



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

**Μελέτη, επιλογή και κατασκευή διάταξης φίλτρου αρμονικών για
μικρές τοπικά κατασκευασμένες Α/Γ συνδεδεμένες σε
συσσωρευτές αποβλέποντας στην μείωση του παραγόμενου
θορύβου τους**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Κατσαμπίρης - Γράψας Κ. Ηλίας

Επιβλέπων : Νικόλαος Χατζηαργυρίου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Μάρτιος 2017



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

**Μελέτη ,επιλογή και κατασκευή διάταξης φίλτρου αρμονικών για
μικρές τοπικά κατασκευασμένες Α/Γ συνδεδεμένες σε
συσσωρευτές αποβλέποντας στην μείωση του παραγόμενου
θορύβου τους**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Κατσαμπίρης - Γράψας Κ. Ηλίας

Επιβλέπων : Νικόλαος Χατζηαργυρίου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την Μαρτίου 2017.

.....
Νικόλαος Χατζηαργυρίου
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Σταύρος Παπαθανασίου
Αναπληρωτής Καθηγητής

.....
Πάυλος Γεωργιάκης
Επίκουρος Καθηγητής

Αθήνα, Μάρτιος 2017

.....
Ηλίας Κ. Κατσαμπίρης – Γράψας

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

Copyright © Ηλίας, Κατσαμπίρης Γράψας, 2017

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Περίληψη

Αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη και η κατασκευή μιας διάταξης για την εξάλειψη του παραγόμενου θορύβου από μικρές τοπικά κατασκευασμένες ανεμογεννήτριες μη διασυνδεδεμένων στο δίκτυο, θόρυβος του οποίου η πηγή αρχικά υποθέτεται και στην συνέχεια αποδεικνύεται ότι είναι ηλεκτρομαγνητικής φύσεως. Προς την κατεύθυνση αυτή μελετώνται διατάξεις παθητικών φίλτρων, παθητικής μείωσης των αρμονικών αλλά και ελεγχόμενες διατάξεις φίλτρων και πλήρους ελέγχου της γεννήτριας.

Αρχικά παρουσιάζεται και αναλύεται η λειτουργία του τριφασικού ανορθωτή διόδων γέφυρας και οι αρμονικές ρεύματος που εκ φύσεως παράγει που εν τέλει είναι και η πηγή του προβλήματός μας. Έπειτα γίνεται εισαγωγή σε κάθε μέθοδο παθητική ή ενεργή που χρησιμοποιείται στην βιομηχανία και έχει ως αποτέλεσμα την διαμόρφωση του ρεύματος της Α/Γ και μείωσης των αρμονικών συνιστωσών του.

Στη συνέχεια μοντελοποιούνται και προσομοιώνονται οι βασικότερες εξ' αυτών και μελετώνται τα χαρακτηριστικά που προσδίδουν στο συνολικό σύστημα. Όσον αφορά στις ελεγχόμενες διατάξεις αναλύεται ο τρόπος λειτουργίας τους, η λογική του ελέγχου και στοιχειώδεις παράγοντες της σχεδιάσής τους. Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στις παθητικές διατάξεις φίλτρων η λύση των οποίων όπως ήταν εξαρχής ίσως αναμενόμενο τελικά επιλέγεται. Συγκρίνοντας τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων γίνεται και η τελική επιλογή της διάταξης που θα χρησιμοποιηθεί που είναι ένα παθητικό L-LC-L φίλτρο 4^{ης} τάξης.

Ένας από τους βασικούς σκοπούς της παρούσας εργασίας είναι η εξαγωγή μιας μεθόδου σχεδίασης και υπολογισμού του εν λόγω φίλτρου καθώς και μιας μεθόδου κατασκευής του. Έτσι δέουσα σημασία δόθηκε στην πειραματική επιβεβαίωση των όσων μελετήθηκαν, προσομοιώθηκαν και εν τέλει εφαρμόστηκαν. Τα πειραματικά αποτελέσματα επιβεβαιώνουν την ορθότητα της μεθόδου κατασκευής του φίλτρου από την μία και της μεθόδου σχεδίασης από την άλλη λαμβάνοντας υπ' όψιν τις τελικές μετρήσεις ήχου και επιπέδου παραμενόντων αρμονικών συνιστωσών και κάνοντας σύγκριση με τα αντίστοιχα της προσομοίωσης.

ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ

Μικρές ανεμογεννήτριες, ισχύς ανέμου, σύνδεση σε συσσωρευτές, ανορθωτής διόδων, θόρυβος μικρών ανεμογεννητριών, αρμονικές ρεύματος, τεχνικές μείωσης αρμονικών, παθητικά φίλτρα, ενεργό φίλτρο, πλήρως ελεγχόμενος ανορθωτής, σχεδίαση παθητικού φίλτρου, σιδηροπυρήνας, τοροειδής πυρήνας.

Abstract

Subject of the present diploma thesis is the study and construction of a device for eliminating the noise produced by small locally-made wind turbines in autonomous systems. Noise's source nature, is initially assumed and then proved to be electromagnetic. Having that in mind, several methods of current conditioning are been studied including passive filter's topologies, other passive methods of harmonic current reduction, active filters and other devices that provide full controllability of the generator.

At first, the operation principals of the three-phase diode bridge rectifier are presented and analyzed as well as the harmonic current that naturally produced witch conclusively is the source of our problem. Thereafter, an introduction is carried out to every method passive or active that is been using in industry and results wind turbines current conditioning and harmonic compensation.

Subsequently, the most basic of them are modeled and then simulated in order to study the characteristics they offer to the overall system. As it concerns to active topologies in this thesis, their operation principles, control strategy as well as their fundamental design factors is analyzed. Special emphasis is given to passive filters topologies whose solution, as may expected from the beginning, is finally selected. After comparing the simulation results, the final choice of the appropriate device to use is been made, that is a passive forth degree filter of L-LC-L topology. Essential parameter in choosing and designing the filter, consists its minimal effect on wind turbine's power curve.

One of the main objectives of this diploma thesis is the deriving of a calculation and designing method of the selected filter topology as well as a construction process. For this purpose, it is given much importance to the experimental verification of everything been studied, simulated and finally applied. The experimental results validate the accuracy of the construction process on the one hand, and the design method on the other hand, taking into account the final sound measurements as well as the level of the remaining harmonic current components and comparing them with the corresponding simulation results.

KEY-WORDS

Small wind turbines, wind energy, direct battery connection, diode rectifier, small wind turbine's noise, current harmonics, harmonic reduction techniques, passive filters, active filter, bidirectional six-switch active rectifier, passive filter design, laminated iron core, toroidal magnetic powder core.

Ευχαριστίες

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

Θα ήθελα να ευχαριστήσω αρχικά τον κ. Νικόλαο Χατζηαργυρίου, καθηγητή Ε.Μ.Π. για την υποστήριξη της πρωτοβουλίας και την επίβλεψη αυτής της διπλωματικής. Θα ήθελα επίσης να εκφράσω τις θερμές μου ευχαριστίες στον υποψήφιο διδάκτορα Νάσο Βασιλάκη και στον Κώστα Λατούφη για την καθοδήγηση, τις υποδείξεις και τη στήριξή τους σε όλα τα καθοριστικά σημεία της διπλωματικής μου εργασίας καθώς η συνεισφορά και η βοήθειά τους ήταν καταλυτικές για την πραγματοποίησή της. Ευχαριστώ επίσης τον συμφοιτητή Αλέξανδρο Ματζάκο για τη συνεργασία που είχαμε στα πλαίσια των διπλωματικών εργασιών μας.

Τέλος, οφείλω ένα μεγάλο ευχαριστώ στην οικογένειά μου για την αμέριστη εμπιστοσύνη και συμπαράσταση που μου έδειξε όλα αυτά τα χρόνια καθώς και σε όλους τους φίλους μου.

Περιεχόμενα

Κεφάλαιο 1. Εισαγωγή	15
1.1 Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας.....	15
1.2 Η ενδιάμεση τεχνολογία	16
1.3 Μικρές ανεμογεννήτριες.....	18
1.4 Ισχύς του ανέμου	19
1.5 Στόχοι της διπλωματικής εργασίας	20
1.6 Δομή της διπλωματικής εργασίας.....	21
Κεφάλαιο 2. Παράμετροι ανορθωτικού συστήματος και εισαγωγή στην σχεδίαση φίλτρων αρμονικών.....	23
Εισαγωγή.....	23
2.1 Ανάλυση του τριφασικού ανορθωτή διόδων γέφυρας	24
2.2 Φαινόμενα που επηρεάζουν τα χαρακτηριστικά του συστήματος και την σχεδίαση του φίλτρου	26
Κεφάλαιο 3. Τεχνικές μείωσης αρμονικών	33
3.1 Παθητικά Φίλτρα.....	33
3.2 Λοιπές παθητικές μέθοδοι	37
3.3 Ενεργά φίλτρα	39
3.4 Ελεγχόμενοι τριφασικοί ανορθωτές.....	42
3.4.1 Σύνδεση 3 Μονοφασικών ανορθωτών ανύψωσης τάσης.....	43
3.4.3 Υβριδικός ανορθωτής έκχυσης 3 ^{ης} αρμονικής.....	44
3.4.4 Ανορθωτής MINNESOTA με παθητική έκχυση 3 ^{ης} αρμονικής	45
3.4.5 Ανορθωτής με διακόπτες σε τρίγωνο (Δ-switch).....	46
3.4.6 Πλήρως ελεγχόμενος ανορθωτής γέφυρας τύπου ανύψωσης τάσης	46
3.4.7 Πλήρως ελεγχόμενος ανορθωτής γέφυρας τύπου υποβιβασμού τάσης	47
3.4.8 Τριφασικός ανορθωτής ανύψωσης τάσης ασυνεχούς λειτουργίας ενός διακόπτη.....	48
Κεφάλαιο 4. Παθητικά φίλτρα	51
Εισαγωγή.....	51
4.1 Στραγγαλιστικό πηνίο L και DC choke	51
4.2 Το φίλτρο L-C.....	55
4.3 Το φίλτρο L-C-L.....	60
4.4 Το φίλτρο L-RLC-L.....	64
4.5 Το φίλτρο L-RLC.....	68

4.6 Συμπεράσματα - Παρατηρήσεις.....	72
Κεφάλαιο 5. Ελεγχόμενες διατάξεις.....	75
Εισαγωγή.....	75
5.1 Συνδυασμός μονοφασικών μονάδων διόρθωσης συντελεστή ισχύος.....	76
5.2 Ενεργό φίλτρο	81
5.2.1 Κατηγοριοποίηση ενεργών φίλτρων	81
5.2.2 Λειτουργία.....	85
5.2.3 Σχεδίαση κυκλώματος ισχύος	89
5.3 Πλήρως Ελεγχόμενος PWM Ανορθωτής Τύπου Boost	91
Κεφάλαιο 6. Επικύρωση λογισμικού και προσομοίωση	97
6.1 Επικύρωση του μοντέλου προσομοίωσης.....	97
6.1.1 Φορτίο.....	98
6.1.2 Γεννήτρια.....	101
6.1.3 Αεροδυναμικό κομμάτι	103
6.2 Προσομοίωση παθητικών φίλτρων	105
6.2.1 Χωρίς φίλτρο	105
6.2.2 Στραγγαλιστικό πηνίο L και DC choke	106
6.2.3 Φίλτρο L-C	107
6.2.4 Φίλτρο L-C-L	108
6.2.5 Φίλτρο L – RLC	109
6.2.6 Φίλτρο L – RLC – L.....	110
6.2.7 Συμπεράσματα	111
6.3 Προσομοίωση ενεργών διατάξεων	115
6.3.1 3x Μονοφασικοί ανορθωτές ανύψωσης με δυνατότητα διόρθωσης ΣΙ.....	115
6.3.2 Ενεργό παράλληλο φίλτρο	117
6.3.3 Πλήρως ελεγχόμενος ανορθωτής γέφυρας.....	119
Κεφάλαιο 7. Εξέταση Θορύβου Ανεμογεννήτριας	123
7.1 Βιβλιογραφική έρευνα	123
7.2 Πείραμα	124
7.3 Ανάλυση μετρήσεων & Εξαγωγή συμπερασμάτων	126
Κεφάλαιο 8. Τελικός σχεδιασμός και πειραματική επιβεβαίωση	133
Εισαγωγή.....	133
8.1. Επιλογή	133
8.2. Κατασκευή	136

8.2.1 Υπολογισμός.....	136
8.2.2 Υλικά.....	138
8.2.3 Σχεδίαση των πηνίων του φίλτρου.....	139
8.3. Πειραματικά αποτελέσματα	148
1 ^ο Στάδιο	149
2 ^ο Στάδιο	150
Συμπεράσματα.....	153
Κύρια συμπεράσματα	153
Προτάσεις για περαιτέρω διερεύνηση.....	154
Παράρτημα Α: Εναλλακτικός τρόπος σχεδιασμού και κατασκευής των πηνίων του παθητικού φίλτρου	156
Παράρτημα Β: Σχέδια φίλτρων για λοιπές ανεμογεννήτριες εγχειριδίου.....	161
Βιβλιογραφία – Πηγές.....	170

Κεφάλαιο 1. Εισαγωγή

1.1 Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας

Τα τελευταία χρόνια αναδεικνύεται όλο και περισσότερο το θέμα της έντονης κλιματικής αλλαγής εξαιτίας του φαινομένου του θερμοκηπίου με δυσμενή αποτελέσματα τόσο στο ευρύτερο γήινο οικοσύστημα όσο και για τον ίδιο τον άνθρωπο, με χαρακτηριστικότερα παραδείγματα την παγκόσμια αύξηση της θερμοκρασίας, την αύξηση της στάθμης των θαλάσσιων υδάτων και την συχνότερη εμφάνιση ακραίων καιρικών συνθηκών. Αιτία του φαινομένου αυτού αποτελούν οι εκπομπές διοξειδίου του άνθρακα που προκύπτουν κυρίως από την εκμετάλλευση ορυκτών καυσίμων, όπως του πετρελαίου, για την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας. Η ηλεκτρική ενέργεια είναι πλέον η πιο εύχρηστη και φιλική προς τον άνθρωπο μορφή ενέργειας. Έτσι σε πλειοψηφία στηρίζει την εξυπηρέτηση βασικών και μη αναγκών για τον άνθρωπο σε σημείο εξάρτησης. Σε συνδυασμό με την ραγδαία αύξηση του παγκόσμιου πληθυσμού και συνεπώς την συνεχώς αυξανόμενη ζήτηση ηλεκτρικής ενέργειας, η αποδοτικότερη χρήση των συμβατικών μορφών ενέργειας και η μεγαλύτερη αξιοποίηση εναλλακτικών μορφών ενέργειας αποτελεί την μοναδική βιώσιμη επιλογή. Παρατηρούμε τα τελευταία χρόνια τις προσπάθειες που καταβάλλουν οι ανεπτυγμένες τεχνολογικά χώρες για να προσαρμοστούν στα νέα αυτά δεδομένα, με τη λήψη κατάλληλων νομοθετικών μέτρων, καθώς και την ανάπτυξη της τεχνολογίας των ΑΠΕ, με τέτοιο τρόπο ώστε το κόστος τους να είναι συγκρίσιμο με αυτό των συμβατικών πηγών ενέργειας.

Τα κύρια πλεονεκτήματα των ΑΠΕ είναι τα εξής:

- Είναι πρακτικά ανεξάντλητες πηγές ενέργειας και συμβάλλουν στη μείωση της εξάρτησης από συμβατικούς ενεργειακούς πόρους οι οποίοι είναι εξαντλήσιμοι.
- Είναι φιλικές προς το περιβάλλον και τον άνθρωπο, έχουν σχεδόν μηδενικά κατάλοιπα και απόβλητα και συμβάλλουν στην άμβλυνση του φαινομένου του θερμοκηπίου, καθώς συνεισφέρουν στον περιορισμό της εκπομπής των αερίων του θερμοκηπίου.
- Με την ορθολογική χρήση των ΑΠΕ μπορούν να δοθούν διαφορετικές λύσεις για διαφορετικές ενεργειακές ανάγκες.
- Είναι εγχώριες πηγές ενέργειας και συνεισφέρουν στην ενίσχυση της ενεργειακής ανεξαρτητοποίησης και της ενεργειακής ασφάλειας σε εθνικό επίπεδο.
- Είναι διάσπαρτες γεωγραφικά και συνεισφέρουν στην αποκέντρωση του ενεργειακού συστήματος, δίνοντας τη δυνατότητα κάλυψης των ενεργειακών αναγκών σε τοπικό και περιφερειακό επίπεδο, ανακουφίζοντας έτσι τα συστήματα υποδομής και μειώνοντας τις απώλειες από τη μεταφορά ενέργειας.
- Έχουν συνήθως χαμηλό λειτουργικό κόστος που δεν επηρεάζεται από τις διακυμάνσεις της διεθνούς οικονομίας και ειδικότερα από τις τιμές των συμβατικών καυσίμων.
- Οι επενδύσεις των ΑΠΕ δημιουργούν σημαντικό αριθμό νέων θέσεων εργασίας, ειδικά σε τοπικό επίπεδο.
- Μπορούν να αποτελέσουν σε πολλές περιπτώσεις πυρήνα για την αναζωογόνηση οικονομικά και κοινωνικά υποβαθμισμένων περιοχών, καθώς και σημαντικό παράγοντα για την τοπική ανάπτυξη, με την προώθηση ανάλογων επενδύσεων (π.χ. καλλιέργειες με την χρήση γεωθερμικής ενέργειας).

Οι βασικότερες μορφές Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας είναι :

1. Η αιολική ενέργεια
2. Η ηλιακή ενέργεια

3. Τα υδροηλεκτρικά
4. Οι κυψέλες υδρογόνου
5. Η ενέργεια από θαλάσσια κύματα, ρεύματα και παλίρροιες
6. Η γεωθερμική ενέργεια
7. Η ενέργεια από βιομάζα

Με βάση τις υφιστάμενες σήμερα τεχνολογίες, ο καλύτερος τρόπος αξιοποίησης των ΑΠΕ είναι η παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας από αυτές, πράγμα που επιτυγχάνεται άμεσα στις περιπτώσεις 1 έως 5. Επιπλέον η «Αιολική» ενέργεια από όλες τις μορφές ΑΠΕ είναι σήμερα η ευρύτερα αξιοποιούμενη και η μόνη με την οποία παράγεται ηλεκτρική ενέργεια σε μεγέθη ανάλογα με αυτά των συμβατικών πηγών.

Η ανάπτυξη της αιολικής ενέργειας σε παγκόσμιο επίπεδο τα τελευταία χρόνια είναι αξιοσημείωτη. Μεγάλα αιολικά εγκαθίστανται σε περιοχές με υψηλές ταχύτητες ανέμου και έχουν την δυνατότητα να παράγουν σημαντικές ποσότητες ενέργειας. Παρέχουν ηλεκτρική ενέργεια είτε στο κεντρικό δίκτυο είτε σε μεγάλα αυτόνομα συστήματα σε συνδυασμό με άλλες πηγές όπως νιζελογεννήτριες. Στην χώρα μας παρατηρούμε συνεχώς αύξηση στην παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας εκμεταλλευόμενοι την αιολική ισχύ με συνολική εγκατεστημένη ισχύ σήμερα περίπου 2,3GW.

1.2 Η ενδιάμεση τεχνολογία

Η ενδιάμεση τεχνολογία (intermediate technology) ή αλλιώς η «κατάλληλη» τεχνολογία (appropriate technology), είναι τεχνολογία μικρής κλίμακας, αποκεντρωμένης, τοπικά ελεγχόμενης, εντάσεως εργασίας και φιλική προς το περιβάλλον. Είναι ένας τρόπος αντίληψης της τεχνολογίας ως μία ενεργή συνιστώσα στην καθημερινή διαμόρφωση των κοινωνικών σχέσεων. Βασίζεται στην αντίληψη πως οι ανθρώπινες κοινωνίες χρειάζεται να έχουν τη δυνατότητα να αποφασίζουν άμεσα για το μέλλον τους σύμφωνα με τις ιδιαιτερότητές τους και πως η ενδιάμεση τεχνολογία μπορεί να τις ενδυναμώσει προς την κατεύθυνση αυτή. [23]

Οι εφαρμογές ενδιάμεσης τεχνολογίας, με βάση το Consortium for Sustainable Village-Based Development [55], έχουν τα ακόλουθα χαρακτηριστικά:

- Απαιτούν μικρό αρχικό κεφάλαιο
- Δίνουν έμφαση στην χρήση τοπικών πρώτων υλών, έτσι ώστε να μειωθεί το κόστος και τα προβλήματα ανεφοδιασμού
- Είναι πιο παραγωγικές από πολλές παραδοσιακές τεχνολογίες, αν και χρειάζονται σχετικά εντατική εργασία κατά την κατασκευή τους
- Είναι αρκετά μικρές σε κλίμακα, έτσι ώστε να είναι οικονομικά προσιτές σε οικογενειακό ή κοινοτικό επίπεδο
- Είναι δυνατή η κατανόηση της λειτουργίας τους, ο έλεγχός τους και η συντήρησή τους από τους ανθρώπους που χρησιμοποιούν την τεχνολογία χωρίς εξειδικευμένη εκπαίδευση

Κεφάλαιο 1°

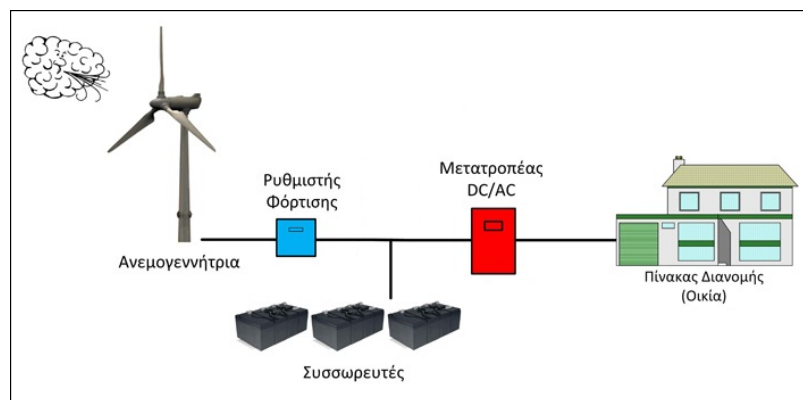
- Μπορεί να παραχθεί η τεχνολογία σε μικρές βιοτεχνίες ή εργαστήρια χωριών και κοινοτήτων
- Προϋποθέτουν τη συλλογική εργασία της κοινότητας για τη βελτίωση των συνθηκών διαβίωσης
- Προσφέρουν ευκαιρίες για τη συμμετοχή του τοπικού πληθυσμού σε αλλαγές και βελτιώσεις της τεχνολογίας και της διαδικασίας παραγωγής της
- Είναι ευέλικτες και μπορούν να προσαρμοστούν σε διαφορετικά μέρη και σε μεταβαλλόμενες συνθήκες
- Μπορούν να χρησιμοποιηθούν στην παραγωγή χωρίς να προκαλούν βλάβες στο περιβάλλον

Οι κοινωνικές, οικονομικές και πολιτικές προεκτάσεις της ενδιάμεσης τεχνολογίας μπορούν να συγκεντρωθούν στα εξής σημεία [23]:

1. Επιτρέπει την αποτελεσματικότερη ικανοποίηση των τοπικών αναγκών, γιατί οι τοπικές κοινωνίες είναι ενεργά εμπλεκόμενες στον προσδιορισμό τους και στην πραγματοποίηση των απαιτούμενων εργασιών για την ικανοποίησή τους. Για τους ίδιους λόγους είναι πιο πιθανό αυτή η τεχνολογία να είναι εναρμονισμένη με τις τοπικές παραδόσεις και αξίες.
2. Συνεισφέρει στην ανάπτυξη εργαλείων που διευρύνουν την ανθρώπινη εργασία και τις ανθρώπινες δεξιότητες, σε αντίθεση με την ανάπτυξη μηχανών που υποκαθιστούν την ανθρώπινη εργασία και εξαλείφουν τις ανθρώπινες δεξιότητες.
3. Αντιπροσωπεύει μια εύκολα αντιληπτή και ελεγχόμενη κλίμακα δραστηριοτήτων, οργάνωσης και σφαλμάτων, στην οποία άνθρωποι χωρίς εκπαίδευση στην οργάνωση και τη διοίκηση μπορούν να συνεργαστούν και να κατανοήσουν αυτό που κάνουν.
4. Επιτρέπει την οικονομικότερη λειτουργία αρκετών διαδικασιών, ελαχιστοποιώντας την ανάγκη μεταφοράς υλικών σε μια περίοδο που το κόστος της ενέργειας είναι αυξημένο, προκαλώντας μεγαλύτερη αλληλεπίδραση ανάμεσα στην τοπική βιομηχανία και επιτρέποντας μεγαλύτερη χρήση τοπικών πρώτων υλών και ανθρώπινου δυναμικού.
5. Καθιστά μη αναγκαίες πολλές ακριβές ή μη διαθέσιμες υπηρεσίες, όπως την εύρεση οικονομικών πόρων, την εκπαίδευση, τη διαφήμιση, τη διοίκηση και την παροχή ενέργειας. Αποφεύγει την έλλειψη ελέγχου από την τοπική κοινωνία, που συνήθως συνεπάγεται η χρήση τέτοιων εξωτερικών υπηρεσιών.
6. Βοηθάει στην εγκαθίδρυση μιας αυτό-συντηρούμενης και συνεχώς επεκτάσιμης δεξαμενής δεξιοτήτων στην κοινότητα, που βασίζεται σε ήδη υπάρχουσες δεξιότητες.
7. Παρέχει ένα μαξιλάρι ασφαλείας απέναντι στις επιρροές εξωτερικών οικονομικών αλλαγών, όπως π.χ. είναι η κατάρρευση της παγκόσμιας αγοράς ζάχαρης ή η ξαφνική μη διαθεσιμότητα φυτοφαρμάκων.
8. Βοηθάει στη μείωση της οικονομικής, κοινωνικής και πολιτικής εξάρτησης ανάμεσα σε άτομα, περιοχές και έθνη, αναγνωρίζοντας πως οι άνθρωποι μπορούν και θα κάνουν πράγματα για τις κοινότητές τους, εάν έχουν έναν τρόπο να τα υλοποιήσουν.

1.3 Μικρές ανεμογεννήτριες

Σε συμβατικά ηλεκτρικά συστήματα, η παραγόμενη ισχύς των ανεμογεννητριών μικρής ή μεγάλης ισχύος τροφοδοτείται απευθείας στο εθνικό δίκτυο και εν συνεχεία, μέσω του δικτύου μεταφοράς, παρέχεται στα κέντρα κατανάλωσης και τους χρήστες που είναι συνδεδεμένοι στο δίκτυο. Μια εναλλακτική λύση αντί της σύνδεσης στο δίκτυο είναι τα μικρά αυτόνομα συστήματα ανεμογεννητριών, που έχουν ως σκοπό λειτουργίας την τροφοδότηση κατοικιών, αγροκτημάτων και απομακρυσμένων περιοχών, στις οποίες η πρόσβαση στο δίκτυο παρουσιάζει είναι από τεχνικοοικονομικής απόψεως ασύμφορη. Οι ανεμογεννήτριες είναι τεχνολογίες ιδιαίτερα κατάλληλες για παραγωγή μικρής κλίμακας και επιλέγονται ήδη ως βιώσιμες εναλλακτικές των συμβατικών γεννητριών στην ύπαιθρο και σε απομακρυσμένες περιοχές. Συγκεκριμένα για εφαρμογές σε αγροτικές εγκαταστάσεις, οι ανεμογεννήτριες έχουν το πλεονέκτημα ότι δεν καταλαμβάνουν μεγάλες επιφάνειες γης που θα μπορούσε να καλλιεργηθεί πράγμα που συμβαίνει εναλλακτικά με την εγκατάσταση φωτοβολταϊκών.



Εικόνα 1.2 Μικρό αυτόνομο σύστημα βασισμένο σε ανεμογεννήτρια για τροφοδότηση κατοικίας.

Όταν αναφέρουμε κατασκευές και έργα μικρής κλίμακας και ειδικά όταν αναφερόμαστε σε ανεμογεννήτριες και μικρά αιολικά πάρκα, εννοούμε κατασκευές που έχουν ονομαστική ισχύ έως και 70 KW, ενώ ανεμογεννήτριες που η ονομαστική τους ισχύς δεν ξεπερνάει τα 10 KW χαρακτηρίζονται ως ιδιαίτερα μικρές ανεμογεννήτριες. Ο τύπος έλικας που έχει επικρατήσει και στις μικρές ανεμογεννήτριες είναι η έλικα οριζώντιου άξονα περιστροφής με τρία πτερύγια. Το συνηθέστερο σύστημα αεροδυναμικού περιορισμού της ισχύος που χρησιμοποιούν είναι το σύστημα furling, αρκετές χρησιμοποιούν έλεγχο pitch και λιγότερες έλεγχο stall. Η μεγάλη πλειοψηφία των μικρών ανεμογεννητριών διαθέτει γεννήτρια μονίμων μαγνητών ενώ ένα μικρό ποσοστό διαθέτει γεννήτρια επαγωγής.

Υπάρχουν πολλές παράμετροι που χαρακτηρίζουν μια μικρή ανεμογεννήτρια. Το σημαντικότερο είναι η καμπύλη ισχύος η οποία καθορίζει την παραγόμενη ενέργεια σε ένα χρονικό διάστημα ανάλογα με το αιολικό δυναμικό της περιοχής που βρίσκεται η εγκατάσταση. Οι μικρές ανεμογεννήτριες τοποθετούνται γενικά σε περιοχές με χαμηλότερη ετήσια μέση ταχύτητα ανέμου από ότι τα αιολικά πάρκα, οπότε η λειτουργία τους σε χαμηλότερης ταχύτητας ανέμους είναι μια σημαντική παράμετρος. Άλλα χαρακτηριστικά που έχουν μεγαλύτερη ή μικρότερη σημασία ανάλογα με την εφαρμογή είναι απαιτήσεις για συντήρηση, η αξιοπιστία, η δυσκολία στην αποκατάσταση βλαβών και ο παραγόμενος θόρυβος στον οποίο και θα επικεντρωθούμε στην παρούσα εργασία.

Η τοπολογία της αυτόνομης εγκατάστασης ανεμογεννητριών με αποθήκευση της ενέργειά της σε συστοιχίες μπαταριών έχει δοκιμαστεί στο χρόνο και έχει αποδειχθεί απλή, αξιόπιστη και ευέλικτη. Χάρη σε σχέδια που έχουν εκδοθεί [12],[13] και σε πρακτικά σεμινάρια που διεξάγονται

για την κατασκευή μικρών ανεμογεννητριών, δίνεται η δυνατότητα σε ανθρώπους χωρίς εξειδικευμένη γνώση και με απλά εργαλεία και υλικά, να κατασκευάσουν μια μικρή ανεμογεννήτρια καθώς και να την συντηρούν και να την επισκευάζουν. Έτσι χρησιμοποιώντας αυτήν την ενδιάμεση τεχνολογία παρέχεται η δυνατότητα μιας ολοκληρωμένης και αυτόνομης διαχείρισης των συστημάτων αυτών από τεχνικής και κοινωνικοπολιτικής σκοπιάς σε επίπεδο μικρών κοινοτήτων με όλα τα πλεονεκτήματα που αυτό συνεπάγει όπως αναλύθηκε σε προηγούμενη ενότητα. Συνεπώς, λόγω της δημοτικότητας και της χρησιμότητας αυτών των αυτόνομων συστημάτων είναι ιδιαίτερα ενδιαφέρουσα η βελτιστοποίηση της λειτουργίας τους. Ένας από τους βασικούς ανασταλτικούς παράγοντες για την ευρύτερη χρησιμοποίηση τέτοιων συστημάτων σε πιο πυκνοκατοικημένες περιοχές είναι ο παραγόμενος θόρυβος από την ανεμογεννήτρια. Με παράγοντα προς βελτιστοποίηση τον παραγόμενο θόρυβο πετυχαίνουμε τον στόχο μας να καταστήσουμε τις μικρές ανεμογεννήτριες ακόμα πιο ελκυστικές για κατοικημένες περιοχές ή σε περιπτώσεις που υπάρχει απαίτηση για χαμηλές εκπομπές θορύβου.

Τέλος, θα πρέπει να σημειωθεί, πως το ένα τρίτο περίπου του παγκόσμιου πληθυσμού δεν έχει πρόσβαση σε ηλεκτρική ενέργεια. Οι μικρές ανεμογεννήτριες μπορούν να κατασκευαστούν εύκολα και με χαμηλό κόστος και να ηλεκτροδοτήσουν σχολεία, κλινικές και άλλα ζωτικά κέντρα μιας κοινότητας, συμβάλλοντας στην άνοδο του βιοτικού επιπέδου των κατοίκων της. Άλλες εφαρμογές που μπορούν να βρουν σε αγροτικό επίπεδο είναι η σύνδεσή τους με αντλίες νερού για ύδρευση και άρδευση και η παροχή ενέργειας σε κέντρα φόρτισης συσσωρευτών.

1.4 Ισχύς του ανέμου

Ο σκοπός μιας ανεμογεννήτριας είναι να μετατρέπει την κινητική ενέργεια του ανέμου σε περιστρεφόμενη μηχανική ενέργεια, η οποία στην συνέχεια θα μετατραπεί από την γεννήτρια σε ηλεκτρική ενέργεια. Η κινητική ενέργεια που παρατηρείται στον άνεμο, οφείλεται στο γεγονός ότι ο άνεμος αποτελείται από κινούμενο αέρα, ο οποίος παρά την χαμηλή πυκνότητά του, έχει μάζα οπότε και την δυνατότητα να αναπτύξει κινητική ενέργεια E_{kw} η οποία μπορεί να υπολογισθεί από τον τύπο:

$$E_{kw} = \frac{1}{2} \rho_a V_a \quad (1.1)$$

Όπου ρ_a είναι η πυκνότητα του αέρα στο επίπεδο της θάλασσας και V_a ο όγκος του αέρα που αλληλεπιδρά με την φτερωτή. Η διαθέσιμη ισχύς P_a , που μπορεί να εξαχθεί από έναν συγκεκριμένο όγκο αέρα υπολογίζεται από τον τύπο :

$$P_a = \frac{1}{2} \rho_a A_s v_w^3 \quad (1.2)$$

όπου A_s είναι η επιφάνεια που καλύπτεται από την φτερωτή και v_w είναι η ταχύτητα του ανέμου. P_a είναι η συνολική διαθέσιμη ισχύς από τον άνεμο. Στην ουσία μόνο ένα κλάσμα από την συνολική διαθέσιμη ισχύ μπορεί να μετατραπεί. Κάποια από την κινητική ενέργεια στην ροή του αέρα πρέπει να διατηρηθεί ώστε ο άνεμος να μπορεί να διέλθει από την τουρμπίνα. Έτσι το μηχανικό μέρος μιας ανεμογεννήτριας δεν μπορεί να αποσπάσει όλη την ενέργεια από έναν συγκεκριμένο όγκο αέρα. Η μέγιστη μηχανική ισχύς P_{max} , που μπορεί να αναπτυχθεί από μια τουρμπίνα υπολογίζεται από τον τύπο:

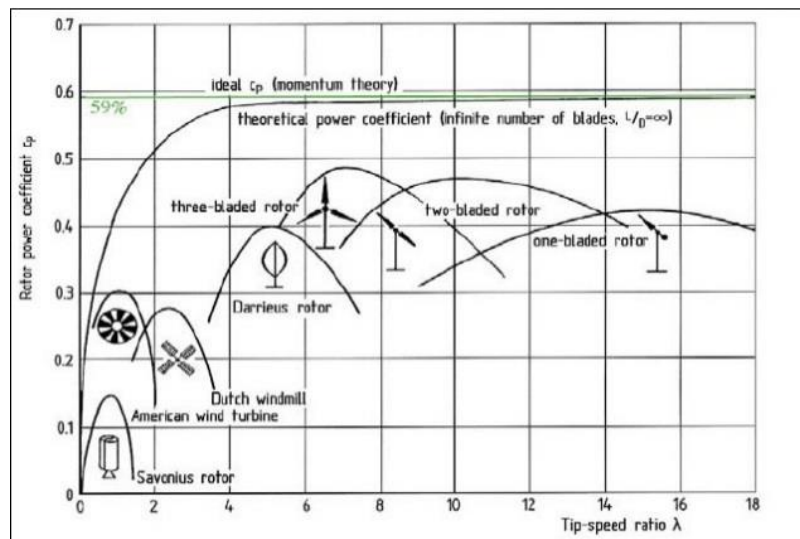
$$P_{max} = \frac{1}{2} C_p * \rho_a A_s v_w^3 \quad (1.2)$$

όπου C_p είναι ο αεροδυναμικός συντελεστής της ανεμογεννήτριας και έχει θεωρητικό όριο ίσο με 0,593. Αυτό το όριο αναφέρεται σαν «όριο του Betz». Αυτό το κριτήριο αντιπροσωπεύει το μέγιστο ποσοστό από την διαθέσιμη ισχύ που μπορεί να ληφθεί από τον άνεμο μέσω μιας ιδανικής έλικας και αποτελεί στην ουσία την απόδοσή της. Όπως φαίνεται και στο σχήμα [Εικόνα 1.2] συνήθως τιμές για το C_p είναι 0,3-0,4. Περαιτέρω μηχανικές και ηλεκτρικές απώλειες προστίθενται μέχρι να καταλήξουμε στην τελική αποδιδόμενη ηλεκτρική ενέργεια από μια Α/Γ.

Ο αεροδυναμικός συντελεστής δεν παραμένει σταθερός κατά τη λειτουργία μιας ανεμογεννήτριας, αντιθέτως μεταβάλλεται σε σχέση με την ταχύτητα ανέμου, την ταχύτητα περιστροφής ω της φτερωτής καθώς και την ακτίνα της R_{turb} σύμφωνα με τον παρακάτω τύπο:

$$\lambda = \frac{\omega * R_{turb}}{v_w} \quad (1.3)$$

Το κλάσμα αυτό αναφέρεται ως λόγος ακροπτερυγίου και ο αεροδυναμικός συντελεστής είναι άμεση συνάρτηση αυτού. Έτσι όπως φαίνεται και στην παρακάτω εικόνα [1.2] ο αεροδυναμικός συντελεστής C_p μεταβάλλεται ανάλογα τον λόγο λ αλλά είναι ο τύπος της φτερωτής και τα αεροδυναμικά και κατασκευαστικά της χαρακτηριστικά που ορίζουν τον τρόπο αυτής της εξάρτησης $C_p - \lambda$.



Εικόνα 1.2 Καμπύλες C_p - λ για διάφορους τύπους φτερωτών.

Παρ' όλα αυτά η πραγματική ενεργειακή απόδοση μιας ανεμογεννήτριας εξαρτάται από το αιολικό δυναμικό του σημείου εγκατάστασής της. Για τον ακριβή καθορισμό του γίνονται επί τόπου μετρήσεις τουλάχιστον ενός έτους ενώ με μεγάλη προσέγγιση η κατανομή της ταχύτητας του ανέμου για μια περιοχή εκφράζεται από την συνάρτηση πυκνότητας πιθανότητας Weibull.

1.5 Στόχοι της διπλωματικής εργασίας

Στα πλαίσια της βελτιστοποίησης της λειτουργίας των αυτόνομων συστημάτων μικρών ανεμογεννητριών και με απώτερο σκοπό την εκτεταμένη διείσδυσή τους σε κατοικημένες περιοχές, εκπονήθηκε η παρούσα διπλωματική εργασία με στόχο αρχικά την τεκμηρίωση της

προέλευσης του παραγόμενου θορύβου των μικρών ανεμογεννητριών και έπειτα η εξάλειψή του. Βασιζόμενοι στην φιλοσοφία της τεχνολογίας για όλους είναι επιθυμητή ει δυνατόν η εξαγωγή μιας αναλυτικής μεθόδου για την υλοποίηση της όποιας διάταξης για την επίτευξη του στόχου και την επίλυση του “προβλήματος” θορύβου που κατά βάση ανάγεται σε πρόβλημα μείωσης αρμονικών ρεύματος.

Για την εύρεση της αποδοτικότερης λύσης από τεχνοοικονομικής άποψης, απαραίτητη είναι η συγκριτική διερεύνηση διαφορετικών τεχνικών μείωσης των αρμονικών σε μια ανορθωτική διάταξη. Προς αυτή την κατεύθυνση έγινε διεξοδική σύγκριση και μέσω προσομοιώσεων, από την μία παθητικών διατάξεων φίλτρων που από την φύση τους έχουν σχετικά απλό σχεδιασμό και κατασκευή και από την άλλη ελεγχόμενων διατάξεων υλοποιημένων με τον κατά το δυνατό απλούστερο τρόπο. Επιπρόσθετος στόχος της μελέτης είναι η μηδενική ή αμελητέα επίπτωση της επιλεγμένης διάταξης στα λοιπά λειτουργικά χαρακτηριστικά του συστήματος με βασικότερο την καμπύλη ισχύος της Α/Γ.

Τέλος, η διπλωματική εργασία επικεντρώνεται στην πειραματική υλοποίηση και την επιβεβαίωση της ορθής λειτουργίας της διάταξης φίλτρου εξετάζοντας αν ικανοποιούνται οι απαιτήσεις που ορίστηκαν, καθώς επίσης επικεντρώνεται στην εξαγωγή μιας αναλυτικής μεθοδολογίας σχεδίασης.

1.6 Δομή της διπλωματικής εργασίας

Η εργασία αποτελείται συνολικά από 8 κεφάλαια. Το 1^ο κεφάλαιο αποτελεί μια εισαγωγή του αναγνώστη στην ισχύ του ανέμου και την εκμετάλλευσή του από μικρά αυτόνομα συστήματα ανεμογεννητριών συμβάλλοντας στην ενεργειακή και όχι μόνο αυτονομία μικρών κοινοτήτων.

Στο 2^ο κεφάλαιο γίνεται περιγραφή του φαινομένου της παραγωγής αρμονικών ρεύματος από τον χρησιμοποιούμενο AC to DC μετατροπέα καθώς και ανάλυση των βασικότερων ηλεκτρικών χαρακτηριστικών και οι εξισώσεις τους που αφορούν στον τριφασικό ανορθωτή γέφυρας. Επιπλέον γίνεται μια εισαγωγή σε έννοιες και παραμέτρους που θα χρειαστούν μετέπειτα στην σχεδίαση των διατάξεων των φίλτρων.

Στο 3^ο κεφάλαιο παρουσιάζονται και περιγράφεται εν συντομία η λειτουργία των σημαντικότερων των τεχνικών μείωσης των αρμονικών σε τριφασικά συστήματα που συναντούνται σήμερα, είτε παθητικές είτε ενεργές μεθόδους. Έπειτα από μελέτη αυτών, επιλέγονται οι αρχικά παρουσιαζόμενες ως καταλληλότερες προς υλοποίηση για την εφαρμογή μας και αναλύονται εκτενέστερα στα κεφάλαια 4^ο και 5^ο διαχωριζόμενες σε παθητικές και ελεγχόμενες διατάξεις αντίστοιχα.

Στο 6^ο κεφάλαιο παρουσιάζεται η μοντελοποίηση του συστήματός μας σε περιβάλλον προσομοίωσης και η υλοποίηση των διατάξεων που αναλύθηκαν στα δύο προηγούμενα κεφάλαια με σκοπό να εξαχθούν ουσιαστικά συμπεράσματα για την λειτουργία τους και την μέθοδο σχεδίασής τους ενώ παράλληλα γίνεται επαλήθευση όσων θεωρητικά αναλύθηκαν.

Το 7^ο κεφάλαιο αποτελεί μια απαραίτητη παρένθεση. Τεκμηριώνει θεωρικά αλλά και πειραματικά την προέλευση του παραγόμενου θορύβου της ανεμογεννήτριας επιβεβαιώνοντας την ορθή ως τώρα πορεία και δίνοντάς μας το δικαίωμα για την επερχόμενη μελέτη και κατασκευή.

Στο 8^ο κεφάλαιο αρχικά πραγματοποιείται μια συγκριτική διερεύνηση και επιλογή της καταλληλότερης διάταξης φίλτρου αρμονικών για την ανεμογεννήτρια του συστήματός μας με σκοπό την αποδοτικότερη μείωση του παραγόμενου θορύβου. Έπειτα αναλύεται βήμα προς βήμα η μέθοδος του υπολογισμού και της σχεδίασης και τελικά η κατασκευή της επιλεγμένης διάταξης. Τέλος παρουσιάζονται τα πειραματικά αποτελέσματα και γίνεται εκτίμηση της υλοποίησης.

Έπειτα παρουσιάζονται τα βασικά συμπεράσματα της διπλωματικής εργασίας και ορισμένα θέματα που χρήζουν μελλοντικής ενασχόλησης. Τέλος, στο παράρτημα Α γίνεται ανάλυση μιας εναλλακτικής μεθόδου σχεδίασης των πηνίων του φίλτρου σε πυρήνα από σκόνη σιδηρομαγνητικών υλικών. Ενώ στο παράρτημα Β γίνεται σχεδίαση του αντίστοιχου φίλτρου αρμονικών για μια γκάμα μικρών χειροποίητων Α/Γ που παρουσιάζονται στην βιβλιογραφία.

Κεφάλαιο 2. Παράμετροι ανορθωτικού συστήματος και εισαγωγή στην σχεδίαση φίλτρων αρμονικών

Εισαγωγή

Στο παρόν κεφάλαιο θα αναλυθεί η βασική θεωρία γύρω από την λειτουργία του τριφασικού ανορθωτή γέφυρας, της διάταξης του μετατροπέα δηλαδή που χρησιμοποιούμε αυτή την στιγμή για την φόρτιση των μπαταριών του συστήματος από την ανεμογεννήτρια. Θα μελετήσουμε την επίδραση του τριφασικού ανορθωτή σε ένα σύστημα ισχύος και θα αναλύσουμε το φαινόμενο της παραγωγής αρμονικών ρεύματος καθώς και άλλων παρατηρούμενων φαινομένων. Θα γίνει επίσης εισαγωγή και θεωρητική ανάλυση παραμέτρων που αργότερα θα χρησιμοποιήσουμε για την σχεδίαση και την σύγκριση των υπό μελέτη φίλτρων.

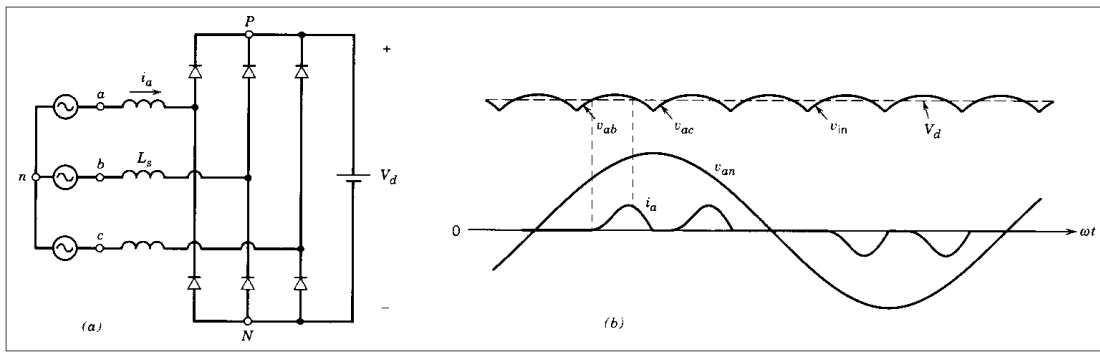
Επίδραση της τριφασικής ανόρθωσης στο σύστημα ισχύος

Εδώ και αρκετά χρόνια έχει δοθεί προσοχή σε συγκεκριμένους τύπους φορτίων στο σύστημα ηλεκτρικής ισχύος που έχουν αρνητικές επιπτώσεις στην ποιότητα ισχύος τόσο για τον χρήστη όσο και για το δίκτυο. Όταν το ρεύμα εισόδου σε ένα φορτίο δεν ακολουθεί την κυματομορφή της αντίστοιχης τάσης εισόδου του, τότε έχουμε να κάνουμε με μη γραμμικό φορτίο. Κάθε τύπου εξοπλισμός που χρησιμοποιεί κάποιου είδους ανόρθωση ,είτε μονοφασική είτε πολυφασική, είναι παραδείγματα μη γραμμικού φορτίου. Τα μη γραμμικά φορτία παράγουν αρμονικές τάσης και ρεύματος που έχουν δυσμενείς επιπτώσεις σε εξοπλισμό σχεδιασμένο να λειτουργεί σαν γραμμικό φορτίο. Οι μετασηματιστές που τροφοδοτούν βιομηχανικές εγκαταστάσεις πλήγονται από τις υψηλότερες απώλειες σιδήρου εξαιτίας των παραγόμενων αρμονικών από τα μη γραμμικά φορτία στα οποία είναι συνδεδεμένοι. Οι αρμονικές μπορούν να έχουν επίσης επιζήμιες επιπτώσεις σε γεννήτριες, τηλεφωνικά δίκτυα και άλλα. Επιπλέον κατά την αντιστάθμιση αέργου ισχύος με παθητικό τρόπο (σύνδεση πυκνωτών) σε μη γραμμικά φορτία, ενυπάρχει ο κίνδυνος του συντονισμού που μπορεί να οδηγήσει σε υψηλότερα επίπεδα αρμονικής παραμόρφωσης της τάσης και του ρεύματος, προκαλώντας έτσι βλάβες στον εξοπλισμό, διακοπή στην παροχή ισχύος και ακόμα και πυρκαγιά σε εξαιρετικές περιπτώσεις.

Γιατί οι ανορθωτές διόδων παράγουν αρμονικές

Η κυματομορφή του ρεύματος στην είσοδο ενός τριφασικού ανορθωτή γέφυρας δεν είναι συνεχής. Μηδενίζεται αρκετές φορές μέσα σε μια περίοδο. Το DC ρεύμα ρέει όταν οι δίοδοι του ανορθωτή είναι ορθά πολωμένες πράγμα που συμβαίνει όταν η στιγμιαία τάση εισόδου είναι μεγαλύτερη από την DC τάση εξόδου των μπαταριών. Έτσι αντίστοιχα το ρεύμα κάθε φάσης είναι ασυνεχές, παλμικό και γεμάτο αρμονικές. Αρκετές φορές, εξαιτίας μιας “αδύναμης” εναλλασσόμενης πηγής σε συνδυασμό με καθαρά χωρητικό φορτίο στην DC πλευρά του ανορθωτή, συσχετίζονται με το σύστημα της ανόρθωσης και αρμονικές τάσης οι οποίες παράγονται λόγω του φαινομένου “flat-topping”. Η κυματομορφή της τάσης εισόδου του ανορθωτή κατά την διάρκεια αγωγής των διόδων σχεδόν εξισώνεται με αυτήν της DC πλευράς μετατρέποντας τις κορυφές των ημιτονοειδών κατά τα άλλα τάσεων σε επίπεδες.

2.1 Ανάλυση του τριφασικού ανορθωτή διόδων γέφυρας

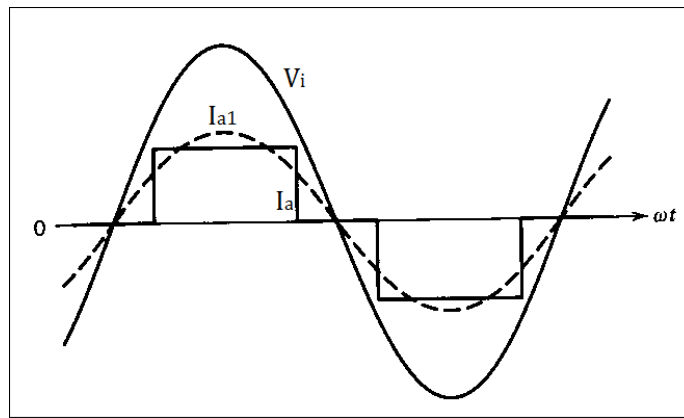


Εικόνα 2.1 (α) Τριφασικός ανορθωτής με πεπερασμένη τιμή αυτεπαγωγής εισόδου και σταθερή τιμή τάσης DC. (β) Κυματομορφές πολικών τάσεων και dc τάσης εξόδου πάνω, και φασικής τάσης και ρεύματος κάτω.

Υποθέτοντας τώρα ωμικό-επαγωγικό φορτίο με $(\omega L \gg R)$ και σταθερό ρεύμα εξόδου I_o όπως φαίνεται στο σχήμα [2.2] υπολογίζουμε την τάση εξόδου του ανορθωτή ως εξής:

$$V_o = \int_{-30^\circ}^{30^\circ} \sqrt{2}\sqrt{3}\tilde{V}_i * \cos(\omega t) d(\omega t) = \frac{3\sqrt{6}\tilde{V}_i}{\pi} = 2.34\tilde{V}_i \quad (2.1)$$

Όπου \tilde{V}_i η ενεργός τιμή της φασικής τάσης εισόδου.



Εικόνα 2.2 Φασικό ρεύμα εισόδου στην περίπτωση που $L_s=0$ και ρεύμα εξόδου σταθερό.

Όπως μπορούμε να δούμε και στο σχήμα της εικόνας [2.2], η κυματομορφή του ρεύματος εισόδου i_a είναι ένας ορθογωνικός παλμός εύρους 120° μοιρών. Είναι περιττή συνάρτηση και έχει συμμετρία ενός τετάρτου κύματος. Έτσι, μπορεί να παρασταθεί με την ακόλουθη σειρά Fourier:

$$i_a = \sum_{n=1,3,5,\infty} b_n * \sin(n\omega t) \quad (2.2)$$

Όπου

$$b_n = \frac{8}{T} \int_0^{\frac{T}{4}} i_a * \sin(n\omega t) dt = \frac{4I_o}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \quad (2.3)$$

Και άρα ισχύει:

$$i_a = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{4\bar{I}_o}{n\pi} \cos\left(\frac{n\pi}{6}\right) \sin(n\omega t) \quad (2.4)$$

Όπου \bar{I}_o είναι ρεύμα εξόδου,
 n είναι η τάξη της αρμονικής,
 και f η συχνότητα της θεμελιώδους συνιστώσας.

Από την σχέση (2.4) μπορούμε πλέον να υπολογίσουμε το πλάτος της κάθε αρμονικής συνιστώσας του ρεύματος [Εικόνα 2.3]. Έτσι για την θεμελιώδη συνιστώσα έχουμε ότι η ενεργός τιμή της είναι:

$$\tilde{I}_{a1} = \frac{2\sqrt{3} * \bar{I}_o}{\pi\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} \bar{I}_o = 0,7797 * \bar{I}_o \quad (2.5)$$

Ενώ η ενεργός τιμή του συνολικού ρεύματος εισόδου είναι:

$$\tilde{I}_a = \left[\frac{1}{2\pi} \left\{ \int_{30^\circ}^{150^\circ} \bar{I}_o^2 d(\omega t) + \int_{210^\circ}^{330^\circ} (-\bar{I}_o)^2 d(\omega t) \right\} \right]^{1/2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \bar{I}_o = 0,8165 * \bar{I}_o \quad (2.6)$$

Η απόδοση ενός ανορθωτή, η οποία εκφράζει τον βαθμό ικανότητας ανόρθωσης και μας επιτρέπει να συγκρίνουμε την αποτελεσματικότητα, ορίζεται ως:

$$n = \frac{P_o}{P_i} \quad (2.7)$$

Στην ουσία ο n είναι μια μέτρηση περισσότερο της ποιότητας, παρά της απόδοσης της ισχύος. Αν η τάση εξόδου δεν έχει καθόλου κυμάτωση τότε ισχύει $P_o = P_i$ και $n = 1$. Όπως μπορούμε να δούμε και από το σχήμα [Εικόνα 2.2] η τάση με το ρεύμα εισόδου δεν έχουν διαφορά φάσης και $\phi=0^\circ$, έτσι η ενεργός και η άεργος ισχύς εισόδου και από τις σχέσεις (2.1, 2.5) υπολογίζονται ως:

$$P_i = 3P_\phi = 3 \tilde{V}_i * \tilde{I}_{a1} * \cos 0^\circ = \bar{I}_o V_o = P_o \quad (2.8)$$

$$Q_i = 3Q_\phi = 3 \tilde{V}_i * \tilde{I}_{a1} * \sin 0^\circ = 0 \quad (2.9)$$

Η φαινόμενη ισχύς θα είναι:

$$S_i = 3 \tilde{V}_i * \tilde{I}_i = \frac{\pi}{3} \bar{I}_o V_o = 1.047 * P_o \quad (2.10)$$

Από όπου μπορούμε πλέον να υπολογίσουμε την ισχύ παραμόρφωσης ως:

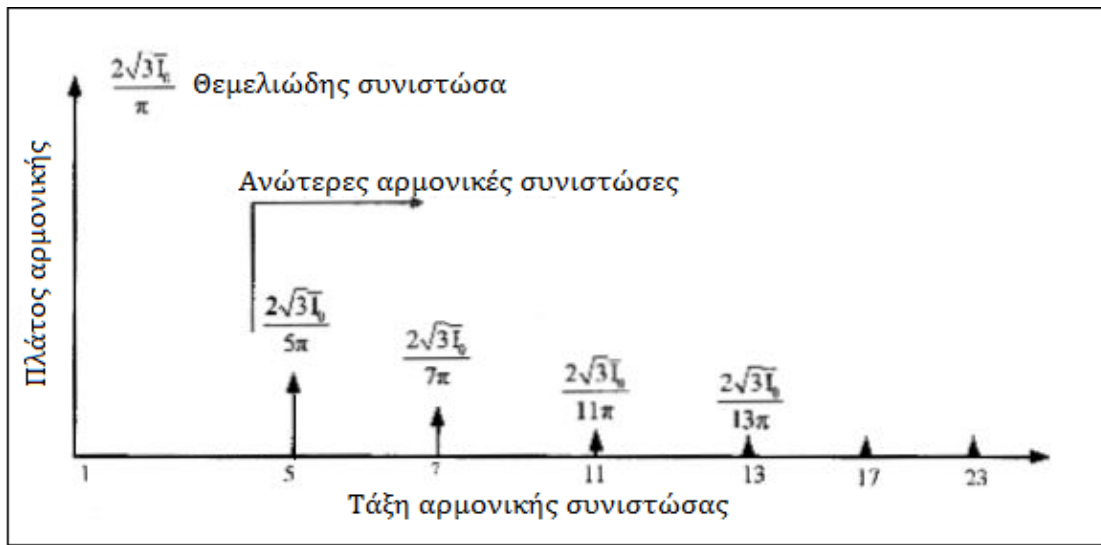
$$D_i = \sqrt{S_i^2 - P_i^2 - Q_i^2} = 0.31 * \bar{I}_o V_o = 0.31 * P_o \quad (2.11)$$

Επειδή όπως αναφέραμε παραπάνω, ο συντελεστής μετατόπισης DPF (γωνία $\phi = 0^\circ$) ισούται με $\cos\phi=1$, για τον συντελεστή ισχύος PF ισχύει:

$$PF = HF * DPF = \frac{P_i}{S_i} * \cos(\phi) = \frac{1}{1.047} * 1 = 0.955 \quad (2.12)$$

Ενώ τέλος, ο συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης θεωρώντας πάντα συνεχές και σταθερό ρεύμα εξόδου I_o θα είναι:

$$THDia\% = \frac{\sqrt{\tilde{I}_a^2 - \tilde{I}_{a1}^2}}{\tilde{I}_{a1}} * 100 = 31.1\% \quad (2.13)$$



Εικόνα 2.3 Φάσμα συχνοτήτων του ρεύματος εισόδου της τριφασικής ανόρθωσης πλήρους φέφυρας διόδων θεωρώντας σταθερό ρεύμα εξόδου ($\omega L \gg R$).

