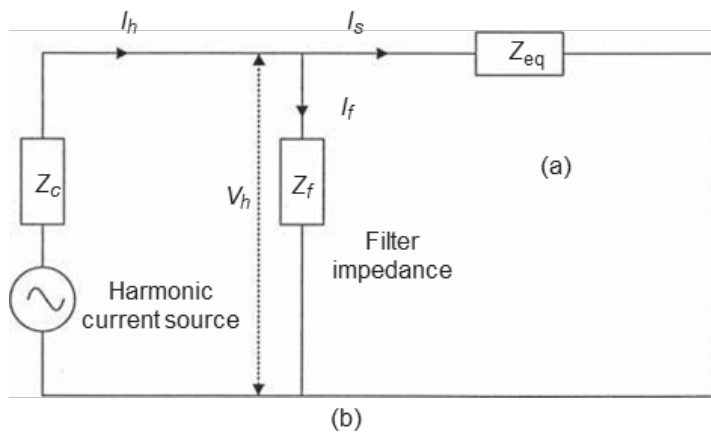
### 6.3.1 Μονοσυντονισμένα φίλτρα

Τα μονοσυντονισμένα φίλτρα (ST) είναι αποτελεσματικά φίλτρα που θα εξαλείψουν μια συγκεκριμένη αρμονική στην οποία συντονίζονται. Αυτά είναι τα πιο ευρέως χρησιμοποιούμενα φίλτρα σε όλες τις εφαρμογές αρμονικών περιορισμών. Ωστόσο, απαιτείται προσοχή στο σχεδιασμό τους, έτσι ώστε τα εξαρτήματα να μην είναι υπερφορτωμένα και οι υπερτάσεις λόγω της εγκατάστασης τους να ελέγχονται. Πολλές φορές εγκαθίσταται μια ομάδα ST φίλτρων όπου η κάθε μία συντονίζεται σε μια συγκεκριμένη συχνότητα.

Η λειτουργία ενός παράλληλου ST φίλτρου εξηγείται στο παρακάτω σχήμα .



Σχήμα 6.1 (α) Συνδέσεις ST φίλτρου, αρμονικής πηγής σε σύστημα διανομής.



Σχήμα 6.1 (β) ισοδύναμο κύκλωμα που φαίνεται από την έγχυση αρμονικών ως πηγή.



Το σχήμα 6.1 (a) δείχνει μια τοπολογία συστήματος με μη γραμμικό φορτίο και το σχήμα (b) το κλειστό κύκλωμα. Το αρμονικό ρεύμα που εισάγεται από την πηγή μέσω της αντίστασης  $Z_c$  μοιράζεται στην σύνθετη αντίσταση του φίλτρο και στην ισοδύναμη αντίσταση του συστήματος  $Z_{eq}$ . Αυτή η αντίσταση του συστήματος μπορεί να βρεθεί με απλοποίηση του κυκλώματος.

$$I_h = I_f + I_s \quad (6.1)$$

όπου  $I_h$  είναι το αρμονικό ρεύμα που εισάγεται στο σύστημα, Αν  $I_f$  είναι το ρεύμα μέσω του φίλτρου και  $I_s$  είναι το ρεύμα μέσω της σύνθετης αντίστασης του συστήματος. Επίσης,

$$I_s Z_{eq} = I_f Z_f \quad (6.2)$$

δηλαδή, η αρμονική τάση στα άκρα της σύνθετης αντίστασης του φίλτρου ( $Z_f$ ) ισούται με την αρμονική τάση στα άκρα της αντίστασης του συστήματος ισχύος ( $Z_s$ ).

$$I_f = \left[ \frac{Z_{eq}}{Z_f + Z_{eq}} \right] I_h = \rho_f I_h \quad (6.3)$$

$$I_s = \left[ \frac{Z_f}{Z_f + Z_{eq}} \right] I_h = \rho_s I_h \quad (6.4)$$

όπου  $\rho_f$  και  $\rho_s$  είναι μιγαδικές ποσότητες που καθορίζουν την κατανομή του αρμονικού ρεύματος στο φίλτρο και τη σύνθετη αντίσταση του συστήματος.

Ένα σωστά σχεδιασμένο φίλτρο θα έχει  $\rho_f$  κοντά στην μονάδα, τυπικά 0,995, και το αντίστοιχο  $\rho_s$  για το σύστημα θα είναι 0,05. Οι γωνίες των μιγαδικών  $\rho_f$  και  $\rho_s$  μπορεί να είναι της τάξης  $-81^\circ$  και  $-2,6^\circ$ , αντίστοιχα [35].

Οι αρμονικές τάσεις πρέπει να είναι όσο το δυνατόν χαμηλότερες. Το ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος (β) δείχνει ότι η σύνθετη αντίσταση του συστήματος παίζει σημαντικό ρόλο στην κατανομή του αρμονικού ρεύματος. Για την άπειρη αντίσταση του συστήματος, δηλαδή ένα σύστημα με πολύ χαμηλή ισχύ βραχυκυκλώματος, το φιλτράρισμα είναι τέλει, καθώς δεν ρέει αρμονικό ρεύμα μέσω της σύνθετης αντίστασης του συστήματος. Αντιστρόφως, για ένα σύστημα μηδενικής αρμονικής σύνθετης αντίστασης, δηλαδή πηγής με βραχυκυκλώμα υψηλής ισχύος, όλο το αρμονικό ρεύμα θα εισρεύσει στο σύστημα και καθόλου στο φίλτρο. Στην περίπτωση που δεν

υπάρχει έγχυση, όλο το αρμονικό ρεύμα περνά στο σύστημα. Όσο χαμηλότερη είναι η σύνθετη αντίσταση του συστήματος, (το ρεύμα βραχυκυκλώματος γίνεται υψηλότερο), τόσο μικρότερη είναι η παραμόρφωση της τάσης, με την προϋπόθεση ότι η αντίσταση του φίλτρου είναι χαμηλή έτσι ώστε να απορροφά το μεγαλύτερο μέρος του αρμονικού ρεύματος. **Τα όρια αρμονικών του IEEE σχετικά με το TDD βασίζονται σε αυτή την ιδέα. Όσο υψηλότερη είναι η ισχύς βραχυκυκλώματος της πηγής, τόσο υψηλότερη είναι η επιτρεπτή τιμή του TDD.**

Σε ένα φίλτρο ST, καθώς οι επαγωγικές και χωρητικές σύνθετες αντιστάσεις είναι ίσες στην συχνότητα συντονισμού, η σύνθετη αντίσταση δίνεται σε σχέση και με την αντίσταση R από τον τύπο:

$$Z = R + j\omega_n L + \frac{1}{j\omega_n C} \quad (6.5)$$

Σε συχνότητα συντονισμού  $\omega_n$ , ισχύει  $Z = R$ .

Μπορούν να οριστούν οι ακόλουθες παράμετροι:

$\omega_n$  είναι η συντονισμένη γωνιακή συχνότητα σε ακτίνια και δίνεται από τη σχέση:

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (6.6)$$

$X_0$  είναι η αντίδραση της επαγωγής ή του πυκνωτή στην συντονισμένη συχνότητα. Εδώ,

$n = f_n / f$ , όπου  $f_n$  είναι η συχνότητα που συντονίζεται το φίλτρο και  $f$  είναι η συχνότητα του συστήματος ισχύος.

$$X_0 = \omega_n L = \frac{1}{\omega_n C} = \sqrt{\frac{L}{C}} \text{ and } \omega_n = \sqrt{\frac{1}{LC}} \quad (6.7)$$

Ο συντελεστής ποιότητας στο συντονισμό ορίζεται ως:

$$Q = \frac{X_0}{R} = \frac{\sqrt{L/C}}{R} \quad (6.8)$$

Ο συντελεστής ποιότητας προσδιορίζει την οξύτητα του συντονισμού. Η ζώνη διέλευσης περιορίζεται από τις συχνότητες στις οποίες ισχύουν

$$|Z_f| = \sqrt{2}R$$

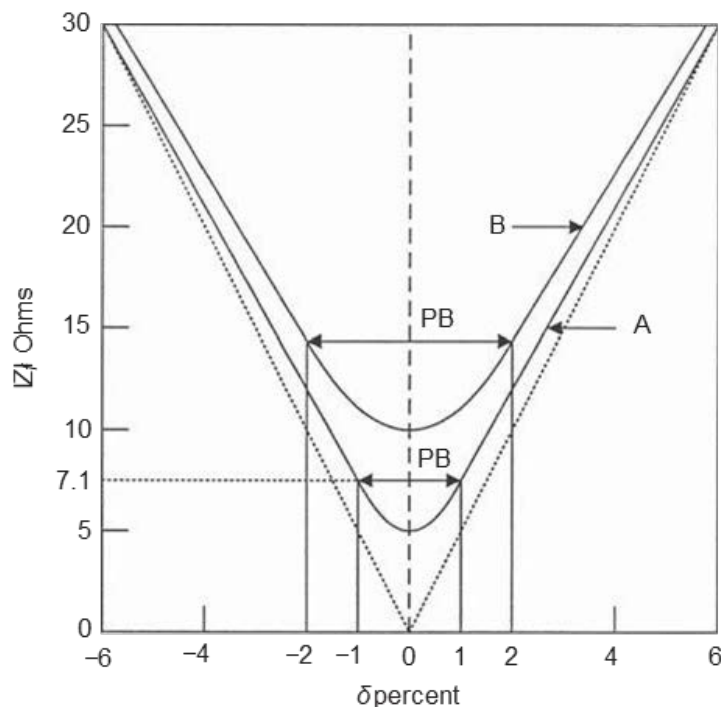
$$\delta = \frac{\omega - \omega_n}{\omega_n}$$

$$\omega = \omega_n(1 + \delta) \quad (6.9)$$

Σε αυτές τις συχνότητες, η σύνθετη αντίσταση  $Z = R$ . Αν ορίζεται ως η απόκλιση ανά μονάδα από τη συντονισμένη συχνότητα, τότε για μικρές αποκλίσεις συχνότητας, η σύνθετη αντίσταση δίνεται περίπου από τον ακόλουθο τύπο:

$$|Z_f| = R\sqrt{1 + 4\delta^2 Q^2} = X_0\sqrt{Q^{-2} + 4\delta^2} \quad (6.10)$$

Για να ελαχιστοποιηθεί η αρμονική τάση, το  $Z_f$  θα πρέπει να μειωθεί ή η αγωγιμότητα του φίλτρου θα πρέπει να είναι υψηλή σε σύγκριση με την αγωγιμότητα του συστήματος.



Σχήμα 6.2 Παράλληλο μονοσυντονισμένο φίλτρο με τη ζώνη διέλευσης και τις ασύμπτωτες

Το γράφημα της σύνθετης αντίστασης φαίνεται στο σχήμα 6.2. Η οξύτητα του συντονισμού εξαρτάται από το  $R$  καθώς και από το  $X_0$  και η σύνθετη αντίσταση του φίλτρου στη συχνότητα συντονισμού του μπορεί να μειωθεί μειώνοντας τα  $R$  και  $X_0$ . Οι ασύμπτωτες βρίσκονται στο

$$|X_f| = \pm 2X_0|\delta| \quad (6.11)$$

Τα άκρα της ζώνης διέλευσης είναι σε  $\delta = \pm 1 / 2Q$  και πλάτος  $= 1 / Q$ . Στο σχήμα πιο πάνω η καμπύλη Α είναι για  $R = 5 \Omega$ ,  $X_0 = 500 \Omega$  και  $Q = 100$ , με ασύμπτωτες και ζώνη διέλευσης, όπως φαίνεται. Η καμπύλη Β είναι για  $R = 10 \Omega$ ,  $X_0 = 500 \Omega$  και  $Q = 50$ . Αυτές οι δύο καμπύλες έχουν τις ίδιες ασύμπτωτες. Επομένως, η αντίσταση επηρεάζει την οξύτητα του συντονισμού.

Σε όρους αγωγιμοτήτων,

$$\begin{aligned} Y_f &= G_f + jB_f \\ &= \frac{Q}{X_0(1 + 4\delta^2 Q^2)} - \frac{2\delta Q^2}{X(1 + 4\delta^2 Q^2)} \end{aligned} \quad (6.12)$$

Η αρμονική τάση στο φίλτρο είναι

$$V_h = \frac{I_h}{Y_h} \quad (6.13)$$

Για την ελάχιστη παραμόρφωση τάσης, η συνολική αγωγιμότητα του φίλτρου πρέπει να αυξηθεί. Οι γεωμετρικοί τόποι των εμπεδήσεων υποδεικνύουν ότι γενικά οι αρμονικές σύνθετες αντιστάσεις μπορούν να οριστούν σε μια περιοχή του  $R, jX$ , προσδιοριζόμενη από δύο ευθείες γραμμές και έναν κύκλο που διέρχεται από την προέλευση (βλέπε σχήμα 6.3 (b)).

### 6.3.2 Συχνότητα συντονισμού

Το ST φίλτρο δεν συντονίζεται ακριβώς με τη συχνότητα της αρμονικής που προορίζεται για καταστολή. Η συχνότητα του συστήματος μπορεί να αλλάξει, προκαλώντας αλλαγή της αρμονικής συχνότητας. Η ανοχή στις επαγωγές των φίλτρων και στους πυκνωτές μπορεί να αλλάξει λόγω των αποτελεσμάτων της γήρανσης ή της θερμοκρασίας.

Η ανοχή στις μονάδες εμπορικών πυκνωτών είναι  $\pm 20\%$  και στα πηνία  $\pm 5\%$  [35]. Για τις εφαρμογές φίλτρων, είναι απαραίτητο να προσδιοριστούν στενότερες ανοχές στους πυκνωτές και στα πηνία. Όταν ένας αριθμός μονάδων πυκνωτών συνδέονται σε σειρά ή παράλληλα, αυτές διαμορφώνονται προσεκτικά με δοκιμασμένες τιμές της χωρητικότητας έτσι ώστε να μην εμφανίζονται μεγάλες ασυμμετρίες τάσης. Οποιαδήποτε τέτοια ασυμμετρία μεταξύ των φάσεων θα οδηγήσει σε υπερτάσεις. Επιπλέον, ο ουδέτερος δεν θα βρίσκεται σε δυναμικό εδάφους σε αγείωτες συστοιχίες συνδεσμολογίας wye. Μια ανοχή  $\pm 2,0\%$  στα πηνία και  $+ 5\%$  στους πυκνωτές (χωρίς αρνητική ανοχή) στο βιομηχανικό περιβάλλον είναι συνηθισμένη πρακτική [35]. Για

εφαρμογές συνεχούς ρεύματος υψηλής τάσης (HVDC) ενδέχεται να απαιτούνται μικρότερες ανοχές.

Ο συντονισμός ακριβώς σε μια αρμονική, μπορεί να προσελκύσει αρμονικές από τις γειτονικές εγκαταστάσεις και να υπερφορτώσει τα φίλτρα.

Μία μεταβολή στο L ή C του 2% προκαλεί τον ίδιο αποσυντονισμό με τη μεταβολή της συχνότητας του συστήματος κατά 1% [35].

$$\delta = \frac{\Delta f}{f_n} + \frac{1}{2} \left( \frac{\Delta L}{L_n} + \frac{\Delta C}{C_n} \right) \quad (6.14)$$

Η σύνθετη αντίσταση του φίλτρου μπορεί επίσης να γραφτεί ως

$$Z = R \left( 1 + jQ\delta \frac{2 + \delta}{1 + \delta} \right) \quad (6.15)$$

### 6.3.3 Ελάχιστο φίλτρο

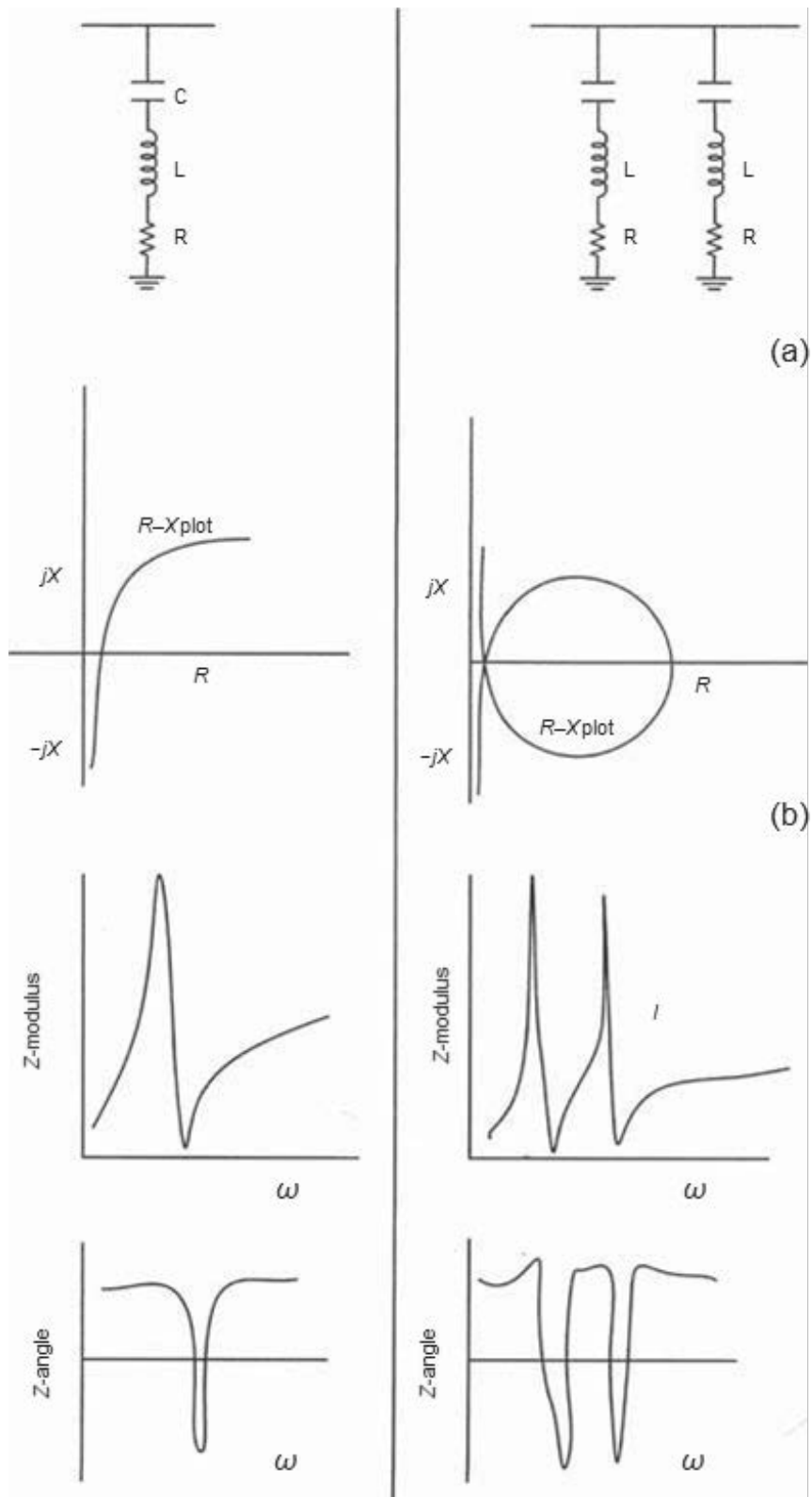
Ένα φίλτρο που έχει σχεδιαστεί για να ελέγχει μόνο την αρμονική παραμόρφωση, χωρίς τον περιορισμό της ικανοποίησης μιας συγκεκριμένης ζήτησης αέργου ισχύος, ονομάζεται ελάχιστο φίλτρο. Πιο συχνά, τα φίλτρα απαιτούνται επίσης για να ικανοποιήσουν μια συγκεκριμένη ζήτηση αέργου ισχύος για τη βελτίωση του συντελεστή ισχύος (PF).

Το ελάχιστο φίλτρο ενδέχεται να έχει μέγεθος μεγαλύτερο από τις απαιτήσεις για την κάλυψη μόνο της ζήτησης αέργου ισχύος.

Αντιστρόφως, οι απαιτήσεις για την ικανοποίηση της απαίτησης συγκεκριμένης αέργου ισχύος ενδέχεται να αυξήσουν το μέγεθος του ελάχιστου φίλτρου.

Και οι δύο αυτές καταστάσεις πρέπει να εξετάζονται ταυτόχρονα.

Το σχήμα 6.3 δείχνει τα διαγράμματα R - X, Z - ω και γωνίας φάσης των ST φίλτρων μόνα τους και παράλληλα.



Σχήμα 6.3 (α) Συνδέσεις, (β) R - X, (γ) Z -  $\omega$ , και (δ) γραφικές παραστάσεις γωνίας-συχνότητας ST φίλτρων.

### 6.3.4 Μεταβαλλόμενες συχνότητες συντονισμού

Με την εφαρμογή ενός ST φίλτρου, ο συντονισμός δεν εξαλείφεται. Θα αλλάξει πάντοτε σε συχνότητα χαμηλότερη από την επιλεγμένη συντονισμένη συχνότητα [35]. Δίνεται από τον τύπο:

$$f_{11} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{(L_s + L)C}} \quad (6.16)$$

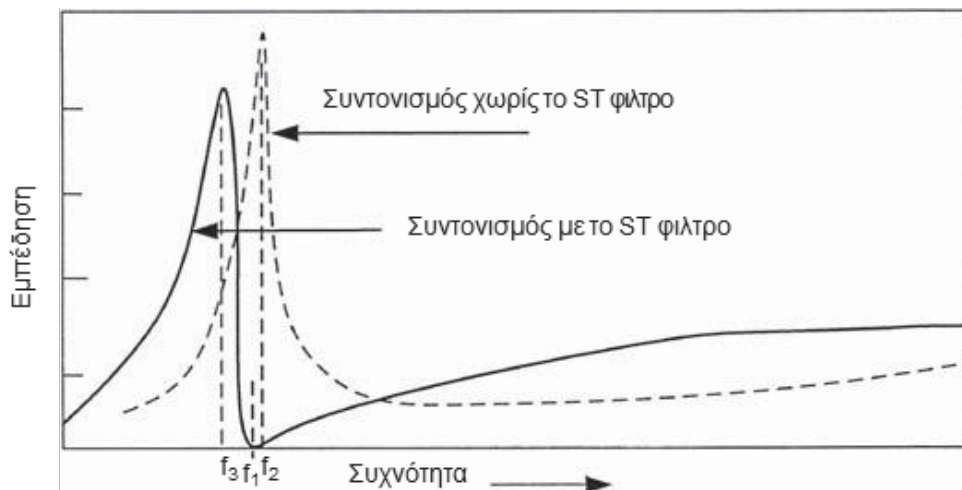
όπου  $L_s$  είναι η επαγωγή του συστήματος.

Η κορυφή συντονισμού έχει τη δική της τιμή του  $Q$  που δίνεται από

$$Q = \frac{\sqrt{(L_s + L)/C}}{(R_s + R)} \quad (6.17)$$

όπου  $R_s$  είναι η αντίσταση του συστήματος.

Κάθε παράλληλο ST φίλτρο δημιουργεί μια μετατοπισμένη συχνότητα συντονισμού, κάτω από τη δική του συντονισμένη συχνότητα. Εάν η μετατοπισμένη συχνότητα συντονισμού συμπίπτει με κάποια συχνότητα με αυξημένες τιμές αρμονικών, τότε θα εμφανιστεί επιπλέον μεγέθυνση σε αυτήν την συχνότητα καθώς το ρεύμα αυτής της αρμονικής θα “δει“ μικρότερη αντίσταση (πρακτικά  $R$  αντί για  $R+X_L+X_C$  για την τοπολογία του μονοσυντονισμένου φίλτρου) και έτσι αφού μικραίνει η αντίσταση θα μεγαλώσει το ρεύμα. Αυτή η μεγέθυνση του ρεύματος μπορεί να ξεπεράσει το ρεύμα στη θεμελιώδη συχνότητα προκαλώντας υπερφόρτωση των πυκνωτών μέχρι και καταστροφή τους, ξαφνικά να ανοίγουν οι διακόπτες προκαλώντας διακοπή στις λειτουργίες τις εγκατάστασης (διακοπή παραγωγής κ.α.) καθώς και επιπλέον παραμόρφωση της κυματομορφής της τάσης στο PCC. Συνήθως για να αποφύγουμε φαινόμενα ανεπιθύμητου συντονισμού τα φίλτρα αυτά προστίθενται στο σύστημα ξεκινώντας από την χαμηλότερη συχνότητα. Έτσι για παράδειγμα όταν εγκαθιστούμε φίλτρα για την 7η αρμονική συνήθως προαπαιτείται ότι έχει εγκατασταθεί φίλτρο για την 5η αρμονική, διότι το φίλτρο της 7ης αρμονικής από μόνο του θα συντονισθεί πιθανώς με την βοήθεια του συστήματος στην 5η αρμονική.



Σχήμα 6.4 Μετατόπιση της συχνότητας συντονισμού σε ένα ST φίλτρο.

Το ρεύμα μαγνήτισης ενός μετασχηματιστή είναι πλούσιο σε ζυγές και τρίπλες αρμονικές. Καθώς οι μετασχηματιστές συνδέονται και αποσυνδέονται, έχουμε αυξήσεις του αρμονικού ρεύματος στο σύστημα και στα φίλτρα, αν και αυτό θα διαρκέσει για τη διάρκεια μεταγωγής των μετασχηματιστών. Είναι πιθανόν αυτά τα ρεύματα να μεγεθυνθούν επαρκώς ώστε να δημιουργήσουν μεγάλες αρμονικές τάσεις.

Υψηλές υπερτάσεις μπορεί να συμβούν εάν το σύστημα συντονιστεί οξυτάτα στην αρμονική που θα απορροφήσει ο μετασχηματιστής κατά τη φάση της μαγνήτισης του (δεύτερη, τρίτη, τέταρτη και άλλες ζυγές αρμονικές). Οι τράπεζες πυκνωτών θα μπορούσαν επίσης να καταστραφούν. Αυτό θέτει έναν περιορισμό στο σχεδιασμό των ST φίλτρων. Κατά το σχεδιασμό φίλτρων φερειπείν για την εγκατάσταση ενός κλιβάνου, ο μετασχηματιστής του κλιβάνου μπορεί να συνδέεται και να αποσυνδέεται πολύ συχνά και πρέπει να υπολογίζονται αυτές οι συχνότητες.

Όταν οι πυκνωτές και οι μετασχηματιστές τροφοδοτούνται ταυτόχρονα, αυτές αυξάνουν τον χρόνο απομείωσης του μεταβατικού φαινομένου λόγω των ανοιγο-κλεισιμάτων και μπορεί να προκρίψει και συντονισμός. Οι μετατοπισμένες συχνότητες συντονισμού πρέπει να έχουν διαφορά τουλάχιστον 30 κύκλων μεταξύ των γειτονικών και των μονών ή ζυγών αρμονικών [35]. Αυτή η σύσταση βασίζεται σε πρακτικές εφαρμογές φίλτρων. Ακόμη και τότε όμως, κάποια ενίσχυση του ρεύματος μαγνήτισης θα εμφανιστεί.

### 6.3.5 Επίδραση των ανοχών στα στοιχεία των φίλτρων

Τιμές πέρα από τις ανοχές των πυκνωτών και των πηνίων θα έχουν ως αποτέλεσμα τον αποσυντονισμό. Θεωρούμε ότι επιλέγονται τα στοιχεία των ακόλουθων ανοχών [35]:

Πυκνωτές: + 5%



Πηγία:  $\pm 2\%$

Αν αφήσουμε την χωρητικότητα του φίλτρου της πέμπτης και της έβδομης αρμονικής να αυξηθούν κατά 5% και η επαγωγή κατά 2% , θα δούμε ότι οι σε σειρά συντονισμένες συχνότητες του πέμπτου και του εβδόμου φίλτρου θα μετατοπιστούν σε χαμηλότερη τιμή. Αυτή είναι μια αρκετά συντηρητική παραδοχή για τον έλεγχο του αποτελέσματος του αποσυντονισμού και της προκύπτουσας κατανομής του ρεύματος. Το αποτέλεσμα των ανοχών στη συχνότητα συντονισμού φαίνεται στην ακόλουθη εξίσωση :

$$f_{\text{tuned}} = f_{\text{nominal}} \left( \frac{1}{\sqrt{(1 + t_r)(1 + t_c)}} \right) \quad (6.18.1)$$

Όπου

$f_{\text{tuned}}$  = πραγματική συχνότητα συντονισμού

$f_{\text{nominal}}$  = καθορισμένη συχνότητα συντονισμού

$t_r$  = ανοχή αντιδραστήρα ανά μονάδα

$t_c$  = ανοχή πυκνωτών ανά μονάδα

### 6.3.6 Επαναληπτικές απαιτήσεις σχεδίασης

Η παραπάνω περιγραφή καταδεικνύει την αναγκαιότητα αλλαγής του σχεδιασμού με τις απαιτούμενες ανοχές, την απόδοση φίλτρου για την άμβλυνση των αρμονικών, την τοποθέτηση των μετατοπισμένων αρμονικών συχνοτήτων και την τελειοποίηση των φίλτρων. Οι πιο αυστηρές ανοχές στα εξαρτήματα είναι μια επιλογή, αλλά αυτό μπορεί να μην είναι πρακτικό και οικονομικά εφικτό. Οι πυκνωτές με μεταλλοποιημένη κατασκευή ταινιών χάνουν χωρητικότητα καθώς περνά ο χρόνος, με αποτέλεσμα τη σταδιακή αύξηση της συχνότητας συντονισμού. Οι πυκνωτές με μη μεταλλοποιημένα ηλεκτρόδια έχουν αρκετά σταθερή χωρητικότητα. Ο συντονισμός ενός αρμονικού φίλτρου με πιο οξύ τρόπο από αυτόν που απαιτείται για την επίτευξη της επιθυμητής απόδοσης καταπονεί άσκοπα τα εξαρτήματα και γενικά καθιστά το φίλτρο πιο επιρρεπές σε υπερφόρτωση από άλλες αρμονικές πηγές.

Θα πρέπει επίσης να ληφθούν υπόψη οι μελλοντικές αυξήσεις των φορτίων και η συνεχής αύξηση των αρμονικών. Η μαγνήτιση του μετασχηματιστή θα οδηγήσει σε προσωρινή αύξηση του αρμονικού ρεύματος του φίλτρου. Εάν ένα φίλτρο αρμονικών δεν πρόκειται να βγει εκτός λειτουργίας αυτόματα κατά τη διάρκεια μιας διακοπής του συστήματος, είναι επιθυμητό να γίνει μια μελέτη του συστήματος για τον προσδιορισμό της συμπεριφοράς του φίλτρου. Οι μεταβατικές

καταστάσεις προκαλούν ανησυχία και απαιτείται αυστηρή ανάλυση για την επιλογή των κατάλληλων διακοπτικών στοιχείων και για να εξασφαλιστεί ότι δεν θα προκαλούν συχνά ανοιγοκλεισίματα των φορτίων της εγκατάστασης.

### **6.3.7 Διακοπή ενός από τα παράλληλα φίλτρα**

Θεωρούμε ότι έχουμε ένα σύστημα τριών ST φίλτρων για αντίστοιχα την 5η, 7η και 11η αρμονική. Έστω ότι έχουμε διακοπή ενός από τα παράλληλα φίλτρα ST. Θα έχουμε τα ακόλουθα αποτελέσματα [36]:

- Η τρέχουσα φόρτιση των εναπομενόντων φίλτρων σε λειτουργία μπορεί να αυξηθεί σημαντικά και οι πυκνωτές και τα πηνία μπορεί να είναι υπερφορτωμένα.
- Οι συχνότητες συντονισμού θα μετατοπιστούν και μπορεί να οδηγήσουν σε ενίσχυση του αρμονικού ρεύματος.
- Η αρμονική παραμόρφωση θα αυξηθεί.

Μπορεί να είναι απαραίτητο να απομακρύνονται και τα υπόλοιπα παράλληλα φίλτρα από την εγκατάσταση. Το σχέδιο προστασίας και διακοπής του φίλτρου έχει σχεδιαστεί έτσι ώστε, με την διακοπή ενός από τα παράλληλα φίλτρα, να τερματίζεται το όλο το σύστημα. Αυτό συνεπάγεται και μια άλλη παρατήρηση, δηλαδή την “άνετη” διαστασιολόγηση στις εφαρμογές φίλτρων έτσι ώστε η αρμονική εκπομπή στο PCC να ελέγχεται εντός των ορίων του IEEE.

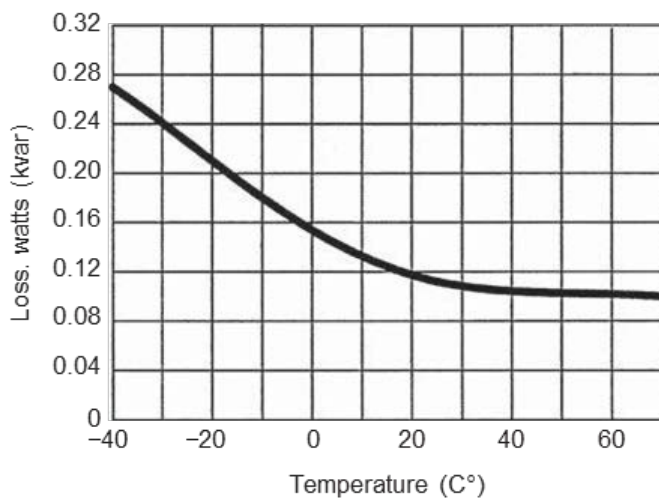
### **6.3.8 Διαίρεση των ενεργών kvar μεταξύ των παράλληλων φίλτρων**

Όταν απαιτούνται πολλαπλά παράλληλα φίλτρα και είναι γνωστές και οι συνολικές απαιτήσεις σε kvar, μένει να υπολογιστεί η πιο χρήσιμη κατανομή kvar μεταξύ των παράλληλων φίλτρων. Ας υποθέσουμε ότι χρειαζόμαστε το 5ο, 7ο και 11ο φίλτρο αρμονικών, η διαστασιολόγηση όλων με τα ίδια kvar είναι πολύ απλοϊκή προσέγγιση, που σπάνια εφαρμόζεται. Καθώς τα φίλτρα πρέπει να έχουν μέγεθος για να χειρίζονται τα αρμονική φορτία, μία προσέγγιση θα ήταν να χωρίσουμε τα απαιτούμενα kvar με βάση το ποσοστό του αρμονικού ρεύματος που θα απορροφά κάθε φίλτρο. Αυτό όμως δεν θα είναι γνωστό εκ των προτέρων. Η άλλη μέθοδος είναι η αναλογική κατανομή των φορτίων των φίλτρων σε σχέση με την παραγωγή αρμονικού ρεύματος, δηλαδή, τα φίλτρα για τις αρμονικές χαμηλότερης τάξης είναι μεγαλύτερα σε μέγεθος, έτσι ώστε περισσότερα kvar κατανέμονται στα φίλτρα χαμηλότερης τάξης. Και πάλι θα χρειαστεί κάποια μελέτη για τη βελτιστοποίηση των μεγεθών που επιλέχθηκαν αρχικά με βάση τις πραγματικές φορτίσεις θεμελιώδους και αρμονικού ρεύματος και την επιθυμητή αντιστάθμιση αέργου ισχύος.

### **6.3.9 Απώλειες στους πυκνωτές**

Οι πυκνωτές ισχύος έχουν κάποια απώλεια ισχύος, αν και μικρή. Το σχήμα 6.5 δείχνει τις μέσες απώλειες σε σχέση με τη θερμοκρασία περιβάλλοντος για τους πυκνωτές βάσει των

δημοσιευμένων δεδομένων ενός κατασκευαστή για ηλεκτρολυτικούς πυκνωτές [36]. Σε θερμοκρασία λειτουργίας 40 ° C, η απώλειες είναι περίπου 0,10 W / kvar.



Σχήμα 6.5 Μέσες απώλειες σε πυκνωτές τύπου φιλμ-φύλλου, με μεταβολή της θερμοκρασίας, δεδομένα ειδικού τύπου στοιχείου πυκνωτή και συγκεκριμένο κατασκευαστή.

και αυξάνουν στα 0,28 W / kvar στους -40 ° C. Αυτή η απώλεια πρέπει να ληφθεί υπόψη στο σχεδιασμό του φίλτρου με αντίστοιχη αντίσταση που εισάγεται σε σειρά στο κύκλωμα.

### 6.3.10 Αποσυντονισμός αρμονικού φίλτρου και ανισορροπία

Η λειτουργία μιας εσωτερικής ή εξωτερικής ασφάλειας τήξεως προκαλεί μείωση της χωρητικότητας των πυκνωτών και οδηγεί το σύστημα σε υψηλότερες τάσεις. Η συχνότητα συντονισμού θα αλλάξει. Η λειτουργία των ασφαλειών σε μια τράπεζα πυκνωτών με παράλληλη σύνδεση ,μειώνοντας την χωρητικότητα θα αυξήσει την συχνότητα συντονισμού. Υπάρχει βέβαια μια πιθανότητα η σύνδεση των πυκνωτών μιας τράπεζας πυκνωτών με εξωτερικές ασφάλειες να αυξάνει την χωρητικότητα και να μειώνει τη συχνότητα συντονισμού. Είναι επιθυμητό να εξακριβωθεί η μέγιστη μεταβολή χωρητικότητας που μπορεί να γίνει ανεκτή. Για να προσομοιωθεί η αστοχία της ασφάλειας σε έναν πυκνωτή σε μια φάση και η επίδρασή της στον αποσυντονισμό, απαιτείται προσομοίωση και τριφασική ανάλυση της αρμονικής ροής του φορτίου.

### 6.3.11 Σχέσεις σε ST φίλτρο

Η άεργος ισχύς εξόδου ενός πυκνωτή στη θεμελιώδη συχνότητα είναι  $V^2 / X_c$ . Παρουσία μιας επαγωγής φίλτρου, δίνεται από τον τύπο(τη συμβολίζουμε με S γιατί με Q συμβολίζουμε τον συντελεστή ποιότητας):

$$S_f = \frac{V^2}{X_L - X_C} \quad (6.18.2)$$

$$S_f = \frac{V^2}{X_C/n^2 - X_C} = \frac{n^2}{n^2 - 1} \times (\text{άεργος ισχύς χωρίς την επαγωγή}) \quad (6.18.3)$$

Η άεργος ισχύς εξόδου με μια επαγωγή συντονισμένη σε, για παράδειγμα 4.85f, είναι κατά προσέγγιση 4% υψηλότερη απ'ότι χωρίς την επαγωγή [35]. Αυτό συμβαίνει επειδή η πτώση τάσης στην επαγωγή προστίθεται στην τάση του πυκνωτή και η τάση λειτουργίας του είναι:

$$V_c = V + V_L = \frac{Vj\omega L}{\left(j\omega L - \frac{1}{j\omega C}\right)} = \frac{n^2}{n^2 - 1} V \quad (6.19)$$

Οι πυκνωτές σε ένα φίλτρο πέμπτης αρμονικής συντονισμένο σε 4.85f λειτουργούν κατά περίπου 4% υψηλότερη τάση από την τάση του συστήματος.

Η τάση στη θεμελιώδη συχνότητα στη μόνιμη κατάσταση θα είναι

$$V_r = V \left( \frac{n^2}{n^2 - 1} \right) + \sum_{h=2}^{\infty} I_h X_{ch} \quad (6.20)$$

όπου  $V_r$  είναι η ονομαστική τάση,  $I_h$  είναι το αρμονικό ρεύμα,  $V$  είναι η μέγιστη τάση του συστήματος στα άκρα του πυκνωτή, εξαιρουμένης της πτώσης τάσης στο πηνίο, και  $X_{ch}$  είναι η χωρητική αντίδραση στη συγκεκριμένη αρμονική τάξη.