2.2 Φαινόμενα που επηρεάζουν τα χαρακτηριστικά του συστήματος και την σχεδίαση του φίλτρου

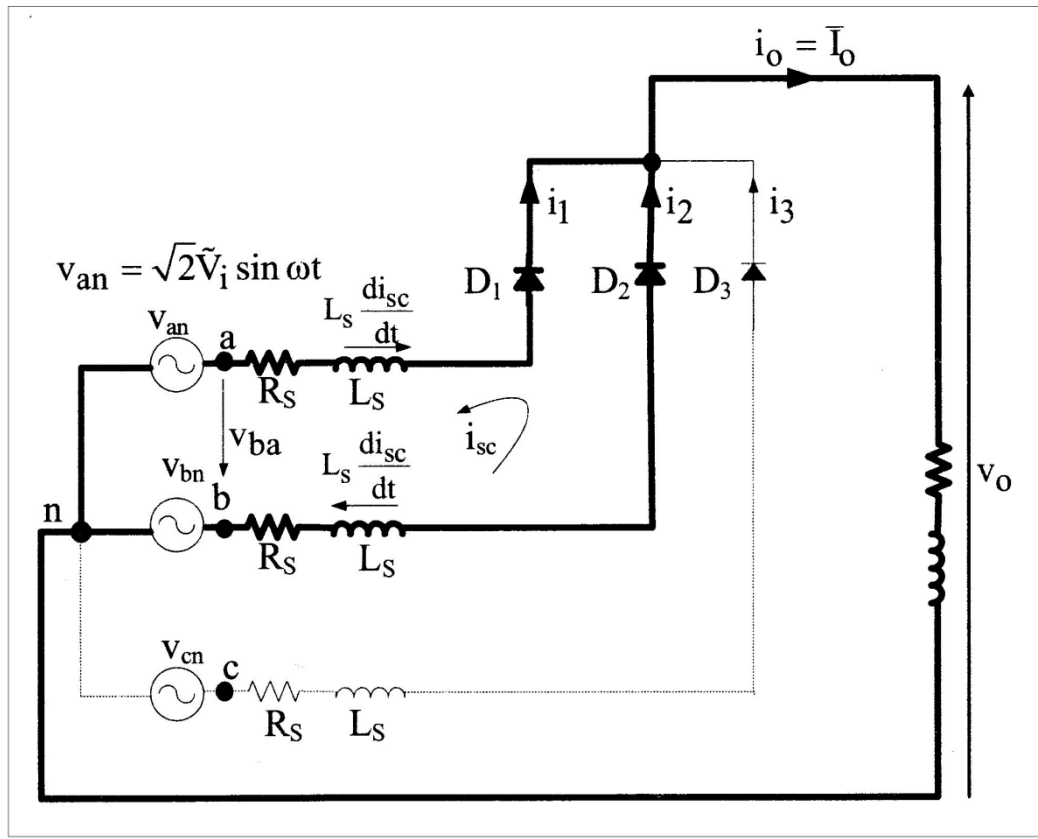
Στον τριφασικό ανορθωτή γέφυρας η γωνία αγωγής κάθε διόδου είναι 120° πράγμα που συνεπάγει ότι κάθε διάδος θα τροφοδοτεί το $\frac{1}{3}$ ρεύματος φορτίου. Επομένως η μέση τιμή και η ενεργός τιμή των διόδων προκύπτουν από τους παρακάτω υπολογισμούς απαραίτητους για την διαστασιολόγηση της γέφυρας:

$$\bar{I}_D = \frac{\bar{I}_o}{3} \quad (2.14)$$

$$\bar{I}_D = \left[\frac{1}{2\pi} \int_{30^\circ}^{150^\circ} \bar{I}_o^2 d(\omega t) \right]^{1/2} \quad (2.15)$$

Στην πράξη το ρεύμα DC εξόδου του ανορθωτή συνήθως δεν είναι απόλυτα σταθερό, ενώ στην είσοδό του παρατηρείται η αυτεπαγωγή του συστήματος L_S ακριβώς όπως μπορούμε να δούμε και στην εικόνα [2.1 (a) και (b)] επηρεάζοντας ελαφρώς την προϋπολογισμένη απόδοση του ανορθωτή. Ένα φαινόμενο που δημιουργείται από την παρουσία των αυτεπαγωγών στην είσοδο του ανορθωτή είναι το φαινόμενο επικάλυψης της γωνίας αγωγής των διόδων. Το φαινόμενο αυτό επιδρά στην μέση τιμή της τάσης εξόδου του ανορθωτή. Το φαινόμενο αυτό λαμβάνει χώρα κατά την μετάβαση μιας διόδου σε αποκοπή και ανάληψη του ρεύματός της από την επόμενη σε σειρά διάοδο. Για παράδειγμα [Εικόνα 2.4] ενώ η διάδος D1 άγει και διαρρέεται από ρεύμα \bar{I}_o , η D2 πολώνεται θετικά περισσότερο από τις υπόλοιπες και αρχίζει να άγει. Η D1 όμως εξαιτίας της αυτεπαγωγής L_S δεν παύει να άγει ακαριαία και έτσι για διάστημα μ άγουν ταυτόχρονα και οι δύο διάοδοι με αποτέλεσμα ένα βραχυκύκλωμα μεταξύ των φάσεων a και b για το αυτό διάστημα. Έτσι έχουμε ένα ρεύμα βραχυκύκλωσης i_{sc} που ρέει μεταξύ των δύο φάσεων και όχι στο φορτίο με λογική συνεπαγωγή την μείωση της μέσης τιμής της τάσης εξόδου του ανορθωτή. Το ρεύμα βραχυκύκλωσης ή μετάβασης όπως φαίνεται και στο σχήμα [Εικόνα 2.4] εξαρτάται από την τάση

V_{ba} και την σύνθετη αντίσταση του κυκλώματος. Η χρονική διάρκεια μ του φαινομένου εξαρτάται από την τιμή της αυτεπαγωγής L_S .



Εικόνα 2.4 Κύκλωμα ισχύος τριφασικής ανόρθωσης κοινού σημείου όπου διαφαίνεται το δημιουργούμενο ρεύμα βραχυκύκλωσης κατά το φαινόμενο επικάλυψης γωνίας αγωγής.

Το στιγμιαίο ρεύμα βραχυκύκλωσης υπολογίζεται από την παρακάτω σχέση [16]:

$$i_{sc} = \frac{\sqrt{6} * \tilde{V}_i}{2\omega L_S} (1 - \cos \omega t) \quad (2.16)$$

Το φαινόμενο της επικάλυψης αρχίζει την στιγμή που εξισώνονται δύο φασικές τάσεις (έστω $\omega t=0$) και τελειώνει στην γωνία $\omega t=\mu$ όταν $i_{sc} = \bar{I}_o$. Και από την σχέση (2.16) προκύπτει ότι:

$$\bar{I}_o = \frac{\sqrt{6} * \tilde{V}_i}{2\omega L_S} (1 - \cos \mu) \quad \text{και τελικά} \quad \cos \mu = 1 - \frac{2\bar{I}_o \omega L_S}{\sqrt{6} * \tilde{V}_i} \quad (2.17)$$

Από όπου μπορεί να υπολογιστεί η γωνία μ με βάση την φασική τάση εισόδου, την αυτεπαγωγή εισόδου και την συχνότητα λειτουργίας.

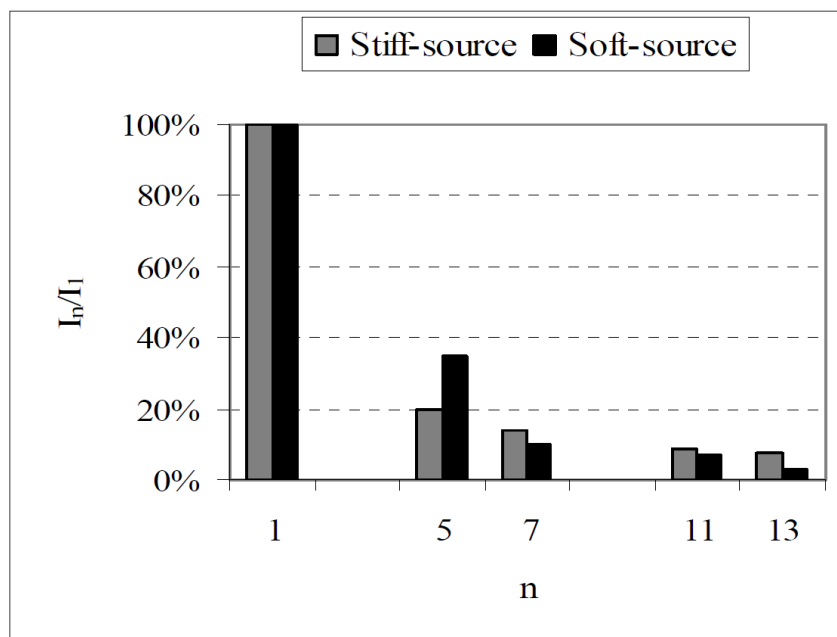
Τέλος μπορεί να υπολογιστεί η πτώση τάσης της μέσης τάσης εξόδου του τριφασικού ανορθωτή γέφυρας από την παρακάτω σχέση [16]:

$$V_o(\text{loss}) = 3 \frac{\sqrt{6} * \tilde{V}_i}{4\pi} (1 - \cos \mu) \quad (2.18)$$

Στο κεφάλαιο αυτό θα γίνει επιπλέον μια εισαγωγή σε κάποιες βασικές έννοιες και παραμέτρους που θα χρησιμοποιήσουμε σε επόμενα κεφάλαια για την σχεδίαση και την αξιολόγηση των διατάξεων των φίλτρων. Αναλύοντας τις παραμέτρους γίνεται παράλληλα και αναπόφευκτα μια εισαγωγή στην σχεδίαση ενός παθητικού φίλτρου μιας και τα χαρακτηριστικά αυτά δεν αφορούν ιδιαίτερα τις ενεργές μεθόδους φιλτραρίσματος.

Καταρχάς θα εισαγάγουμε την έννοια του συντελεστή ακαμψίας (stiffness factor) [19]. Ο συντελεστής αυτός εκφράζει την σχέση μεταξύ της ενεργού τιμής της θεμελιώδους συνιστώσας του φασικού ρεύματος εισόδου και του μέσου ρεύματος εξόδου του ανορθωτή. Η σχέση αυτή χαρακτηρίζει το σύστημα στο οποίο ο ανορθωτής είναι συνδεδεμένος και μας δείχνει την ακαμψία (αδύναμη ή σκληρή) της γεννήτριας σε σχέση με το φορτίο εξόδου. Παραπάνω έγινε ανάλυση του τριφασικού ανορθωτή για την περίπτωση που η αυτεπαγωγή εισόδου του συστήματος ήταν αμελητέα, δηλαδή $L_s=0$, και η τάση εξόδου ήταν σταθερή. Έτσι εξαγάγαμε την σχέση (2.5) σύμφωνα με την οποία ο συντελεστής ακαμψίας $\beta_1 = \bar{I}_{a1}/\bar{I}_o$ παίρνει την τιμή

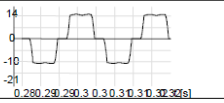
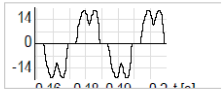
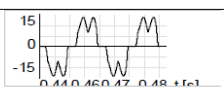

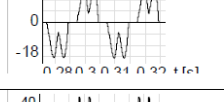
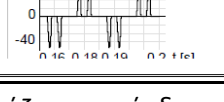
$\beta_1 = 0,7797$. Παρ' όλα αυτά αυτή δεν είναι η συνήθης περίπτωση και έτσι η τιμή του συντελεστή β διακυμαίνεται. Οι τιμές που παίρνει ο β_1 κυμαίνονται από $\beta_1=0,7797$ για σύνδεση σε ένα αδύναμο δίκτυο σε συνδυασμό με μια θεωρούμενη δύσκαμπτη/σκληρή πηγή ρεύματος την έξοδο του ανορθωτή, μέχρι περίπου $\beta_1=0,813$ στην περίπτωση που θεωρούμε εύκαμπτη πηγή ρεύματος την έξοδο του ανορθωτή όπου έχουμε δηλαδή ασυνεχή ροή ρεύματος στην DC πλευρά. Για τις δύο αυτές περιπτώσεις αντιστοιχεί για το ρεύμα εισόδου του ανορθωτή διαφορετικό φάσμα αρμονικών συχνοτήτων. Όπως βλέπουμε και στο παρακάτω διάγραμμα [Εικόνα 2.5] στην περίπτωση που η έξοδος του ανορθωτή θεωρείται μία άκαμπτη πηγή ρεύματος (stiff current source), η αρμονική 5^{ης} τάξης είναι χαμηλότερη από της αντίθετης περίπτωσης (soft current source) ενώ αντίστοιχα οι ανώτερες αρμονικές είναι υψηλότερες.



Εικόνα 2.5 Ραβδόγραμμα που παρουσιάζει το πλάτος των κυρίαρχων αρμονικών συχνοτήτων που συναντώνται σε σύστημα τριφασικού ανορθωτή γέφυρας ανάλογα τον συντελεστή ακαμψίας του β_1 .

Αντίστοιχα με τα παραπάνω ορίζεται στην ίδια μελέτη [19] και ο συντελεστής β_{rms} στον οποίο λαμβάνεται υπ' όψιν η ενεργός τιμή του συνολικού φασικού ρεύματος. Ισχύει ότι $\beta_{rms} = \frac{\tilde{I}_a}{\tilde{I}_o}$

που για την περίπτωση του σταθερού ρεύματος εξόδου παίρνει την τιμή $\beta_{rms} = 0,8165$. Σύμφωνα με τον παρακάτω πίνακα [Πίνακας 2.1],[19] μπορούμε να αποκτήσουμε και μία εποπτική εικόνα για την σχέση του συντελεστή β_1 και β_{rms} με το είδος της κυματομορφής του φασικού ρεύματος εισόδου. Παρατηρούμε ότι η τιμή του συντελεστή β αυξάνεται όσο αυξάνεται και η αιχμηρότητα της κυματομορφής.

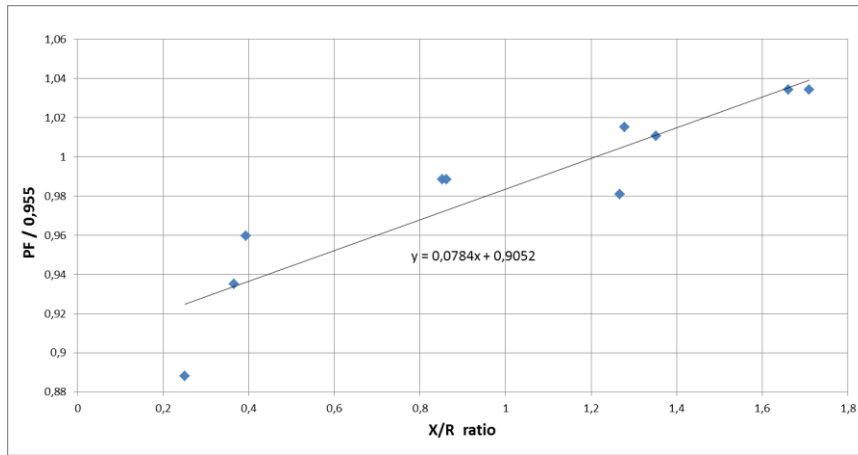
Κυματομορφή Ρεύματος Ανορθωτή	I_{dc} Μέσο (A)	I_{a1} Ενεργό (A)	β_1	β_{rms}
	10.57	8.23	0.779	0.801
	11.30	8.86	0.784	0.820
	11.05	8.67	0.785	0.825
	11.16	8.79	0.787	0.837
	10.65	8.43	0.791	0.893
	10.38	8.44	0.813	1.369

Πίνακας 2.1 Παρουσιάζεται η σύνδεση μεταξύ του συντελεστή ακαμψίας β_1 και του τύπου της κυματομορφής των ρευμάτων εισόδου.

Επιπλέον ο λόγος $\frac{\beta_1}{\beta_{rms}}$ είναι στην ουσία ο συντελεστής αρμονικών $HF = \frac{\tilde{I}_{a1}}{\tilde{I}_a}$. Έτσι μπορούμε να διαπιστώσουμε ότι ανάλογα με την ακαμψία της πηγής μας, η κυματομορφή του φασικού ρεύματος της γεννήτριας έχει διαφορετική κυματομορφή και συνεπάγεται τελικά διαφορετικό συντελεστή ισχύος PF.

Θεωρώντας δεδομένα και σταθερά τα χαρακτηριστικά του φορτίου εξόδου του ανορθωτή, οι παραπάνω συντελεστές ακαμψίας εξαρτώνται άμεσα από τον λόγο βραχυκύκλωσης της συνδεδεμένης στον ανορθωτή γεννήτριας και έπειτα από τον λόγο $\omega L/R$. Μετά από κάποιους πειραματισμούς με το πρόγραμμα προσομοίωσης simulink του matlab σε ορισμένους τύπους σύγχρονων γεννητριών μονίμων μαγνητών, εξήχθη η παρακάτω σχέση (2.19) που φαίνεται να τηρείται στην περιοχή 0,2 ως 1,8 του σχήματος [Εικόνα 2.6] και συνδέει τον λόγο $\omega L/R$, από τα χαρακτηριστικά της γεννήτριας, με τον συντελεστή αρμονικών HF και κατ' επέκταση με τον συντελεστή ισχύος PF.

$$PF = 0.955 * \left(0.0784 \frac{\omega L}{R} + 0.9052 \right) \quad (2.19)$$



Εικόνα 2.7 Διάγραμμα όπου φαίνεται η γραμμική σχέση μεταξύ του λόγου X/R της γεννήτριας με τον συντελεστή ισχύος της κατά την σύνδεσή της με ανορθωτική διάταξη διόδων.

Η σχέση (2.19) μπορεί να χρησιμοποιηθεί μόνο στο πλαίσιο της εκτίμησης του συντελεστή ισχύος PF σε σχέση με αυτόν που θεωρητικά εξάγουμε από την σχέση (2.12), και αφορά αποκλειστικά τις μικρές σύγχρονες ανεμογεννήτριες μονίμων μαγνητών αξονικής ροής που παρουσιάζονται στις πηγές [12],[13] συνδεδεμένες σε ίδιου τύπου συστοιχίες μπαταριών υγρού μολύβδου και χωρίς την παρεμβολή κάποιου φίλτρου αρμονικών.

Μια επόμενη παράμετρος που πρέπει να καθοριστεί είναι ο λόγος του ρεύματος κενού φορτίου προς το ρεύμα ονομαστικού φορτίου που απορροφάει μια διάταξη φίλτρου. Την παράμετρο αυτή μπορούμε να την χρησιμοποιήσουμε σαν περιοριστικό παράγοντα για τον καθορισμό του μεγέθους του φίλτρου υπό σχεδίαση.

$$\alpha = I_{NL} / I_{FL} \quad (2.20)$$

Για να μπορέσουμε να κάνουμε έναν αρχικό υπολογισμό θα κάνουμε την παραδοχή χωρίς μεγάλο σφάλμα ότι η θεμελιώδης αρμονική του ρεύματος της ac πηγής είναι ίση με αυτήν που φτάνει στα άκρα του ανορθωτή. Δηλαδή αμελούμε τις απώλειες που μπορεί να έχει το φίλτρο στην θεμελιώδη συχνότητα λειτουργίας. Έτσι μπορούμε να πούμε ότι ισχύει:

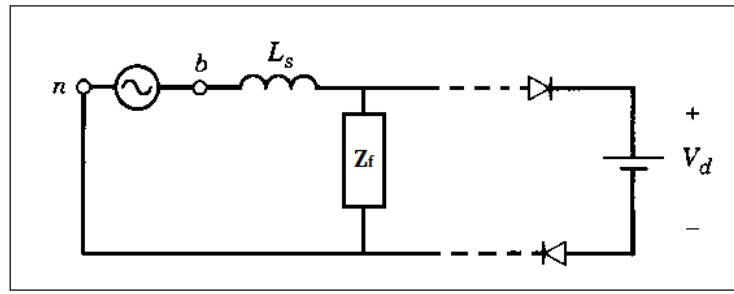
$$I_{FL} = \beta_1 * \bar{I}_o \quad (2.21)$$

Και προσπαθώντας να χρησιμοποιήσουμε μόνο μεγέθη της AC πλευράς κάνουμε επιπλέον την παραδοχή ότι οι πραγματικές ισχύς ac και dc πλευρά είναι ίσες και με την χρήση της σχέσης (2.1) καταλήγουμε στην παρακάτω σχέση:

$$I_{FL} = \beta_1 * \frac{P_{ac}}{2.34\tilde{V}_i} \quad (2.22)$$

Το ρεύμα κενού φορτίου I_{NL} προκύπτει από το μονοφασικό ισοδύναμο κύκλωμα του συστήματος με ανοικτοκυκλωμένα τα άκρα που οδηγούνται στην είσοδο του ανορθωτή [Εικόνα 2.7]. Έτσι η ενεργός τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας του φασικού ρεύματος κενού φορτίου σχηματίζεται από την φασική τάση τροφοδοσίας, την αυτεπαγωγή του συστήματος και την σύνθετη αντίσταση του φίλτρου προς την γη. Θα είναι:

$$I_{NL} = \frac{\tilde{V}_i}{L_s + Z_f} \quad (2.23)$$



Εικόνα 2.7 Μονοφασικό ισοδύναμο κύκλωμα του συστήματος υπό κενό φορτίο και με την σύνδεση κάποιου δικτυώματος φίλτρου με ισοδύναμη σύνθετη αντίσταση προς τη γη Z_f .

Τελικά από τις σχέσεις (2.21 ως 2.23) ο συντελεστής α υπολογίζεται ως:

$$\alpha = \frac{2.34 * \tilde{V}_i^2}{\beta_1 * P_{ac} * (L_s + Z_f)} \quad (2.24)$$

Τέλος, μια ακόμα παράμετρος που πρέπει να καθοριστεί η οποία και θα χρησιμοποιηθεί παρακάτω σε επόμενα κεφάλαια είναι η επί τις εκατό (%) μεταβολή της τάσης στα άκρα του χρησιμοποιούμενου φίλτρου για τις περιπτώσεις κενού και πλήρους φορτίου. Η παράμετρος αυτή δείχνει το κατά πόσο το κάθε φίλτρο αφήνει ανεπηρέαστο το σύστημα όσον αφορά στο επίπεδο της τάσης στα άκρα του ανορθωτή. την παράμετρο αυτή την υπολογίζουμε ως (τάση εξόδου φίλτρου - τάση εισόδου)/ τάση εισόδου:

$$\Delta V\% = \frac{V_{of} - V_{if}}{V_{if}} * 100 \quad (2.25)$$

Έπειτα γίνεται σύγκριση για τις περιπτώσεις κενού και πλήρους φορτίου με σκοπό να αποκτήσουμε μια συνολική εικόνα της επίδρασης αυτής.

Μετά από μια σύντομη αναφορά στις μεθόδους μείωσης αρμονικών που μπορούν να εφαρμοστούν σε ανορθωτικά συστήματα ,που θα ακολουθήσει, θα συνεχίσουμε με την κατ' ουσία σχεδίαση και τον υπολογισμό ενός παθητικού φίλτρου, για την προετοιμασία της οποίας σκόπευε εξαρχής το παρόν κεφάλαιο.

Κεφάλαιο 3. Τεχνικές μείωσης αρμονικών

Η ραγδαία εξάπλωση στην χρήση μη γραμμικών φορτίων σε βιομηχανίες και μη καθιστά το θέμα της ποιότητας ισχύος και της αντιμετώπισης των παραγόμενων αρμονικών και των επιπτώσεών τους φλέγοντα. Στην πλειονότητα των περιπτώσεων ο εξοπλισμός ηλεκτρονικών ισχύος αποτελεί την αιτία παραγωγής αρμονικών. Ενώ οι μετατροπείς ισχύος κάθε είδους λόγω των διακοπτικών τους στοιχείων και της μη γραμμικής σχέσης μεταξύ της τάσης και του ρεύματος που διαμορφώνουν παράγουν αρμονικές, υπάρχει και πληθώρα συμβατικού εξοπλισμού που εντείνει το πρόβλημα. Παραδείγματα τέτοιων συσκευών είναι:

- Εξοπλισμός παραγωγής ισχύος ,(αρμονικές από τις αύλακες των γεννητριών).
- Μηχανές επαγωγής ,(μαγνητικός κορεσμός).
- Μετασχηματιστές ,(οδηγούνται σε κορεσμό λόγω υπερδιέγερσης).
- Λαμπτήρες φθορισμού
- Ηλεκτρική κάμινος τόξου

Στο κεφάλαιο αυτό λοιπόν έπειτα από βιβλιογραφική έρευνα θα γίνει μια σύντομη αναφορά και περιγραφή στις μεθόδους μείωσης των αρμονικών σε τριφασικά συστήματα που συναντούνται σήμερα, είτε παθητικές είτε ενεργές μεθόδους.

3.1 Παθητικά Φίλτρα

Τα παθητικά φίλτρα αποτελούνται αποκλειστικά από παθητικά στοιχεία δηλαδή αντιστάσεις, πυκνωτές και πηνία ,εξού και η ονομασία τους, και κατασκευάζονται σε διάφορα μεγέθη και σχήματα. Τα παθητικά φίλτρα χρησιμοποιούνται ευρέως και ο βασικός τους σκοπός είναι να απορροφούν ή να μπλοκάρουν το αρμονικό περιεχόμενο που παράγεται από μη γραμμικά φορτία καθώς επίσης συνήθως για να παρέχουν άεργο ισχύ στο σύστημα βελτιώνοντας την ποιότητα ισχύος. Τα παθητικά φίλτρα μπορούμε να τα κατηγοριοποιήσουμε σε εν σειρά σύνδεσης (series passive filters) και σε παράλληλης σύνδεσης στο φορτίο (parallel passive filters). Τα παράλληλα φίλτρα χαρακτηρίζονται από συντονισμό σειράς και λειτουργούν σαν παγίδα αρμονικών παρουσιάζοντας χαμηλή σύνθετη αντίσταση στην συχνότητα συντονισμού τους, εφαρμόζονται κοντά στην πηγή των αρμονικών ενώ επίσης μπορούν να παρέχουν κάποια εξομάλυνση της τάσης του φορτίου. Στην είσοδο η τάση μπορεί να μεταβάλλεται ανάλογα με την ταχύτητα περιστροφής της ανεμογεννήτριας. Τα παθητικά φίλτρα σειράς χαρακτηρίζονται από παράλληλο συντονισμό και λειτουργούν μπλοκάροντας τις αρμονικές παρέχοντας υψηλή σύνθετη αντίσταση στην συχνότητα συντονισμού τους.

Εν Σειρά Παθητικά Φίλτρα

Γενικά ένα εν σειρά φίλτρο μπορεί να είναι είτε πλήρως επαγωγικό είτε ένα συντονισμένο LC δικτύωμα. Η τοπολογία αυτή [Εικόνα 3.1] για εφαρμογές ισχύος είναι δημοφιλής σε μονοφασικά συστήματα με σκοπό την μείωση της 3^{ης} αρμονικής.

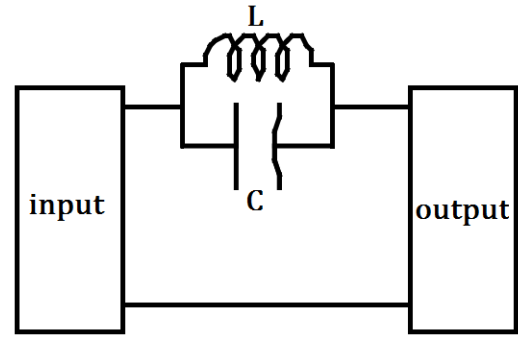
Πλεονεκτήματα ενός εν σειρά φίλτρου είναι τα ακόλουθα:

- Παρέχουν υψηλή σύνθετη αντίδραση στην συχνότητα συντονισμού τους,
- Δεν παρουσιάζουν κανέναν συντονισμό στο σύστημα.

- Δεν εισάγουν αρμονικές από άλλες πηγές.
- Βελτιώνουν τον συντελεστή μετατόπισης και τον συντελεστή ισχύος.

Μερικά μειονεκτήματα του εν σειρά φίλτρου είναι:

- Πρέπει να διαχειριστεί το ρεύμα του πλήρους φορτίου.
- Έχει επίδραση μόνο στην συχνότητα συντονισμού του.



Εικόνα 3.1 Παθητικό φίλτρο συνδεσμολογίας σειράς μονοσυντονιζόμενο.

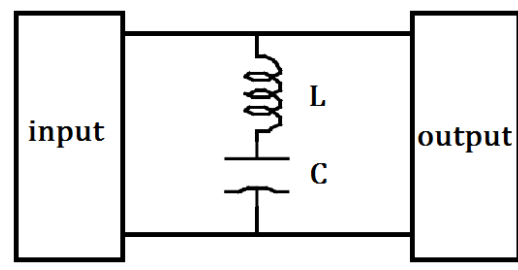
Παράλληλα Παθητικά Φίλτρα

Ένα παράλληλο παθητικό φίλτρο μπορεί να είναι είτε συντονισμένο σε κάποια αρμονική συχνότητα είτε να έχει μεγαλύτερο εύρος ζώνης. Γενικά τα πλεονεκτήματα των εν παραλλήλω παθητικών φίλτρων είναι:

- Παρουσιάζουν χαμηλή σύνθετη αντίδραση στις συχνότητες συντονισμού.
- Μπορούν να τροφοδοτούν με συγκεκριμένες αρμονικές το φορτίο.
- Χρειάζεται να διαχειρίζονται μόνο το ρεύμα των αρμονικών και όχι το πλήρες φορτίο.
- Βελτιώνουν τον συντελεστή μετατόπισης και τον συντελεστή ισχύος.

Μερικά από τα μειονεκτήματά τους όμως είναι ότι:

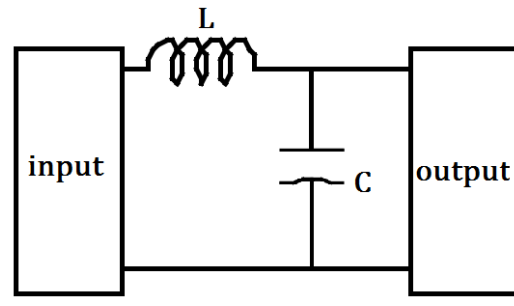
- Μπορούν να δημιουργήσουν συντονισμό στο σύστημα.
- Μπορούν να απορροφήσουν αρμονικές από άλλα μη γραμμικά φορτία και να υπερφορτωθούν.
- Συνήθως πολλαπλά φίλτρα απαιτούνται για να ικανοποιηθούν οι τυπικές προδιαγραφές για τις αρμονικές.



Εικόνα 3.2 Παθητικό φίλτρο παράλληλης συνδεσμολογίας μονοσυντονιζόμενο.

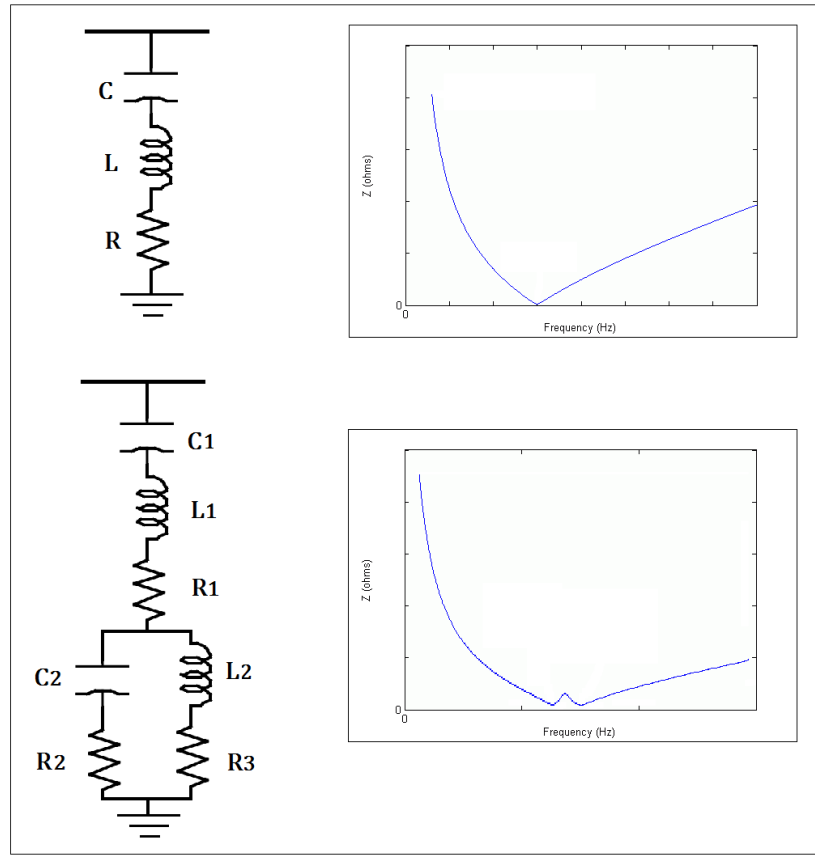
Ασφαλώς γίνεται και συνδυασμός των εν σειρά και εν παραλλήλω φίλτρων με πιο θεμελιώδη εφαρμογή τους να είναι το βαθυπερατό φίλτρο LC [Εικόνα 3.3] το οποίο εξαλείφει όλες τις αρμονικές που βρίσκονται πάνω από την συχνότητα συντονισμού του. Στην περίπτωση αυτή τα εν

σειρά στοιχεία διαστασιολογούνται για το πλήρες φορτίο ενώ τα εν παραλλήλω στοιχεία μόνο για το φορτίο των αρμονικών.



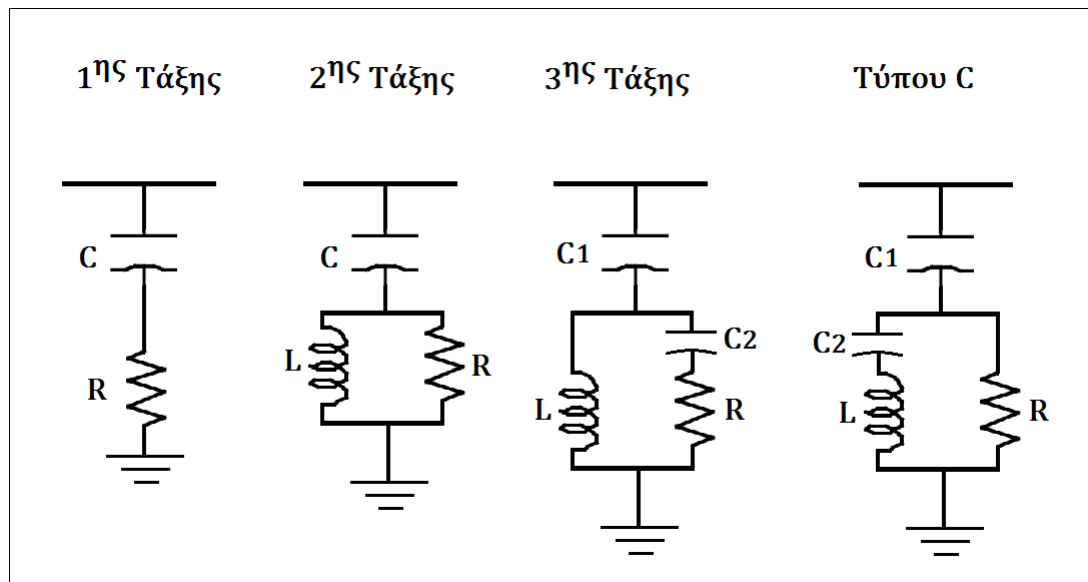
Εικόνα 3.3 Παθητικό βαθυπερατό φίλτρο LC.

Για εφαρμογές ισχύος τα παράλληλα παθητικά φίλτρα είναι σχεδόν πάντα πιο οικονομικά από τα αντίστοιχα σε σειρά. Έτσι όταν μιλάμε για φίλτρα αρμονικών συνήθως εννοούμε τα παράλληλα. Τα φίλτρα αυτά μπορούμε να τα διαχωρίσουμε σε επιπλέον κατηγορίες ανάλογα με το είδος του συντονισμού τους. Έτσι χωρίζονται σε μονοσυντονιζόμενα, πολυσυντονιζόμενα, που συνήθως περιορίζονται σε δύο συχνότητες και άρα μπορούμε να λέμε διπλοσυντονιζόμενα, και στα βαθυπερατά. Τα μονοσυντονιζόμενα φίλτρα χρησιμοποιούνται για την αποκοπή συγκεκριμένων αρμονικών από το δίκτυο προσφέροντάς τους δρόμο προς την γη με πολύ χαμηλή σύνθετη αντίδραση ενώ αφήνουν όλες τις υπόλοιπες συχνότητες ανεπηρέαστες. Έτσι για την αποκοπή περισσότερων αρμονικών, πολλά ίδια πρέπει να τοποθετηθούν στην γραμμή συντονισμένα το κάθε ένα στην επιθυμητή συχνότητα προς αποκοπή. Τα διπλοσυντονιζόμενα φίλτρα συμπεριφέρονται βασικά ως δυο μονοσυντονιζόμενα φίλτρα, αλλά με το πλεονέκτημα χαμηλότερων απωλειών ισχύος στην θεμελιώδη συχνότητα. Το κύριο πλεονέκτημα του διπλοσυντονιζόμενου φίλτρου είναι στις εφαρμογές υψηλής τάσης εξαιτίας της μείωσης του αριθμού των πηνίων που υπόκεινται σε πλήρη τάση γραμμής. Παρουσιάζεται παρακάτω [Εικόνα 3.4] η συνδεσμολογία ενός μονοσυντονιζόμενου φίλτρου και ενός διπλοσυντονιζόμενου καθώς και οι αντίστοιχες αποκρίσεις των σύνθετων αντιδράσεών τους με την συχνότητα. Τα βαθυπερατά από την άλλη χρησιμοποιούνται για το φιλτράρισμα ενός ευρέως φάσματος συχνοτήτων και έτσι προσφέρονται για την εξάλειψη πολλαπλών ή και διεσπαρμένων αρμονικών συχνοτήτων. Τα κοινώς συναντώμενα βαθυπερατά φίλτρα αρμονικών είναι είτε πρώτης $1^{η}$ τάξης είτε δεύτερης $2^{η}$ τάξης είτε τρίτης $3^{η}$ τάξης. Σε αυτά της $3^{η}$ τάξης εμπίπτει και το φίλτρο τύπου C. Στην εικόνα [3.5] φαίνεται η τοπολογία του κάθε ενός εξ αυτών. Το βαθυπερατό φίλτρο $2^{η}$ τάξης βελτιώνει κατά πολύ τα χαρακτηριστικά φιλτραρίσματος ενός $1^{η}$ τάξης ενώ τα $3^{η}$ τάξης φίλτρα πλεονεκτούν έναντι των $2^{η}$ στην ουσιαστική μείωση των απωλειών στην θεμελιώδη συχνότητα χάρη στον επιπλέον πυκνωτή C2 όπως φαίνεται και στο σχέδιο.



Εικόνα 3.4 Μονοσυντονιζόμενο παράλληλο φίλτρο και η απόκριση της εμπέδησής του πάνω, και κάτω ένα διπλοσυντονιζόμενο με την απόκριση της εμπέδησής του αντίστοιχα.

Όσον αφορά στο βαθυπερατό φίλτρο 3^{ης} τάξης τύπου C [28],[29], ο κλάδος C2-L συντονίζεται στην θεμελιώδη συχνότητα. Έτσι το ρεύμα της θεμελιώδους δεν περνάει από την αντίσταση R και αποφεύγονται οι μεγάλες απώλειες ισχύος.



Εικόνα 3.5 Κυκλωματικά διαγράμματα των βασικότερων παράλληλων αποσβενίμενων βαθυπερατών παθητικών φίλτρων.

3.2 Λοιπές παθητικές μέθοδοι

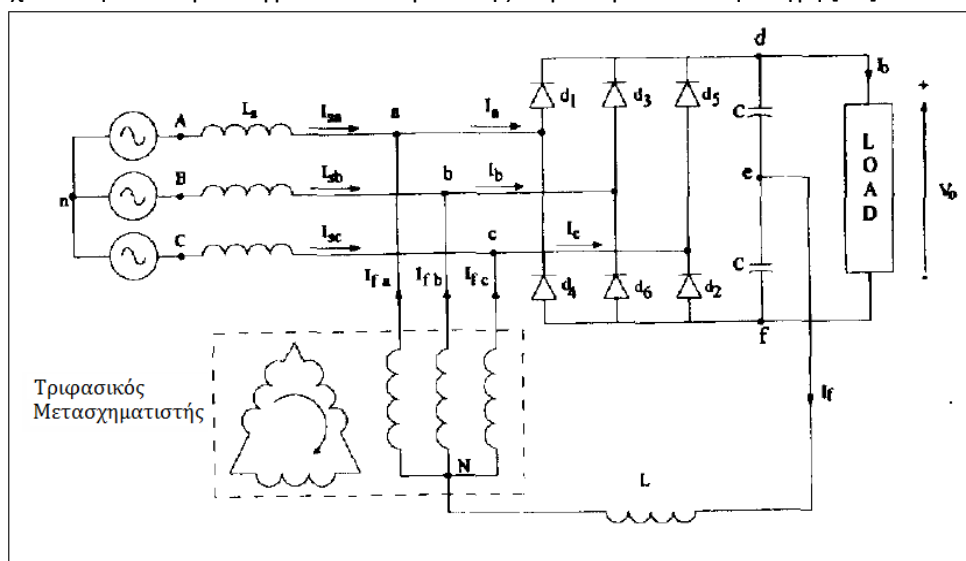
Στην ενότητα αυτή θα παρουσιαστούν κάποιες εφαρμοζόμενες παθητικοί μέθοδοι που βελτιώνουν τα χαρακτηριστικά του AC ρεύματος μειώνοντας την αρμονική του παραμόρφωση σε ανορθωτικές διατάξεις.

Έκχυση 3^{ης} αρμονικής [5,30]

Η προσέγγιση αυτή το κυκλωματικό διάγραμμα της οποίας παρουσιάζεται στην εικόνα [3.6] είναι παθητική. Αποτελείται από έναν τριφασικό μετασχηματιστή αστέρα/τριγώνου ο οποίος συνδέεται μεταξύ της AC και της DC πλευράς ενός τριφασικού ανορθωτή δίοδων με τον τρόπο που φαίνεται στο σχέδιο. Αυτή η διασύνδεση σε συνδυασμό με τα διαστήματα αγωγής της κάθε δίοδου των 120° μοιρών, παράγει ένα κυκλοφορών ρεύμα I_f τρίτης αρμονικής μεταξύ AC και DC πλευράς του ανορθωτή. Ο μετασχηματιστής που συνδέεται στην AC μεριά λειτουργεί σαν βραχυκύκλωμα για τα ρεύματα τρίτης αρμονικής. Χάρη σε αυτήν την τοπολογία τα ρεύματα I_f παράγονται αυτόματα και έχουν σαν αποτέλεσμα μια δραστική βελτίωση της κυματομορφής του ρεύματος εισόδου βελτιώνοντας τον συντελεστή ισχύος του και μειώνοντας τις αρμονικές ενώ πρέπει να σημειωθεί ότι ο μετασχηματιστής απορροφά αμελητέο ρεύμα στην θεμελιώδη συχνότητα από την πηγή μιας και το δευτερεύον του (τρίγωνο) είναι στο κενό. Ο μετασχηματιστής μπορεί να σχεδιαστεί σε ζιγκ-ζαγκ τοπολογία πετυχαίνοντας μείωση του μεγέθους του. Τα πλεονεκτήματα αυτής της προσέγγισης είναι:

- Το όλο κύκλωμα είναι παθητικό και δεν παρεμβαίνει στην διαδικασία της ανόρθωσης.
- Το τελικό ρεύμα της γραμμής γίνεται σχεδόν ημιτονικό
- Το κυκλοφορών ρεύμα τρίτης αρμονικής παράγεται αυτόματα.
- Η απαιτούμενη ισχύς των παθητικών στοιχείων είναι κλάσμα αυτής των δίοδων.

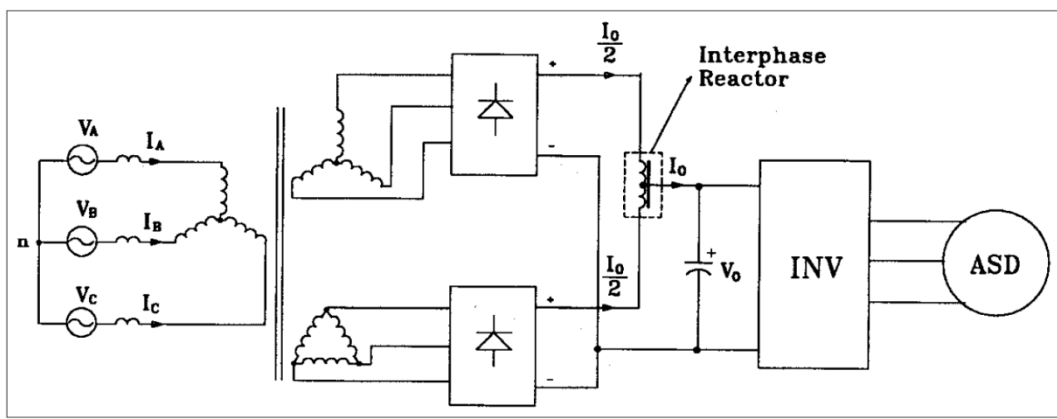
Για περισσότερες λεπτομέρειες στον τρόπο λειτουργίας καθώς και για τις απαραίτητες εξισώσεις για την σχεδίαση και παραδείγματα ο αναγνώστης παραπέμπεται στην πηγή [30].



Εικόνα 3.6 Παρουσιάζεται μία προσέγγιση για την βελτίωση του συντελεστή ισχύος και της μείωσης των αρμονικών ενός τριφασικού ανορθωτή δίοδων εκχέοντας παθητικά 3^η αρμονική.

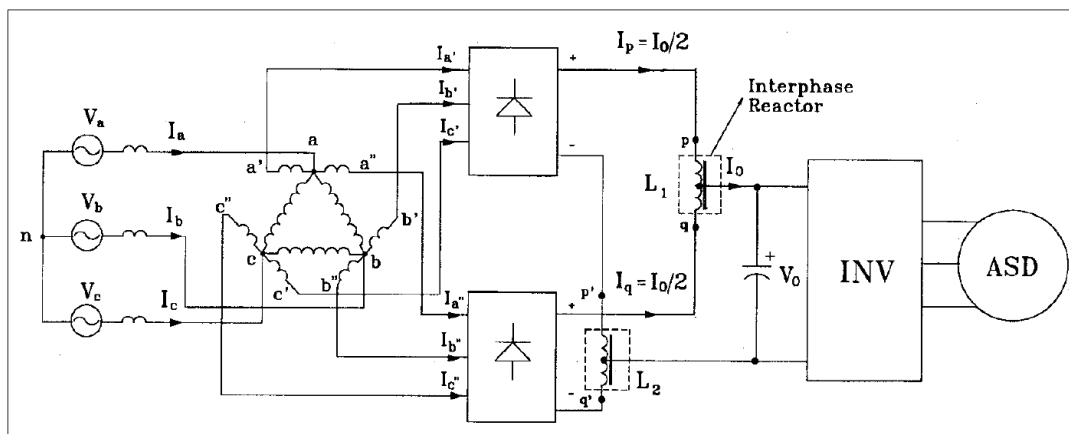
Πολλλαπλασιασμός φάσεων [5]

Η μέθοδος αυτή αποτελεί επίσης μια βελτίωση που στηρίζεται στον κλασικό τριφασικό ανορθωτή γέφυρας. Είναι επίσης παθητική μέθοδος και σε πρώτο στάδιο εννοούμε τον διπλασιασμό των φάσεων από τρεις σε έξι. Χρησιμοποιώντας μετασχηματιστές απομόνωσης έναν αστέρα/τρίγωνο και έναν αστέρα/αστέρα παράγουμε 6 φάσεις και μπορούμε συνδέοντας έναν ανορθωτή 12 παλμών (δύο εξαπαλμικούς) να διασφαλίσουμε την ακύρωση της 5^{ης}, 7^{ης}, 17^{ης}, 19^{ης} κλπ αρμονικών βελτιώνοντας κατά πολύ την κυματομορφή του ρεύματος εισόδου. Περαιτέρω πολλαπλασιασμός φάσεων αποκλείει επιπλέον συχνότητες, για παράδειγμα ο 18-παλμικός ανορθωτής αποκλείει επιπλέον την 11^η, 13^η κλπ. Η τοπολογία της μεθόδου παρουσιάζεται παρακάτω στην εικόνα [3.7].



Εικόνα 3.7 Συμβατικός 12-παλμικός ανορθωτής διόδων.

Στην βιβλιογραφία [31] προτείνεται επίσης μια παραλλαγή της παραπάνω μεθόδου πολλαπλασιασμού φάσεων [Εικόνα 3.8]. Την απαραίτητη μετατόπιση φάσης των 30° μοιρών παρέχει ένας αυτομετασχηματιστής ενώ δύο πηνία διασύνδεσης στην DC πλευρά διασφαλίζουν την ανεξάρτητη λειτουργία των δύο ανορθωτικών διατάξεων γέφυρας. Η διάταξη αυτή επιτυγχάνει την ίδια βελτίωση της κυματομορφής του ρεύματος εισόδου με υψηλότερη απόδοση και με ταυτόχρονη μείωση του μεγέθους, του βάρους και του κόστους του μετασχηματιστή κατά 82% [31] καθιστώντας την μέθοδο του πολλαπλασιασμού φάσεων πιο ελκυστική.



Εικόνα 3.7 Βελτιστοποιημένος ανορθωτής 12 παλμών με τοπολογία πολυφασικού αυτομετασχηματιστή.

3.3 Ενεργά φίλτρα

Για ολοένα και περισσότερες εφαρμογές, ο συμβατικός εξοπλισμός για την διαχείριση προβλημάτων που αφορούν την ποιότητα ισχύος κρίνεται ανεπαρκής. Κατά παράδοση, η αρμονική παραμόρφωση αντιμετωπιζόταν με LC φίλτρα. Ωστόσο η χρήση παθητικών φίλτρων μπορεί να έχει ως αποτέλεσμα παράλληλους συντονισμούς, υπεραντιστάθμιση αέργου ισχύος στην θεμελιώδη συχνότητα και μειωμένη ευελιξία στην απόσβεση διαφόρων αρμονικών συχνοτήτων. Οι αυξημένες ανάγκες σε βελτίωση της ποιότητας ισχύος στα δίκτυα ηλεκτρικής ενέργειας, σε συνδυασμό με την ανάπτυξη της ψηφιακής επεξεργασίας σήματος και των ημιαγωγικών στοιχείων, προσέδρασε την προσοχή των μηχανικών για την ανάπτυξη δυναμικών και προσαρμόσιμων λύσεων. Ο εξοπλισμός αυτός γνωστός ως ενεργά φίλτρα έχει την δυνατότητα να εξαλείφει αρμονικές ρεύματος και τάσης, να αντισταθμίσει την άεργο ισχύ, να σταθεροποιούν την τάση του φορτίου, να καταστέλλουν το φαινόμενο flicker και να βελτιώνουν την ισορροπία των τάσεων σε τριφασικά συστήματα.

Τα πλεονεκτήματα στην χρήση των ενεργών φίλτρων είναι:

- Είναι επεκτάσιμα και ευέλικτα. Προσαρμόζονται αυτόματα σε αλλαγές του δικτύου και στις διακυμάνσεις του φορτίου.
- Μπορούν να απαλείψουν ταυτόχρονα πολλαπλές αρμονικές συχνότητες.
- Δεν δημιουργούν προβλήματα συντονισμού ,μεταξύ του φίλτρου και του δικτύου, ή υπερφόρτωσης στο σύστημα.
- Ενώ επιπλέον καταλαμβάνουν πολύ μικρό χώρο σε σχέση με τις κλασικές παθητικές διατάξεις φίλτρων.

Τα ενεργά φίλτρα είναι ανεπτυγμένα πάνω σε PWM μετατροπείς. Είναι αντιστροφείς που συμπεριφέρονται σαν μη ημιτονοειδείς πηγές ρεύματος τροφοδοτούμενα από ένα μέσο αποθήκευσης ενέργειας στον DC ζυγό (πηγής ρεύματος ή πηγής τάσης). Κατά την λειτουργία τους αφού πάρουν δεδομένα τάσης/ρεύματος από το σημείο σύνδεσής τους, εκχέουν στο σύστημα αρμονικές ίσες και αντίθετης φάσης με τις ήδη υπάρχουσες με αποτέλεσμα να τις ακυρώνουν. Τα ενεργά φίλτρα χωρίζονται στους τύπους τριών και τεσσάρων καλωδίων. Αυτά των τριών καλωδίων είναι συνήθως μεγάλες μονάδες ισχύος που η αρχική τους χρήση είναι στις εφαρμογές όπου υπάρχουν μεγάλοι αριθμοί βιομηχανικών μη γραμμικών φορτίων. Η άλλη μορφή των τεσσάρων αγωγών έχει την δυνατότητα να φιλτράρει τις τριπλές αρμονικές συνιστώσες που ρέουν στο τέταρτο καλώδιο που αποτελεί τον ουδέτερο του τριφασικού συστήματος. Αυτός ο τύπος φίλτρων βρίσκει ευρεία χρήση στις εμπορικές εφαρμογές όπου η αρμονική παραμόρφωση προέρχεται κυρίως από τηλεπικοινωνιακά και παλμοτροφοδοτικά συστήματα.

Επιπλέον τα ενεργά φίλτρα μπορούν να διαχωριστούν ανάλογα με την τοπολογία τους στα εξής τρία είδη:

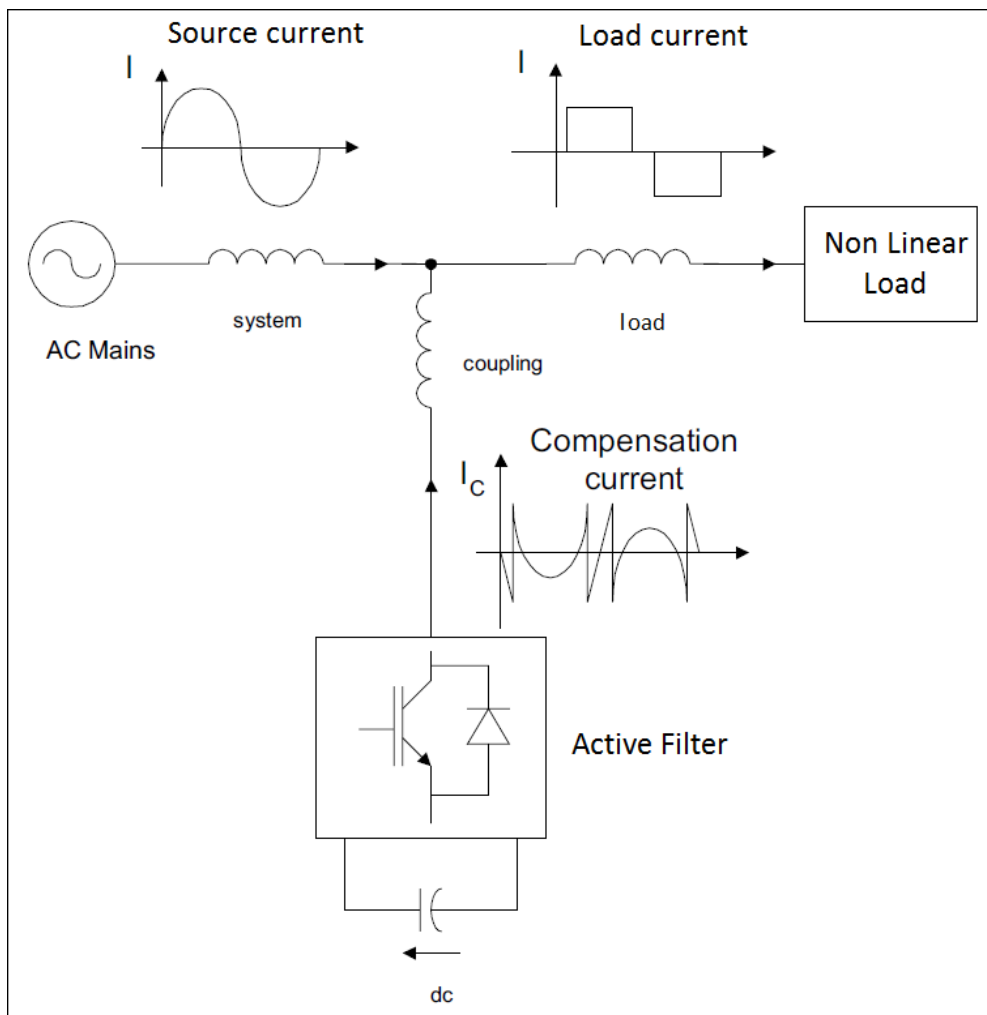
- Ενεργό φίλτρο τύπου σειράς.
- Ενεργό φίλτρο τύπου παράλληλο.
- Υβριδικό φίλτρο, συνδυασμός ενεργού και παθητικού.

Εξαιτίας λειτουργικών περιορισμών ο κάθε τύπος φίλτρου είναι καταλληλότερος για την αντιμετώπιση διαφορετικών προβλημάτων στην ποιότητα της ισχύος. Έτσι η επιλογή του απαραίτητου τύπου εξαρτάται κάθε φορά από την πηγή του προβλήματος.

Εν παραλλήλω ενεργά φίλτρα

Τα παράλληλα ενεργά φίλτρα αντισταθμίζουν τις αρμονικές ρεύματος εκχέοντας ίσες αλλά αντίθετης φάσης αρμονικές με αποτέλεσμα να αλληλοαναιρούνται. Έτσι το ρεύμα της πηγής παραμένει ημιτονοειδές και συμφασικό με την αντίστοιχη φασική τάση. Αυτή η αρχή είναι εφαρμόσιμη σε οποιοδήποτε τύπο φορτίου που θεωρείται πηγή αρμονικών. Επιπλέον με το κατάλληλο κύκλωμα ελέγχου το ενεργό φίλτρο μπορεί να αντισταθμίζει την άεργο ισχύ του φορτίου. Με αυτόν τον τρόπο το σύστημα διανομής βλέπει το μη γραμμικό φορτίο σαν μια ιδεατή αντίσταση.

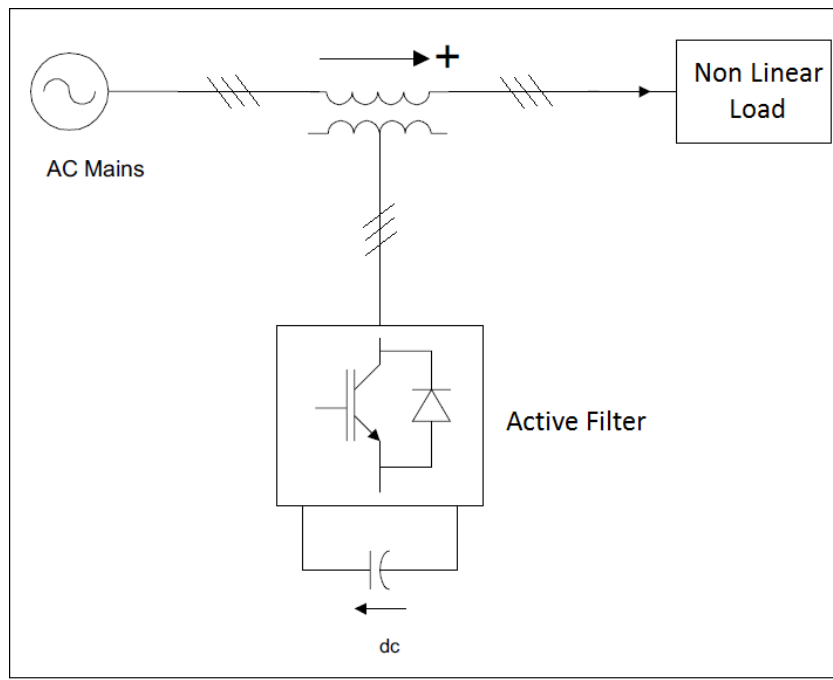
Τα χαρακτηριστικά της λειτουργίας του παράλληλου ενεργού φίλτρου φαίνονται στο παρακάτω σχήμα [Εικόνα 3.8].



Εικόνα 3.8 Κυκλωματικό διάγραμμα του παράλληλου ενεργού φίλτρου. Φαίνονται οι κυματομορφές του ρεύματος του μη γραμμικού φορτίου, του παραγόμενου από το φίλτρο ρεύματος και η τελική ημιτονοειδής κυματομορφή της πηγής.

Εν σειρά ενεργά φίλτρα

Τα εν σειρά ενεργά φίλτρα λειτουργούν κυρίως σαν ρυθμιστές τάσης και σαν απομονωτές αρμονικών μεταξύ του μη γραμμικού φορτίου και της πηγής. Συνδέονται σε σειρά με την πηγή τάση τροφοδοσίας και μπορούμε να τα δούμε σαν ελεγχόμενη πηγή τάσης. Προβάλλουν υψηλή σύνθετη αντίσταση στο αρμονικό ρεύμα επομένως εμποδίζουν την ροή του αρμονικού ρεύματος από το φορτίο προς την πηγή. Το ενεργό φίλτρο τύπου σειράς είναι προτιμότερο να λειτουργεί για την προστασία του καταναλωτή από μία ανεπαρκής ποιότητας πηγή τάσης. Αυτός ο τύπος προτείνεται ειδικά για την αντιστάθμιση ανισοροπιών τάσης και βυθίσεων τάσης από την AC τροφοδοσία. Η διάταξη του εν σειρά ενεργού φίλτρου φαίνεται στην παρακάτω εικόνα [3.9].



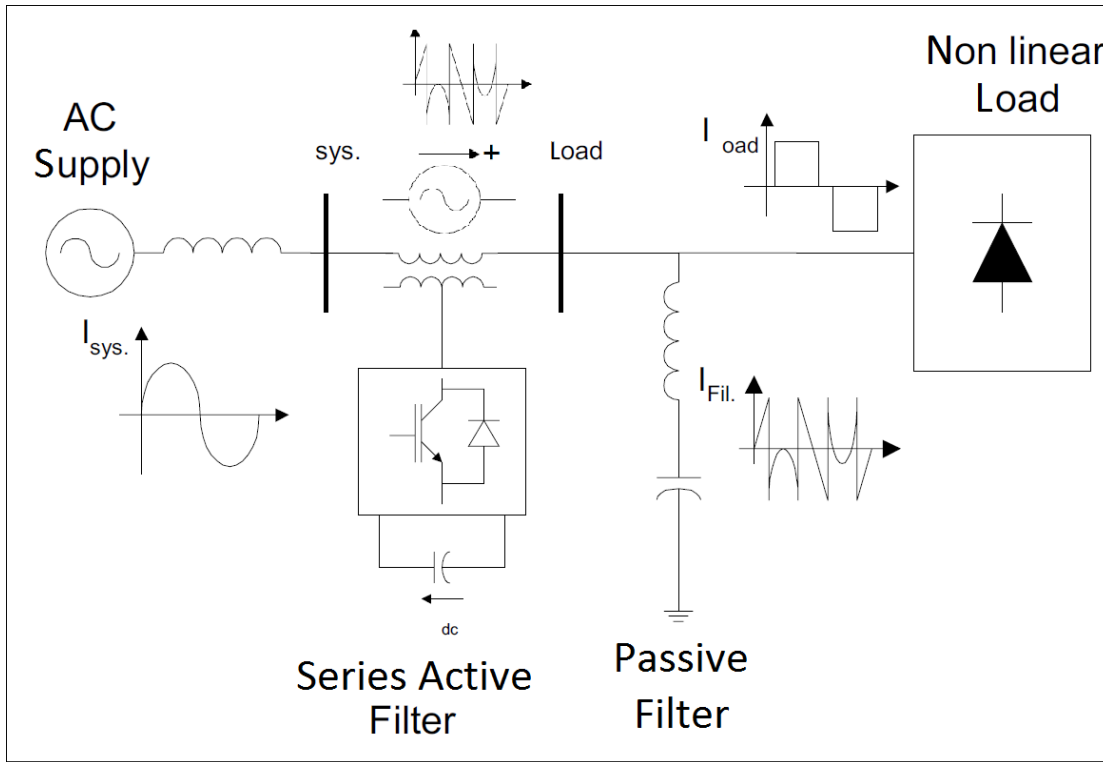
Εικόνα 3.9 Κυκλωματικό διάγραμμα της τοπολογίας του εν σειρά ενεργού φίλτρου.

Υβριδικά φίλτρα

Τα υβριδικά φίλτρα είναι συνδυασμός ενεργών και παθητικών φίλτρων. Ανάλογα τις ανάγκες επιλέγονται κάποιες αρμονικές να καταστέλλονται από το παθητικό τμήμα του φίλτρου ενώ οι υπόλοιπες από το ενεργό. Στην εξάλειψη αρμονικού ρεύματος, το ενεργό φίλτρο βελτιώνει τη χαρακτηριστική φιλτραρίσματος του παθητικού φίλτρου. Μια συνήθης περίπτωση είναι το παθητικό φίλτρο να περιορίζει την 5^η και 7^η αρμονική συνιστώσα του ρεύματος του μη γραμμικού φορτίου ενώ μέσω του ενεργού φίλτρου να επιτυγχάνεται ο περιορισμός της 3^{ης} και κάποιων επιλεγμένων υψηλότερων αρμονικών συχνοτήτων. Σε κάθε περίπτωση η χρήση υβριδικών φίλτρων έναντι των αμιγώς ενεργών έχει τα εξής πλεονεκτήματα:

- Επιτυγχάνεται φιλτράρισμα υψηλής ισχύος οικονομικά αποδοτικότερο.
- Μπορεί να χρησιμοποιηθεί πολύ μικρότερο ενεργό φίλτρο.
- Παρέχει μεγαλύτερη αξιοπιστία.
- Έχει μικρότερη πολυπλοκότητα.

Ένα υβριδικό φίλτρο είναι συνδυασμός ενός ενεργού οποιουδήποτε τύπου συνδεδεμένου είτε στο δίκτυο είτε στον κλάδο του φίλτρου. Στο παρακάτω σχήμα [Εικόνα 3.10] παρουσιάζεται το κύκλωμα ισχύος ενός υβριδικού φίλτρου αποτελούμενου από ένα εν σειρά ενεργό φίλτρο και ένα παράλληλο στο φορτίο παθητικό φίλτρο.



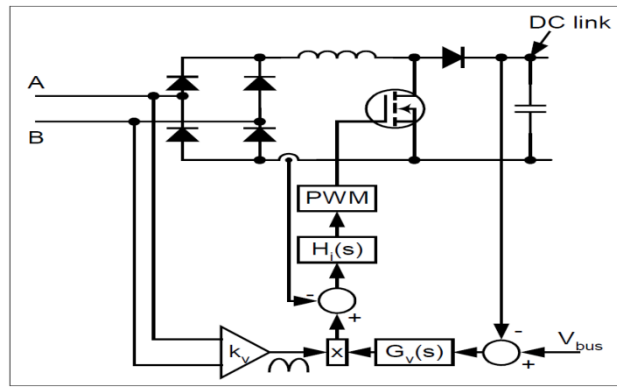
Εικόνα 3.10 Κυκλωματικό διάγραμμα ενός υβριδικού φίλτρου αποτελούμενου από ένα εν σειρά ενεργού και ενός παράλληλου παθητικού.

3.4 Ελεγχόμενοι τριφασικοί ανορθωτές

Στις μέρες μας, στις περισσότερες περιπτώσεις, η μη ελεγχόμενη τριφασική ανορθωτική γέφυρα χρησιμοποιείται για την σύζευξη του DC ζυγού μετατροπών με την AC τριφασική πηγή. Τέτοιες διατάξεις συνήθως χαμηλής και μεσαίας ισχύος χρησιμοποιούνται ευρέως στην βιομηχανία. Οι διατάξεις αυτές παράγουν αρμονικές ρεύματος σε χαμηλές σχετικά συχνότητες οι οποίες εκτός από επιπλέον απώλειες μεταφοράς προκαλούν παραμορφώσεις στην τάση του δικτύου λόγω της εσωτερικής αντίστασής του. Οι αλλοιώσεις στην κυματομορφή της τάσης προκαλούν επιδράσεις και δυσλειτουργίες στα λοιπά συνδεδεμένα συστήματα. Επιπλέον μειονέκτημα της μη ελεγχόμενης ανόρθωσης είναι η άμεση εξάρτηση της τάσης εξόδου από την τάση του δικτύου τροφοδοσίας. Έτσι στην ενότητα αυτή παρουσιάζονται οι βασικότερες τοπολογίες ανορθωτικών διατάξεων που ενέχουν κάποια μορφή ελέγχου του ρεύματος εισόδου καθώς και της τάσης εξόδου.

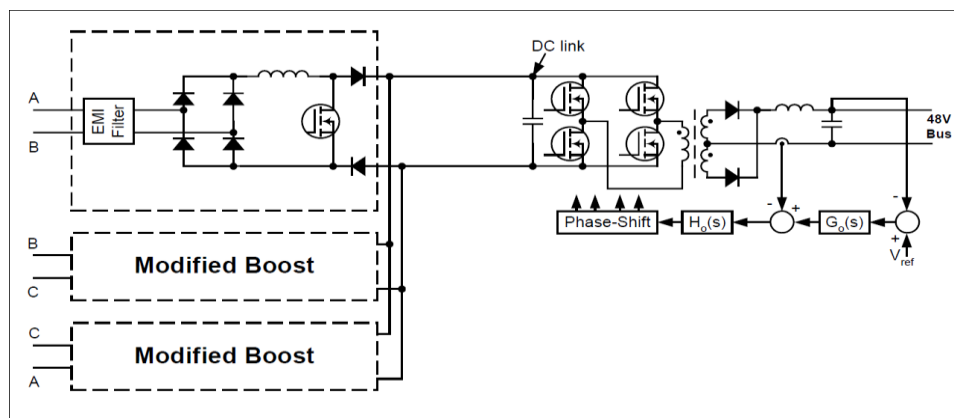
3.4.1 Σύνδεση 3 Μονοφασικών ανορθωτών ανύψωσης τάσης

Η πιο θεμελιώδης ελεγχόμενη ανορθωτική μονάδα είναι ο μονοφασικός ανορθωτής γέφυρας ανύψωσης τάσης. Είναι ο απλούστερος και ο πρώτος στον οποίον αναπτύχθηκαν τεχνικές διόρθωσης του συντελεστή ισχύος. Ο έλεγχός του είναι απλός και βασίζεται σε τεχνικές διαμόρφωσης PWM. Όπως φαίνεται και στο ακόλουθο διάγραμμα [Εικόνα 3.11] αφού δημιουργηθεί από την τάση εισόδου και τον ελεγκτή τάσης εξόδου το ρεύμα αναφοράς, με κάποια τεχνική PWM οδηγούμε τον διακόπτη για την ρύθμιση του ρεύματος.



Εικόνα 3.11 Κυκλωματικό διάγραμμα του μονοφασικού ανορθωτή ανύψωσης και του ελέγχου του.

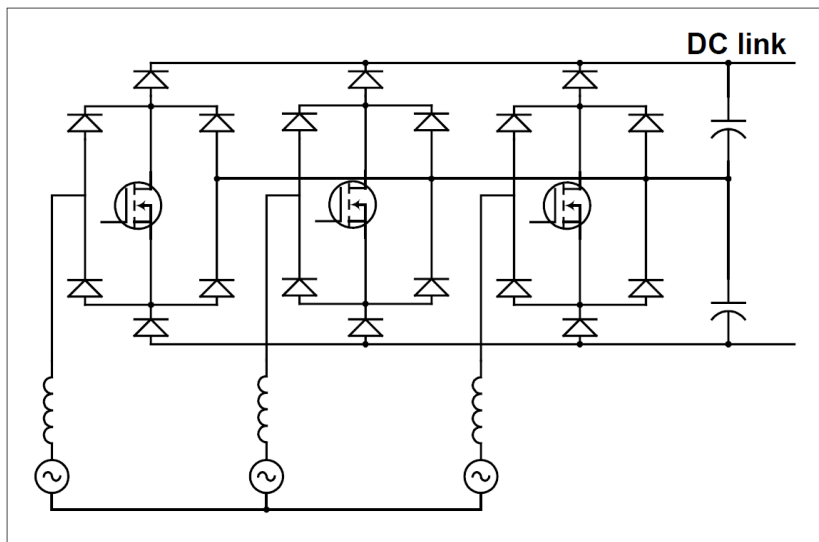
Έτσι η πρώτη επιλογή για τριφασική ελεγχόμενη ανόρθωση προέρχεται από την παράλληλη σύνδεση είτε σε αστέρα είτε σε τρίγωνο τριών μονοφασικών μονάδων. Για την επίτευξη αυτού θα πρέπει τουλάχιστον τα δύο από τα τρία κυκλώματα να έχουν ηλεκτρικά απομονωμένες τις εισόδους από τις εξόδους τους μιας και όλες οι μονάδες τροφοδοτούν το ίδιο φορτίο. Αυτό κλασικά μπορεί να επιτευχθεί είτε με μετασχηματιστές απομόνωσης υψηλών συχνοτήτων στην DC πλευρά είτε με μετασχηματιστή απομόνωσης στην είσοδο στην συχνότητα της γεννήτριας. Εναλλακτικά με κάποιες μετατροπές στο κύκλωμα ισχύος μπορούν να συνδεθούν παράλληλα απευθείας όπως φαίνεται και στην εικόνα [3.12].



Εικόνα 3.12 Κυκλωματικό διάγραμμα για απευθείας σύνδεσης σε κοινό ζυγό τριών μονοφασικών ανορθωτικών μονάδων για την δημιουργία πλήρως ελεγχόμενης 3-φασικής ανόρθωσης.

3.4.2 Ανορθωτής τύπου VIENNA

Το παρακάτω κύκλωμα [Εικόνα 3.13] αποτελεί σημαντική απλοποίηση στο κύκλωμα της προηγούμενης λύσης των τριών μονοφασικών ανορθωτικών μονάδων. Έτσι ο ανορθωτής VIENNA [34,35] είναι απλούστερη και βελτιωμένη έκδοση της σύνδεσης των παραπάνω μονάδων σε έναν κοινό ζυγό. Η βασική ιδέα είναι η χρήση του ουδέτερου κόμβου στο μέσο των DC πυκνωτών σαν σημείο σύνδεσης για την μείωση της εφαρμοζόμενης τάσης στα άκρα των διακοπτικών στοιχείων. Για να λειτουργεί ορθά το κύκλωμα, η τάση στον DC ζυγό πρέπει να είναι τουλάχιστον διπλάσια του πλάτους της φασικής τάσης εισόδου. Ωστόσο, η δομή που λαμβάνουμε η οποία χρησιμοποιώντας τον ουδέτερο κόμβο γίνεται τριών επιπέδων, μειώνει την καταπόνηση των διακοπτικών στοιχείων λόγω τάσης στο μισό της τάσης εξόδου του ανορθωτή.



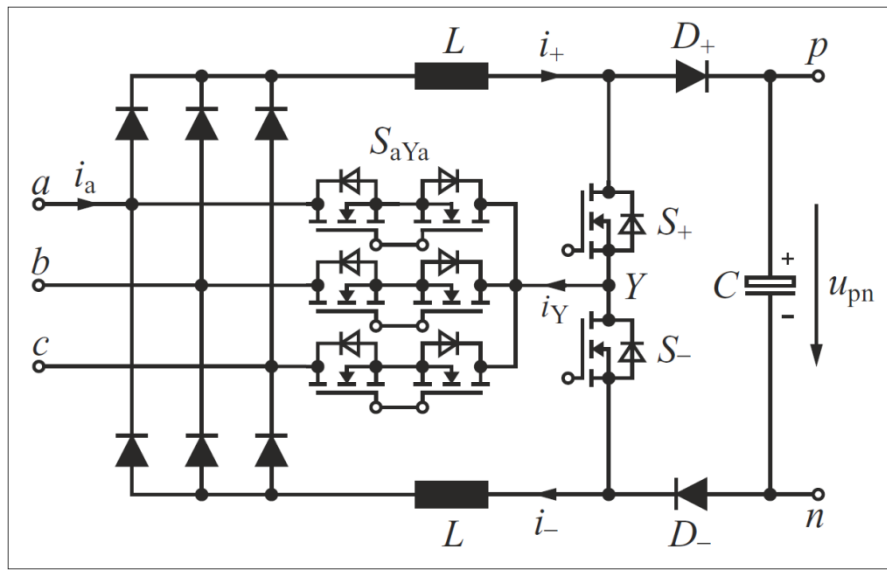
Εικόνα 3.13 Διάταξη του κυκλώματος ισχύος του ελεγχόμενου ανορθωτή VIENNA.

Επιπλέον αποτέλεσμα της αύξησης των επιπέδων του μετατροπέα είναι μικρότερες μεταβολές τάσεων και άρα μικρότερη κυμάτωση στο ρεύμα εισόδου. Αυτό συμβάλει στην μείωση του μεγέθους των φίλτρων εισόδου, καταρχάς τα πηνία ανύψωσης και κατά δεύτερον του φίλτρου για τον περιορισμό των ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών EMI μιας και τα παραγόμενα επίπεδα μειώνονται παράλληλα με την τάση στα άκρα των διακοπών. Παρόλα αυτά χαρακτηρίζεται από σχετικά υψηλές απώλειες αγωγής λόγω των εν σειρά συνδεδεμένων διόδων και έτσι βελτιωμένες εκδόσεις κυκλοφορούν αλλά με περισσότερα ελεγχόμενα ημιαγωγικά στοιχεία [32].

3.4.3 Υβριδικός ανορθωτής έκχυσης 3^{ης} αρμονικής

Η διάταξη αυτή [Εικόνα 3.14] παρέχει την δυνατότητα διαμόρφωσης ημιτονοειδούς ρεύματος εισόδου και παράλληλα έλεγχο της DC τάσης εξόδου. Η DC τάση εξόδου θα πρέπει να είναι αρκετά μεγαλύτερη από την μέγιστη πολική τάση, $U_{dc} > \sqrt{3} * U_{LL}$. Τα ρεύματα των πηνίων L ελέγχονται ανεξάρτητα χάρη στους διακόπτες S+ και S-, και αναλογικά με τις φασικές τάσεις που συμμετέχουν στην διαμόρφωση της τάσης εξόδου κάθε φορά, ενώ οι διακόπτες τεσσάρων τεταρτημορίων άγουν ένας κάθε φορά για την επιλογή της φάσης στην οποία το παραγόμενο ρεύμα i_Y θα διαρρεύσει. Έτσι σχηματίζεται ημιτονοειδές ρεύμα μεταξύ δύο φάσεων ενώ αυτό της τρίτης ακολουθεί λόγω συμμετρίας. Το παραγόμενο αυτό ρεύμα έχει συχνότητα τριπλάσια της

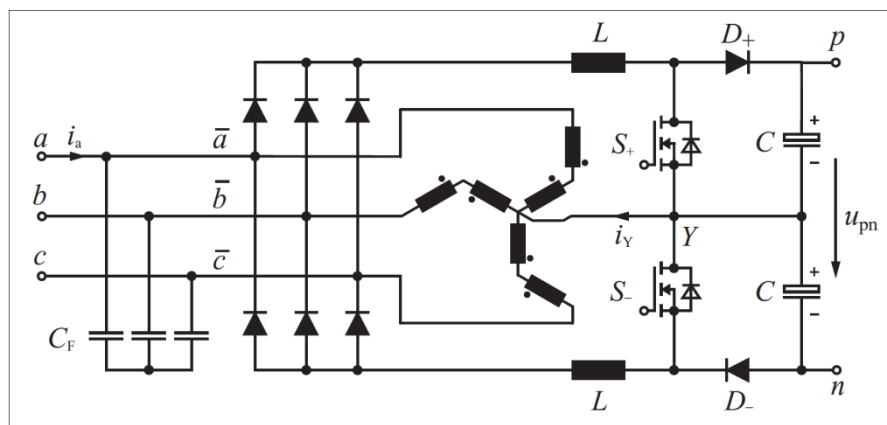
θεμελιώδους γεγονός που δικαιολογεί και την ονομασία της διάταξης ως υβριδικός ανορθωτής έκχυσης 3^{ης} αρμονικής.



Εικόνα 3.14 Κύκλωμα ισχύος του υβριδικού ανορθωτή έκχυσης 3^{ης} αρμονικής.

3.4.4 Ανορθωτής MINNESOTA με παθητική έκχυση 3^{ης} αρμονικής

Εναλλακτικά στην παραπάνω περίπτωση, η έκχυση του παραγόμενου ρεύματος i_Y μπορούσε να γίνει μέσω ενός πλήρως παθητικού δικτύου έκχυσης. Το δικτύωμα αυτό μπορεί να είναι είτε συντονισμένο κύκλωμα στην 3^η αρμονική είτε όπως είδαμε και σε προηγούμενη ενότητα 3.2 στην εικόνα [3.6] να είναι κύκλωμα μετασχηματιστών με χαμηλή σύνθετη αντίσταση μηδενικής ακολουθίας. Η τελευταία περίπτωση οδηγεί στον ανορθωτή του σχήματος [3.15] γνωστού ως ανορθωτής MINNESOTA.



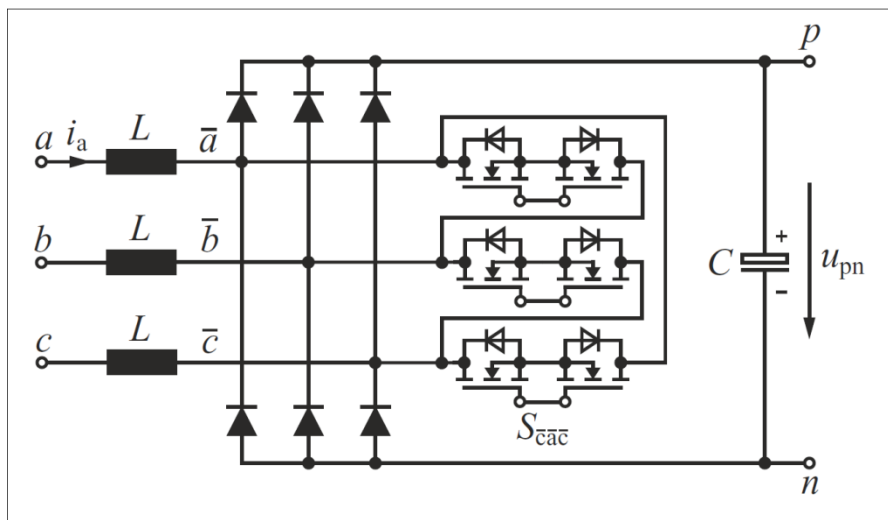
Εικόνα 3.15 Κύκλωμα ισχύος του υβριδικού ανορθωτή με παθητική έκχυση 3^{ης} αρμονικής MINNESOTA.

Ωστόσο, το κύκλωμα αυτό δεν έχει την δυνατότητα να επιλέξει ποια φάση θα τροφοδοτήσει αλλά το ανατροφοδοτούμενο ρεύμα διαιρείται σε τρία ίσα μέρη και εκχέεται σε όλες τις φάσεις. Με τον τρόπο αυτόν μπορεί επίσης να διαμορφωθεί ημιτονοειδές ρεύμα εισόδου ανάλογο της τάσης. Παρόλα αυτά, το παθητικό δικτύωμα έκχυσης είναι αρκετά βαρύ και ογκώδες είτε σαν

μετασχηματιστής είτε σαν συντονισμένο σε μια πολύ χαμηλή συχνότητα. Επιπλέον το ρεύμα έκχυσης i_Y που απαιτείται σε σύγκριση με αυτό της προηγούμενης τοπολογίας πρέπει να είναι το τριπλάσιο απαιτώντας και τα διακοπτικά στοιχεία S_+ και S_- να είναι διαστασιολογημένα αντίστοιχα. Έτσι για τις μεγάλες σχετικά απαιτήσεις σε ισχύ στην βιομηχανία, η ενεργή έκχυση είναι σαφώς προτιμώμενη.

3.4.5 Ανορθωτής με διακόπτες σε τρίγωνο (Δ -switch)

Ο μετατροπέας αυτός αποτελείται από μία ανορθωτική γέφυρα έξι διόδων και τρεις διακόπτες τεσσάρων τεταρτημορίων οι οποίοι είναι συνδεδεμένοι μεταξύ τους σε τρίγωνο δικαιολογώντας την ονομασία του. Οι διακόπτες αυτοί προσφέρουν την δυνατότητα ελέγχου της κατάστασης αγωγής των διόδων της γέφυρας μέσω του ελέγχου της τάσης που εφαρμόζεται στους κλάδους της. Οι μεταγωγές των διόδων της γέφυρας πραγματοποιούνται στη διακοπτική συχνότητα λειτουργίας σε αντίθεση με τους προηγούμενους δύο ανορθωτές που παρουσιάστηκαν.



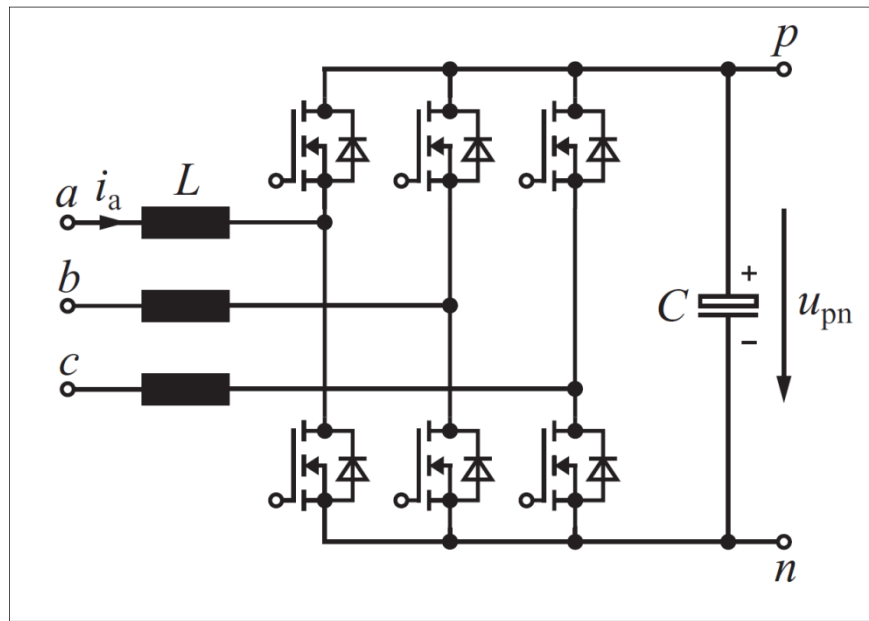
Εικόνα 3.16 Κύκλωμα ισχύος του ελεγχόμενου ανορθωτή με διακόπτες συνδεδεμένους σε τρίγωνο (Δ -switch).

Με εξαίρεση την περίπτωση της ταυτόχρονης αγωγής και των τριών διακοπών, ένας κλάδος μίας φάσης θα συνδέεται πάντα στον θετικό (p) είτε στον αρνητικό (n) πόλο της τάσης εξόδου. Επομένως, το σύστημα παρουσιάζει χαρακτηριστικά δύο επιπέδων ως προς το σχηματισμό της τάσης. Στην διάταξη αυτή η DC τάση εξόδου θα πρέπει να είναι μεγαλύτερη από την μέγιστη τιμή της πολικής τάσης εξόδου. Στην περίπτωση διακοπής λειτουργίας μιας φάσης του δικτύου, οι δύο διακόπτες που σχετίζονται με τη φάση αυτή απενεργοποιούνται μόνιμα. Έτσι, σχηματίζεται ένας μονοφασικός ανορθωτής με διακόπτη τεσσάρων τεταρτημορίων στην AC πλευρά ο οποίος λειτουργεί υπό πολική τάση και επιτρέπει και πάλι την ρύθμιση της τάσης εξόδου και την διαμόρφωση ημιτονοειδούς ρεύματος εισόδου.

3.4.6 Πλήρως ελεγχόμενος ανορθωτής γέφυρας τύπου ανύψωσης τάσης

Μεταξύ των τριφασικών ανορθωτικών διατάξεων, η παρακάτω τοπολογία [Εικόνα 3.17] έξι διακοπτικών στοιχείων είναι ικανή να πετύχει την καλύτερη επίδοση όσον αφορά στον σχηματισμό των ρευμάτων εισόδου και παροχής της δυνατότητας αμφίπλευρης ροής ισχύος. Η

δυνατότητα αυτή έχει καταστήσει τον μετατροπέα αυτόν δημοφιλή σε εφαρμογές κινητήρων μεταβλητής ταχύτητας και αξιοποίησης της πέδησης για ανάκτηση ενέργειας.



Εικόνα 3.17 Κύκλωμα ισχύος του πλήρως ελεγχόμενου ανορθωτή γέφυρας εξαναγκασμένης μεταγωγής τύπου ανύψωσης τάσης.

Εδώ για την τάση εξόδου πρέπει να ισχύει όπως και σε προηγούμενες περιπτώσεις ότι η τάση εξόδου να είναι μεγαλύτερη από την μέγιστη τιμή της πολικής τάσης $U_{dc} > U_{L_L}$. Η διάταξη αυτή μπορεί να ανταπεξέλθει σε περίπτωση απώλειας μιας φάσης. Παρά την μεγάλη λειτουργικότητα του, το σύστημα αυτό έχει σχετικά απλή δομή ειδικά σε σχέση με προηγούμενους μετατροπείς οι οποίοι όχι μόνο δεν είναι αμφίπλευροι αλλά κατασκευαστικά αποτελούνται από πολύ περισσότερα ημιαγωγικά στοιχεία στο σύνολο (ελεγχόμενα ή μη).

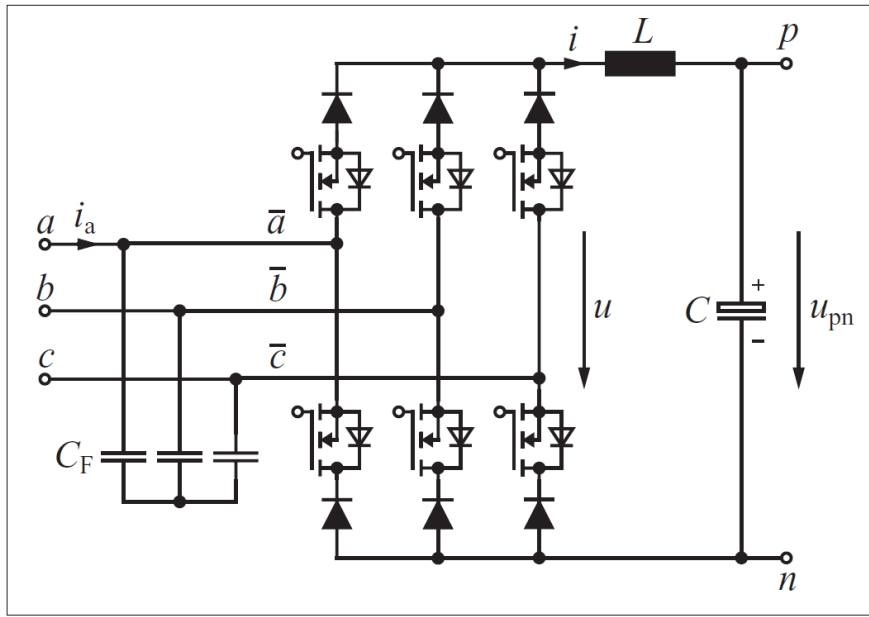
3.4.7 Πλήρως ελεγχόμενος ανορθωτής γέφυρας τύπου υποβιβασμού τάσης

Με την προσθήκη ενός ελεγχόμενου ημιαγωγικού διακόπτη σε σειρά με την κάθε δίοδο της απλής ανορθωτικής τριφασικής γέφυρας προκύπτει το κύκλωμα του σχήματος [3.18]. Η τοπολογία αυτή παρέχει πλήρη ανεξάρτητο από την τάση έλεγχο της μεταφερόμενης ισχύος. Ο συνδυασμός τρανζίστορ και διόδου σε σειρά δημιουργεί έναν διακόπτη μιας κατεύθυνσης όσον αφορά στο ρεύμα. Με κατάλληλη διαμόρφωση, το ρεύμα εξόδου μπορεί να διαμοιραστεί στις τρεις φάσεις με τρόπο ώστε μετά την εφαρμογή ενός βαθυπερατού φίλτρου για την διακοπτική συχνότητα του PWM, τα ρεύματα εισόδου που προκύπτουν να είναι πλήρως ημιτονοειδή.

Επιπλέον η DC τάση εξόδου μπορεί να ρυθμιστεί σε τιμές από 0 ως $U_{dc} > \sqrt{\frac{3}{2}} * U_{L_L}$. Αυτό το άνω όριο εξηγείται από το ότι δύο πολικές τάσεις χρησιμοποιούνται σε κάθε περίοδο για τον σχηματισμό της τάσης εξόδου με σκοπό την τροφοδοσία κάθε γραμμής με ημιτονοειδές ρεύμα.

Ο ανορθωτής υποβιβασμού προσφέρει κάποια πλεονεκτήματα σε σχέση με την προηγούμενη προσέγγιση τύπου ανύψωσης. Αυτά είναι: η ικανότητα για υποβιβασμό της τάσης, προστασία από βραχυκύκλωμα, εγγενής έλεγχος των απότομων ρευμάτων εισόδου (inrush currents), και

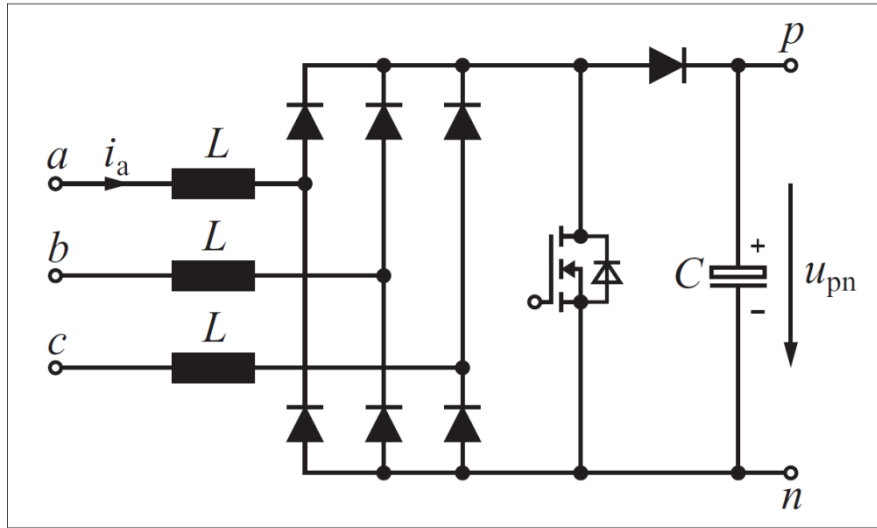
μικρή απαιτούμενη χωρητικότητα στον DC ζυγό. Από την άλλη μεριά τα μείζονα μειονεκτήματα των ανορθωτικών τοπολογιών υποβιβασμού είναι τα παλμικά ρεύματα εισόδου και οι απώλειες αγωγής που προκαλούνται από τις πτώσεις τάσης πάνω στα ημιαγωγικά στοιχεία. Οι απώλειες αγωγής μπορούν να περιοριστούν με την προσθήκη μιας διόδου ελεύθερης διέλευσης σαν τέταρτο κλάδο πριν το πηνίο L.



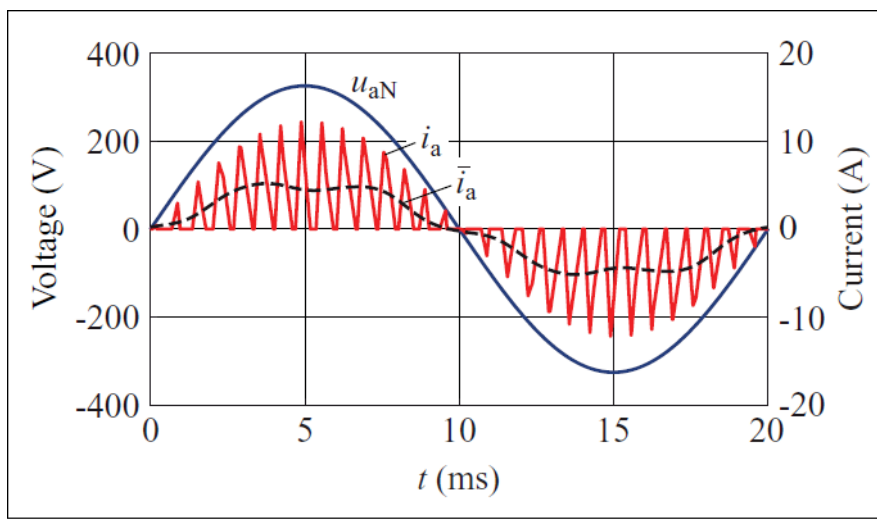
Εικόνα 3.18 Κύκλωμα ισχύος του τριφασικού ελεγχόμενου ανορθωτή έξι ελεγχόμενων διακοπτικών στοιχείων τύπου υποβιβασμού τάσης. Στο κύκλωμα φαίνεται και το απαραίτητο φίλτρο ρεύματος εισόδου.

3.4.8 Τριφασικός ανορθωτής ανύψωσης τάσης ασυνεχούς λειτουργίας ενός διακόπτη

Με την προσθήκη στον απλό τριφασικό ανορθωτή γέφυρας ενός ελεγχόμενου διακοπτικού στοιχείου όπως φαίνεται στο σχήμα της εικόνας [3.19] και των πηνίων L στην AC πλευρά, δημιουργούμε μια διάταξη, την απλούστερη μέχρι τώρα, η οποία με λειτουργία στην ασυνεχή αγωγή πετυχαίνει, παράλληλα με την ανύψωση της τάσης εξόδου, τα φασικά ρεύματα εισόδου αν και διακοπτόμενα να ακολουθούν μια ημιτονοειδή περιβάλλουσα όπως βλέπουμε στην εικόνα [3.20]. Η μέθοδος αυτή επιτυγχάνει ικανοποιητικό συντελεστή ισχύος. Υψηλότερος συντελεστής επιτυγχάνεται μόνο για μεγάλες τιμές της τάσης εξόδου και/ή για σχετικά μικρό χρόνο απομαγνήτισης των πηνίων εισόδου σε σχέση με τη διάρκεια αγωγής του ημιαγωγικού διακόπτη ελέγχου. Ωστόσο μια πιο λεπτομερή ανάλυση [16] δείχνει ότι χαμηλής τάξης αρμονικές, 5^η κυρίως, συνεχίζει να υπάρχει σε υψηλό σχετικά ποσοστό. Εξαιτίας αυτού του περιορισμού και των υψηλών ρευμάτων που ο διακόπτης πρέπει να διαχειριστεί καθώς και του μεγάλου σχετικά φίλτρου εισόδου, το κύκλωμα αυτό δεν έχει επιτυχία στην βιομηχανία. Πρέπει να επισημανθεί ότι για τριφασικά συστήματα λόγω της σχετικά μεγάλης ισχύος προτιμάται η λειτουργία σε συνεχή αγωγή.



Εικόνα 3.19 Κύκλωμα ισχύος του τριφασικού ανορθωτή τύπου ανύψωσης τάσης με ένα ελεγχόμενο διακοπτικό στοιχείο με λειτουργία σε ασυνεχή αγωγή DCM.



Εικόνα 3.20 Κυματομορφές που προκύπτουν από την παραπάνω διάταξη. Παρουσιάζονται η φασική τάση εισόδου (μπλε), το φασικό ρεύμα εισόδου (κόκκινο) και το φασικό ρεύμα εισόδου μετά το φιλτράρισμα, όπου γίνεται και εμφανής η παρουσία της 5^{ης} αρμονικής.

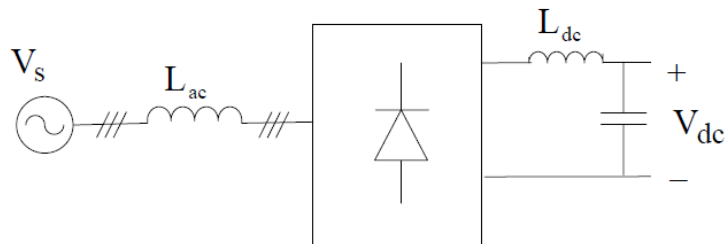
Κεφάλαιο 4. Παθητικά φίλτρα

Εισαγωγή

Παρά το γεγονός ότι τα ενεργά φίλτρα είναι μια τεχνολογία πολύ ώριμη και τα χαρακτηριστικά της απόδοσής τους είναι πολύ ελκυστικά, το παθητικό φιλτράρισμα αρμονικών είναι η πιο κοινά χρησιμοποιούμενη μέθοδος σε τριφασικά ανορθωτικά συστήματα διόδων ή θυρίστορ. Όλα τα στοιχεία είναι παθητικά και στιβαρά ενώ παράλληλα η εφαρμογή της σχεδιαστικής μεθόδου είναι σχετικά εύκολη. Το παθητικό φιλτράρισμα αποτελεί σίγουρα μια απλή λύση σε σχέση την κατασκευή ενεργών διατάξεων που απαιτούν επιπλέον ηλεκτρονικά κυκλώματα και πολύπλοκες στρατηγικές ελέγχου. Τα παθητικά φίλτρα έχουν γενικά χαμηλό κόστος ειδικά όταν αφορά μικρές σχετικά ισχύς ενώ φαίνονται μονόδρομος για την αποκοπή υψηλών συχνοτήτων. Αυτό το κεφάλαιο παρέχει γενικές γνώσεις για τις κοινές παθητικές μεθόδους φιλτραρίσματος του αρμονικού περιεχομένου και τα σχετικά κυκλώματα/τοπολογίες που χρησιμοποιούνται σε συστήματα μικρών ανεμογεννητριών. Στο παρόν κεφάλαιο μελετώνται η τριφασική αντίδραση γραμμής, η αυτεπαγωγή στην γραμμή συνεχούς ρεύματος DC choke, το απλό βαθυπερατό φίλτρο LC και άλλα παράλληλα συντονισμένα βαθυπερατά φίλτρα μεγαλύτερης τάξης. Παρουσιάζονται τα μειονεκτήματα, τα πλεονεκτήματα, οι αρχές σχεδίασης και τα χαρακτηριστικά της απόδοσης όλων των εναλλακτικών παθητικών αρμονικών φίλτρων που προαναφέρθηκαν. Τα φίλτρα που θα εξεταστούν θα είναι βαθυπερατά αναγκαστικά γιατί η ταχύτητα περιστροφής της ανεμογεννήτριας είναι μεταβαλλόμενη άρα και η συχνότητα λειτουργίας δεν είναι σταθερή και έτσι η λύση των μονοσυντονιζόμενων φίλτρων δεν υφίσταται. Σε κάθε περίπτωση εδώ παρουσιάζεται η σχεδίαση για κάθε φίλτρο αλλά και ο τρόπος που επηρεάζει κάθε παράμετρος τα χαρακτηριστικά του ώστε μετά από μία εφαρμογή των αρχικών υπολογισμών, να μπορούν να γίνουν επιπλέον και οι απαραίτητες προσαρμογές για ακόμα καλύτερα αποτελέσματα.

4.1 Στραγγαλιστικό πηνίο L και DC choke

Η πιο απλή σχεδιαστικά και οικονομικότερη παθητική τεχνική μείωσης αρμονικών αφορά την χρήση πρόσθετων αντιδράσεων είτε στην γραμμή εναλλασσομένου ρεύματος L_{ac}, στην είσοδο της ανορθωτικής διάταξης, είτε στην γραμμή συνεχούς ρεύματος L_{dc} αμέσως μετά τον ανορθωτή. Είναι μια αρκετά καθιερωμένη μέθοδος για συστήματα ή τμήματά τους που δεν έχουμε αυστηρά κριτήρια για την ποιότητα ισχύος. Η αντίδραση που σχεδιάζεται για τις ανορθωτικές διατάξεις τυπικά δεν είναι παρά αγωγός τυλιγμένος γύρω από πυρήνα κατασκευασμένο από λεπτά ελάσματα σιδήρου. Το χαρακτηριστικό που επιθυμούμε είναι η αυτεπαγωγή του, η αδράνεια σε μια ταχεία μεταβολή της έντασης του ρεύματος. Οι αντιδράσεις L_{ac} και L_{dc} (chokes) μπορούν να χρησιμοποιηθούν μεμονωμένα ή και σε συνδυασμό. Και οι δύο τύποι εξυπηρετούν τον ίδιο πρωταρχικό σκοπό, να εξομαλύνουν το ρεύμα που ρέει στο σύστημα και να μειώσουν τις επιβλαβείς γι' αυτό αρμονικές που παράγονται από την ανόρθωση.



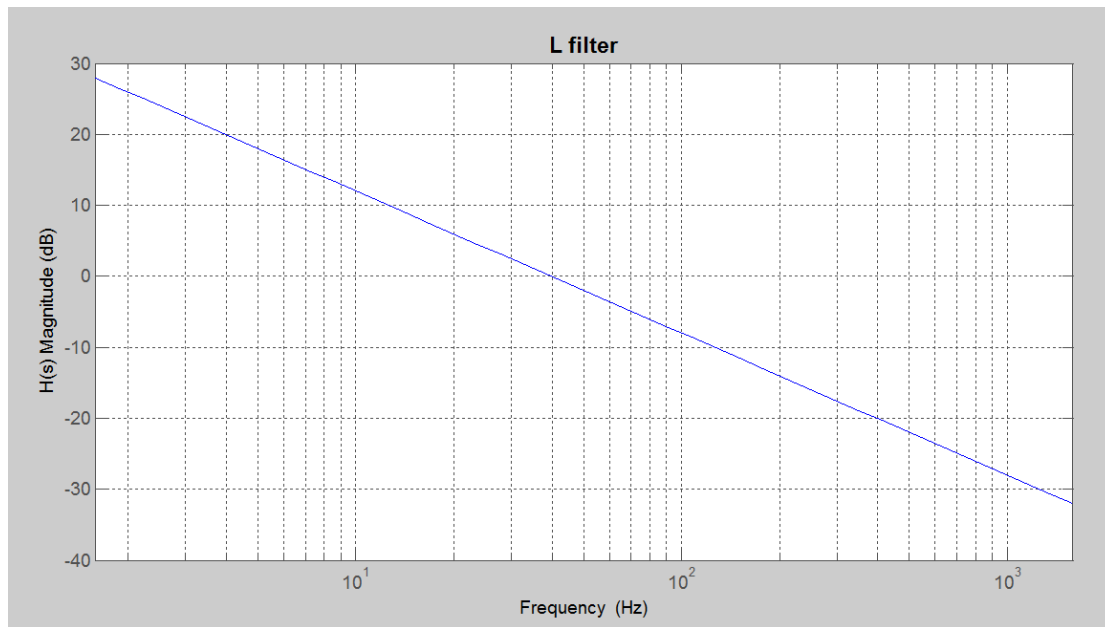
Εικόνα 4.2 Φιλτράρισμα βασισμένο στην προσθήκη αυτεπαγωγής L_{ac} στην τριφασική γραμμή AC και DC choke L_{dc} στην πλευρά συνεχούς ρεύματος.

Ένα στραγγαλιστικό πηνίο στην AC μεριά αυξάνει την αντίσταση της γραμμής αναλογικά με την συχνότητα του συστήματός μας προβάλλοντας αυξημένη αντίσταση στις ανώτερες αρμονικές και κατά συνέπεια εξομαλύνει το ρεύμα γραμμής. Συνεπώς μπορεί να επιτευχθεί μια σημαντική μείωση των αρμονικών ρεύματος κάτω από 30% THD. Το αρμονικό περιεχόμενο του ρεύματος μιας 6-παλμικής ανορθωτικής γέφυρας διόδων εξαρτάται από το δίκτυο στο οποίο είναι συνδεδεμένος. Γενικά πολύ υψηλό THD μπορεί να παρατηρηθεί ως και 135% όταν ο ανορθωτής είναι συνδεδεμένος σε ισχυρό δίκτυο ενώ χαμηλό THD μέχρι 30% αν συνδεθεί σε αδύναμο δίκτυο. Οι τιμές αυτές μπορούν να βελτιωθούν περαιτέρω με την προσθήκη αυτεπαγωγών στην γραμμή συνεχούς ρεύματος. Πρέπει να έχουμε υπ' όψιν μας όμως ότι η προσθήκη αυτεπαγωγών είτε στην είσοδο είτε στην έξοδο του ανορθωτή μεταβάλλει τον συντελεστή ακαμψίας του συστήματος όπως αναλύθηκε στο 2° κεφάλαιο. Ως αποτέλεσμα μπορεί με κάποιο συνδυασμό επιπρόσθετων αυτεπαγωγών το τελικό THD ρεύματος εισόδου να είναι χαμηλότερο αλλά παράλληλα να έχουμε επιτρέψει σε μεγάλο βαθμό την παρουσία μιας ανεπιθύμητης αρμονικής συνιστώσας. Όπως γνωρίζουμε σε ένα σύστημα με υψηλό συντελεστή ακαμψίας (μεγάλη αυτεπαγωγή εξόδου - πιο τετραγωνισμένη κυματομορφή ρεύματος) παρατηρούμε μειωμένη παρουσία 5^{ης} αρμονικής αλλά ανώτερες αρμονικές με μεγαλύτερη ένταση.

Ένα φίλτρο βασισμένο αποκλειστικά στην προσθήκη αυτεπαγωγής στην γραμμή θα έχει πρόσθετη αντίδραση γραμμής $X = \omega * L$. Η συνάρτηση μεταφοράς του $H(s)$ θα είναι :

$$H(s) = \frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{sL} \quad (4.1)$$

Και η απόκριση συχνότητας-πλάτους φαίνεται στο διάγραμμα [Εικόνα 4.2] που ακολουθεί.



Εικόνα 4.3 Διάγραμμα bode πλάτους της αυτεπαγωγής L. Η κλίση της ευθείας είναι 20dB/dec.

Η χρήση της τριφασικής αντίδρασης στην AC γραμμή μεταξύ γεννήτριας και μετατροπέα εξομαλύνει την κυματομορφή ρεύματος μιας και η αντίδραση παρεμποδίζει τις απότομες μεταβολές ρεύματος και το ρεύμα στην DC μεριά γίνεται πιο συνεχές αυξάνοντας έτσι τον χρόνο ζωής των DC πυκνωτών. Επιπλέον η αυτεπαγωγή στη AC μεριά (πριν τον μετατροπέα) μας παρέχει μια προστασία στα ημιαγωγικά στοιχεία μας από τις απότομες μεταβολές τάσης που μπορούν να δημιουργηθούν από μεταγωγές (πχ. πυκνωτών φίλτρων), κεραυνούς κλπ.

Ένα βασικό μειονέκτημα που παρουσιάζει αυτή η μέθοδος φιλτραρίσματος είναι η πτώση τάσης που παρατηρείται στην μέση τιμή της τάση εξόδου της ανορθωτικής διάταξης V_{dc} . Αυτή η πτώση τάσης οφείλεται καταρχάς στις απώλειες πάνω στο 3-φασικό πηνίο στην θεμελιώδη συχνότητα λειτουργίας, μιας και βρισκόμαστε στην AC μεριά, και έπειτα στο φαινόμενο που αναλύθηκε σε προηγούμενο κεφάλαιο της επικάλυψης της γωνίας αγωγής των διόδων όπου για μικρό χρονικό διάστημα δύο διόδοι ίδιας σειράς άγουν ταυτόχρονα. Τα φαινόμενα αυτά πρέπει να λαμβάνονται υπ' όψιν διότι σε ορισμένες περιπτώσεις με υψηλή τιμή αυτεπαγωγής L_{ac} ή και σε υψηλότερες συχνότητες η τάση εξόδου της ανορθωτικής διάταξης κινδυνεύει να μην μπορεί να εξυπηρετήσει το φορτίο.

Η σύνδεση ενός πηνίου L_{dc} (choke) σε σειρά μετά την ανόρθωση (DC μεριά) έχει το πλεονέκτημα ότι αποφεύγεται η πτώση τάσης σε κάθε περίπτωση και έτσι έχουμε περιορισμένες απώλειες. Επιπλέον είναι σίγουρα πιο οικονομικό σε σύγκριση με τα 3 τυλίγματα του AC πηνίου. Υπολογίζεται ότι ένα τριφασικό πηνίο στην AC μεριά είναι γενικά 50% πιο ακριβό από ένα αντίστοιχο στην DC πλευρά ίδιας αυτεπαγωγής, ενώ η αποτελεσματικότητα ενός DC choke συγκριτικά με ένα πηνίο στην AC μεριά ίδιας τιμής είναι περίπου η μισή. Παρόλα αυτά όμως δεν προσφέρει καμία προστασία στα ημιαγωγικά στοιχεία μας λόγω των πιθανών απότομων μεταβολών τάσης, μιας και είναι τοποθετημένο μετά από αυτά.

Τυπικές τιμές αντίδρασης που χρησιμοποιούνται στα εμπορικά συστήματα είναι από 1% ως 5% L_{ac} και πιο συγκεκριμένα στις ΗΠΑ συνηθίζονται τιμές περίπου 3% και στην Ευρώπη 4%. Ενώ από εμπόρους προτείνεται και η προσθήκη από 2% ως 4% L_{dc} με συνολικό άθροισμα $L_{ac} + L_{dc}$ από

4% ως 8% μιας και από εκεί και πάνω θεωρείται ασύμφορο το ισοζύγιο απόδοσης – κόστους (είτε σε απώλειες είτε σε τιμή).

Η αντίδραση του φίλτρου $\omega_e L_{ac}$ ορίζεται ως ποσοστό της βασικής αντίστασης του συστήματος Z_{base} που υπολογίζεται ως

$$Z_{base} = \frac{V_r}{I_r} \quad (4.2)$$

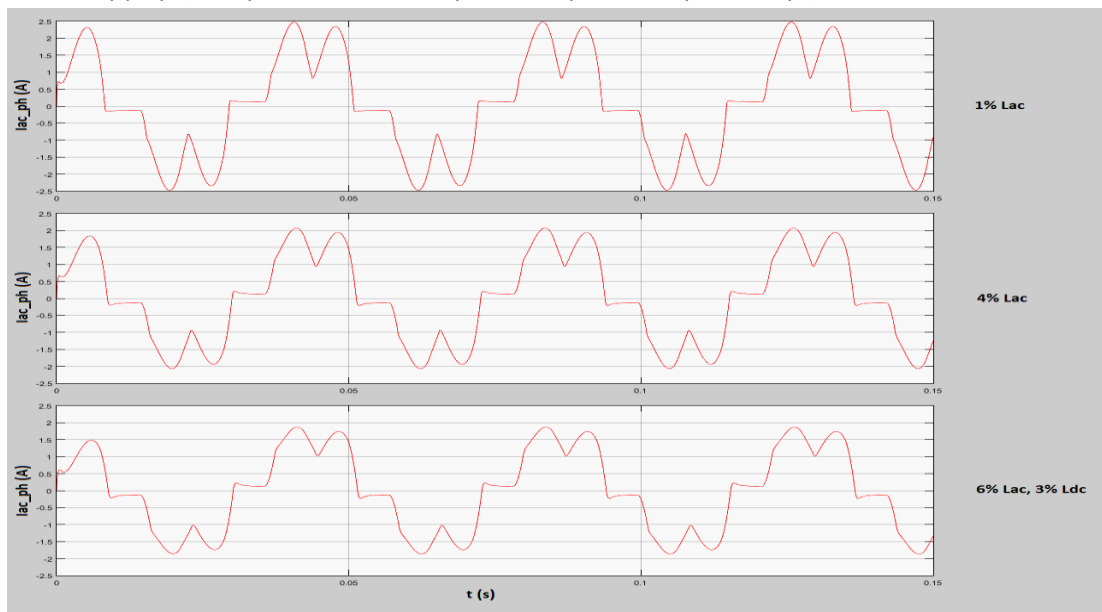
Όπου V_r είναι η ονομαστική φασική ενεργός(rms) τιμή της τάσης και I_r το ονομαστικό φασικό rms ρεύμα.