Η θεμελιώδης φόρτιση των πυκνωτών δίνεται από τη σχέση:

$$\frac{V_c^2}{X_c} = \frac{V^2}{X_c} \left[ \frac{n^2}{n^2 - 1} \right]^2 = S_f \left[ \frac{n^2}{n^2 - 1} \right] \quad (6.21)$$

και η αρμονική φόρτιση είναι:

$$\frac{I_h^2 X_c}{h} = \frac{I_h^2 V^2}{S_f} \frac{n^2}{n^2 - 1} \quad (6.22)$$

Όταν οι αρμονικές τάσεις και τα ρεύματα είναι γνωστά από την αρμονική προσομοίωση,

η αρμονική φόρτιση μπορεί να βρεθεί από το άθροισμα:

$$\sum_{h=2}^{h=\infty} V_h I_h$$

Η φόρτιση στη θεμελιώδη συχνότητα του πηνίου του φίλτρου είναι

$$\frac{V_L^2}{X_L} = \left[ \frac{V_c}{n^2} \right]^2 \left[ \frac{n^2}{X_c} \right] = \frac{V_c^2}{n^2 X_c} = \frac{S_f}{n^2} \left[ \frac{n^2}{n^2 - 1} \right] \quad (6.23)$$

Η αρμονική φόρτιση για τον αντιδραστήρα είναι η ίδια όπως και για τον πυκνωτή.

### 6.3.12 Επιλογή του συντελεστή ποιότητας Q

Η παρακάτω εξίσωση ορίζει τον συντελεστή ποιότητας Q βάσει της επαγωγικής ή χωρητικής αντίδρασης στην συντονισμένη συχνότητα ( $X_L=X_c$ ):

$$Q = \frac{X_0}{R} = \frac{\sqrt{L/C}}{R} \quad (6.24)$$

Εκτός από την επίπτωσή του στην απόδοση του φίλτρου, ο συντελεστής Q καθορίζει τις απώλειες στη θεμελιώδη συχνότητα και αυτό θα μπορούσε να είναι αρκετά σημαντικό, ειδικά όταν οι επαγωγές σε επίπεδο μέσης τάσης πρέπει να τοποθετούνται σε εσωτερικούς χώρους σε μεταλλικά περιβλήματα και ο χώρος είναι περιορισμένος και ίσως να μην υπάρχει δυνατότητα κλιματισμού. Ένα φίλτρο για καταστολή της 2<sup>ης</sup> αρμονικής που χρειάζεται μια επαγωγική αντίδραση = 5.1687 Ω αν έχει έναν λόγο  $X/R=50=Q$  θα έχει ωμική αντίσταση  $R=5,1687/50=0.1032$  Ω. Αν το ρεύμα της θεμελιώδους συχνότητας είναι 1280 A, αυτό προκαλεί απώλειες περίπου 507 kW / h, (= 4441 MW / έτος), οι οποίες είναι πολύ σημαντικές. Οι επαγωγές των φίλτρων εγκαθίστανται κυρίως σε χώρους που κλιματίζονται και το θερμικό φορτίο πρέπει να λαμβάνεται υπόψη κατά τον σχεδιασμό του κλιματιστικού εξοπλισμού.

Όσο μεγαλύτερη είναι η τιμή του Q, τόσο πιο έντονη είναι η καμπυλότητα στη συντονισμένη συχνότητα. Για τα βιομηχανικά συστήματα, η τιμή του R μπορεί να περιοριστεί στην αντίσταση που είναι ενσωματωμένη στον ίδιο τον αντιδραστήρα, δηλαδή οι αντιδραστήρες καθορίζονται να έχουν έναν ορισμένο συντελεστή Q (όσο υψηλότερος είναι ο συντελεστής Q, τόσο υψηλότερο είναι το κόστος του πηνίου) . Ωστόσο, υπάρχουν πρακτικοί περιορισμοί των ορίων του Q για τα πηνία.

Ο λόγος  $X / R$  των πηνίων συντονισμού στα 60 Hz δίνεται από την σχέση  $3.07 K^{0.377}$ , όπου  $K$  είναι τα τριφασικά  $kVA = 3I^2X$  ( $I$  είναι το ονομαστικό ρεύμα σε αμπέρ και το  $X$  είναι η αντίδραση σε  $\omega\mu$ ). Ο λόγος  $X / R$  ενός πηνίου 1500 kVA θα είναι 50 ενώ για ένα πηνίο 10-MVA θα είναι 100 [35].

Τα πηνία με υψηλό λόγο  $X / R$  μπορούν να αγοραστούν με ένα υψηλό κόστος. Έτσι, η επιλογή του λόγου  $X / R$  του πηνίου εξαρτάται από:

- την αρχική επένδυση κεφαλαίου
- τις απώλειες ενέργειας
- την αποτελεσματικότητα του φιλτραρίσματος.

Για βιομηχανικά και εμπορικά συστήματα ισχύος, το  $Q$  του πηνίου του φίλτρου δεν είναι τόσο κρίσιμο. Αυτό δεν ισχύει για τα συστήματα μεταφοράς υψηλής τάσης (HV).

Η βελτιστοποίηση της αγωγιμότητας του φίλτρου και του  $Q$ , για τη γωνία εμπέδησης του δικτύου και του συντελεστή  $\delta$  είναι απαραίτητα για τα συστήματα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας. Η βέλτιστη τιμή του  $Q$  δίνεται από τη σχέση:

$$Q = \frac{1 + \cos \phi_m}{2\delta_m + \sin \phi_m} \quad (6.25)$$

όπου  $\phi_m$  είναι η γωνία εμπέδησης του δικτύου. Εξετάζουμε μια μεταβολή συχνότητας  $\pm 1\%$ , ένα συντελεστή θερμοκρασίας 0,02% ανά βαθμό Κελσίου και μια μεταβολή θερμοκρασίας  $\pm 30^\circ C$  στις επαγωγές και τους πυκνωτές. Από την εξίσωση του  $\delta$  που αναλύθηκε παραπάνω βρίσκουμε ότι  $\delta = 0.006$ . Για μια γωνία εμπέδησης  $\phi_m = 80^\circ$ , το βέλτιστο  $Q = 99.31$ . Όσο υψηλότερες είναι οι ανοχές των εξαρτημάτων και η απόκλιση της συχνότητας, τόσο μικρότερη είναι η τιμή του  $Q$ .

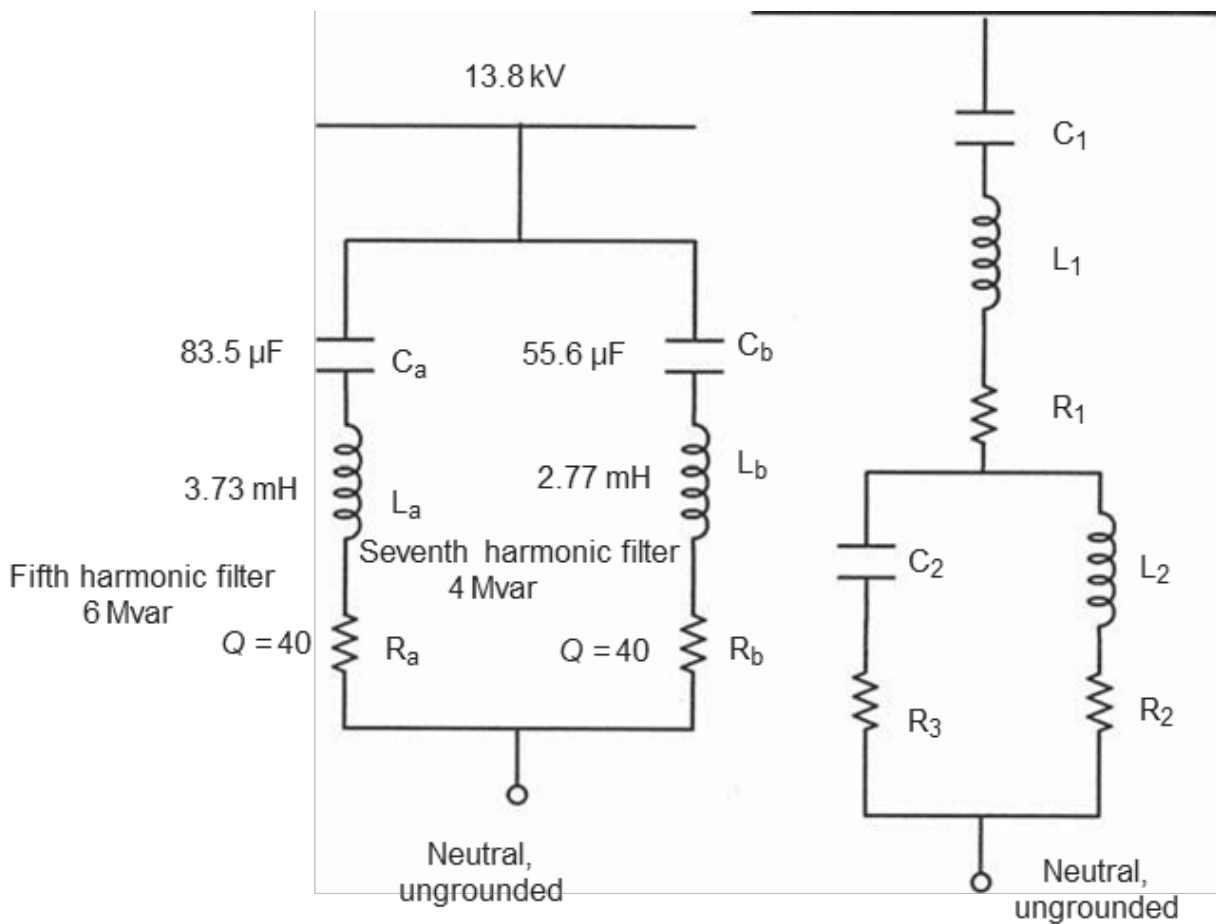
#### 6.4 Φίλτρο διπλού συντονισμού

Ένα φίλτρο διπλού συντονισμού προέρχεται από δύο ST φίλτρα και παρουσιάζεται στο σχήμα 6.6. Τα διαγράμματα  $R - X$  και  $Z - \omega$  είναι ταυτόσημα με αυτά των δύο ST φίλτρων παράλληλα, όπως φαίνεται στο σχήμα 6.3(a). Το πλεονέκτημα σε σχέση με τα δύο ST φίλτρα είναι ότι οι απώλειες ισχύος στη θεμελιώδη συχνότητα είναι μικρότερες και μία επαγωγή αντί των δύο υπόκειται στη πλήρη τάση του συστήματος. Στο σχήμα 6.6, το βασικό επίπεδο μόνωσης στο πηνίο  $L_2$  μειώνεται ενώ το πηνίο  $L_1$  βλέπει την πλήρη τάση.

Αυτό είναι ένα πλεονέκτημα στις εφαρμογές υψηλών τάσεων. Οι παρακάτω εξισώσεις μετασχηματίζουν δύο ST φίλτρα διαφορετικών συχνοτήτων σε ένα διπλοσυντονισμένο φίλτρο:

$$C_1 = C_a + C_b$$

$$L_2 = \frac{(L_a C_a - L_b C_b)^2}{(C_a + C_b)^2 (L_a + L_b)} \quad (6.26)$$



(α) Παράλληλα μονοσυντονιζόμενα φίλτρα (β) Ισοδύναμο διπλοσυντονιζόμενο φίλτρο

Σχήμα 6.6 (α) Κυκλώματα δύο παραλλήλων ST φίλτρων των 6 Mvar (πέμπτη αρμονική) και 4 Mvar (έβδομη αρμονική) και (β) το ισοδύναμο κύκλωμα ενός διπλοσυντονισμένου φίλτρου.

$$R_2 = R_a \left[ \frac{a^2 (1 - x^2)}{(1 + a)^2(1 + x^2)} \right] - R_b \left[ \frac{1 - x^2}{(1 + a)^2(1 + x^2)} \right] \quad (6.27)$$

$$+ R_1 \left[ \frac{a(1 - a)(1 - x^2)}{(1 + a)^2(1 + x^2)} \right]$$

$$C_2 = \frac{C_a C_b (C_a + C_b)(L_a + L_b)^2}{(L_a C_a - L_b C_b)^2} \quad (6.28)$$

$$R_3 = -R_a \left[ \frac{a^2 x^4 (1 - x^2)}{(1 + ax^2)^2(1 + x^2)} \right] + R_b \left[ \frac{(1 - x^2)}{(1 + ax^2)^2(1 + x^2)} \right] \quad (6.29)$$

$$+ R_1 \left[ \frac{(1 - x^2)(1 - ax^2)}{(1 - x^2)(1 - ax^2)} \right]$$

$$L_1 = \frac{L_a L_b}{L_a + L_b} \quad (6.30)$$

Όπου:

$$a = \frac{C_a}{C_b} \quad x = \sqrt{\frac{L_b C_b}{L_a C_a}}$$

Γενικά, η  $R_1$  παραλείπεται και οι  $R_2$  και  $R_3$  τροποποιούνται έτσι ώστε η σύνθετη αντίσταση κοντά στον συντονισμό να είναι ουσιαστικά η ίδια. Το πηνίο  $L_1$  θα έχει κάποια αντίσταση, η οποία λαμβάνεται υπ' όψιν στις παραπάνω εξισώσεις.

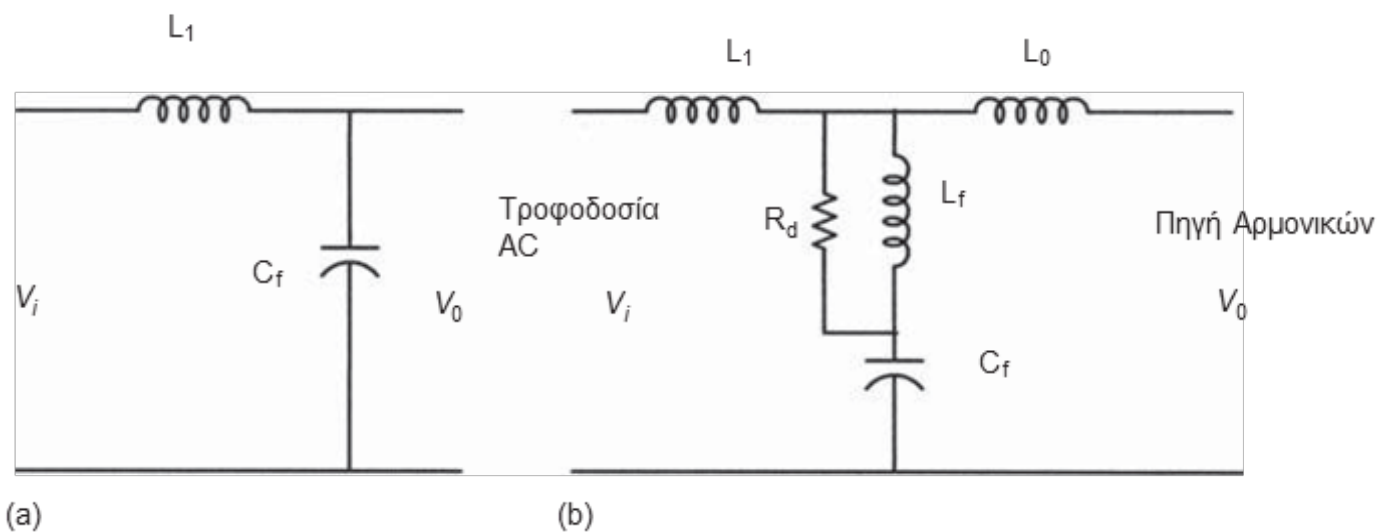
Αυτοί οι τύποι φίλτρων εφαρμόζονται σε όλα τα επίπεδα τάσης του συστήματος ισχύος: σε συστήματα μετάδοσης, διανομής, βιομηχανικά και εμπορικά συστήματα. Για παράδειγμα, οι μετατροπείς για την μεταφορά HVDC χρησιμοποιούν έναν αριθμό φίλτρων συντονισμένων σε συγκεκριμένες συχνότητες που συνδέονται παράλληλα στους ακροδέκτες εναλλασσόμενου ρεύματος του κάθε μετατροπέα για την παροχή άεργης ισχύος και την καταστολή των αρμονικών. Στο σύστημα διανομής, αυτά εφαρμόζονται για τον αποσυντονισμό συστοιχιών πυκνωτών για τον έλεγχο των φυσικών συχνοτήτων συντονισμού. Το σχήμα 7.4 παρουσιάζει τις παραμέτρους του πέμπτου και του έβδομου αρμονικού φίλτρου τα οποία είναι σε παραλληλία. Μπορούμε να μετατρέψουμε αυτά τα φίλτρα σε ένα διπλό συντονισμένο φίλτρο χρησιμοποιώντας τις σχέσεις που δόθηκαν νωρίτερα.



### 6.5. Ζωνοδιαβατά Φίλτρα

Τα ζωνοδιαβατά φίλτρα (bandpass filters) είναι ένας νέος τύπος φίλτρων για τις αρμονικές. Αναφορικά με το σχήμα 6.7 (a), ένα απλό κύκλωμα LC μπορεί να λειτουργήσει ως φίλτρο ζώνης, αλλά απαιτεί μεγάλα στοιχεία. Είναι απαλλαγμένο από προβλήματα συντονισμού, αλλά χωρίς φορτίο η τάση εξόδου μπορεί να είναι υψηλή και ο PF είναι χωρητικός σε όλα τα φορτία.

Ένα βελτιωμένο φίλτρο LLCL φαίνεται στο σχήμα 6.7 (b). Οι πυκνωτές φίλτρων  $C_f$  είναι συνδεδεμένοι σε συνδεσμολογία τριγώνου και οι αντιστάσεις απόσβεσης είναι συνδεδεμένες στον  $C_f$ . Οι ακροδέκτες εξόδου του φίλτρου  $V_0$  συνδέονται με τους ακροδέκτες του ανορθωτή (έστω ότι έχουμε ένα τροφοδοτικό για φορτίο) και το  $L_0$  είναι σχετικά μικρό, 3 - 5% [36]. Στις κυριάρχουσες αρμονικές του ανορθωτή, το μεγάλο πηνίο εισόδου  $L_1$  του φίλτρου παρέχει υψηλή σύνθετη αντίσταση σε σχέση με την σύνθετη αντίσταση του παράλληλου φίλτρου σε μια ευρεία κλίμακα συχνοτήτων. Έτσι, εμποδίζει τη ροή των αρμονικών ρευμάτων που παράγονται από τον ανορθωτή στις γραμμές AC και επίσης ελαχιστοποιεί την επίδραση των αρμονικών τάσης της γραμμής στον ανορθωτή.



Σχήμα 6.7 (a) Ένα LC κύκλωμα που λειτουργεί σαν φίλτρο ζώνης διέλευσης (b) ένα βελτιωμένο ευρυζωνικό φίλτρο για την εξάλειψη αρμονικών

Η συχνότητα συντονισμού του παράλληλου φίλτρου δίνεται από τον τύπο

$$f_p = \frac{1}{2\pi \sqrt{(L_1 + L_f)C_f}} \quad (6.31)$$

Η παράλληλη συχνότητα συντονισμού επιλέγεται μεταξύ της θεμελιώδους συχνότητας και της πρώτης κυρίαρχης αρμονικής του κυκλώματος ανορθωτή, πχ. η πέμπτη αρμονική. Οι τάσεις

διατηρούνται σε μια στενή ζώνη παρά τις διακυμάνσεις του φορτίου. Τα εξαρτήματα  $C_f$  και  $L_f$  παρέχουν ένα μονοπάτι χαμηλής σύνθετης αντίστασης στην κυρίαρχη αρμονική του ανορθωτή, όπως ένα ST φίλτρο.

Στη διαδικασία σχεδιασμού, το  $L_0$  επιλέγεται ως 4% των ακολούθων ονομαστικών μεγεθών

$$L_0 = 0.04 \frac{V^2}{\omega P} \quad (6.32)$$

όπου  $P$  είναι η ονομαστική ισχύς και  $V$  είναι η πολική τάση.

Τα άλλα εξαρτήματα του φίλτρου επιλέγονται με βάση την ολική αρμονική παραμόρφωση (THD), τον PF και τις διακυμάνσεις τάσης, χωρίς φορτίο μέχρι πλήρους φορτίου. Αυτό είναι ένα πολύπλοκο μαθηματικό πρόβλημα και εφαρμόζονται πολύπλοκες τεχνικές όπως πχ γενετικοί αλγόριθμοι (G.A.), για τη βελτιστοποίηση αυτών των παραμέτρων χρησιμοποιώντας την παρακάτω αντικειμενική συνάρτηση(A.Σ.):

$$A.Σ. = THD + \Delta V_o + \frac{1}{PF} \quad (6.33)$$

Οι παράμετροι που υπολογίστηκαν για έναν μετατροπέα ρύθμισης ταχύτητας κινητήρα 5.5 kW (adjustable speed drive-ASD) είναι:

$$L_1(\text{mH}) = 10.1$$

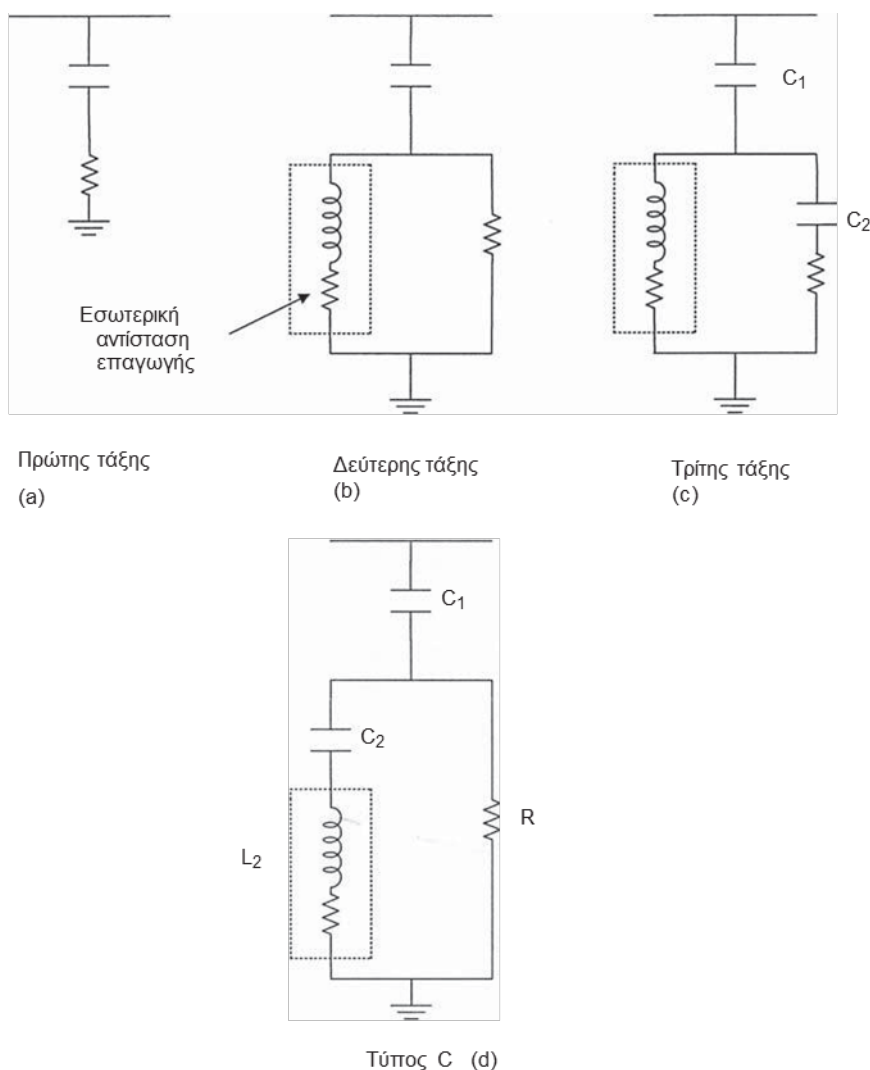
$$L_f(\text{mH}) = 8.1$$

$$C_f(\mu\text{F}) = 21$$

Το THD περιορίζεται σε 6 - 6.5%, ο PF σε 0.98 - 0.99, και το  $\Delta V_o = 3.0-3.2\%$  για τον 5.5 kW ASD [35]. Οι παράμετροι πρέπει να υπολογίζονται για κάθε διαφορετική ονομαστική ισχύ ASD. Το φίλτρο έχει περιορισμό όταν υπάρχουν πολλές διαφορετικές μη γραμμικές πηγές αρμονικών.

## 6.6 Φίλτρα απόσβεσης

Το σχήμα 6.8 δείχνει τέσσερις τύπους φίλτρων απόσβεσης. Το φίλτρο πρώτης τάξης δεν χρησιμοποιείται επειδή έχει υπερβολικές απώλειες στη θεμελιώδη συχνότητα και απαιτεί μεγάλο πυκνωτή. Το υπερεπατό φίλτρο δεύτερης τάξης χρησιμοποιείται γενικά σε σύνθετα φίλτρα για υψηλότερες συχνότητες. Εάν επρόκειτο να χρησιμοποιηθεί για το πλήρες φάσμα των αρμονικών, το μέγεθος του πυκνωτή θα γινόταν μεγάλο και οι απώλειες στη θεμελιώδη συχνότητα στην αντίσταση θα λαμβάνονταν υπόψη. Το φίλτρο τρίτης τάξης έχει σημαντικά μειωμένες απώλειες στη θεμελιώδη συχνότητα λόγω της παρουσίας του  $C_2$ , γεγονός που αυξάνει την εμπέδηση του φίλτρου. Ο  $C_2$  είναι πολύ μικρός σε σύγκριση με τον  $C_1$ .



Σχήμα 6.8 Κυκλώματα αποσβεσμένων φίλτρων . (α) φίλτρο πρώτης τάξης, (β) φίλτρο δεύτερης τάξης, (γ) φίλτρο τρίτης τάξης και (δ) φίλτρο τύπου C.

Η απόδοση του φιλτραρίσματος των φίλτρων τύπου C βρίσκεται μεταξύ αυτής των φίλτρων δεύτερης και τρίτης τάξης. Τα  $C_2$  και  $L_2$  συντονίζονται σε σειρά στη θεμελιώδη συχνότητα και έτσι μειώνονται οι απώλειες στη θεμελιώδη συχνότητα.

Τα φίλτρα ζώνης διέλευσης δημιουργούν μια μετατοπισμένη συχνότητα συντονισμού, ενώ αυτό δεν συμβαίνει στα φίλτρα απόσβεσης. Αυτό το πλεονέκτημα των αποσβεννύμενων φίλτρων μπορεί να αξιοποιηθεί και οι πιθανοί συντονισμοί σε μετατοπισμένες συχνότητες μπορούν να αποφευχθούν. Σε αντίθεση με τα παράλληλα πολλαπλά ST φίλτρα, δεν υπάρχουν παράλληλοι κλάδοι, ωστόσο το μέγεθος των εξαρτημάτων καθίσταται συγκριτικά μεγάλο και ενδέχεται να μην είναι δυνατή η εκμετάλλευση αυτού του πλεονεκτήματος σε κάθε σχεδιασμό συστήματος.

Η απόδοση και η φόρτιση είναι λιγότερο ευαίσθητες στις ανοχές. Η συμπεριφορά των αποσβεννύμενων φίλτρων μπορεί να περιγραφεί από τις ακόλουθες δύο παραμέτρους η οποία είναι η σημαντική εργασία σε αυτούς τους τύπους φίλτρων:

$$m = \frac{L}{R^2 C} \quad (6.34)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi CR} \quad (6.35)$$

Η σύνθετη αντίσταση μπορεί να εκφραστεί με την παράλληλη ισοδύναμη μορφή [35]:

$$Y_f = G_f + jB_f \quad (6.36)$$

Όπου:

$$G_f = \frac{m^2 x^4}{R_1 [(1 - mx^2)^2 + m^2 x^2]}$$

$$B_f = \frac{x}{R_1} \left[ \frac{1 - mx^2 + m^2 x^2}{(1 - mx^2)^2 + m^2 x^2} \right]$$

$$x = \frac{f}{f_0} \quad (6.37)$$

Λαμβάνοντας υπόψη ότι το φίλτρο είναι παράλληλα με ένα σύστημα εναλλασσόμενου ρεύματος αγωγιμότητας  $Y_a \angle \pm \varphi_a$  (max), τότε η ελάχιστη συνολική αγωγιμότητα για τις διάφορες τιμές της γωνίας  $\varphi_a$  και του  $Y_f$  δίνεται από τον τύπο:

$$Y = B_f \cos \phi_a + G_f \sin \phi_a \quad (6.38)$$

υπό την προϋπόθεση ότι το πρόσημο κάθε όρου λαμβάνεται ως θετικό και το  $x$  είναι μικρότερο από την τιμή που δίνει το μέτρο της εφαπτομένης της γωνίας  $\phi_a$

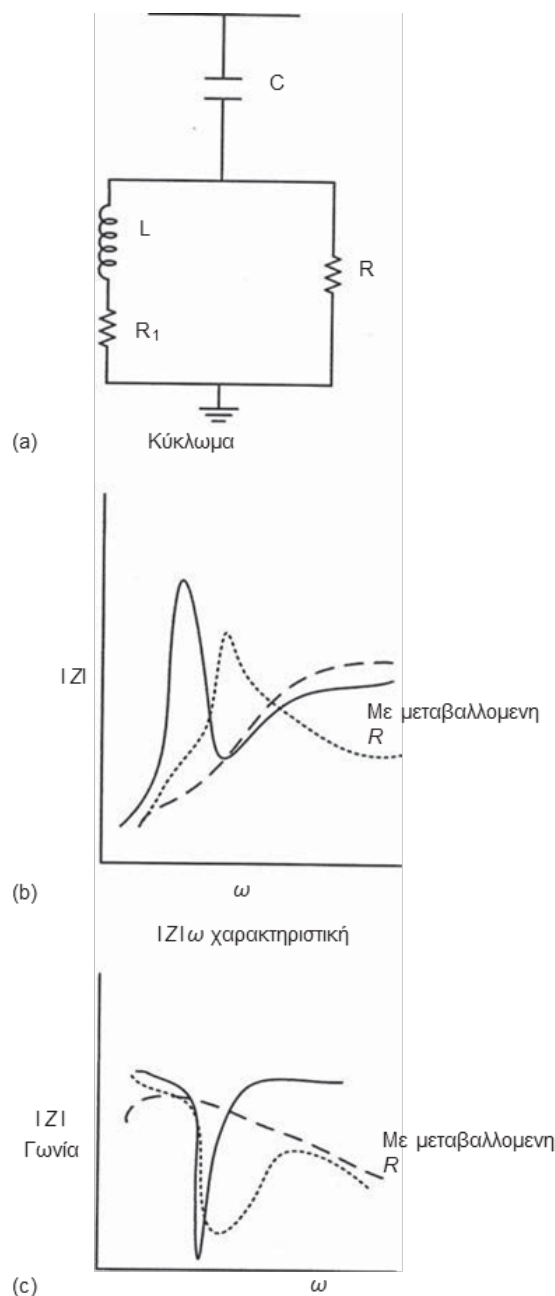
$$|\cot \phi_f| = \left| \frac{G_f}{B_f} \right| = |\tan \phi_a| \quad (6.39)$$

Για μια δεδομένη τιμή  $C$ , επιλέγουμε παραμέτρους  $f_0$  και  $m$  για να αποκτήσουμε μια επαρκώς υψηλή αγωγιμότητα (χαμηλή εμπέδηση) στην απαιτούμενη περιοχή συχνοτήτων. Οι τιμές του  $m$  είναι γενικά μεταξύ 0,5 και 2.

### 6.7.Υψιπερατό Φίλτρο δεύτερης τάξης

Τα χαρακτηριστικά ενός υψιπερατού φίλτρου δεύτερης τάξης φαίνονται στο σχήμα 7.7 με τα διαγράμματα R-X και Z-ω. Έχει μικρή εμπέδηση πάνω από μια οριακή συχνότητα. Έτσι, θα καταστείλει ένα μεγάλο ποσοστό αρμονικών πάνω από την οριακή συχνότητα. Η οξύτητα του συντονισμού στα υψιπερατά φίλτρα είναι η αντίστροφη από αυτή των ST φίλτρων:

$$Q = \frac{R}{\sqrt{L/C}} = \frac{R}{X_{LN}} = \frac{R}{X_{CN}} \quad (6.40)$$



Σχήμα 6.9. Φίλτρο υψηλής διέλευσης δεύτερης τάξης. (α) Κύκλωμα, (β) καμπύλη  $|Z| - \omega$ , και (γ) καμπύλη γωνίας  $|Z| - \omega$

Το  $X_{LN} = X_{CN}$  σε συντονισμένη συχνότητα. Η αντίσταση φίλτρου δίνεται από τον τύπο:

$$Z = \frac{1}{j\omega C} + \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L} \right)^{-1} \quad (6.41)$$

Όσο μεγαλύτερη είναι η αντίσταση, τόσο μεγαλύτερη είναι η οξύτητα του συντονισμού. Η τιμή  $Q$  μπορεί να κυμαίνεται από 0,5 έως 2 και δεν υπάρχει βέλτιστο  $Q$ , σε αντίθεση με τα φίλτρα ζώνης διέλευσης.

Η άεργη ισχύς του πυκνωτή στη θεμελιώδη συχνότητα είναι η ίδια όπως για ένα ST φίλτρο. Η φόρτιση στη  $h$  αρμονική τάξη είναι

$$I_h^2 \frac{X_C}{h} = \frac{1}{S_f} \frac{I_h^2}{h} V^2 \left[ \frac{n^2}{n^2 - 1} \right] \quad (6.42)$$

Έτσι, η συνολική αρμονική φόρτιση είναι:

$$V^2 \frac{n^2}{S_f(n^2 - 1)} \sum_{h=\min}^{h=\max} \frac{I_h^2}{h} \quad (6.43)$$

Η φόρτιση του πηνίου στη θεμελιώδη συχνότητα μπορεί να υπολογιστεί υποθέτοντας ότι το ρεύμα μέσω της παράλληλης αντίστασης είναι μηδέν, δηλαδή, το ρεύμα διαμέσου της επαγωγής είναι το ίδιο με αυτό μέσω του πυκνωτή. τότε, η φόρτιση βασική συχνότητας είναι:

$$I_L^2 X_L = I_h^2 \frac{X_C}{n^2} = \frac{S_f}{n^2} \left[ \frac{n^2}{2} - 1 \right] \quad (6.44)$$

Στην αρμονική  $h$ , το αρμονικό ρεύμα  $I_h$  χωρίζεται στην αντίσταση και την επαγωγή. Το επαγωγικό ρεύμα είναι:

$$I_{hL} = I_h \frac{R}{R + j\omega L} = I_h \frac{Q}{[Q^2 + (h/n)^2]^{1/2}} \quad (6.45)$$

Συνεπώς, η συνολική αρμονική φόρτιση είναι ίση με

$$= Q^2 \frac{V^2}{S_f} \left[ \frac{n^2}{n^2 - 1} \right] \sum_{h=\min}^{h=\max} \left[ h \frac{I_h^2}{Q^2 n^2 + h^2} \right] \quad (6.46)$$

Οι απώλειες στην αντίσταση μπορεί να υπολογιστούν ως εξής:

$$R = QhX_L$$

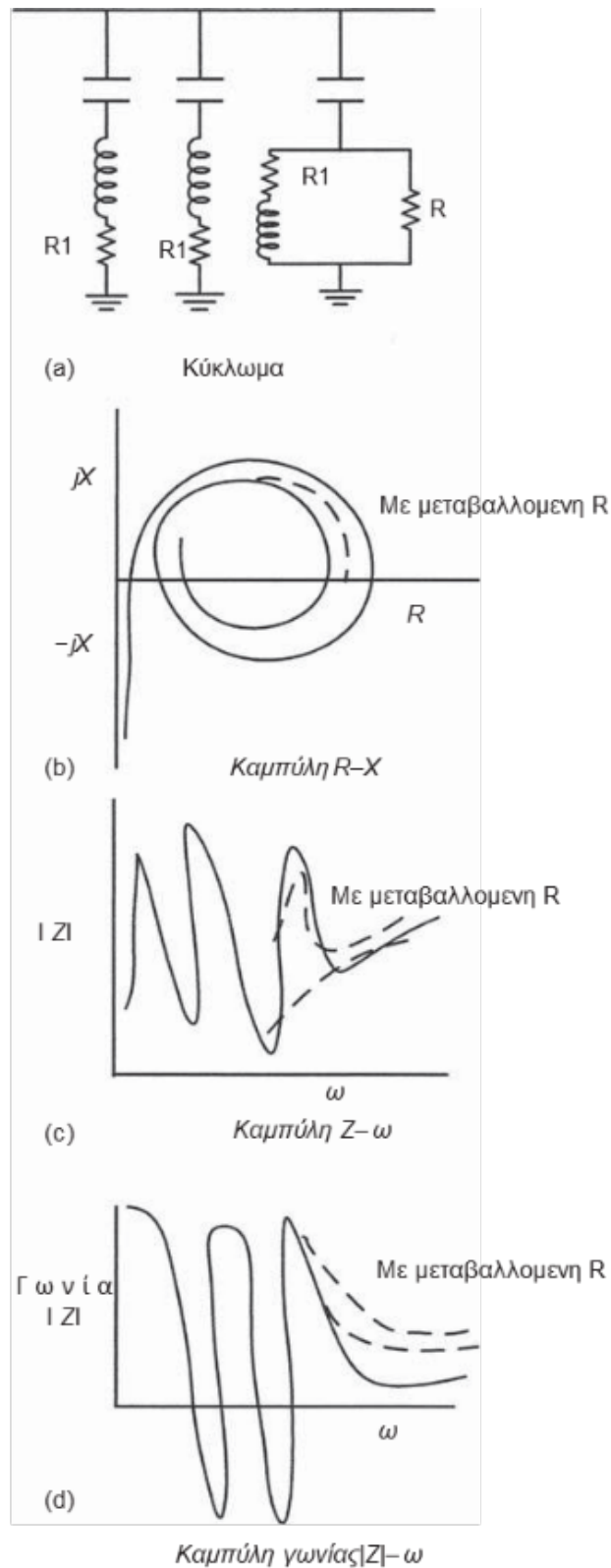
$$|I_R| = \frac{|I_L|X_L}{R} = \frac{I_L}{Q_n}$$

Έτσι, οι απώλειες ισχύος είναι:

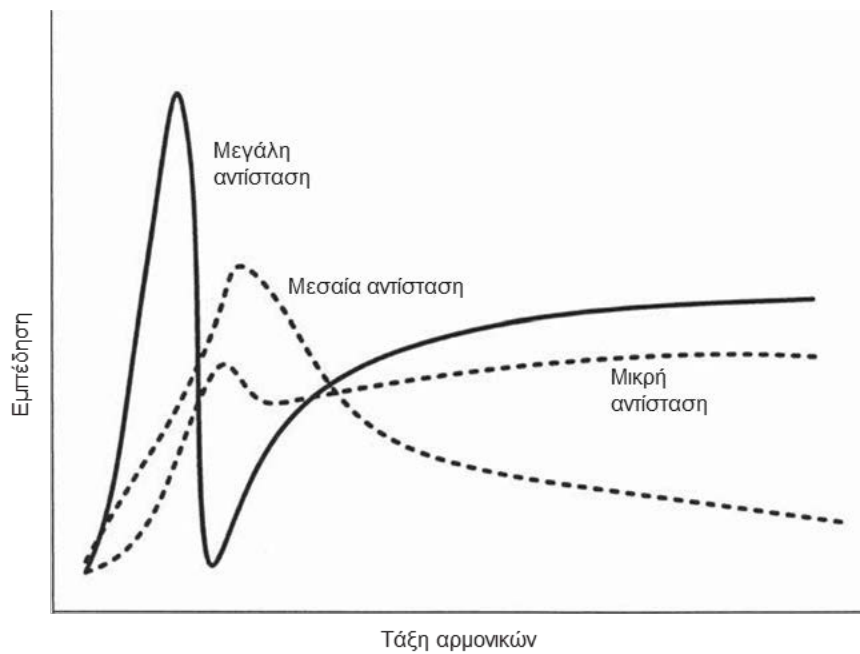
$$I_R^2 R = \frac{1}{Q_n} I_L^2 X_L = \frac{1}{Q_n} (Mvar \text{ φόρτισης}) = \frac{S_f}{Q_n^3} \left[ \frac{n^2}{n^2 - 1} \right] \quad (6.47)$$

Μπορεί να αποδειχθεί ότι, γενικά, για να μετριαστούν οι αρμονικές της κατώτερης τάξης, απαιτείται ένα πολύ μεγαλύτερο υπερβατό φίλτρο δεύτερης τάξης. Πρακτικά χρησιμοποιούνται ένα ή περισσότερα ST φίλτρα για αρμονικές χαμηλότερης τάξης, ενώ το υπερβατό φίλτρο δεύτερης τάξης παρέχει φιλτράρισμα αρμονικών ανώτερης τάξης και μείωση του θορύβου. Μερικές φορές, παράλληλα ST φίλτρα, συντονισμένα σε συγκεκριμένες αρμονικές χαμηλής τάξης, συνδυάζονται με υπερβατό φίλτρο δεύτερης τάξης (σχήμα 7.8). Στο σχήμα αυτό, οι  $R_i$  είναι οι αντιστάσεις που σχετίζονται με τα πηνία του φίλτρου. Η επίδραση της μεταβολής της αντίστασης  $R$  στο γράφημα  $Z - \omega$  ενός φίλτρου υψηλής διέλευσης δεύτερης τάξης που ενεργεί μόνη, φαίνεται στο σχήμα 7.9. Το υπερβατό φίλτρο δεύτερης τάξης μπορεί να σχεδιαστεί αποτελεσματικά για τις αρμονικές υψηλότερης τάξης, ενώ τα φίλτρα ST εξυπηρετούν αρμονικές χαμηλότερης τάξης. Καθώς τα φίλτρα απόσβεσης δεν προκαλούν μετατόπιση στη συχνότητα συντονισμού, η εφαρμογή είναι πολύ επιθυμητή όταν υπάρχει μια ζώνη ενδιάμεσων αρμονικών (interharmonics) προς καταστολή.