Οπότε η ανά μονάδα τιμή της αντίδρασης είναι :

$$\omega_e * Lac\% = \omega_e * Lac * \frac{100}{Z_{base}} \quad (4.3)$$

Με ω_e να είναι η γωνιακή ταχύτητα της τάσης.

Το κυριότερο μειονέκτημα στην χρήση αποκλειστικά ενός φίλτρου τέτοιου τύπου είναι το υψηλό ποσοστό αρμονικής παραμόρφωσης ρεύματος της τάξης του 20%-30% που παραμένει στη γραμμή ακόμα και αν συνδυαστούν πηνία στην AC και στην DC μεριά. Τα επίπεδα αυτά σε πολλές εφαρμογές ακόμα και σε αυτόνομα συστήματα θεωρούνται μη αποδεκτά.



Εικόνα 4.4 Κυματομορφές ρεύματος ύστερα από φιλτράρισμα βασισμένο αποκλειστικά στην προσθήκη αυτεπαγωγών στις AC και DC πλευρές.

Πέρα από τις επιδράσεις που έχει ένα DC choke στην AC πλευρά για τον περιορισμό των αρμονικών συνιστωσών που καταλήγουν στην γεννήτρια, η προσθήκη αυτεπαγωγής στην DC γραμμή πριν τις μπαταρίες έχει και άλλα θετικά. Μειώνει την κυμάτωση της τάσης στα άκρα των μπαταριών και άρα και την κυμάτωση του ρεύματος. Οι μπαταρίες καταπονούνται λιγότερο και ο χρόνος ζωής τους αυξάνεται. Επίσης μειώνοντας την κυμάτωση της DC τάσης αυξάνεται η απόδοση της ανόρθωσης ή αλλιώς ο λόγος ανόρθωσης n που ορίζεται ως

$$n = \frac{P_{dc}}{P_{ac}} \quad (4.4)$$

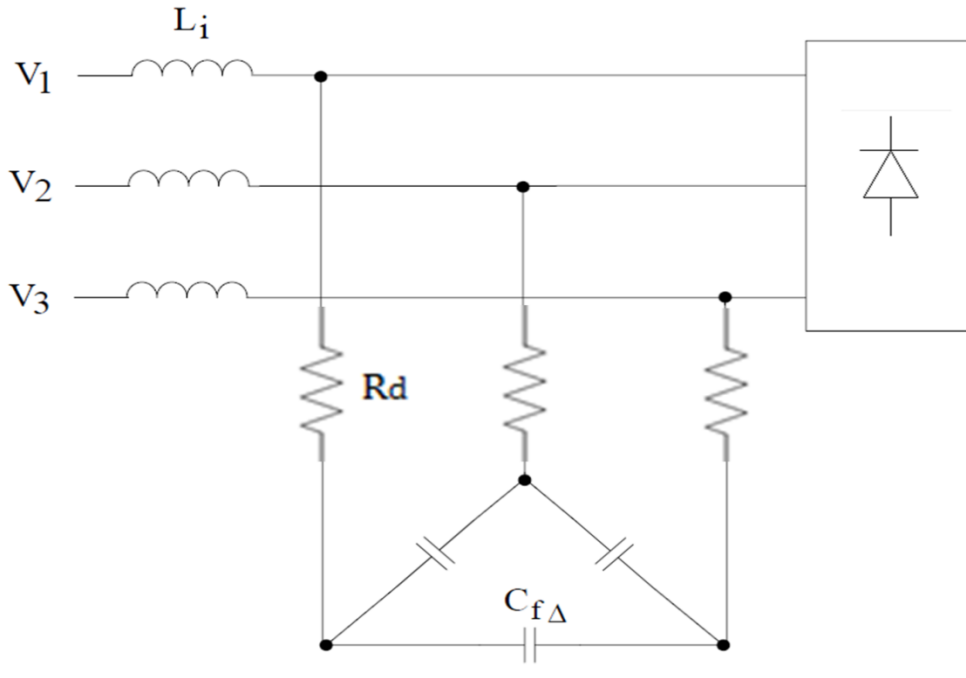
Στην περίπτωση που η τάση εξόδου δεν έχει καθόλου κυμάτωση τότε $n = 1$ και $P_{dc} = P_{ac}$.

4.2 Το φίλτρο L-C

Παράλληλα αποσβενόμενα φίλτρα τυπικά χρησιμοποιούνται για τον περιορισμό ομάδων αρμονικών υψηλότερης τάξης. Στην γενική περίπτωση, αυτού του τύπου τα φίλτρα συντονίζονται στα ενδιάμεσα ζευγαριών αρμονικών (11^η και 13^η, 17^η και 19^η κλπ) για να παρέχουν την μέγιστη μείωσή τους ενώ συνάμα λειτουργούν (αν και όχι το ίδιο αποτελεσματικά) σαν φίλτρα για αρμονικές υψηλότερες από του συντονισμού. Επειδή τα παράλληλα αποσβενόμενα φίλτρα έχουν σημαντικά μεγαλύτερη αντίσταση από τα μονο/διπλο-συντονιζόμενα, γενικά δεν χρησιμοποιούνται για την απόσβεση αρμονικών κοντά στην θεμελιώδη για να αποφεύγεται η αύξηση των απωλειών.

Από τις διάφορες παθητικές μεθόδους περιορισμού αρμονικών, γενικά το βαθυπερατό ευριζωνικό φιλτράρισμα είναι το πιο ελκυστικό χάρη στην ανώτερη απόδοσή του. Ωστόσο, το απλό βαθυπερατό φίλτρο LC έχει ένα σημαντικό ελάττωμα και η περαιτέρω επεξεργασία στην τοπολογία του είναι αναπόφευκτη. Γι' αυτό και αργότερα θα παρουσιάσουμε πιο εξελιγμένες ευριζωνικές τοπολογίες με βελτιωμένη απόδοση.

Όπως αναλύθηκε σε προηγούμενο κεφάλαιο, συχνά πολλαπλά στάδια μονοσυντονιζόμενων παράλληλων φίλτρων είναι απαραίτητα για πρακτικές εφαρμογές για αποτελεσματικό φιλτράρισμα των ρευμάτων του ανορθωτή. Στην απλή περίπτωση ενός 6-παλμικού ανορθωτή παράγονται οι αρμονικές 5^η, 7^η, 11^η, 13^η κλπ. Το να σχεδιάσουμε ένα μονοσυντονιζόμενο φίλτρο για κάθε μία συνιστώσα ρεύματος ξεχωριστά θα ήταν πολύπλοκο και σίγουρα μη πρακτικό, και ιδιαίτερα στην περίπτωση μας που η βασική αρμονική συνιστώσα είναι μεταβλητής συχνότητας. Οπότε μια άλλη μέθοδος φιλτραρίσματος θα πρέπει να προταθεί. Το βαθυπερατό φίλτρο μοιάζει να είναι η ιδανική προσέγγιση για το μπλοκάρισμα των αρμονικών του ρεύματος σε ευρύ φάσμα συχνοτήτων. Οι συνιστώσες του ρεύματος του ανορθωτή με συχνότητες κάτω από την συχνότητα αποκοπής του φίλτρου μπορούν να περνάνε από και προς την γεννήτρια εναλλασσομένου ρεύματος. Ωστόσο οι συνιστώσες ρεύματος με συχνότητες πάνω από την συχνότητα αποκοπής του φίλτρου θα φιλτράρονται. Στην πράξη τα βαθυπερατά αυτά φίλτρα σχεδιάζονται να έχουν συχνότητα αποκοπής μικρότερη από την πρώτη κυρίαρχη αρμονική συνιστώσα, δηλαδή στην περίπτωση μας μικρότερη από την 5^η. Το βαθυπερατό φίλτρο χρησιμοποιεί μια μεγάλη αντίδραση σειράς στην AC μεριά για να αποτρέψει τις ανεπιθύμητες αρμονικές να εισέλθουν στην γραμμή. Παράλληλα με τον ανορθωτή τοποθετείται και μια συστοιχία πυκνωτών με σκοπό να εκτρέψει τις ανεπιθύμητες αρμονικές ρεύματος από το να εισέλθουν στην AC γραμμή και να οδηγηθούν προς την γραμμή με την μικρότερη γι' αυτές αντίσταση. Από μόνο του αυτό το φίλτρο είναι αρκετό για να καταστείλει όλες τις ανεπιθύμητες συνιστώσες του ρεύματος και παράλληλα αποφεύγει το φαινόμενο του συντονισμού με κάποια από τις αρμονικές μειώνοντας την συχνότητα συντονισμού κάτω από την πρώτη κυρίαρχη αρμονική.

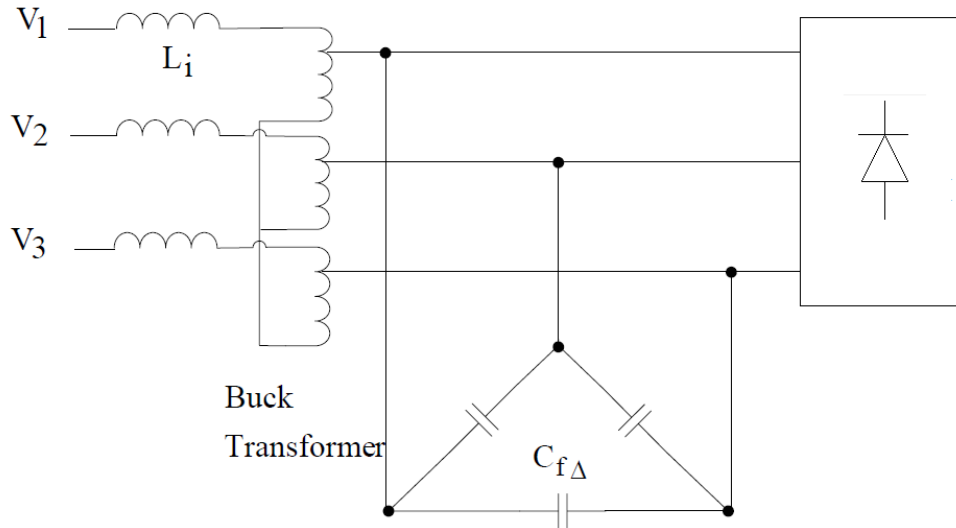


Εικόνα 5.4 Το απλό βαθυπερατό φίλτρο L-C.

Ένα απλό βαθυπερατό φίλτρο τύπου LC, όπως φαίνεται στο σχήμα [Εικόνα 4.4], αποτελείται από ένα μεγάλο AC πηνίο εισόδου L_i ακολουθούμενου από τον κάθετο κλάδο των πυκνωτών του φίλτρου C_f συνδεδεμένων συνήθως σε συνδεσμολογία τριγώνου Δ ($C_f = C_f \sqrt{3} = 3C_{f\Delta}$). Τα άκρα του πυκνωτή είναι συνδεδεμένα στο μη γραμμικό φορτίο.

Αυτό το απλό φίλτρο μπορεί να σχεδιαστεί να πετυχαίνει ικανοποιητικό συντελεστή αρμονικής παραμόρφωσης ρεύματος THDi και να βελτιώνει ως ένα βαθμό τον συντελεστή ισχύος. Ωστόσο, εξαιτίας της μεγάλης ανύψωσης τάσης στα άκρα των πυκνωτών, άρα και στα άκρα του ανορθωτή, από την λειτουργία σε κενό φορτίο ως το πλήρες φορτίο, τα στοιχεία καταπονούνται περισσότερο και συνάμα η ανύψωση αυτή της τάσης μεταφέρεται και στην έξοδο του ανορθωτή κάνοντας την DC τάση να είναι πιθανών μεγαλύτερη από την επιθυμητή. Η παράμετρος αυτή πρέπει να ληφθεί υπ' όψιν στην συνολική σχεδίαση του συστήματός μας.

Για να αποφευχθεί το πρόβλημα αυτό της υπέρτασης μπορεί να τοποθετηθεί ένας τριφασικός αυτομετασχηματιστής υποβιβασμού στην θέση του πηνίου L του φίλτρου στην είσοδο. Με την μέθοδο αυτή εξαλείφεται το πρόβλημα της ανύψωσης τάσης με αντάλλαγμα το υψηλότερο κόστος, μεγαλύτερη πολυπλοκότητα και μείωση της απόδοσης ενώ οι επιδόσεις σε αρμονική παραμόρφωση THDi και συντελεστή ισχύος PF παραμένουν σχεδόν ίδιες.



Εικόνα 4.6 Βαθυπερατό φίλτρο L-C με μετασχηματιστή υποβιβασμού στην είσοδο.

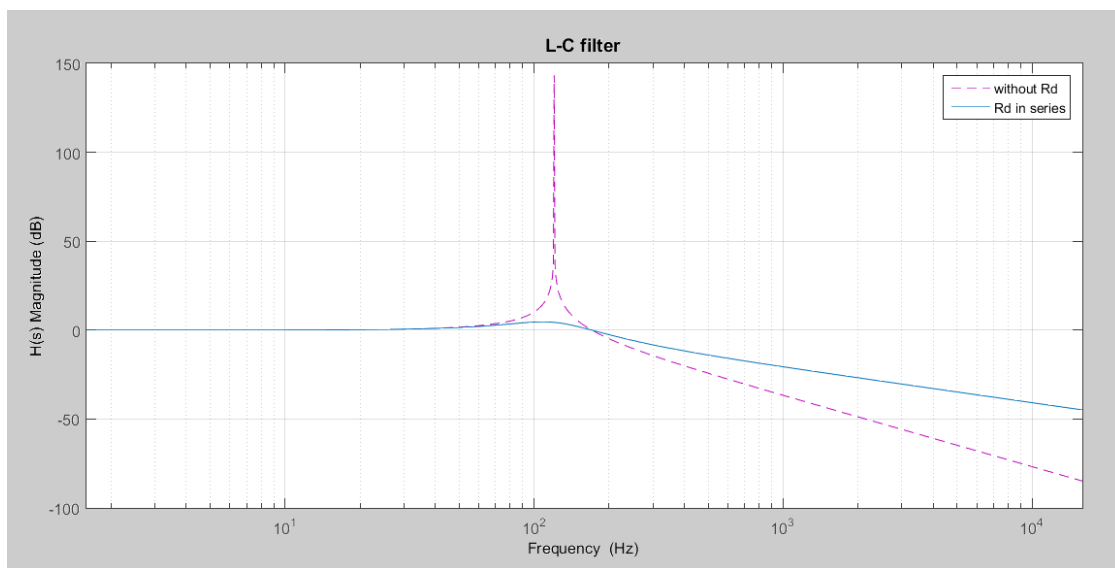
Η εξίσωση μεταφοράς ενός LC φίλτρου είναι :

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 + s^2LC} \quad (4.5)$$

Ενώ αν συμπεριλάβουμε και την αντίσταση απόσβεσης R_d γίνεται :

$$H(s) \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{sCR_d}{1 + sCR_d + s^2LC} \quad (4.6)$$

Στο γράφημα [Εικόνα 4.6] φαίνεται η διαφορά στην απόκριση του φίλτρου με και χωρίς αντίσταση απόσβεσης στον κάθετο κλάδο. Παρατηρούμε ότι η προσθήκη αντίστασης R_d σε σειρά με τους πυκνωτές εκτός από το ότι περιορίζει την αιχμή στην συχνότητα συντονισμού, μεταβάλλει και την απόκριση του φίλτρου, έτσι για μεγαλύτερες συχνότητες η εξασθένησή του γίνεται 20dB/dec. Όσο μεγαλύτερη επιλέγεται η R_d σε τόσο πιο χαμηλές συχνότητες εμφανίζεται το φαινόμενο.



Εικόνα 4.7 Διάγραμμα bode πλάτους του L-C φίλτρου με και χωρίς αντίσταση απόσβεσης R_d .

Παρακάτω παρουσιάζεται πιο αναλυτικά η αρχή λειτουργίας ενός απλού βαθυπερατού φίλτρου LC. Η αντίσταση γραμμής υπολογίζεται :

$$Z_{line} = (R_i + R_s) + \omega e(L_i + L_s) \quad (4.7)$$

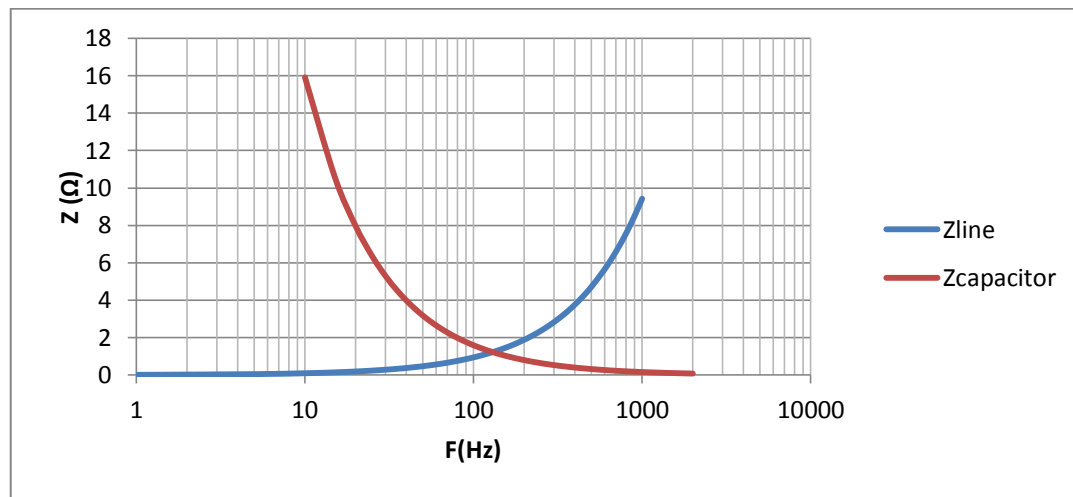
Όπου R_i η αντίσταση του πηνίου L_i , R_s η ισοδύναμη αντίσταση γραμμής και αντίστοιχα L_s η αντίδραση του πηνίου γραμμής.

Η σύνθετη αντίσταση του κάθετου κλάδου θα είναι :

$$Z_{capacitor} + R_d = \frac{1}{(\omega e * C_f)} + R_d \quad (4.8)$$

Όπου C_f η χωρητικότητα του πυκνωτή του φίλτρου και R_d η αντίσταση απόσβεσης σε σειρά με τον πυκνωτή.

Οπότε, όπως παρατηρούμε και στο παρακάτω διάγραμμα [Εικόνα 4.7], ένας υψηλός λόγος μεταξύ της αντίστασης γραμμής και κάθετου κλάδου σε όλες τις ανεπιθύμητες αρμονικές που παράγονται από τον εξαπαλμικό ανορθωτή πλήρους κύματος είναι αρκετός για να εκτρέψει τις αρμονικές προς τον κάθετο κλάδο. Στο μεταξύ η θεμελιώδη συνιστώσα του ρεύματος θα περνάει από την AC γραμμή στο φορτίο μιας και στην συχνότητα αυτή η αντίστασή της είναι αρκετά χαμηλή.



Εικόνα 4.8 Στο διάγραμμα αυτό φαίνονται σε λογαριθμικό άξονα συχνοτήτων οι αντιστάσεις της γραμμής και του κάθετου σε αυτήν κλάδου με τους πυκνωτές.

Το βασικότερο χαρακτηριστικό στοιχείο ενός LC φίλτρου είναι η συχνότητα συντονισμού του, που και από την συνάρτηση μεταφοράς παράγεται ως:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (4.9)$$

Έτσι για τον υπολογισμό του φίλτρου έχουμε ως τώρα μία σχέση με τρεις αγνώστους. Προς στιγμήν θα θεωρήσουμε ότι ήδη γνωρίζουμε σε ποια συχνότητα f_s θα συντονίσουμε το φίλτρο μας και θα επικεντρωθούμε στον τρόπο με τον οποίο θα επιλέξουμε τον καλύτερο συνδυασμό στοιχείων L και C . Σχεδιάζοντας ένα φίλτρο θέλουμε να εξαλείφει τις ανεπιθύμητες αρμονικές και να αφήνει κατά τα άλλα το σύστημά μας κατά το δυνατόν ανεπηρέαστο. Επειδή ασχολούμαστε με ανεμογεννήτριες μεταβλητών στροφών, άρα και τάσης και έντασης, θα επιλέξουμε ένα σημείο λειτουργίας για το οποίο το φίλτρο θα είναι σχεδιασμένο βέλτιστα. Στο σημείο αυτό θα εισάγουμε και την δεύτερη σχέση που χρειαζόμαστε για τα L και C που κατ' επέκταση προέρχεται από την επιθυμία μας να έχουμε στο ονομαστικό σημείο λειτουργίας μικρή διακύμανση τάσης σε σχέση με το πλήρες και το κενό φορτίο καθώς και σε σύγκριση χωρίς φίλτρο που συνεπάγεται ότι

πρέπει να διατηρήσουμε μοναδιαίο συντελεστή μετατόπισης ισχύος DPF. Θέλουμε η άεργος ισχύς που παράγουν οι πυκνωτές του φίλτρου να είναι όση χρειάζεται να απορροφήσει το υπόλοιπο σύστημα μαζί με το πηνίου του φίλτρου για να πετύχουμε καλό συντελεστή ισχύος. Άρα πρέπει να ισχύει:

$$Q_C = \frac{V^2}{X_C} = Q_L = I^2 * X_L \quad (4.10)$$

Που καταλήγει στην σχέση :

$$\frac{V^2}{I^2} = \frac{L}{C} \quad (4.11)$$

Με βάση τις 2 παραπάνω σχέσεις [4.9, 4.11] μπορούμε αφού επιλέξουμε το ονομαστικό σημείο λειτουργίας του συστήματός μας και επιλέγοντας την συχνότητα συντονισμού του φίλτρου, να υπολογίσουμε άμεσα τις τιμές των στοιχείων L και C.

Στην πράξη, η συχνότητα συντονισμού f_s επιλέγεται αφαιρώντας τον παράγοντα αποσυντονισμού df . Ο παράγοντας df καθορίζει επί τις εκατό την απαιτούμενη μετατόπιση της συχνότητας συντονισμού του φίλτρου από αυτήν που θεωρητικά επιλέξαμε νωρίτερα. Η μετατόπιση df επιλέγεται συνήθως από 3% ως 8% κάτω από την επικρατούσα αρμονική συνιστώσα f_h που θέλουμε να εξαλείψουμε.

$$df\% = \frac{(f_h - f_s)}{f_h} * 100 \quad (4.12)$$

Όπου f_h η συχνότητα που στοχεύουμε να εξαλείψουμε.

Αυτό γίνεται για διάφορους πρακτικούς λόγους. Καταρχάς ένας τέλειος συντονισμός θα προσέλυε την επικρατούσα αρμονική των γειτονικών μη γραμμικών φορτίων και θα οδηγούσε το φίλτρο σε υπερφόρτιση και άρα σε σφάλμα. Στην περίπτωση μας δεν κινδυνεύουμε από αυτό το φαινόμενο μιας και μιλάμε για αυτόνομα συστήματα και όλα τα διαφορετικά φορτία συνδέονται μετά τον ανορθωτή μας. Ο βασικός λόγος για εμάς είναι ότι όλα τα ηλεκτρικά στοιχεία του φίλτρου είναι εξαρτώμενα από την θερμοκρασία. Οι πυκνωτές είναι οι πιο ευαίσθητοι και έχουν αρνητικό θερμοκρασιακό συντελεστή. Πιο συγκεκριμένα η χωρητικότητα C του πυκνωτή μειώνεται με την αύξηση της θερμοκρασίας με αποτέλεσμα η συχνότητα συντονισμού του να αυξάνεται και να υποβαθμίζεται η απόδοσή του. Την ίδια ακριβώς επίπτωση έχει και το πέρασμα του χρόνου στα στοιχεία του φίλτρου. Οπότε χάρη στον παράγοντα αποσυντονισμού καθώς αυξάνει η θερμοκρασία και με το πέρασμα των χρόνων η συχνότητα του φίλτρου θα πλησιάζει όλο και περισσότερο στην αρχικά επιλεγμένη αυξάνοντας την αποτελεσματικότητά του.

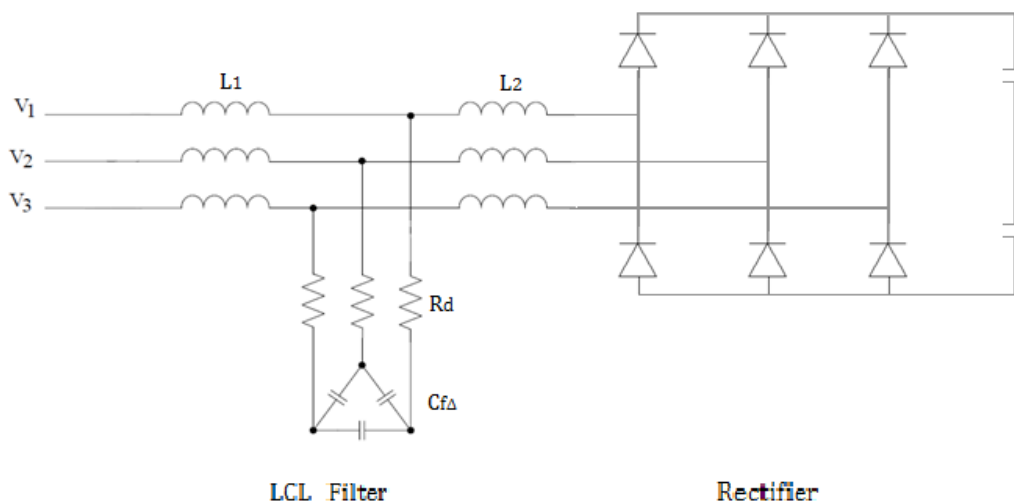
Άλλος ένας σχεδιαστικός παράγοντας είναι η αιχμηρότητα ενός φίλτρου. Αυτή εξαρτάται από τον συντελεστή ποιότητας Q που υπολογίζεται από την παρακάτω σχέση.

$$Q = \frac{X_C}{R} = \frac{\sqrt{L}}{R} \quad (4.13)$$

Όπου X είναι η αντίδραση του πυκνωτή ή του πηνίου του φίλτρου στην συχνότητα συντονισμού και R είναι η αντίσταση απόσβεσης (συνδυασμός της ωμικής αντίστασης του φίλτρου και της επιπρόσθετης). Όσο υψηλότερος ο συντελεστής ποιότητας τόσο αιχμηρότερη είναι και απόκριση του φίλτρου. Η προσθήκη ωμικής αντίστασης R αυξάνει τις απώλειες στο φίλτρο με αποτέλεσμα σπάνια να λαμβάνεται υπ' όψιν ο παράγοντας αυτός. Η αντίσταση R αποτελείται έτσι μόνο από την εσωτερική αντίσταση με αποτέλεσμα τα φίλτρα να έχουν υψηλή τιμή Q και απότομη δράση φιλτραρίσματος. Μια συνήθης πρακτική είναι να επιλέγεται συντελεστής ποιότητας $0.5 < Q < 5$.

Το βαθυπερατό φίλτρο LC που μελετήσαμε παρουσιάζει σίγουρα σημαντικά καλλίτερη επίδοση παρατηρώντας το THD του ρεύματος γραμμής σε σύγκριση με την χρήση μόνο αυτεπαγωγών AC και DC. Γενικά μειώνει την συνολική αρμονική παραμόρφωση ρεύματος σε τιμές από 9% με 12% σε ονομαστικές συνθήκες. Ωστόσο, η μεγάλη μεταβολή τάσης μεταξύ των καταστάσεων μικρού φορτίου και πλήρους φορτίου είναι πρόβλημα σε αυτήν την δομή. Επίσης ο χωρητικός συντελεστής ισχύος θέλει κι άλλη βελτίωση. Μειώνοντας την χωρητικότητα των πυκνωτών του φίλτρου βελτιώνουμε και τις δύο αυτές παραμέτρους με αντάλλαγμα την αύξηση του THD. Έτσι είμαστε αναγκασμένοι να κάνουμε συμβιβασμούς και εκεί έγκειται και η αδυναμία του φίλτρου LC.

4.3 Το φίλτρο L-C-L



Εικόνα 4.9 Κυκλωματικό διάγραμμα ενός L-C-L φίλτρου με αντίσταση απόσβεσης.

Το LCL είναι φίλτρο επίσης βαθυπερατό που με σωστή σχεδίαση διασφαλίζει στο σύστημά μας καλλίτερα χαρακτηριστικά από το απλό LC που μελετήσαμε προηγουμένως. Σχηματίζεται όπως φαίνεται στο σχήμα από δύο πηνία $L1$, $L2$ στην γραμμή AC και από ενδιάμεσά τους ένα κάθετο κλάδο με πυκνωτή Cf και σε σειρά συνήθως μια αντίσταση απόσβεσης Rd . Το πηνίο $L1$ στην μεριά του μετατροπέα μειώνει αρχικά την κυμάτωση του ρεύματος, το $L2$ παρέχει μεγάλη αντίσταση στην γραμμή στις ψηλές συχνότητες υποχρεώνοντάς τις να περάσουν και να αποσβεστούν από τον πυκνωτή στον κάθετο κλάδο ο οποίος έχει πολύ χαμηλότερη αντίσταση. Η αντίσταση Rd εξαλείφει την αιχμή στην συχνότητα συντονισμού και εξομαλύνει την απόκριση του φίλτρου.

Στο φίλτρο αυτό με την επιλογή των στοιχείων $L1$, $L2$, Cf μπορούμε να επιλέξουμε την μία συχνότητα συντονισμού του LCL από την οποία και μετά παρουσιάζει εξασθένιση σήματος -60dB/dec μιας και είναι φίλτρο 3^{ης} τάξης.

Η συχνότητα συντονισμού υπολογίζεται ως :

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L1 + L2}{L1 * L2 * Cf}} \quad (4.14)$$

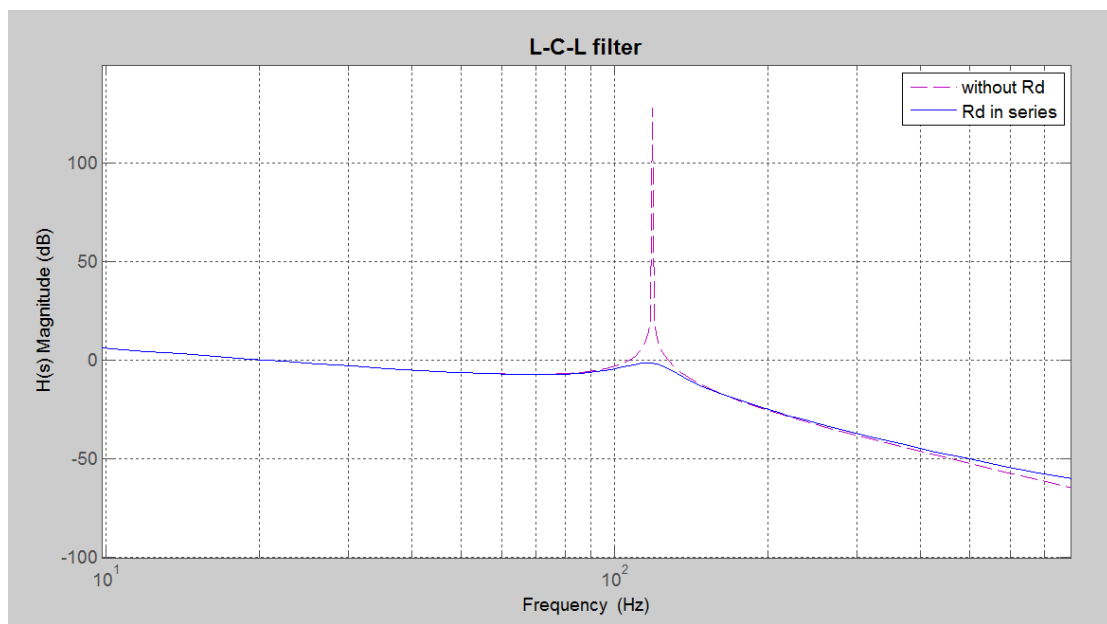
Για την παραγωγή της συνάρτησης μεταφοράς θεωρούμε χωρίς σφάλμα την πηγή μας μια ιδανική πηγή τάσης ικανή να απορροφήσει όλες τις αρμονικές. Οπότε θέτοντας $V_g=0$ η συνάρτηση μεταφοράς του LCL φίλτρου είναι :

$$H(s) = \frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{s^3 L1 * L2 * Cf + s(L1 + L2)} \quad (4.15)$$

Ενώ λαμβάνοντας υπ' όψιν και την αντίσταση απόσβεσης R_d γίνεται :

$$H(s) = \frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{sCf * Rd + 1}{s^3 L1 * L2 * Cf + s^2(L1 + L2)Cf * Rd + s(L1 + L2)} \quad (4.16)$$

Στο γράφημα φαίνεται η διαφορά στην απόκριση του φίλτρου με και χωρίς αντίσταση απόσβεσης σε σειρά με τον πυκνωτή C_f .



Εικόνα 4.10 Διάγραμμα bode πλάτους του L-C-L φίλτρου με και χωρίς αντίσταση απόσβεσης R_d .

Στην περίπτωση μας όπως έχουμε αρχικά παρουσιάσει δεν έχουμε κάποια ελεγχόμενη διάταξη και να θέλουμε να φιλτράρουμε την διακοπτική συχνότητα που είθισται να είναι της τάξης των δεκάδων kHz και πάνω. Αλλά θέλουμε να εξαλείψουμε από την 5^η αρμονική και μετά όταν η θεμελιώδης συχνότητα είναι μεταβλητή και κυμαίνεται από 20 ~22 Hz έως και 40Hz. Αυτό σημαίνει ότι έχουμε πολύ στενά περιθώρια για την σχεδίαση του φίλτρου μας. Η συχνότητα αποκοπής θα πρέπει να είναι περίπου 100Hz πράγμα που κάνει τις τιμές των στοιχείων του φίλτρου να αυξάνονται μαζί με το συνολικό κόστος. Έτσι κάθε στοιχείο επηρεάζει πολλές παραμέτρους στην σχεδίαση του φίλτρου ταυτόχρονα αφήνοντας στον σχεδιαστή να κάνει την δύσκολη δουλειά των συμβιβασμών. Παρακάτω παρουσιάζεται πιο αναλυτικά το πως επηρεάζει το κάθε τι.

Σχεδιάζοντας ένα LCL φίλτρο ένας από τους βασικούς κανόνες που προτείνεται να ακολουθούμε είναι να επιλέγουμε συχνότητα συντονισμού δέκα φορές τουλάχιστον μεγαλύτερη της θεμελιώδους και δύο φορές μικρότερη από την μικρότερη επικρατούσα αρμονική συνιστώσα. Για τον λόγο που εξηγήσαμε αυτό δεν μπορεί να ισχύσει εδώ.

$$10 * fg > fres < \frac{1}{2} * fh \quad (4.17)$$

Το LCL φίλτρο στις χαμηλές συχνότητες συμπεριφέρεται σαν απλό φίλτρο L με τιμή L1+L2. Γι' αυτό και όπως παρατηρούμε στο διάγραμμα της απόκρισης H(s) [Εικόνα 4.10], με μεγάλες σχετικά τιμές αυτεπαγωγής, πριν την συχνότητα συντονισμού το πλάτος της H(s) μειώνεται σημαντικά. Η κοιλιά αυτή στην περίπτωση μας δημιουργείται αναγκαστικά πολύ κοντά στην θεμελιώδη συχνότητα με αποτέλεσμα όπως και αναμέναμε με μια αύξηση της συνολικής αυτεπαγωγής L1+L2 να έχουμε πολύ αυξημένες απώλειες κυρίως στις υψηλές στροφές της ανεμογεννήτριας. Επίσης μια αύξηση στην αυτεπαγωγή οδηγεί αντίστοιχα και σε αύξηση του όγκου και του βάρους της κατασκευής. Ακόμα ένας ανασταλτικός παράγοντας στην αύξηση του συνολικού L της γραμμής είναι η μείωση στην δυναμική συμπεριφορά του συστήματός μας, κάτι το οποίο δεν μας αφορά στην παρούσα μελέτη μιας και δεν έχουμε ελεγχόμενη διάταξη. Παρ' όλα αυτά η αύξηση του L μας προσφέρει καλλίτερη απόσβεση των αρμονικών και κυρίως θέτοντας δεδομένη συχνότητα συντονισμού, σε μείωση της απαιτούμενης χωρητικότητας. Αυτό έχει ως θετικό την συνολική μείωση του κόστους του φίλτρου γνωρίζοντας ότι το μεγαλύτερο τμήμα αυτού είναι οι πυκνωτές. Για τον καθορισμό της τιμής των πυκνωτών στην συνηθισμένη περίπτωση που η συχνότητα αποκοπής είναι αρκετά μεγάλη της τάξης των ΚΗΖ, κάτι το οποίο εδώ δεν ισχύει, επιλέγουμε αρχικά το ποσοστό που επιθυμούμε να διακυμαίνεται ο συντελεστής ισχύος του συστήματός μας, έστω 5%, και έπειτα επιλέγουμε $Cf = 0.05 * Cb$ με Cb να είναι η βασική χωρητικότητα

$$Cb = \frac{1}{\omega g * Zb} \quad (4.18)$$

Επειδή όμως για εμάς εδώ ο συντελεστής μετατόπισης ισχύος είναι δευτερεύουσας σημασίας και σε σημαντικότητα προηγείται το χαμηλό THD και οι χαμηλές απώλειες στην θεμελιώδη συχνότητα, αν και θα προσπαθήσουμε να έχουμε κατά το δυνατόν μικρότερη τιμή χωρητικότητας άρα και μικρή διακύμανση στον συντελεστή μετατόπισης καθώς και στην μεταβολή τάσης μεταξύ κενού και πλήρους φορτίου, δεν θα αποτελέσει ο DPF βασική σχεδιαστική παράμετρο. Τέλος αν και στην συχνότητα συντονισμού που επιλέγουμε, περίπου 100Hz, δεν έχουμε κυρίαρχες αρμονικές, η αντίσταση απόσβεσης Rd είναι απαραίτητη για την εξάλειψη της αιχμής ώστε να αποφύγουμε την ενίσχυση γειτονικών αρμονικών. Για να επιτευχθεί η απαραίτητη απόσβεση της αιχμής χωρίς να αυξήσουμε αισθητά τις απώλειες του συστήματός μας, η αντίσταση Rd πρέπει να είναι περίπου το 1/3 της αντίστασης του πυκνωτή Cf στην συχνότητα αποκοπής :

$$Rd = \frac{1}{3 * \omega res * Cf} \quad (4.19)$$

Επιλέγοντας δηλαδή έναν συντελεστή ποιότητας $Q = 3$ που είναι μέσα στα λογικά όρια $0.5 < Q < 5$. Ο συντελεστής ποιότητας για προσθήκη αντίστασης Rd σε σειρά είναι :

$$Q = \frac{Xc}{Rd} \quad (4.20)$$

Μπαίνοντας σιγά σιγά στην μέθοδο που θα χρησιμοποιήσουμε για τον υπολογισμό και την σχεδίαση ενός LCL για ένα σύστημα σαν το δικό μας πρέπει να τονίσουμε ότι ένας από τους

σκοπούς μας είναι να έχουμε κατά το δυνατόν μικρότερα στοιχεία και αυτό θα πετύχουμε με την παρακάτω μέθοδο [38]. Έχοντας προεπιλέξει την συχνότητα συντονισμού, βλέπουμε από την σχέση [4.14] ότι έχουμε τρεις κύριες παραμέτρους να καθορίσουμε $L1$, $L2$, Cf . Ας θεωρήσουμε ότι η τιμή της αυτεπαγωγής στην μεριά του αντιστροφέα $L1$ συνδέεται με αυτήν στην έξοδο του φίλτρου $L2$ με την σχέση :

$$L1 = \gamma * L2 \quad (4.21)$$

Οπότε έχουμε :

$$L_{tot} = L1 + L2 = (1 + \gamma) * L2 \Rightarrow L2 = \frac{L_{tot}}{1 + \gamma} \quad (4.22)$$

$$L1 * L2 = \gamma * L2^2 \quad (4.23)$$

Έτσι τελικά η σχέση [4.14] γίνεται :

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L1 + L2}{L1 * L2 * Cf}} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{(1 + \gamma)^2}{\gamma * L_{tot} * Cf}} \quad (4.23)$$

Πλέον μπορούμε να επιλέξουμε την τιμή του λόγου γ με στόχο την ελαχιστοποίηση του γινομένου $L_{tot} * Cf$. Για να συμβεί αυτό πρέπει να ελαχιστοποιηθεί η τιμή της παράστασης

$$f(\gamma) = \frac{(1 + \gamma)^2}{\gamma} = \gamma + 2 + \frac{1}{\gamma} \quad (4.24)$$

Η παράγωγος της ως προς γ μηδενίζεται όταν :

$$\frac{df}{d\gamma} = 0 \Leftrightarrow 1 - \frac{1}{\gamma^2} = 0 \Leftrightarrow \gamma = 1$$

$$\text{για } \gamma=1 \quad \frac{d^2f}{d\gamma^2} = \frac{2}{\gamma^3} = 2 > 0$$

Άρα προκύπτει ότι το $L_{tot} * Cf$ είναι ελάχιστο όταν το γ ισούται με 1 δηλαδή όταν

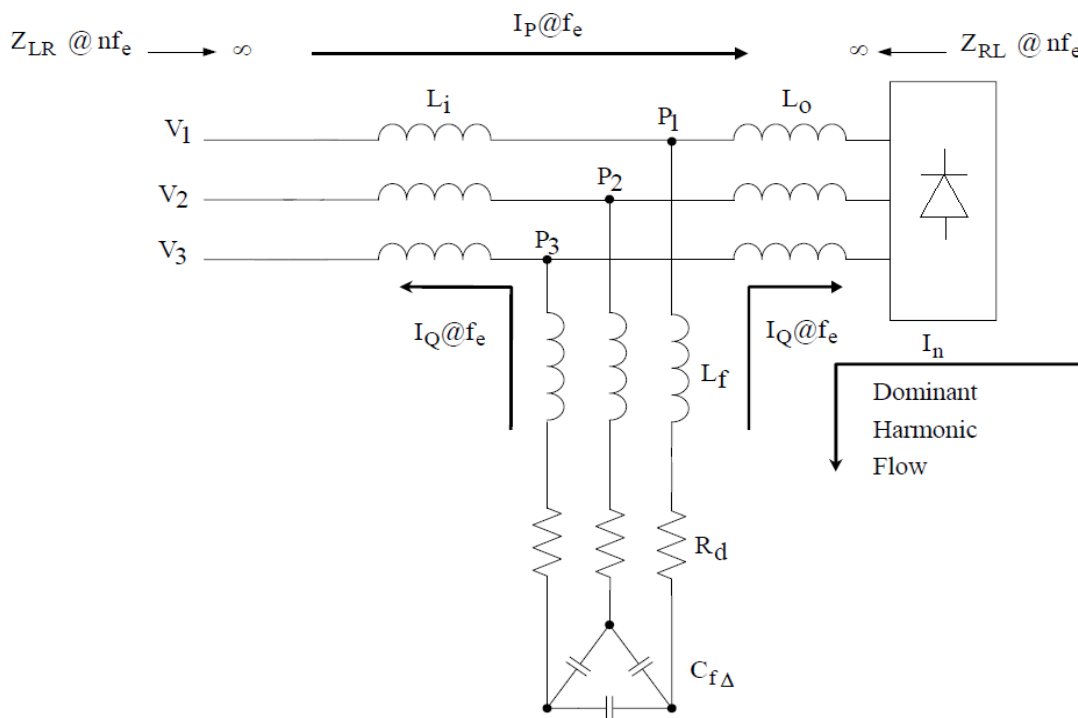
$$L1 = L2 = \frac{L_{tot}}{2} \quad (4.25)$$

Καταλήγοντας μπορούμε να συνοψίσουμε τη μέθοδό μας για την σχεδίαση του LCL σε παρόμοια περίπτωση.

1. Μελετάμε τα χαρακτηριστικά του συστήματος και επιλέγουμε κατάλληλα την συχνότητα συντονισμού f_{res} .
2. Παρατηρώντας παράλληλα την απόκριση συχνότητας του φίλτρου, με δεδομένη f_{res} επιλέγουμε τα L_{tot} , Cf έτσι ώστε να έχουμε μικρή πτώση τάσης στις υψηλές στροφές και ρεύματα, και ταυτόχρονα μικρή ανύψωση τάσης στις χαμηλές στροφές και ρεύματα. Για εμάς η μέση αυτή λύση, βασιζόμενοι σε προσομοιώσεις, βρίσκεται για $L_{tot} = 30\% * Lb$, με $Lb = \frac{Zb}{\omega g}$.
3. Υπολογίζουμε αριθμητικά ότι απέμεινε από τα $L1$, $L2$, Cf δεδομένου των σχέσεων [4.23] και [4.25] ενώ από τις [4.19] και [4.20] υπολογίζουμε την αντίσταση απόσβεσης Rd .
4. Τέλος μετατρέπουμε τις τιμές των στοιχείων του κάθετου κλάδου στις ισοδύναμες για συνδεσμολογία τριγώνου για μείωση κόστους από τους πυκνωτές και αύξηση ακρίβειας από τις αντιστάσεις. Ισχύουν οι σχέσεις $C\gamma=3C\Delta$, $R\Delta=3R\gamma$.

Το LCL φίλτρο σε σύγκριση με το απλό L είναι σαφώς πολύ ανώτερο, ενώ από το LC παρέχει πράγματι καλλίτερη επίδοση αλλά με εξίσου μεγάλες τιμές στοιχείων. Υπάρχει ακόμα μεγάλη εξάρτηση από την επιλογή του C_f στην διακύμανση της τάσης μεταξύ κενού και πλήρους φορτίου. Το THD μπορεί να περιοριστεί εύκολα σε τιμές κάτω του 10% ή ακόμα και 5% σε κάθε σημείο λειτουργίας. Γενικά αυτός ο τύπος φίλτρου είναι πολύ αποδοτικός στο υψηλό εύρος συχνοτήτων. Αν θέλουμε στην συγκεκριμένη εφαρμογή να χρησιμοποιήσουμε το LCL φίλτρο θα πρέπει να ζυγίσουμε καλά τι θα θυσιάσουμε για να πάρουμε το επιθυμητό αποτέλεσμα. Παρακάτω θα μελετήσουμε μία ακόμα διάταξη ίδιας τοπολογίας που λύνει αρκετά από τα προβλήματα που αντιμετωπίζουμε στο LCL φίλτρο.

4.4 Το φίλτρο L-RLC-L



Εικόνα 4.11 Κυκλωματικό διάγραμμα ενός L-LC-L φίλτρου. Φαίνονται οι ροές των ρευμάτων της θεμελιώδους και των αρμονικών συνιστωσών καθώς και η αντίσταση που συναντάνε οι αρμονικές κατά την διέλευσή τους από το ένα μέρος του συστήματος στο άλλο.

Το L-LC-L φίλτρο σχεδιάστηκε για να αντιμετωπίσει ένα βασικό πρόβλημα των δύο προηγούμενων δομών LC και LCL, και αυτό είναι η υπέρταση που δημιουργείται στα άκρα του ανορθωτή εξαιτίας του πυκνωτή. Όπως φαίνεται στο σχήμα [Εικόνα 4.10] το φίλτρο αυτό δομείται από ένα πηνίο εισόδου στην πλευρά της γεννήτριας L_i , ένα πηνίο εξόδου στην πλευρά του ανορθωτή L_o ενώ ανάμεσά τους βρίσκεται ο κάθετος κλάδος του φίλτρου L_f - C_f - R_d συντονισμένος να παρέχει ελάχιστη αντίσταση στις επιθυμητές αρμονικές συνιστώσες. Η αρχή

λειτουργίας του είναι η ίδια με του LCL, δηλαδή το L_i μπλοκάρει τις υψηλές αρμονικές αναγκάζοντάς τες να διέλθουν από τον κάθετο κλάδο και να αποσβεστούν, ενώ το L_o εξομαλύνει την κυματομορφή του ρεύματος μειώνοντας την συνολική αρμονική παραμόρφωση και την καταπόνηση του κάθετου κλάδου από τις αρμονικές. Η αντίσταση R_d μειώνει τις αιχμές στην απόκριση του φίλτρου. Η διαφορά έγκειται στην ύπαρξη της αυτεπαγωγής L_f χάρη στην οποία πετυχαίνεται καταμερισμός της τάσης με την αυτεπαγωγή L_i και έτσι αποφεύγονται οι υπερτάσεις στα άκρα του ανορθωτή. Επίσης η μεταβολή της τάσης μεταξύ πλήρους και κενού φορτίου μπορεί να περιοριστεί σε στενά όρια. Ο πυκνωτής C_f βελτιώνει τον συντελεστή ισχύος παρέχοντας άεργο ισχύ στη θεμελιώδη συχνότητα και η πραγματική ισχύς ρέει από την γεννήτρια στο φορτίο.

Πρόκειται για ένα φίλτρο επίσης 3^{ης} τάξης αλλά εκτός από την συχνότητα συντονισμού f_s του κάθετου κλάδου, έχουμε και μια παράλληλη συχνότητα συντονισμού f_p . Χάρη στο πηνίο L_f προστίθενται στην συνάρτηση μεταφοράς σε σχέση με του φίλτρου LCL δύο μηδενικά πράγμα που σημαίνει ότι μετά την συχνότητα συντονισμού θα έχουμε εξασθένηση μόνο 20dB/dec. Οι δύο συχνότητες συντονισμού που μας αφορούν μπορούν να ρυθμιστούν με βάση τις παρακάτω σχέσεις:

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f * C_f}} \quad (4.26)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_s + L_i + L_f) * C_f}} \quad (4.27)$$

Με L_s την αυτεπαγωγή πηγής και γραμμής πριν από το φίλτρο.

Η συνάρτηση μεταφοράς του L-LC-L φίλτρου $H(s) = \frac{I_{out}}{V_{in}}$ φαίνεται παρακάτω :

$$H(s) = \frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{s^2 * L_f * C_f + 1}{s^3 C_f (L_f L_1 + L_f L_2 + L_1 L_2) + s(L_1 + L_2)} \quad (4.28)$$

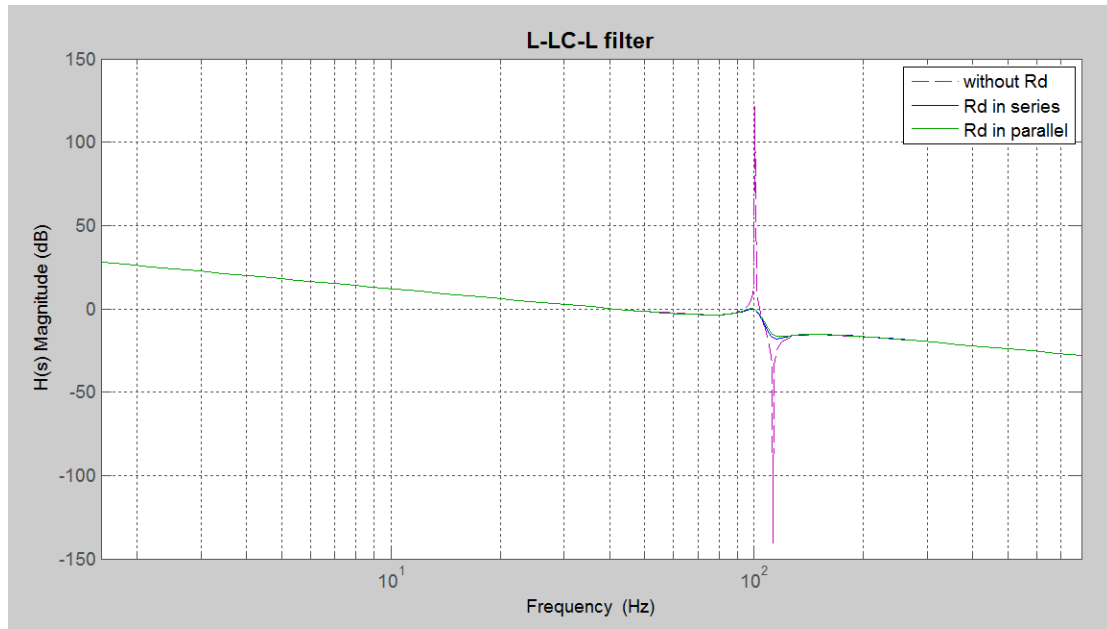
Ενώ συμπεριλαμβανομένης της αντίστασης απόσβεσης R_d γίνεται :

$$H(s) = \frac{s^2 * L_f * C_f + s * C_f * R_d + 1}{s^3 C_f (L_f L_1 + L_f L_2 + L_1 L_2) + s^2 C_f R_d (L_1 + L_2) + s(L_1 + L_2)} \quad (4.29)$$

Η αντίσταση απόσβεσης R_d θα μπορούσε να συνδεθεί και παράλληλα με το πηνίο L_f και να αποφέρει πάλι παρόμοια αποτελέσματα αν και αλλάζει πλέον ο τρόπος υπολογισμού της. Στην περίπτωση αυτή η συνάρτηση μεταφοράς $\frac{I_{out}}{V_{in}}$ του φίλτρου γίνεται 4^{ου} βαθμού και είναι :

$$H(s) = \frac{I_{out}}{V_{in}} = \frac{s^2 * L_f * C_f * R_d + s * L_f + R_d}{s^4 L_1 L_2 L_f C_f + s^3 C_f R_d (L_f L_1 + L_f L_2 + L_1 L_2) + s^2 L_f (L_1 + L_2) + s R_d (L_1 + L_2)} \quad (4.30)$$

Στο διάγραμμα bode πλάτους παρακάτω [Εικόνα 4.11] φαίνονται και οι τρεις παραπάνω αποκρίσεις του φίλτρου χωρίς και με αντίσταση απόσβεσης σε σειρά στον κάθετο κλάδο καθώς και παράλληλα στο πηνίο L_f . Μια παρατήρηση που με λίγη προσοχή φαίνεται αν και όχι καθαρά στο διάγραμμα [Εικόνα 4.15] είναι ότι στην 2^η περίπτωση όπου η R_f είναι παράλληλη στο L_f , η εξασθένιση του φίλτρου σε υψηλότερες συχνότητες (>3kHz) γίνεται από 20dB/dec 40dB/dec που είναι και λογικό κοιτώντας την διαφορά στον βαθμό αριθμητή και παρανομαστή της συνάρτησης μεταφοράς.



Εικόνα 4.12 Διάγραμμα bode πλάτους του L-LC-L φίλτρου χωρίς αντίσταση απόσβεσης R_d , με R_d σε σειρά και με R_d παράλληλα στο πηνίο L_f .

Το L-RLC-L είναι ένα φίλτρο το οποίο με σωστή σχεδίαση μπορεί να συνδυάσει πολύ χαμηλό συντελεστή συνολικής αρμονικής παραμόρφωσης κοντά στο 6% σε κάθε σημείο λειτουργίας, σταθερά υψηλό συντελεστή ισχύος >0,95 και μικρές απώλειες στην θεμελιώδη συχνότητα. Θα μελετήσουμε λοιπόν με ποιο τρόπο θα υπολογίσουμε τα στοιχεία L_i , L_o , L_f , C_f και R_d . Θα ξεκινήσουμε την ανάλυση από την επιλογή του πηνίου εξόδου L_o στην μεριά του ανορθωτή.

Σε κάθε περίπτωση, με σκοπό την μείωση του THD και της καταπόνησης των L_i , L_f , C_f , επιλέγουμε να χρησιμοποιήσουμε το πηνίο L_o . Χάρη σε αυτό επιτυγχάνεται μια αρχική μείωση του THD της τάξης του 50%. Όσο μεγαλύτερο πηνίο εξόδου επιλέξουμε τόσο καλλίτερη εξάλειψη αρμονικών θα πετύχουμε αλλά συγχρόνως αυξάνουμε το κόστος, τον όγκο αλλά και τις απώλειες του φίλτρου μας όπως γίνεται με κάθε επιπλέον αυτεπαγωγή στην γραμμή. Μια πρακτική λύση που ισοσκελίζει τις παραμέτρους αυτές είναι η επιλογή L_o από 3% ως 5%.