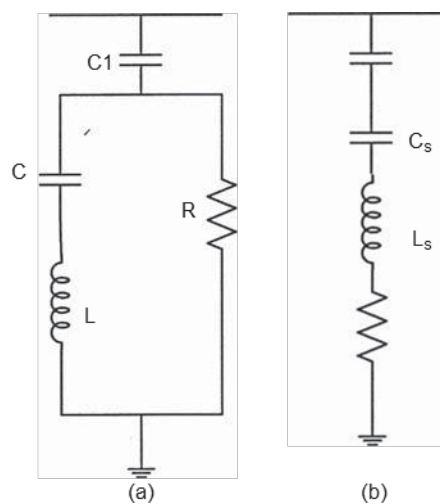
Σχήμα 7.8 (α) Κύκλωμα δύο παράλληλων φίλτρων ST με φίλτρο υψηλής διέλευσης δεύτερης τάξης, (β) γραφική παράσταση  $R-X$ , (γ)  $|Z|-\omega$  γραφική παράσταση και (δ) γραφική παράσταση γωνίας.



Σχήμα 7.9 Επίδραση του μεγέθους της αντίστασης  $R$  στα χαρακτηριστικά σύνθετης αντίστασης σε ένα υψιπερατό φίλτρο δεύτερης τάξης.

### 6.8 Φίλτρο τύπου C

Το φίλτρο τύπου C εισήχθη για πρώτη φορά στο σχέδιο διασύνδεσης HVDC Γαλλίας - Αγγλίας και έπειτα στα έργα HVDC Intermountain και Quebec - New England HVDC. Μπορεί να αντικαταστήσει τα συμβατικά ST φίλτρα αποτελεσματικά και βρίσκει εφαρμογές σε εγκαταστάσεις κλιβάνων τόξου και υψικάμινους. Το σχήμα 7.9 (α) δείχνει το ισοδύναμο κύκλωμα ενός φίλτρου τύπου C. Αγνοώντας την ωμική αντίσταση του πηνίου, η σύνθετη αντίσταση ενός φίλτρου τύπου C δίνεται από την σχέση:



Σχήμα 7.9 (α) Φίλτρο τύπου C και (β) ισοδυναμία με ένα φίλτρο ST.

$$Z(\omega) = \frac{1}{j\omega C_1} + \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{j\omega L + \frac{1}{j\omega C}} \right)^{-1} = \frac{R(\omega^2 LC - 1)^2 + jR^2\omega C(\omega^2 LC - 1)}{(R\omega C)^2 + (\omega^2 LC - 1)^2} - \frac{j}{\omega C_1} \quad (6.48)$$

Η εμπέδηση μεταβάλλεται ανάλογα με τη συχνότητα. Για να αποφευχθούν οι απώλειες ισχύος στη θεμελιώδη συχνότητα  $f$  στην αντίσταση απόσβεσης  $R$ , τα στοιχεία  $L$  και  $C$  συντονίζονται στη θεμελιώδη συχνότητα:

$$\omega_f^2 LC = 1 \quad (6.49)$$

Συνεπώς, η εμπέδηση του φίλτρου στη θεμελιώδη συχνότητα καθορίζεται από τον πυκνωτή  $C_1$ :

$$Z(\omega_f) = -\frac{j}{\omega_f C_1} = -j \frac{V_s}{Q_f} \quad 1 \quad (6.50)$$

όπου  $Q_f$  είναι η απαίτηση αέργου ισχύος στη θεμελιώδη συχνότητα και  $V_s$  είναι η ονομαστική τάση του συστήματος. Αυτό επιτρέπει έναν άμεσο υπολογισμό του  $C_1$ .

Καθώς αυξάνεται η συχνότητα, το  $L$  αρχίζει να συντονίζεται με το  $C + C_1$ , πράγμα που κάνει το φίλτρο να λειτουργεί σαν ένα ST φίλτρο με αντίσταση απόσβεσης [35].

Η σύνθετη αντίσταση ποικίλλει ανάλογα με τη τάξη των αρμονικών:

$$\frac{R[jX(h - 1/h)]}{R + [jX(h - 1/h)]} - j \frac{X_1}{h} \quad (6.51)$$

Στη συντονισμένη συχνότητα, η επαγωγικο-χωρητική αντίδραση του φίλτρου είναι μηδέν:

$$\frac{R^2\omega_0 C(\omega_0^2 LC - 1)}{(R\omega_0 C)^2 + (\omega_0^2 LC - 1)^2} - \frac{1}{\omega_0 C_1} = 0 \quad (6.52)$$

όπου  $\omega_0$  είναι η συντονισμένη συχνότητα σε ακτίνια. Και η συνολική ωμική αντίσταση του φίλτρου είναι:

$$r = \frac{R(\omega_0^2 LC - 1)^2}{(R\omega_0 C)^2 + (\omega_0^2 LC - 1)^2} \quad (6.53)$$

Το φίλτρο συμπεριφέρεται ως ισοδύναμη ωμική αντίσταση στη συντονισμένη συχνότητα. Από τις παραπάνω εξισώσεις:

$$\frac{\omega_0 RC}{\omega_0^2 LC - 1} = \frac{1}{\omega_0 r C_1} \quad (6.54)$$

και

$$r = \frac{R}{\frac{1}{(\omega_0 r C_1)^2} + 1} \quad (6.55)$$

Στη συνέχεια, στη συντονισμένη συχνότητα,

$$r^2 - Rr + \frac{1}{(\omega_0 C_1)^2} = 0 \quad (6.56)$$

Αν  $h_0$  είναι η συντονισμένη αρμονική, τότε

$$h_0 = \omega_0 \sqrt{LC} \quad (6.57)$$

Αν εισάγουμε τον όρο:

$$R_0 = \frac{2}{\omega_0 C_1} \quad (6.58)$$

και το  $R$  πρέπει να είναι  $> R_0$ , πχ. για  $R = m \cdot R_0$ , και για  $m \geq 1$ , τότε η εξίσωση γίνεται:

$$r^2 - mR_0 r + \frac{R_0^2}{4} = 0 \quad (6.59)$$

Μια θετική ρίζα είναι η

$$r = \frac{m - \sqrt{m^2 - 1}}{2} R_0$$

Με βάση την τιμή του  $r$ , οι παράμετροι φίλτρου  $L$  και  $C$  έχουν ως εξής:

$$C = \frac{h_0^2 - 1}{m^2 - m\sqrt{m^2 - 1}} \frac{Q_f}{2V_s^2\omega_f} \quad (6.60)$$

$$L = \frac{m^2 - m\sqrt{m^2 - 1}}{h_0^2 - 1} \frac{2V_s^2}{Q_f\omega_f} \quad (6.61)$$

Τα L και C μπορούν να επιλεγούν υποθέτοντας  $m > 1$ , αλλά αυτά δεν είναι τα τελικά ή βέλτιστα αποτελέσματα [35].

Επειδή τα L και C συντονίζονται στη θεμελιώδη συχνότητα, το θεμελιώδες ρεύμα  $I_f$  θα ρέει εξ' ολοκλήρου μέσω των στοιχείων L και C:

$$I_f = \frac{V_s}{\sqrt{3}} \omega_f C_1 \quad (6.62)$$

Η άεργος ισχύς από τα L και C πρέπει να είναι η ίδια. αυτό σημαίνει ότι όσο μεγαλύτερο είναι το L τόσο μικρότερο είναι το C και αντίστροφα. Εάν οι τιμές τους μπορούν να μειωθούν στο ελάχιστο, το συνολικό κόστος του φίλτρου θα μειωθεί.

Θεωρούμε την συνάρτηση (η οποία είναι ο αριθμητής της εξίσωσης του L που παρουσιάστηκε πιο πάνω):

$$g(m) = m^2 - m\sqrt{m^2 - 1} \quad (6.63)$$

Η παράγωγος της  $g(m)$  είναι πάντα αρνητική και γνησίως φθίνουσα.

Το μέγιστο δίνεται ως εξής:

$$g(m) = m^2 - m\sqrt{m^2 - 1} \rightarrow 0.5 \text{ καθώς το } m \rightarrow \infty$$

Αυτό δίνει τις παραμέτρους L και C :

$$C = \frac{(h_0^2 - 1)Q_f}{V_s^2\omega_f} \quad (6.64)$$

$$L = \frac{V_s^2}{(h_0^2 - 1)Q_f \omega_f} \quad (6.65)$$

Αυτό βασίζεται στην υπόθεση ότι το  $m$  είναι άπειρο. Αυτό σημαίνει ότι δεν υπάρχει παράλληλη ωμική αντίσταση  $R$  στο φίλτρο τύπου  $C$ . Στη συνέχεια, το φίλτρο επιστρέφει σε μια τοπολογία  $ST$  φίλτρου, με ισοδυναμία όπως φαίνεται στο σχήμα 7.9

Το  $L_s$  είναι το ίδιο με το  $L$  σε φίλτρο τύπου  $C$ :

$$L_s = \frac{V_s^2}{(h_0^2 - 1)Q_f \omega_f} \quad (6.66)$$

$$\frac{1}{C_s} = \frac{1}{C} + \frac{1}{C_1} = \frac{(h_0^2 - 1)Q_f}{h_0^2 \omega_f V_s^2} 1 \quad (6.67)$$

Αυτό βοηθά στον υπολογισμό των παραμέτρων του φίλτρου  $C$ .

Τέλος, για να βρούμε το  $R$ , μπορεί να χρησιμοποιηθεί ο συντελεστής  $Q_{filter}$  του φίλτρου. Δίνεται ως εξής:

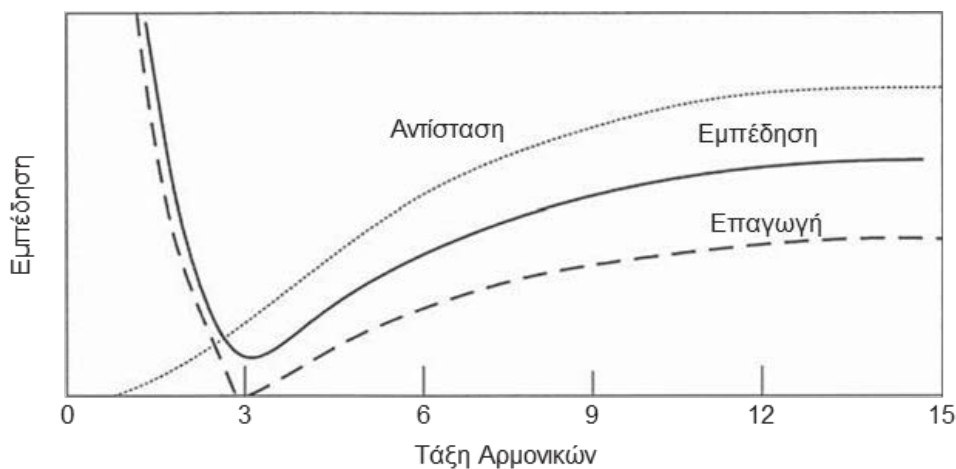
$$Q_{filter} = \frac{R \omega_0 C}{\omega_0^2 LC - 1} = R h_0 \frac{Q_f}{V_s^2} 1 \quad (6.68)$$

$$R = \frac{Q_{filter} V_s^2}{h_0 Q_f} 1 \quad (6.69)$$

Πρακτικά, για πολλά έργα HVDC, το  $Q$  ποικίλει από 1 έως 2. Ο παρακάτω πίνακας παρουσιάζει μερικές παραμέτρους φίλτρων τύπου  $C$  που εφαρμόζονται σε έργα HVDC. Τα χαρακτηριστικά σε σχέση με τη συχνότητα φαίνονται στο σχήμα 7.10.

**Παράμετροι φίλτρων τύπου C για ενδεικτικές HVDC εγκαταστάσεις**

Έργα↓Παράμετροι→	$f$	$h_0$	$kV$	$Q$	$Q_{\text{filter}}$	$R(\text{ohms})$	$L(\text{mH})$	$C(\mu\text{F})$	$C_1(\mu\text{F})$
France–England Interconnection	50	3	400	130	1.64	666	424	23.89	2.586
Intermountain Power Project	60	3	345	58	2	1300	658	10.7	1.3
Quebec–New England Radisson	60	3	315	49	2	1349	671	10.48	1.31
Nicolet terminal	60	3	230	38	2	928	462	15.24	1.91
Sandy Pond terminal	60	3	345	88	1	450	450	15.63	1.954
Longqan–Zhenping	60	3	525	118	2.3	1800	929.39	10.929	1.363



Σχήμα 7.10 Χαρακτηριστικά φίλτρου τύπου C, και διάγραμμα σύνθετης αντίστασης έναντι τάξης αρμονικών.

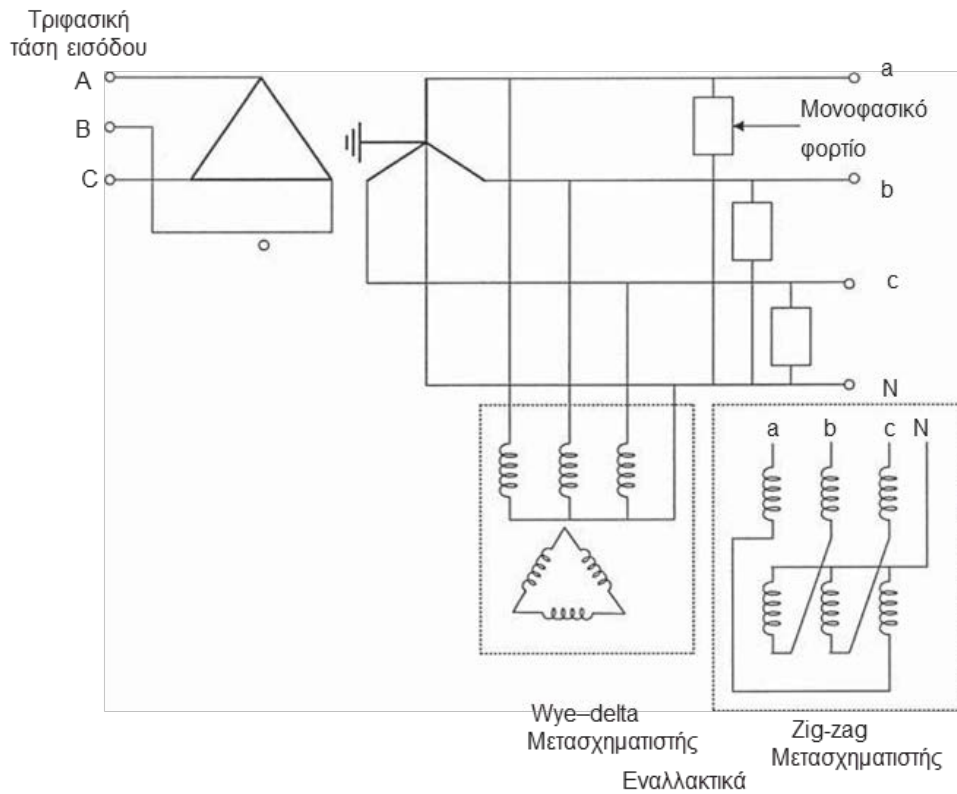
### 6.9 Καταστολή αρμονικών μηδενικής ακολουθίας

Οι μετασχηματιστές ζιγκ-ζαγκ και οι μετασχηματιστές Δ-wye θα λειτουργούν ως παγίδες μηδενικής ακολουθίας όταν συνδέονται στο ουδέτερο κύκλωμα ενός τριφασικού συστήματος τεσσάρων αγωγών. Το σχήμα 7.11 απεικονίζει έναν μετασχηματιστή Δ-wye που εξυπηρετεί μονοφασικά μη γραμμικά φορτία τροφοδοτικών, υπολογιστών, εκτυπωτών και φθορισμού. Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως ο ουδέτερος υπάρχει μεγάλη πιθανότητα να μεταφέρει υπερβολικά αρμονικά ρεύματα. Ένας μετασχηματιστής ζιγκ-ζαγκ ή Δ-wye συνδεδεμένος όπως φαίνεται στο σχήμα 7.11 θα μειώσει τα αρμονικά ρεύματα και την αρμονική παραμόρφωση της τάσης.

Η σύνθετη αντίσταση μηδενικής ακολουθίας του μετασχηματιστή Δ-wye τύπου πυρήνα είναι χαμηλή, καθώς η ροή μηδενικής ακολουθίας κανονικά επιδιώκει μια διαδρομή υψηλής αντίστασης μέσω του. Τα τυλίγματα συνδεσμολογίας τριγώνου μεταφέρουν τα ρεύματα μηδενικής ακολουθίας. Σε ένα μη συμμετρικό σύστημα, οι συνιστώσες θετικής και αρνητικής αλληλουχίας θα είναι επίσης παρούσες και δεν θα κατασταλούν. Σε έναν μετασχηματιστή ζιγκ-ζαγκ, όλες οι περιελίξεις έχουν τον ίδιο αριθμό ελιγμάτων, αλλά κάθε ζεύγος περιελίξεων σε κάθε κάθετο τμήμα όπως είναι σχεδιασμένο στο σχήμα 7.11 είναι τυλιγμένο προς την αντίθετη

κατεύθυνση. Ένας μετασχηματιστής ζιγκ-ζαγκ έχει χαμηλή αντίσταση μηδενικής ακολουθίας και λειτουργεί με τον ίδιο τρόπο όπως ένας μετασχηματιστής Δ-wye.

Τα ρεύματα του ουδέτερου έχουν δύο παράλληλες διαδρομές, χαμηλής σύνθετης αντίστασης, τόσο μέσω του μετασχηματιστή Δ-wye ή του μετασχηματιστή ζιγκ-ζαγκ όσο και μέσω του γειωμένου ουδέτερου. Η αύξηση της τάσης στον ουδέτερο θα είναι πολύ μικρότερη, αν και δεν θα είναι εντελώς σταθερή.



Σχήμα 7.11 “Παγίδες” μηδενικής ακολουθίας



## 6.10 Περιορισμοί παθητικών φίλτρων

Τα παθητικά φίλτρα έχουν εφαρμοστεί ευρέως για να περιορίσουν τις αρμονικές, να βελτιώσουν την ποιότητα της ηλεκτρικής ενέργειας, να μειώσουν την αρμονική παραμόρφωση και να παρέχουν ταυτόχρονα άεργο ισχύ. Μπορούν να σχεδιαστούν για μεγάλες εφαρμογές ρεύματος και για υψηλές τάσεις. Πολλά τέτοια φίλτρα λειτουργούν σε εγκαταστάσεις HVDC, ASD και βιομηχανικά και εμπορικά συστήματα ισχύος. Τα παθητικά φίλτρα παραμένουν η μόνη επιλογή όταν στα συστήματα που εξετάζονται εμπλέκονται υψηλές τάσεις και μεγάλα ρεύματα.

Μερικοί από τους περιορισμούς των παθητικών φίλτρων μπορούν να συνοψιστούν ως εξής:

1. Τα παθητικά φίλτρα δεν προσαρμόζονται στις μεταβαλλόμενες συνθήκες του συστήματος και μόλις εγκατασταθούν είναι σε σταθερή λειτουργία. Ούτε η συντονισμένη συχνότητα ούτε το μέγεθος του φίλτρου μπορούν να αλλάξουν τόσο εύκολα. Τα παθητικά στοιχεία στα φίλτρα είναι εξαρτήματα με στενά όρια ανοχής.
2. Μια αλλαγή στο σύστημα ή σε συνθήκες λειτουργίας μπορεί να οδηγήσει σε αποσυντονισμό και αυξημένη παραμόρφωση. Αυτό μπορεί να μην εντοπιστεί, εκτός αν υπάρχει ηλεκτρονικός εξοπλισμός παρακολούθησης.
3. Ο σχεδιασμός επηρεάζεται σε μεγάλο βαθμό από τη σύνθετη αντίσταση του συστήματος. Για να είναι αποτελεσματική, η αντίσταση του φίλτρου πρέπει να είναι μικρότερη από την αντίσταση του συστήματος και ο σχεδιασμός μπορεί να αποτελέσει πρόβλημα για συστήματα των οποίων οι παράμετροι αλλάζουν δύσκολα. Σε τέτοιες περιπτώσεις, απαιτείται ένα πολύ μεγάλο φίλτρο. Αυτό μπορεί να προκαλέσει υπεραντιστάθμιση της αέργου ισχύος και υπερτάσεις κατά το άνοιγμα.
4. Συχνά, τα παθητικά φίλτρα απαιτούν αριθμό παράλληλων διακλαδώσεων. Η διακοπή μιας παράλληλης μονάδας μεταβάλλει τελείως τις συχνότητες συντονισμού και τις αρμονικές ροές του ρεύματος. Αυτό μπορεί να αυξήσει τα επίπεδα παραμόρφωσης πέρα από τα επιτρεπόμενα όρια. Η απώλεια ισχύος στις ωμικές αντιστάσεις των παθητικών φίλτρων μπορεί να είναι πολύ σημαντικές για τα μεγάλα φίλτρα.
5. Ο παράλληλος συντονισμός μεταξύ φίλτρου και συστήματος (για μονοσυντονισμένα ή διπλοσυντονισμένα φίλτρα) μπορεί να προκαλέσει την ενίσχυση των ρευμάτων μιας συγκεκριμένης αρμονικής. Ένας σχεδιαστής έχει ένα περιορισμένο εύρος για την επιλογή της συχνότητας συντονισμού για να αποφύγει όλους τους πιθανούς συντονισμούς με τις αρμονικές που δεν επιθυμεί να εξαλείψει. Οι αλλαγές στο σύστημα θα μεταβάλλουν αυτή τη συχνότητα σε κάποιο βαθμό για αυτό θα πρέπει να έχει επιλεγεί προσεκτικά ο αρχικός σχεδιασμός.
6. Τα φίλτρα απόσβεσης δεν προκαλούν παράλληλο συντονισμό του συστήματος. Ωστόσο, αυτά δεν είναι τόσο αποτελεσματικά όσο μια ομάδα φίλτρων ST. Η σύνθετη αντίσταση

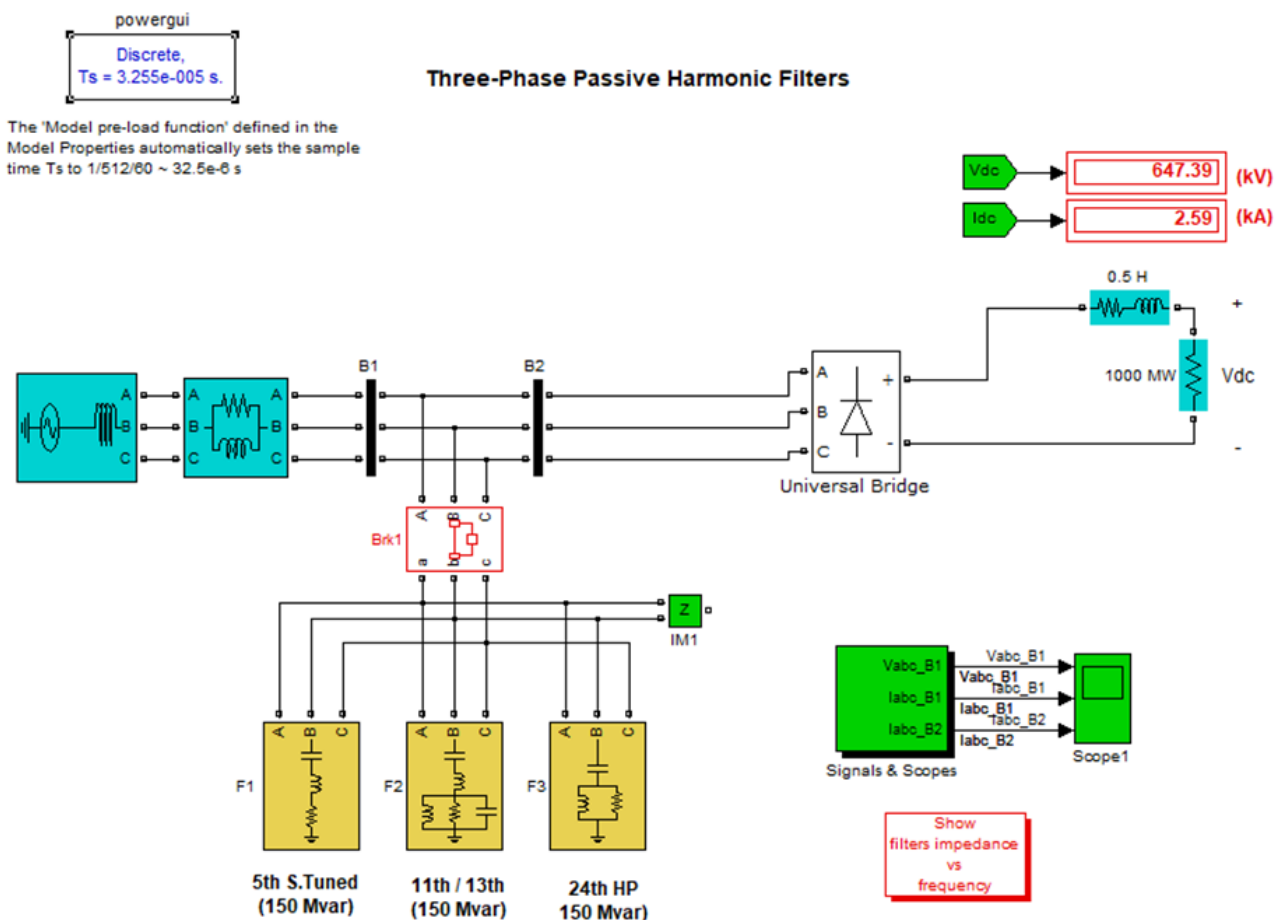
ενός υψιπερατού φίλτρου στην συχνότητα εγκοπής του είναι υψηλότερη από του αντίστοιχου ST φίλτρο. Το μέγεθος του φίλτρου γίνεται μεγάλο για να χειριστεί τη βασική και τις αρμονικές συχνότητες.

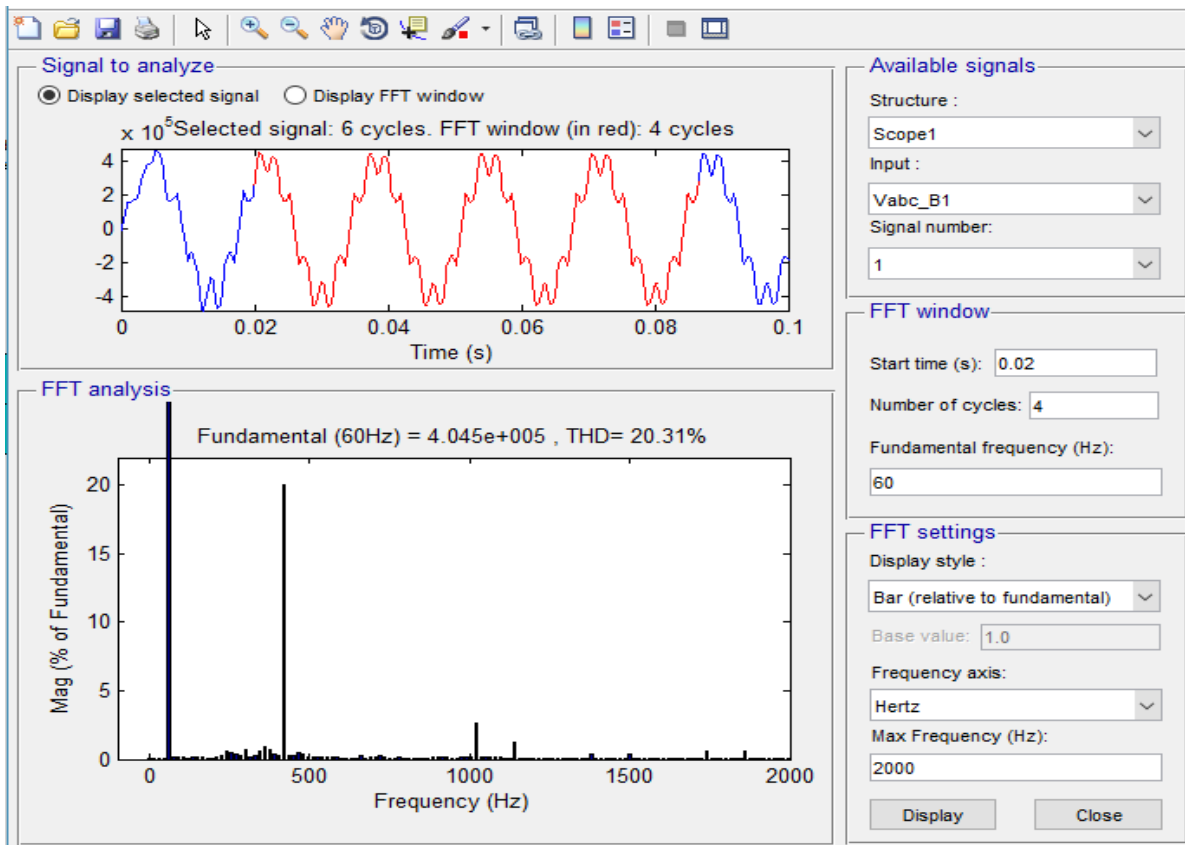
7. Τα αποτελέσματα της γήρανσης, της φθοράς και της θερμοκρασίας αποσυντονίζουν το φίλτρο με τυχαίο τρόπο (αν και η επίδραση των μέγιστων αποκλίσεων μπορεί να ληφθεί υπόψη στο στάδιο του σχεδιασμού).
8. Τα παθητικά φίλτρα μπορεί να αποδειχθούν αναποτελεσματικά για κυκλομετατροπείς.
9. Απαιτούνται διακόπτες ειδικού τύπου. Για τον έλεγχο των τάσεων μεταγωγής, απαιτούνται ειδικές σύγχρονες συσκευές κλεισίματος ή συσκευές κλεισίματος με αντιστάσεις.
10. Οι γειωμένοι ουδέτεροι στη wye συνδεσμολογία M/T παρέχουν μια διαδρομή χαμηλής σύνθετης αντίστασης για τις τρίτες αρμονικές. Σε ορισμένες περιπτώσεις μπορεί να εμφανιστεί ενίσχυση της τρίτης-αρμονικής.
11. Απαιτούνται ειδικές συσκευές προστασίας και παρακολούθησης.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

### ΣΧΕΔΙΑΣΗ ΠΑΘΗΤΙΚΟΥ ΦΙΛΤΡΟΥ ΣΤΟ SIMULINK

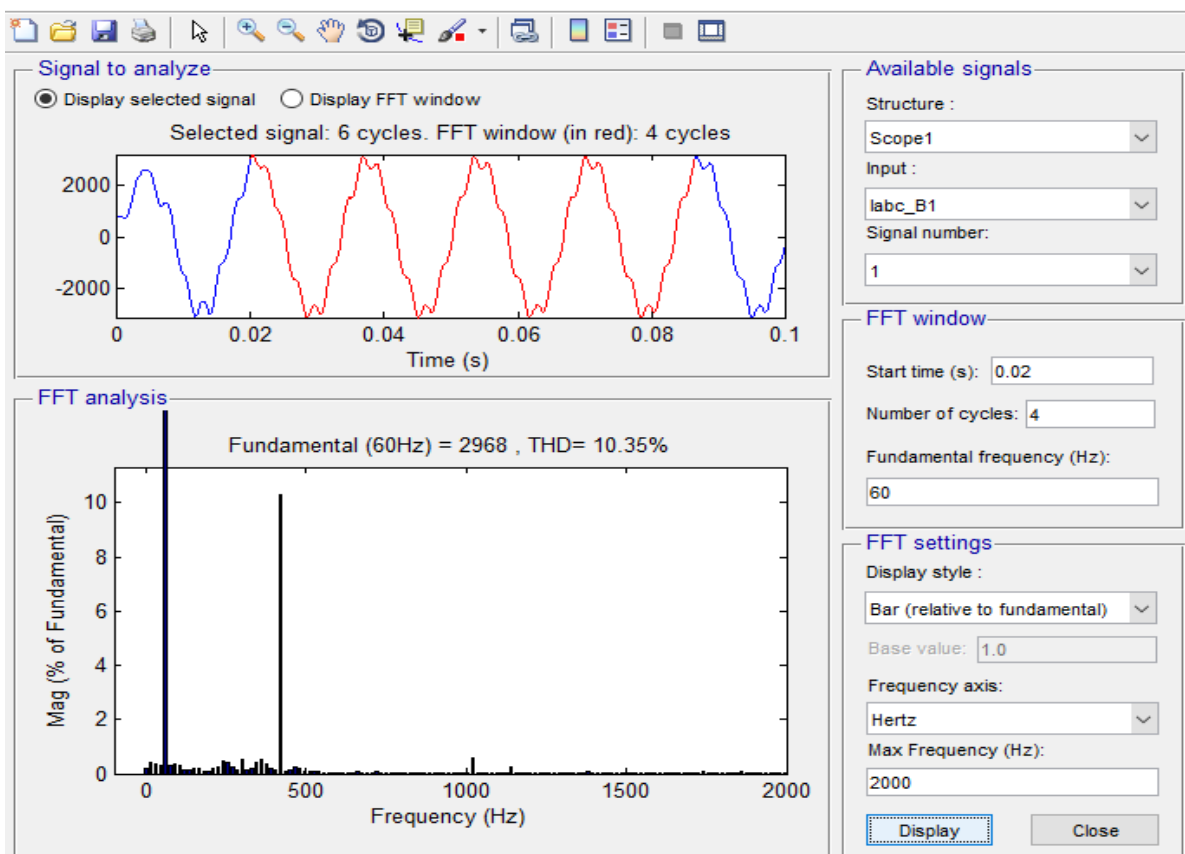
Το παρακάτω κύκλωμα μιας εγκατάστασης με παράλληλα παθητικά φίλτρα περιλαμβάνει τριφασική πηγή τάσης, τριφασική ανορθώση με διόδους και ωμικο-επαγωγικό φορτίο με  $R=250 \Omega$ , ονομαστικής ισχύος  $1000\text{MW}$  και  $L=0,5\text{H}$  με εσωτερική αντίσταση  $1\Omega$ . Επιλέχθηκε ένα μονοσυντονιζόμενο φίλτρο για να καταστείλει την 5<sup>η</sup> αρμονική με χαρακτηριστικά: συντελεστή ποιότητας  $Q=48$  και ονομαστική άεργο ισχύ  $150 \text{MVar}$ . Επίσης ένα διπλοσυντονισμένο φίλτρο στην 11<sup>η</sup> και 13<sup>η</sup> αρμονική με συντελεστή ποιότητας  $Q=20$  και ονομαστική άεργο ισχύ  $150 \text{Mvar}$ . Τέλος ένα υπιπερατό φίλτρο για να καταστείλει τις αρμονικές από την 24<sup>η</sup> και κάτω με συντελεστή ποιότητας  $Q=7$  και ονομαστική άεργο ισχύ  $150 \text{Mvar}$ . Η 7<sup>η</sup> αρμονική επιλέχθηκε να μην κατασταλεί. Οι τιμές των συντελεστών ποιότητας  $Q$  επιλεχθηκαν με επίλυση των εξισώσεων  $6.24, 6.68, 6.69$  και μετά από μερικές δοκιμές, με ιδιαίτερη προσοχή στο να έχουμε τις λιγότερες απωλειές ισχύος (προσπαθούμε να έχουμε όσο το δυνατόν μικρότερο  $R$ ) όπως εξηγήθηκε αναλυτικά στο θεωρητικό μέρος της σχεδίασης των παθητικών φίλτρων.



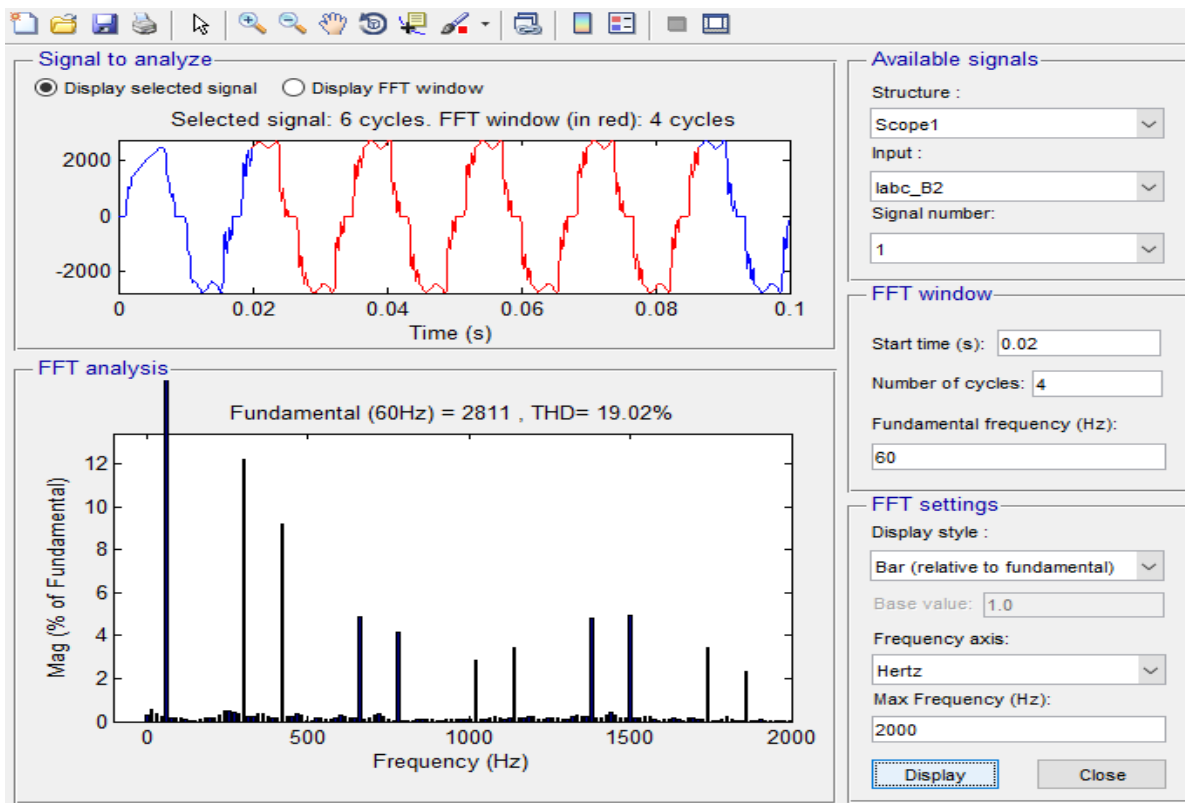


Από την παραπάνω FFT ανάλυση βλέπουμε ότι το THD<sub>v</sub> στο ζυγό B1 είναι ίσο με 20,31%

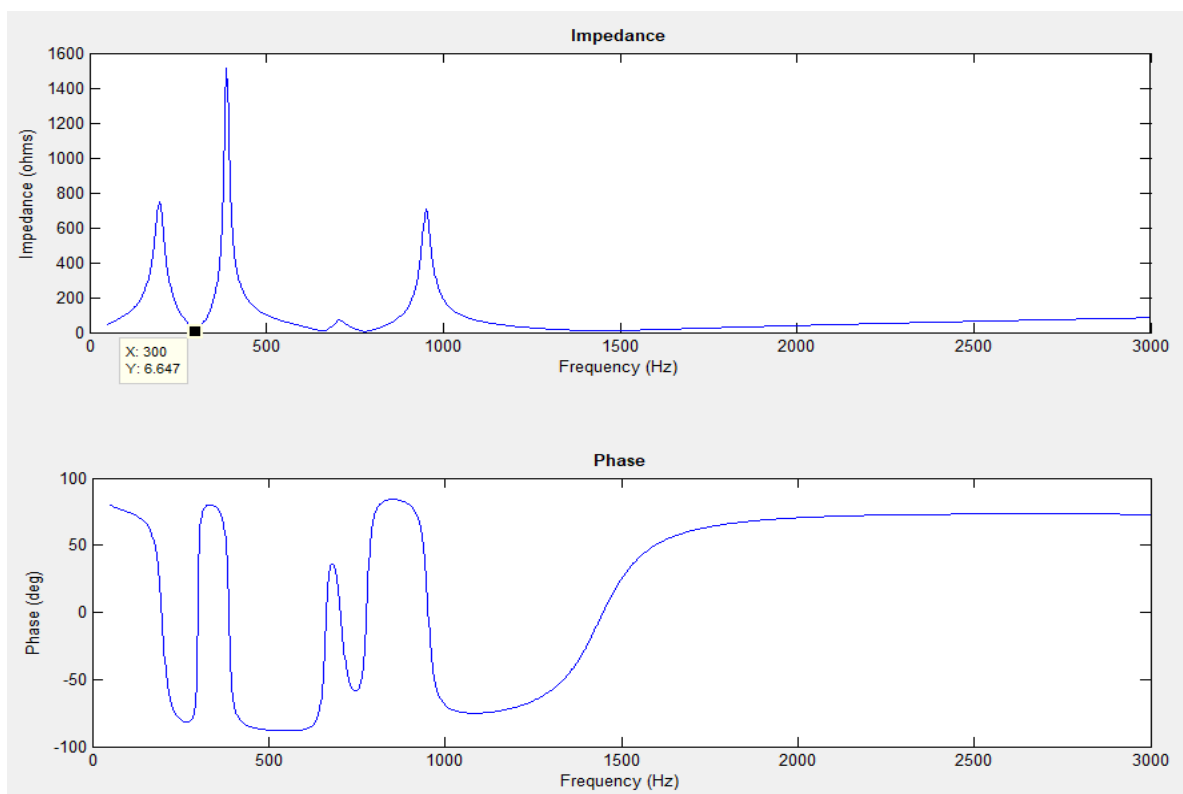
Χωρίς την χρήση των φίλτρων το THD<sub>v</sub> στο ζυγό B1 θα ήταν ίσο με 24,24%



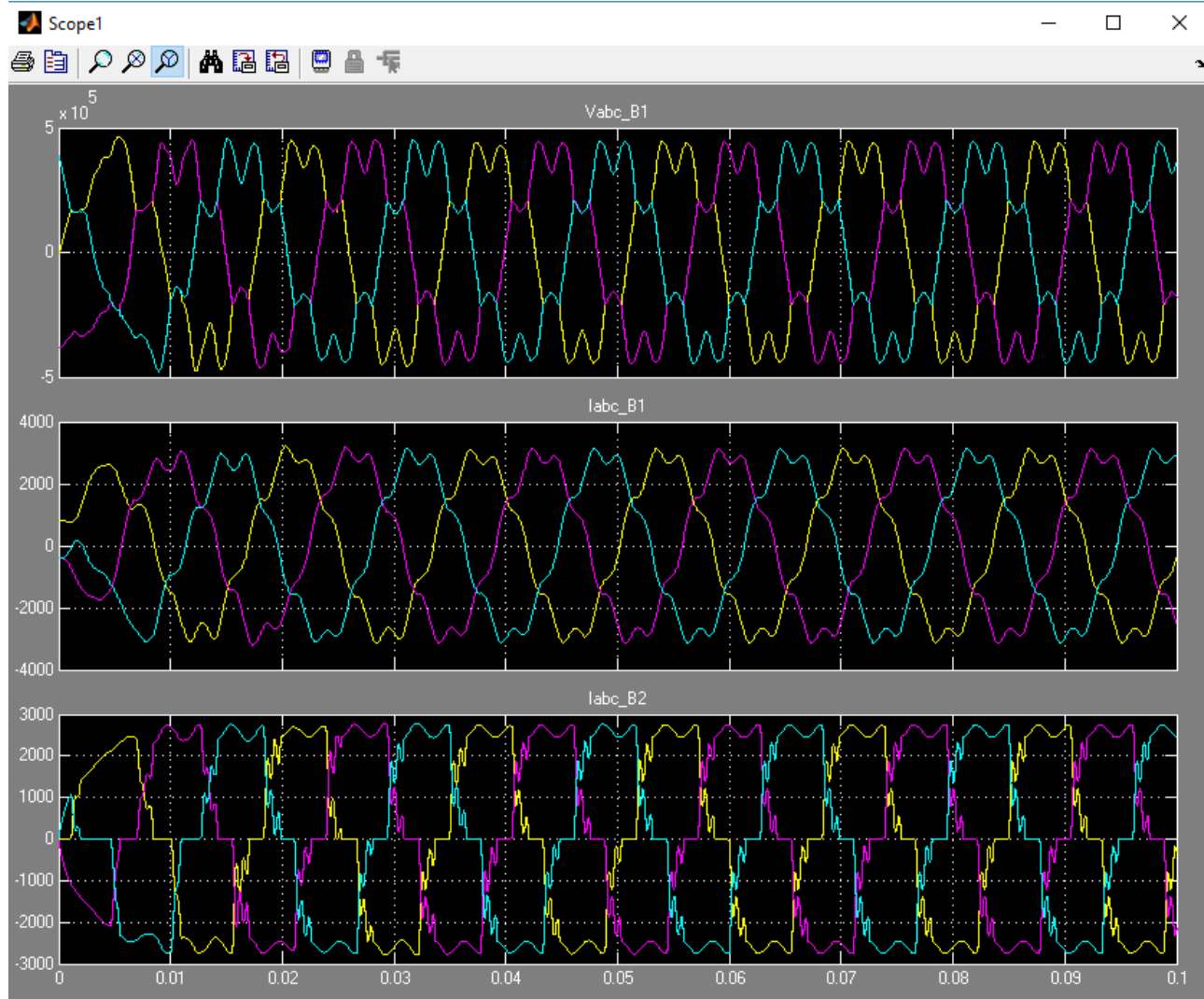
Το THD<sub>i</sub> στον ζυγό B1 είναι ίσο με 10,35% λόγω της τοποθέτησης των παθητικών φίλτρων.



Η παραμόρφωση ρεύματος THDi στον ζυγό B2 είναι ίση με 19,02%.



Η παραπάνω γραφική παράσταση της συνθέτης αντίστασης των φίλτρων συναρτήσει της συχνότητας έχει προκύψει από επαλληλία των αντίστοιχων μεμονωμένων χαρακτηριστικών του κάθε φίλτρου.



Από τις παραπάνω κυματομορφές επιβεβαιώνεται η θεωρία καθώς βλέπουμε ότι στον ζυγό B1 η παραμόρφωση του ρεύματος είναι πολύ μικρότερη από την παραμόρφωση στον ζυγό B2 κάτι που οφείλεται στην χρήση των παθητικών φίλτρων.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8

### ΕΝΕΡΓΑ ΦΙΛΤΡΑ ΑΡΜΟΝΙΚΩΝ

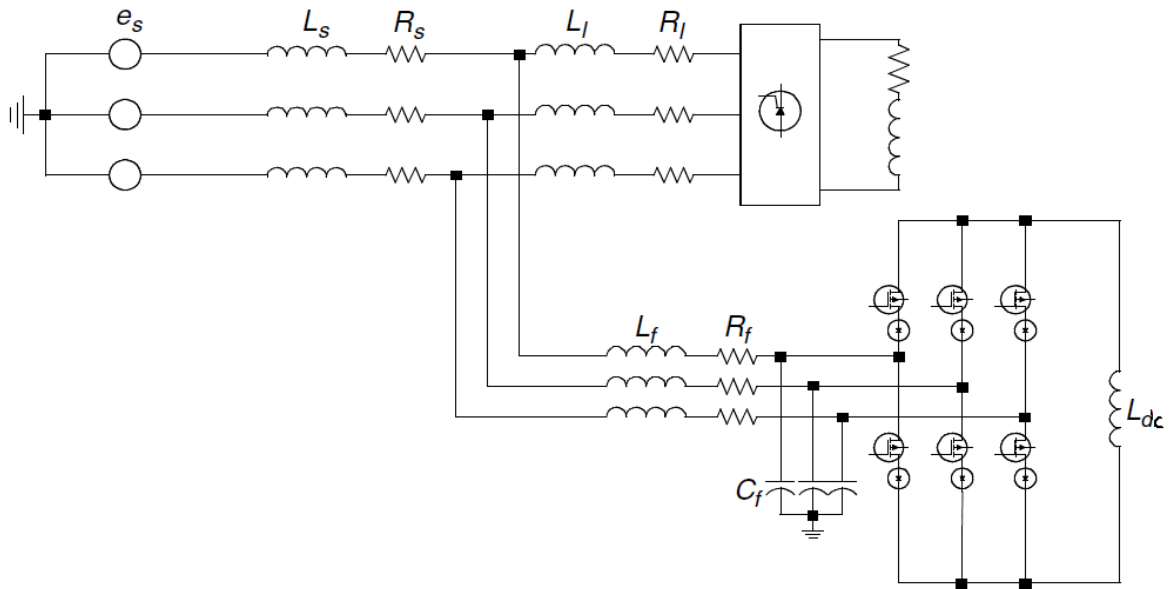
#### 8.1 Εισαγωγή: Ταξινόμηση ενεργών φίλτρων

Με βάση την τοπολογία, υπάρχουν δύο είδη ενεργών φίλτρων: τα ενεργά φίλτρα πηγής ρεύματος και τα ενεργά φίλτρα πηγής τάσης. Τα ενεργά φίλτρα πηγής ρεύματος ή Current Source Active Filters (CSAF) χρησιμοποιούν μια επαγωγή ως στοιχείο αποθήκευσης DC ενέργειας. Στα ενεργά φίλτρα πηγής τάσης Voltage Source Active Filters (VSAF), ο πυκνωτής λειτουργεί ως στοιχείο αποθήκευσης ενέργειας. Τα VSAF είναι λιγότερο κοστοβόρα, ελαφρύτερα και ευκολότερα στον έλεγχο σε σύγκριση με τα CSAF.

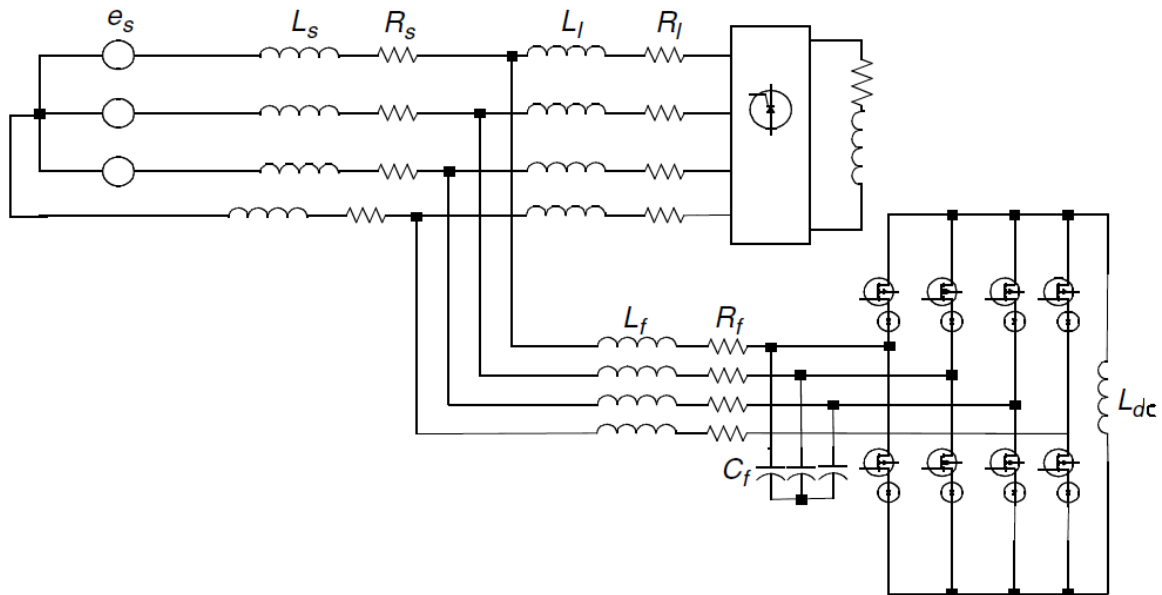
#### 8.2 Ενεργά φίλτρα πηγής ρεύματος

Τα μη γραμμικά φορτία απορροφούν μη ημιτονοειδή ρεύματα. Αυτά τα ρεύματα διαρρέουν την σύνθετη αντίσταση της πηγής του εναλλασσόμενου ρεύματος και προκαλούν αρμονικές τάσης που στην συνέχεια εξαπλώνονται στο δίκτυο. Τα ενεργά φίλτρα έχουν σχεδιαστεί για να παράγουν ένα αρμονικό ρεύμα ίσο με το αρμονικό ρεύμα του φορτίου. Το ρεύμα αυτό εγχέεται στο σημείο κοινής συνδεσης (PCC) και ουσιαστικά καλύπτει τις ανάγκες του φορτίου σε αρμονικό ρεύμα. Συνεπώς, το ρεύμα της πηγής εναλλασσόμενου ρεύματος θα είναι απαλλαγμένο από αρμονικές.

Τα CSAF χρησιμοποιούν μια πηγή ρεύματος ως στοιχείο αποθήκευσης DC ενέργειας. Μπορούν να είναι συστήματα τριών ή τεσσάρων αγωγών χαμηλής ή υψηλής ισχύος, μονοφασικά ή τριών φάσεων. Το σχήμα 8.1 δείχνει το κύκλωμα ενός τριφασικού, τριών αγωγών CSAF. Τα  $R_s$ ,  $L_s$ ,  $R_i$ ,  $L_i$ ,  $R_f$  και  $L_f$  είναι η αντίσταση και η επαγωγή της πηγής, του φορτίου και του φίλτρου, αντίστοιχα. Έχουν προταθεί και σχεδιαστεί διάφορα είδη στρατηγικών για τον έλεγχο του φίλτρου CSAF. Η μέθοδος ελέγχου ρεύματος PWM (Pulse Width Modulation) είναι η πιο δημοφιλής τεχνική.



Σχήμα 8.1 Ένα τυπικό ενεργό φίλτρο πηγής ρεύματος τριών φάσεων.



Σχήμα 8.2 Ένα τυπικό τριφασικό ενεργό φίλτρο πηγής ρεύματος τεσσάρων αγωγών.

Οι βασικές εξισώσεις του ενεργού φίλτρου έχουν ως εξής:

$$V_{fa} + R_f i_{fa} + L_f \frac{di_{fa}}{dt} = V_a \quad (8.1)$$

$$V_{fb} + R_f i_{fb} + L_f \frac{di_{fb}}{dt} = V_b \quad (8.2)$$

$$V_{fc} + R_f i_{fc} + L_f \frac{di_{fc}}{dt} = V_c \quad (8.3)$$



Στα CSAF, το DC ρεύμα της επαγωγής αποθήκευσης ενέργειας πρέπει να είναι μεγαλύτερο από το μέγιστο αρμονικό ρεύμα του φορτίου. Εάν το ρεύμα της επαγωγής ( $I_{dc}$ ) είναι πολύ μικρό, ο μετατροπέας δεν μπορεί να εκτελέσει κατάλληλα την αντιστάθμιση. Το  $I_{dc}$  δεν πρέπει να είναι υπερβολικά υψηλό, εάν είναι θα υπάρχουν υπερβολικές απώλειες στο  $L_{dc}$  και ο μετατροπέας και τα παθητικά φίλτρα δεν θα μπορούν να “εξαλείψουν” τη διακοπτική συχνότητα. Δεν υπάρχει ανάγκη για την τροφοδοσία του συνεχούς ρεύματος, επειδή το ενεργό φίλτρο παράγει μόνο την άεργο ισχύ και μια μικρή τιμή του θεμελιώδους ρεύματος που απαιτείται για την αντιστάθμιση των πραγματικών απωλειών του φίλτρου.

Ο πυκνωτής  $C_f$  χρησιμοποιείται για την προστασία των διακοπών από τις υπερτάσεις και επίσης για να δημιουργήσει μαζί με το  $L_f$  το χαμηλοπερατό LC φίλτρο και να “εξαλείψει” τη διακοπτική συχνότητα. Προκειμένου να αποφύγουμε τον συντονισμό, η συχνότητα συντονισμού των  $L_f$  και  $C_f$  θα πρέπει να είναι μεγαλύτερη από την υψηλότερη συχνότητα των αρμονικών και σημαντικά μικρότερη από τη διακοπτική συχνότητα. Η στρατηγική ελέγχου πρέπει να είναι καλά σχεδιασμένη για να αποτρέψει αυτόν τον συντονισμό.

Το  $L_{dc}$  πρέπει να επιλεγεί αρκετά μεγάλο για να περιορίσει την κυμάτωση του ρεύματος. Η μέγιστη τιμή του  $L_{dc}$  περιορίζεται από τον όγκο, το βάρος και το κόστος. Στα CSAF, η ενέργεια κυκλοφορεί μεταξύ του  $L_{dc}$  και του συστήματος. Όταν η τάση στο  $L_{dc}$  είναι θετική, το ρεύμα του  $L_{dc}$  μειώνεται και όταν η τάση δια μέσου του  $L_{dc}$  είναι αρνητική, το ρεύμα του  $L_{dc}$  αυξάνεται. Αυτή η αύξηση και μείωση προκαλεί κυμάτωση στο ρεύμα του  $L_{dc}$ . Ας υποθέσουμε ότι  $\Delta I$  είναι η κυμάτωση του ρεύματος του πηνίου  $L_{dc}$ . Έτσι έχουμε :

$$\Delta W_{L_{dc}} = \frac{1}{2} L_{dc} ((I_{dc} + \Delta I)^2 - (I_{dc} - \Delta I)^2) = 2\Delta I L_{dc} I_{dc} \quad (8.4.1)$$

όπου  $W_{L,dc}$  είναι η μεταβολή της ενέργειας στην επαγωγή  $L_{dc}$ . Ως αποτέλεσμα, έχουμε:

$$L_{dc} = \frac{\Delta W_{L_{dc}}}{2\Delta I I_{dc}} \quad (8.4.2)$$

Το κόστος του CSAF θα είναι πιο χαμηλό στο μέλλον όταν θα είναι διαθέσιμα υπεραγωγία πηνία υψηλής θερμοκρασίας.

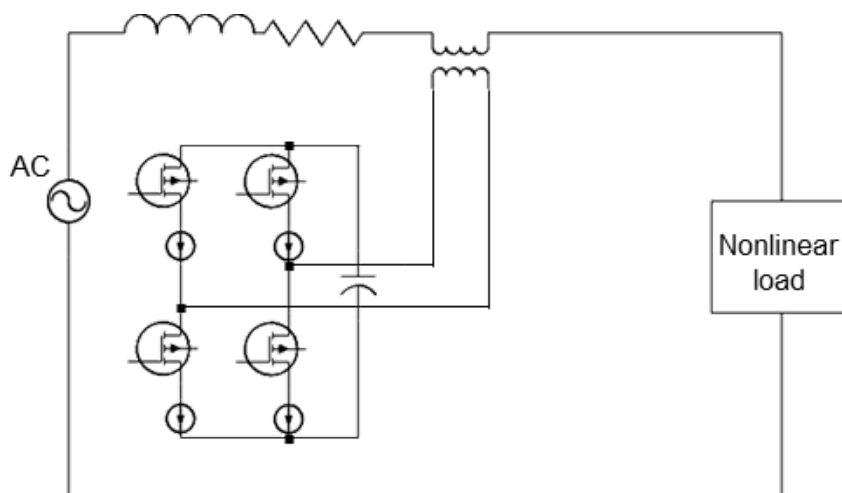
### 8.3 Ενεργά φίλτρα πηγής τάσης

Ο πιο διαδεδομένος τύπος ενεργού φίλτρου είναι το ενεργό φίλτρο τύπου αντιστροφέα πηγής τάσης, το οποίο έχει σχεδιαστεί, βελτιωθεί και χρησιμοποιηθεί για πολλά χρόνια και βρίσκεται τώρα στο εμπορικό στάδιο. Αυτά τα φίλτρα είναι ελαφρύτερα, λιγότερο δαπανηρά και πιο εύκολα

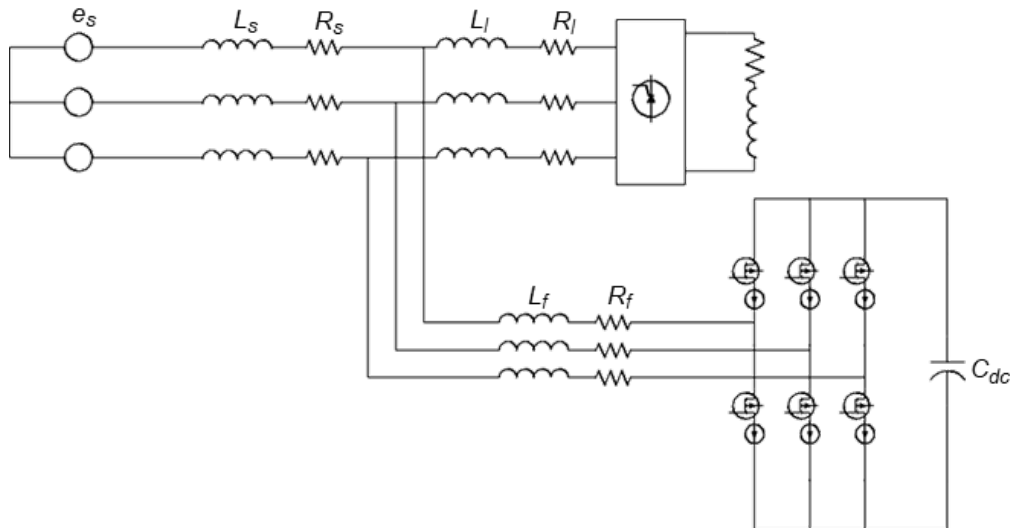
στον έλεγχο σε σύγκριση με τον τύπο μετατροπέα πηγής ρεύματος. Οι απώλειές τους είναι μικρότερες από τα CSAF και μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε τοπολογίες πολλαπλών και πολλών βαθμίδων.

Τα VSAF χρησιμοποιούν έναν πυκνωτή ως στοιχείο αποθήκευσης Dc ενέργειας. Παρουσιάζονται σε μονοφασικά ή τριφασικά συστήματα, τριών ή τεσσάρων αγωγών. Αυτός ο τύπος ενεργού φίλτρου είναι κατάλληλος για συστήματα αδιάλειπτης τροφοδοσίας (UPS). Στα συστήματα UPS, είναι διαθέσιμη η αποθήκευση ενέργειας Dc και ο μετατροπέας DC / AC υπάρχει ήδη. Μια στρατηγική έλεγχου είναι απαραίτητη μόνο για τη μετατροπή του UPS σε ενεργό φίλτρο όταν η πηγή βρίσκεται σε κανονικές συνθήκες. Τα σχήματα 8.3 και 8.4 δείχνουν ένα μονοφασικό και τριφασικό VSAF. Τα  $R_s$ ,  $L_s$ ,  $R_i$ ,  $L_i$ ,  $R_f$  και  $L_f$  είναι η αντίσταση και η επαγωγή της πηγής, του φορτίου και των πλευρών του φίλτρου, αντίστοιχα. Διαφορετικά είδη τεχνικών έλεγχου χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο των VSAF. Αυτές οι τεχνικές έλεγχου περιλαμβάνουν τη στιγμιαία θεωρία p-q, τη σύγχρονη μέθοδο πλαισίου αναφοράς d-q και τη μέθοδο σύγχρονης ανίχνευσης.

Στα VSAF, η DC τάση του πυκνωτή αποθήκευσης ενέργειας πρέπει να είναι μεγαλύτερη από τη μέγιστη τάση γραμμής. Για τη σωστή λειτουργία του ενεργού φίλτρου, κάθε στιγμή, η τάση του πυκνωτή συνεχούς ρεύματος θα πρέπει να είναι 1,5 φορές μεγαλύτερη από μέγιστη τάση γραμμής [47].



Σχήμα 8.3 Ένα μονοφασικό ενεργό φίλτρο σειράς πηγής τάσης.



Σχήμα 8.4 Ένα τριφασικό ενεργό φίλτρο πηγής τάσης.

Όταν το παράλληλο τριφασικό VSAF αντισταθμίζει τις αρμονικές ρεύματος ενός τριφασικού, εξαπαλμικού AC / DC ανορθωτή, για τον έλεγχο του ενεργού φίλτρου κατά τη διάρκεια της μεταγωγής του ανορθωτή, η τάση του πυκνωτή DC,  $V_C$  μπορεί να βρεθεί από την ακόλουθη εξίσωση [47] :

$$V_C \geq \sqrt{3} \pi V \sqrt{\cos(\alpha)^2 + [(k+1)\sin(\alpha) + \delta k]^2} \quad (8.4.3)$$

$$k = \frac{L_f}{L_s + L_l}, \quad \delta = \sqrt{6}(L_s - L_l) / \pi V \omega$$

Όπου  $V$  είναι η τιμή RMS της τάσης γραμμής και  $\alpha$  η γωνία εναυσης των ημιαγωγών του ανορθωτή.

Το  $L_f$  λειτουργεί ως σύνδεσμος μεταξύ του φίλτρου και του συστήματος. Ένα ενεργό φίλτρο δίνει το ρεύμα του στο σύστημα διαμέσω της επαγωγής. Για καλύτερη δυνατότητα ελέγχου του ενεργού φίλτρου, αυτή η επαγωγή δεν θα πρέπει να είναι μεγάλη. Από την άλλη, το  $L_f$ , ως πρώτης τάξης παθητικό φίλτρο, εξαλείφει τη συχνότητα μεταγωγής, η οποία παράγεται από τον μετατροπέα. Με βάση αυτή τη λειτουργία, το  $L_f$  δεν πρέπει να είναι μικρό. Επομένως, πρέπει να βρεθεί ένας συμβιβασμός για την κατάλληλη τιμή του  $L_f$ .

Ο πυκνωτής συνεχούς ρεύματος,  $C_{dc}$ , πρέπει να είναι αρκετά μεγάλος ώστε να περιορίζει την κυμάτωση της τάσης. Για λόγους ελέγχου, η κυμάτωση σε αυτόν τον πυκνωτή πρέπει να είναι μικρή. Γενικά, το ελάχιστο  $C_{dc}$  μπορεί να βρεθεί από την ακόλουθη εξίσωση [47]:

$$C_{dc} = \frac{P_h}{\omega V_C \Delta V_C} \quad (8.5)$$

όπου  $P_h$  είναι η μέγιστη ισχύς των αρμονικών, η οποία πρέπει να παραδοθεί σε κάθε μισή περίοδο, και  $\Delta V_C$  είναι η από κορυφή σε κορυφή κυμάτωση της τάσης στον πυκνωτή.

#### 8.4 Παράλληλα ενεργά φίλτρα

Ο πιο δημοφιλής τύπος ενεργών φίλτρων είναι το παράλληλο ενεργό φίλτρο. Τα ενεργά φίλτρα διανομής μπορούν να είναι μονοφασικά ή τριφασικά, πηγής τάσης ή πηγής ρεύματος. Το σχήμα 8.5 δείχνει το ισοδύναμο κύκλωμα ενός κυκλώματος με ενεργό φίλτρο, πηγή και φορτίο σε περιπτώσεις όπου το φίλτρο χρησιμοποιείται για την αντιστάθμιση του αρμονικού ρεύματος και τάσης. Στο σχήμα 8.5 (a) το ενεργό φίλτρο αντισταθμίζει το αρμονικό ρεύμα ενός μη γραμμικού φορτίου. Το σχήμα 8.5 (b) δείχνει ότι το παράλληλο ενεργό φίλτρο δεν μπορεί να αντισταθμίσει τις αρμονικές τάσης του φορτίου. Το σχήμα 8.5 (c) δείχνει ότι το ενεργό φίλτρο μπορεί να αντισταθμίσει τις αρμονικές ρεύματος του φορτίου και την αρμονική τάση της πηγής. Στο σχήμα 8.5, τα  $Z_S$  και  $Z_F$  είναι αντιστάσεις της πηγής και του παράλληλου παθητικού φίλτρου, αντίστοιχα. Τα  $I_{Lh}$ ,  $V_{Lh}$  και  $V_{sh}$  είναι οι αρμονικές ρεύματος του φορτίου, οι αρμονικές τάσης του φορτίου και της πηγής, αντίστοιχα. Το  $I_{AF}$  είναι το ρεύμα του παράλληλου ενεργού φίλτρου.

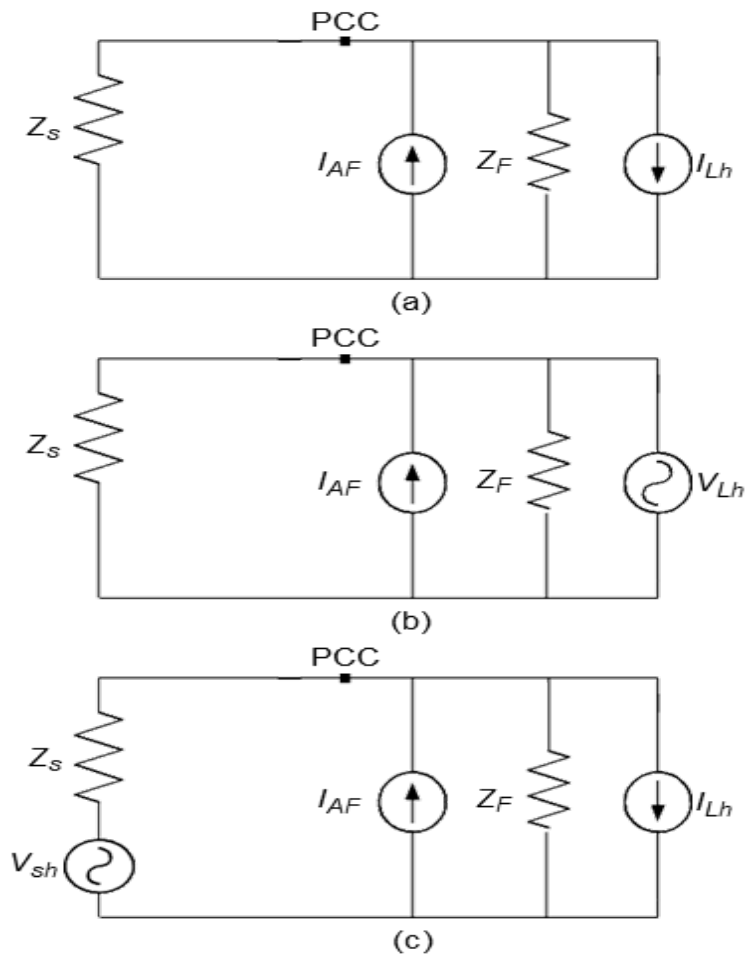
Για την ακύρωση των αρμονικών στο σημείο της σύζευξης (PCC) στο Σχήμα 8.5 (a), πρέπει να έχουμε:

$$I_{AF} = I_{Lh} \quad (8.6)$$

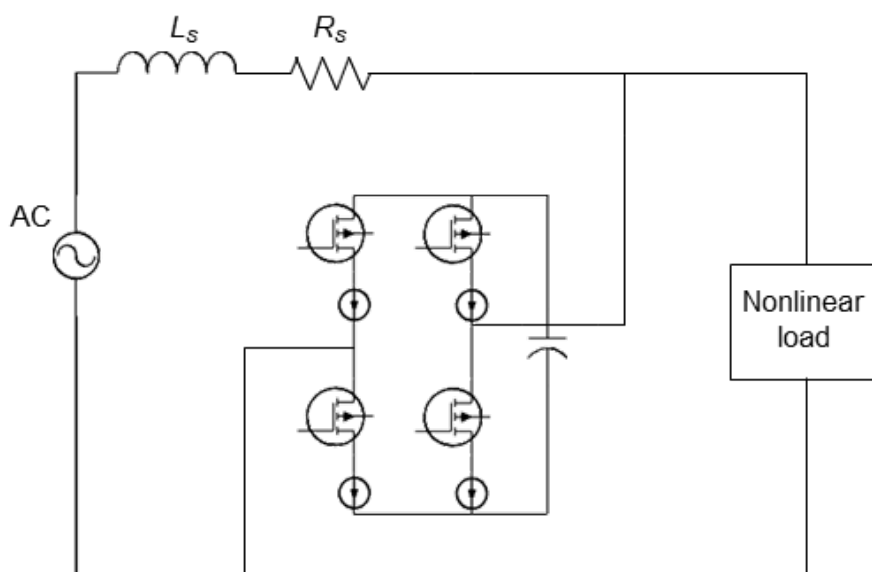
Στο σχήμα 8.5 (b), είναι σαφές ότι το παράλληλο ενεργό φίλτρο δεν μπορεί να αντισταθμίσει τις αρμονικές τάσης φορτίου. Στο Σχήμα 8.5 (c), για την ακύρωση των αρμονικών ρεύματος του φορτίου και αρμονικής τάσης της πηγής, πρέπει να έχουμε:

$$I_{AF} = I_{Lh} - \frac{V_{sh}}{Z_F} \quad (8.7)$$

Το σχήμα 8.6 δείχνει ένα μονοφασικό ενεργό φίλτρο πηγής τάσης. **Τα παράλληλα ενεργά φίλτρα χρησιμοποιούνται για την αντιστάθμιση των αρμονικών του ρεύματος των μη γραμμικών φορτίων, για την εκτέλεση αντιστάθμισης της άεργης ισχύος και για την εξισορρόπηση των ρευμάτων στις 3 φάσεις.** Ένα παράλληλο ενεργό φίλτρο ανιχνεύει το ρεύμα φορτίου και εγχέει ρεύμα στο σύστημα για να αντισταθμίσει τις αρμονικές ρεύματος ή το άεργο φορτίο.



Σχήμα 8.5 Ισοδύναμο κύκλωμα ενεργού φίλτρου με πηγή και φορτίο, (a) αντιστάθμιση αρμονικών ρεύματος του φορτίου, (b) μη αντιστάθμιση της αρμονικής τάσης του φορτίου και (c) αντιστάθμιση της αρμονικής τάσης της πηγής.



Σχήμα 8.6 Ένα τυπικό μονοφασικό παράλληλο ενεργό φίλτρο πηγής τάσης.

Από μελέτη σύγκρισης των παράλληλων ενεργών φίλτρων σειράς και των φίλτρων σειράς, [48], βρέθηκε ότι τα μεταγωγικά στοιχεία του παράλληλου φίλτρου έχουν περίπου την μισή

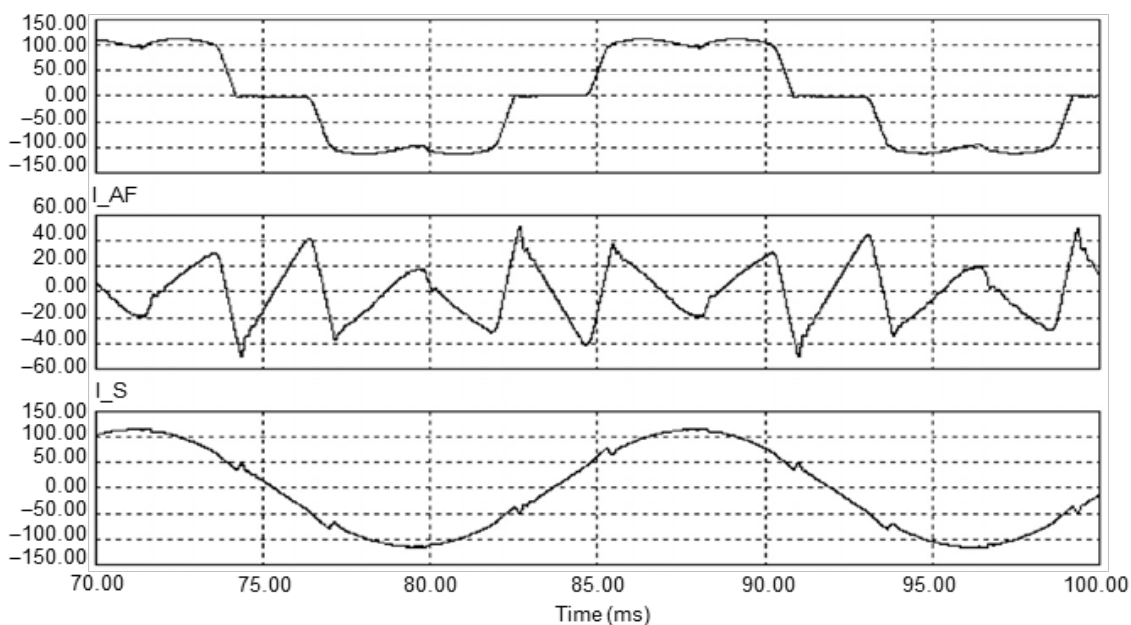
ονομαστική ισχύ σε σχέση με αυτά του φίλτρου σειράς. **Η τάση κορυφής που αναπτύσσεται στα μεταγωγικά στοιχεία του φίλτρου σειράς είναι περίπου το ένα τρίτο της τάσης κορυφής που αναπτύσσεται στα μεταγωγικά στοιχεία του παράλληλου φίλτρου.**

Το παράλληλο ενεργό φίλτρο λειτουργεί ως πηγή ρεύματος. Το άθροισμα του ρεύματος του και του ρεύματος του φορτίου είναι το συνολικό ρεύμα που ρέει μέσω της πηγής. Επομένως, ο έλεγχος του ρεύματος εξόδου του ενεργού φίλτρου μπορεί να ελέγξει το πόσο ρεύμα απορροφούμε από την πηγή. Το σχήμα 8.7 δείχνει τα ρεύματα πηγής, φορτίου και του ενεργού φίλτρου [48].