Τα επόμενα προς υπολογισμό στοιχεία L_i , L_f , C_f προκύπτουν από τον προκαθορισμό τριών από τις βασικές παραμέτρους του φίλτρου: Από τις συχνότητες συντονισμού f_s και f_r και από μία από τις δύο παραμέτρους PF και α . Αυτές αντιπροσωπεύουν τις μεθόδους για τον υπολογισμό του πυκνωτή C_f , ο συντελεστής ισχύος PF σε κάποιο σημείο λειτουργίας και ο λόγος $\alpha=INL(\text{no}$

load) /IFL(full load). Για την επιλογή του πυκνωτή Cf έχουμε πολλά κριτήρια που κατά βάση είναι ισοδύναμα. Υπάρχει σαφής συσχετισμός μεταξύ της συνολικής χωρητικότητας Cf που θα χρησιμοποιηθεί και του λόγου των ρευμάτων μεταξύ πλήρους και κενού φορτίου $\alpha = I_{NL}/I_{FL}$ [19]. Δηλαδή όσο μικρότερο το Cf τόσο μικρότερος και ο λόγος α πράγμα που συνεπάγει μικρότερο ρεύμα κενού φορτίου. Εμείς δεν θα μπορούμε στα πλαίσια αυτής της ανάλυσης μιας και από την μία η ακριβής τιμή του λόγου α και του ρεύματος κενού φορτίου είναι για εμάς δευτερευούσης σημασίας και από την άλλη η προσπάθειά μας είναι ούτως ή άλλως προς την ίδια κατεύθυνση να μειώσουμε κατά το δυνατόν την τιμή του πυκνωτή Cf με στόχο την μείωση του συνολικού κόστους του φίλτρου. Έτσι για την επιλογή του Cf θα βασιστούμε κυρίως στην απαίτηση του συστήματός μας για άεργο ισχύ κατά την ονομαστική του λειτουργία χρησιμοποιώντας την ακόλουθη σχέση :

$$Cf = \frac{Qc}{2\pi f * V^2} \quad (4.31)$$

Έτσι αφού καθορίσουμε και τις συχνότητες fs, fp έχουμε αρκετές συναρτήσεις για να υπολογίσουμε όλες τις παραμέτρους του φίλτρου. Έχοντας κατά νου όσα έχουμε αναλύσει μέχρι τώρα αλλά και τις ιδιαιτερότητες του συστήματός μας θα επιλέξουμε την συχνότητα συντονισμού fs λίγο πριν από την 5^η αρμονική για λειτουργία σε ονομαστική ταχύτητα. Για την παράλληλη συχνότητα συντονισμού fs θα επιλέξουμε τιμή χαμηλότερη (αναγκαστικά) με σκοπό να αποφύγουμε να ενισχύσουμε την 5^η αρμονική χαμηλότερων στροφών λειτουργίας αλλά οποιαδήποτε υπερβολή έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση του όγκου και του κόστους του φίλτρου. Μια επιλογή για εμάς θα ήταν fs=120Hz και fp=100Hz που αν και πολύ κοντινές τιμές δεν μπορούν να ταυτιστούν όσο τα Li και Ls έχουν τιμές.

Η αντίσταση Rd όπως έχουμε αναλύσει σε προηγούμενη περίπτωση είναι απαραίτητη για την εξάλειψη των αιχμών στις συχνότητες συντονισμού στην απόκριση του φίλτρου ώστε να αποφύγουμε την υπερενίσχυση των γειτονικών αρμονικών. Για να επιτευχθεί η απαραίτητη απόσβεση χωρίς να αυξήσουμε αισθητά τις απώλειες του συστήματός μας, η αντίσταση Rd στην περίπτωση που τοποθετείται σε σειρά όπως και σε προηγούμενες περιπτώσεις πρέπει να είναι περίπου το 1/3 της αντίστασης του πυκνωτή Cf στην συχνότητα αποκοπής, δηλαδή να επιλέξουμε συντελεστή ποιότητας Q περίπου 3 :

$$Rd = \frac{1}{3 * \omega_{res} * Cf} \quad (4.32)$$

Στην περίπτωση που η Rd τοποθετείται παράλληλα στο πηνίο Lf η σχέση για τον υπολογισμό του συντελεστή ποιότητας του φίλτρου γίνεται :

$$Q = \frac{Rd}{Xn} \text{ με } Xn = XnC = XnL = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (4.33)$$

Οπότε και με δεδομένο συντελεστή ποιότητας υπολογίζουμε την αντίσταση απόσβεσης Rd. Παρατηρήθηκε ότι για να πετύχουμε παρόμοια αποτελέσματα με την πρώτη περίπτωση πρέπει να επιλέξουμε Q=7 δηλαδή να ισχύει περίπου ότι :

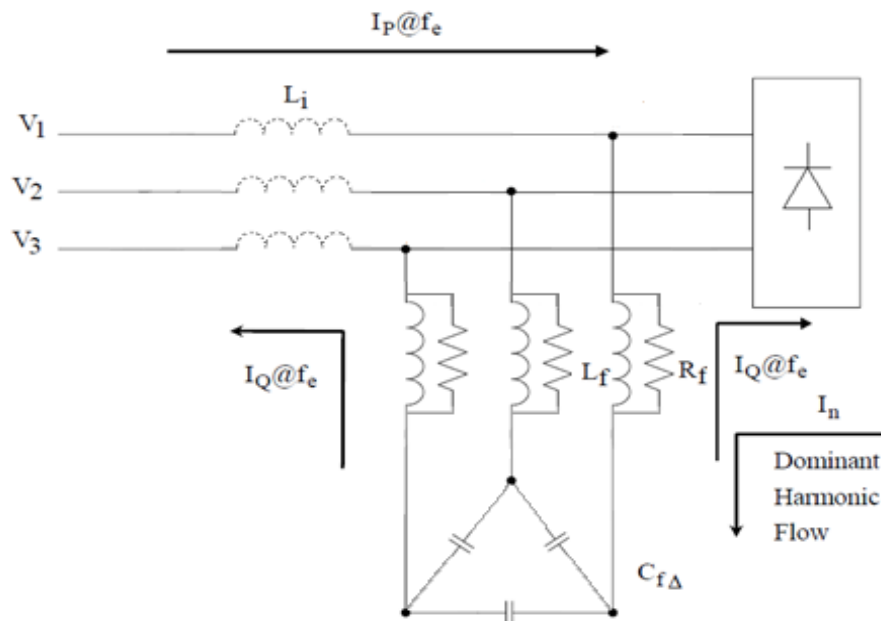
$$Rd = 7 * \omega_{res} * Lf \quad (4.34)$$

Μια γενική παρατήρηση είναι ότι ενώ ο συντελεστής ισχύος PF σχετίζεται με τον συντελεστή αρμονικής παραμόρφωσης THD, ο λόγος α ρευμάτων πλήρους και κενού φορτίου σχετίζεται με την διακύμανση της τάσης πριν και μετά το φίλτρο $\Delta V_0\%$. Επίσης το THD επηρεάζεται κυρίως από τις τιμές των L_f και C_f (δηλαδή από την επιλογή της συχνότητας f_s) και πολύ λιγότερο από την τιμή του πηνίου εισόδου L_i . Από την άλλη πλευρά η διακύμανση της τάσης $\Delta V_0\%$ είναι πολύ πιο ευαίσθητη στην μεταβολή του πηνίου εξόδου L_o . Όσο αυξάνεται το L_o τόσο μεγαλώνει και η $\Delta V_0\%$ και ιδιαίτερα με την αύξηση του φορτίου.

Ο υπολογισμός λοιπόν του φίλτρου L-LC-L γίνεται ακολουθώντας τα παρακάτω βήματα:

1. Υπολογίζουμε την τιμή του πηνίου εξόδου L_o ως το 3-5% της βασικής αυτεπαγωγής του συστήματος.
2. Κάνουμε εκτίμηση της περίπτωσης και επιλογή συχνοτήτων συντονισμού f_s , f_r καθώς και PF σε κάποιο σημείο λειτουργίας.
3. Υπολογίζουμε την χωρητικότητα του πυκνωτή C_f από την σχέση [4.31].
4. Από τις σχέσεις [4.26] και [4.27] υπολογίζουμε τις τιμές των L_i , L_f .
5. Υπολογίζουμε την αντίσταση απόσβεσης R_d από την σχέση [4.32] ή [4.34].
6. Και τέλος μετατρέπουμε τις τιμές των πυκνωτών και των αντιστάσεων προαιρετικά στις αντίστοιχες για συνδεσμολογία τριγώνου. Ισχύουν οι σχέσεις $C_Y=3C_\Delta$, $R_\Delta=3R_Y$.

4.5 Το φίλτρο L-RLC



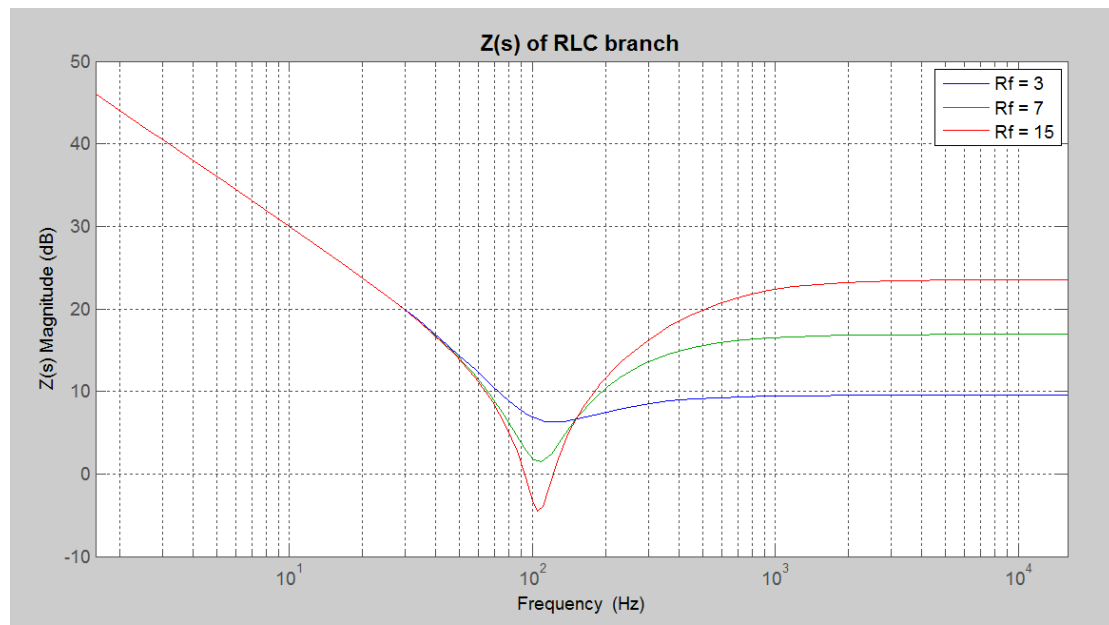
Εικόνα 4.13 Κυκλωματικό διάγραμμα του L-RLC φίλτρου.

Το φίλτρο αυτό είναι βαθυπερατό 2^{ης} τάξης. Είναι στην ουσία μία μετατροπή του μονοσυντονιζόμενου αποσβενίμενου φίλτρου LC που αποτελείται αποκλειστικά από ένα κάθετο κλάδο ενός πηνίου L_f και ενός πυκνωτή C_f σε σειρά συντονισμένα στην μοναδική συχνότητα που επιθυμούμε να εξαλείψουμε. Προσθέτοντας όμως παράλληλα στο πηνίο L_f μία αντίσταση R_f μεταβάλλουμε τα χαρακτηριστικά του φίλτρου αυξάνοντάς το εύρος του. Αρχικά στις χαμηλές συχνότητες η τιμή της αντίστασης R_f είναι πολλές φορές μεγαλύτερη από αυτήν του L_f και έτσι δεν παίζει ιδιαίτερο ρόλο στο κύκλωμα και το φίλτρο λειτουργεί σαν μονοσυντονιζόμενος κλάδος LC. Από ένα σημείο και μετά, δηλαδή όταν η αντίδραση του πηνίου αυξηθεί αρκετά με την αύξηση της συχνότητας, αρχίζει να επικρατεί η αντίσταση R_f και πλέον το φίλτρο αποκτά τις ιδιότητες ενός βαθυπερατού φίλτρου RC. Μπορεί να προστεθεί στην γραμμή AC ένα πηνίο L_i ώστε να αυξήσει την αντίσταση της γραμμής στις υψηλότερες συχνότητες και να τις οδηγήσει να διέλθουν από τον κάθετο κλάδο RLC με μεγαλύτερη ευκολία πετυχαίνοντας καλλίτερα αποτελέσματα. Στην περίπτωση αυτή βέβαια η τάξη το κόστος και η πολυπλοκότητα του φίλτρου αυξάνονται κατά ένα βαθμό. Και σε αυτή την διάταξη όπως στην προηγούμενη, χάρη στο πηνίο L_f στον κάθετο κλάδο σε σειρά με τον πυκνωτή γίνεται διαμοιρασμός της τάσης μεταξύ του L_f και της αντίστασης της γραμμής και έτσι πετυχαίνεται περιορισμός των υπερτάσεων στα άκρα του ανορθωτή εξαιτίας του πυκνωτή και γενικά μικρή διακύμανση τάσης μεταξύ κενού και πλήρους φορτίου. Στο σχήμα [Εικόνα 4.12] φαίνεται η κυκλωματική διάταξη.

Στην περίπτωση που στην γραμμή AC δεν χρησιμοποιηθεί επιπλέον αντίδραση ασχολούμαστε αποκλειστικά με τον κάθετο κλάδο και μελετάμε την απόκριση συχνότητας της αντίστασής του $Z(s)$. Ισχύει λοιπόν ότι :

$$Z(s) = \frac{s * L_f * R_f}{s * L_f + R_f} + \frac{1}{s * C_f} = \frac{s^2 * L_f * C_f * R_f + s * L_f + R_f}{s^2 * L_f * C_f + s * C_f * R_f} \quad (4.35)$$

Το διάγραμμα bode πλάτους για την $Z(s)$ φαίνεται παρακάτω όταν με σταθερή συχνότητα συντονισμού μεταβάλλουμε την αντίσταση R_f του φίλτρου.



Εικόνα 4.14 Διάγραμμα bode πλάτους της συνάρτησης $Z(s)$ για διάφορες τιμές της R_f .

Στην περίπτωση που προσθέσουμε το πηνίο L_i στην γραμμή AC το φίλτρο γίνεται 3^{ου} βαθμού και έχουμε πλέον μία συχνότητα παράλληλου συντονισμού f_p και μία σειράς f_s . Οι συχνότητες αυτές μπορούν να υπολογιστούν ή να ρυθμιστούν από τις παρακάτω σχέσεις :

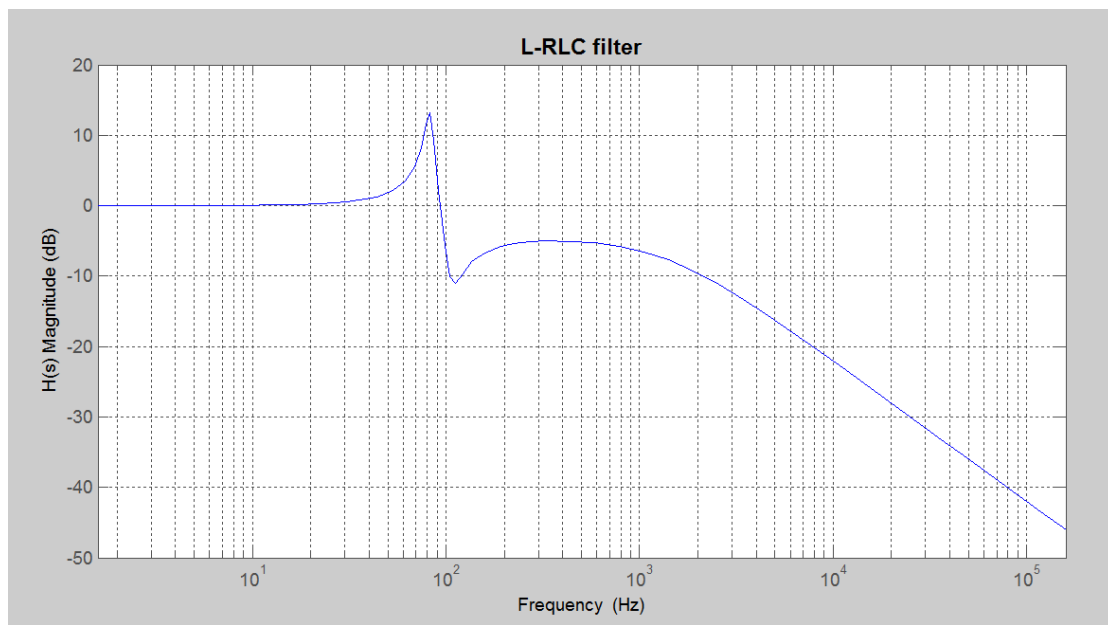
$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f * C_f}} \quad (4.36)$$

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L_s + L_i + L_f) * C_f}} \quad (4.37)$$

Όπου L_s είναι η αυτεπαγωγή της πηγής σε συνδυασμό με της γραμμής.

Η συνάρτηση μεταφοράς $H(s)$ του φίλτρου υπό αυτές τις συνθήκες γίνεται :

$$H(s) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{s^2 * L_f * C_f * R_f + s * L_f + R_f}{s^3 * L_i * L_f * C_f + s^2 * C_f * R_f * (L_i + L_f) + s * L_f + R_f} \quad (4.38)$$



Εικόνα 4.15 Εδώ βλέπουμε το διάγραμμα bode πλάτους του φίλτρου L-RLC.

Παρατηρούμε ότι για ένα αρκετά μεγάλο εύρος συχνοτήτων , περίπου από 200Hz ως 1kHz, η εξασθένιση του φίλτρου είναι μικρή περίπου 5dB ενώ από τα 2kHz και μετά συμπεριφέρεται σαν ένα απλό L ίσο με $L_s + L_i$ με εξασθένιση 20dB/dec. Αυτό στην περίπτωσή μας σημαίνει ότι θα εξαλείφει ικανοποιητικά την 5^η αρμονική συνιστώσα μιας και θα βρίσκεται πάντα στο διάστημα μεταξύ 100-200Hz, μερικώς την 7^η που βρίσκεται το διάστημα 150-280Hz και θα παραμένει σε μεγάλο ποσοστό το αρμονικό περιεχόμενο των υψηλότερων συχνοτήτων μέχρι το 1kHz.

Αν το σύστημά μας πριν το φίλτρο, δηλαδή η γεννήτρια και η AC γραμμή, παρέχει ήδη μεγάλη αντίδραση L_s τότε δεν είναι απαραίτητη η χρήση επιπλέον πηνίου L_i . Το φίλτρο επιθυμούμε εκτός από την εξάλειψη των ανεπιθύμητων αρμονικών και την μείωση της συνολικής αρμονικής παραμόρφωσης να βελτιώνει κατά το δυνατό και τον συντελεστή ισχύος PF. Έτσι επιλέγουμε την χωρητικότητα του C_f χρησιμοποιώντας την σχέση :

$$C_f = \frac{Q_c}{2\pi f * V^2} \quad (4.31)$$

Επιλέγοντας τις τιμές Q_c , V , f ανάλογα με το σημείο λειτουργίας που επιθυμούμε βέλτιστο PF. Έπειτα, αφού επιλέξουμε την συχνότητα f_s στην οποία θα συντονίσουμε το φίλτρο μας να απορροφά μέγιστα, από την σχέση [4.36] θα υπολογίσουμε την τιμή του πηνίου L_f . Πρέπει να εξετάσουμε όμως πριν καταλήξουμε σε τιμή για το L_f από την σχέση [4.37] αν η συχνότητα συντονισμού f_p πέφτει πάνω σε κάποια αρμονική υπαρκτή στο σύστημά μας ώστε είτε με προσθήκη πηνίου L_i στην είσοδο είτε με διαφορετική επιλογή του συνδυασμού L_f - C_f να αποφύγουμε την υπερενίσχυσή της.

Και εδώ όπως και στις προηγούμενες περιπτώσεις υπάρχει σαφής εξάρτηση του συντελεστή μετατόπισης ισχύος DPF με το THD και την επιλογή της τιμής του πυκνωτή C_f . Έτσι μπορεί εμείς να επιθυμούμε μικρή τιμή C_f για μοναδιαίο DPF αλλά οδηγεί σε αύξηση του THD και άρα του συνολικού PF. Οπότε ο σχεδιαστής θα πρέπει να θέσει τις προτεραιότητές του και για εμάς εδώ είναι η εξάλειψη των αρμονικών. Σημαντικό ρόλο παίζει εδώ για την συνολική αρμονική παραμόρφωση και η επιλογή της αντίστασης R_f . Αυτό γιατί, όπως αναλύσαμε παραπάνω και όπως φαίνεται και στο διάγραμμα [Εικόνα 4.13], στην περίπτωση που η R_f είναι πολύ μικρή θα έχουμε μεγαλύτερη εξασθένηση στις υψηλότερες συχνότητες με την οποία θα εξισωθεί και η εξασθένηση στην συχνότητα συντονισμού f_s η οποία αρχικά ήταν κατά πολύ μεγαλύτερη. Κοντά στην συχνότητα f_s όμως βρίσκεται το μεγαλύτερο τμήμα της ενέργειας των αρμονικών πράγμα που μας οδηγεί στο συμπέρασμα ότι το φίλτρο θα είναι ανεπαρκές. Κατά αντιστοιχία αν η R_f επιλεγεί πολύ μεγάλη θα μειωθεί πολύ το εύρος «υψηλής» εξασθένησης $>10\text{dB}$ κοντά στην συχνότητα f_s και οι υψηλότερες αρμονικές θα μείνουν σχεδόν ανεπηρέαστες με αποτέλεσμα και πάλι την αύξηση του THD. Οπότε εμείς θέλουμε το φίλτρο να έχει μεγάλη αιχμηρότητα μέσα σε λογικά πλαίσια και έτσι θα επιλέξουμε συντελεστή ποιότητας Q ίσο με 5. Γενικά επιλέγεται $0.5 < Q < 5$. Η σχέση που συνδέει τον συντελεστή ποιότητας Q με την αντίσταση R_f είναι :

$$Q = \frac{R_f}{X_n} \text{ με } X_n = X_{nC} = X_{nL} = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (4.33)$$

Άρα υπολογίζουμε έτσι την αντίσταση R_f από την σχέση :

$$R_f = Q * X_n \Leftrightarrow R_f = Q * \sqrt{\frac{L_f}{C_f}} \quad (4.39)$$

Συνοψίζοντας τα βήματα που ακολουθούμε για τον υπολογισμό των στοιχείων του φίλτρου είναι τα εξής :

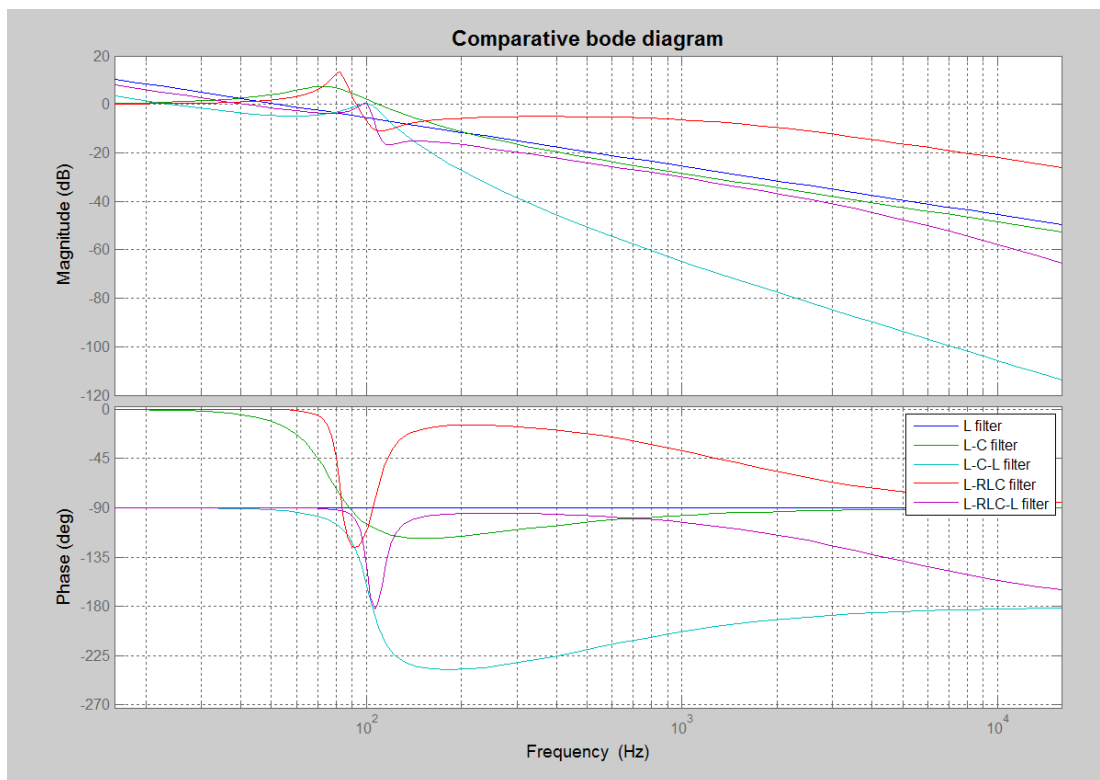
1. Αρχικά εξετάζουμε τα χαρακτηριστικά του συστήματός μας και αποφασίζουμε για την τιμή του πηνίου L_i με βάση αυτήν του L_s , των συχνοτήτων συντονισμού f_s και f_p και επιλέγουμε το σημείο λειτουργίας με βέλτιστο PF.
2. Υπολογίζουμε την χωρητικότητα του πυκνωτή C_f από την σχέση [4.31].

3. Από την σχέση [4.36] υπολογίζουμε το πηνίο L_f ενώ ελέγχουμε από την σχέση [4.37] για τυχών υπερενίσχυση αρμονικών στην συχνότητα f_r .
4. Επιλέγουμε κατάλληλα τον συντελεστή ποιότητας Q και από την σχέση [4.39] υπολογίζουμε την αντίσταση R_f .
5. Μετατρέπουμε τις τιμές των πυκνωτών στις αντίστοιχες για συνδεσμολογία τριγώνου $C_Y=3C_\Delta$.

Κατά την εφαρμογή αυτού του φίλτρου στο σύστημά μας παρατηρήσαμε ότι με την προσθήκη ενός πηνίου $L_i = 4\%$ βελτιώσαμε το THD κατά 2-3 μονάδες επί τις εκατό πετυχαίνοντας THD μικρότερο του 10% σε κάθε σημείο λειτουργίας και παράλληλα βελτιώθηκε ο συντελεστής ισχύος PF χωρίς να παρατηρηθεί αύξηση των απωλειών.

4.6 Συμπεράσματα - Παρατηρήσεις

Κατά την διαδικασία σχεδίασης των φίλτρων πολλοί πρακτικοί περιορισμοί λήφθηκαν υπ' όψιν για συνθήκες λειτουργίας πλήρους και κενού φορτίου. Αυτοί είναι η ολική αρμονική παραμόρφωση THD του AC ρεύματος εισόδου, ο συντελεστής μετατόπισης ισχύος DPF της γραμμής, η διακύμανση και η δυνατότητα ρύθμισης της τάσης εξόδου του φίλτρου $\Delta V_0\%$, η παράλληλη συχνότητα συντονισμού του φίλτρου f_r (αν και σε μη διασυνδεδεμένα συστήματα δεν αποτελεί μεγάλο κίνδυνο) και το ρεύμα εισόδου του φίλτρου υπό κενό φορτίο INL. Το κόστος, η πολυπλοκότητα, ο όγκος και η αποδοτικότητα είναι είτε εξαρτώμενα από τις παραπάνω μεταβλητές είτε θα μπορούσαν να θεωρηθούν επιπλέον περιορισμοί για την σχεδίαση.



Εικόνα 4.16 Συγκεντρωτικά διαγράμματα bode πλάτους και φάσης των προαναφθέντων διατάξεων φίλτρων.

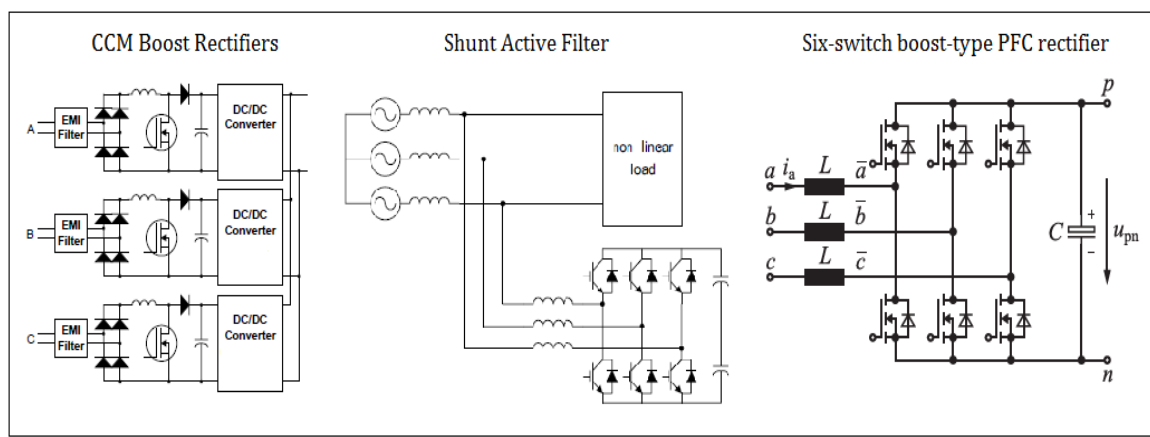
Συμπερασματικά παρατηρώντας και το παραπάνω διάγραμμα [Εικόνα 4.15] μπορούμε να πούμε τα εξής:

- Το δικτύωμα $LfCf$ στον κάθετο κλάδο δημιουργεί την συχνότητα συντονισμού f_s που όπως παρατηρούμε και στο bode διάγραμμα πλάτους [Εικόνα 4.15] για τα φίλτρα L-RLC και L-RLC-L είναι αυτή που δίνει στο φίλτρο μας την μεγαλύτερη κλίση και την απότομη αποκοπή στην επικρατούσα αρμονική συχνότητα και μετά. Τα φίλτρα που δεν έχουν αυτήν την απότομη κλίση θα πρέπει να σχεδιάζονται συντονισμένα σε χαμηλότερες συχνότητες για να πετύχουν ίση εξασθένηση αναγκάζοντας τον σχεδιαστή να κάνει συμβιβασμούς σε άλλες παραμέτρους.
- Παρατηρούμε ότι τα φίλτρα που διαθέτουν προς την πλευρά του ανορθωτή αυτεπαγωγή L_o παρουσιάζουν στην απόκρισή τους [Εικόνα 4.15] μικρότερη ως καθόλου υπερενίσχυση στην συχνότητα συντονισμού f_r που υπό άλλες συνθήκες την περιορίζουμε μόνο με την προσθήκη αντίστασης απόσβεσης R_d αυξάνοντας τις απώλειες του φίλτρου και μειώνοντας την αιχμηρότητά του περισσότερο από το επιθυμητό.
- Με την προσθήκη της αυτεπαγωγής L_f στον κάθετο κλάδο σε σειρά με τους πυκνωτές του φίλτρου αποφεύγουμε την ανύψωση της τάσης που αυτοί δημιουργούν υπό άλλες συνθήκες στα άκρα του ανορθωτή. Αυτό είναι βασικό γιατί η ανύψωση αυτή της τάσης αλλοιώνει τα χαρακτηριστικά της ανεμογεννήτριας. Αυτό γίνεται γιατί εξαιτίας της ανύψωσης τάσης οι μπαταρίες θα απορροφούν μεγαλύτερο ρεύμα ενώ η ταχύτητα περιστροφής της ανεμογεννήτριας είναι ακόμα χαμηλές. Έχοντας υπ' όψιν τον σταθερό λόγο ροπής-ρεύματος T/I μιας γεννήτριας καταλαβαίνουμε ότι στην ουσία φρενάρουμε την γεννήτριά μας και τελικά βλέπουμε ότι πλέων ένας ισχυρότερος άνεμος συνεπάγει χαμηλότερη ταχύτητα περιστροφής, οδηγώντας την να λειτουργεί σε διαφορετικό σημείο πάνω στην καμπύλη C_p -λ που κατά πάσα πιθανότητα είναι χειρότερο από το αρχικά σχεδιασμένο.
- Από το διάγραμμα bode φάσης μπορούμε να επιβεβαιώσουμε τον ρυθμό εξασθένησης των φίλτρων ανάλογα με την συχνότητα. Η επίδραση του παθητικού φίλτρου στην απόκριση φάσης δεν μας απασχολεί στο βαθμό που το επόμενο στάδιο είναι η διάταξη της ανόρθωσης διόδων και όχι κάποια άλλη ελεγχόμενη διάταξη, οπότε θα έπρεπε να εξετάσουμε την ευστάθεια του συστήματος.

Κεφάλαιο 5. Ελεγχόμενες διατάξεις

Εισαγωγή

Είδαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο μεθόδους για σχεδίαση παθητικών φίλτρων και έγινε αναφορά στο πώς μια κακή σχεδίασή τους επηρεάζει την τελική απόδοση της ανεμογεννήτριας. Χρησιμοποιώντας όμως ενεργές διατάξεις για τον σχηματισμό του ρεύματος εισόδου μπορούμε παράλληλα με την επίτευξη μοναδιαίου συντελεστή ισχύος με κατάλληλο έλεγχο να απορροφήσουμε την μέγιστη δυνατή ενέργεια από τον άνεμο χωρίς να ανησυχούμε για την πιθανή μείωση στην απόδοση του συστήματος. Στο 3° κεφάλαιο παρουσιάσαμε τις βασικότερες ελεγχόμενες διατάξεις που μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να βελτιώσουμε την ποιότητα της παρεχόμενης ισχύος από την γεννήτρια. Σε αυτό το κεφάλαιο θα αναλύσουμε ενδεικτικά αλλά όχι τυχαία τις τρεις από αυτές. Η πρώτη διάταξη είναι ο συνδυασμός τριών μονοφασικών μονάδων διόρθωσης του συντελεστή ισχύος PFC. Κάθε μία από τις μονάδες αυτές αποτελείται από έναν μονοφασικό ανορθωτή διόδων και έναν μετατροπέα DC-DC ανύψωσης τάσης. Οι έξοδοι των τριών κυκλωμάτων συνδέονται μεταξύ τους και με τα άκρα των μπαταριών. Ελέγχοντας ξεχωριστά και ανεξάρτητα κάθε φάση καταφέρνουμε να έχουμε εύκολη υλοποίηση και απλό έλεγχο κυκλώματος με επίτευξη ημιτονοειδούς ρεύματος και μοναδιαίου συντελεστή ισχύος. Η δεύτερη διάταξη που θα αναλύσουμε είναι ένα παράλληλο ενεργό φίλτρο. Στην ουσία αφορά έναν τριφασικό αντιστροφέα σε ρόλο πηγής ρεύματος συνδεδεμένο παράλληλα με τον ανορθωτή διόδων που με κατάλληλο έλεγχο τροφοδοτεί την γεννήτρια με το αντίθετο ρεύμα των αρμονικών που παράγει ο ανορθωτής διόδων. Το θετικό αυτής της διάταξης είναι ότι μπορεί να προστεθεί σε ένα ήδη υπάρχον σύστημα χωρίς καμία επιπλέον αλλαγή καθώς και ότι πρέπει να διαχειριστεί μόνο την ισχύ των αρμονικών του ρεύματος. Ο έλεγχος του κυκλώματος είναι δυσκολότερος και μπορεί να γίνει αρκετά πολύπλοκος. Η τρίτη και τελευταία διάταξη που θα αναλυθεί είναι αυτή του τριφασικού πλήρως ελεγχόμενου μέσω PWM ανορθωτή (εξαναγκασμένης μεταγωγής) με αμφίπλευρη μεταφορά ισχύος. Αφορά τον κλασικό τριφασικό αντιστροφέα τεσσάρων τεταρτημορίων χάρη στον οποίο εφαρμόζοντας προηγμένες τεχνικές ελέγχου των διακοπτικών μας στοιχείων μπορούμε να πετύχουμε τον πλήρη έλεγχο της ανεμογεννήτριάς μας και όχι απλά την λειτουργία της με μοναδιαίο συντελεστή ισχύος.



Εικόνα 5.17 Παρουσιάζονται οι τρεις διατάξεις που θα αναλυθούν στην συνέχεια. Α) 3x Μονοφασικοί ανορθωτές ανύψωσης. Β) Παράλληλο ενεργό φίλτρο. Γ) Πλήρως ελεγχόμενος ανορθωτής γέφυρας τύπου ανύψωσης.

5.1 Συνδυασμός μονοφασικών μονάδων διόρθωσης συντελεστή ισχύος

Για υψηλές σχετικά ισχύς συνήθως χρησιμοποιούνται οι πλήρως ελεγχόμενοι τριφασικοί ανορθωτές που εφαρμόζουν τεχνικές διαμόρφωσης εύρους παλμών PWM για να πετύχουν μοναδιαίο συντελεστή ισχύος και χαμηλή αρμονική παραμόρφωση. Η προσέγγιση αυτή είναι σίγουρα πολύ ισχυρή αλλά εξίσου πολύπλοκη κυρίως στον έλεγχο της και ιδιαίτερα για την εκμετάλλευση όλων των δυνατοτήτων της. Έτσι εδώ θα αναλύσουμε μια διαφορετική λύση που μας δίνεται από τοπολογίες με ένα μόνο ελεγχόμενο διακοπτικό στοιχείο και διασφαλίζουν πολύ καλή κυματομορφή ρεύματος εισόδου ακόμα και αν το φασικό ρεύμα ήταν ασυνεχές. Με αυτήν την προσέγγιση ο μετατροπέας γίνεται πολύ πιο φθηνός και ο έλεγχος που απαιτεί μπορεί να γίνει ιδιαίτερα απλός. Ένας εύκολος τρόπος λοιπόν να επιτύχουμε την μετατροπή της ισχύος μιας τριφασικής πηγής σε συνεχή διατηρώντας υψηλό συντελεστή ισχύος είναι να χρησιμοποιήσουμε τρεις μονοφασικές μονάδες boost PFC (Power Factor Correction) μία για κάθε φάση που θα τροφοδοτούν το ίδιο φορτίο. Έχοντας ανεξάρτητο έλεγχο ρεύματος μεν, με κοινό σήμα αναφοράς από έναν PI ελεγκτή δε, η μία από την άλλη καθιστά την πολυπλοκότητά τους πολύ χαμηλότερη και πετυχαίνει ημιτονοειδές ρεύμα εισόδου συμφασικό με την τάση λειτουργώντας πάντα σε κατάσταση συνεχούς αγωγής CCM (Continuous Conducting Mode). Παρόλα αυτά η μέθοδος αυτή εφαρμόζεται μόνο σε χαμηλές και μεσαίες ισχύς.

Λειτουργία

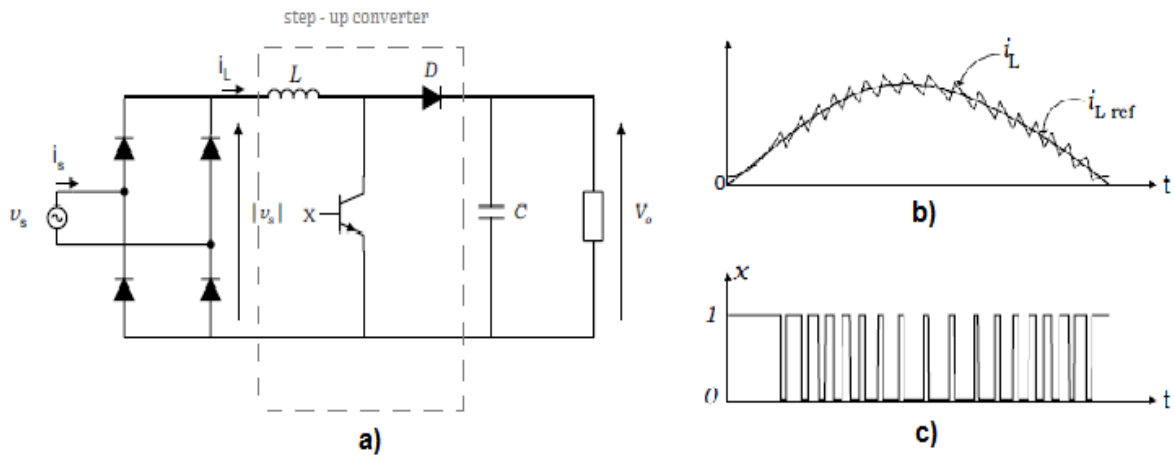
Το αντίστοιχο κύκλωμα προκύπτει από την κλασική μη ελεγχόμενη ανορθωτική γέφυρα με την προσθήκη ενός τρανζίστορ T, μιας διόδου D και ενός πηνίου L όπως φαίνεται στο σχήμα [Εικόνα 5.2(α)]. Στην διάταξη αυτή το ρεύμα εισόδου $I_s(t)$ ελέγχεται μεταβάλλοντας την κατάσταση αγωγής του τρανζίστορ T. Όταν το τρανζίστορ T βρίσκεται στην κατάσταση αγωγής ON, η μονοφασική πηγή μας βραχυκυκλώνεται διαμέσου του πηνίου L φορτίζοντάς το ενώ η διάδος D αποτρέπει την ανάστροφη ροή ισχύος από το φορτίο μας. Το ρεύμα του πηνίου τότε δίνεται από την εξίσωση:

$$\frac{diL}{dt} = \frac{vL}{L} = \frac{|v_s|}{L} \quad (5.1)$$

Μιας και ισχύει ότι $|V_s| > 0$, κατά την κατάσταση ON του τρανζίστορ πάντα θα προκαλείται αύξηση του ρεύματος πηνίου iL και συνεπώς αύξηση του ρεύματος εισόδου i_s . Όταν το τρανζίστορ T μεταβεί σε κατάσταση αποκοπής OFF, το ρεύμα του πηνίου iL δεν μπορεί να διακοπεί ακαριαία και ρέει μέσω της διόδου D στο φορτίο. Κατά την κατάσταση αυτή η συμπεριφορά του ρεύματος του πηνίου περιγράφεται από την σχέση:

$$\frac{diL}{dt} = \frac{vL}{L} = \frac{|v_s| - V_o}{L} \quad (5.2)$$

Για την ορθή λειτουργία του κυκλώματος υποθέτουμε ότι ισχύει $V_o > |V_s|$ οπότε και $|V_s| - V_o > 0$ πράγμα που σημαίνει ότι κατά την κατάσταση OFF το στιγμιαίο ρεύμα του επαγωγέα μειώνεται. Έτσι ελέγχοντας κατάλληλα τον διακόπτη T μπορούμε να εξαναγκάσουμε το ρεύμα του πηνίου iL να ακολουθήσει την κυματομορφή αναφοράς [Εικόνα 5.2(b)].



Εικόνα 5.2 (α)Κύκλωμα ισχύος μετατροπέα. (β)Συμπεριφορά ρεύματος πηνίου γύρω από την αναφορά του. (γ)Σήμα οδήγησης χ της πύλης του τρανζίστορ T.

Η κυματομορφή αυτή αναφοράς $i_L \text{ref}$ για να πετύχουμε ημιτονοειδές ρεύμα εισόδου σε φάση με την τάση της πηγής προκύπτει από το σήμα $|V_s(t)|$ πολλαπλασιασμένο με την έξοδο του εκάστοτε PI ελεγκτή. Η συνήθης χρήση της τοπολογίας είναι ο έλεγχος της τάσης εξόδου με σταθερή τάση εισόδου. Εδώ στην έξοδό μας συνδέουμε τις μπαταρίες, δηλαδή μια σταθερή πηγή τάσης DC ενώ στην είσοδο η τάση μπορεί να μεταβάλλεται ανάλογα με την ταχύτητα περιστροφής της ανεμογεννήτριας. Έτσι ανάλογα με τον λόγο κατάτμησης που επιλέγουμε μπορούμε να ελέγχουμε το ρεύμα του πηνίου i_L και κατ' επέκταση την ταχύτητα περιστροφής της ανεμογεννήτριας ώστε να απορροφούμε από τον άνεμο την μέγιστη ισχύ. Η σχέση μεταξύ του επιθυμητού ρεύματος εισόδου i_s και της ταχύτητας ω_{ref} είναι γραμμική, αποδεικνύεται αναλυτικά σε επόμενη ενότητα 5.3 και φαίνεται από την σχέση (5.26). Για να κάνουμε ταυτόχρονα και έλεγχο ρεύματος εισόδου διασφαλίζοντας καλή δυναμική συμπεριφορά στον βρόγχο ελέγχου του ρεύματος, πρέπει η τάση εξόδου V_o να είναι τουλάχιστον 10% μεγαλύτερη από την μέγιστη της τάσης εισόδου $V_s(t)$. Έτσι μπορούμε εύκολα να μειώσουμε την ταχύτητα περιστροφής της ανεμογεννήτριας αλλά η μέγιστη ταχύτητα που μπορούμε να επιβάλουμε διατηρώντας τον έλεγχο του ρεύματος περιορίζεται από την ονομαστική τάση των μπαταριών. Θεωρώντας μηδενικές απώλειες στον μετατροπέα μας ισχύει:

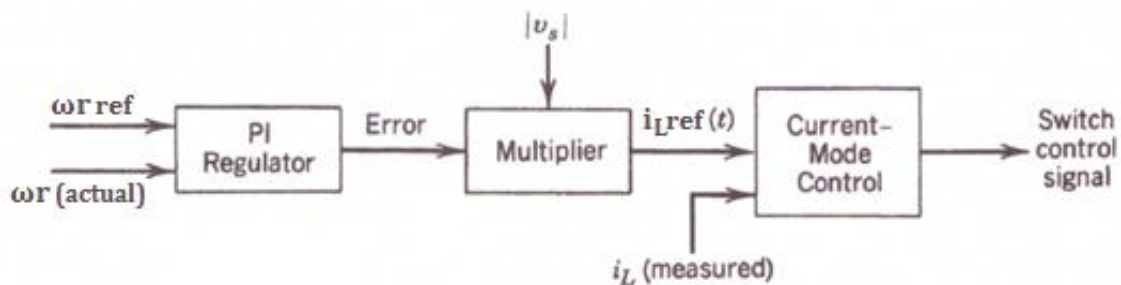
$$P_i = P_o \Leftrightarrow V_i \cdot I_i = V_o \cdot I_o \quad (5.3)$$

Οπότε θεωρώντας λειτουργία σε συνεχή αγωγή ισχύουν για τον μετατροπέα οι σχέσεις:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} \quad \text{και} \quad \frac{I_o}{I_i} = 1-D \quad (5.4)$$

Στην περίπτωση μας το σφάλμα μεταξύ επιθυμητής ταχύτητας ω_{ref} και πραγματικής ω_{r} εισέρχεται στον PI ελεγκτή και ρυθμίζει το πλάτος του ρεύματος εισόδου I_i . Έτσι μια αύξηση του σφάλματος $\omega_{\text{r}} - \omega_{\text{ref}}$ προκαλεί μια αύξηση του πλάτους του $i_L \text{ref}$ που με την σειρά του συνεπάγεται αύξηση του λόγου κατάτμησης D για να προκαλέσει αντίστοιχη αύξηση στο i_L δηλαδή στο I_i . Από την στιγμή που ο λόγος κατάτμησης D αυξήθηκε προκύπτει από την σχέση (5.4) ότι η τάση που βλέπει η γεννήτρια έχει μειωθεί οδηγώντας στην μείωση της ταχύτητάς της ω_{r} και τελικά στην μείωση του σφάλματος $\omega_{\text{r}} - \omega_{\text{ref}}$. Ο συνολικός έλεγχος [Εικόνα 5.3] περιλαμβάνει έναν αργό εξωτερικό βρόγχο ελέγχου της ταχύτητας ω_{r} και έναν εσωτερικό γρήγορο βρόγχο ελέγχου ρεύματος i_L . Το σήμα αναφοράς στον βρόγχο ελέγχου ρεύματος περιλαμβάνει

αρμονικές υψηλής τάξης και έτσι για την επίτευξη χαμηλού συντελεστή αρμονικής παραμόρφωσης THDi θα πρέπει ο βρόγχος να μπορεί να τις ακολουθεί και άρα να έχει μεγάλο εύρος ζώνης. Σε αντίθεση, ο βρόγχος ελέγχου της ταχύτητας ωr πρέπει να έχει μικρό εύρος ζώνης ώστε ο εσωτερικός ελεγκτής ρεύματος να μην επηρεάζεται από την κυμάτωσή της. Ένας πρακτικός κανόνας που εξασφαλίζει την σταθερότητα του ελέγχου είναι ο εσωτερικός βρόγχος να είναι τουλάχιστον 10 φορές ταχύτερος του εξωτερικού. Η δυναμική συμπεριφορά του συστήματος σε μια βηματική μεταβολή του φορτίου ή του ανέμου περιορίζεται από την ταχύτητα μέτρησης ή εκτίμησης της ταχύτητας περιστροφής. Ο έλεγχος του ρεύματος μπορεί να υλοποιηθεί με έλεγχο μέγιστου ρεύματος PCC (Peak Current Control) ή μέσου ρεύματος ACC (Average Current Control) ή με έλεγχο ζώνης υστέρησης HCC (Hysteresis Current Control). Οι δύο πρώτες μέθοδοι ακολουθούν έλεγχο σταθερής συχνότητας PWM ρυθμίζοντας κατάλληλα τον λόγο κατάτμησης duty cycle. Εμείς επιλέγουμε τον έλεγχο του ρεύματος με ζώνη υστέρησης [2]. Ο έλεγχος με ζώνη υστέρησης απαιτεί μικρότερη υπολογιστική ισχύ, είναι γρήγορος, παρέχει αξιοπιστία, έχει την καλύτερη συμπεριφορά σε μεταβατικές καταστάσεις και πετυχαίνει σχεδόν μοναδιαίο συντελεστή ισχύος. Τα μειονεκτήματά του είναι η απαίτηση για σχετικά μεγάλη ακρίβεια στην μέτρηση του ρεύματος πηνίου i_L και η μη προκαθορισμένη διακοπτική συχνότητα που μας οδηγεί σε πολυπλοκότερες σχεδιάσεις φίλτρου εισόδου. Το εύρος της υστέρησης πρέπει να επιλεγεί κατάλληλα ώστε να ισοσταθμίσει τους παραπάνω παράγοντες με τις απώλειες μεταγωγής που προκαλούνται λόγω των μεγάλων διακοπτικών συχνοτήτων.



Εικόνα 5.3 Μπλοκ διάγραμμα του κυκλώματος ελέγχου του μετατροπέα.

Σχεδίαση

Κατά την σχεδίαση μιας ανορθωτικής διάταξης boost PFC πρέπει να γίνει επιλογή των στοιχείων του μετατροπέα ανύψωσης τάσης. Καταρχάς σκοπός μας είναι να βρισκόμαστε πάντα σε κατάσταση συνεχούς αγωγής μιας και έτσι πετυχαίνουμε καλύτερο βαθμό χρησιμοποίησης του υλικού μας, καλύτερη ποιότητα ισχύος εισόδου και ακόμα μικρότερο φίλτρο εισόδου. Έτσι ξεκινάμε από την επιλογή του πηνίου L . Οι μεγάλες τιμές αυτεπαγωγής τείνουν να μειώνουν την κλίση του ρεύματος ενώ οι μικρές τιμές επιτρέπουν στο ρεύμα του πηνίου να λάβει υψηλές τιμές πριν ο διακόπτης μπει σε κατάσταση αποκοπής OFF. Η αυτεπαγωγή του μετατροπέα επιλέγεται με βάση την μέγιστη επιτρεπτή κυμάτωση ρεύματος κατά τον ελάχιστο χρόνο αγωγής (duty cycle) υπό την μέγιστη τάση εισόδου V_s . Έτσι με δεδομένη την διακοπτική συχνότητα F_s μπορούμε να

καθορίσουμε την βέλτιστη τιμή για την αυτεπαγωγή του πηνίου για την λειτουργία του μετατροπέα υπό ορισμένο φορτίο. Η κρίσιμη τιμή αυτεπαγωγής L_{crit} ορίζεται ως αυτή κατά την οποία λειτουργώντας βρισκόμαστε στο όριο μεταξύ συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής και υπολογίζεται από την παρακάτω σχέση:

$$L_{crit} = \frac{R * D(1 - D)^2}{2 * F_s} H \quad (5.5)$$

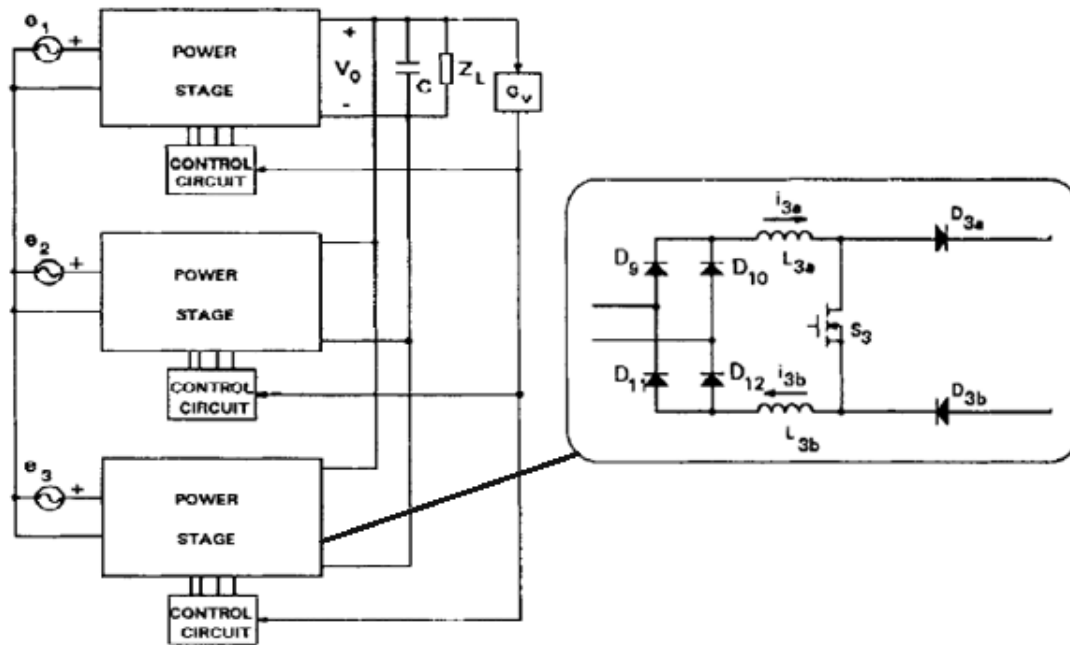
Άρα εμείς επιλέγουμε το πηνίο έτσι ώστε $L > L_{crit}$. Επίσης επειδή για εμάς η αντίσταση φορτίου R είναι μεταβλητή επιλέγουμε χειρότερη περίπτωση από αυτή της ονομαστικής λειτουργίας ($R=20\Omega$), υπολογίζουμε ότι ο ελάχιστος λόγος κατάτμησης για την επίτευξη της αναγκαίας ανύψωσης 10% είναι περίπου $D=0,1$ ενώ για συχνότητα αποκοπής επιλέγουμε ιδιαίτερα χαμηλή 1kHz αφήνοντας μεγάλο περιθώριο επιλογών χωρίς να κινδυνεύουμε να μπούμε σε κατάσταση ασυνεχούς αγωγής.

Το ελεγχόμενο ημιαγωγικό στοιχείο T επιλέγεται να μπορεί να διαχειριστεί τις καταπονήσεις από τις χειρότερες καταστάσεις ρεύματος και τάσης, ενώ για την δίοδο D εκτός της δυνατότητας να μπλοκάρει την ανάστροφη πόλωση κατά την κατάσταση OFF του τρανζίστορ και την επαρκή διαχείριση μέγιστου και μέσου ρεύματος, πρέπει να έχει χαρακτηριστικά ταχείας μεταγωγής δηλαδή μικρό χρόνο ανάκτησης (reverse-recovery time) και μικρή πτώση τάσης (forward voltage). Για την επιλογή του φίλτρου εξόδου δηλαδή του πυκνωτή C τα βασικά κριτήρια είναι η χωρητικότητά του και η ισοδύναμη αντίσταση σειράς ESR. Το ESR επηρεάζει την απόδοση του μετατροπέα και έτσι επιθυμούμε να είναι κατά το δυνατόν χαμηλό. Η χωρητικότητα του πυκνωτή επιλέγεται με βάση τις προδιαγραφές κυμάτωσης της τάσης εξόδου. Ο παρακάτω τύπος δίνει την απαραίτητη χωρητικότητα C του πυκνωτή με βάση την κυμάτωση της τάση εξόδου ΔV_o , το duty cycle D , την διακοπτική συχνότητα F_s και την τάση εξόδου V_o για δεδομένο φορτίο R .

$$C \geq \frac{V_o * D}{F_s * \Delta V_o * R} F \quad (5.6)$$

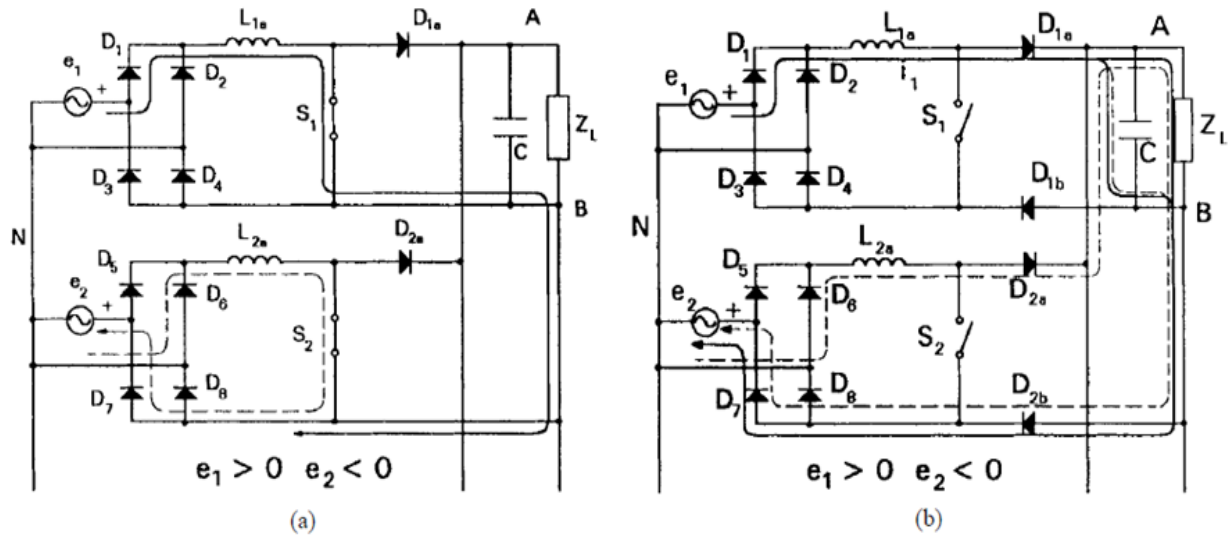
Σύνδεση

Όσον αφορά στην σύνδεση τώρα των τριών ανεξάρτητων μονάδων σε μία για την ανόρθωση τριφασικού ρεύματος μπορεί να γίνει είτε σε συνδεσμολογία αστέρα είτε τριγώνου. Σε κάθε περίπτωση όμως θα πρέπει τουλάχιστον τα δύο από τα τρία κυκλώματα να έχουν ηλεκτρικά απομονωμένες τις εισόδους από τις εξόδους τους μιας και όλες οι μονάδες τροφοδοτούν το ίδιο φορτίο. Αυτό, χρησιμοποιώντας αυτήν την διάταξη, κλασικά μπορεί να επιτευχθεί είτε με μετασχηματιστές απομόνωσης υψηλών συχνοτήτων στην DC πλευρά ,αλλά μόνο όταν είναι ταυτόχρονα αναγκαία και η περεταίρω ανύψωση της τάσης εξόδου, είτε με μετασχηματιστή απομόνωσης στην είσοδο στην συχνότητα της γεννήτριας. Και στις δύο περιπτώσεις προσθέτουμε στο κύκλωμα πολυπλοκότητα και κόστος. Μια εναλλακτική λύση [41] παρουσιάζεται παρακάτω όπου με μικρές μετατροπές του κυκλώματος εξαλείφεται η πλειοψηφία αν όχι όλες οι αλληλεπιδράσεις μεταξύ των φάσεων.



Εικόνα 5.4 Κυκλωματικό διάγραμμα για την σύνδεση των μονάδων σε αστέρα Y.

Οι προσθήκες που προτείνονται όπως φαίνεται και στο σχήμα [Εικόνα 5.4] είναι μία δεύτερη δίοδος ελεύθερης διέλευσης στην επιστροφή του ρεύματος και ο διαχωρισμός του ενός πηνίου σε δύο. Από την στιγμή που κάθε μονάδα λειτουργεί αυτόνομα, κάθε συνδυασμός ανοικτών και κλειστών διακοπών είναι πιθανός και έτσι το ρεύμα ενός μετατροπέα μπορεί να επιστρέφει μέσω κάποιου άλλου. Στο σχήμα [Εικόνα 5.5(a)] αναπαρίστανται οι δύο μετατροπείς σε κατάσταση όπου οι φασικές τάσεις εισόδου τους έχουν αντίθετα πρόσημα και οι διακόπτες τους είναι σε αγωγή. Με την e_2 να είναι αρνητική οι δίοδοι D_6 και D_7 του κάτω μετατροπέα άγουν καθιστώντας το δυναμικό στο σημείο B αρνητικό σε σχέση με τον κοινό ουδέτερο κόμβο και αποτρέποντας την δίοδο D_4 να μεταβεί σε κατάσταση αγωγής. Έτσι το ρεύμα του πάνω μετατροπέα επιστρέφει μέσω του κάτω κόνοντας την κυματομορφή του ρεύματος εισόδου ακόμα χειρότερη. Το πρόβλημα αυτό λύνει η προσθήκη της δεύτερης δόδου ελεύθερης διέλευσης. Ας υποθέσουμε τώρα παρόμοια περίπτωση [Εικόνα 5.5(b)] με την διαφορά ότι πλέον οι πρόσθετες δίοδοι υπάρχουν και ότι οι διακόπτες βρίσκονται ταυτόχρονα σε αποκοπή. Οι δίοδοι D_6 , D_7 , D_{2a} και D_{2b} άγουν και πάλι το σημείο B έχει το αρνητικότερο δυναμικό πολώνοντας ανάστροφα τις δίοδους D_4 και D_{1b} αναγκάζοντας το ρεύμα του πάνω μετατροπέα να επιστρέφει ξανά από τον δεύτερο. Έτσι για να εξαναγκάσουμε την αγωγή των διόδων D_4 και D_{1b} προσθέτουμε και το δεύτερο πηνίο L_{1b} (τηρώντας την ονοματοδοσία της εικόνας 5.4 αντίστοιχα με το L_{3b}). Αντίστοιχα πράττουμε για κάθε μετατροπέα και καταλήγουμε στο κύκλωμα του σχήματος [Εικόνα 5.4].



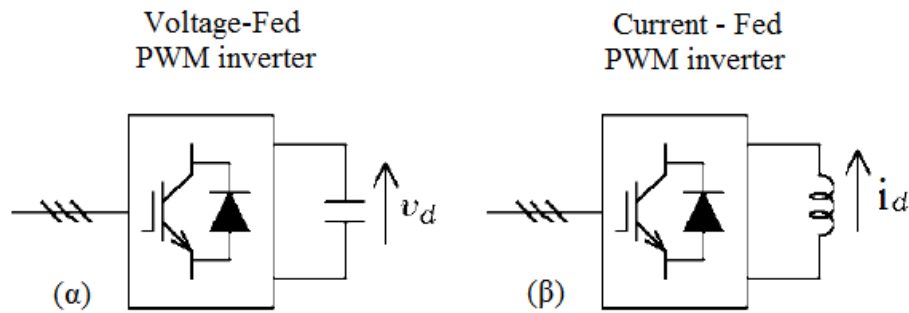
Εικόνα 5.5 Αλληλεπίδραση μεταξύ των σταδίων για $e_1 > 0$ και $e_2 < 0$. (a) Παρουσιάζεται η ανάγκη για την δεύτερη δίοδο ελεύθερης διέλευσης. (b) Παρουσιάζεται η ανάγκη για την προσθήκη πηνίου στην επιστροφή.

5.2 Ενεργό φίλτρο

Η τεχνολογία των ενεργών φίλτρων στην βελτίωση της ποιότητας ισχύος έχει αναπτυχθεί τις τελευταίες δεκαετίες και είναι αρκετά ώριμη ιδιαίτερα όσον αφορά στην απόσβεση αρμονικών, στην διαχείριση άεργου ισχύος και στην εξισορρόπηση της τάσης στο δίκτυο που είναι και η πλειοψηφία των εφαρμογών τους. Όπως έχουμε αναφέρει και στο 3° κεφάλαιο τα ενεργά φίλτρα μπορούμε να τα κατηγοριοποιήσουμε με βάση τα χαρακτηριστικά τους με διάφορους τρόπους ώστε να επιλέγουμε το καταλληλότερο για την κάθε περίπτωση.

5.2.1 Κατηγοριοποίηση ενεργών φίλτρων

Ο πρώτος διαχωρισμός έγκειται στον τύπο του αντιστροφέα που χρησιμοποιείται ,δηλαδή στο κύκλωμα ισχύος του, και έχει να κάνει με το αν ο μετατροπέας τροφοδοτείται με σταθερή τάση με στοιχείο αποθήκευσης ενέργειας έναν πυκνωτή ή αν τροφοδοτείται με σταθερό ρεύμα όπου στοιχείο αποθήκευσης έχουμε ένα πηνίο [Εικόνα 5.6]. Προτιμάται ο αντιστροφέας τροφοδοτούμενος από πηγή τάσης (voltage-fed) μιας και είναι πιο αποδοτικός, είναι πιο ελαφρύς και έχει μικρότερο κόστος κατασκευής. Επιπλέον ένας voltage-fed PWM inverter μπορεί να επεκταθεί σε πολυεπίπεδη έκδοση με σκοπό την βελτίωση της απόδοσής του σε εφαρμογές μεγάλης ισχύος μειώνοντας την διακοπτική συχνότητα. Στην πράξη για παράδειγμα στην Ιαπωνία σχεδόν όλα τα ενεργά φίλτρα που μπήκαν σε εφαρμογή υιοθέτησαν για κύκλωμα ισχύος τον αντιστροφέα τροφοδοτούμενο από τάση.

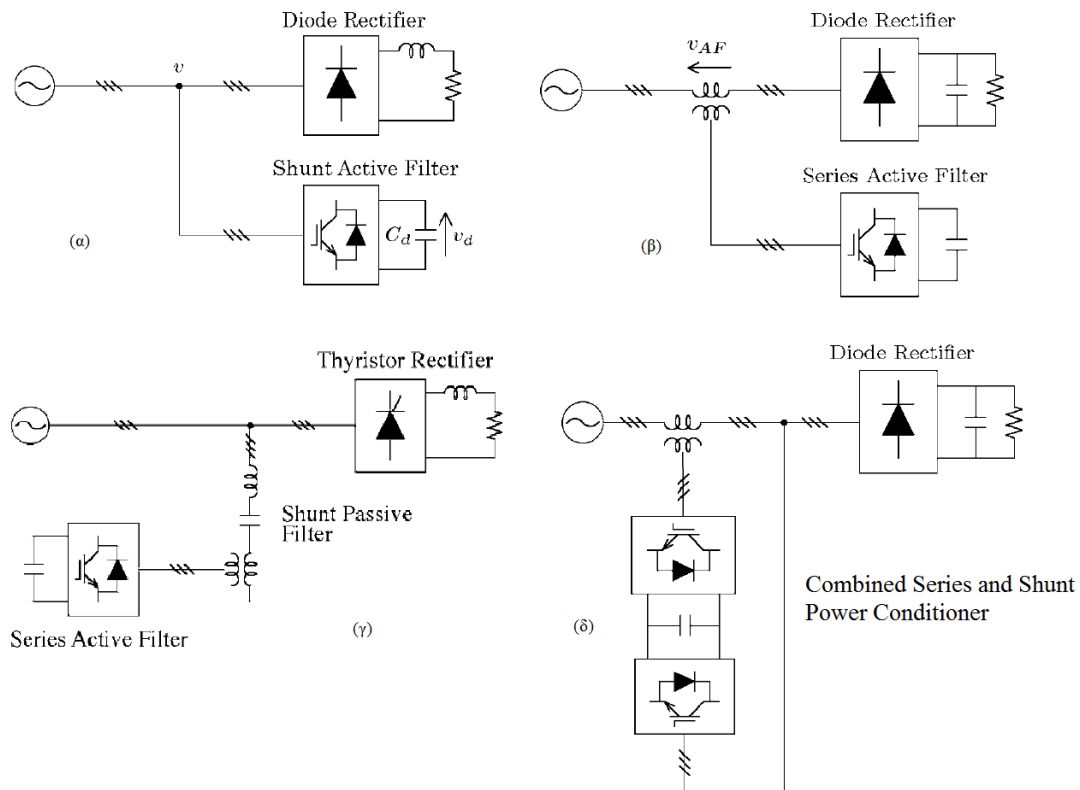


Εικόνα 5.6 Τοπολογία αντιστροφέα ενεργού φίλτρου (α) τροφοδοτούμενου από σταθερή τάση και (β) τροφοδοτούμενου από σταθερό ρεύμα.

Ένας δεύτερος διαχωρισμός που γίνεται και σχετίζεται πάλι με το κύκλωμα ισχύος αφορά την τοπολογία του συστήματός μας. Θα αποτελείται δηλαδή είτε από ένα παράλληλο ενεργό φίλτρο, είτε από ένα εν σειρά ενεργό φίλτρο είτε θα είναι υβριδικό και θα αποτελείται από συνδυασμό ενός ενεργού και ενός παθητικού φίλτρου είτε τέλος μπορεί να αποτελείται και από τους δύο τύπους ενεργού φίλτρου ταυτόχρονα [Εικόνα 5.8]. Η πιο θεμελιώδης τοπολογία είναι ένα σκέτο παράλληλο ενεργό φίλτρο. Γενικά το παράλληλο ενεργό φίλτρο είναι κατάλληλο για απόσβεση αρμονικών μιας πηγής αρμονικών ρεύματος, όπως για παράδειγμα ένας ανορθωτής διόδων με επαγωγικό DC φορτίο, για παροχή άεργου ισχύος και για ασυμμετρίες του ρεύματος φορτίου. Αυτή η τοπολογία φίλτρου παρέχει και τη δυνατότητα απόσβεσης του συντονισμού μεταξύ ενός υπάρχοντος παθητικού φίλτρου και της αυτεπαγωγής της πηγής. Λόγω λειτουργικών περιορισμών το παράλληλο ή το εν σειρά ενεργό φίλτρο μπορεί να αντισταθμίσει μόνο συγκεκριμένα προβλήματα ποιότητας ισχύος. Έτσι η επιλογή του κατάλληλου τύπου εξαρτάται από την πηγή του προβλήματος προς αντιμετώπιση όπως παρουσιάζεται και στον παρακάτω πίνακα [Εικόνα 5.7]. Στην περίπτωση μας το φορτίο είναι στην ουσία οι μπαταρίες αλλά τοποθετούμε πριν από αυτές ένα μεγάλο DC Choke για εξομάλυνση του ρεύματος γεγονός που καθιστά τον ανορθωτή μας ξεκάθαρα πηγή αρμονικών ρεύματος και την επιλογή του παράλληλου φίλτρου (shunt active filter) την ιδανικότερη επιλογή. Επίσης σε κάθε περίπτωση θα θέλαμε να αποφύγουμε την χρήση ενός μετασχηματιστή και μάλιστα διαστασιολογημένο στο πλήρες φορτίο μας πράγμα που θα χρειαζόταν στην περίπτωση του ενεργού φίλτρου σειράς.

	Shunt Active Filter	Series Active Filter
Power circuit of active filter	Voltage-fed PWM inverter <i>with</i> current minor loop	Voltage-fed PWM inverter <i>without</i> current minor loop
Active filter acts as	Current source: i_{AF}	Voltage source: v_{AF}
Harmonic-producing load suitable	Diode/thyristor rectifiers with <i>inductive</i> loads, and cycloconverters	Large-capacity diode rectifiers with <i>capacitive</i> loads
Additional function	Reactive power compensation	AC voltage regulation

Εικόνα 5.7 Συγκριτικός πίνακας του παράλληλου και του εν σειρά ενεργού φίλτρου[2].



Εικόνα 5.8 Κυκλωματικά διαγράμματα από τοπολογίες ενεργών φίλτρων: (α) παράλληλο, (β) εν σειρά, (γ) υβριδικό, σύνδεση ενός ενεργού φίλτρου εν σειρά με ένα παθητικό συνδεδεμένο παράλληλα στο φορτίο, (δ) συνδυασμός και των δύο τύπων ενεργών φίλτρων για μια ολοκληρωμένη λύση ρύθμισης της ποιότητας ισχύος.

Έπειτα τα ενεργά φίλτρα μπορούμε να τα ταξινομήσουμε ανάλογα με την βασική λειτουργία που σχεδιάστηκαν να παρέχουν στο σύστημα. Συνήθως για βελτίωση της απόδοσης του ενεργού φίλτρου ζητάμε να παρέχουν περισσότερες από μία λειτουργίες.

Αντιστάθμιση αέργου ισχύος

Τα παράλληλα ενεργά φίλτρα έχουν την δυνατότητα να κάνουν αντιστάθμιση της αέργου ισχύος και να διορθώνουν έτσι τον συντελεστή ισχύος. Παρ’ όλα αυτά σπάνια χρησιμοποιούνται με αυτόν τον σκοπό γιατί η ισχύς που απαιτείται να διαχειριστεί το φίλτρο θα είναι της ίδιας τάξης μεγέθους (30%) με αυτή του φορτίου. Στην περίπτωση μας όμως καθώς και γενικά σε εφαρμογές χαμηλής ισχύος όπου το κόστος είναι πιο χαμηλό μπορεί να χρησιμοποιηθεί με αυτό το σκοπό.

Απόσβεση αρμονικών

Η εξάλειψη των αρμονικών είναι η πιο σημαντική λειτουργία που παρέχει το φίλτρο. Τα ενεργά φίλτρα χρησιμοποιούνται για αντιστάθμιση αρμονικών τάσης και ρεύματος. Οι αρμονικές τάσης σχετίζονται με τις αρμονικές ρεύματος και την αντίσταση των γραμμών. Ο σκοπός για την αντιμετώπιση των αρμονικών είναι να διασφαλιστεί ότι η πηγή θα είναι ημιτονοειδείς πράγμα απαραίτητο για την ορθή λειτουργία του εξοπλισμού του συστήματος. Παρ’ όλο που η εξάλειψη των αρμονικών τάσης βοηθάει στην μείωση των αρμονικών ρεύματος, δεν αναιρεί την απαίτηση για αντιστάθμιση και των αρμονικών ρεύματος μιας και το ρεύμα αυτό είναι που αυξάνει τις απώλειες στο σύστημα, μειώνει τον χρόνο ζωής του εξοπλισμού αλλά και γίνεται αιτία για σχεδίαση εξοπλισμού με μεγαλύτερη πολυπλοκότητα και κόστος. Στην περίπτωση μας οι αρμονικές ρεύματος επιπλέον ευθύνονται για την παραγωγή του μηχανικού θορύβου που θέλουμε να εξαλείψουμε.

Εξισορρόπηση τριφασικού συστήματος

Το πρόβλημα των ασυμμετριών και ανισορροπιών των τάσεων και των ρευμάτων είναι αρκετά κοινό σε συστήματα στην μέση και χαμηλή τάση. Στις περιπτώσεις αυτές είτε τα ρεύματα και οι τάσεις δεν είναι ίσες σε μέτρο είτε οι φάσεις τους δεν διατηρούν την διαφορά των 120° μοιρών μεταξύ τους. Η ανισορροπία τάσης προέρχεται λόγω της ανισορροπίας ρεύματος που συνδέεται άμεσα με την αντίσταση της γραμμής. Τα ενεργά φίλτρα λύνουν αυτά τα προβλήματα προθέτοντας ή αφαιρώντας την κατάλληλη τιμή τάσης ώστε να την αναγκάσει να ακολουθήσει την τάση αναφοράς. Η ίδια στρατηγική ακολουθείται για την διόρθωση των ασυμμετριών ρεύματος όπου το φίλτρο εξαναγκάζει το ρεύμα πηγής να ακολουθεί το ρεύμα αναφοράς. Στο σύστημά μας δεν αντιμετωπίζουμε τέτοιο θέμα ανισορροπίας και θεωρούμε ότι η γεννήτριά μας παράγει τέλεια ημιτονοειδή τριφασική τάση και οι φάσεις της γραμμής μεταφοράς είναι πανομοιότυπες.

Τέλος τα ενεργά φίλτρα κατηγοριοποιούνται με κριτήριο την στρατηγική ελέγχου τους. Πλέον όλα τα ενεργά φίλτρα που σχεδιάζονται βασίζουν τον έλεγχό τους σε κλειστό βρόγχο λαμβάνοντας ως ανάδραση τις διάφορες μεταβλητές υπό ρύθμιση. Βασικό ρόλο στον έλεγχο του ενεργού φίλτρου παίζει η τεχνική εύρεσης του ρεύματος (ή της τάσης) αναφοράς. Μία τεχνική είναι η σύνθεση του επιθυμητού σήματος χρησιμοποιώντας ένα αναλογικό φίλτρο για τον διαχωρισμό των αρμονικών από το υπόλοιπο σήμα. Είναι πολύ απλή τεχνική, εφαρμόζεται εύκολα και αφορά μόνο το πεδίο του χρόνου. Έχει όμως βασικό μειονέκτημα ότι εξαιτίας του αναλογικού βαθυπερατού φίλτρου που χρησιμοποιεί εισάγει σφάλματα πλάτους και μετατόπιση φάσης καθώς και θόρυβο κινδυνεύοντας έτσι το σύστημα να μπει σε κατάσταση αστάθειας και απαιτώντας πιο προσεκτική σχεδίαση. Η άλλη τεχνική είναι ο υπολογισμός του επιθυμητού σήματος είτε στο πεδίο του χρόνου είτε στο πεδίο της συχνότητας. Οι μέθοδοι στο πεδίο της συχνότητας πραγματοποιούν ανάλυση Fourier και προσπαθούν να μειώσουν τους υπολογισμούς κατά το δυνατόν ώστε να είναι εφαρμόσιμες σε πραγματικό χρόνο με την χρήση επεξεργαστών ψηφιακού σήματος. Η προσέγγιση αυτή έχει χειρότερη δυναμική συμπεριφορά και έτσι δεν προτιμάται. Οι μέθοδοι στο πεδίο του χρόνου χρειάζονται λιγότερους υπολογισμούς και παρέχουν υψηλή ταχύτητα στο σύστημα. Στο πεδίο του χρόνου προτείνονται τρεις μέθοδοι ανίχνευσης των αρμονικών για ένα παράλληλο ενεργό φίλτρο συμπεριφερόμενο ως πηγή ρεύματος i_{AF}:

Ανίχνευση ρεύματος φορτίου (load-current detection): $i_{AF} = -i_{lh}$

Ανίχνευση ρεύματος πηγής (supply-current detection): $i_{AF} = -K_s \cdot i_{sh}$

Ανίχνευση τάσης (voltage detection): $i_{AF} = -K_v \cdot V_h$

Η μέθοδος ανίχνευσης του ρεύματος φορτίου βασίζεται σε έλεγχο με προτροφοδότηση σήματος (feedforward control) ενώ οι άλλες δύο μέθοδοι βασίζονται σε έλεγχο με ανάδραση (feedback control) με κέρδη K_s και K_v αντίστοιχα. Η ανίχνευση ρεύματος φορτίου και ρεύματος πηγής είναι κατάλληλες για παράλληλα ενεργά φίλτρα εγκατεστημένα κοντά σε ένα ή περισσότερα μη γραμμικά φορτία μεμονωμένων καταναλωτών. Η ανίχνευση της τάσης είναι κατάλληλη για φίλτρα κατανεμημένα σε συστήματα διανομής ηλεκτρικής ενέργειας στις υπηρεσίες κοινής ωφέλειας γιατί σε αυτά ο έλεγχός τους γίνεται έτσι ώστε το ενεργό φίλτρο να παρουσιάζει άπειρη αντίσταση στο εξωτερικό κύκλωμα για την θεμελιώδη συχνότητα και μία χαμηλή αντίσταση ίση με $1/K_v$ για τις συχνότητες των αρμονικών.

Ο αλγόριθμος ελέγχου που εφαρμόζεται στον ελεγκτή ενός παράλληλου ενεργού φίλτρου καθορίζει και τα λειτουργικά χαρακτηριστικά του. Η σχεδίαση του ελέγχου είναι ιδιαίτερα δύσκολη αν το ενεργό φίλτρο τοποθετείται σε σύστημα του οποίου η τάση τροφοδοσίας είναι από μόνη της παραμορφωμένη ή/και ασύμμετρη. Η γενική έκφραση της p-q θεωρίας δείχνει ότι

είναι αδύνατον να αντισταθμίσουμε το ρεύμα φορτίου και να εξαναγκάσουμε το αντισταθμισμένο ρεύμα της πηγής να ικανοποιεί ταυτόχρονα τα παρακάτω τρία αντισταθμιστικά χαρακτηριστικά βελτιστοποίησης αν το σύστημα ισχύος περιέχει αρμονικές αλλά και ασυμμετρίες στην θεμελιώδη συχνότητα [6].

1. Να απορροφάμε σταθερή στιγμιαία ενεργό ισχύ από την πηγή
2. Να παίρνουμε ημιτονοειδές ρεύμα από την πηγή
3. Να απορροφάμε από την πηγή την ελάχιστη ενεργό τιμή ρεύματος που μεταφέρει την ίδια ενέργεια στο φορτίο με τις ελάχιστες απώλειες. Αυτό σημαίνει ότι η πηγή έχει κυματομορφές ρεύματος ανάλογες των αντίστοιχων τάσεων.

Οπότε πριν την σχεδίαση του ελέγχου του φίλτρου πρέπει να γίνει η επιλογή. Γι' αυτόν τον λόγο έχουμε τις παρακάτω τρεις στρατηγικές ελέγχου:

1. Στρατηγική σταθερής στιγμιαίας ισχύος (Constant instantaneous power control strategy)
2. Στρατηγική ημιτονοειδούς ρεύματος (Sinusoidal current control strategy)
3. Γενικευμένη στρατηγική ελέγχου του Fryze (Generalized Fryze current control strategy)

Υπό συνθήκες ημιτονοειδών και ισορροπημένων τάσεων συστήματος οι τρεις παραπάνω στρατηγικές ελέγχου μπορούν να παράξουν τα ίδια ακριβώς αποτελέσματα. Έτσι στην δική μας περίπτωση που έχουμε αμελητέα θέματα παραμόρφωσης και ασυμμετρίας τάσεων της πηγής μπορούμε να επιλέξουμε στρατηγική ελέγχου με βάση την πολυπλοκότητά της και την ευκολία στην εφαρμογή της.

5.2.2 Λειτουργία

Το μοντέλο λοιπόν του ενεργού φίλτρου που μελετήσαμε εκτενέστερα και θα αναλυθεί παρακάτω περιγράφεται με βάση τις παραπάνω αναλύσεις ως παράλληλο ενεργό φίλτρο (shunt active filter) υλοποιημένο με αντιστροφέα τροφοδοτούμενου από τάση (Voltage-fed PWM inverter). Οι λειτουργίες που θα μας παρέχει θα είναι η απόσβεση των αρμονικών ρεύματος για την δημιουργία ημιτονικού ρεύματος και η αντιστάθμιση της αέργου ισχύος ώστε να διασφαλίζει μοναδιαίο συντελεστή ισχύος. Ο έλεγχος θα εφαρμοστεί στο πεδίο του χρόνου χρησιμοποιώντας την γενικευμένη στρατηγική ελέγχου του Fryze (Generalized Fryze current control strategy) [6].

Το παράλληλο ενεργό φίλτρο καταστέλλει τις αρμονικές ρεύματος εγχέοντας ίσο αλλά αντίθετου προσήμου ρεύμα με αυτό των αρμονικών. Λειτουργεί σαν πηγή ρεύματος που παράγει και εγχέει το αρμονικό περιεχόμενο που παράγει το μη γραμμικό φορτίο με διαφορά φάσης 180° μοιρών. Έτσι το παραγόμενο ρεύμα του φίλτρου με τις αρμονικές συνιστώσες του ρεύματος φορτίου αλληλοεξουδετερώνονται και το ρεύμα της πηγής παραμένει ημιτονοειδές και συμφασικό με την αντίστοιχη φάση σε σχέση με τον κοινό κόμβο. Αυτή η αρχή λειτουργίας εφαρμόζεται σε κάθε τύπο φορτίου που θεωρείται πηγή αρμονικών. Επίσης με κατάλληλο έλεγχο το φίλτρο μπορεί να αντισταθμίσει τον συντελεστή ισχύος του φορτίου. Έτσι η πηγή μας βλέπει το μη γραμμικό φορτίο σε συνδυασμό με το φίλτρο σαν ιδεατό ωμικό φορτίο.

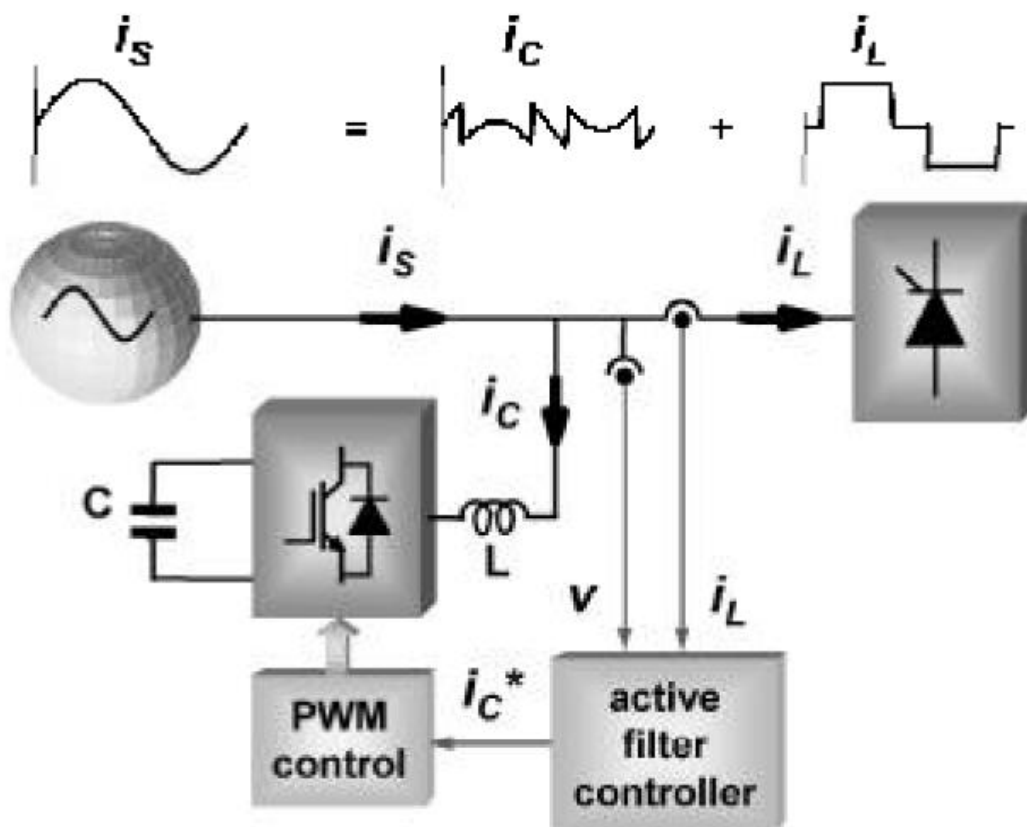
Το κύκλωμα ελέγχου του παράλληλου ενεργού φίλτρου πρέπει να υπολογίζει την κυματομορφή του ρεύματος αναφοράς για την κάθε φάση του αντιστροφέα, να διατηρεί την DC τάση του πυκνωτή σταθερή, και να παράγει τα σήματα οδήγησης για τις πύλες των ημιαγωγικών στοιχείων. Το κύκλωμα του ρεύματος αναφοράς παράγει το απαραίτητο ρεύμα αναφοράς για την αντιστάθμιση των αρμονικών που παράγει το φορτίο και της αέργου ισχύος καθώς επίσης και για την διατήρηση της DC τάσης των ηλεκτρολυτικών πυκνωτών σε ένα σταθερό επίπεδο. Η αποτελεσματικότητα του ενεργού φίλτρου εξαρτάται από την ικανότητά του να ακολουθάει με την ελάχιστη απόσταση και χρονική καθυστέρηση το υπολογισμένο σήμα αναφοράς για την

διόρθωση του παραμορφωμένου ρεύματος. η μονάδα ελέγχου της συνεχούς τάσης πρέπει να διατηρεί την συνολική DC τάση στους πυκνωτές σταθερή και ίση με την επιλεγμένη τιμή αναφοράς. Ο έλεγχος της DC τάσης επιτυγχάνεται ρυθμίζοντας την μικρή ποσότητα πραγματικής ισχύος που απορροφάται από τον αντιστροφέα. Η ρύθμιση αυτής της μικρής ποσότητας πραγματικής ισχύος πραγματοποιείται αλλάζοντας το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας του ρεύματος αναφοράς.

Έτσι λοιπόν ένα παράλληλο ενεργό φίλτρο αποτελείται γενικά από δύο βασικά μπλοκ:

1. Τον μετατροπέα PWM (επεξεργασία της ισχύος)
2. Τον ελεγκτή του ενεργού φίλτρου (επεξεργασία του σήματος)

Ο PWM μετατροπέας είναι υπεύθυνος για την επεξεργασία της ισχύος συνθέτοντας το ρεύμα που πρέπει να παρέχει στο σύστημα. Ο ελεγκτής του φίλτρου είναι υπεύθυνος για την επεξεργασία του σήματος για τον καθορισμό σε πραγματικό χρόνο των στιγμιαίων αντισταθμιστικών ρευμάτων αναφοράς που στην συνέχεια περνάνε στον αντιστροφέα. Στην παρακάτω εικόνα [Εικόνα 5.9] φαίνεται η βασική σύνθεση ενός παράλληλου ενεργού φίλτρου για εξάλειψη αρμονικών από φορτίο παρόμοιο της δικής μας εφαρμογής.



Εικόνα 5.9 Βασική σύνθεση ενός παράλληλου ενεργού φίλτρου.

Ο ελεγκτής του φίλτρου δουλεύει σε κλειστό βρόγχο ανιχνεύοντας συνεχώς το ρεύμα φορτίου i_L και υπολογίζοντας τις στιγμιαίες τιμές των αντισταθμιστικών ρευμάτων αναφοράς i_c^* για τον PWM αντιστροφέα. Στην ιδανική περίπτωση μπορούμε να θεωρήσουμε τον αντιστροφέα σαν γραμμικό ενισχυτή ισχύος και ότι το ρεύμα i_c του φίλτρου ακολουθεί σωστά την αναφορά του i_c^* . Ο αντιστροφέας θα πρέπει να έχει αρκετά υψηλή διακοπτική συχνότητα (f_{PWM}) ώστε να μπορεί να παράγει τα κατάλληλα ρεύματα με ακρίβεια. Κανονικά επιλέγεται διακοπτική

συχνότητα $f_{PWM} > 10f_{hmax}$ όπου f_{hmax} είναι η συχνότητα της υψηλότερης τάξης των αρμονικών ρεύματος που θέλουμε να εξαλείψει το φίλτρο μας. Στο παραπάνω σχήμα [Εικόνα 5.9] ο πυκνωτής και η ελεγχόμενη τριφασική γέφυρα τεσσάρων τεταρτημορίων συντελούν το ενεργό φίλτρο από αντιστροφέα πηγής τάσης (VCS). Ανεξάρτητα όμως από το αν είναι τροφοδοτούμενος από τάση ή ρεύμα, ο έλεγχός του πρέπει να έχει ένα μικρότερο εσωτερικό βρόγχο με ανάδραση ρεύματος για να τον εξαναγκάζει να συμπεριφέρεται ως ελεγχόμενη, μη ημιτονοειδή πηγή ρεύματος.

Για την εξαγωγή του ρεύματος αναφοράς από τον ελεγκτή του ενεργού φίλτρου μπορεί να εφαρμοστεί η ιδέα της μεθόδου ελαχιστοποίησης του ρεύματος η οποία εγγυάται ρύθμιση των ρευμάτων ως αναλογικά των τάσεων της πηγής. Σε αυτή την περίπτωση αν οι τάσεις είναι ημιτονοειδείς και ισορροπημένες το ίδιο θα ισχύει και για τα αντίστοιχα ρυθμισμένα ρεύματα. Τα ρεύματα που αντισταθμίζονται με την μέθοδο ελέγχου που βασίζεται στο γενικευμένο θεώρημα του Fryze παρουσιάζουν την ελάχιστη rms τιμή που απορροφά την ίδια τριφασική μέση ενεργό ισχύ από την πηγή με αυτήν του αρχικού ρεύματος φορτίου. Αυτό μειώνει τις ωμικές απώλειες του συστήματος μετάδοσης. Είναι δηλαδή σαν να λέμε ότι το ενεργό μας φίλτρο αντισταθμίζει όλη την άεργο ισχύ του φορτίου, παρ' όλο που ο βασικός στόχος αυτής της στρατηγικής ελέγχου είναι να εγγυάται την γραμμικότητα μεταξύ των τάσεων και των ρευμάτων της πηγής. Και σε αυτήν την στρατηγική όπως και σε αυτές που βασίζονται στην θεωρία p-q, η ποσότητα πραγματικής ισχύος p_{loss} [Εικόνα 5.10] είναι θεμελιώδους σημασίας για την διατήρηση της τάσης του πυκνωτή σταθερή στην τιμή αναφοράς. Ένα πλεονέκτημα αυτής της μεθόδου ελέγχου είναι η απαίτηση μικρότερης υπολογιστικής ισχύος μιας και δουλεύει απευθείας στις τριφασικές abc τάσεις και ρεύματα εξαλείφοντας έτσι τους μετασχηματισμούς Clarke και καθιστώντας τον έλεγχο απλούστερο. Η στιγμιαία ισοδύναμη αγωγιμότητα G_e υπολογίζεται από το κλάσμα της τριφασικής στιγμιαίας ενεργού ισχύος προς το άθροισμα των τετραγώνων των στιγμιαίων τάσεων από την σχέση:

$$G_e = \frac{v_a * i_{La} + v_b * i_{Lb} + v_c * i_{Lc}}{v_a^2 + v_b^2 + v_c^2} \quad (5.7)$$

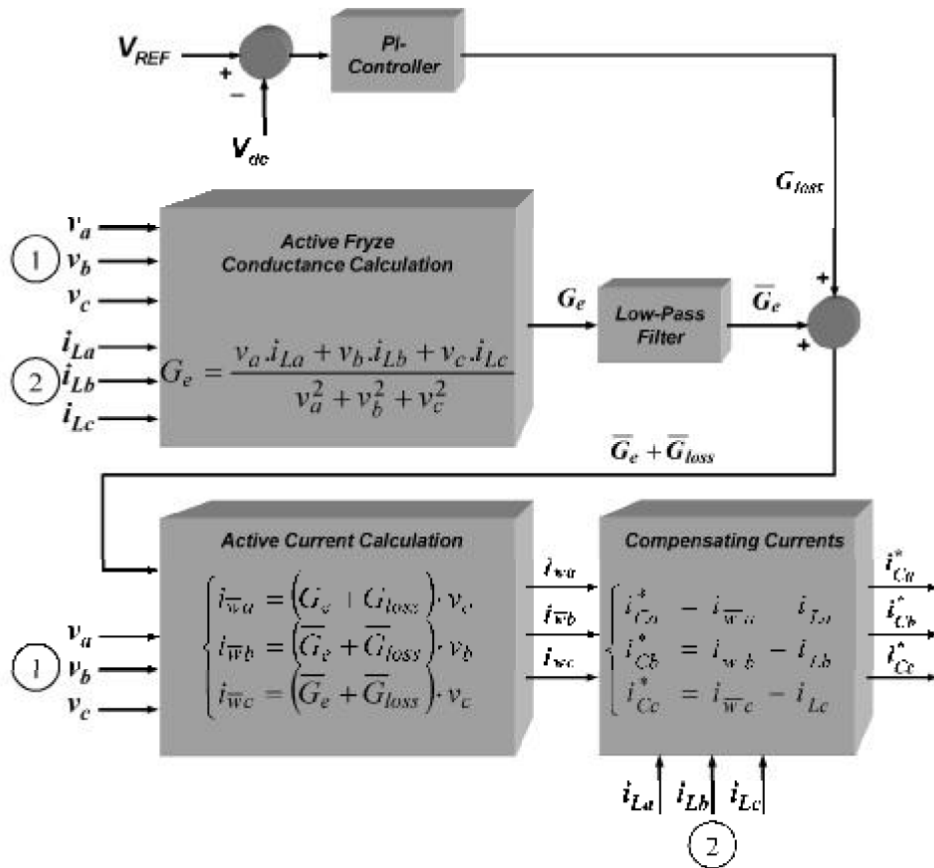
Ενώ η μέση αγωγιμότητα \bar{G}_e προκύπτει περνώντας την G_e από ένα βαθυπερατό φίλτρο. Έτσι τα στιγμιαία επιθυμητά ρεύματα για την πηγή i_{wa} , i_{wb} , i_{wc} , υπολογίζονται απευθείας πολλαπλασιάζοντας την μέση αγωγιμότητα \bar{G}_e με τις αντίστοιχες φασικές τάσεις v_a , v_b , v_c , για παράδειγμα:

$$i_{wa} = \bar{G}_e * v_a \quad (5.8)$$

Τελικά το ρεύμα αναφοράς για τον αντιστροφέα του φίλτρου υπολογίζεται αφαιρώντας από το ρεύμα φορτίου το επιθυμητό για την πηγή μας, δηλαδή θα είναι :

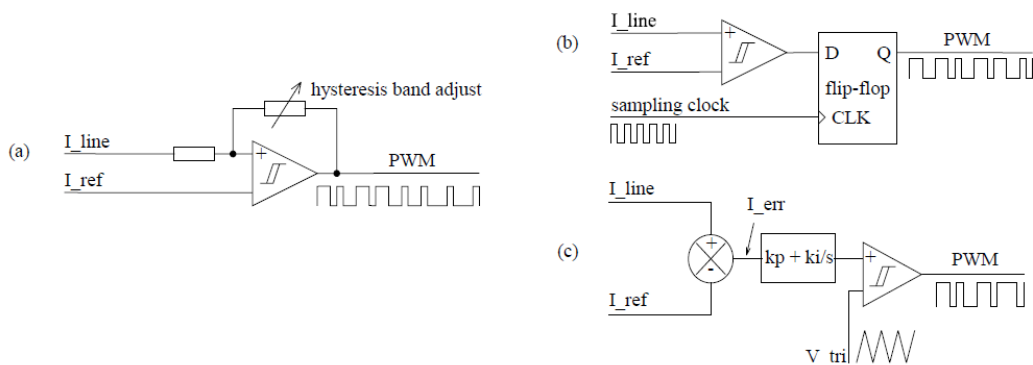
$$i_{Ca} = i_{wa} - i_{La} \quad (5.9)$$

Στην πράξη στην αγωγιμότητα \bar{G}_e προστίθεται πριν τον υπολογισμό των ρευμάτων και μια αγωγιμότητα G_{loss} που αντιστοιχεί στην ενέργεια που θα απορροφάει ο πυκνωτής για να διατηρήσει την τάση του σταθερή. Στο παρακάτω σχεδιάγραμμα [Εικόνα 5.10] παρατηρούμε την εφαρμογή της στρατηγικής ελέγχου που βασίζεται στη γενικευμένη θεωρία του Fryze που αναλύσαμε.



Εικόνα 5.10 Πραγματική εφαρμογή της γενικευμένης στρατηγικής ελέγχου Fryze.

Όσο αφορά στην διαμόρφωση του ρεύματος, σίγουρα είναι παράγοντας που επηρεάζει την αποτελεσματικότητα του ενεργού φίλτρου. Οι περισσότερες τεχνικές διαμόρφωσης που χρησιμοποιούνται βασίζονται σε στρατηγική PWM. Οι τεχνικές διαμόρφωσης που κυριαρχούν είναι: έλεγχος με περιοδική δειγματοληψία, με ζώνη υστέρησης, με τριγωνικό φορέα και διανυσματικός έλεγχος. Εμείς σχεδιάσαμε το ενεργό φίλτρο χρησιμοποιώντας διαμόρφωση ρεύματος με έλεγχο ζώνης υστέρησης. Η μέθοδος αυτή είναι η πιο απλή στην εφαρμογή για έλεγχο ρεύματος. Τα ημιαγωγικά στοιχεία μεταγάουν όταν το σφάλμα του ρεύματος από την αναφορά ξεπερνάει το προκαθορισμένο πλάτος της ζώνης υστέρησης. Όπως φαίνεται και στο σχήμα [Εικόνα 5.11] ο έλεγχος αυτός για την εφαρμογή του απαιτεί μόνο έναν συγκριτή με υστέρηση ανά φάση. Το βασικό μειονέκτημά του είναι ότι η διακοπτική του συχνότητα δεν μπορεί να καθοριστεί αλλά μπορεί να εκτιμηθεί.



Εικόνα 5.11 Σύγκριση μπλοκ διαγραμμάτων των ελέγχων διαμόρφωσης ρεύματος (α) με ζώνη υστέρησης, (β) με περιοδική δειγματοληψία και (γ) με τριγωνικό φορέα.

Τα ενεργά φίλτρα σαν αυτό που μελετάμε χρειάζονται για τον έλεγχο τους δύο βρόγχους ελέγχου. Έναν εσωτερικό ο οποίος ελέγχει το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα και έναν εξωτερικό βρόγχο για την ρύθμιση της DC τάσης. Γενικά η διαδικασία σχεδίασης των βρόγχων ρεύματος και τάσης βασίζεται στον σχετικό απαιτούμενο χρόνο απόκρισης. Από την στιγμή που η άμεση απόκριση της ενεργού ισχύος καθορίζεται από τον βρόγχο ελέγχου του ρεύματος, η απόκρισή του πρέπει να είναι αρκετά γρήγορη για να ακολουθεί την κυματομορφή του ρεύματος αναφοράς με ακρίβεια. Από την άλλη μεριά ο χρόνος απόκρισης του βρόγχου της τάσης δεν χρειάζεται να είναι γρήγορος και επιλέγεται συνήθως να είναι τουλάχιστον δέκα φορές μεγαλύτερος από αυτόν του βρόγχου ελέγχου ρεύματος. Έτσι τα δύο αυτά συστήματα ελέγχου μπορούν να αποσυνδεθούν και να σχεδιαστούν ανεξάρτητα. Ο βρόγχος ελέγχου της DC τάσης δεν χρειάζεται να είναι ιδιαίτερα γρήγορος γιατί ανταποκρίνεται μόνο στην κατάσταση συνεχούς λειτουργίας ενώ για τον περιορισμό των απότομων μεταβολών της τάσης επιλέγουμε με κατάλληλα κριτήρια την απαραίτητη τιμή ηλεκτρολυτικού πυκνωτή. Υπάρχει σαφής συσχέτιση μεταξύ του κέρδους του PI ελεγκτή, που καθορίζει την πρόσθετη αγωγιμότητα G_{loss} που απαιτείται για την σταθεροποίηση της DC τάσης, και του μεγέθους του στοιχείου αποθήκευσης ενέργειας του ενεργού φίλτρου, δηλαδή του πυκνωτή. Όσο πιο μεγάλα τα κέρδη του PI ελεγκτή τόσο πιο μικρής χωρητικότητας πυκνωτή απαιτούμε. Ωστόσο υπάρχει περιορισμός στα κέρδη του PI γιατί πρέπει να δρα σαν βαθυπερατό φίλτρο και δεν πρέπει να επιτρέψουμε στο σήμα G_{loss} να επηρεαστεί από την χαμηλότερη συχνότητα ταλάντωσης της ενεργού ισχύος του φορτίου που επιθυμούμε να ρυθμίσουμε.

5.2.3 Σχεδίαση κυκλώματος ισχύος

Η επιλογή της αυτεπαγωγής L που συνδέει το φίλτρο με το φορτίο καθώς και της χωρητικότητας C του DC πυκνωτή του ενεργού φίλτρου επηρεάζουν άμεσα την επίδοσή του. Τα στατά συστήματα ελέγχου αέργου ισχύος [16] και τα ενεργά φίλτρα υλοποιημένα από αντιστροφέα πηγής τάσης παρουσιάζουν την ίδια τοπολογία κυκλώματος ισχύος, παρ' όλα αυτά τα κριτήρια για την επιλογή των στοιχείων L και C είναι διαφορετικά. Το ενεργό φίλτρο μπορεί να παρέχει ταυτόχρονα με την λειτουργία της εξάλειψης των αρμονικών, και αυτή της αντιστάθμισης αέργου ισχύος. Έτσι προκύπτουν δύο βασικά σχεδιαστικά κριτήρια για την επιλογή των L , C .

Σχεδίαση επαγωγικού φίλτρου [44]

Για την σχεδίαση του L έχουμε δύο κριτήρια. Το πρώτο προκύπτει λαμβάνοντας υπ' όψιν το μέγιστο ρεύμα I_{max} που πρέπει να παράγει το φίλτρο ώστε αντισταθμίσει ένα πλήρες επαγωγικό φορτίο, με αυτό το κριτήριο επιλέγονται και τα ημιαγωγικά στοιχεία του αντιστροφέα. Έτσι η ελάχιστη αυτεπαγωγή L_{min} προκύπτει από τον τύπο:

$$L_{\text{min}} = \frac{\Delta V_{\text{min}}}{\omega g * I_{\text{max}}} \quad (5.10)$$

Η ΔV_{min} είναι η διαφορά μεταξύ της RMS τάσης της πηγής και της θεμελιώδους συνιστώσας (RMS) της τάσης του αντιστροφέα, η οποία εξαρτάται από την τιμή του DC ζυγού και την κατάσταση της διαμόρφωσης. Η ωg είναι η κυκλική συχνότητα του δικτύου. Αν η επαγωγική πτώση τάσης ΔV γίνει μικρή τότε και η αυτεπαγωγή του L θα είναι μικρή και θα έχουμε καλλίτερη χρησιμοποίηση της DC τάσης. Ωστόσο μια πολύ μικρή αυτεπαγωγή συνεπάγει μεγαλύτερη κυμάτωση ρεύματος και μεγάλο κέρδος τάσης που μπορεί να αυξήσει την πολυπλοκότητα στην σχεδίαση του ελέγχου. Έτσι για να διατηρήσουμε την κυμάτωση του ρεύματος περιορισμένη θα πρέπει και να καθορίσουμε μια ελάχιστη τιμή και για την επαγωγική πτώση τάσης. Σαν ενεργό φίλτρο όμως, η τιμή της αυτεπαγωγής L θα πρέπει να είναι μειωμένη ώστε να είναι ικανό να παρακολουθεί ακαριαία το ρεύμα αναφοράς του. Με αυτήν την συνθήκη

έχουμε το δεύτερο κριτήριο για την επιλογή του L. Για σταθερή διακοπτική συχνότητα f_s και μέγιστη κλίση στην μεταβολή του παραγόμενου ρεύματος $\frac{di}{dt}$ μπορούμε να καθορίσουμε μέγιστη τιμή για το L από τον τύπο:

$$L_{max} = \frac{\Delta V_{max}}{4 * \frac{di}{dt}_{max} * f_s} \quad (5.11)$$

Η ΔV_{max} είναι η μέγιστη διαφορά μεταξύ των στιγμιαίων τάσεων της AC πηγής και του αντιστροφέα. Μπορούμε να συμπεράνουμε ότι αυξάνοντας την τάση του DC ζυγού και άρα της ΔV_{max} επιτρέπουμε υψηλότερο λόγο $\frac{di}{dt}$ και άρα αυξάνουμε την απόκριση συχνότητας του ενεργού μας φίλτρου. Μπορούμε επίσης αυξάνοντας την διακοπτική συχνότητα ή την δυναμική του ελέγχου να μειώσουμε την κυμάτωση του ρεύματος πράγμα που σημαίνει ότι μειώνεται η επίδραση του πηνίου L στην συνολική απόδοση του ενεργού φίλτρου.

Σχεδίαση πυκνωτή DC ζυγού

Τα μεταβατικά φαινόμενα στην στιγμιαία ισχύ που απορροφάει το φορτίο δημιουργεί διακυμάνσεις στην τάση το DC πυκνωτή. Το πλάτος των διακυμάνσεων αυτών μπορεί να ελεγχθεί αποτελεσματικά επιλέγοντας κατάλληλη τιμή για τον πυκνωτή του DC ζυγού. Ο βρόγχος ελέγχου της τάσης σταθεροποιεί την τάση του πυκνωτή μετά από μερικούς κύκλους αλλά δεν είναι αρκετά γρήγορος για να περιορίσει τις πρώτες διακυμάνσεις. Η τιμή του πυκνωτή C που προκύπτει από αυτό το κριτήριο είναι μεγαλύτερος από αυτήν που προκύπτει με βάση την μέγιστη κυμάτωση της DC τάσης. Γι' αυτόν τον λόγο η τάση στον πυκνωτή θα παρουσιάζει ακόμα μικρότερο συντελεστή αρμονικής παραμόρφωσης. Η μέγιστη υπέρταση που παράγεται στον DC πυκνωτή δίνεται από τον τύπο:

$$V_{Cmax} = \frac{1}{C} \int_{\frac{\theta_1}{\omega}}^{\frac{\theta_2}{\omega}} i_C(t) dt + V_{dc} \quad (5.12)$$

Όπου V_{Cmax} είναι η μέγιστη τάση στα άκρα του πυκνωτή, V_{dc} είναι η DC τάση μόνιμης κατάστασης και $i_C(t)$ το στιγμιαίο ρεύμα του DC ζυγού.

$$C = \frac{1}{\Delta V} \int_{\frac{\theta_1}{\omega}}^{\frac{\theta_2}{\omega}} i_C(t) dt \quad (5.13)$$

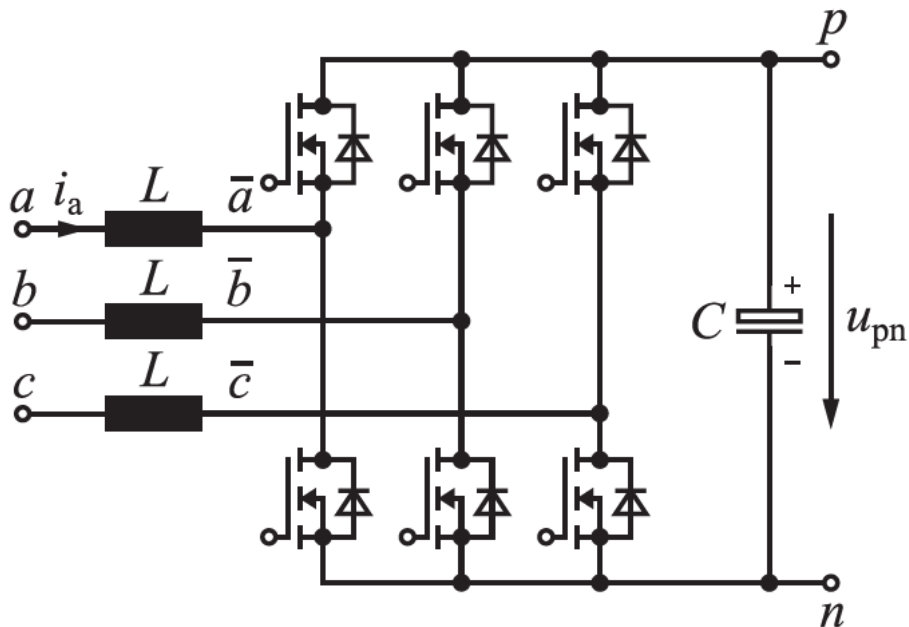
Η σχέση 5.13 ορίζει την τιμή του πυκνωτή C που θα διατηρήσει την κυμάτωση της τάσης κάτω από την επιλεγμένη ΔV σε ανά μονάδα τιμές. Η στιγμιαία τιμή του DC ρεύματος ορίζεται από το γινόμενο του ρεύματος γραμμής του αντιστροφέα με τις αντίστοιχες διακοπτικές συναρτήσεις. Η μέση τιμή του ρεύματος που προκαλεί την μέγιστη υπέρταση μπορεί να εκτιμηθεί από την σχέση:

$$\int_{\frac{\theta_1}{\omega}}^{\frac{\theta_2}{\omega}} i_C(t) dt = I_{inv} * \int_{\frac{\theta_1}{\omega}}^{\frac{\theta_2}{\omega}} [\sin(\omega t) + \sin(\omega t + 120^\circ)] dt \quad (5.14)$$

Με αυτήν την έκφραση θεωρήθηκε ότι το ρεύμα του αντιστροφέα στην AC μεριά είναι ημιτονοειδές. Αυτές οι συνθήκες λειτουργίας αντιπροσωπεύουν την χειρότερη περίπτωση.

5.3 Πλήρως Ελεγχόμενος PWM Ανορθωτής Τύπου Boost

Θα εξετάσουμε τώρα την χρήση ενός τριφασικού ανορθωτή ελεγχόμενου με PWM από έξι ελεγχόμενα ημιαγωγικά στοιχεία για την δημιουργία πλήρως ημιτονοειδούς ρεύματος στην γεννήτριά μας. Η διάταξη αυτή είναι στην ουσία ένας τριφασικός αντιστροφέας PWM δύο επιπέδων τροφοδοτούμενος από πηγή τάσης με δυνατότητα αμφίπλευρης μεταφοράς ισχύος [Εικόνα 5.12]. Κατά την λειτουργία του κυκλώματος ως αντιστροφέας, το πλάτος της φασικής τάσης V_L που μπορεί να παράγει είναι ίσο με το μισό της τάσης τροφοδοσίας του $\frac{V_{DC}}{2}$. Έτσι και όταν λειτουργεί σαν ανορθωτής, για να έχει την δυνατότητα να ελέγχει δυναμικά το ρεύμα εισόδου του, παρουσιάζει αντίστοιχα χαρακτηριστικά μετατροπέα ανύψωσης. Η DC τάση εξόδου V_{DC} πρέπει να επιλεγεί $V_{DC} \geq \frac{2}{\sqrt{3}} V_{L-L}$, με V_{L-L} το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της πολικής τάσης. Η σχέση αυτή πρέπει να ληφθεί υπ' όψη κατά την σχεδίαση του συνολικού συστήματος αν επιλεγθεί η λύση του ελεγχόμενου PWM ανορθωτή διότι για εμάς η τάση V_{DC} είναι στην ουσία και η τελική τάση των μπαταριών μας. Υπό αυτές τις συνθήκες η τοπολογία αυτή με κατάλληλο έλεγχο έχει την δυνατότητα να ρυθμίζει το ρεύμα της ανεμογεννήτριας σε καθαρά ημιτονοειδές $THD < 5\%$, εξαλείφοντας θεωρητικά κάθε ίχνος μηχανικού θορύβου προερχόμενου από την ύπαρξη των αρμονικών ρεύματος, και συμφασικό με την τάση της καθώς και να ελέγχει την ταχύτητα περιστροφής της για την επίτευξη μέγιστης απορρόφησης ισχύος από τον άνεμο.



Εικόνα 5.12 Κυκλωματικό διάγραμμα της τοπολογίας του αντιστροφέα που πρόκειται να εξετάσουμε.

Κατά βάση δηλαδή έχουμε να ελέγξουμε μία σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών να λειτουργεί συνεχώς σε κατάσταση γεννήτριας χρησιμοποιώντας έναν μετατροπέα πηγής τάσης μεταβλητής συχνότητας. Στο abc πλαίσιο αναφοράς καθώς και στο $\alpha\beta 0$ το μοντέλο της γεννήτριάς μας PMSG είναι μεταβλητό με τον χρόνο. Μπορεί όμως να ανεξαρτητοποιηθεί από τον χρόνο αν εκφραστεί στο dq πλαίσιο αναφοράς που είναι συγχρονισμένο με την γωνία του δρομέα διευκολύνοντας έτσι την υλοποίηση του ελέγχου με χρήση γραμμικών ελεγκτών έχοντας να κάνουμε μόνο με DC ποσότητες. Η θέση του δρομέα θα πρέπει είτε να μετράται άμεσα με την χρήση ενός συστήματος κωδικοποιητή θέσης (absolute encoder position) είτε να γίνεται εκτίμηση αυτής με βάση κάποιες μεθόδους εκτίμησης. Έτσι παίρνουμε τις μετρήσεις των φασικών ρευμάτων i_{abc} , έπειτα

χρησιμοποιώντας τους μετασχηματισμούς Clarke - Park μεταφερόμαστε στο πλαίσιο αναφοράς d-q όπου λαμβάνουν χώρα και οι υπολογισμοί του ελέγχου και τέλος με αντίστροφους μετασχηματισμούς Park - Clarke δημιουργούμε τα ρεύματα αναφοράς i^*_{abc} ξανά στο πλαίσιο abc για υλοποίησή τους από διαμορφωτή ρεύματος στα ελεγχόμενα ημιαγωγικά μας στοιχεία.