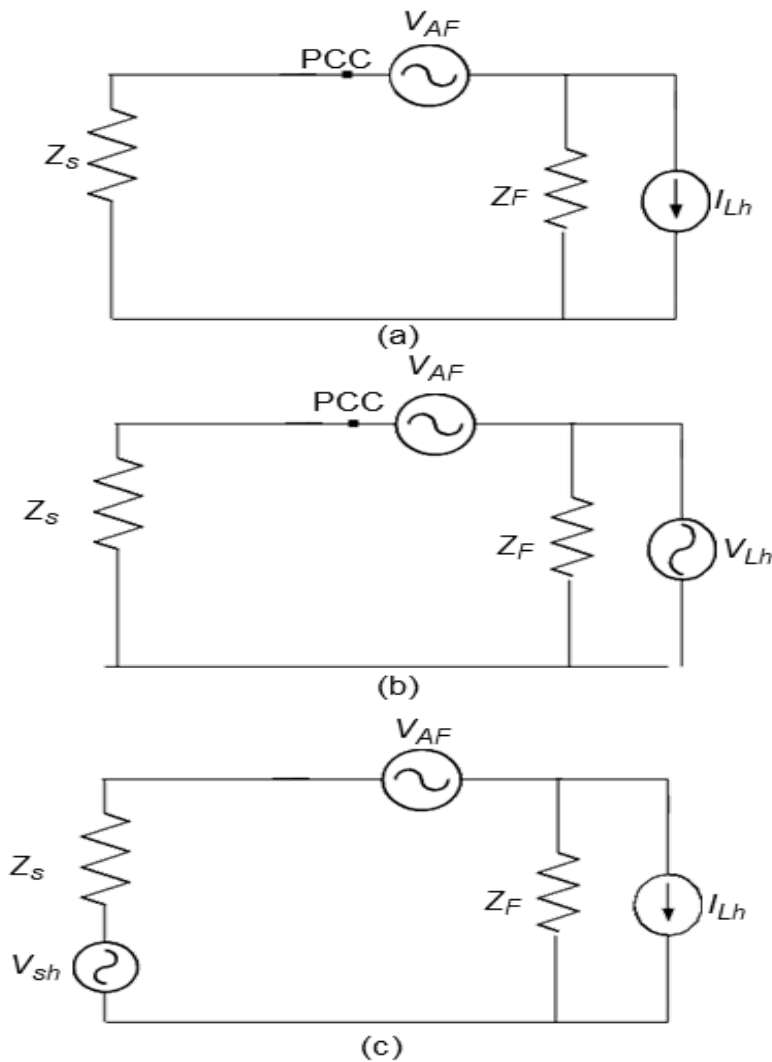
### 8.5 Ενεργά φίλτρα σειράς

Τα ενεργά φίλτρα σειράς μπορούν να είναι μονοφασικά ή τριφασικά και να χρησιμοποιούν μετατροπείς πηγών τάσης ή ρεύματος. Το σχήμα 8.8 δείχνει το ισοδύναμο κύκλωμα ενός ενεργού φίλτρου σειράς, της πηγής και του φορτίου όταν το φίλτρο σειράς χρησιμοποιείται για την αντιστάθμιση των αρμονικών ρεύματος και τάσης. Στο σχήμα 8.8 (α), το ενεργό φίλτρο αντισταθμίζει το αρμονικό ρεύμα του μη γραμμικού φορτίου. Στο σχήμα 8.8 (β), το ενεργό φίλτρο σειράς αντισταθμίζει τις αρμονικές της τάσης του φορτίου. Στο σχήμα 8.8 (c), φαίνεται ότι το φίλτρο σειράς μπορεί να αντισταθμίσει τις αρμονικές ρεύματος του φορτίου και τις αρμονικές τάσεις της πηγής. Για την ακύρωση των αρμονικών στο PCC στην σχήμα 8.8 (a), πρέπει να έχουμε

$$V_{AF} = Z_F I_{Lh} \quad (8.8)$$



Σχήμα 8.7 Ρεύμα φορτίου, ενεργού φίλτρου και πηγής στο σύστημα του σχήματος 8.6, [48]



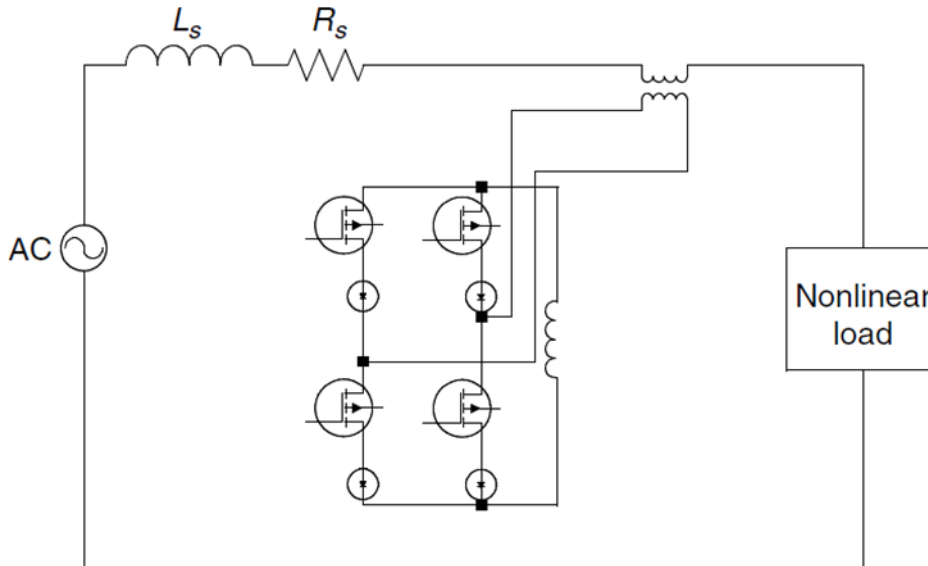
Σχήμα 8.8 Ισοδύναμο κύκλωμα ενεργού φίλτρου σειράς με πηγής και φορτίο, (a) αντιστάθμιση των αρμονικών ρεύματος του φορτίου, (b) αντιστάθμιση των αρμονικών τάσης φορτίου, και (c) αντιστάθμιση των αρμονικών τάσης της πηγής και των αρμονικών ρεύματος του φορτίου.

Στο σχήμα 8.8 (b), είναι σαφές ότι, όταν  $V_{AF} = V_{Lh}$ , οι αρμονικές τάσεις στο φορτίο θα ακυρωθούν. Στο Σχήμα 8.8(c), για την ακύρωση των αρμονικών ρεύματος του φορτίου και των αρμονικών τάσης της πηγής, πρέπει να έχουμε:

$$V_{AF} = V_{sh} + Z_F I_{Lh} \quad (8.9)$$

Το σχήμα 8.9 δείχνει ένα μονοφασικό ενεργό φίλτρο σειράς πηγής ρεύματος. Ένα ενεργό φίλτρο σειράς χρησιμοποιείται κυρίως για την αντιστάθμιση των αρμονικών τάσης που παράγονται από μη γραμμικά φορτία, καθώς και για τη ρύθμιση της τάσης και την αντιστάθμιση της ασυμμετρίας της τάσης.

Τα ενεργά φίλτρα σειράς βρίσκονται σε σειρά μεταξύ της πηγής και των μη γραμμικών φορτίων. Με την παρουσία εμπέδησης στην πλευρά της πηγής, οι αρμονικές τάσης του μη γραμμικού φορτίου εμφανίζονται στο σημείο της κοινής σύζευξης. Το ενεργό φίλτρο σειράς ανιχνεύει την τάση του φορτίου και παράγει την αρμονική τάση του φορτίου αντεστραμμένη κατά  $180^\circ$  και καθιστά την τάση του σημείου κοινής σύζευξης απαλλαγμένη από αρμονικές

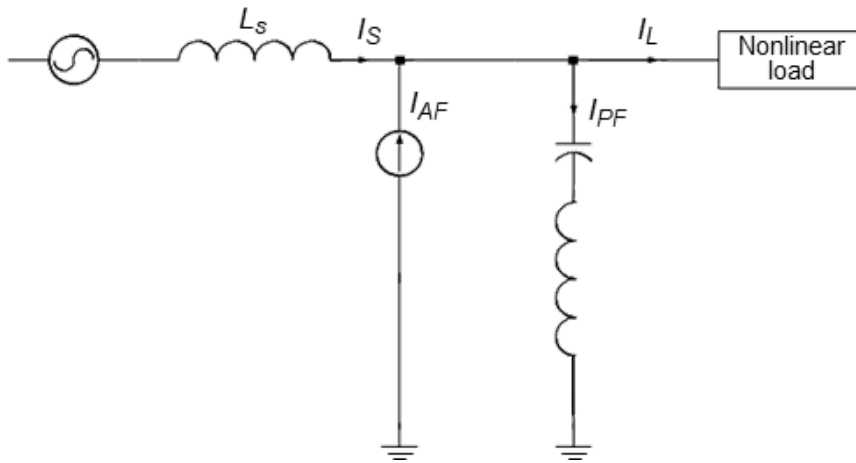


Σχήμα 8.9 Ένα μονοφασικό ενεργό φίλτρο σειράς πηγής ρεύματος.

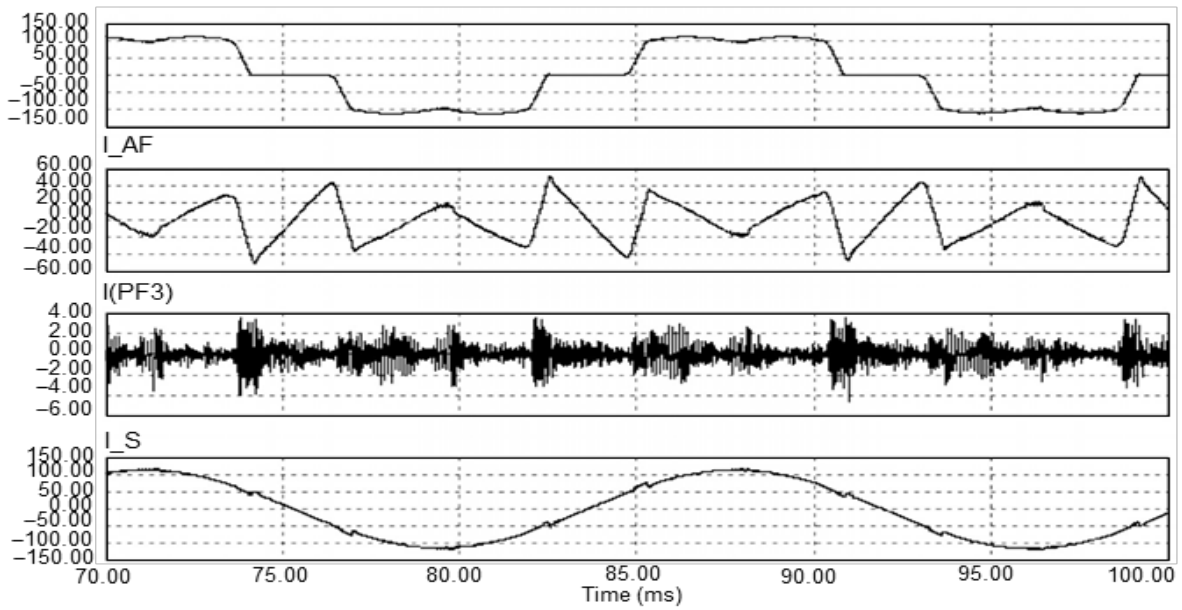
### 8.6 Υβριδικά ενεργά φίλτρα

Ο κύριος σκοπός της χρήσης ενός υβριδικού (ενεργού και παθητικού φίλτρου) είναι να μειωθεί το αρχικό κόστος του φίλτρου και να βελτιωθεί η απόδοση. Έχουν μελετηθεί και αναπτυχθεί πολλές τοπολογίες συνδυασμών ενεργών και παθητικών φίλτρων. Συνήθως, το παθητικό φίλτρο συντονίζεται σε μια συγκεκριμένη συχνότητα για να καταστείλει αυτή τη συχνότητα και να μειώσει την ισχύ του ενεργού φίλτρου. Πειραματικά αποτελέσματα του συνδυασμού σειράς παράλληλων ενεργών φίλτρων με παράλληλα παθητικά φίλτρα παρουσιάζονται από τους Akagi [49] και Peng [50]. Τα παράλληλα παθητικά φίλτρα πρέπει επίσης να είναι τύπου high-pass για να εξαλείφουν τη συχνότητα μεταγωγής του ενεργού φίλτρου και των αρμονικών υψηλής συχνότητας. Σε αυτή την περίπτωση, η συχνότητα μεταγωγής του ενεργού φίλτρου θα μειωθεί. Το σχήμα δείχνει ένα υβριδικό φίλτρο παράλληλων ενεργών και παθητικών φίλτρων. Το παράλληλο ενεργό φίλτρο εμφανίζεται ως πηγή ρεύματος. Το σχήμα 8.11 δείχνει τα ρεύματα του παθητικού φίλτρου, του ενεργού φίλτρου, του φορτίου και της πηγής του σχήματος 8.10. Το σχήμα 8.11 δείχνει ένα συνδυασμό ενός ενεργού φίλτρου σειράς και ενός παθητικού φίλτρου σειράς.

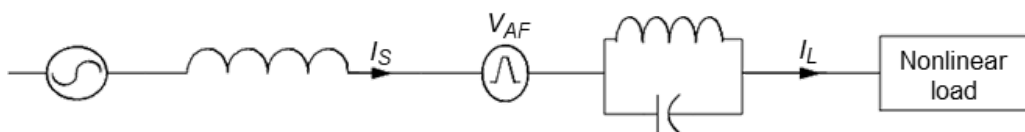




Σχήμα 8.10 Υβριδική τοπολογία παράλληλων ενεργών και παθητικών φίλτρων.

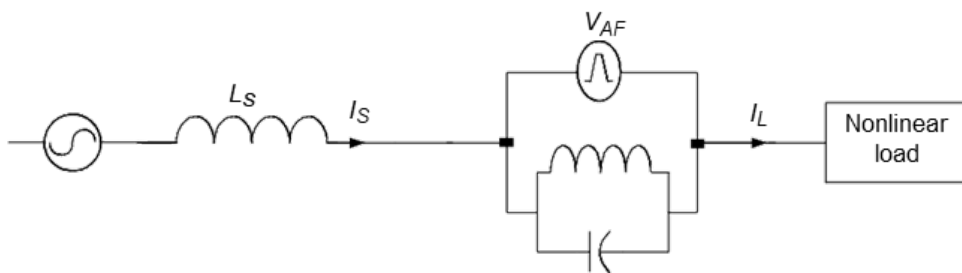


Σχήμα 8.11 Κυματομορφές ρεύματος του ενεργού φίλτρου, του παθητικού φίλτρου, της πηγής και του φορτίου [49].

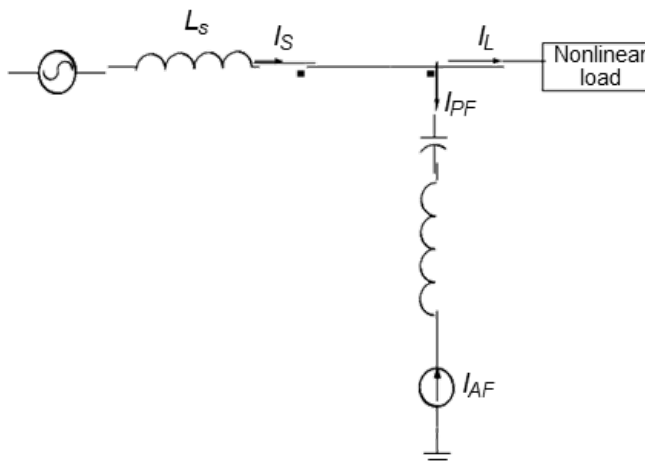


Σχήμα 8.11 Ένας συνδυασμός ενός ενεργού φίλτρου σειράς και ενός παθητικού φίλτρου σειράς.

Ένα άλλο πρόβλημα με τα ενεργά φίλτρα είναι το υψηλό θεμελιώδες ρεύμα μέσω του ενεργού φίλτρου σειράς και η υψηλή θεμελιώδης τάση στα άκρα του παράλληλου ενεργού φίλτρου. Ο παραλληλισμός ενός ενεργού φίλτρου σειράς με ένα παθητικό φίλτρο μπορεί να λύσει το πρόβλημα του υψηλού ρεύματος στη συνδεσμολογία σειράς. Το σχήμα 8.12 δείχνει αυτόν τον συνδυασμό. Πρέπει να υιοθετηθεί μια σωστή στρατηγική ελέγχου, ώστε να αποφευχθεί η πιθανότητα συντονισμού. Η υψηλή τάση κατά μήκος του παράλληλου ενεργού φίλτρου μειώνεται με την τοποθέτηση του παράλληλου ενεργού φίλτρου σε σειρά με ένα παθητικό φίλτρο. Αυτό το είδος συνδεσμολογίας φαίνεται στο σχήμα 8.13.



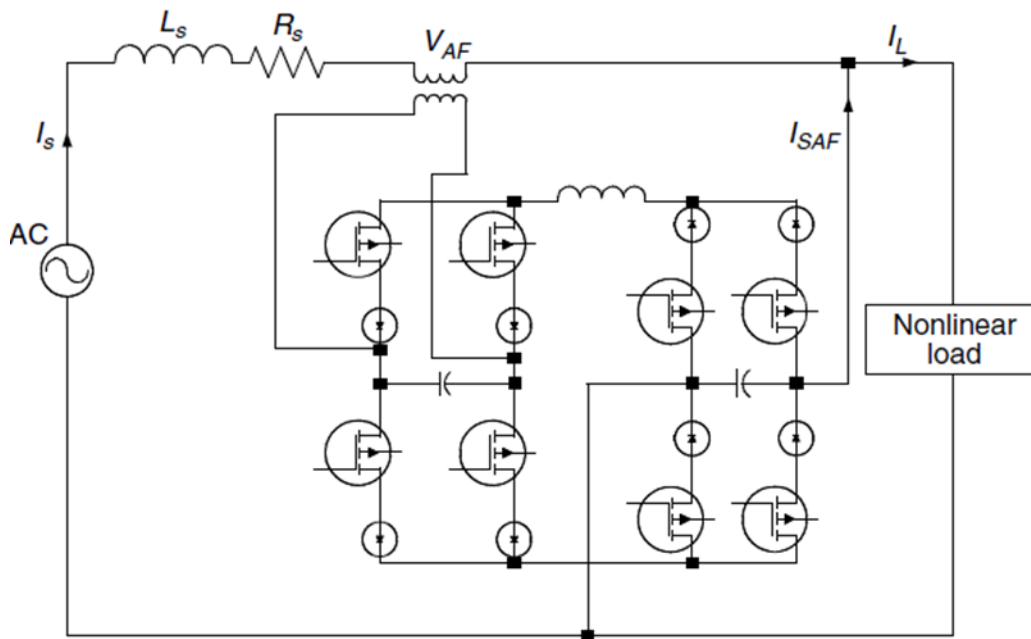
Σχήμα 8.12 Συνδυασμός ενεργού φίλτρου σειράς και παθητικού φίλτρου για μείωση του υψηλού ρεύματος διαμέσου του ενεργού φίλτρου.



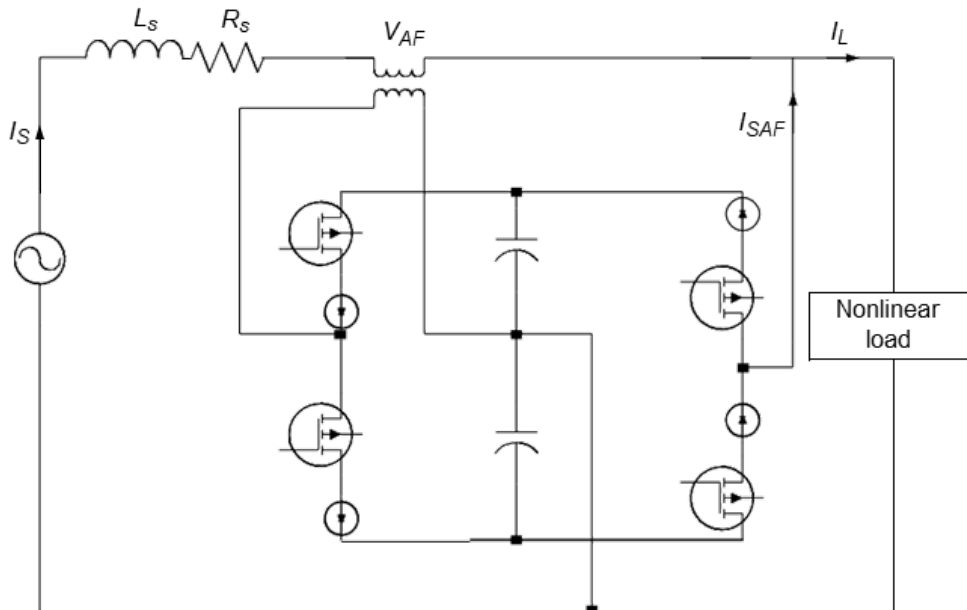
Σχήμα 8.13 Συνδυασμός παράλληλου ενεργού φίλτρου και παθητικού φίλτρου για τη μείωση της υψηλής τάσης στα άκρα του ενεργού φίλτρου.

### 8.7 Ενοποιημένος ρυθμιστής ποιότητας ισχύος ή Unified Power Quality Conditioner (UPQC)

Τα UPQC, τα οποία είναι μια εξελιγμένη μορφή των ενεργών φίλτρων, είναι αρκετά αποτελεσματικές διατάξεις για τη βελτίωση της ποιότητας ισχύος. Ένας συνδυασμός παράλληλων ενεργών φίλτρων και ενεργών φίλτρων σειράς σχηματίζει το UPQC. Τα ενεργά φίλτρα σειράς καταστέλλουν και απομονώνουν τις αρμονικές τάσης και τα παράλληλα ενεργά φίλτρα ακυρώνουν τις αρμονικές ρεύματος. Συνήθως, το στοιχείο αποθήκευσης ενέργειας μοιράζεται μεταξύ των δύο φίλτρων είτε σε τοπολογία πηγής ρεύματος είτε σε πηγή τάσης. Το σχήμα 8.14 δείχνει ένα μονοφασικό UPQC πηγής ρεύματος.



Σχήμα 8.14 Μονοφασικό UPQC πηγής ρεύματος.

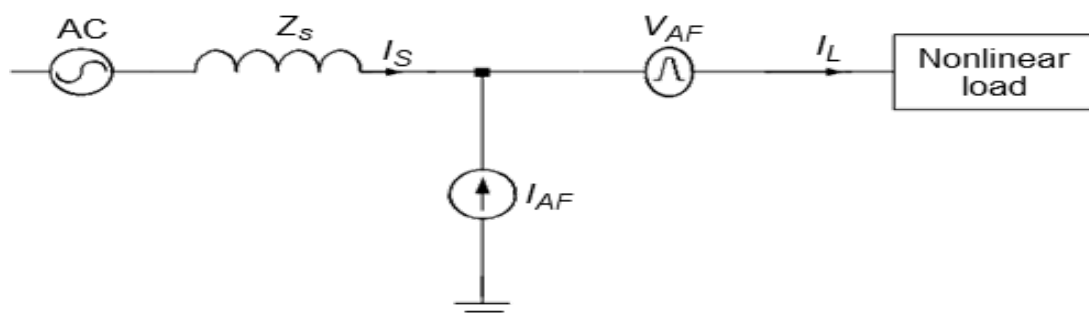


Σχήμα 8.15 Μονοφασικό UPQC τύπου πηγής τάσης μειωμένων τμημάτων.

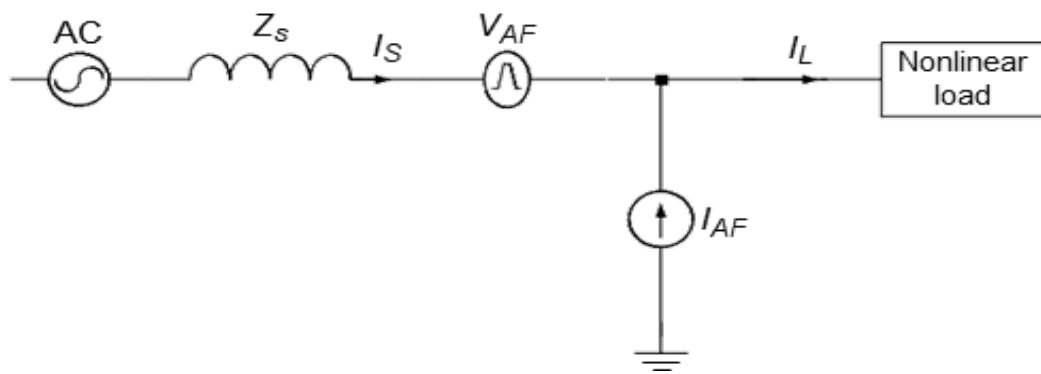
Το σχήμα 8.15 δείχνει ένα μονοφασικό UPQC τύπου πηγής τάσης μειωμένων τμημάτων. Ο αριθμός των διακοπτικών στοιχείων σε αυτό το μειωμένων τμημάτων UPQC μειώνεται σε τέσσερα. Υπάρχουν δύο είδη UPQC. Στον πρώτο τύπο, τοποθετείται ένα παράλληλο ενεργό φίλτρο κοντά στην πηγή και ένα ενεργό φίλτρο σειράς τοποθετείται κοντά στο φορτίο όπως φαίνεται στο σχήμα 8.16.

Το ενεργό φίλτρο σειράς χρησιμοποιείται για την αντιστάθμιση των αρμονικών τάσης του φορτίου και το παράλληλο ενεργό φίλτρο χρησιμοποιείται για να αντισταθμίσει τις αρμονικές ρεύματος και να βελτιώνει τον συντελεστή ισχύος ή/και να εξισορροπεί την ασυμμετρία του φορτίου.

Στον δεύτερο τύπο, που φαίνεται στο σχήμα 8.17, τοποθετείται ένα παράλληλο ενεργό φίλτρο κοντά στο φορτίο για να αντισταθμίσει τις αρμονικές ρεύματος του φορτίου. Ένα ενεργό φίλτρο σειράς βρίσκεται κοντά στην πηγή για να αντισταθμίσει τις αρμονικές τάσης της πηγής ή/και να ρυθμίσει την τάση.



Σχήμα 8.16 Ο πρώτος τύπος UPQC.



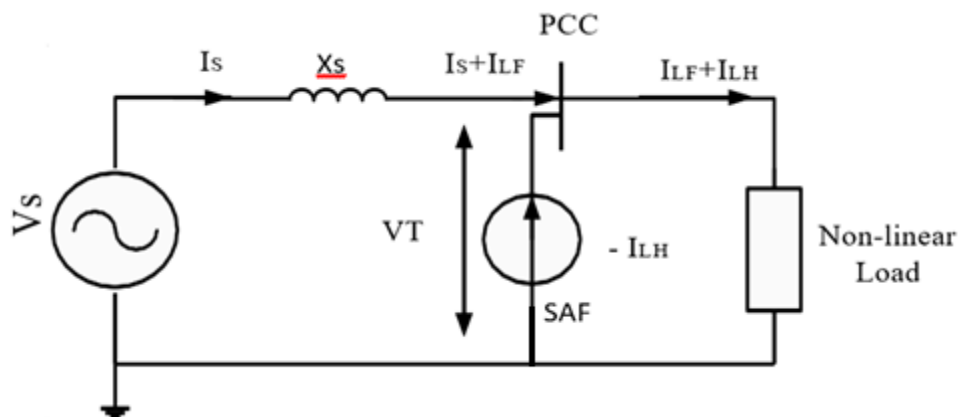
Σχήμα 8.17 Ο δεύτερος τύπος UPQC.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 9

### ΠΑΡΑΛΛΗΛΟ ΕΝΕΡΓΟ ΦΙΛΤΡΟ ΜΕ ΕΛΕΓΚΤΗ ΒΑΣΙΣΜΕΝΟ ΣΤΗ ΣΤΙΓΜΙΑΙΑ ΘΕΩΡΙΑ P-Q.

#### 9.1 Εισαγωγή

Η ιδέα του παράλληλου ενεργού φίλτρου εισήχθη για πρώτη φορά από τον Gyugyi και τον Strycula το 1976. Σήμερα πολλά τέτοια φίλτρα βρίσκονται σε εμπορική λειτουργία σε όλο τον κόσμο. Οι ελεγκτές των ενεργών φίλτρων προσδιορίζουν σε πραγματικό χρόνο το ρεύμα αντιστάθμισης και αναγκάζουν τον μετατροπέα ισχύος να το συνθέσει με ακρίβεια. Με αυτόν τον τρόπο, το ενεργό φιλτράρισμα μπορεί να είναι επιλεκτικό και προσαρμοστικό. Με άλλα λόγια, ένα παράλληλο ενεργό φίλτρο μπορεί να αντισταθμίσει μόνο το αρμονικό ρεύμα ενός επιλεγμένου μη γραμμικού φορτίου και μπορεί να παρακολουθεί συνεχώς τις αλλαγές στο αρμονικό του περιεχόμενο. Το παρακάτω σχήμα δείχνει τη βασική ιδέα και αρχή της αντιστάθμισης με παράλληλο ενεργό φίλτρο.



Σχήμα 9.1 Κυκλωματική διάταξη παράλληλου ενεργού φίλτρου(SAF)

Τα μη γραμμικά φορτία, όπως ένας μετατροπέας έξι παλμών, απαιτούν το ρεύμα  $I_{LH}$  των αρμονικών από την κεντρική τροφοδοσία μαζί με το θεμελιώδες ρεύμα  $I_{LF}$ . Ο ρόλος του ελεγκτή του ενεργού φίλτρου είναι να ανιχνεύει και να παρακολουθεί το ρεύμα φορτίου και να προσδιορίζει κατάλληλα το σωστό αρμονικό ρεύμα αναφοράς για τον αντιστροφέα. Μόλις καθοριστεί το σωστό αρμονικό ρεύμα αναφοράς αυτό το ρεύμα αναφοράς αποστέλλεται σε έναν κατάλληλο ελεγκτή ρεύματος ο οποίος στη συνέχεια το στέλνει στον αντιστροφέα για να το εγχύσει στο δίκτυο.

## 9.2 Μαθηματική Μοντελοποίηση της Στιγμαίας Θεωρίας P-Q

Η στιγμιαία θεωρία πραγματικής και άεργης ισχύος ή απλά θεωρία p-q βασίζεται σε ένα σύνολο στιγμιαίων τιμών πραγματικών και άεργων ισχύων στο πεδίο χρόνου. Δεν υπάρχουν περιορισμοί στις κυματομορφές τάσης ή ρεύματος και μπορεί να εφαρμοστεί σε τριφασικά συστήματα με ή χωρίς ουδέτερο αγωγό για τριφασικές κυματομορφές τάσης και ρεύματος. Έτσι, ισχύει όχι μόνο στη μόνιμη κατάσταση, αλλά και στη μεταβατική κατάσταση.

Αυτή η θεωρία είναι πολύ αποτελεσματική και ευέλικτη στο σχεδιασμό ελεγκτών για συσκευές βελτίωσης της ποιότητας ισχύος που βασίζονται σε ηλεκτρονικά ισχύος. Η θεωρία p-q χρησιμοποιεί πρώτα τον μετασχηματισμό Clarke για να μετασχηματίσει τις τάσεις και τα ρεύματα από τις συντεταγμένες abc στις αβ0 και στη συνέχεια καθορίζει την στιγμιαία ισχύ p και q σε αυτές τις συντεταγμένες. Ύστερα από τις τελευταίες παράγει τις ισχείς αντιστάθμισης, οι οποίες θα εισαχθούν στον μετασχηματισμό αβ0 για να παραχθούν τα ρεύματα αντιστάθμισης αναφοράς στο αβ0 επίπεδο. Τέλος με χρήση του αντίστροφου μετασχηματισμού Clarke παράγουμε τα ρεύματα αντιστάθμισης αναφοράς στο abc επίπεδο και αυτά αποστέλλονται στον ελεγκτή ρεύματος. Ως εκ τούτου, αυτή η θεωρία θεωρεί πάντοτε το τριφασικό σύστημα ως ένα σύστημα, όχι μια υπέρθεση ή άθροισμα τριών μονοφασικών κυκλωμάτων.

## 9.3 Ο μετασχηματισμός Clarke

Ο μετασχηματισμός Clarke ή αλλιώς μετασχηματισμός αβ0 μετατρέπει τις στιγμιαίες τάσεις των τριών abc φάσεων  $V_a$ ,  $V_b$  και  $V_c$  στις στιγμιαίες τάσεις των αξόνων αβ0,  $V_0$ ,  $V_\alpha$  και  $V_\beta$ .

Ο μετασχηματισμός Clarke των τριφασικών τάσεων δίνεται ως εξής:

$$\begin{bmatrix} V_0 \\ V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (9.1)$$

και ο αντίστροφος μετασχηματισμός τους:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_0 \\ V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \quad (9.2)$$

Ομοίως, τα τριφασικά στιγμιαία ρεύματα γραμμής,  $i_a$ ,  $i_b$ , και  $i_c$ , μπορούν να μετασχηματιστούν στους άβ0 άξονες :

$$\begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (9.3)$$

και ο αντίστροφος μετασχηματισμός τους:

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (9.4)$$

Το πλεονέκτημα της χρησιμοποίησης του μετασχηματισμού αβ0 είναι ότι διαχωρίζονται οι συνιστώσες μηδενικής ακολουθίας από την abc συνιστώσα καθώς οι άξονες α και β δεν συνεισφέρουν στις συνιστώσες μηδενικής ακολουθίας. **Δεν υπάρχει ρεύμα μηδενικής ακολουθίας σε ένα σύστημα τριών φάσεων, τριών αγωγών, έτσι το  $i_0$  να μπορεί να εξαλειφθεί από τις παραπάνω εξισώσεις, οδηγώντας έτσι σε απλούστευση.** Εάν οι τριφασικές τάσεις είναι συμμετρικές σε ένα σύστημα τεσσάρων αγωγών, δεν υπάρχει τάση μηδενικής ακολουθίας και έτσι το  $v_0$  μπορεί να εξαλειφθεί. Ωστόσο, όταν υπάρχουν τάσεις και ρεύματα μηδενικής ακολουθίας, πρέπει να σχεδιαστεί αλλιώς ο μετασχηματισμός.

Αν εξαλειφθεί η  $v_0$  τότε ο μετασχηματισμός Clarke και ο αντίστροφος μετασχηματισμός του παίρνει τη μορφή:

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (9.5)$$

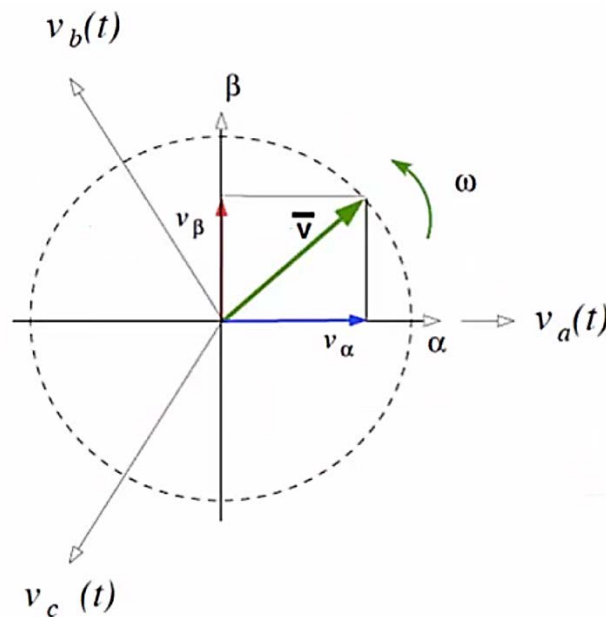


και ο αντίστροφος μετασχηματισμός του:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} \quad (9.6)$$

Παρόμοιες εξισώσεις ισχύουν για τα ρεύματα της γραμμής.

Ο μετασχηματισμός από το abc σύστημα στο α-β σύστημα μπορεί επίσης να παρουσιαστεί στο παρακάτω σχήμα:

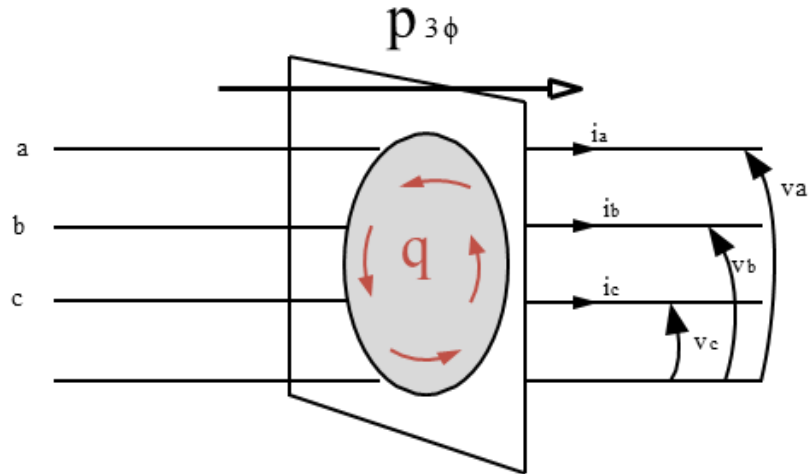


Σχήμα 9.2 Σχηματική απεικόνιση μετασχηματισμού Clarke

Οι στιγμιαίες τιμές των τάσεων των φάσεων και των ρευμάτων γραμμής που αναφέρονται στους στάσιμους άξονες abc μετασχηματίζονται στους στάσιμους άξονες αβ0 ή αντίστροφα. Είναι στάσιμοι άξονες και δεν πρέπει να συγχέονται με τις έννοιες των φασόρων τάσης και ρεύματος. Οι άξονες b, και c μετατοπίζονται χωρικά κατά  $120^\circ$  ο ένας από τον άλλο ενώ οι άξονες α και β είναι ορθογώνιοι και ο άξονας α είναι παράλληλος στον άξονα a.

#### 9.4 Τριφασική στιγμιαία πραγματική ισχύς και συνιστώσες μετασχηματισμού Clarke

Ο Μετασχηματισμός Clarke και ο αντίστροφος μετασχηματισμός του δεν αλλοιώνουν την ισχύ καθώς ο μετασχηματισμός είναι ορθογώνιος και αυτή η ιδιότητα είναι πολύ χρήσιμη όταν ασχολούμαστε με την ανάλυση της στιγμιαίας ισχύος σε συστήματα τριών φάσεων.