Τα σύνολα εξισώσεων που χρησιμοποιούμε για την μετατροπή ενός τριφασικού ημιτονοειδούς σήματος a-b-c στα διφασικά ισοδύναμα α-β-0 και έπειτα στο d-q-0 και αντιστρόφως παρουσιάζονται παρακάτω [4],[26].

$$\begin{aligned} f_{\alpha} &= f_a \\ f_{\beta} &= -\frac{1}{\sqrt{3}}f_b + \frac{1}{\sqrt{3}}f_c \end{aligned}$$

Μετασχηματισμός Clarke (5.15)

$$\begin{aligned} f_a &= f_{\alpha} \\ f_b &= -\frac{1}{2}f_{\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2}f_{\beta} \\ f_c &= -\frac{1}{2}f_{\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2}f_{\beta} \end{aligned}$$

Αντίστροφος μετασχηματισμός Clarke (5.16)

$$\begin{aligned} f_q &= f_{\alpha} * \cos\theta_e - f_{\beta} * \sin\theta_e \\ f_d &= f_{\alpha} * \sin\theta_e + f_{\beta} * \cos\theta_e \end{aligned}$$

Μετασχηματισμός Park (5.17)

$$\begin{aligned} f_{\alpha} &= f_q * \cos\theta_e + f_d * \sin\theta_e \\ f_{\beta} &= -f_q * \sin\theta_e + f_d * \cos\theta_e \end{aligned}$$

Αντίστροφος μετασχηματισμός Park (5.18)

Έτσι οι εξισώσεις για το μοντέλο της γεννήτριας που προκύπτουν με μετασχηματισμό στο περιστρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς d-q είναι:

$$\begin{aligned} v_q &= r * i_q + \omega_r * \lambda_d + \frac{d}{dt}\lambda_q \\ v_d &= r * i_d - \omega_r * \lambda_q + \frac{d}{dt}\lambda_d \end{aligned} \quad (5.19)$$

$$\begin{aligned} \lambda_q &= L_q * i_q \\ \lambda_d &= L_d * i_d + \lambda_m \end{aligned} \quad (5.20)$$

$$T_e = \frac{3}{2} * (L_d - L_q) * i_d * i_q + \frac{3}{2} * \lambda_m * i_q \quad (5.21)$$

Όπου τα λ_d , λ_q είναι οι συνιστώσες της ροής του στάτη, τα i_d , i_q τα ρεύματα του στάτη, τα v_d , v_q αντιπροσωπεύουν τις συνιστώσες της τάσης στον στάτη και ω_r είναι η ταχύτητα περιστροφής του δρομέα. Τα L_d και L_q είναι οι αυτεπαγωγές του στάτη στους d-q άξονες και εξαρτώνται από την γεωμετρία και την εκτυπότητα του δρομέα. Η παράμετρος λ_m είναι η μέγιστη ποσότητα πεπλεγμένης μαγνητικής ροής. Από την σχέση (5.21) βλέπουμε ότι η ροπή της μηχανής αποτελείται από δύο συνιστώσες, η μία είναι ανάλογη του i_q και η άλλη του γινομένου $i_d * i_q$. Η

δεύτερη συνιστώσα είναι επίσης ανάλογη του παράγοντα ($L_d - L_q$) ο οποίος αντιπροσωπεύει την εκτυπότητα του δρομέα. Κατά την εφαρμογή ελέγχου ρεύματος όπου τα i_d και i_q μπορούν να καθοριστούν ανεξάρτητα, η ροπή T_e μπορεί να ρυθμιστεί με διάφορους συνδυασμούς των ρευμάτων και ο κατάλληλος συνδυασμός συνήθως επιλέγεται με βάση κάποιο κριτήριο επίδοσης όπως η απόδοση της μηχανής ή τον συντελεστή ροπής ανά αμπέρ (T/I) κλπ. Ωστόσο για παράδειγμα στην μηχανή επιφανειακών μαγνητών όπως και στην περίπτωση μας το ωφέλιμο διάκενο αέρα είναι μεγάλο και ομοιόμορφο και έτσι ισχύει η σχέση:

$$L_d \approx L_q = L_s \quad (5.22)$$

δίνοντάς μας την δυνατότητα να παραλείψουμε την δεύτερη συνιστώσα της εξίσωσης (5.21) της ροπής και να πούμε ότι ισχύει:

$$T_e \approx \frac{3}{2} * \lambda_m * i_q \quad (5.23)$$

Έτσι σε αυτήν την περίπτωση η συνιστώσα του ρεύματος i_d δεν παράγει ροπή και μπορεί να ρυθμιστεί στο μηδέν $i_d = 0$ για τον περιορισμό των ωμικών απωλειών.

Για να προχωρήσουμε στον έλεγχο καθεαυτό της μηχανής ήταν απαραίτητη πρώτα η εξαγωγή της σχέσης (5.23) από όπου βλέπουμε ότι η ροπή της γεννήτριας έχει γραμμική σχέση με την συνιστώσα του ρεύματος i_q . Η στρατηγική ελέγχου που ακολουθούμε είναι και σε αυτήν την περίπτωση ο άμεσος έλεγχος των ρευμάτων με ζώνη υστέρησης. Έτσι για την πραγμάτωση του ελέγχου χρειαζόμαστε τα εξής δεδομένα:

- Μέτρηση των ρευμάτων της γεννήτριας για τον έλεγχό τους
- Την θέση του δρομέα για χρήση στον μετασχηματισμό Park
- Ταχύτητα περιστροφής δρομέα και ταχύτητα ανέμου για ρεύμα αναφοράς i_q^*

Το κύκλωμα του ελέγχου [Εικόνα 5.13] λειτουργεί ως εξής:

Τα ρεύματα i_{abc} της γεννήτριας μετρούνται και εισάγονται στον ελεγκτή ρεύματος ζώνης υστέρησης όπου τα συγκρίνει με τα ρεύματα αναφοράς i_{abc}^* και δημιουργώντας τα απαραίτητα σήματα PWM στα διακοπτικά στοιχεία τα εξισώνει με αυτά. Παράλληλα τα σήματα i_{abc} των ρευμάτων της γεννήτριας μετασχηματίζονται στο στρεφόμενο πλαίσιο d-q ως i_d , i_q . Στο ίδιο πλαίσιο παράγουμε και τα ρεύματα αναφοράς i_d^* , i_q^* . Οι έξοδοι των PI ελεγκτών των εσωτερικών βρόγχων μετασχηματίζονται στο στατό τριφασικό πλαίσιο αναφοράς ως i_{abc}^* και εισέρχονται στον παραπάνω ελεγκτή ρεύματος με ζώνη υστέρησης. Το πρώτο σήμα αναφοράς i_d^* όπως είπαμε πιο πάνω το θέτουμε ίσο με μηδέν $i_d^* = 0$ για ελαχιστοποίηση των ωμικών απωλειών. Έτσι η διαφορά των i_d και i_d^* είναι η είσοδος του πρώτου PI ελεγκτή. Αν κρίνεται απαραίτητο μπορεί να επιλεγεί διαφορετική τιμή για το ρεύμα i_d ώστε να εκμεταλλευτούμε μεγαλύτερο εύρος ταχυτήτων περιστροφής της γεννήτριας με χρήση της μεθόδου εξασθένησης πεδίου[4],[47]. Ένας εξωτερικός βρόγχος ελέγχου χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό του ρεύματος αναφοράς i_q^* από την ταχύτητα περιστροφής του δρομέα. Η διαφορά της επιθυμητής ταχύτητας περιστροφής και της πραγματικής εισέρχονται σε έναν PI ελεγκτή και παράγουν την επιθυμητή τιμή ρεύματος. Η παραγωγή του ρεύματος αναφοράς i_q^* δεν είναι τόσο άμεση ή προφανής. Η σκέψη είναι η ακόλουθη:

Καταρχάς η μηχανική ισχύς που θα απορροφήσει η ανεμογεννήτρια από τον άνεμο είναι

$$P_w = \frac{1}{2} * C_p * \rho * A * V_w^3 \quad (5.24)$$

Η παράμετρος που μπορούμε να επηρεάσουμε για την μεγιστοποίησή της είναι ο αεροδυναμικός συντελεστής C_p του οποίου με την σειρά του βασικός παράγοντας είναι ο λόγος ακροπερυγίων $\lambda = \frac{\omega * R}{U}$. Έτσι για κάθε ταχύτητα ανέμου U υπάρχει και μία ταχύτητα περιστροφής για την

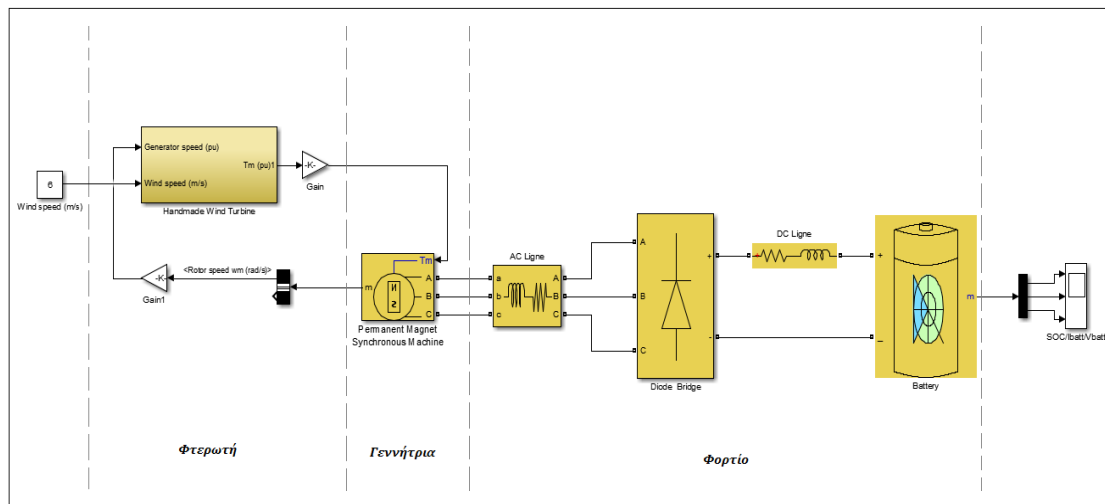
απλότητας στην υλοποίηση του ελέγχου έχουμε να αντιμετωπίσουμε το αρνητικό της μεθόδου ελέγχου με ζώνη υστέρησης που είναι η παραγωγή αρμονικών σε ακαθόριστες συχνότητες. Παρ' όλα αυτά μπορούμε μειώνοντας το πλάτος της ζώνης υστέρησης να αυξήσουμε τις διακοπτικές συχνότητες καθώς και να εκτιμήσουμε το εύρος τους. Έπειτα για το θέμα της βελτίωσης της ενεργειακής απόδοσης μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι έχουμε πλέον πρόσθετες απώλειες πάνω στον μετατροπέα αλλά και αυξημένη πολυπλοκότητα συστήματος που αυξάνει την πιθανότητα σφάλματος άρα και μηδενισμό της παραγωγής μέχρι την επιδιόρθωση.

Κάποιες επιπλέον παρατηρήσεις που σχετίζονται με το κύκλωμα ισχύος του μετατροπέα είναι οι ακόλουθες: Ο πυκνωτής C [Εικόνα 5.12] στην έξοδο του ανορθωτή στην DC πλευρά φιλτράρει και εξομαλύνει την dc τάση άρα και το ρεύμα προς τις μπαταρίες και παίζει σημαντικό ρόλο στην βελτίωση της απόδοσης του συστήματος. Από την άλλη μεριά τα πηνία L στις φάσεις της τριφασικής γραμμής μπορούν να παραλειφθούν όταν έχουμε να κάνουμε με σύνδεση του μετατροπέα σε μηχανή μιας και από μόνη της έχει σχετικά μεγάλη αυτεπαγωγή αρκετή για να φιλτράρει τις αρμονικές που παράγονται από την διαμόρφωση PWM. Το θέμα συνολικά χρήζει εκτενέστερης ανάλυσης αλλά ξεφεύγει από τα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής.

Κεφάλαιο 6. Επικύρωση λογισμικού και προσομοίωση

Μετά την σχεδίαση των φίλτρων είναι απαραίτητη και η πειραματική επιβεβαίωση των αποτελεσμάτων. Επειδή όμως η κατασκευή στην πράξη όλων των διατάξεων που αναλύσαμε παραπάνω είναι διαδικασία που απαιτεί πολύ χρόνο και ενέχει μεγάλο κόστος, κατασκευάσαμε αντ' αυτού ένα μοντέλο του συστήματός μας στο περιβάλλον Simulink του matlab. Για να γίνει αυτό λάβαμε υπ' όψιν όλα τα χαρακτηριστικά του συστήματός μας και καταλήξαμε σε ένα μοντέλο με απόκλιση από το πραγματικό μικρότερη από 5%, πάνω στο οποίο μπορούμε πλέον να δοκιμάσουμε όλες τις πιθανές διατάξεις είτε παθητικές είτε ενεργές. Για την κατασκευή του βασιστήκαμε στις γνωστές παραμέτρους των υλικών μας αλλά κυρίως σε πειραματικά δεδομένα και μετρήσεις που έγιναν στο εργαστήριο πάνω στο πραγματικό σύστημα τμηματικά αλλά και συνολικά.

6.1 Επικύρωση του μοντέλου προσομοίωσης



Εικόνα 6.1 Σχηματικό διάγραμμα του συστήματός μας στο περιβάλλον *simulink* του *matlab* με μοναδική είσοδο την ταχύτητα του ανέμου και μοναδική έξοδο την κατάσταση των μπαταριών.

Μπορούμε να χωρίσουμε την ανάλυση του συστήματός μας σε τρία τμήματα. Καταρχάς το αεροδυναμικό κομμάτι που έχει να κάνει με την φτερωτή της ανεμογεννήτριας, έπειτα είναι η ίδια η γεννήτρια και τέλος το κομμάτι της μεταφοράς, της μετατροπής και της αποθήκευσης της ηλεκτρικής ενέργειας. Το πρώτο έχει να κάνει με την καμπύλη Cp-λ της φτερωτής, δηλαδή με την ικανότητα εκμετάλλευσης της ενέργειας του ανέμου σε σχέση με τον λόγο ταχυτήτων φτερωτής και ανέμου. Το δεύτερο σκέλος αφορά καθαρά την γεννήτρια και την σχέση μεταξύ της ταχύτητας περιστροφής του άξονά της και της ηλεκτρεγερτικής δύναμης που αναπτύσσει στα άκρα της. Από τα χαρακτηριστικά της γεννήτριας προκύπτει και η σχέση T/I μεταξύ της ροπής στον άξονά της και του ρεύματος που παράγει με σταθερό φορτίο. Το τρίτο και τελευταίο σκέλος είναι στην πράξη το φορτίο της γεννήτριας οπότε και είναι αυτό που στην τελική διαμορφώνει τα επίπεδα της τάσης και του ρεύματος. Θα αρχίσουμε την ανάλυση από το τέλος προς την αρχή.

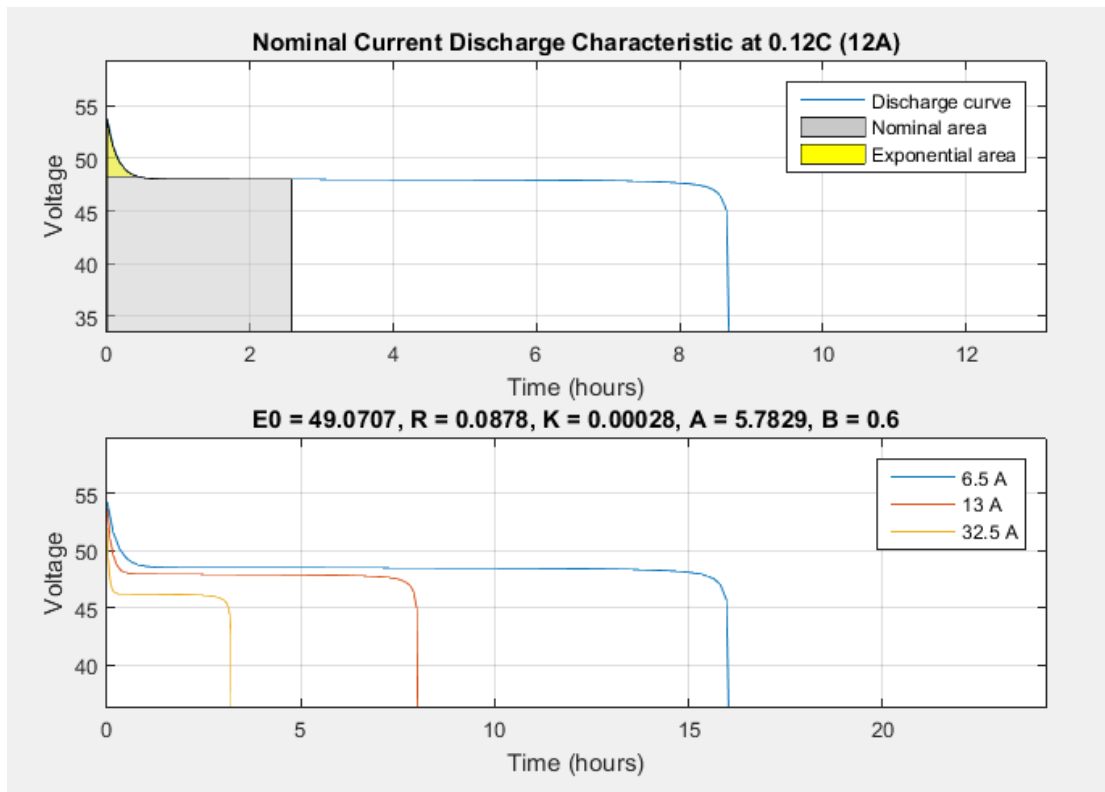
6.1.1 Φορτίο

Όπως έχουμε αναφέρει και σε προηγούμενο κεφάλαιο, το φορτίο της γεννήτριάς μας είναι στην ουσία οι μπαταρίες. Στην πράξη το φορτίο της αποτελείται από: τις μπαταρίες, την γραμμή μεταφοράς DC, τον ανορθωτή και την γραμμή μεταφοράς AC. Σκοπός μας στην τελική φάση κατά την κατασκευή του μοντέλου είναι για συγκεκριμένη ταχύτητα περιστροφής της γεννήτριας να μας δίνει συγκεκριμένη ηλεκτρομαγνητική ροπή στα άκρα της υπό δεδομένη τάση και ρεύμα. Έτσι στο κομμάτι αυτό της ανάλυσης μας ενδιαφέρει οι τάσεις και τα ρεύματα ανά τμήμα της διάταξης του μοντέλου προσομοίωσης να είναι ίδια με τα μετρούμενα στην πραγματική διάταξη.

Η τάση των μπαταριών είναι πρωταρχικής σημασίας. Χάρη στο έτοιμο block μπαταριών του simulink αρκεί να καθορίσουμε κάποιες παραμέτρους των μπαταριών μας [Εικόνα 6.2] όπως: αντίσταση εισόδου, εκμεταλλεύσιμη χωρητικότητα πριν την πτώση της τάσης από την ονομαστική, ονομαστική τάση, ονομαστικό ρεύμα αποφόρτισης, ονομαστική χωρητικότητα, αρχική κατάσταση φόρτισης καθώς και καθορισμό της ακριβής καμπύλης αποφόρτισής τους [Εικόνα 6.3]. Τα παραπάνω προκύπτουν άλλα από τα στοιχεία του κατασκευαστή και άλλα από πειραματικές μετρήσεις. Για την γραμμή μεταφοράς DC παίζει σημαντικό ρόλο η αντίστασή της στην σχέση μεταξύ V_{dc} - I_{dc} , με V_{dc} την τάση αμέσως μετά τον ανορθωτή, ενώ η αυτεπαγωγή της αφενός δεν παίζει κάποιο ρόλο στην κανονική λειτουργία και αφετέρου είναι αμελητέα λόγω του μικρού μήκους της γραμμής.

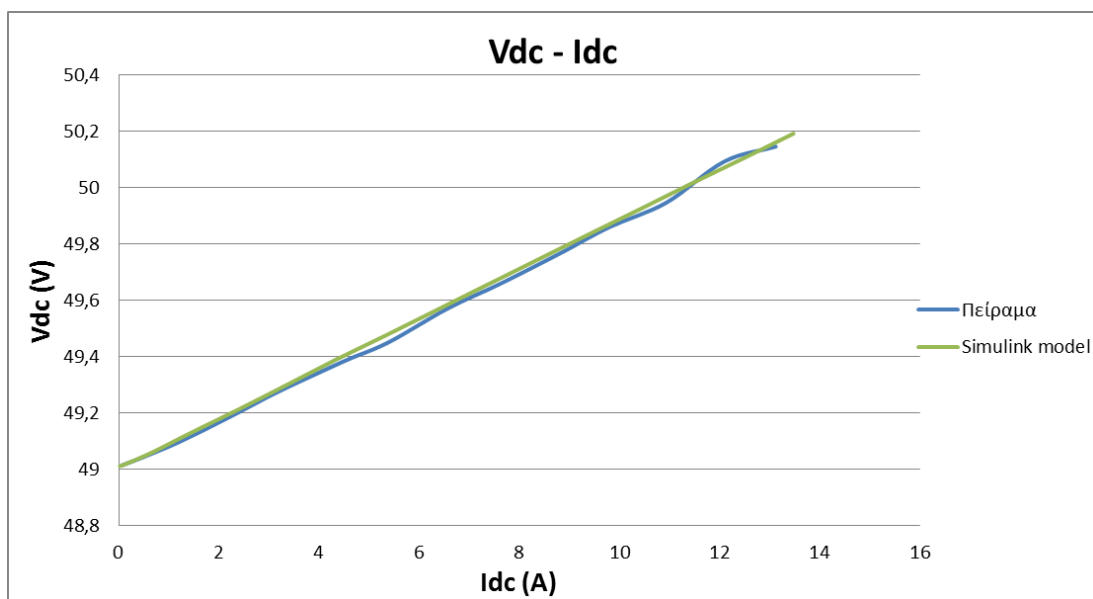
Parameter	Value
Battery type	Lead-Acid
Nominal Voltage (V)	48
Rated Capacity (Ah)	100
Initial State-Of-Charge (%)	57.47
Use parameters based on Battery type and nominal values	<input checked="" type="checkbox"/>
Maximum Capacity (Ah)	105
Fully Charged Voltage (V)	57
Nominal Discharge Current (A)	12
Internal Resistance (Ohms)	0.0878
Capacity (Ah) @ Nominal Voltage	31
Exponential zone [Voltage (V), Capacity (Ah)]	[48.3 5]

Εικόνα 6.2 Παράμετροι προς καθορισμό για τον χαρακτηρισμό των μπαταριών από το παράθυρο του matlab simulink.



Εικόνα 6.3 Χαρακτηριστική καμπύλη αποφόρτισης των μπαταριών.

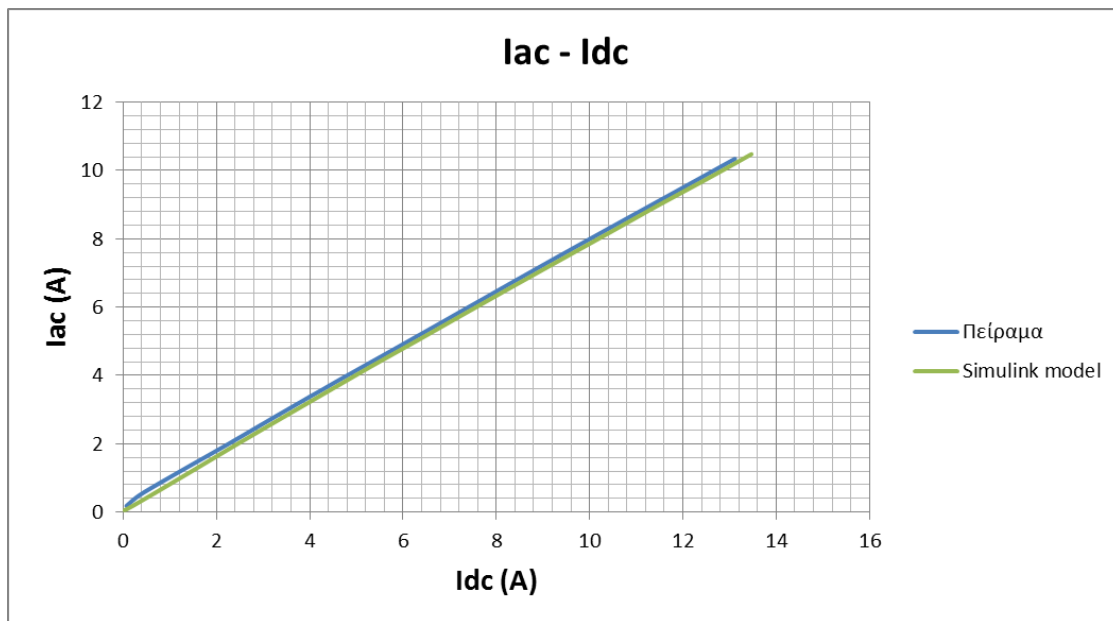
Με τα έως τώρα δεδομένα μπορούμε να σχεδιάσουμε και να συγκρίνουμε τις καμπύλες V_{dc} - I_{dc} μοντέλου και πραγματικού συστήματος, που προκύπτουν από την φόρτιση των μπαταριών από την γεννήτρια για τις διάφορες ταχύτητες περιστροφής της. Βλέπουμε στο διάγραμμα [Εικόνα 6.4] ότι οι καμπύλες σχεδόν ταυτίζονται με την μέγιστη απόκλιση να φτάνει το 2,3% πράγμα αρκετά ικανοποιητικό που αναδεικνύει την ως τώρα σωστή επιλογή των παραμέτρων συνυπολογίζοντας την αρχική κατάσταση φόρτισης SOC των μπαταριών.



Εικόνα 6.4 Χαρακτηριστικές καμπύλες του DC φορτίου πειράματος και προσομοίωσης.

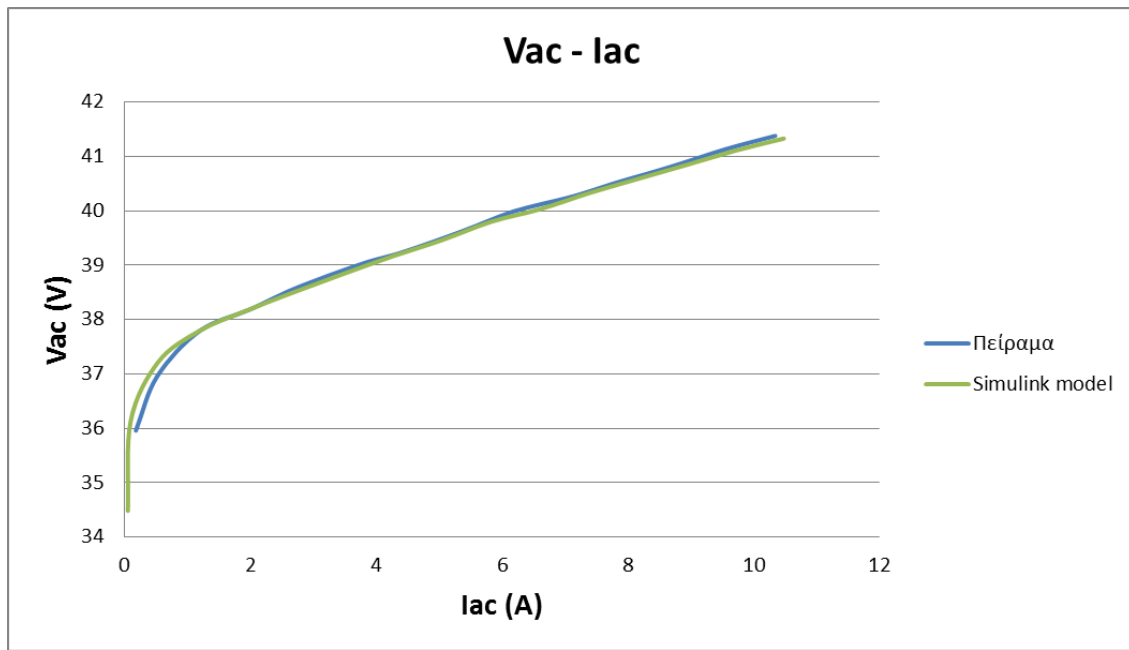
Προχωρώντας ορίζουμε στο μοντέλο τα χαρακτηριστικά του ανορθωτή τα οποία γνωρίζουμε από τα φύλλα δεδομένων του κατασκευαστή. Για να έχουμε μια καλή ακρίβεια ακόμα και σε μετρήσεις χαμηλής ισχύος πρέπει να λάβουμε υπ' όψιν μας ακόμα και τις απώλειες του ανορθωτή. Οι παράμετροι που συνυπολογίστηκαν είναι η αντίσταση αγωγής των διόδων R_{on} , η πτώση τάσης στα άκρα των διόδων forward voltage V_f αλλά και οι τιμές των στοιχείων RC του φίλτρου snubber που διαθέτει η ανορθωτική γέφυρα που χρησιμοποιούμε, συντονισμένο να απορροφά τις υπερτάσεις που δημιουργούνται στα άκρα των διόδων κατά την μεταγωγή, μιας και προσθέτει απώλειες στον ανορθωτή.

Στο διάγραμμα που ακολουθεί [Εικόνα 6.5] βλέπουμε ότι η καμπύλη I_{ac} - I_{dc} του μοντέλου μας στο simulink παρακολουθεί από κοντά την καμπύλη που προκύπτει από τις πειραματικές μετρήσεις με μέγιστη απόκλιση 0,8% που την θεωρούμε πολύ μικρή και άρα αποδεκτή. Η κλίση της καμπύλης αυτής, η οποία από ένα σημείο και πάνω είναι ευθεία, είναι στην ουσία ο συντελεστής ακαμψίας $\beta_{rms} = I_{ac\ rms} / I_{dc}$ που αναλύθηκε σε προηγούμενο κεφάλαιο (2°). Βλέπουμε ότι οι δύο ευθείες έχουν σχεδόν ίδια κλίση. Στο πείραμα μετράμε συντελεστή ακαμψίας $\beta_{rms} = 0.7744$ ενώ στο προσομοιωτικό μοντέλο $\beta_{rms} = 0.7773$ με διαφορά μόλις 0,37% πράγμα που επιβεβαιώνει ότι θα έχουμε την ίδια συμπεριφορά με το πραγματικό σύστημα.



Εικόνα 6.5 Ένδειξη της σχεδόν αναλογικής σχέσης μεταξύ ρευμάτων ac και dc και σύγκριση πραγματικού συστήματος και προσομοίωσης.

Τέλος, για να βεβαιωθούμε ότι το φορτίο που θα βλέπει η γεννήτριά μας στο μοντέλο προσομοίωσης αντιπροσωπεύει αυτό που η πραγματική γεννήτρια βλέπει θα συγκρίνουμε τις καμπύλες μεταξύ AC ρεύματος και τάσης δηλαδή I_{ac} - V_{ac} του πειράματος και της προσομοίωσης. Κατά την διαδικασία του πειράματος δεν υπήρχε πρόσβαση στα άκρα της γεννήτριας και έτσι η τάση V_{ac} αντιπροσωπεύει αυτήν στα άκρα του ανορθωτή. Παρόλα αυτά τα χαρακτηριστικά της AC γραμμής μεταφοράς, δηλαδή η αντίσταση R_{ac} και η αυτεπαγωγή L_{ac} , υπολογίστηκαν και μετρήθηκαν με ακρίβεια.

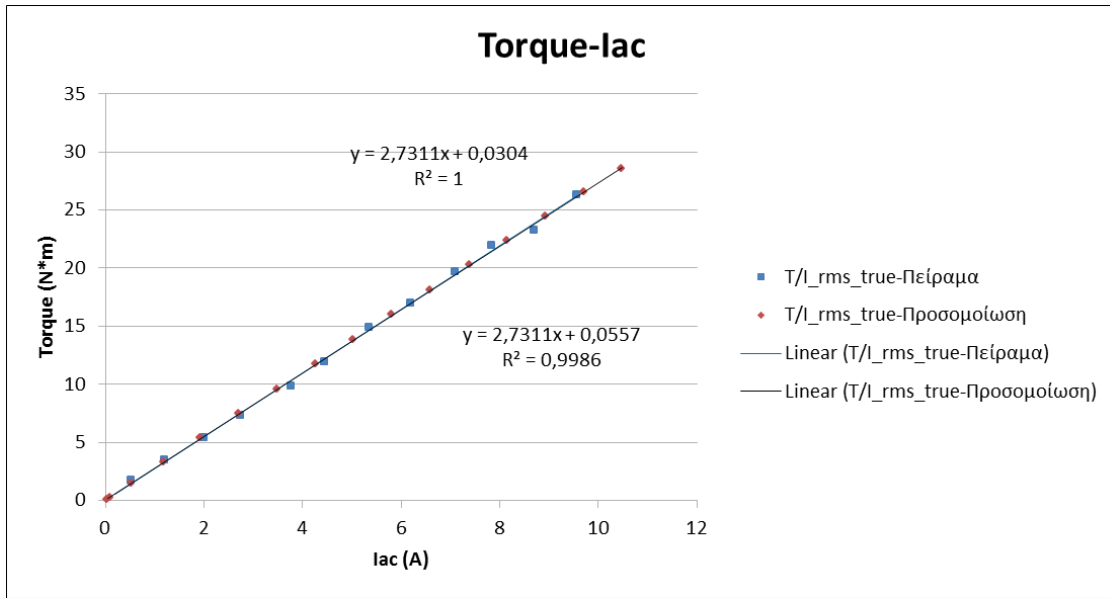


Εικόνα 6.6 Χαρακτηριστικές καμπύλες του συνολικού (AC) φορτίου της γεννήτριας σε πείραμα και σε προσομοίωση.

Όπως παρατηρούμε στο διάγραμμα [Εικόνα 6.6] η απόκλιση μεταξύ των δύο καμπυλών είναι πολύ μικρή, ειδικά αν αναλογιστούμε ότι τα σφάλματα των προηγούμενων χαρακτηριστικών συγκεντρώνονται αθροιστικά στα επόμενα, με μέγιστο το 1.4% πράγμα που σημαίνει ότι έχουμε μία αρκετά καλή προσομοίωση του πραγματικού φορτίου της ανεμογεννήτριάς μας.

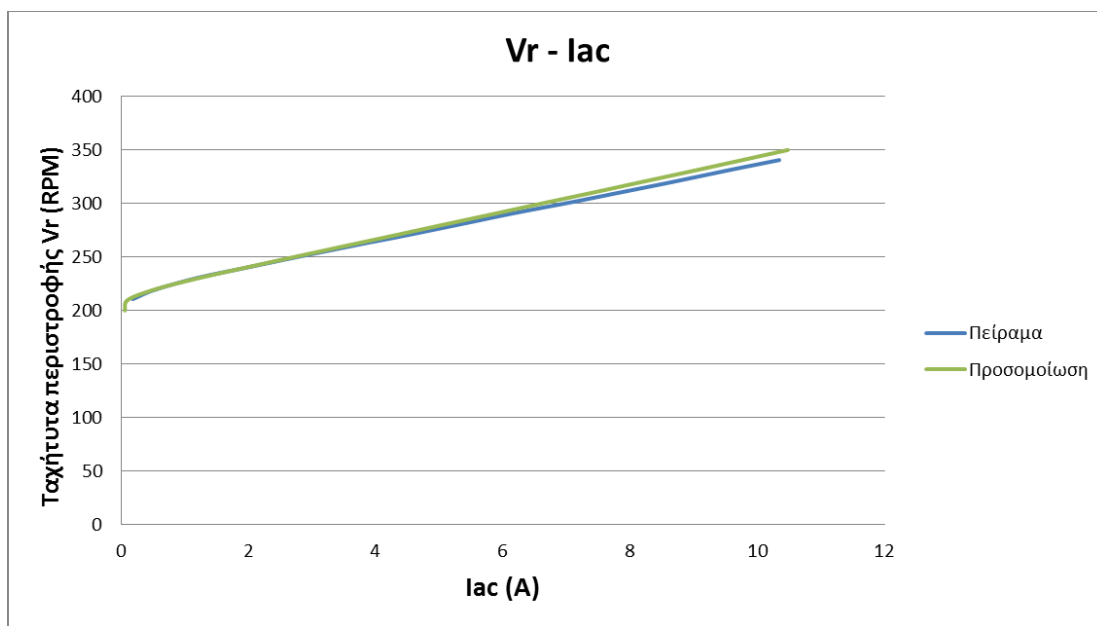
6.1.2 Γεννήτρια

Σε μια σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών η χαρακτηριστική παράμετρος που καθορίζει την παραγόμενη EMF μπορεί να εκφραστεί με διάφορους ισοδύναμους τρόπους. Έτσι και στο μοντέλο του simulink του matlab χρησιμοποιώντας το έτοιμο block για μια σύγχρονη μηχανή μονίμων μαγνητών μας δίνεται η δυνατότητα να καθορίσουμε την σταθερά της μηχανής επιλέγοντας μεταξύ τριών παραμέτρων. Η παράμετρος που θεωρήθηκε για εμάς πιο εύκολα και άμεσα μετρήσιμη πειραματικά είναι η σταθερά ροπής, δηλαδή ηλεκτρομαγνητική ροπή ανά ρεύμα ($N \cdot m / A \cdot rms$). Έτσι πέρα από τα λοιπά κατασκευαστικά χαρακτηριστικά της γεννήτριας, όπως: αριθμός φάσεων, ζεύγη πόλων, κυματομορφή τάσης, αντίσταση και αυτεπαγωγή στάτη κλπ, τα οποία χρησιμοποιήθηκαν ως έχουν, μετρήθηκε εργαστηριακά η ροπή ανά επίπεδο ρεύματος μεταβάλλοντας το φορτίο της γεννήτριας υπό σταθερές στροφές. Από την χαρακτηριστική ευθεία που προκύπτει [Εικόνα 6.7] η κλίση της ή αλλιώς ο λόγος $Torque / Iac-rms$ είναι η σταθερά που χρειαζόμαστε για το μοντέλο μας. Προσομοιώνοντας το πείραμα παίρνουμε και την αντίστοιχη καμπύλη T/I του μοντέλου. Όπως βλέπουμε οι δύο ευθείες σχεδόν ταυτίζονται ενώ έχουν την ίδια ακριβώς κλίση, αυτό είναι απαραίτητο για να έχουμε την ίδια συμπεριφορά με την γεννήτρια του πραγματικού συστήματος.



Εικόνα 6.7 Χαρακτηριστικές καμπύλες της γεννήτριας ροπής/ρεύματος για πείραμα και προσομοίωση.

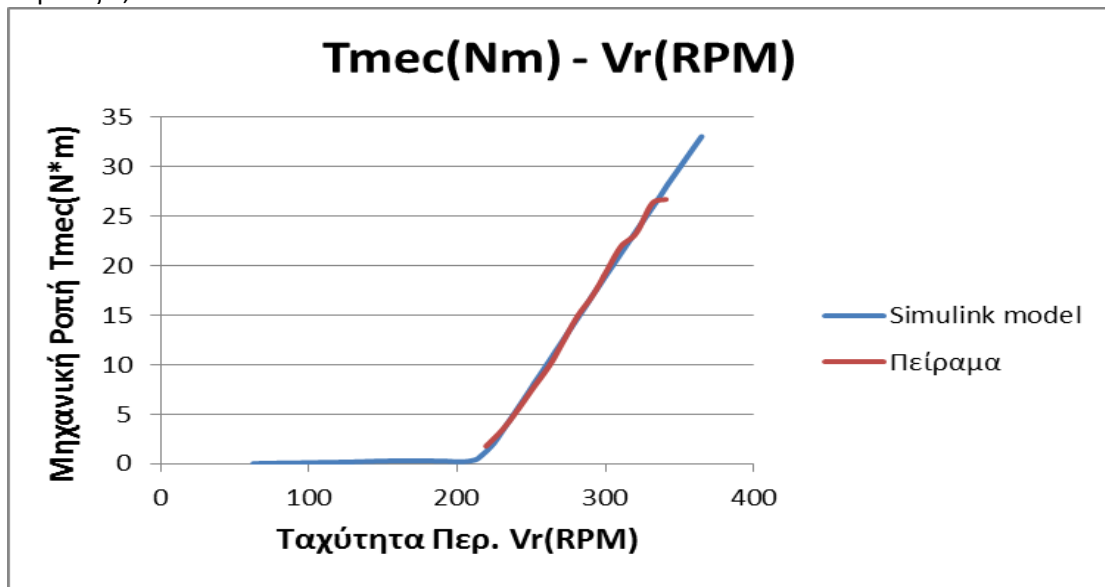
Αυτό που μένει λοιπόν για να μπορεί να συνδεθεί και το αεροδυναμικό κομμάτι του μοντέλου στο υπόλοιπο σύστημα είναι να εξασφαλίσουμε ότι για συγκεκριμένη ταχύτητα περιστροφής του άξονα της γεννήτριας θα παράγει στους ακροδέκτες της το ίδιο ρεύμα σε προσομοίωση και πείραμα με δεδομένο ότι και τα φορτία τους είναι ισοδύναμα πράγμα που τεκμηριώθηκε στη προηγούμενη ενότητα. Από ότι παρατηρούμε και στο διάγραμμα Vr-Iac που ακολουθεί [Εικόνα 6.8] η καμπύλη της προσομοίωσης βρίσκεται πολύ κοντά στην πραγματική με μέγιστη απόκλιση 5%. Το σφάλμα αυτό έχει προκύψει αθροιστικά από τα σφάλματα όλων των προηγούμενων παραμέτρων και σαν τελικό αποτέλεσμα θεωρείται αποδεκτό. Στην πράξη έχουμε απόκλιση 10 στροφών ανά λεπτό κατά την λειτουργία της ανεμογεννήτριας στην μέγιστη ισχύ της.



Εικόνα 6.8 Σύγκριση καμπυλών ταχύτητας περιστροφής/ρεύματος της πραγματικής γεννήτριας και της προσομοίωσης.

6.1.3 Αεροδυναμικό κομμάτι

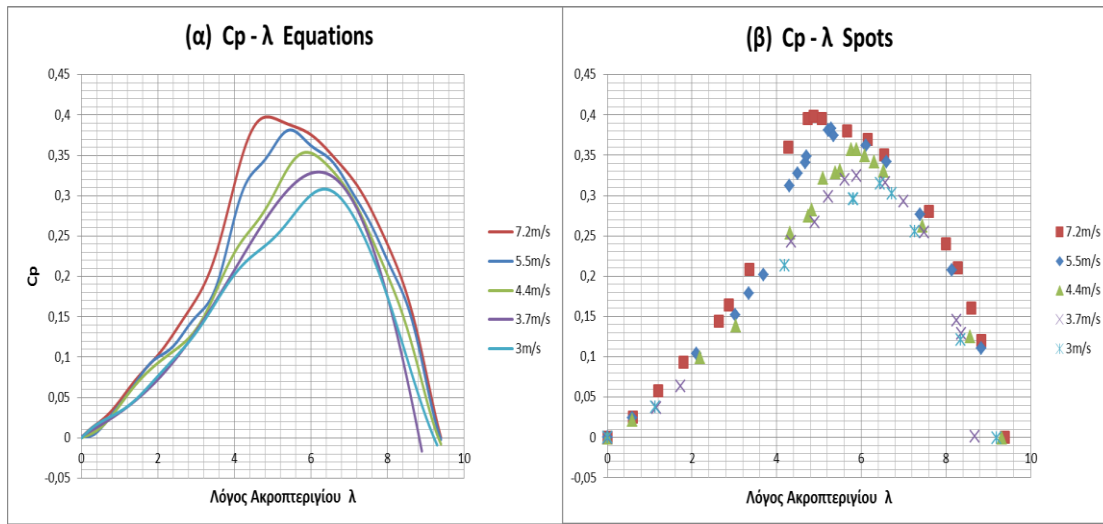
Η συνάρτηση C_p της φτερωτής αντιπροσωπεύει τα αεροδυναμικά χαρακτηριστικά της και καθορίζει την συμπεριφορά της απέναντι στον άνεμο. Έτσι από αυτήν την συνάρτηση μπορούμε να ξέρουμε για κάθε ταχύτητα ανέμου ανάλογα με την ταχύτητα περιστροφής του άξονα ποια είναι η μηχανική ροπή που του ασκεί άρα και την μηχανική ισχύ της ανεμογεννήτριας. Ή αντίστοιχα κάνοντας την ανάποδη σκέψη, με σκοπό την σχεδίαση και κατασκευή του μοντέλου του συστήματος, ήδη γνωρίζοντας την ταχύτητα περιστροφής του άξονα στην οποία ισορροπεί ανά τιμή ροπής που του ασκείται μπορούμε να συμπεράνουμε για ποια ταχύτητα ανέμου θα συμβεί αυτό. Έτσι αφήνοντας το ηλεκτρικό κομμάτι στην άκρη και εξετάζοντας το μηχανικό τμήμα του συστήματος βλέπουμε ότι χωρίζεται σε δύο σκέλη. Το πρώτο σκέλος είναι να τεκμηριώσουμε ότι και για την προσομοίωση του συστήματός μας γνωρίζουμε την σχέση μεταξύ ταχύτητας περιστροφής άξονα ανά μηχανικής ροπής που του ασκείται και ότι είναι η ίδια με του πραγματικού συστήματος. Αυτό έμμεσα το γνωρίζουμε ήδη γιατί εξαρτάται από την γεννήτρια και το φορτίο της. Ανάλογα την ταχύτητα περιστροφής του δρομέα της γεννήτριας γνωρίζουμε το παραγόμενο ρεύμα [Εικόνα 6.8], επίσης έχουμε ήδη αναλύσει το φορτίο μας [Εικόνα 6.6] οπότε μπορούμε να γνωρίζουμε ανάλογα την ταχύτητα περιστροφής την ηλεκτρική ισχύ AC που παράγουμε άρα και την ηλεκτρομαγνητική ροπή η οποία σε συνθήκες ισορροπίας δεν θα διαφέρει κατά πολύ από την μηχανική. Με το ηλεκτρικό κομμάτι ασχοληθήκαμε παραπάνω αλλά θεωρήθηκε σκόπιμο και ενδιαφέρον να το παρουσιάσουμε και με αυτήν την μορφή όπως φαίνεται και στο παρακάτω διάγραμμα [Εικόνα 6.9] όπου η μέση απόκλιση των δύο καμπυλών είναι μόλις 0,6%.



Εικόνα 6.9 Σύγκριση καμπυλών ταχύτητας περιστροφής ανεμογεννήτριας ανά ασκούμενη μηχανική ροπή, πειραματικές μετρήσεις και προσομοίωση.

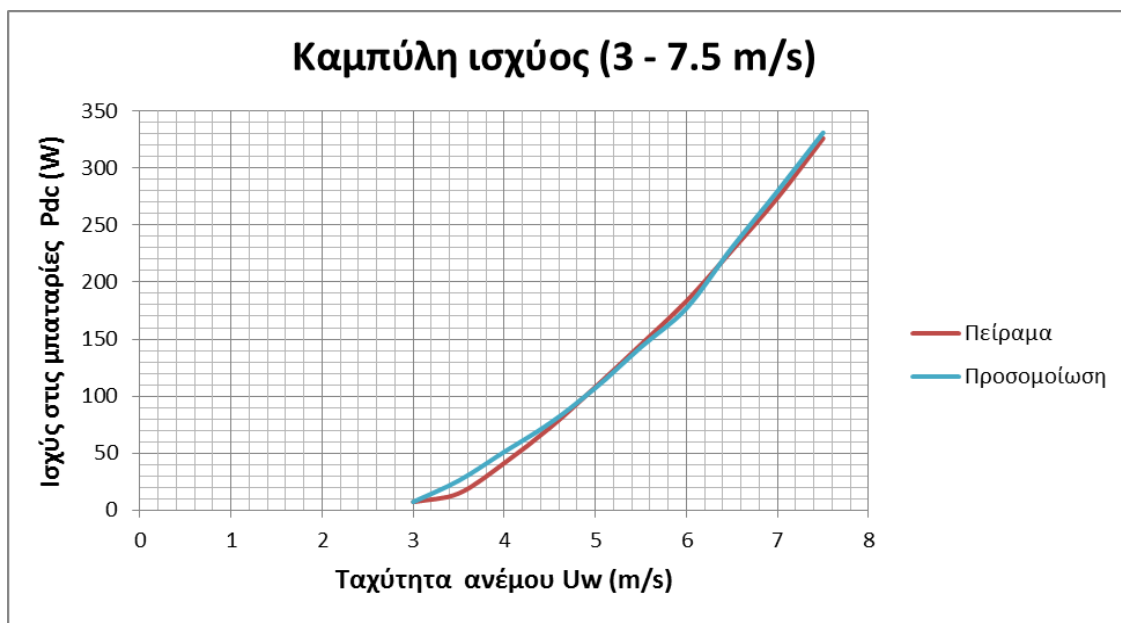
Το δεύτερο σκέλος αποτελεί η παραγωγή των συναρτήσεων $C_p(\lambda, \beta)$ της φτερωτής. Η ανεμογεννήτρια είναι συνδεδεμένη στον ιστό με ένα σύστημα furling χάρη στο οποίο προστατεύεται κατά τους ισχυρούς ανέμους αλλάζοντας την γωνία υποδοχής του ανέμου και μειώνοντας έτσι την ισχύ της άρα και την ταχύτητα περιστροφής αποφεύγοντας έτσι πιθανές βλάβες. Αυτό μας οδηγεί όμως στο να έχουμε διαφορετικές καμπύλες $C_p-\lambda$ για διάφορες ταχύτητες ανέμου κάνοντας την δουλειά μας δυσκολότερη. Έχουμε ήδη από πειραματικές μετρήσεις τιμές που αντιστοιχούν σε ζεύγη $C_p - \lambda$ για διάφορες ταχύτητες ανέμου. Οπότε αυτό που έχουμε να κάνουμε είναι να κατασκευάσουμε συναρτήσεις που να ενώνουν τα παραπάνω σημεία ώστε να μπορέσουμε να τις χρησιμοποιήσουμε για την κατασκευή του μοντέλου της φτερωτής. Χρησιμοποιώντας τα εργαλεία του matlab παράγουμε τις επιθυμητές συναρτήσεις είτε

ως πολυωνυμικές είτε ως αθροίσματα ημιτονικών. Παρακάτω [Εικόνα 6.10] βλέπουμε τις συναρτήσεις που προέκυψαν.



Εικόνα 6.10 (α) Συναρτήσεις C_p - λ που κατασκευάστηκαν για διάφορες τιμές ανέμου. (β) Δεδομένα για την σχέση C_p - λ από πειραματικές μετρήσεις για την κατασκευή του (α).

Από την στιγμή που βασιζόμαστε για την κατασκευή τους στις πειραματικές μετρήσεις είναι πρακτικά αδύνατο να μην έχουμε μια τουλάχιστον σχετικά καλή ακρίβεια. Έτσι προχωράμε και θεωρώντας δεδομένες τις αεροδυναμικές καμπύλες της φτερωτής προσθέτουμε το block που κατασκευάσαμε στο συνολικό μοντέλο του συστήματός μας [Εικόνα 6.1] το οποίο πλέον μπορεί να δεχθεί σαν είσοδο μόνο την ταχύτητα του ανέμου και από μόνο του να υπολογίσει και να σχεδιάσει την μεταβολή οποιασδήποτε μεταβλητής του συστήματός μας. Από την αρμονική παραμόρφωση του ac ρεύματος γραμμής ως την ισχύ εξόδου στις μπαταρίες. Έτσι κατασκευάσαμε την καμπύλη ισχύος της ανεμογεννήτριας στις μπαταρίες [Εικόνα 6.11] σε σύγκριση με την πειραματικά μετρημένη με βάση τα διαθέσιμα δεδομένα. Η μέση απόκλιση των δύο είναι 5% ακρίβεια που χαρακτηρίζει τελικά και το μοντέλο μας.



Εικόνα 6.11 Καμπύλες ισχύος πραγματική και προσομοίωσης για ανέμους 3 έως 7.5 m/s.

6.2 Προσομοίωση παθητικών φίλτρων

Στο κεφάλαιο 4 μελετήσαμε τοπολογίες παθητικών βαθυπερατών φίλτρων. Οι τοπολογίες αυτές σχεδιάστηκαν και δοκιμάστηκαν πρώτα σε περιβάλλον προσομοίωσης matlab simulink στο μοντέλο του συστήματός μας που παρουσιάσαμε παραπάνω με σκοπό να περιορίσουμε τις επιλογές μας για το ποια θα κατασκευαστούν και δοκιμαστούν στην πράξη εξοικονομώντας έτσι χρόνο και χρήμα. Επιπλέον μπορέσαμε να επιβεβαιώσουμε χαρακτηριστικές τιμές για ρεύματα, τάσεις, επίπεδα αρμονικής παραμόρφωσης, συντελεστή ισχύος και άλλα που θεωρητικά είχαμε υπολογίσει. Έτσι το κεφάλαιο αυτό απαρτίζεται κυρίως από γραφήματα και πίνακες που παρουσιάζουν αυτά που παραπάνω αναλύσαμε. Οι επιλεγμένες τιμές των στοιχείων στις παρακάτω περιπτώσεις δεν ακολουθούν πιστά την θεωρία καθώς σε κάποιες περιπτώσεις επιλέγεται αρκετά μεγαλύτερο φίλτρο αλλά αυτό γίνεται σκοπίμως για την ανάδειξη των περιορισμών τους.

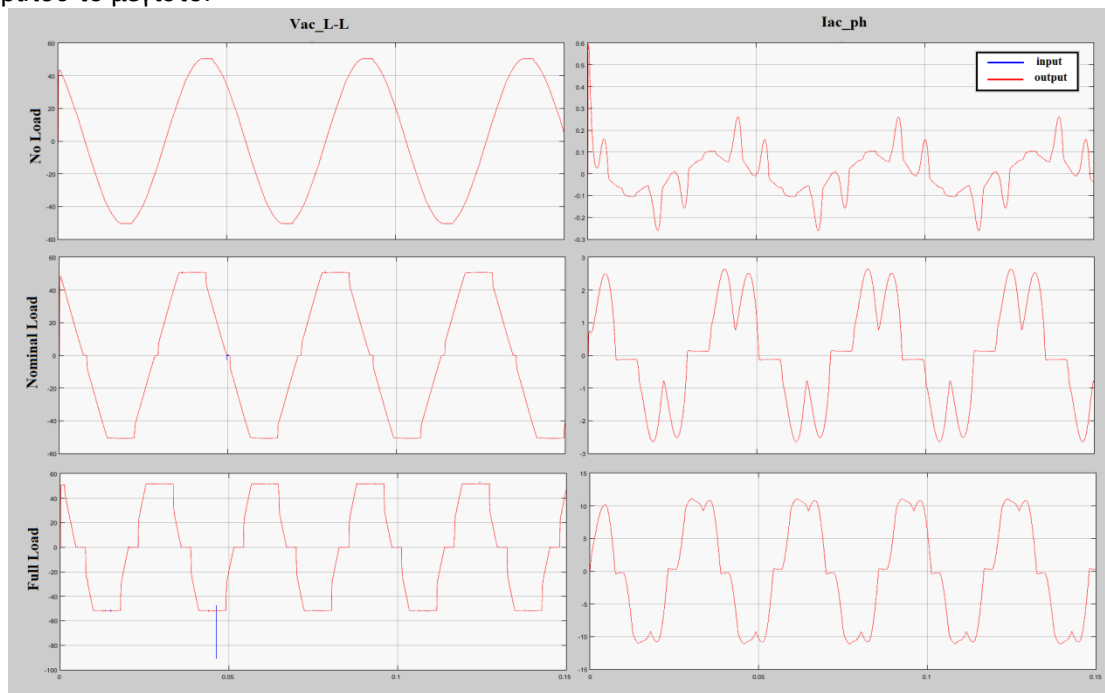
6.2.1 Χωρίς φίλτρο

Καταρχάς παρουσιάζουμε χαρακτηριστικές κυματομορφές [Εικόνα 6.12] της πολικής τάσης V_{ac_L-L} και του φασικού ρεύματος I_{ac_ph} του συστήματός μας χωρίς την προσθήκη οποιουδήποτε φίλτρου που αντιστοιχεί στο κύκλωμα της εικόνας [6.1]. Οι περιπτώσεις που παρουσιάζονται σε αυτό το γράφημα καθώς και στα επόμενα για τον κάθε τύπο φίλτρου είναι οι εξής:

(Α) No Load: Αντιπροσωπεύει την περίπτωση cut-in της ανεμογεννήτριας, με πολύ χαμηλό άνεμο δηλαδή, με σχεδόν μηδενικό φορτίο.

(Β) Nominal Load: Αντιπροσωπεύει την περίπτωση ανέμου 5m/s όπου η ανεμογεννήτρια έχει σχεδιαστεί να έχει την βέλτιστη απόδοσή της. Αυτή είναι και η χειρότερη περίπτωση από την άποψη αρμονικών και παρατηρήσιμου θορύβου.

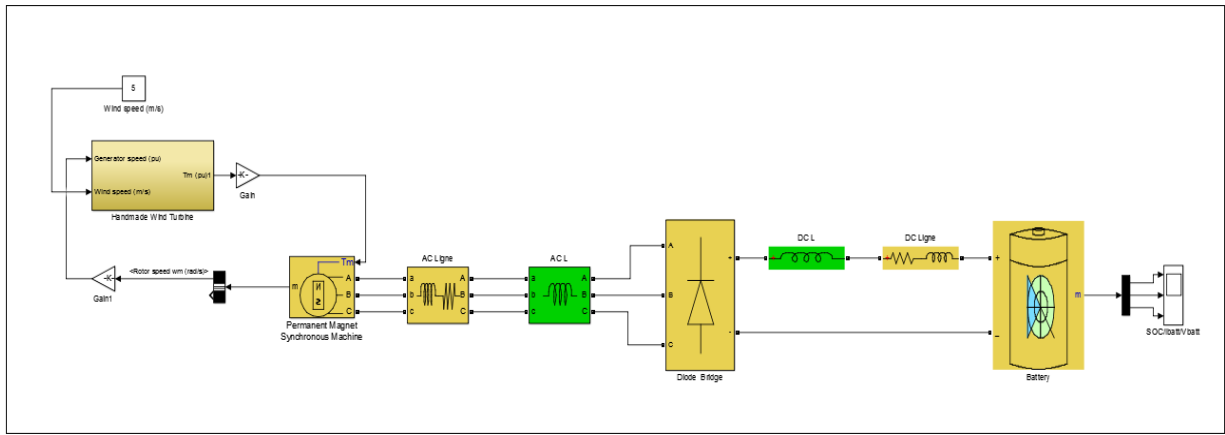
(Γ) Full Load: Αντιπροσωπεύει μια περίπτωση με υψηλό άνεμο όπου η ανεμογεννήτρια παράγει περίπου το μέγιστο.