Σχήμα 9.3 Τριφασική στιγμιαία ισχύς

Η στιγμιαία πραγματική ισχύς δίνεται από τη σχέση:

$$p_{3\phi}(t) = v_a(t)i_a(t) + v_b(t)i_b(t) + v_c(t)i_c(t) \Rightarrow p_{3\phi} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \quad (9.7)$$

όπου  $v_a$ ,  $v_b$  και  $v_c$  είναι οι στιγμιαίες τάσεις των φάσεων και  $i_a$ ,  $i_b$ , και  $i_c$  τα στιγμιαία ρεύματα γραμμής. Σε ένα σύστημα χωρίς ουδέτερο, τα  $v_a$ ,  $v_b$  και  $v_c$  μετρούνται από ένα κοινό σημείο αναφοράς. Μερικές φορές, αυτό το σημείο αναφοράς μπορεί να οριστεί αυθαίρετα, και το  $p_{3\phi}$  δίνει πάντοτε την ίδια τιμή για όλα τα σημεία αναφοράς που επιλέγονται αυθαίρετα για τη μέτρηση της τάσης. Για παράδειγμα, εάν η φάση  $c$  επιλέγεται ως σημείο αναφοράς στο σχήμα 9.3, οι μετρημένες τάσεις των φάσεων και η στιγμιαία πραγματική ισχύς,  $p_{3\phi}$ , υπολογίζονται ως:

$$p_{3\phi} = (v_a - v_c)i_a + (v_b - v_c)i_b + (v_c - v_c)i_c = v_{ac}i_a + v_{bc}i_b \quad (9.8)$$

Η εξίσωση 9.8 δείχνει γιατί είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθούν  $(n - 1)$  βαττόμετρα για τη μέτρηση της πραγματικής ισχύος σε συστήματα  $n$  αγωγών.

Η στιγμιαία πραγματική ισχύς σε όρους συνιστωσών Clarke μπορεί να υπολογιστεί αν αντικαταστήσουμε τις μεταβλητές  $abc$  της εξίσωσης της ισχύος με αυτές του  $\alpha\beta\theta$  επιπέδου.

$$p_{3\phi} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c \Leftrightarrow p_{3\phi} = v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta + v_\theta i_\theta \quad (9.9)$$

Τέλος να σημειωθεί πάλι ότι επειδή ο μετασχηματισμός είναι ορθογώνιος η ισχύς παραμένει αναλλοίωτη.

### 9.5 Η θεωρία στιγμιαίας ισχύος P-Q

Η θεωρία p-q μπορεί να οριστεί σε τριφασικά συστήματα με ή χωρίς ουδέτερο αγωγό. Τρεις στιγμιαίες ισχύεις: η στιγμιαία ισχύς μηδενικής ακολουθίας  $p_0$ , η στιγμιαία πραγματική ισχύς  $p$  και η στιγμιαία φανταστική ισχύς  $q$  ορίζονται από τις στιγμιαίες τάσεις των φάσεων και τα ρεύματα γραμμής στους άβθ άξονες και δίδονται στην εξίσωση 9.10:

$$\begin{bmatrix} p_0 \\ p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_0 & 0 & 0 \\ 0 & v_\alpha & v_\beta \\ 0 & -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0 \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (9.10)$$

Δεδομένου ότι δεν υπάρχουν συνιστώσες ρεύματος μηδενικής ακολουθίας σε τριφασικά συστήματα τριών αγωγών, θα έχουμε ότι  $i_0 = 0$ . Στην περίπτωση αυτή υπάρχουν μόνο οι στιγμιαίες ισχύεις που ορίζονται στους αβ άξονες, επειδή το γινόμενο  $v_0 i_0$  είναι πάντα μηδέν. Ως εκ τούτου, σε τριφασικά συστήματα τριών αγωγών, η στιγμιαία πραγματική ισχύς  $p$  αντιπροσωπεύει τη συνολική ροή ενέργειας ανά μονάδα χρόνου σε όρους αβ συνιστωσών. Στην περίπτωση αυτή,  $p_{3\phi} = p$ . Η έννοια της στιγμιαίας φανταστικής ισχύος  $q$  θα εξηγηθεί παρακάτω.

### 9.6 Η στιγμιαία θεωρία P-Q σε τριφασικά συστήματα τριών αγωγών

Η κλασική θεωρία της της μιγαδικής ισχύος χρησιμοποιεί τον φάσορα τάσης και τον συζυγή φάσορα του ρεύματος. Έτσι ισχύει μόνο για συστήματα που βρίσκονται στην μόνιμη κατάσταση λειτουργίας με μη μεταβλητή συχνότητα. Η θεωρία αυτή παρουσιάζεται αναλυτικά παρακάτω.

$$\mathbf{S} = \dot{V}\dot{I}^* = (V \angle \theta_V)(I \angle -\theta_I) = \underbrace{VI \cos(\theta_V - \theta_I)}_P + j \underbrace{VI \sin(\theta_V - \theta_I)}_Q$$

$\phi$   $\phi$

Μπορούμε να δώσουμε ένα νέο ορισμό αυτόν της στιγμιαίας μιγαδικής ισχύος χρησιμοποιώντας τα στιγμιαία διανύσματα της τάσης και του ρεύματος που προέκυψαν από τον μετασχηματισμό από το abc επίπεδο στο α-β [20]:

$$\mathbf{e} = v_{\alpha} + jv_{\beta}$$

$$\mathbf{i} = i_{\alpha} + ji_{\beta}$$

$$\mathbf{s} = \mathbf{e} \cdot \mathbf{i}^* = (v_{\alpha} + jv_{\beta})(i_{\alpha} - ji_{\beta}) = \underbrace{(v_{\alpha}i_{\alpha} + v_{\beta}i_{\beta})}_p + j\underbrace{(v_{\beta}i_{\alpha} - v_{\alpha}i_{\beta})}_q \quad (9.11)$$

Η διαφορά έγκειται στο γεγονός ότι η ισχύς  $S$  σε αυτή τη μορφή, μπορεί να χρησιμοποιηθεί είτε για μελέτη συστημάτων στη μόνιμη κατάσταση είτε για μελέτη μεταβατικών φαινομένων καθώς περιέχει μέσα τη μεταβλητή του χρόνου.

Ας θεωρήσουμε ένα τριφασικό σύστημα με τάσεις  $v_a, v_b,$  και  $v_c$  που είναι οι στιγμιαίες τάσεις των φάσεων και  $i_a, i_b,$  και  $i_c$  τα στιγμιαία ρεύματα της γραμμής. Δεδομένου ότι η ισχύς μηδενικής ακολουθίας στο τριφασικό σύστημα τριών αγωγών είναι πάντα μηδέν, και δημιουργώντας το μητρώο της εξίσωσης 9.11 που αποδείχθηκαν πιο πριν έχουμε :

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ v_{\beta} & -v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} \quad (9.12)$$

Στη συνέχεια, τα  $\alpha\beta$  ρεύματα θα οριστούν συναρτήσει των τάσεων, των πραγματικών και φανταστικών ισχύων  $p$  και  $q$  για να εξηγήσουν τη φυσική έννοια των ισχύων που ορίζονται στην θεωρία  $p$ - $q$ . Από την παραπάνω σχέση μπορούμε με χρήση ιδιοτήτων πινάκων να βρούμε τον αντίστροφο μετασχηματισμό για τα ρεύματα που είναι:

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \begin{bmatrix} v_{\alpha} & v_{\beta} \\ -v_{\beta} & v_{\alpha} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} \quad (9.13)$$

Εάν το ρεύμα και οι τάσεις από τις μεταβλητές του χώρου  $\alpha\beta$  αντικαθίστανται από τις αντίστοιχες μεταβλητές του χώρου  $abc$ , η στιγμιαία φανταστική ισχύς θα είναι:

$$q = v_{\beta}i_a - v_{\alpha}i_{\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_{\alpha} - v_b)i_c + (v_b - v_c)i_a + (v_c - v_a)i_b]$$

$$q = \frac{1}{\sqrt{3}} [(v_{ab})i_c + (v_{bc})i_a + (v_{ca})i_b] \quad (9.14)$$

Αυτή η έκφραση είναι παρόμοια με αυτή που εφαρμόζεται σε ορισμένα όργανα για τη μέτρηση της τριφασικής αέργου ισχύος. Η διαφορά είναι ότι σε αυτά τα όργανα χρησιμοποιούνται φάσορες τάσεις και ρεύματος. Εδώ, χρησιμοποιούνται στιγμιαίες τιμές τάσης και ρεύματος. Σύμφωνα με τη θεωρία p-q η πραγματική και άεργη ισχύς μπορούν να γραφτούν ως:

$$p = \bar{p} + \tilde{p}, \quad q = \bar{q} + \tilde{q}, \quad p_0 = v_0 i_0 \quad (9.15)$$

Όπου:

$p$  = Η πραγματική ισχύς για ένα σύστημα τριών φάσεων με ή χωρίς ουδέτερο αγωγό στη μόνιμη ή τη μεταβατική κατάσταση και αντιπροσωπεύει τη συνολική στιγμιαία ροή ενέργειας ανά δευτερόλεπτο μεταξύ πηγής και φορτίου.

$q$  = Η φανταστική ισχύς και ανάλογη προς την ποσότητα ενέργειας που ανταλλάσσεται μεταξύ των φάσεων του συστήματος. Δεν συμβάλλει στη μεταφορά ενέργειας μεταξύ πηγής και φορτίου σε καμία χρονική στιγμή.

$p_0$  = πραγματική ισχύς που οφείλεται στις συνιστώσες μηδενικής ακολουθίας.

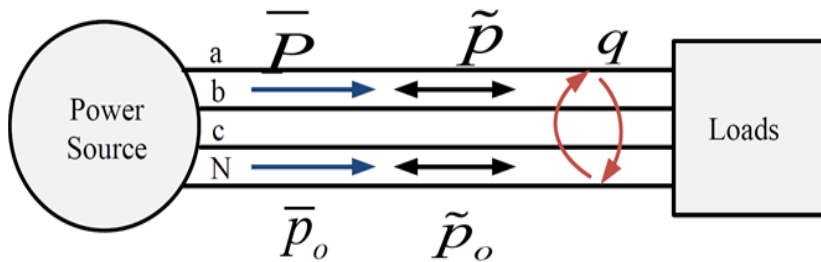
$\bar{p}$  = Η μέση τιμή της στιγμιαίας πραγματικής ισχύος και μεταφέρεται από την πηγή ισχύος στο φορτίο. Είναι η μόνη επιθυμητή συνιστώσα ισχύος που θέλουμε να μας παρέχει η πηγή.

$\tilde{p}$  = Η εναλλασσόμενη τιμή της στιγμιαίας πραγματικής ισχύος που ανταλλάσσεται μεταξύ της πηγής και του φορτίου μέσω των συντεταγμένων a-b-c. Δεδομένου ότι η εναλλασσόμενη τιμή της στιγμιαίας πραγματικής ισχύος δεν συνεπάγεται καμία μεταφορά ενέργειας από την πηγή προς το φορτίο, πρέπει να αντισταθμιστεί. Οφείλεται στα αρμονικά ρεύματα.

$\bar{q}$  = Η μέση τιμή της στιγμιαίας φανταστικής ισχύος, που ανταλλάσσεται μεταξύ των φάσεων του συστήματος και δεν συνεπάγεται μεταφορά ενέργειας μεταξύ της πηγής και του φορτίου. Η επιλογή της αντισταθμίστης της μέσης τιμής της στιγμιαίας φανταστικής

ισχύος εξαρτάται από την αντιστάθμιση της ενεργητικής ισχύος και οφείλεται στο θεμελιώδες άεργο ρεύμα.

$\tilde{Q}$  = Η εναλλασσόμενη τιμή της στιγμιαίας φανταστικής ισχύος που ανταλλάσσεται μεταξύ των φάσεων του συστήματος και δεν συνεπάγεται μεταφορά ενέργειας μεταξύ πηγής ισχύος και φορτίου. Επειδή η εναλλασσόμενη τιμή της στιγμιαίας φανταστικής ισχύος είναι ανεπιθύμητη, πρέπει να αντισταθμιστεί. Οφείλεται στα αρμονικά ρεύματα. Όλες αυτές οι ισχύεις εξηγούνται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 9.4 Παράσταση των διαφόρων ισχύων που μεταφέρονται και ανταλλάσσονται μεταξύ της πηγής και του φορτίου.

### 9.7 Στρατηγική αντιστάθμισης και επιλογή ισχύων για αντιστάθμιση

Τρία διαφορετικά είδη στρατηγικών είναι διαθέσιμα όταν κάποιος εφαρμόζει τη θεωρία p-q και δίνονται παρακάτω:

1. Απορρόφηση μιας σταθερής στιγμιαίας πραγματικής ισχύος από την πηγή
2. Απορρόφηση ημιτονοειδούς ρεύματος από την πηγή
3. Απορρόφηση της ελάχιστης rms τιμής του ρεύματος της πηγής που μεταφέρει την ίδια ενέργεια στο φορτίο με ελάχιστες απώλειες κατά μήκος της γραμμής μεταφοράς. Αυτό σημαίνει ότι η πηγή έχει κυματομορφές ρεύματος ανάλογες με αυτές των αντίστοιχων τάσεων.

Υπό τριφασικές ημιτονοειδείς συμμετρικές τάσεις, είναι δυνατόν να ικανοποιηθούν ταυτόχρονα και τα τρία βέλτιστα χαρακτηριστικά αντιστάθμισης που δόθηκαν παραπάνω. Είναι αδύνατο να αντισταθμιστεί το ρεύμα φορτίου και να εξαναγκαστεί το αντισταθμισμένο ρεύμα της πηγής να ικανοποιήσει ταυτόχρονα τα προαναφερθέντα τρία "βέλτιστα" χαρακτηριστικά αντιστάθμισης εάν το σύστημα ισχύος περιέχει αρμονικές

τάσης και / ή ασυμμετρία στη βασική συχνότητα . Έτσι, με μη ημιτονοειδείς και/ή μη συμμετρικές τάσεις του συστήματος, το παράλληλο ενεργό φίλτρο μπορεί να αντισταθμίσει τα ρεύματα φορτίου για να εγγυηθεί μόνο ένα από τα τρία χαρακτηριστικά βέλτιστης αντιστάθμισης. Επομένως, πρέπει να γίνει επιλογή πριν σχεδιάσουμε τον ελεγκτή ενός ενεργού φίλτρου.

Σε αυτή τη εργασία η στρατηγική αντιστάθμισης που επιλέγεται είναι η αντιστάθμιση των αρμονικών (αντιστάθμιση της εναλλασσόμενης πραγματικής και αέργου ισχύος) και η αντιστάθμιση της αέργου ισχύος (αντιστάθμιση της μέσης τιμής της άεργου ισχύος) η οποία είναι στρατηγική αντιστάθμισης σταθερής πραγματικής ισχύος. Η στρατηγική ελέγχου αντιστάθμισης σταθερής πραγματικής ισχύος από ένα παράλληλο ενεργό φίλτρο ήταν η πρώτη στρατηγική που αναπτύχθηκε με βάση την θεωρία p-q και εισήχθη από τον Akagi το 1983 [20]. Από την άποψη της πραγματικής και της φανταστικής ισχύος, προκειμένου να αντληθεί μια σταθερή στιγμιαία ισχύς από την πηγή, το παράλληλο ενεργό φίλτρο θα πρέπει να εγκατασταθεί όσο το δυνατόν πιο κοντά στο μη γραμμικό φορτίο και θα πρέπει να αντισταθμίσει την εναλλασσόμενη πραγματική ισχύ αυτού του φορτίου. Εξετάζεται ένα σύστημα τριών φάσεων χωρίς ουδέτερο και η ισχύς μηδενικής ακολουθίας είναι μηδέν.

Ο αντισταθμιστής πρέπει να προσφέρει την αντίθετη στιγμιαία άεργο ισχύ και την αντίθετη εναλλασσόμενη στιγμιαία πραγματική ισχύ προκειμένου να επιτευχθεί η αντιστάθμιση. Το αρνητικό πρόσημο το χρησιμοποιούμε για να δώσουμε έμφαση στη λειτουργία του φίλτρου η οποία δεν είναι άλλη από την παραγωγή του ακριβώς αντίθετου ρεύματος από εκείνο που παράγει τις ανεπιθύμητες συνιστώσες των ισχύων που επιλέχθηκαν για αντιστάθμιση.

Στιγμιαία άεργη ισχύς που παρέχεται από τον αντισταθμιστή:

$$q_c = -q \quad (9.16)$$

Στιγμιαία πραγματική ισχύς που παρέχει ο αντισταθμιστής:

$$p_c = -\tilde{p} \quad (9.17)$$

Η μέση τιμή των εναλλασσόμενων πραγματικών ισχύων στους άξονες  $\alpha$  και  $\beta$  είναι μηδέν, αλλά το άθροισμα των δύο σε κάθε χρονική στιγμή δεν είναι μηδέν, οπότε ο πυκνωτής πρέπει να παρέχει ενέργεια όταν η ταλαντευόμενη πραγματική ισχύς είναι θετική και να απορροφά ενέργεια όταν είναι αρνητική.

### 9.8 Έλεγχος Dc-Bus τάσης

Εκτός από την πραγματική ισχύ αναφοράς στην εξίσωση 9.17, ο αντισταθμιστής πρέπει να απορροφήσει κάποια πραγματική ισχύ από την πηγή που ονομάζεται απώλεια  $\bar{p}_{loss}$  για να αντισταθμίσει τις απώλειες των διακοπτικών στοιχείων του μετατροπέα πηγής τάσης και να διατηρήσει σταθερή την τάση στον πυκνωτή σε μια προκαθορισμένη τιμή [37]. Διαφορετικά, αυτή η ενέργεια θα παρέχεται από τον πυκνωτή συνεχούς ρεύματος, ο οποίος θα εκφορτίζεται συνεχώς. Ο μετατροπέας ισχύος του φίλτρου είναι ένας μετατροπέας τύπου ανύψωσης. Αυτό σημαίνει ότι η DC τάση πρέπει να διατηρείται υψηλότερη από την μέγιστη τιμή της AC τάσης, προκειμένου να διασφαλιστεί η δυνατότητα ελέγχου του ρεύματος. Έτσι η 9.17 θα γίνει:

$$p_c = -\tilde{p} + \bar{p}_{loss} \quad (9.18)$$

Στην πράξη το σφάλμα που θα προκύψει από τον ελεγκτή PI δεν θα είναι σε μονάδες ισχύος δηλαδή σε watt αλλά σε volt καθώς θα έχει προκύψει από την αφαίρεση του  $V_{ref}$  από το  $V_{dc}$ . Αυτό δεν δημιουργεί πρόβλημα καθώς η χρησιμότητα του  $\bar{p}_{loss}$  είναι να αυξήσει λίγο τα ρεύματα αντιστάθμισης (βλ. σχήμα 9.5) προκειμένου ο πυκνωτής να απορροφάει λίγη περισσότερη ενέργεια και να αντισταθμίζονται έτσι οι απώλειες πραγματικής ισχύος λόγω των μεταγωγικών στοιχείων. Έτσι συμπεραίνουμε ότι το  $\bar{p}_{loss}$  θα μπορούσε να είναι και καθαρός αριθμός.

### 9.9 Υπολογισμός ρευμάτων αναφοράς για τον αντισταθμιστή

Τα ρεύματα αναφοράς του αντισταθμιστή στο χώρο  $\alpha$ - $\beta$  μπορούν να υπολογιστούν ως:



$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \end{bmatrix} = \frac{1}{v_a^2 + v_\beta^2} \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_c \\ q_c \end{bmatrix} \quad (9.19)$$

Στο επίπεδο a-b-c τα ρεύματα θα γίνουν:

$$\begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \\ i_c^* \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a^* \\ i_b^* \end{bmatrix} \quad (9.20)$$

Αυτή η λειτουργία λαμβάνει χώρα μόνο υπό την προϋπόθεση ότι το τριφασικό σύστημα είναι συμμετρικό και ότι οι κυματομορφές τάσης είναι καθαρά ημιτονοειδείς.

### 9.10 Ανιχνευτής τάσης θετικής ακολουθίας

Ο ελεγκτής πραγματικής ισχύος του φίλτρου πρέπει να καθορίσει τέλεια τα ρεύματα αναφοράς. Οι εισοδοί στον ελεγκτή είναι τα ρεύματα φορτίου, οι τάσεις της πηγής και οι υπολογισμένες ισχύεις που βασίζονται βέβαια στα ρεύματα φορτίου και τις τάσεις πηγής. Εάν ο κύριος σκοπός του σχεδιασμού του ενεργού φίλτρου είναι η μείωση των αρμονικών ρεύματος, οι αρμονικές που υπάρχουν στην κυματομορφή της ισχύος μπορούν να θεωρηθούν ότι οφείλονται αποκλειστικά στις αρμονικές ρεύματος που απορροφάει το μη γραμμικό φορτίο. Αυτή η κατάσταση υποθέτει ότι η κυματομορφή τάσης είναι καθαρά ημιτονοειδής και απαλλαγμένη από όλες τις αρμονικές. Αλλά αν η κυματομορφή τάσης εισόδου στον ελεγκτή p-q είναι ασύμμετρη ή πολύ παραμορφωμένη τότε τα ρεύματα αναφοράς που υπολογίζονται με τον αλγόριθμο ελέγχου που φαίνεται στο σχήμα 9.5 δεν θα φιλτράρουν πλήρως τις αρμονικές ρεύματος που απορροφάει το μη γραμμικό φορτίο γιατί απαιτείται η ύπαρξη ενός ανιχνευτή τάσης θετικής ακολουθίας. Ο ανιχνευτής τάσης

θετικής ακολουθίας που φαίνεται στο σχήμα 9.6 εξάγει το θεμελιώδες σήμα θετικής ακολουθίας από ένα τριφασικό σήμα τάσης που καταγράφεται από τη γραμμή ισχύος.

Το σημαντικό μέρος του ανιχνευτή τάσης θετικής ακολουθίας είναι το **κύκλωμα ελέγχου PLL (Phase-Locked Loop)**. Ένα PLL είναι ένα σύστημα κλειστού βρόγχου που σκοπός του είναι να “κλειδώσει” έναν ταλαντωτή σε μια συχνότητα αναφοράς. Με το “κλειστού βρόγχου” εννοούμε ότι υπάρχει ανατροφοδότηση από την έξοδο στην είσοδο. Στο PLL, χρησιμοποιείται η αρνητική ανατροφοδότηση, που το κάνει να αυτο-διορθώνεται. Ένα PLL έχει έναν ειδικό ταλαντωτή, τον VCO (Voltage Source Oscillator). Ξέρουμε ότι ένας VCO αλλάζει την συχνότητα εξόδου του βασιζόμενος στην τάση εισόδου [51]. Ο αρχικός στόχος της λειτουργίας του PLL είναι να κάνει την συχνότητα του VCO να ισούται με την συχνότητα αναφοράς. Όταν γίνει αυτό το PLL είναι “κλειδωμένο”. Αυτό επιτυγχάνεται με το να τροφοδοτήσουμε την έξοδο του VCO και την συχνότητα αναφοράς σε έναν ανιχνευτή φάσης. Ο ανιχνευτής φάσης συγκρίνει την φάση μεταξύ των δύο κυματομορφών και στην έξοδό του παίρνουμε ένα σήμα DC με περίοδο ανάλογη με τη φάση της διαφοράς (σφάλμα) μεταξύ των δύο σημάτων. Γιατί συγκρίνουμε φάση και όχι συχνότητα; Η απάντηση είναι ότι αν συγκρίνουμε συχνότητα τότε πάντα θα υπάρχει ένα μικρό σφάλμα συχνότητας στα αποτελέσματά μας. Από την άλλη, αν συγκρίνουμε φάση τότε το σφάλμα συχνότητας μειώνεται στο μηδέν όπου η διαφορά φάσης είναι σταθερή.

Το PLL κύκλωμα ανιχνεύει διαρκώς την τάση θετικής ακολουθίας στη θεμελιώδη συχνότητα των τριφασικών παραμορφωμένων και μη συμμετρικών τάσεων. Το κύκλωμα συγχρονισμού προσδιορίζει επακριβώς τη θεμελιώδη συχνότητα της τάσης του συστήματος και τη γωνία φάσης των μετρηθέντων σημάτων που μπορεί να είναι μη συμμετρικά και να περιέχουν αρμονικές.

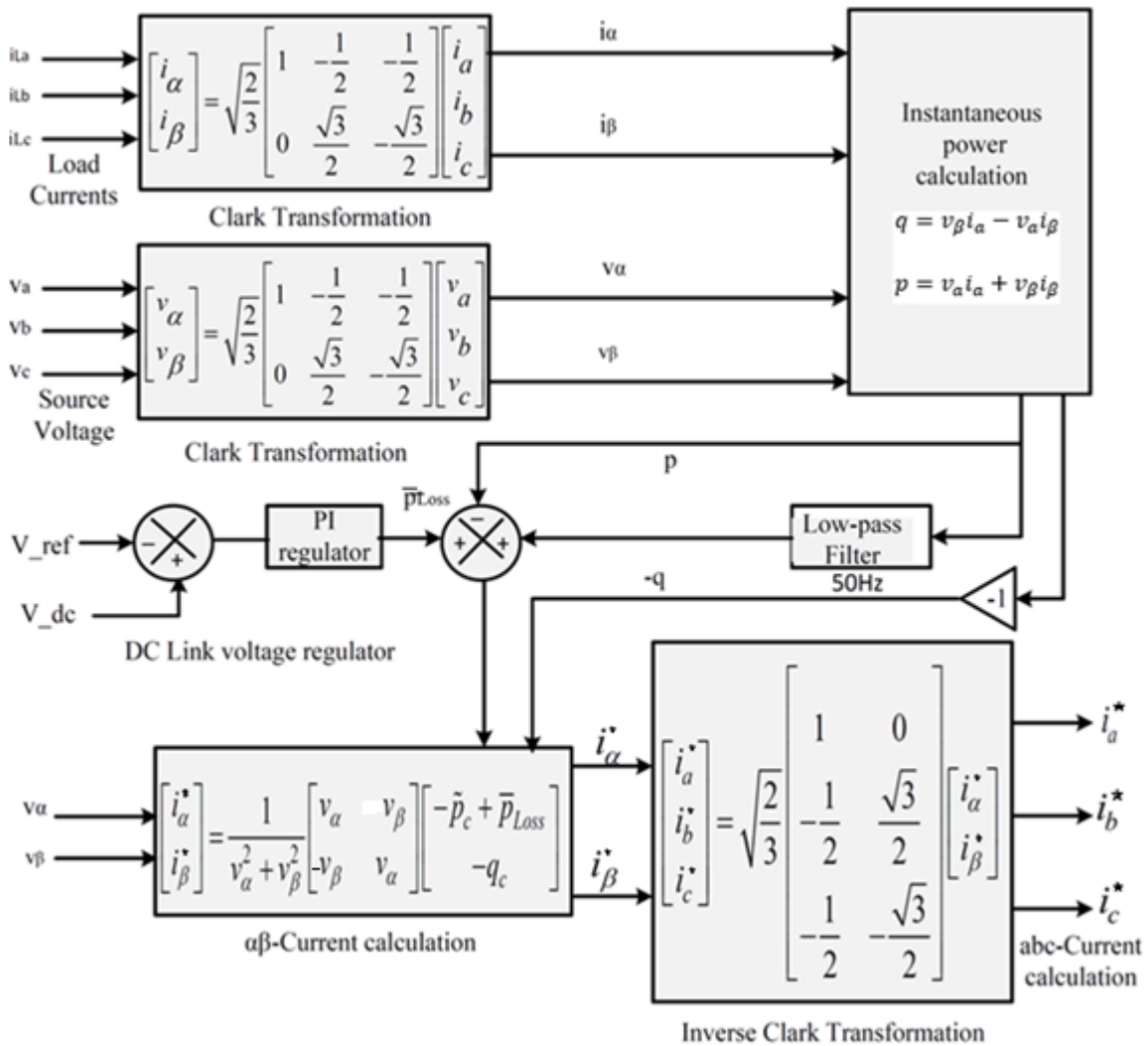
Οι τάσεις  $v_a$ ,  $v_b$  και  $v_c$  μετασχηματίζονται στους  $\alpha\beta$  άξονες για τον προσδιορισμό των  $V_\alpha$  και  $V_\beta$  που χρησιμοποιούνται μαζί με τα βοηθητικά ρεύματα  $i'_\alpha$  και  $i'_\beta$  που παράγονται από το κύκλωμα PLL για τον υπολογισμό των βοηθητικών ισχύων  $p'$  και  $q'$ . Θεωρούμε ότι τα βοηθητικά ρεύματα  $i'_\alpha$  και  $i'_\beta$  με αδιάφορο πλάτος προέρχονται μόνο από ένα βοηθητικό ρεύμα θετικής ακολουθίας  $I'_{+1}$  στη θεμελιώδη συχνότητα που ανιχνεύεται από το κύκλωμα PLL.

Για την εξαγωγή της θεμελιώδους τάσης θετικής ακολουθίας τα βοηθητικά ρεύματα  $i'_a$  και  $i'_\beta$  ορίζονται ως [20]:

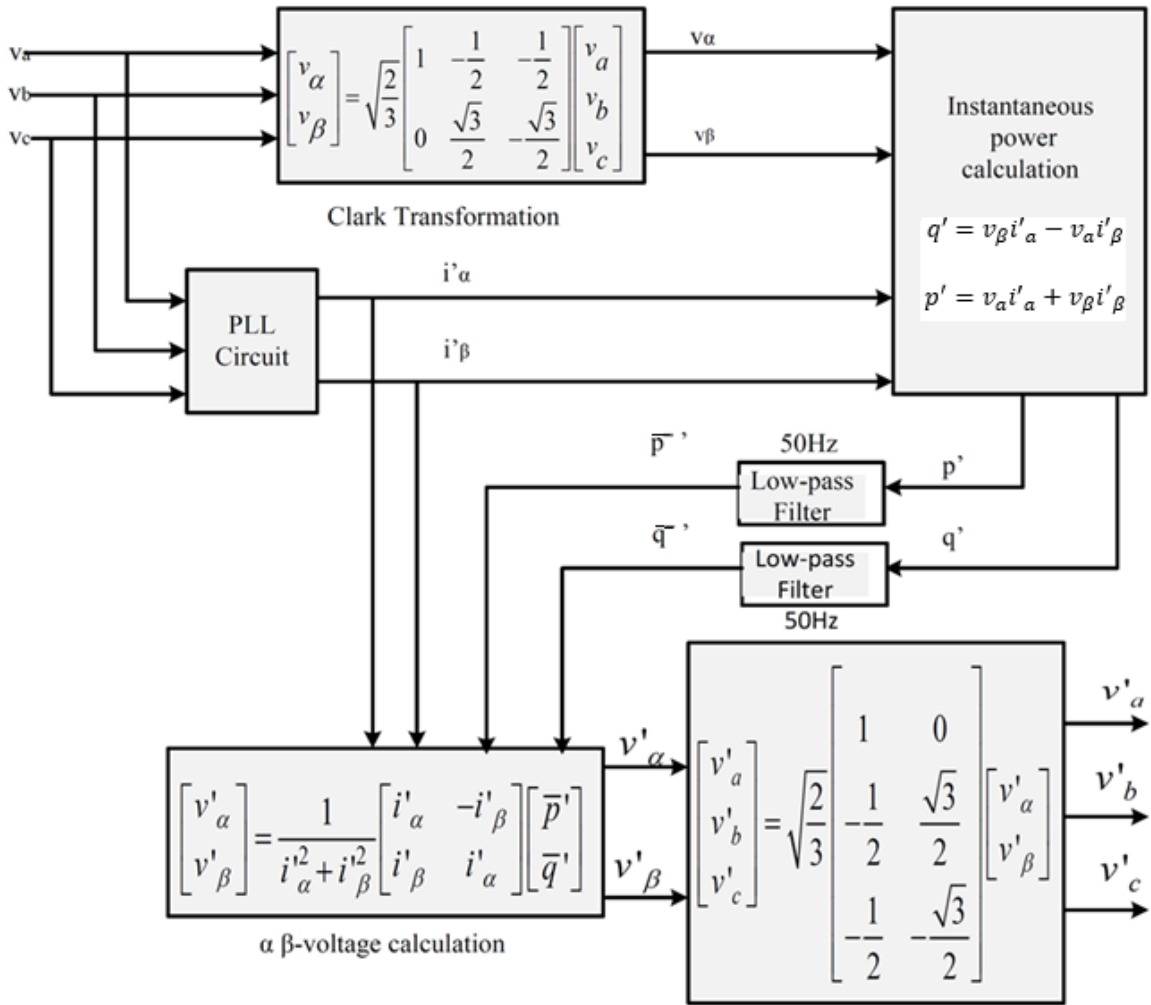
$$i'_a = \sin(\omega_1 t) \quad (9.21)$$

$$i'_\beta = -\cos(\omega_1 t) \quad (9.22)$$

όπου  $\omega_1$  είναι η θεμελιώδης συχνότητα που πρέπει να προσδιοριστεί με ακρίβεια από το κύκλωμα PLL.



Σχήμα 9.5 Ο αλγόριθμος για τον υπολογισμό των ρευμάτων αναφοράς του αντισταθμιστή για τη σταθερή παροχή πραγματικής ισχύος [35].



Σχήμα 9.6 Ανιχνευτής θεμελιώδους τάσης θετικής ακολουθίας [35].

Ισχύει ότι:

$$\begin{bmatrix} v'_\alpha \\ v'_\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{i'^2_\alpha + i'^2_\beta} \begin{bmatrix} i'_\alpha & -i'_\beta \\ i'_\beta & i'_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{p}' \\ \bar{q}' \end{bmatrix} \quad (9.23)$$

Μόνο η θεμελιώδης τάσης θετικής ακολουθίας  $V_{+1}$  συνεισφέρει στις μέσες τιμές των βοηθητικών ισχύων  $p'$  and  $q'$ , που παρουσιάζονται σαν  $\bar{p}'$  and  $\bar{q}'$  στο σχήμα 9.6. Αυτό είναι εξασφαλισμένο γιατί οι εξισώσεις 9.21, 9.22 αντιπροσωπεύουν βοηθητικά ρεύματα στους άξονες  $\alpha\beta$  που αποτελούνται μόνο από το ρεύμα  $I_{+1}$ .

Η επίδραση της θεμελιώδους τάσης αρνητικής ακολουθίας  $V_{-1}$  και των άλλων αρμονικών τάσεων θα εμφανιστούν μόνο στις εναλλασσόμενες συνιστώσες  $p'$  και  $q'$  των βοηθητικών ισχύων, οι οποίες δεν συμμετέχουν στο υπολογισμό του αντίστροφου πίνακα τάσεως. Δυο 5<sup>ης</sup> τάξης χαμηλοπερατά φίλτρα με συχνότητα αποκοπής 50 Hz χρησιμοποιούνται για την εξάγωση των μέσων ισχύων  $\bar{p}'$  and  $\bar{q}'$ . Το μπλοκ διάγραμμα υπολογισμού των τάσεων  $\alpha\beta$  του σχήματος 9.6 υπολογίζει τις στιγμιαίες τάσεις  $v_\alpha$  και  $v_\beta$ , οι οποίες αντιστοιχούν στις χρονικές συναρτήσεις της θεμελιώδους τάσης θετικής ακολουθίας  $V_{+1}$  της τάσης του συστήματος.

Για πρακτικές εφαρμογές στη μόνιμη κατάσταση μπορεί να ληφθεί υπόψη:

$$i'_{\alpha}{}^2 + i'_{\beta}{}^2 = \sin^2(\omega_1 t) + \cos^2(\omega_1 t) = 1 \quad (9.24)$$

και η διαίρεση μπορεί να αποφευχθεί.

Παραβλέποντας τις συνιστώσες μηδενικής ακολουθίας και εφαρμόζοντας τον αντίστροφο μετασχηματισμό Clarke έχουμε:

$$\begin{bmatrix} v'_a \\ v'_b \\ v'_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v'_\alpha \\ v'_\beta \end{bmatrix} \quad (9.25)$$

Το PLL καθορίζει αυτόματα τη συχνότητα του συστήματος και τη γωνία φάσης της θεμελιώδους συνιστώσας θετικής ακολουθίας ενός τριφασικού σήματος εισόδου. Το κύκλωμα που φαίνεται στο σχήμα 9.7 είναι πολύ αποτελεσματικό, ακόμη και κάτω από εξαιρετικά παραμορφωμένες τάσεις συστήματος [20]. Ο αλγόριθμος βασίζεται σε μια πλασματική έκφραση στιγμιαίας πραγματικής ισχύος για την οποία έχουμε λάβει ως αναφορά την τάση  $v_b$  στο σχήμα 9.3 :

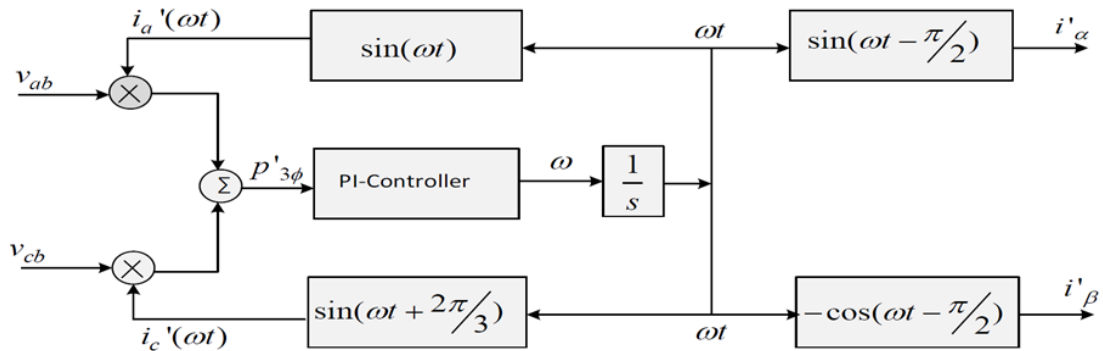
$$p'_{3\phi} = v_a i'_a + v_b i'_b + v_c i'_c = v_{ab} i'_a + v_{cb} i'_c \quad (9.26)$$

Η παραπάνω έκφραση ισχύει για  $i'_a + i'_b + i'_c = 0$ . Στην πραγματικότητα, το  $p'_{3\phi}$  δεν σχετίζεται με οποιαδήποτε στιγμιαία πραγματική ισχύ του συστήματος ισχύος, αν και θα

μπορούσε να θεωρηθεί ως μεταβλητή στο κύκλωμα PLL με διάσταση ισχύος. Τα πλασματικά ρεύματα ανατροφοδότησης  $i'_a(\omega t) = \sin(\omega t)$  και  $i'_c(\omega t) = \sin(\omega t + 2\pi/3)$  του σχήματος 9.7 δημιουργούνται από το κύκλωμα PLL, απλά από τον υπολογισμό του ολοκληρώματος του αποτελέσματος  $\omega$  του ελεγκτή PI. Το PLL μπορεί να φτάσει σε ένα σταθερό σημείο λειτουργίας μόνο εάν η είσοδος  $p'_{3\phi}$  του ελεγκτή PI έχει, στην μόνιμη κατάσταση, μηδενική μέση τιμή, δηλαδή  $\bar{p}'_{3\phi} = 0$ . Επιπλέον, το κύκλωμα ελέγχου θα πρέπει να ελαχιστοποιεί τις ταλαντώσεις της  $p'_{3\phi}$  σε χαμηλές συχνότητες. Το εναλλασσόμενο τμήμα του  $p'_{3\phi}$ , όπου το  $p'_{3\phi} = \bar{p}'_{3\phi} + \tilde{p}'_{3\phi}$  σε χαμηλές συχνότητες δεν είναι καλά εξασθενημένο από τον ελεγκτή PI και μπορεί να φέρει αστάθεια στο κύκλωμα ελέγχου PLL. Η μέση τριφασική ισχύς  $P'_{3\phi} = \bar{p}'_{3\phi}$  σε όρους φασόρων, δίνεται από τη σχέση:

$$P'_{3\phi} = p'_{3\phi} = 3V_{+1}I'_{+1}\cos\varphi \quad (9.27)$$

Οι παραπάνω περιορισμοί εντοπίζονται μόνο εάν το  $\omega$  ισούται με τη συχνότητα του συστήματος και το ρεύμα  $i'_a(\omega t)$  γίνεται κάθετο στη θεμελιώδη συνιστώσα θετικής ακολουθίας των μετρημένων τριφασικών τάσεων  $v_a, v_b$  και  $v_c$ . Το PLL έχει μόνο ένα ευσταθές σημείο λειτουργίας, δηλαδή, το  $i'_a(\omega t)$  θα πρέπει να προηγείται  $90^\circ$  της τάσης  $v_a$ . Δεδομένου ότι το  $i'_a(\omega t) = \sin(\omega t)$  στο σχήμα 9.7 προηγείται κατά  $90^\circ$  της θεμελιώδους συνιστώσας θετικής ακολουθίας  $V_{+1}$  των μετρημένων τάσεων του συστήματος [20]. Έτσι, το παραγόμενο βοηθητικό ρεύμα  $i'_a(\omega t) = \sin(\omega t - \pi/2)$  είναι σε φάση με την  $V_{+1}$ .



Σχήμα 9.7 Λειτουργικό διάγραμμα του κυκλώματος PLL

### **9.11 Ο ρόλος της επαγωγής ac και του πυκνωτή dc.**

Η επαγωγή στην πλευρά εναλλασσόμενου ρεύματος θα πρέπει να είναι μικρή ώστε να επιτυγχάνεται γρήγορη απόκριση ( $di / dt$ ). Ωστόσο, η μείωση της επαγωγής του πηνίου αυξάνει τη συχνότητα μεταγωγής του ελεγκτή ρεύματος υστέρησης, αυξάνοντας τις απώλειες [15]. Μια έρευνα της βιβλιογραφίας σχετικά με τα ενεργά φίλτρα έδειξε τιμές στην περιοχή 250μH έως 2,5mH [13],[15]. Αυτές οι τιμές, σε σύγκριση με τις τυποποιήσεις ενεργών φίλτρων, αντιστοιχούσαν σε επαγωγική αντίδραση στην περιοχή από 1,5% έως 9% των kVA του ενεργού φίλτρου).

Ο πυκνωτής συνεχούς ρεύματος για την αποθήκευση ενέργειας θα πρέπει να επιλέγεται έτσι ώστε να διατηρεί σταθερή τάση ζεύξης DC. Η τάση ζεύξης DC πρέπει να είναι τουλάχιστον 2 φορές μεγαλύτερη από την εναλλασσόμενη τάση του συστήματος για την επιτυχή λειτουργία του ενεργού φίλτρου [28]. Ωστόσο, ένας μεγάλος πυκνωτής θα αυξήσει το συνολικό κόστος του ενεργού φίλτρου. Στη σχεδίαση μας παρακάτω έχει επιλεγθεί πυκνωτής συνεχούς ρεύματος 35μF για να εξασφαλίζει την επαρκή ενέργεια του ενεργού φίλτρου.

### **9.12 Μετατροπέας ισχύος για παράλληλα ενεργά φίλτρα**

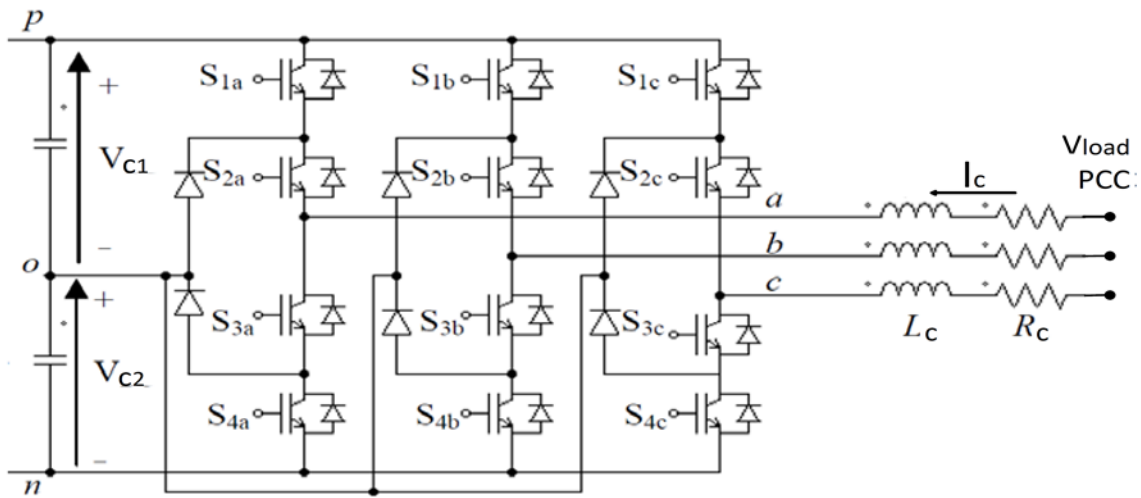
Τα παράλληλα ενεργά φίλτρα συνήθως έχουν PWM μετατροπέα πηγής τάσης ή Voltage Source Converter (VSC) καθώς έχουν υψηλή απόδοση, χαμηλό αρχικό κόστος και μικρότερο φυσικό μέγεθος κάτι που τα καθιστά ανώτερα από τον PWM μετατροπέα πηγής ρεύματος ή Current Source Converter (CSC) [20]. Οι PWM ελεγκτές ρεύματος κάθε μετατροπέα έχουν διαφορετικό σχεδιασμό. Ωστόσο, και οι δύο PWM ελεγκτές έχουν τον ίδιο σκοπό, να αναγκάσουν τον μετατροπέα να συμπεριφέρεται ως ελεγχόμενη πηγή ρεύματος [20].

Παραδοσιακά, έχουν χρησιμοποιηθεί αντιστροφείς πηγής τάσης δύο επιπέδων για την υλοποίηση τέτοιου είδους συστημάτων που συνδέονται με την ac γραμμή μέσω μετασχηματιστή ισχύος [30]. Σκοπός αυτού του είδους διαμόρφωσης ήταν να αντισταθμιστεί το μη γραμμικό φορτίο στις εφαρμογές μέσης τάσης λόγω των περιορισμών στις ονομαστικές τιμές των ημιαγωγών.

Ωστόσο, τα τελευταία χρόνια λόγω των βελτιωμένων χαρακτηριστικών (τάσεων και ρευμάτων) των ημιαγωγών επιτρέπεται η χρήση μετατροπέων πολλαπλών επιπέδων για μετατροπή υψηλής στάθμης ενέργειας, ειδικά για τους ρυθμιστές κινητήρων και για την αντιστάθμιση της άεργης ισχύος. Για αυτούς τους τύπους εφαρμογών η τάση εξόδου του μετατροπέα πολλαπλών επιπέδων πρέπει να είναι σε θέση να παράγει σχεδόν ημιτονοειδή κυματομορφή ρεύματος εξόδου [20]. Αυτό είναι εφικτό μόνο αν η τάση εξόδου δεν έχει αρμονικές χαμηλής συχνότητας.

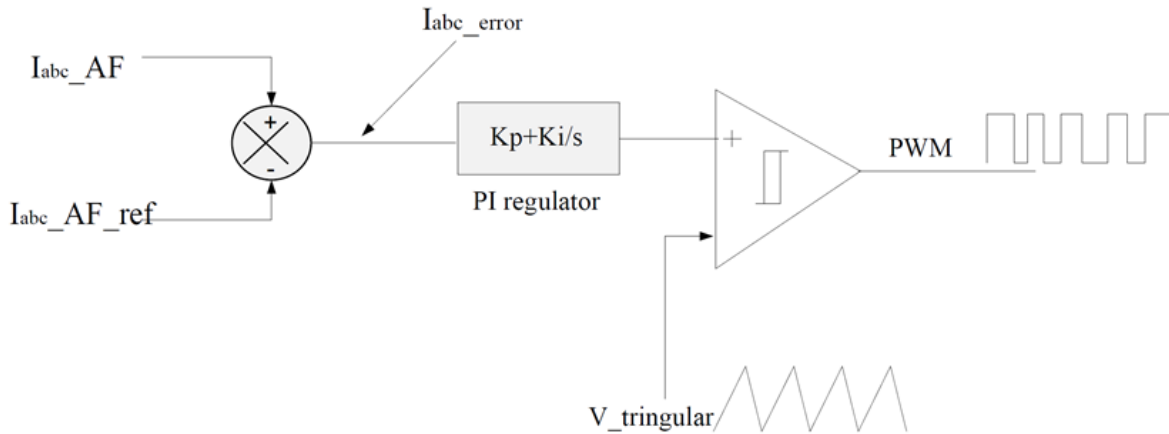
### 9.13 Ελεγκτής ρεύματος

Η απόδοση του ενεργού φίλτρου εξαρτάται σε μεγάλο βαθμό από το σχεδιασμό του ελεγκτή ρεύματος και τη μέθοδο που εφαρμόζεται για τη δημιουργία των γωνιών έναυσης για τον VSC [28]. Κατά κύριο λόγο, χρησιμοποιούνται PWM τεχνικές στον ελεγκτή των ενεργών φίλτρων για τη διαμόρφωση του ρεύματος. Το σχήμα 9.8 δείχνει αυτή τη μέθοδο.



Σχήμα 9.8 Μετατροπέας ισχύος NPC-VSC για παράλληλο ενεργό φίλτρο





Σχήμα 9.9 Έλεγχος τριγωνικής διαμόρφωσης ρεύματος PWM.

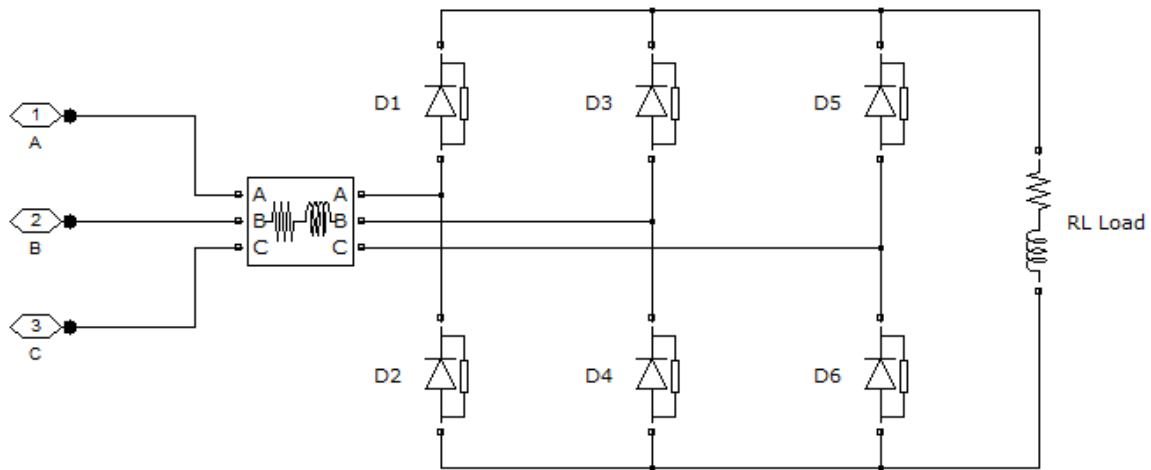
Στην είσοδο του ελεγκτή, το ρεύμα αναφοράς του ενεργού φίλτρου που παράγεται από τη στιγμιαία θεωρία p-q και το πραγματικού χρόνου ρεύμα φίλτρου συγκρίνονται για να παραχθεί το σφάλμα. Για να μετατραπεί το σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση, περνάει από τον ελεγκτή PI. Στη συνέχεια, το σφάλμα μόνιμης κατάστασης του ρεύματος συγκρίνεται με το τριγωνικό κύμα με προκαθορισμένη φέρουσα συχνότητα. Οι τιμές για το κέρδος του PI ελέγχου  $K_P$  και  $K_I$  προσδιορίζουν την μεταβατική απόκριση και το σφάλμα μόνιμης κατάστασης της μεθόδου ελέγχου τριγωνικής διαμόρφωσης (Triangular Carrier Modulation). Οι τιμές των  $K_P$  και  $K_I$  δίνονται στις ακόλουθες εξισώσεις [30]:

$$K_P = \frac{L + L_0}{2V_{dc}}$$

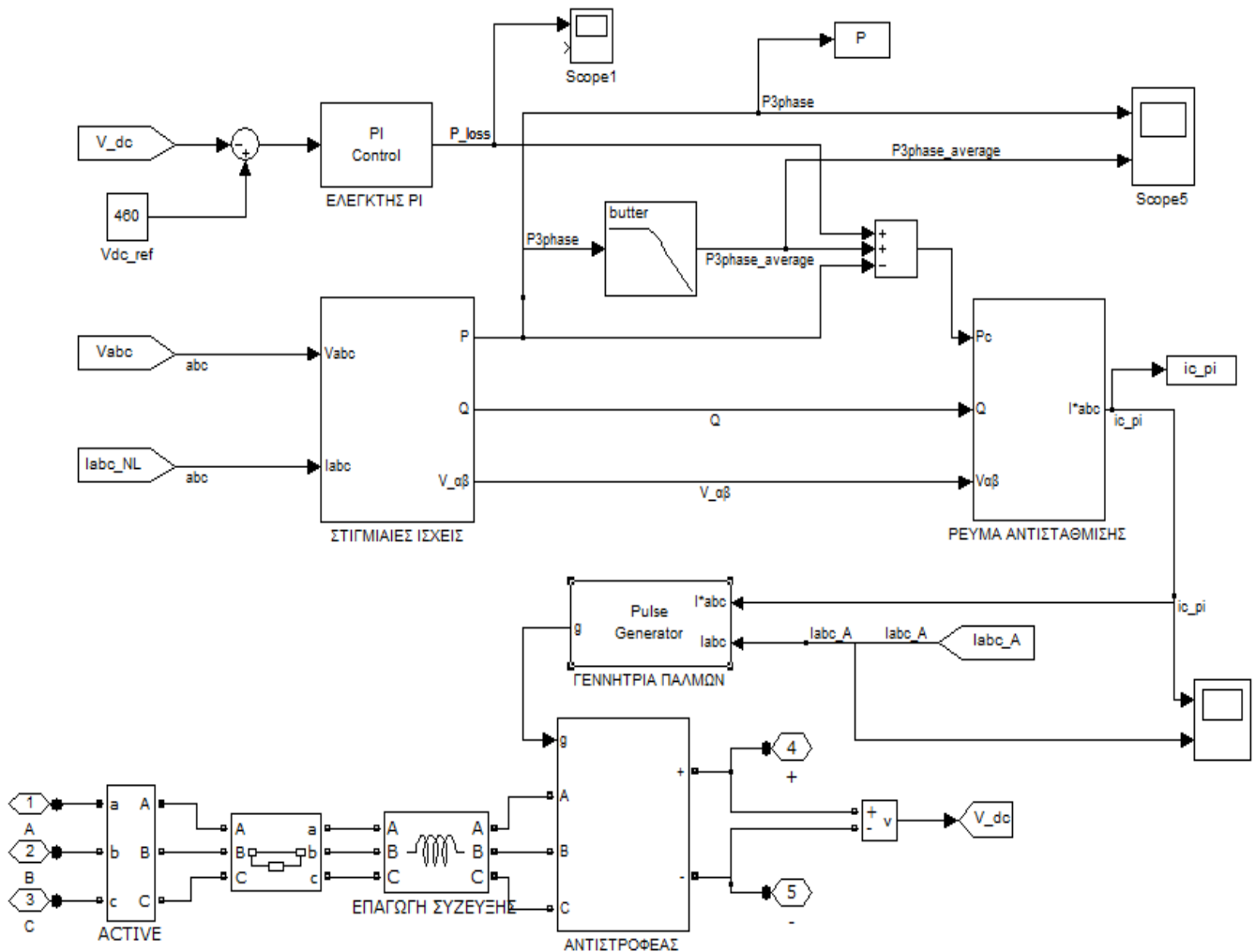
$$K_I = K_P * \omega_c$$

όπου  $L + L_0$  είναι η συνολική επαγωγή σειράς που “βλέπει” ο μετατροπέας,  $\omega_c$  είναι η φέρουσα συχνότητα του τριγωνικού κύματος που έχει πλάτος από κορυφή σε κορυφή 1 volt και  $V_{dc}$  είναι η DC τάση ζεύξης του VSI.



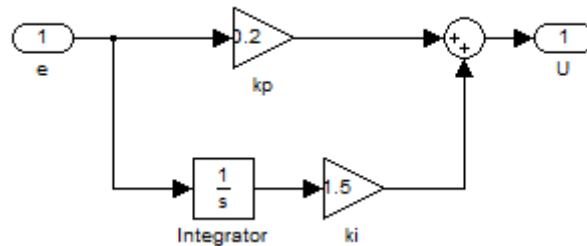


Σχήμα 10.2 Μη γραμμικό φορτίο και σύνθετη αντίσταση εγκατάστασης.



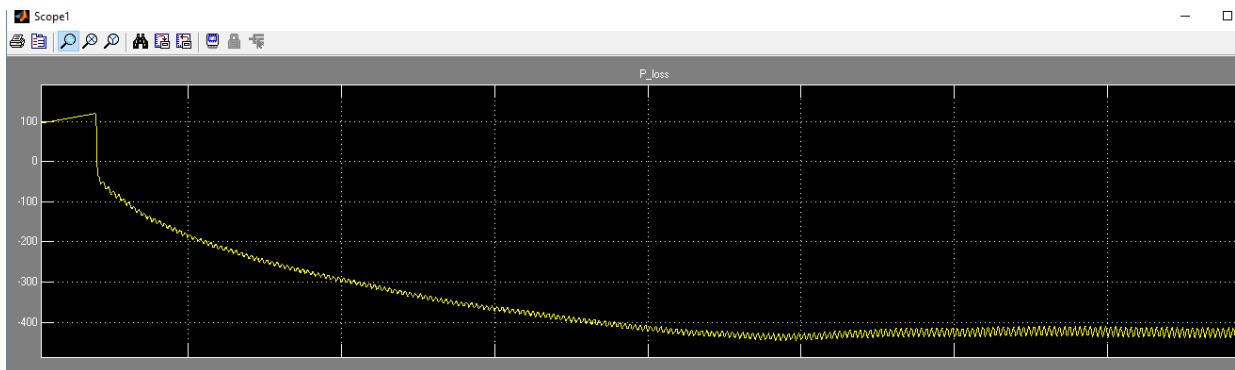
Σχήμα 10.3 Λειτουργικό διάγραμμα παράλληλου ενεργού φίλτρου.

Η επαγωγή σύζευξης στην πλευρά του εναλλασσόμενου ρεύματος θα πρέπει να είναι μικρή ώστε να επιτυγχάνεται γρήγορη απόκριση ( $di / dt$ ). Βασιζόμενοι σε έρευνες της βιβλιογραφίας που αναφέρουν τιμές για την επαγωγή σύζευξης στην περιοχή 250μH έως 2,5mH [13],[15], επιλέγουμε τιμή  $L=2,5mH$ .



Σχήμα 10.4 Ελεγκτής PI.

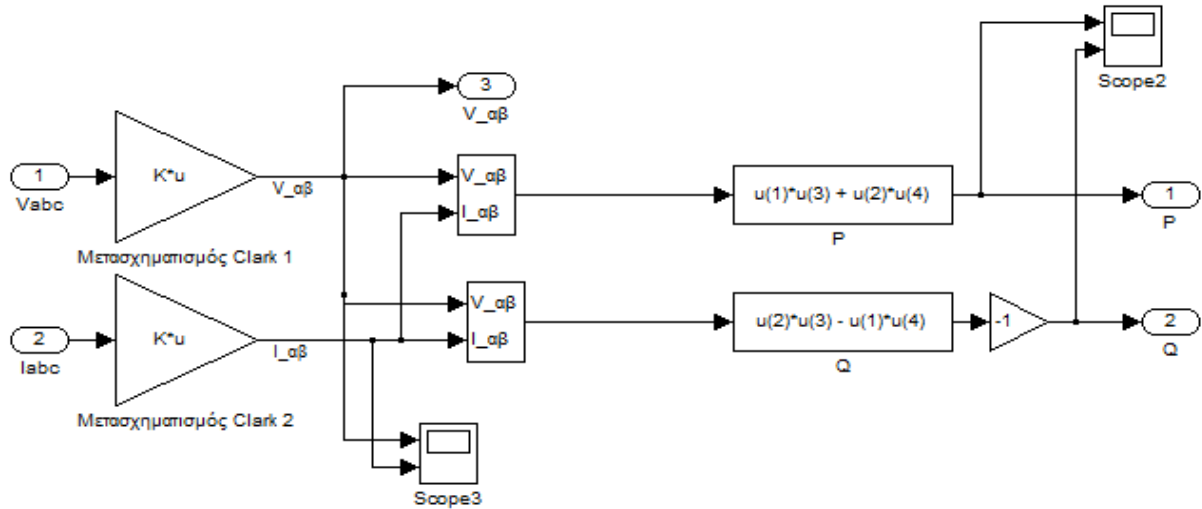
Ο ελεγκτής αναλογίας P μας βοηθάει να μειώσουμε τον χρόνο ανόδου της απόκρισης του συστήματος και το μόνιμο σφάλμα ωστόσο προκαλεί αύξηση της μέγιστης υπερύψωσης. Ο ελεγκτής ολοκλήρωσης I μας βοηθάει και αυτός να μειώσουμε τον χρόνο ανόδου και να εξαλείψουμε το σφάλμα στην μόνιμη κατάσταση αλλά έχει ως μειονέκτημα ότι αυξάνει τον χρόνο αποκατάστασης και την μέγιστη υπερύψωση. Εμπειρικά επιλέγουμε τις αρχικές τιμές των ελεγκτών και μετά από λίγες δοκιμές καταλήγουμε σε μια ικανοποιητική απόκριση του συστήματος με μικρό χρόνο αποκατάστασης, μικρή μέγιστη υπερύψωση με συντελεστή αναλογίας  $K_p=0.2$  και συντελεστή ολοκλήρωσης  $K_i=1.5$ .



Σχήμα 10.5 Ισχύς  $P_{loss}$  συναρτησει χρόνου.

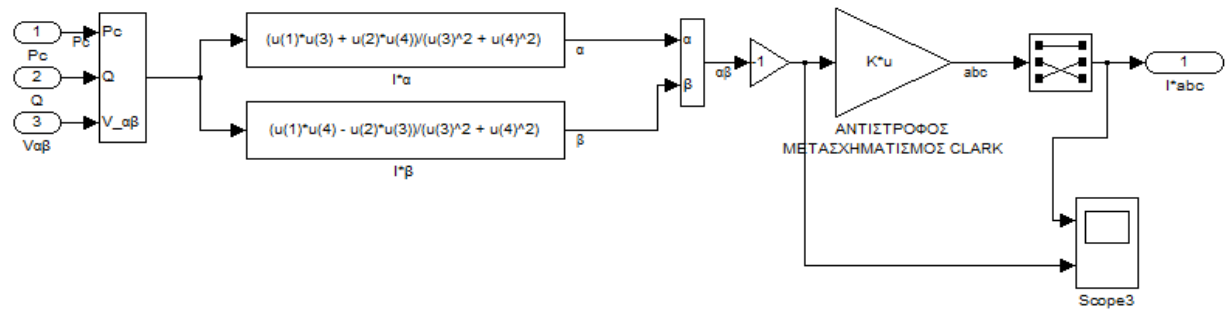
Η τάση ζεύξης DC πρέπει να είναι τουλάχιστον 2 φορές μεγαλύτερη από την εναλλασσόμενη τάση του συστήματος για την επιτυχή λειτουργία του ενεργού φίλτρου [28]. Γι' αυτό επιλέγεται πυκνωτής με ονομαστική τάση 460V και χωρητικότητας 35μF

, μια τιμή που επιλέχθηκε μετά από δοκιμές έτσι ώστε να έχουμε σχετικά μικρή κυμάτωση τάσης στα άκρα του πυκνωτή σχήμα 10.5.

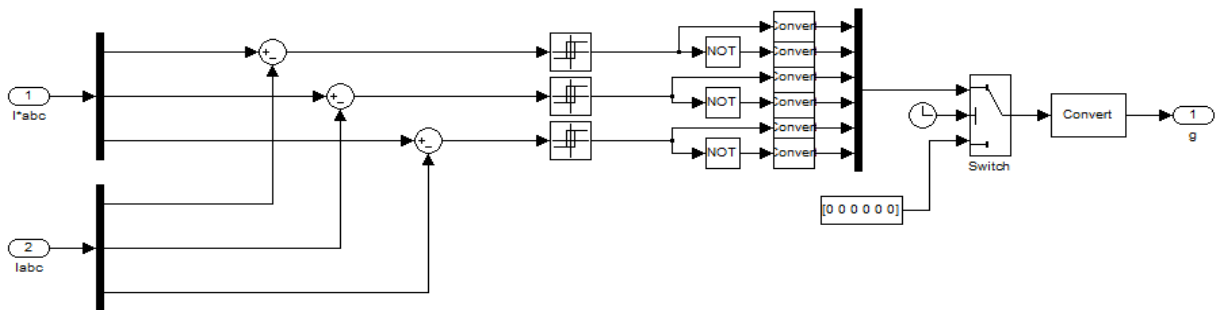


Σχήμα 10.6 Κυκλώμα υπολογισμού των στιγμιαίων ισχυών  $P$  και  $Q$

Το κύκλωμα του σχήματος 10.7 χρησιμοποιώντας την στιγμιαία ισχύ  $P$  και την στιγμιαία ισχύ  $Q$  που υπολογίστηκαν από το κύκλωμα του σχήματος 10.6 υπολογίζει με την βοήθεια των μετασχηματισμών Clark τα ρεύματα αναφοράς  $i^*_a$ ,  $i^*_b$ ,  $i^*_c$  που θα οδηγηθούν στην συνέχεια στη γεννήτρια παλμών του σχήματος 10.8 προκειμένου να συγκριθούν με τα μετρούμενα ρεύματα αντιστάθμισης που εγχέει το φίλτρο στο δίκτυο και στην συνέχεια να παραχθεί μια ακολουθία παλμών τέτοια έτσι ώστε τα ρεύματα που εγχέει το φίλτρο να προσεγγίζουν πάρα πολύ τα ρεύματα αναφοράς  $i^*_a$ ,  $i^*_b$ ,  $i^*_c$ .

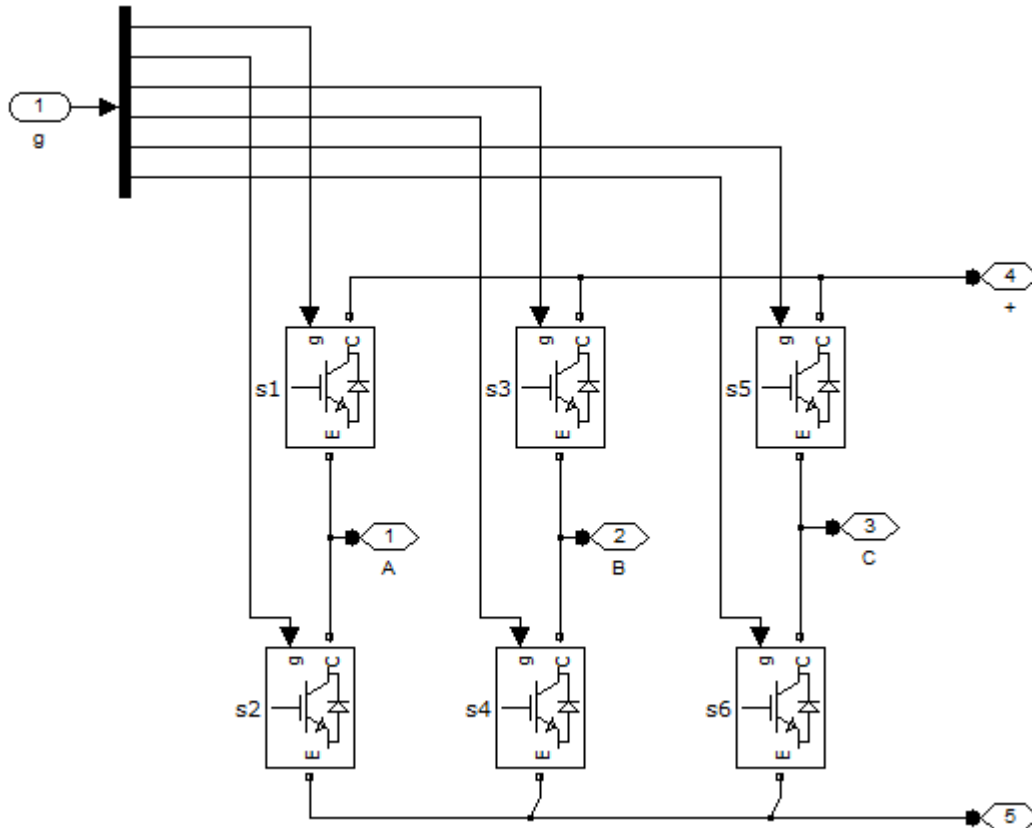


Σχήμα 10.7 Κύκλωμα υπολογισμού των ρευμάτων αντιστάθμισης  $i^*_a$ ,  $i^*_b$ ,  $i^*_c$

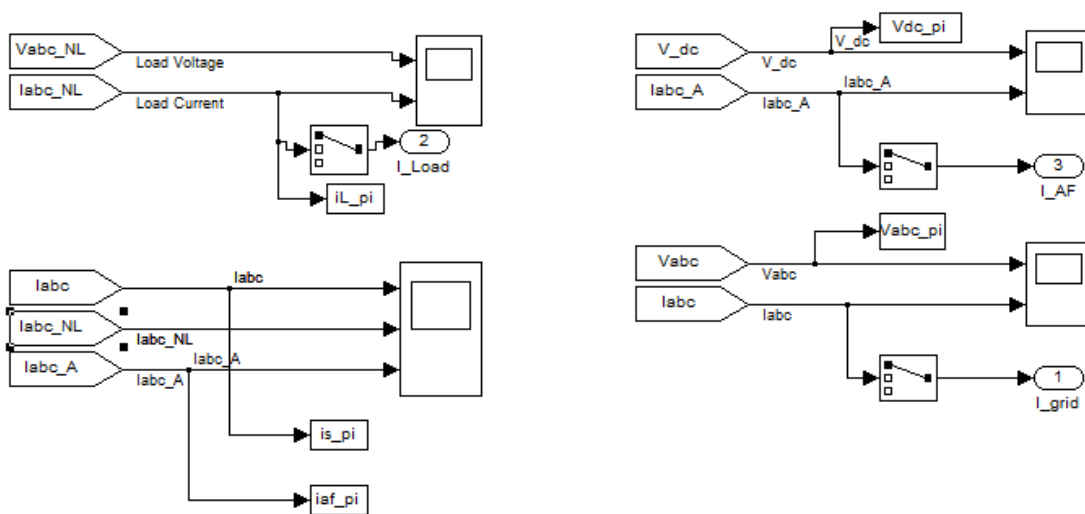


Σχήμα 10.8 Κύκλωμα γεννήτριας παλμών

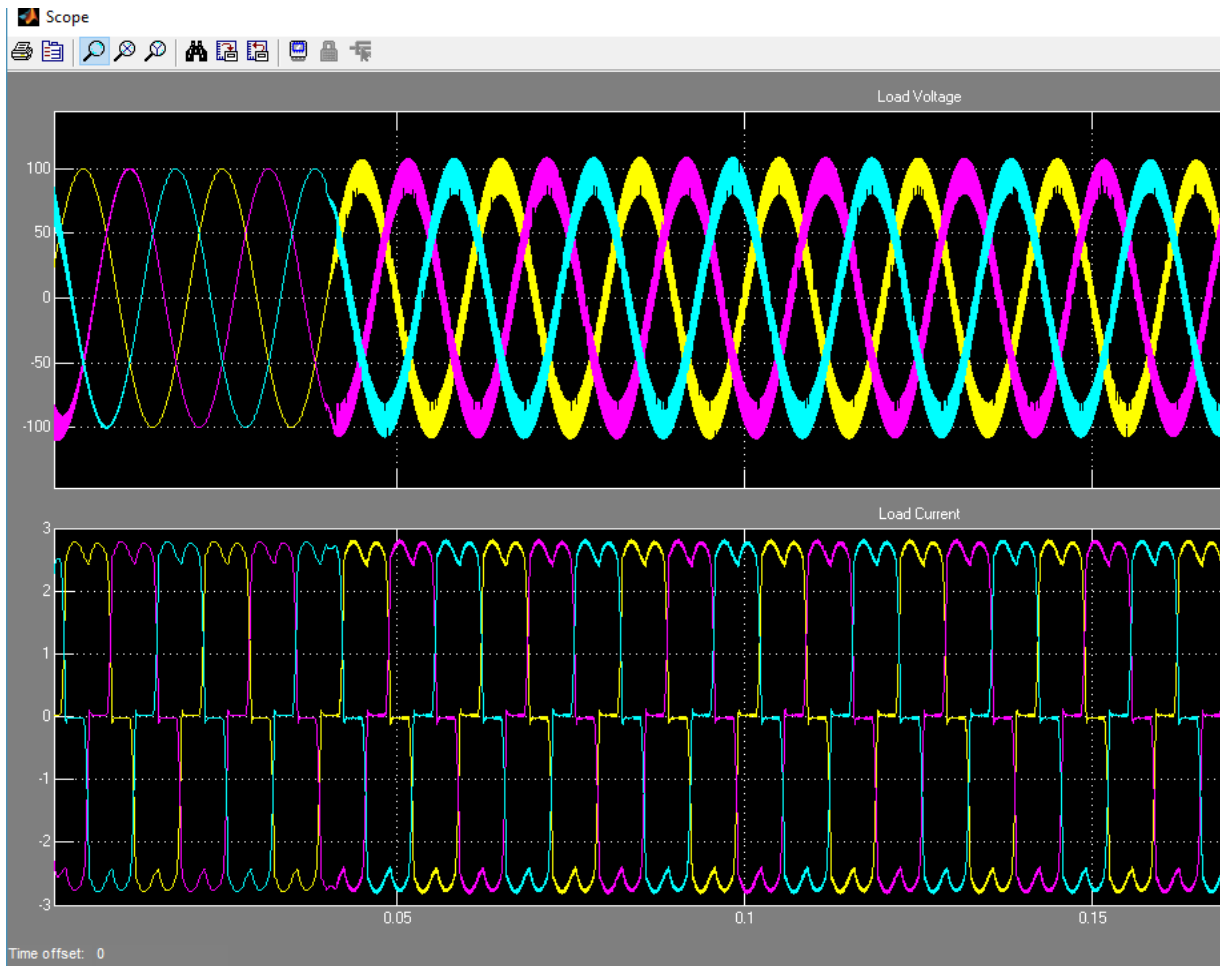
Ο τριφασικός αντιστροφέας με βάση τις ακολουθίες παλμών που θα λάβει από το κύκλωμα του σχήματος 10.8 θα παράξει τα ρεύματα που θα εγχύσει το φίλτρο στο δίκτυο.



Σχήμα 10.9 Τριφασικός αντιστροφέας



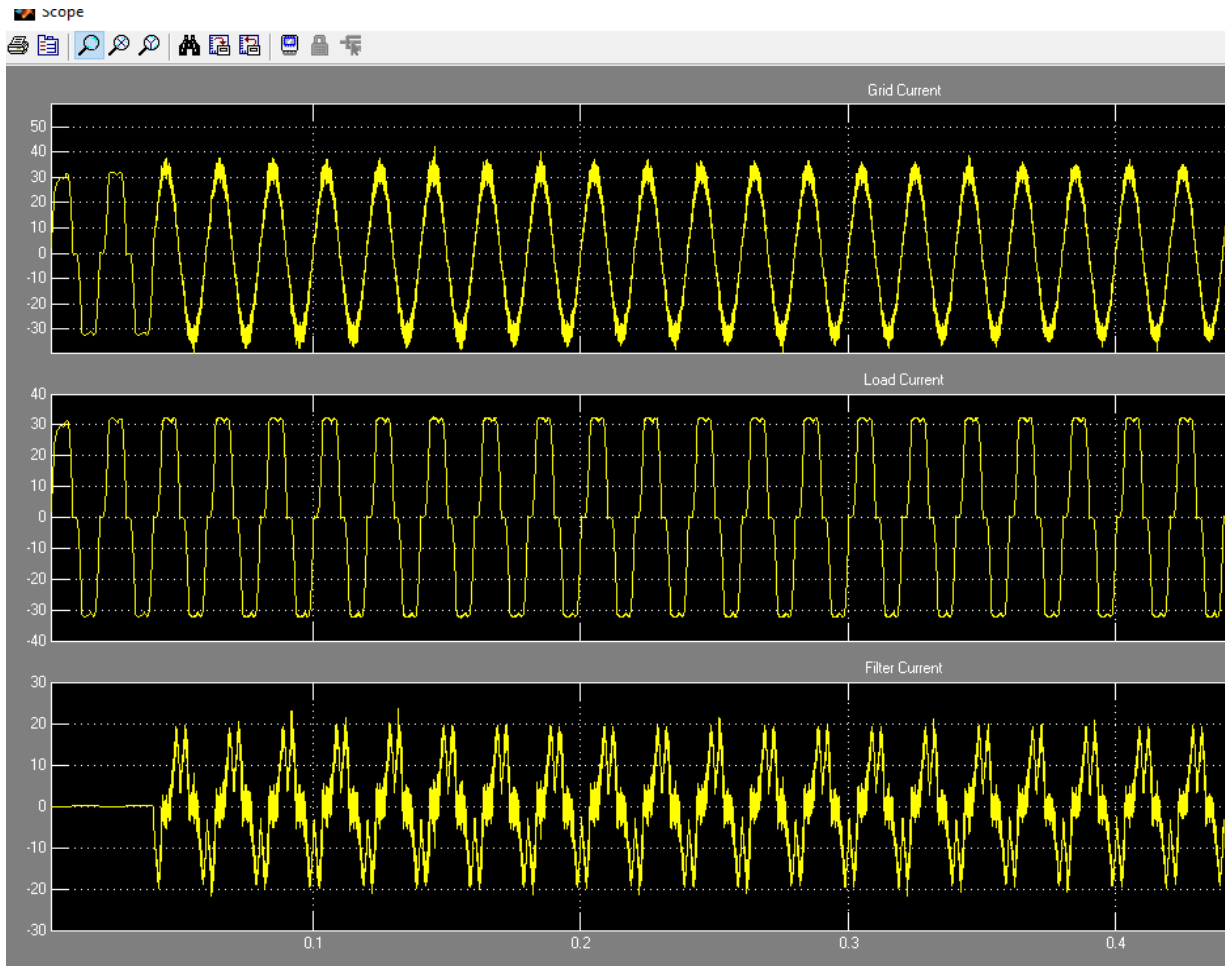
Σχήμα 10.10 Κυκλώματα στο Simulink για την εξαγωγή των διαφόρων κυματομορφών.



Σχήμα 10.11 Τάση και ρεύμα μη γραμμικού φορτίου.

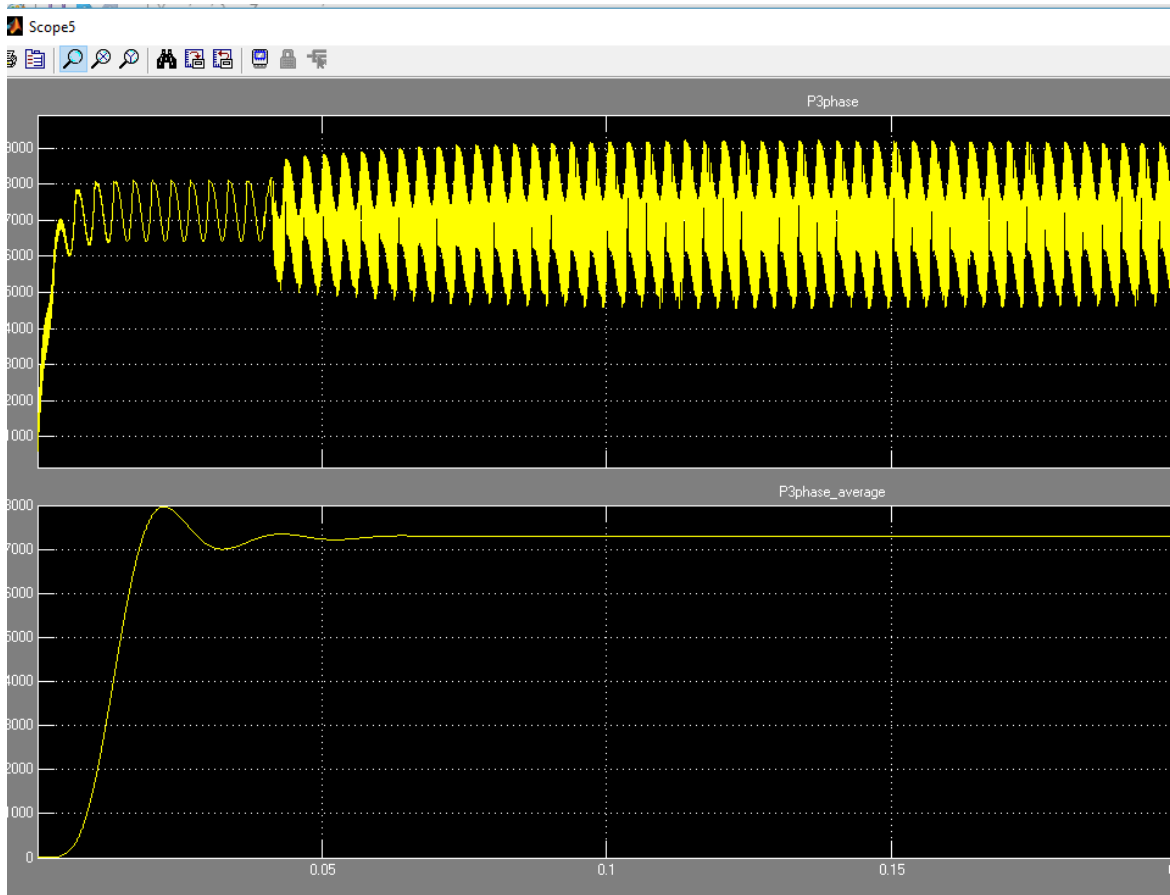
Το ρεύμα του μη γραμμικού φορτίου στο σχήμα 10.11 παρουσιάζει μεγάλη απόκλιση από την ημιτονοειδή μορφή και είναι και ο ουσιαστικός λόγος για τον οποίο τοποθετούμε το ενεργό φίλτρο. Η τάση δεν παρουσιάζει παραμόρφωση καθώς η πηγή μας είναι πηγή καθαρά ημιτονοειδούς τάσης.





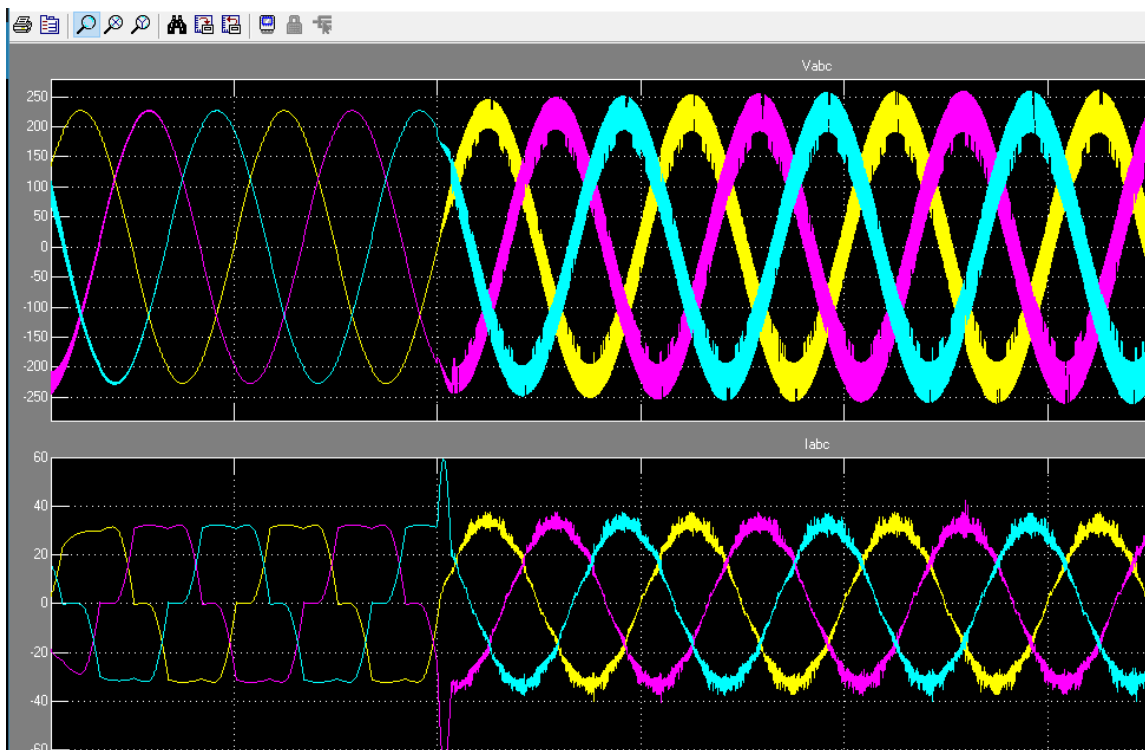
Σχήμα 10.12 Ρεύμα δικτύου, ρεύμα φορτίου και ρεύμα φίλτρου.

Παρατηρούμε ότι στο σχήμα 10.12 το ρεύμα δικτύου **αρχικά** έχει την ίδια κυματομορφή με το ρεύμα του φορτίου, κάτι απόλυτα λογικό, που σημαίνει ότι στην εγκατάσταση μας κυκλοφορεί ένα άεργο ρεύμα το οποίο δεν παράγει πραγματικό έργο και υπερφορτίζει άσκοπα τους αγωγούς οδηγώντας σε επιπλέον απώλειες Joule στους αγωγούς με την μορφή θερμότητας. Η επαλληλία των κυματομορφών του ρεύματος του φορτίου και του ρεύματος του μη γραμμικού φορτίου θα μας δώσει την κυματομορφή του ρεύματος του δικτύου.

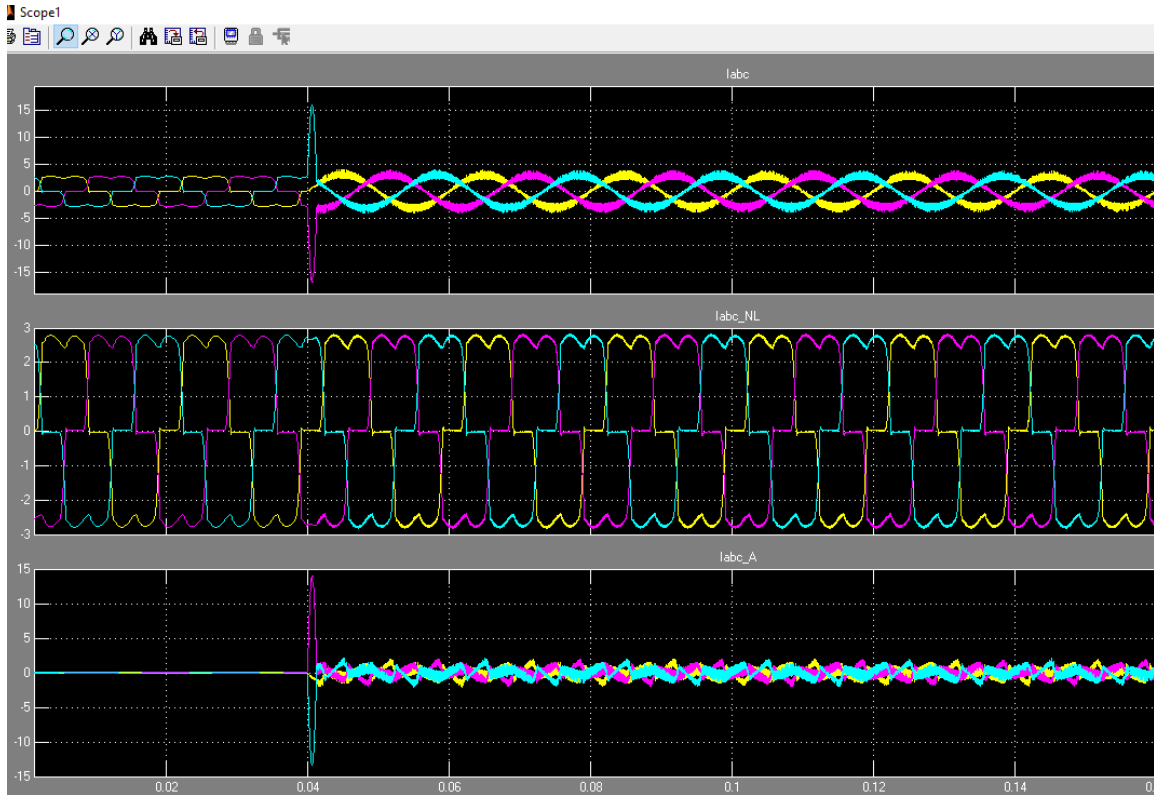


Σχήμα 10.13 Ισχύς  $P_{3\text{phase}}$  και ισχύς  $P_{3\text{phase\_average}}$  συναρτήσει χρόνου

Στο σχήμα 10.13 Η ισχύς  $P_{3\text{phase}}$  οδηγείται στο φίλτρο Butterworth το οποίο στην συγκεκριμένη εφαρμογή είναι ένα lowpass φίλτρο 5<sup>ης</sup> τάξης και εξαλείφοντας την εναλλασσόμενη συνιστώσα στιγμιαίας τριφασικής πραγματικής ισχύος μας δίνει σαν αποτέλεσμα την ισχύ  $P_{3\text{phase\_average}}$ . Η τελευταία εισάγεται στον αθροιστή του σχήματος 10.3 και το αποτέλεσμα του αθροιστή μας δίνει το  $p_c$  το οποίο εισάγεται στο κύκλωμα του σχήματος 10.7 για τον υπολογισμό των ρευμάτων αντιστάθμισης αναφοράς.

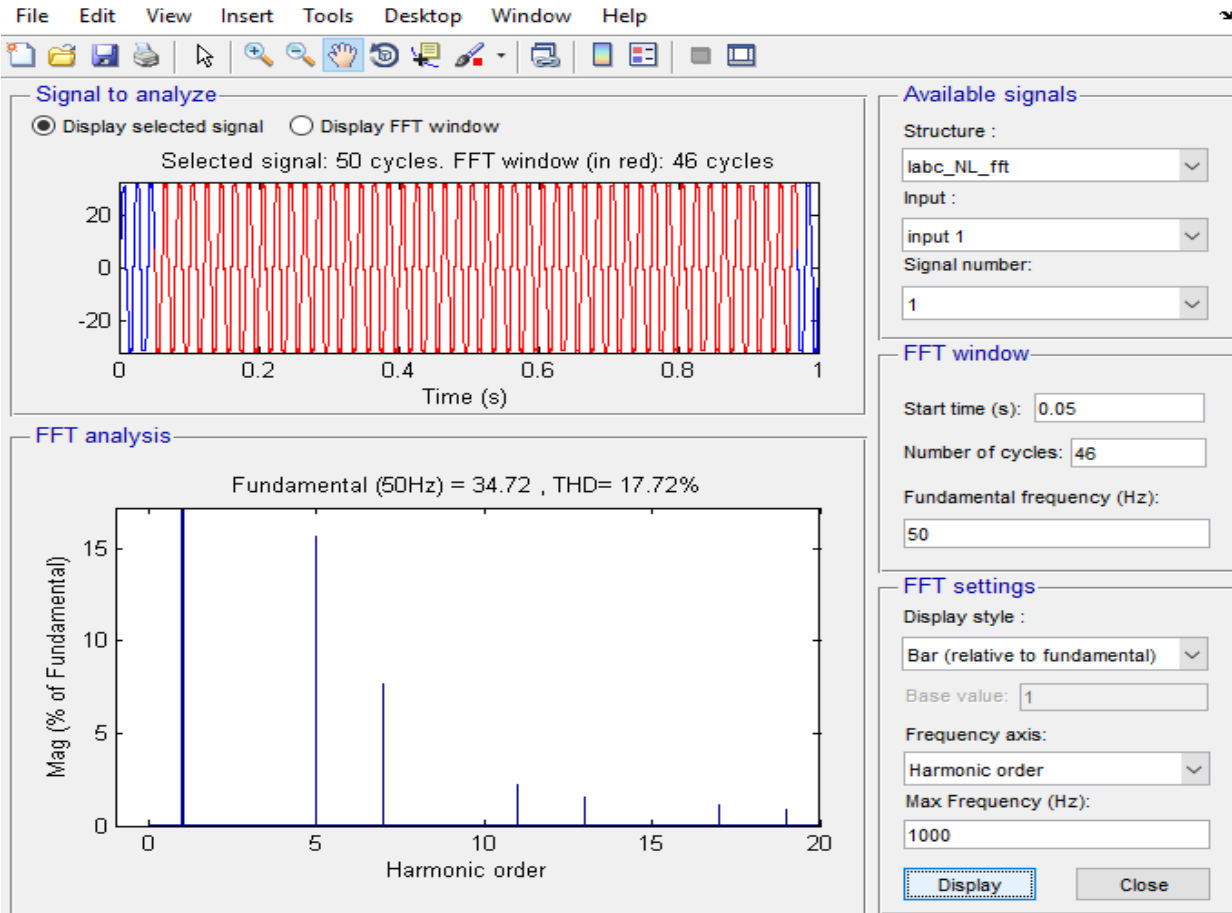


Σχήμα 10.14 Οι τάσεις και τα ρεύματα του δικτύου μετά την προθήκη του ενεργού φίλτρου.



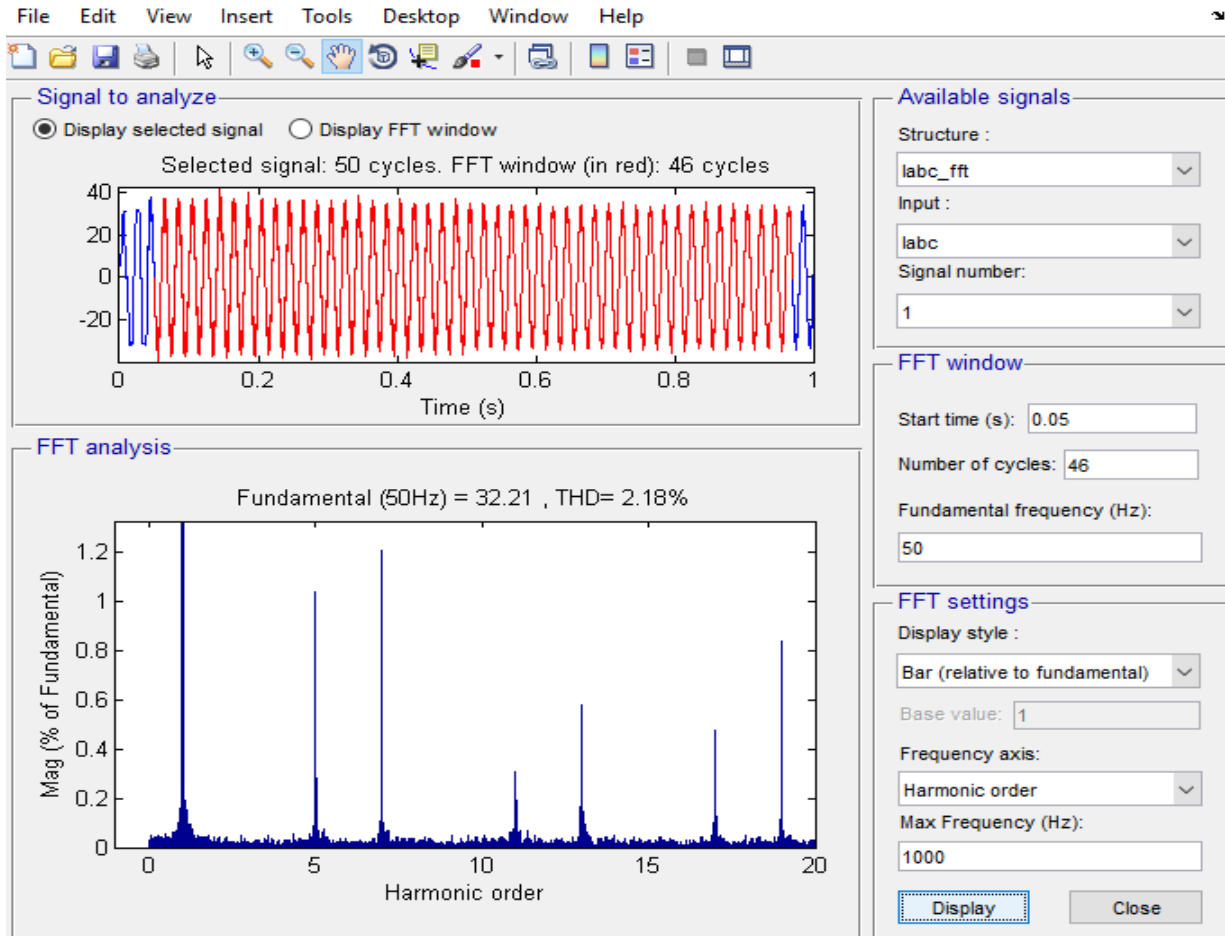
Σχήμα 10.15 Τριφασικά ρεύματα δικτύου, φορτίου και φίλτρου

Τα συμπεράσματα για τις κυματομορφές του σχήματος 10.15 είναι παρόμοια με αυτά του σχήματος 10.12 με την μόνη διαφορά ότι στο σχήμα 10.12 παρουσιάζονται τριφασικά ρεύματα. Το  $I_{abc}$  είναι το ρεύμα που απορροφάμε από το δίκτυο,  $I_{abc\_NL}$  είναι το ρεύμα που απορροφάει το μη γραμμικό φορτίο και  $I_{abc\_A}$  είναι το ρεύμα που εγχέει το φίλτρο στο δίκτυο. Παρατηρούμε επίσης ότι κατά την ενεργοποίηση του φίλτρου έχουμε μια αιχμή ρεύματος στο ρεύμα του δικτύου και στο ρεύμα του φίλτρου, διάρκειας 0.0013s και που οφείλεται στο γεγονός ότι οι ελεγκτές του φίλτρου δεν έχουν προλάβει να κάνουν τους κύκλους ανατροφοδότησης που απαιτούνται προκειμένου να παράξουν το κατάλληλο ρεύμα.



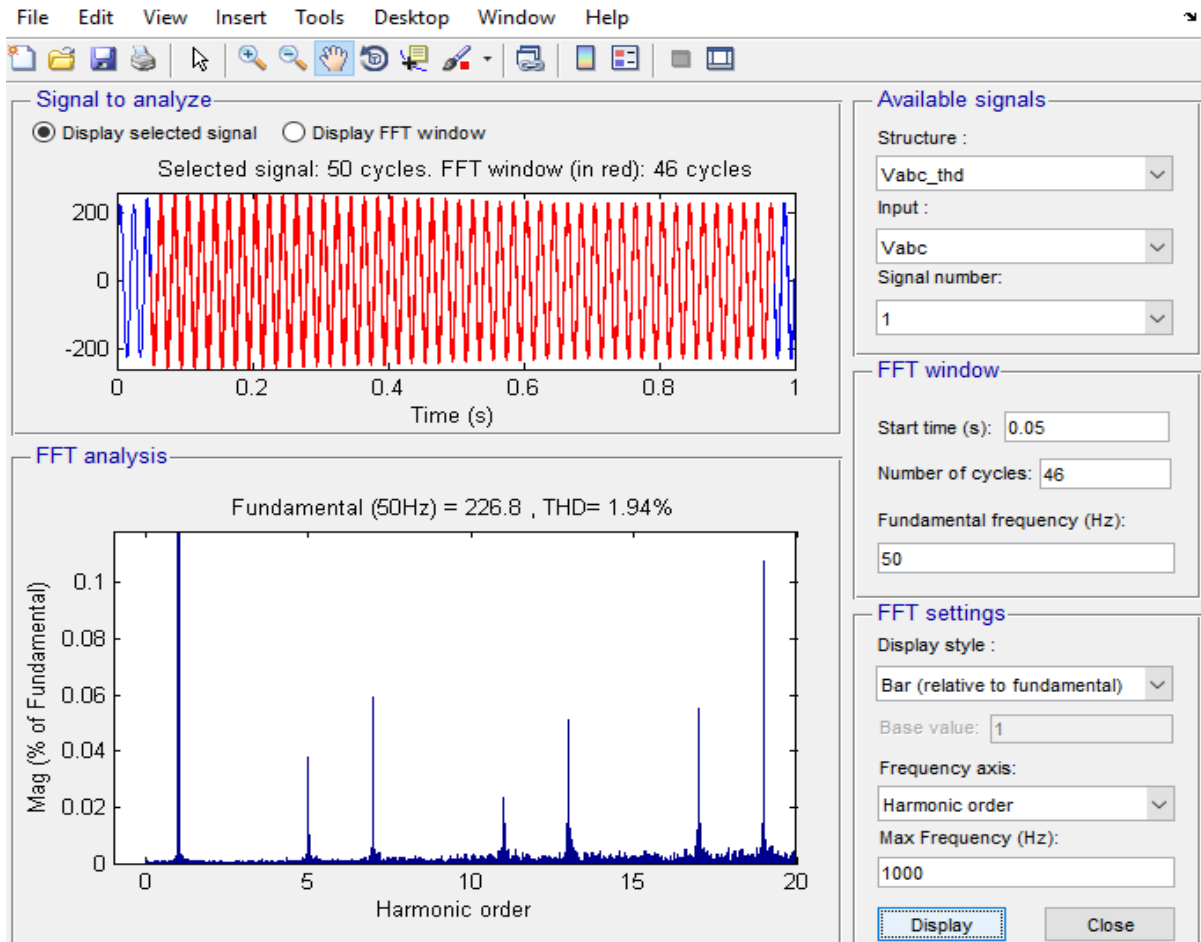
Σχήμα 10.15 Παραμόρφωση ρεύματος THD<sub>i</sub> στον ζυγό του φορτίου.

Η παραμόρφωση ρεύματος THD<sub>i</sub> στον ζυγό του φορτίου είναι ίση με 17,72% με έντονη 5<sup>η</sup> και 7<sup>η</sup> αρμονική. Όπως θα δούμε και στο σχήμα 10.16 με την προσθήκη του ενεργού φίλτρου, η παραμόρφωση ρεύματος THD<sub>i</sub> στο PCC μειώθηκε στο 2,18%.



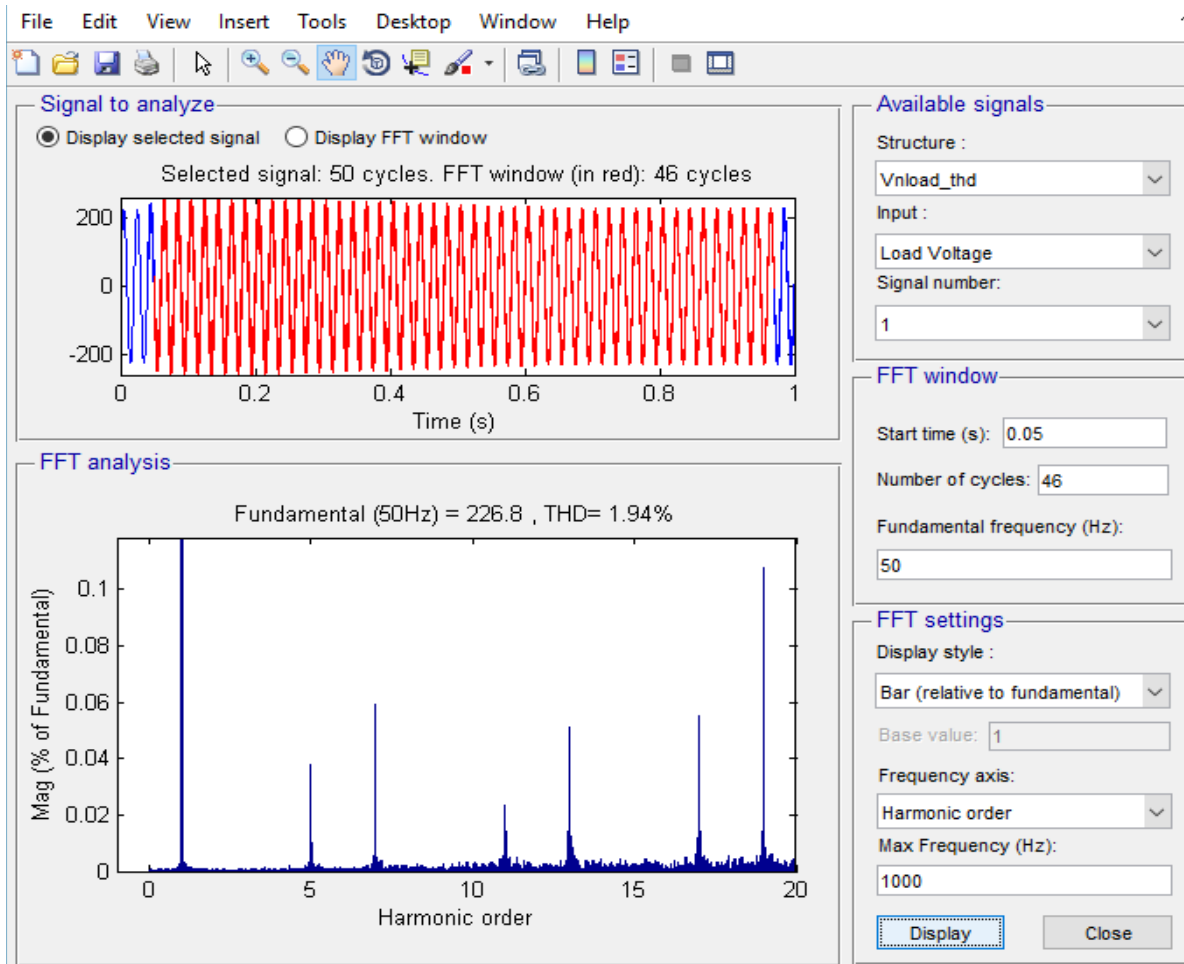
Σχήμα 10.16 παραμόρφωση ρεύματος THDi στον ζυγό του δικτύου

Η παραμόρφωση ρεύματος THDi στον ζυγό είναι ίση με 2,18% με την προσθήκη του ενεργού φίλτρου. Χωρίς την προσθήκη του φίλτρου θα ήταν 17,72%.



Σχήμα 10.17 Παραμόρφωση τάσης THDn στο ζυγό του δικτύου

Από την παραπάνω FFT ανάλυση του σχήματος 10.17 βλέπουμε ότι η παραμόρφωση τάσης THDn στο ζυγό του δικτύου είναι ίση με 1.94% κάτι που αναμέναμε καθώς η πηγή μας δεν περιέχει αρμονικές συνιστώσες τάσης.



Σχήμα 10.18 THD<sub>v</sub> στο ζυγό του φορτίου

Από την ανάλυση του σχήματος 10.18 βλέπουμε ότι η παραμόρφωση τάσης THD<sub>v</sub> στο ζυγό του φορτίου είναι ίσο με 1.94% ίδια ακριβώς με το THD<sub>v</sub> στο ζυγό του δικτύου.



## ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Αρχικά, λοιπόν, καταγράψαμε τις διάφορες μεθόδους ανάλυσης ισχύος σε ημιτονοειδείς και μη ημιτονοειδείς καταστάσεις. Συμπεράναμε, ότι η ροή της στιγμιαίας ισχύος σε ένα τριφασικό σύστημα δεν είναι μονόδρομη, αλλά αμφίδρομη, και είναι σταθερή μόνο στην περίπτωση συμμετρικής πηγής και συμμετρικού φορτίου. Έπειτα παρουσιάστηκαν τα βασικά είδη των παθητικών φίλτρων και ο τρόπος σχεδιασμού τους. Στη συνέχεια, χρησιμοποιώντας τον μετασχηματισμό Clarke ορίσαμε τις συνιστώσες της θεωρίας p-q και διαχωρίσαμε τόσο την στιγμιαία πραγματική ισχύ  $p$  όσο και τη στιγμιαία φανταστική ισχύ  $q$  σε σταθερό και εναλλασσόμενο μέρος, γεγονός το οποίο είναι ιδιαίτερα χρήσιμο για την αντιστάθμιση τόσο των αρμονικών όσο και των ανεπιθύμητων ισχύων. Παρατηρήσαμε ότι στην περίπτωση ημιτονοειδών συμμετρικών τάσεων και συμμετρικού φορτίου η θεωρία p-q ταυτίζεται με την κλασσική θεωρία ισχύος. Στην περίπτωση όμως, ασύμμετρων ημιτονοειδών/μη ημιτονοειδών πηγών ή/και φορτίων, η θεωρία p-q ερμηνεύει καλύτερα τη ροή ισχύος του εκάστοτε συστήματος, τόσο ποσοτικά όσο και ποιοτικά. Ως εκ τούτου, μπορούμε πολύ εύκολα να αποφασίσουμε ποια ανεπιθύμητα μέρη τόσο των ισχύων όσο και των αρμονικών θέλουμε να απαλείψουμε έτσι ώστε να μεταφέρουμε ισχύ υψηλής ποιότητας στο φορτίο.

Τέλος, δεδομένου ότι η θεωρία p-q μας επιτρέπει να υπολογίζουμε σε πραγματικό χρόνο τάσεις, ρεύματα και την ισχύ  $p$  και  $q$ , μελετήσαμε το σχεδιασμό των ενεργών φίλτρων. Να τονίσουμε ότι ο σχεδιασμός αυτός διαφέρει ανάλογα με το τι έχουμε επιλέξει να εξαλείψουμε. Γενικά όμως τα ενεργά φίλτρα στην περίπτωση ημιτονοειδών και συμμετρικών πηγών μπορούν να δίνουν στο σύστημα τις εξής τρεις ιδιότητες ταυτόχρονα:

- Να παράγει μια σταθερή στιγμιαία πραγματική ισχύ
- Να παράγει ημιτονοειδές ρεύμα στην πλευρά της πηγής
- Να απορροφάει το φορτίο από την πηγή την ελάχιστη rms τιμή ρεύματος (ουσιαστικά το ίδιο ποσό ενέργειας) με τις μικρότερες απώλειες στη γραμμή μεταφοράς. Με άλλα λόγια, τα ρεύματα ήταν συμφασικά των τάσεων.

Στην περίπτωση όμως ασύμμετρων ή/και παραμορφωμένων τάσεων δεν είναι δυνατή η ταυτόχρονη επίτευξη των τριών παραπάνω ιδιοτήτων με αποτέλεσμα να πρέπει επιλέξουμε

μία εκ των τριών την οποία θα ικανοποιεί το σύστημά μας. Ως εκ τούτου έχουμε και τρεις διαφορετικές στρατηγικές ελέγχου, οι οποίες είναι:

- Στρατηγική ελέγχου σταθερής στιγμιαίας ισχύος
- Στρατηγική ελέγχου ημιτονοειδών ρευμάτων
- Στρατηγική ελέγχου με ρεύματα συμφασικά των τάσεων

## **ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ**

- [1] Dannana Santosh, Banoth Madhu and Manjeet V Kanojiya, “Instantaneous Active and Reactive Current Component Method for Active Filters under Balanced & Unbalanced mains Voltage Conditions for 3-ph 3-wire System,” Thesis 2011-2012.
- [2] G.Tsengenes, G. Adamidis, “A New Simple Control Strategy for Shunt Active Power Filters under Non Ideal Mains Voltages,” SPEEDAM 2010 International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion
- [3] Elisabetta Tedeschi, “Cooperative Control of Distributed Compensation Systems in Electric Networks Under Non-Sinusoidal Operations” Thesis.
- [4] Ahmed M. Mohammad, “Analysis and Simulation of Shunt Active Filter for Harmonic Cancellation of Non Linear Loads”, 03.06.2010.
- [5] Surajit Chattopadhyay, Madhuchhanda and Mitra Samarjit Sengupta, “Electric Power Quality,” December 2010
- [6] Mohd Izhar Bin A Bakar, “Active Power Filter with Automatic Control Circuit for Neutral Current Harmonic Minimization Technique”, june 2007.
- [7] N. Mohan, T. Undeland, W. Robbins, “Power Electronics: Converters, Applications, and Design,” J. Wiley & Sons, 2003.
- [8] Santoso, Surya and Grady, W. M. Understanding Power System Harmonics. IEEE Power Engineering Review. 2001. 21 (11): 8-11.
- [9] Galli, W., Skvarenina, T. L., Chowdhury, B. H. and Akagi, H. Power Quality and Utility

- Interface Issues. In: Skvarenina, T. L. The Power Electronics Handbook, United State of America: CRC Press LLC. 2002.
- [10] David Mark Edward Ingram, “An Evaluation of Harmonic Isolation Techniques for Three Phase Active Filtering,” Master thesis, 1998.
- [11] Rana Abdul Jabbar Khan, and Muhammad Akmal, “Mathematical Modeling of Current Harmonics Caused by Personal Computers,” World Academy of Science, Engineering and Technology 39 2008
- [12] João Afonso, Carlos Couto, Júlio Martins, “Active Filters with Control Based on the p-q Theory”, IEEE Industrial Electronics Society Newsletter Sept. 2000
- [13] Dinesh Khera, “Simulation of Voltage Source Converter Based Shunt Active Filter in EMTP-RV,” Master thesis august, 2010
- [14] Stefan Svensson, “Power measurement techniques for non-sinusoidal conditions,” Doctoral thesis, 1999
- [15] Shailendra Kumar Jain & Pramod Agarwal, “Design Simulation and Experimental Investigations, on a Shunt Active Power Filter for Harmonics, and Reactive Power Compensation,” Electric Power Components and Systems, 31:671–692, 2003
- [16] Maamar Taleb, “A New Active Filter for Power Distribution Systems,” Electric Machines and Power Systems,” 27:39–52, 1999
- [17] Ali I. Maswood and M.H. Haque, “Harmonics, Sources, Effects and Mitigation Techniques,” Second International Conference on Electrical and Computer Engineering ICECE 2002, 26-28 December 2002, Dhaka, Bangladesh
- [18] Abdelaziz Zouidi, Farhat Fnaiech and Kamal AL-Haddad, “Voltage Source Inverter Based three phase shunt active Power Filter: Topology, Modeling and Control

Strategies”, IEEE ISIE 2006

- [19] Chennai Salim and Benchouia Mohamed Toufik, “Intelligent Controllers for Shunt Active Filter to Compensate Current Harmonics Based on SRF and SCR Control Strategies,” International Journal on Electrical Engineering and Informatics - Volume 3, Number 3, 2011
- [20] H. Akagi, E.H. Watanabe, and M. Aredes, "Instantaneous power theory and applications to power conditioning, “Electrical Engineering, 2007.
- [21] E. H. Watanabe, H. Akagi, and M. Aredes, “Instantaneous p-q Power Theory for Compensating Nonsinusoidal Systems,” International School on Nonsinusoidal Currents and Compensation, Lagow, Poland, 2008.
- [22] Uninterruptible Power Supplies and Active Filters Muhammad H. Rashid
- [23] Power system harmonics and passive filter design .J. C. Das.
- [24] Harnaak Singh Khalsa, “Generalised Power Components Definitions for Single and Three-Phase Electrical Power Systems under Non-Sinusoidal and Nonlinear Conditions,” Doctoral thesis, December, 2007
- [25] Mohamed El-Habrouk, “A New Configuration for Shunt Active Power Filters”, Phd Thesis 1998
- [26] M. El-Habrouk, M. K. Darwish, and P. Metha, “Active power filter: A review,” Electric Power Applications, IEEE Proceedings-, Volume 147, Issues: 5, Pages: 403-415, September 2000.
- [27] Harmonics, Power Systems, and Smart Grids, Second Edition
- [28] Nadeem Jelani, “Optimal Operation of a Distributed System with High Share of Power Electronic Loads,” Master Thesis, July 2010.

- [29] Active Harmonics Filtering of Distributed AC System Muhammad Shahbaz
- [30] Muhammad H. Rashid, "Power Electronics Handbook," Academic Press, 2001
- [31] [https://www.en.wikipedia.org/wiki/Static\\_VAR\\_compensator](https://www.en.wikipedia.org/wiki/Static_VAR_compensator)
- [32] <http://www.circuitglobe.com>
- [33] J. Arrillaga, D.A. Bradley, and P.S. Bodger, "Power System Harmonics", New York: Wiley, 1985.
- [34] Συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας, 2η Έκδοση, Μαλατέστας Παντελής
- [35] Power Quality, Mr Andreas Eberhard
- [36] Power System Harmonics, Second Edition J. Arrillaga, N.R. Watson
- [37] S. J. Chiang and J. M. Chang, "Design and Implementation of the Parallelable ActivePower Filter," By Francisco C. De La Rosa
- [38] Standard IEC 61000-2-2
- [39] Standard IEEE 519-2014
- [40] Standard IEEE 519-1992
- [41] Standard IEC 61000-3-6
- [42] Standard G5/4 (UK)
- [43] Standard IEC 61000-3-2
- [44] Standard IEC 61000-3-4
- [45] Standard IEC 61000-3-12
- [46] Standard IEC 61000-4-7
- [47] Benchaita, L., Saadate, S. and Salemnia, A., A comparison of voltage source and current source shunt active filter by simulation and experimentation, *IEEE Transactions on Power Electronics*, 14 (2), 642–647, 1999.

- [48] Marks, J.H. and Green, T.C., Ratings analysis of active power filters, in *Proceedings of the 32nd IEEE Power Electronics Specialists Conference*, vol. 3, 2001, pp. 1420–1425.
- [49] Akagi, H., Active and hybrid filters for power conditioning, in *Proceedings of the IEEE Conference on Industrial Electronics*, vol. 1, 2000, pp. TU26–TU36.
- [50] Peng, F.Z., Harmonic sources and filtering approaches, *IEEE Industry Applications Magazine*, 7 (4), 18–25, 2001.
- [51] [https://en.wikipedia.org/wiki/Phase-locked\\_loop](https://en.wikipedia.org/wiki/Phase-locked_loop)