Εικόνα 6.12 Χαρακτηριστικές κυματομορφές τάσης V_{ac_L-L} και ρεύματος I_{ac_ph} του συστήματος χωρίς φίλτρο για τις περιπτώσεις (Α) κενού, (Β) χαμηλού/μεσαίου και (Γ) πλήρους φορτίου.

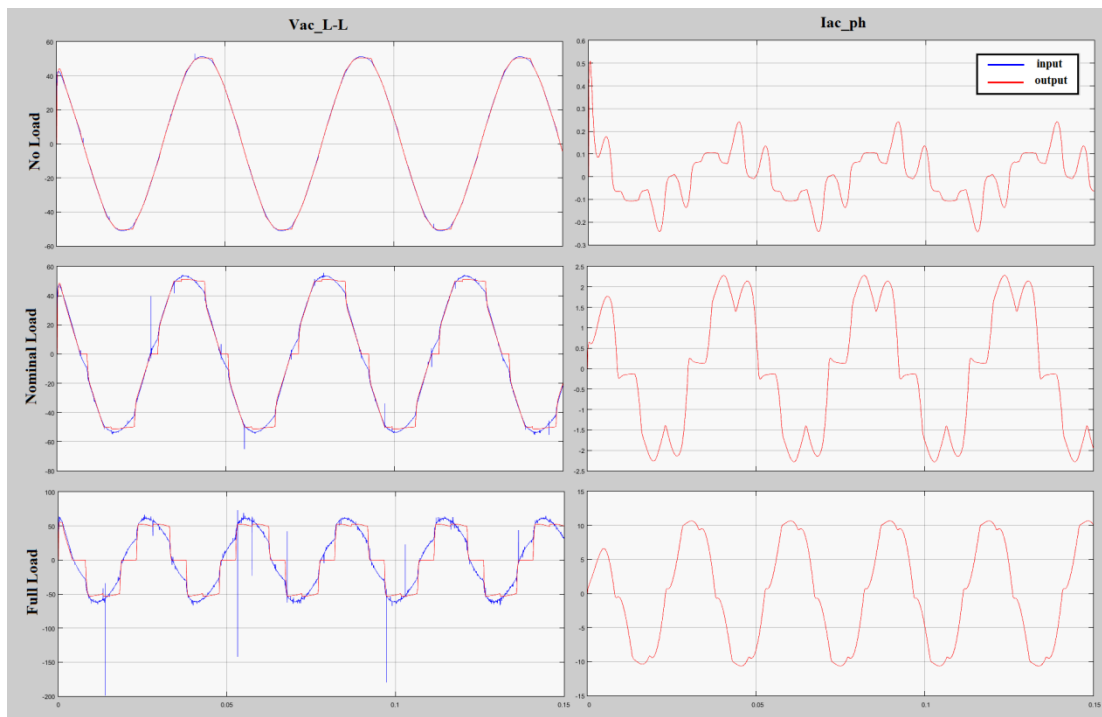
6.2.2 Στραγγαλιστικό πηνίο L και DC choke

Η πρώτη διάταξη φίλτρου που παρουσιάζεται παρακάτω [Εικόνα 6.13] είναι ο συνδυασμός του στραγγαλιστικού πηνίου L στην AC μεριά και DC choke. Οι τιμές που τοποθετήθηκαν για την εξαγωγή των αποτελεσμάτων των γραφημάτων [Εικόνα 6.14] είναι L στην AC μεριά $16\% \approx 0,004\text{H}$ και L στην DC πλευρά $8\% \approx 0.002\text{H}$, τιμές που θεωρούνται αρκετά μεγάλες.



Εικόνα 6.13 Σχηματικό διάγραμμα του συστήματός μας στο περιβάλλον *simulink* του *matlab* με την προσθήκη των L φίλτρων στην AC και DC μεριά.

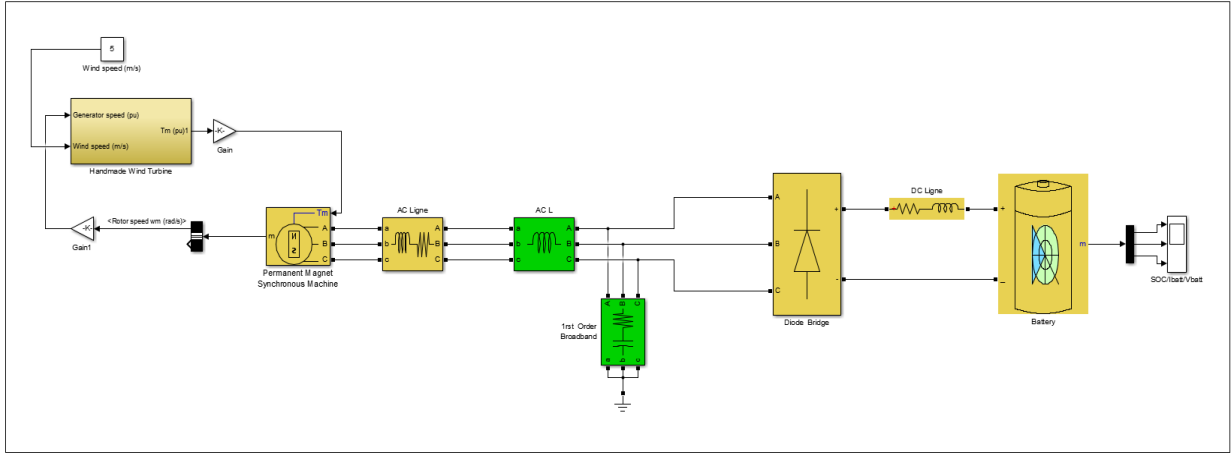
Παρατηρούμε ότι ακόμα και με αυτές τις μεγάλες τιμές αυτεπαγωγής που τοποθετήσαμε η κυματομορφή του ρεύματος μέσω φορτίου αν και βελτιωμένη περιέχει μεγάλο ποσοστό αρμονικής παραμόρφωσης, για την ακρίβεια έχει THD 28,5%.



Εικόνα 6.14 Χαρακτηριστικές κυματομορφές τάσης V_{ac_L-L} και ρεύματος I_{ac_ph} του συστήματος με προσθήκη επαγωγικού φίλτρου L σε AC και DC πλευρά για τις περιπτώσεις (Α) κενού, (Β) χαμηλού/μεσαίου και (Γ) πλήρους φορτίου.

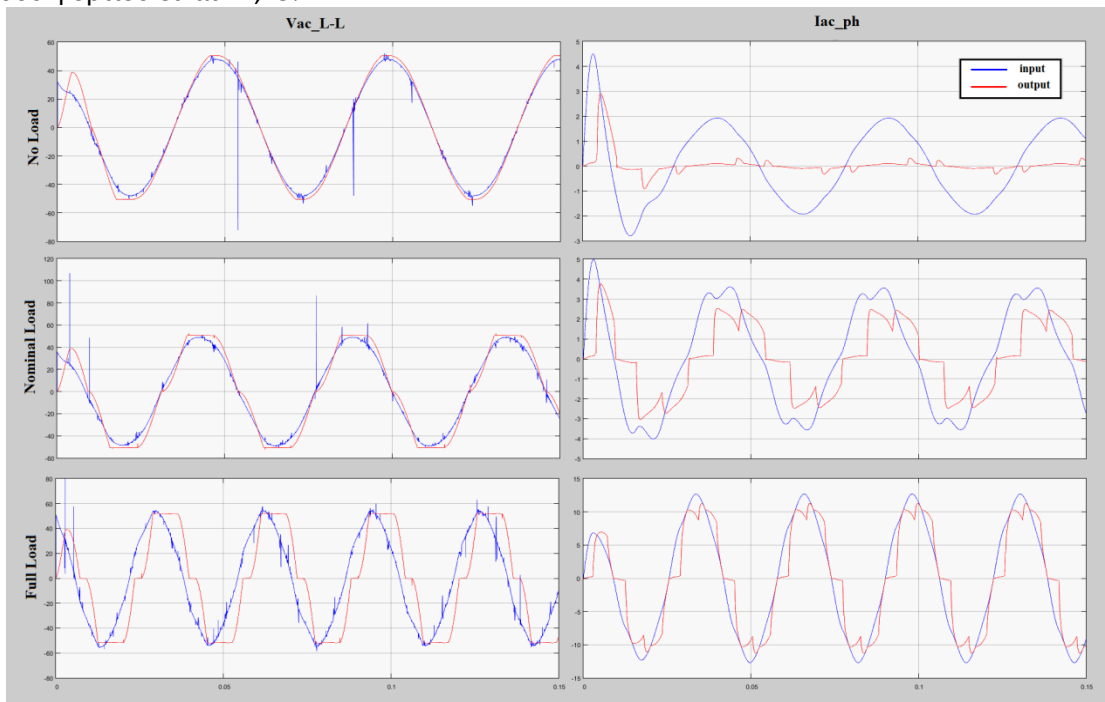
6.2.3 Φίλτρο L-C

Η διάταξη φίλτρου που παρουσιάζεται παρακάτω [Εικόνα 6.15] είναι το βαθυπερατό φίλτρο L-C στην AC πλευρά με αντίσταση απόσβεσης. Οι τιμές που τοποθετήθηκαν για την εξαγωγή των αποτελεσμάτων των γραφημάτων [Εικόνα 6.16] είναι πηνίο $L=8\text{mH}$ και πυκνωτής χωρητικότητας $500\mu\text{F}$. Με βάση την απαιτούμενη τιμή πυκνωτή οδηγούμαστε σε αυτήν την επιλογή πηνίου για την επίτευξη της κατάλληλης συχνότητας αποκοπής.



Εικόνα 6.15 Σχηματικό διάγραμμα του συστήματός μας στο περιβάλλον *simulink* του *matlab* με την προσθήκη του φίλτρου L-C στην AC μεριά.

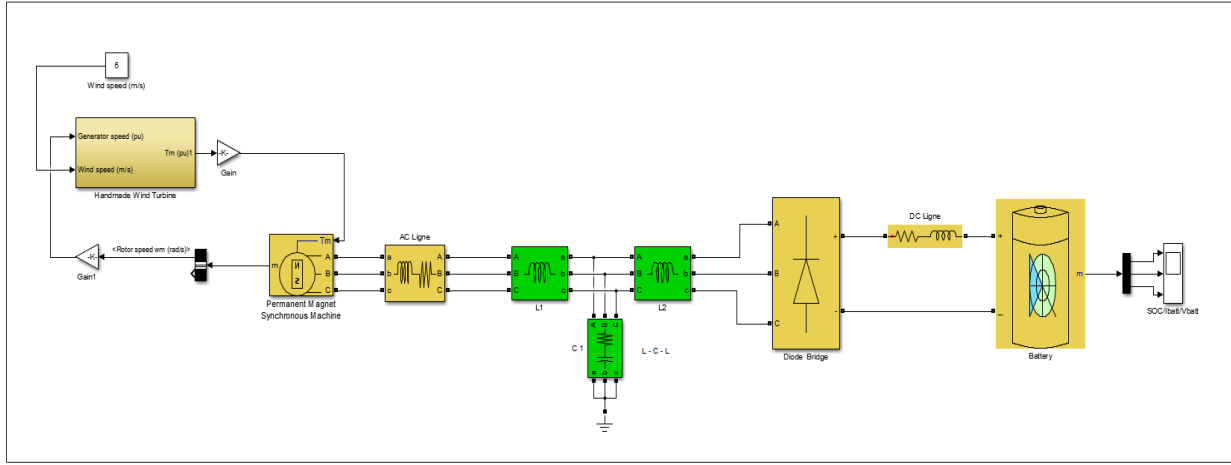
Έχει επιλεγεί πυκνωτής μεγαλύτερης τιμής από την αρχικά θεωρητικά υπολογισμένη με σκοπό την περαιτέρω μείωση της αρμονικής παραμόρφωσης THD οπότε το σημείο μικρότερης επίδρασης του φίλτρου στα αεροδυναμικά χαρακτηριστικά της ανεμογεννήτριας είναι ελαφρώς μετατοπισμένο σε υψηλότερες ταχύτητες περιστροφής. Το THD παρόλα αυτά στην περίπτωση μέσου φορτίου είναι 11,75%.



Εικόνα 6.16 Χαρακτηριστικές κυματομορφές τάσης V_{ac_L-L} και ρεύματος I_{ac_ph} του συστήματος με προσθήκη φίλτρου L-C στην AC πλευρά για τις περιπτώσεις (Α) κενού, (Β) χαμηλού/μεσαίου και (Γ) πλήρους φορτίου. Με μπλε είναι οι κυματομορφές εισόδου του φίλτρου ενώ με κόκκινο οι αντίστοιχες εξόδου.

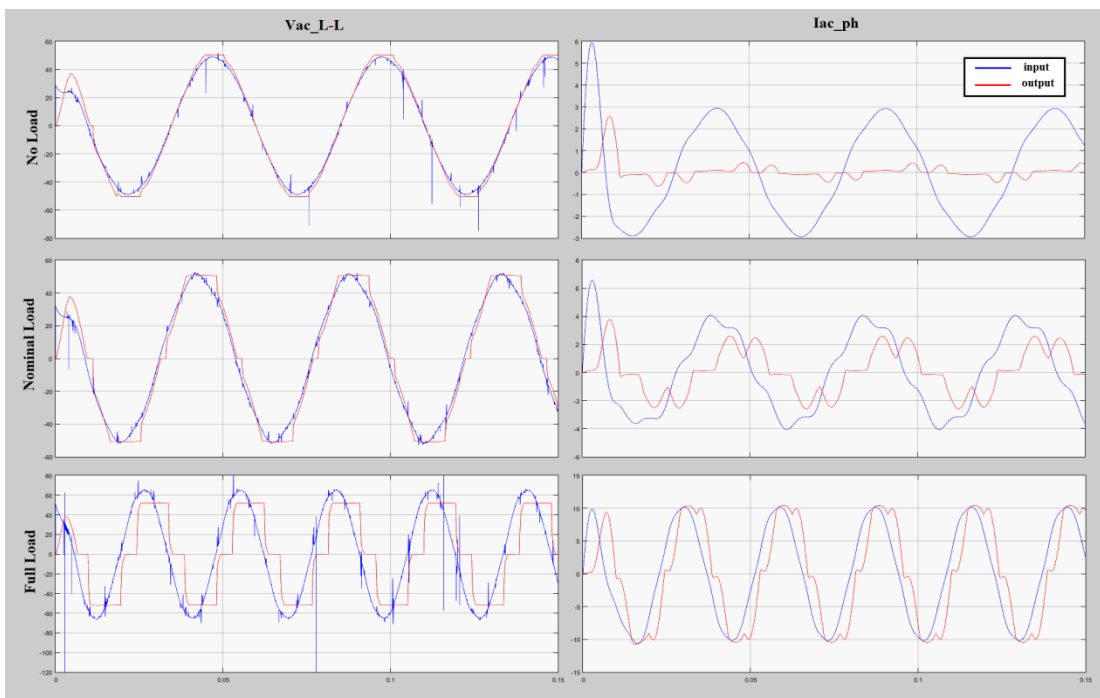
6.2.4 Φίλτρο L-C-L

Η διάταξη φίλτρου που παρουσιάζεται παρακάτω [Εικόνα 6.17] είναι το βαθυπερατό φίλτρο L-C-L στην AC πλευρά με αντίσταση απόσβεσης. Οι τιμές που τοποθετήθηκαν για την εξαγωγή των αποτελεσμάτων των γραφημάτων [Εικόνα 6.18] είναι πηνίο $L_1=L_2=5\text{mH}$ και πυκνωτής χωρητικότητας $750\mu\text{F}$ για την επίτευξη της επιθυμητής συχνότητας συντονισμού.



Εικόνα 6.17 Σχηματικό διάγραμμα του συστήματός μας στο περιβάλλον *simulink* του *matlab* με την προσθήκη του φίλτρου L-C-L στην AC μεριά.

Το επίπεδο συνολικής αρμονικής παραμόρφωσης είναι σχεδόν το ίδιο με του L-C φίλτρου, για την περίπτωση μέσου φορτίου έχει THD 10,45% παρά την χρήση μεγαλύτερου πυκνωτή κατά 50% και συνολικής αυτεπαγωγής γραμμής κατά 25%. Ενώ για υψηλότερους ανέμους τα αποτελέσματα είναι εμφανώς καλύτερα.

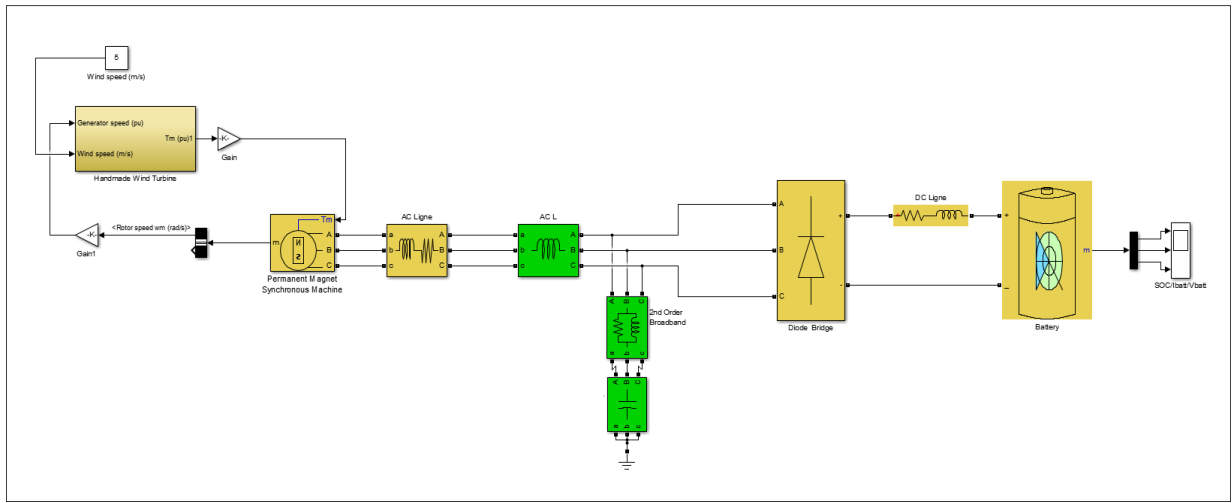


Εικόνα 6.18 Χαρακτηριστικές κυματομορφές τάσης V_{ac_L-L} και ρεύματος I_{ac_ph} του συστήματος με προσθήκη φίλτρου L-C-L στην AC πλευρά για τις περιπτώσεις (Α) κενού, (Β) χαμηλού/μεσαίου και (Γ) πλήρους φορτίου. Με μπλε είναι οι κυματομορφές εισόδου του φίλτρου ενώ με κόκκινο οι αντίστοιχες εξόδου.

Κεφάλαιο 6°

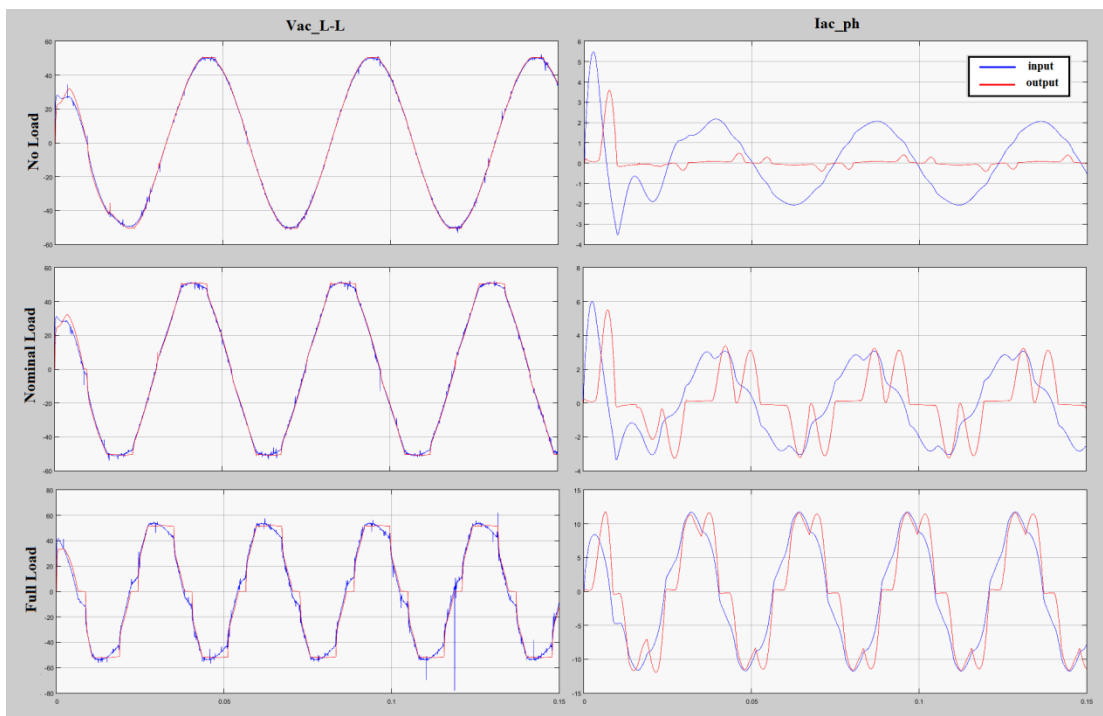
6.2.5 Φίλτρο L – RLC

Η διάταξη φίλτρου που ακολουθεί [Εικόνα 6.19] είναι το βαθυπερατό φίλτρο L-RLC στην AC πλευρά. Οι τιμές που τοποθετήθηκαν για την εξαγωγή των αποτελεσμάτων των γραφημάτων [Εικόνα 6.20] είναι πηνίο γραμμής $L=1\text{mH}$, πηνίο κάθετου κλάδου $L_f=4.5\text{mH}$ και πυκνωτής χωρητικότητας $500\mu\text{F}$.



Εικόνα 6.19 Σχηματικό διάγραμμα του συστήματός μας στο περιβάλλον *simulink* του *matlab* με την προσθήκη του φίλτρου L-RLC στην AC μεριά.

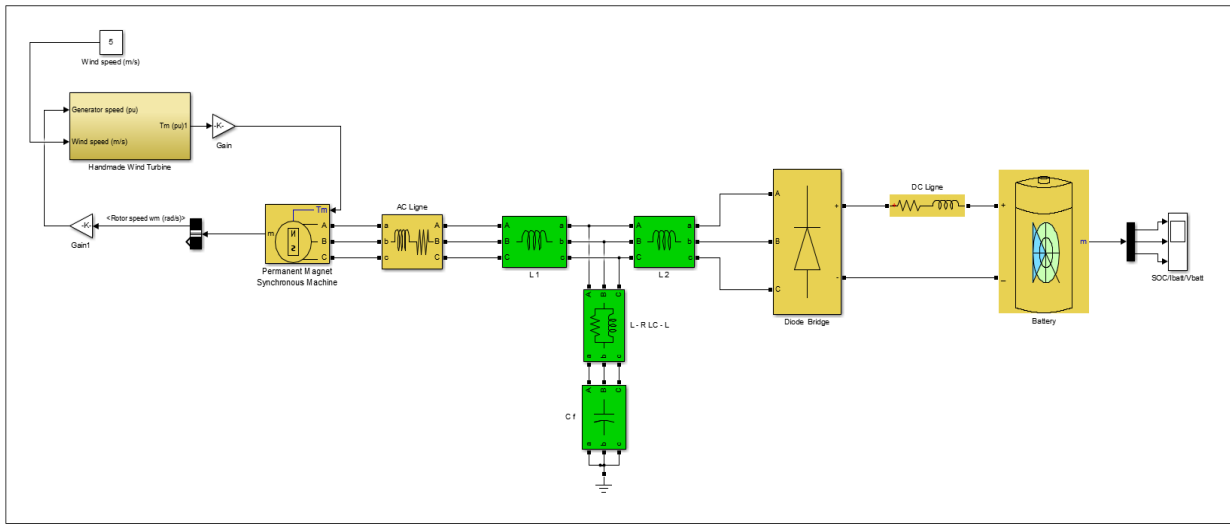
Παρατηρούμε περαιτέρω μείωση του THD σε 8.95% στην περίπτωση μέσου φορτίου παρά την χρήση μικρότερων παθητικών στοιχείων.



Εικόνα 6.20 Χαρακτηριστικές κυματομορφές τάσης V_{ac_L-L} και ρεύματος I_{ac_ph} του συστήματος με προσθήκη φίλτρου L-RLC στην AC πλευρά για τις περιπτώσεις (Α) κενού, (Β) χαμηλού/μεσαίου και (Γ) πλήρους φορτίου. Με μπλε είναι οι κυματομορφές εισόδου του φίλτρου ενώ με κόκκινο οι αντίστοιχες εξόδου.

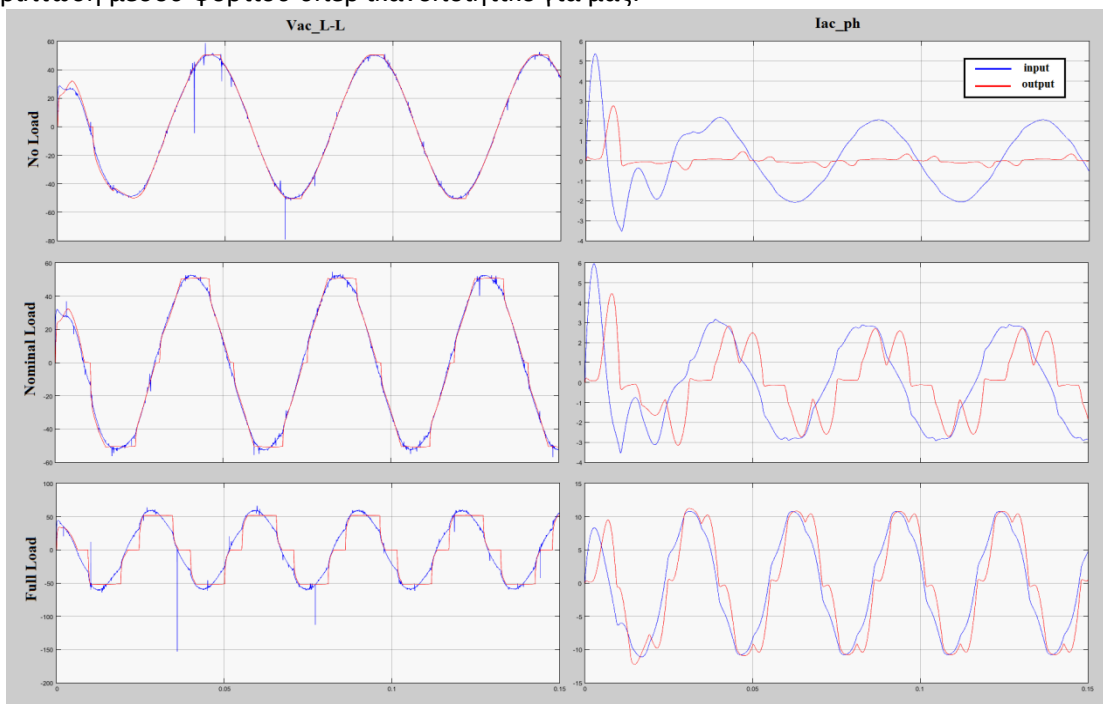
6.2.6 Φίλτρο L – RLC – L

Η τελευταία διάταξη φίλτρου που παρουσιάζεται [Εικόνα 6.21] είναι το βαθυπερατό φίλτρο L-RLC-L στην AC πλευρά. Οι τιμές που τοποθετήθηκαν για την εξαγωγή των αποτελεσμάτων των γραφημάτων [Εικόνα 6.22] είναι πηνίο γραμμής $L_i=L_o=2\text{mH}$, πηνίο κάθετου κλάδου $L_f=4,5\text{mH}$ και πυκνωτής χωρητικότητας $500\mu\text{F}$.



Εικόνα 6.21 Σχηματικό διάγραμμα του συστήματός μας στο περιβάλλον *simulink* του *matlab* με την προσθήκη του φίλτρου L-RLC-L στην AC μεριά.

Πλέον σε απόλυτη αναλογία με την προηγούμενη διάταξη ,μιας και τοποθετούμε επιπλέον αυτεπαγωγή στη γραμμή, παρατηρούμε επιπλέον μείωση του συντελεστή THD σε 5% για την περίπτωση μέσου φορτίου υπέρ ικανοποιητικό για μας.



Εικόνα 6.22 Χαρακτηριστικές κυματομορφές τάσης V_{ac_L-L} και ρεύματος I_{ac_ph} του συστήματος με προσθήκη φίλτρου L-RLC-L στην AC πλευρά για τις περιπτώσεις (A) κενού, (B) χαμηλού/μεσαίου και (Γ) πλήρους φορτίου. Με μπλε είναι οι κυματομορφές εισόδου του φίλτρου ενώ με κόκκινο οι αντίστοιχες εξόδου.

6.2.7 Συμπεράσματα

Η ανεμογεννήτριά μας είναι σχεδιασμένη να λειτουργεί με βέλτιστη απόδοση σε ταχύτητες ανέμου γύρω από τα 5m/s κατά την οποία η ταχύτητα περιστροφής της είναι 235ΣΑΛ και άρα συχνότητα λειτουργίας περίπου 25Hz. Οι συχνότητες συντονισμού και αποκοπής των φίλτρων επιλέχθηκαν κατάλληλα όμως γενικά για όλες αυτές τις τοπολογίες φίλτρων, κάνοντας έναν συμβιβασμό μεταξύ σημείου βέλτιστης απόδοσης – τιμής – THD παρουσιάστηκαν εδώ τα αποτελέσματα κάνοντας επιλογή τιμών των παθητικών στοιχείων για επίτευξη χαμηλότερου συντελεστή THD επιλέγοντας έτσι διαφορετικό σημείο βέλτιστης απόδοσης αντί για ταχύτητες ανέμου 5m/s. Έγινε χρήση μεγαλύτερων πυκνωτών σε κάποιες περιπτώσεις περίπου διπλάσιας χωρητικότητας αλλά αυτό έγινε σκοπίμως για την ανάδειξη των δυνατών και των αδύνατων σημείων του κάθε φίλτρου και για να μπορούμε να βγάλουμε τα απαραίτητα συμπεράσματα και να κάνουμε σύγκριση μεταξύ τους.

THD at Nominal Load (100W) at Uwind = 5m/s	
No Filter	42,00%
L Filter	28,50%
L-C Filter	11,75%
L-C-L Filter	10,45%
L-LC Filter	8,95%
L-LC-L Filter	5,00%

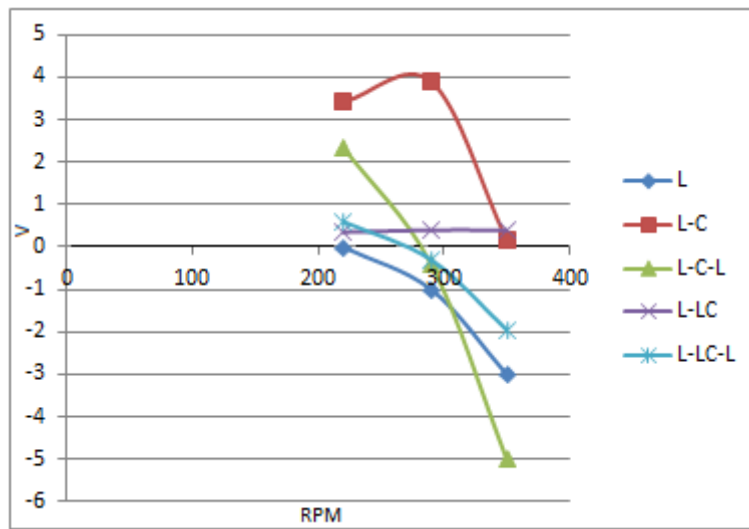
Πίνακας 6.1 Συγκεντρωτικός πίνακας με το THD που επιτεύχθηκε με τα παραπάνω φίλτρα για την χειρότερη περίπτωση δηλαδή για χαμηλό/μεσαίο φορτίο που αντιστοιχεί στα 5m/s.

Στον πίνακα [6.2] που ακολουθεί παρατηρούμε την επίδραση του κάθε φίλτρου στην μεταβολή της τάσης στα άκρα της γεννήτριας και κατ' επέκταση στην ταχύτητα περιστροφής της ανεμογεννήτριας ανά ταχύτητα ανέμου που στην τελική μπορεί να μεταφραστεί σε επίδραση στον λόγο ακροπερυγίου λ της ανεμογεννήτριας. Οι τιμές που παρατηρούμε είναι η διαφορά δυναμικού στα άκρα του φίλτρου από την είσοδο στην έξοδο. Για παράδειγμα όπως είναι λογικό στην περίπτωση του επαγωγικού φίλτρου L παρατηρούμε μόνο πτώση τάσης. Μεγάλο ρόλο σε αυτήν την επίδραση παίζει το πηνίο εξόδου L_o όπως παρατηρούμε τα αποτελέσματα μεταξύ του L-LC και του L-LC-L που αποτελούνται από τον ίδιο ακριβώς κάθετο κλάδο RLC. Επίσης το πηνίο L_f στον κάθετο κλάδο βλέπουμε και στο διάγραμμα [Εικόνα 6.23] ότι μειώνει την κλίση της καμπύλης και περιορίζει την επίδραση του φίλτρου στην τάση. Όσο απλούστερη είναι η μορφή της καμπύλης τόσο πιο εύκολη είναι και η πρόβλεψη της επίδρασης του φίλτρου στην καμπύλη ισχύος της Α/Γ και άρα ευκολότερα μπορεί να συμπεριληφθεί στο συνολικό μοντέλο βελτιστοποίησης του συστήματος.

RPM	Επίδραση των Φίλτρων στην Μεταβολή της Τάσης				
	L	L-C	L-C-L	L-LC	L-LC-L
220	0	3,42	2,35	0,35	0,6
290	-1	3,9	-0,41	0,4	-0,3
350	-3	0,16	-5	0,4	-1,95

Πίνακας 6.2 Φαίνεται η διαφορά δυναμικού μεταξύ εισόδου και εξόδου του κάθε φίλτρου.

Το γράφημα που προκύπτει από τα δεδομένα του πίνακα [6.2] ακολουθεί παρακάτω [Εικόνα 6.23].



Εικόνα 6.23 Καμπύλες που παρουσιάζουν την επίδραση του κάθε φίλτρου στην τάση ακροδεκτών της ανεμογεννήτριας.

Στον πίνακα που ακολουθεί στην επόμενη σελίδα παρουσιάζονται τα χαρακτηριστικά του συστήματός μας αρχικά χωρίς φίλτρο και έπειτα με κάθε τύπο φίλτρου που αναλύσαμε παραπάνω. Χάρη στον πίνακα μπορούμε να δούμε πιο πρακτικά τα δυνατά και τα αδύνατα σημεία κάθε διάταξης να κάνουμε την απαραίτητη σύγκριση και να βγάλουμε τελικά συμπεράσματα.

No Filter				L filter coordinated at 40Hz			
	No Load (at 220RPM)	Half Load (at 290RPM)	Full Load (at 350RPM)		No Load (at 220RPM)	Half Load (at 290RPM)	Full Load (at 350RPM)
THD	73,70%	21,17%	15,50%	THD	56,60%	16,20%	9,70%
DPF	0,99925	0,9895	0,9865	DPF	0,985	0,94	0,895
Vs	37,34	39,7	41,3	DV(% , V)	0	2,4% -1V	6,5% -3V
Iin (A)	0,44	5,83	10,45	Iin (A)	0,3	4,63	8,1
Iflt (A)	-	-	-	Iflt (A)	-	-	-
Pmec (W)	28	486	1050	Pmec (W)	19	371	756
Pac (VA)	28	401	745	Pac (VA)	19	325	591
Pdc (W)	25	366	677	Pdc (W)	13	287	525

L-C filter coordinated at 75Hz				L-C-L filter coordinated at 110Hz			
	No Load (at 220RPM)	Half Load (at 290RPM)	Full Load (at 350RPM)		No Load (at 220RPM)	Half Load (at 290RPM)	Full Load (at 350RPM)
THD	10,60%	4,60%	3,00%	THD	11,60%	5,70%	3,00%
DPF	0,776	0,998	0,92	DPF	0,655	0,9988	0,974
DV(% , V)	9,37% 3,3V	11% 4V	3,7% 0,15V	DV(% , V)	6,57% 2,35V	1% -0,41V	10,7% -5V
Iin (A)	2,65	7,66	10,35	Iin (A)	2,7	5,5	7,3
Iflt (A)	1,7	2,7	3,27	Iflt (A)	2,4	3,5	4,5
Pmec (W)	145	655	989	Pmec (W)	133	473	730
Pac (VA)	126	487	674	Pac (VA)	105	375	559
Pdc (W)	114	441	609	Pdc (W)	96	340	500

L-RLC filter coordinated at 106Hz				L-RLC-L filter coordinated at 113Hz			
	No Load (at 220RPM)	Half Load (at 290RPM)	Full Load (at 350RPM)		No Load (at 220RPM)	Half Load (at 290RPM)	Full Load (at 350RPM)
THD	8,30%	9,30%	8,45%	THD	4,00%	6,00%	5,40%
DPF	0,51	0,99	1	DPF	0,54	1	0,978
DV(% , V)	1% 0,35V	1% 0,4V	1% 0,4V	DV(% , V)	1,6% 0,6V	0,7% -0,3V	4,46% -1,95V
Iin (A)	1,67	6,6	11	Iin (A)	1,67	5,5	8,72
Iflt (A)	1,6	2,4	3,1	Iflt (A)	1,6	2,4	3,1
Pmec (W)	63	567	1125	Pmec (W)	66	473	875
Pac (VA)	63	453	792	Pac (VA)	64	404	685
Pdc (W)	53	409	711	Pdc (W)	53	360	606

Πίνακας 6.3 Συγκεντρωτικός πίνακας με τα βασικά χαρακτηριστικά του συστήματος και των φίλτρων που μελετήθηκαν.

Οι βασικότερες παρατηρήσεις που προκύπτουν από τον πίνακα είναι οι εξής :

1. Γενικά είναι ανάγκη η χρήση μεγάλων τιμών στοιχείων ειδικά σε σχέση με την ισχύ της διάταξης. Αυτό όμως είναι αναμενόμενο αν λάβουμε υπ' όψιν την χαμηλή συχνότητα της θεμελιώδους συνιστώσας από 20 έως 40Hz. Επιπλέον η τάση λειτουργίας είναι αρκετά χαμηλή και έτσι για μεγαλύτερη παροχή αέργου ισχύος είναι ανάγκη η χρήση πυκνωτών με μεγάλη τιμή χωρητικότητας C.

$$Q_C = V^2 * 2\pi f C$$

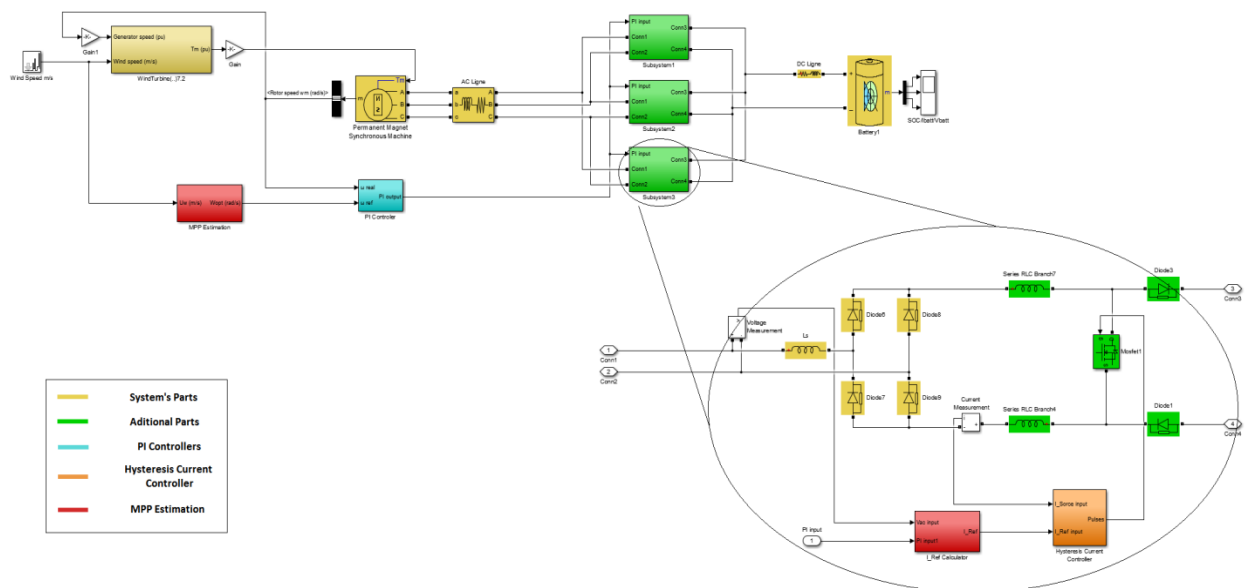
2. Μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι η επιλογή του L αποκλειστικά σαν φίλτρο είναι ανεπαρκής, ενώ όσο μεγαλύτερη αυτεπαγωγή χρησιμοποιούμε φαίνεται να έχουμε ακόμα μεγαλύτερες απώλειες ισχύος, αν και στην ουσία αυτό μεταφράζεται σε μεταβολή των αεροδυναμικών χαρακτηριστικών της ανεμογεννήτριας.
3. Χρησιμοποιώντας το φίλτρο L-C χρειάστηκε να το συντονίσουμε σε αρκετά χαμηλή συχνότητα για την επίτευξη της επιθυμητής συχνότητας αποκοπής f_c με αποτέλεσμα τα μεγάλα παθητικά στοιχεία. Επιπλέον για να έχουμε ικανοποιητικό THD επιλέξαμε μεγαλύτερο πυκνωτή προκαλώντας έτσι μεγάλη διακύμανση στην τάση εξόδου και μεγάλο ρεύμα κενού φορτίου.
4. Το L-C-L φίλτρο από την φύση του βλέπουμε ότι απαιτεί μεγαλύτερες τιμές στοιχείων για την ίδια συχνότητα συντονισμού. Παρουσιάζει βέβαια γρήγορα πολύ πιο μεγάλη εξασθένηση σήματος αλλά στην προκειμένη περίπτωση που τα όρια είναι στενά και οι συχνότητες χαμηλές παρατηρείται μόνο στις κυματομορφές πλήρους φορτίου. Έχει επίσης μεγάλο ρεύμα κενού φορτίου και διακύμανση τάσης εξόδου αλλά επηρεάζει λιγότερο από το L-C το σημείο βέλτιστης λειτουργίας.
5. Τα τελευταία δύο φίλτρα όπως και αναμέναμε χάρη στο πηνίο L_f παρέχουν πολύ μικρή διακύμανση τάσης εξόδου ενώ συγχρόνως απορροφούν μικρό ρεύμα κενού φορτίου. Τα αποτελέσματά τους ως προς το THD είναι αρκετά ικανοποιητικά. Το βασικότερο πλεονέκτημα για αυτά τα φίλτρα είναι η ανεξαρτητοποίηση της συχνότητας αποκοπής τους από την επιλογή των πηνίων της γραμμής. Έχουμε έτσι το περιθώριο να παίζουμε με το κόστος και την επίδοσή τους χωρίς να επηρεάζουμε τα βασικά χαρακτηριστικά του συστήματος.

6.3 Προσομοίωση ενεργών διατάξεων

Στην ενότητα αυτή παρουσιάζονται τα λειτουργικά χαρακτηριστικά των ενεργών διατάξεων που αναλύθηκαν θεωρητικά σε προηγούμενο κεφάλαιο (5^ο) μέσα από τα μοντέλα προσομοίωσης που κατασκευάστηκαν στο περιβάλλον simulink του matlab. Η ενότητα απαρτίζεται κυρίως από γραφήματα ρευμάτων και τάσεων που επιδεικνύουν την σωστή απόκριση των ελεγχόμενων διατάξεων.

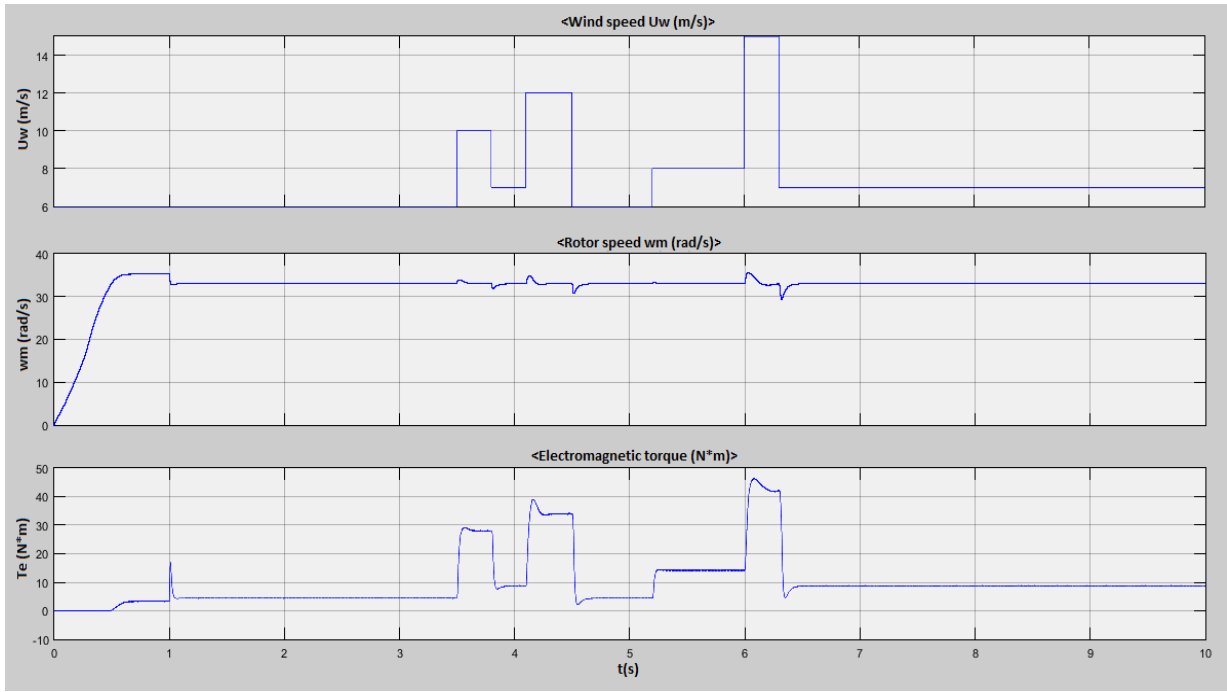
6.3.1 3x Μονοφασικοί ανορθωτές ανύψωσης με δυνατότητα διόρθωσης ΣΙ

Η πρώτη ελεγχόμενη διάταξη που παρουσιάζεται [Εικόνα 6.24] είναι αυτή των συνδυασμένων 3^{ων} μονοφασικών μονάδων Boost PFC rectifiers. Συνολικά όπως φαίνεται αποτελείται από 12 απλές διόδους, 6 διόδους ταχείας αποκατάστασης, τρία διπλά DC choke και τρία ελεγχόμενα ημιαγωγικά στοιχεία. Ενώ το κύκλωμα ελέγχου του αποτελείται από έναν PI ελεγκτή ταχύτητας μαζί με τον εκτιμητή της ωref, τρεις μονάδες για δημιουργία των φασικών ρευμάτων και τρεις μονάδες ελέγχου ρεύματος με υστέρηση.

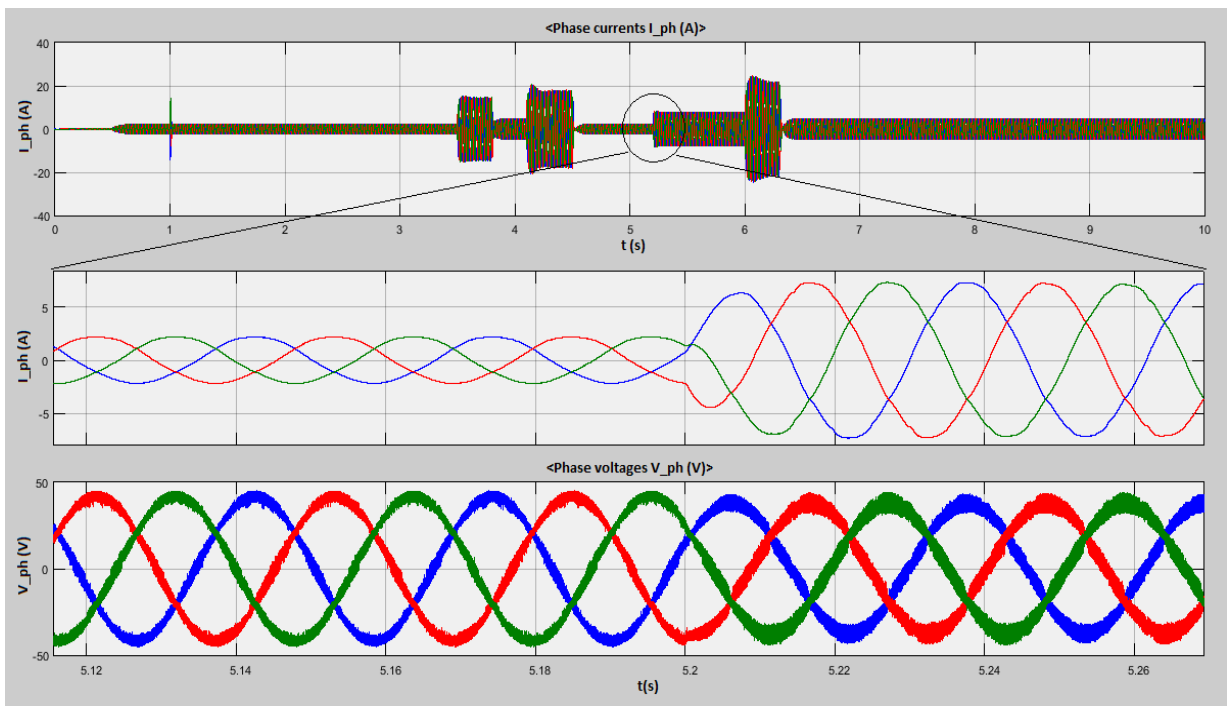


Εικόνα 6.24 Μπλοκ κυκλωματικό διάγραμμα του συστήματος για την ρύθμιση των ρευμάτων της γεννήτριας με χρήση μονοφασικών ανορθωτών ανύψωσης.

Για την επιβεβαίωση και την επίδειξη της σωστής λειτουργίας του κυκλώματος, θέτουμε ως είσοδο κυματομορφή ανέμου με βηματικές μεταβολές [Εικόνα 6.25 (α)] και ζητάμε να διατηρήσει σταθερή την ταχύτητα περιστροφής της ανεμογεννήτριας [Εικόνα 6.25(β)]. Ο έλεγχος του κυκλώματος ξεκινάει στο πρώτο δευτερόλεπτο και παρατηρούμε ότι εντός χρόνου 0,15sec ρυθμίζει την ταχύτητα στην επιθυμητή ακόμα και σε απότομη μεταβολή στην ταχύτητα ανέμου από 8m/s σε 15m/s. Επίσης βλέπουμε στο γράφημα της εικόνας [6.26] την διαμόρφωση των ρευμάτων κατά τις μεταβολές του ανέμου. Στην εικόνα [6.26(α) και (β)] παρατηρούμε ότι τα ρεύματα της γεννήτριας είναι καθαρά ημιτονοειδή και συμφασικά με τις αντίστοιχες φάσεις τους.



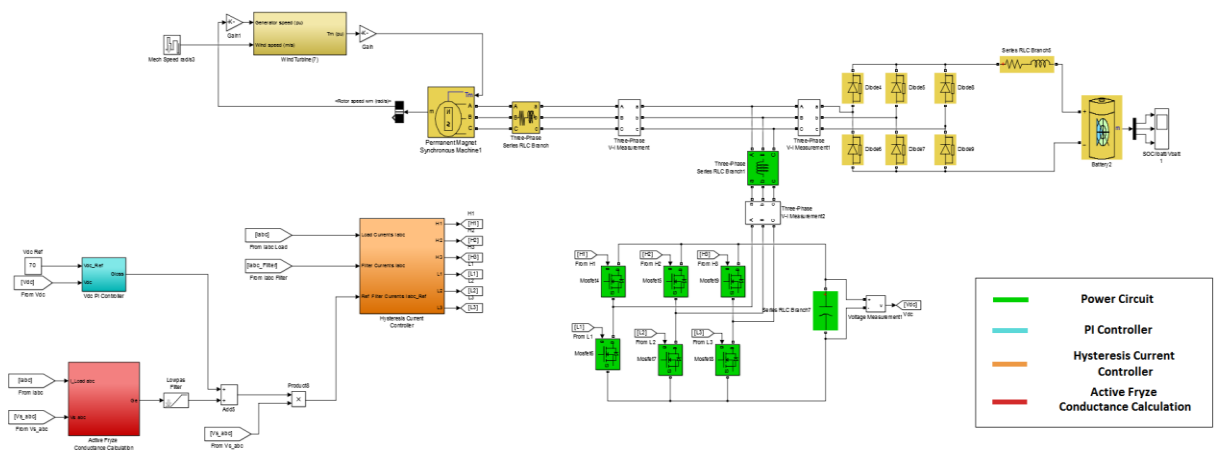
Εικόνα 6.25 (α) Κυματομορφή ανέμου εισόδου στο σύστημα. (β) Κυματομορφή σταθεροποιημένης ταχύτητας περιστροφής της γεννήτριας από τον PI ελεγκτή. (γ) Η ηλεκτρομαγνητική ροπή που παράγει η γεννήτρια ακολουθάει πιστά την κυματομορφή του ανέμου.



Εικόνα 6.26 (α) Κυματομορφές των παραγόμενων φασικών ρευμάτων από την γεννήτρια με ρύθμιση σταθερής ταχύτητας υπό βηματικές μεταβολές ανέμου. (β) Μεγέθυνση των κυματομορφών ρεύματος. (γ) Επίδειξη των φασικών τάσεων ως συμφασικών με τα αντίστοιχα ρεύματα.

6.3.2 Ενεργό παράλληλο φίλτρο

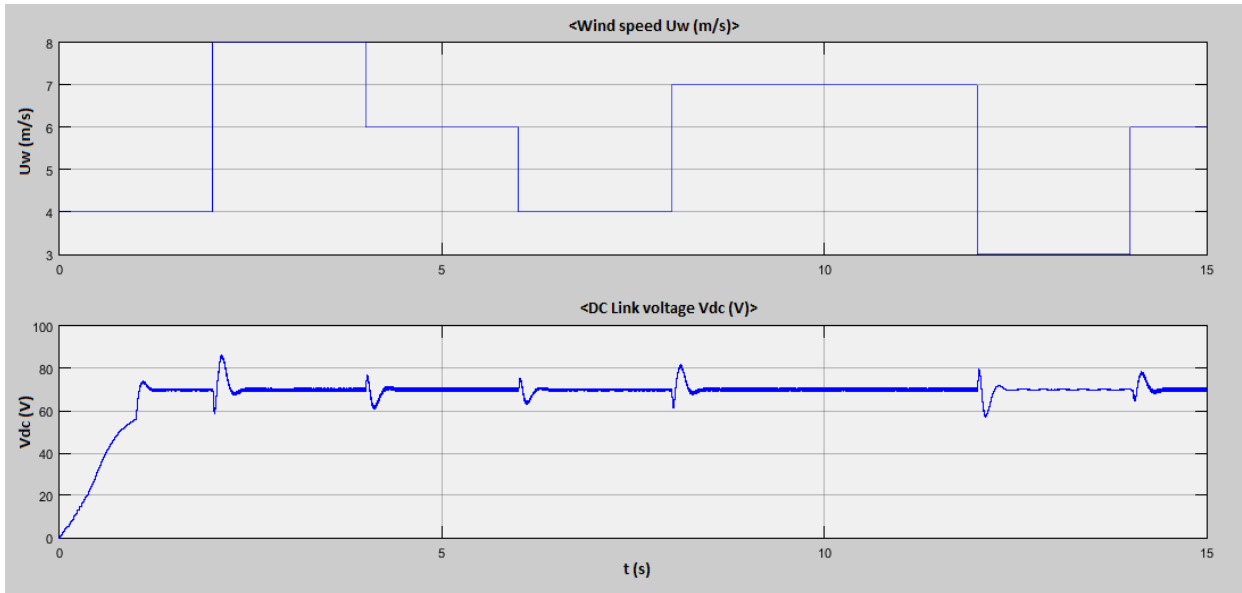
Η επόμενη ελεγχόμενη διάταξη που εξετάστηκε είναι το παράλληλο ενεργό φίλτρο πηγής τάσης. Όπως φαίνεται στην εικόνα [6.27] στο σύστημα πλέον χρησιμοποιούνται 6 απλοί διόδοι, 6 mosfets με αντιπαράλληλες διόδους καθώς και ένα τριφασικό πηνίο και ένας πυκνωτής στον DC ζυγό. Το κύκλωμα ελέγχου από ότι βλέπουμε και στο διάγραμμα [Εικόνα 6.27] αποτελείται από έναν PI ελεγκτή, μία μονάδα παραγωγής παλμών για τον έλεγχο των ρευμάτων με υστέρηση, και μία μονάδα που εκτελεί μαθηματικούς υπολογισμούς μεταξύ μετρούμενων τάσεων και ρευμάτων για την εξαγωγή της αγωγιμότητας του φορτίου. Τα στοιχεία αυτά μπορούμε να τα χρησιμοποιήσουμε αργότερα όταν θα κάνουμε σύγκριση μεταξύ των ελεγχόμενων διατάξεων.



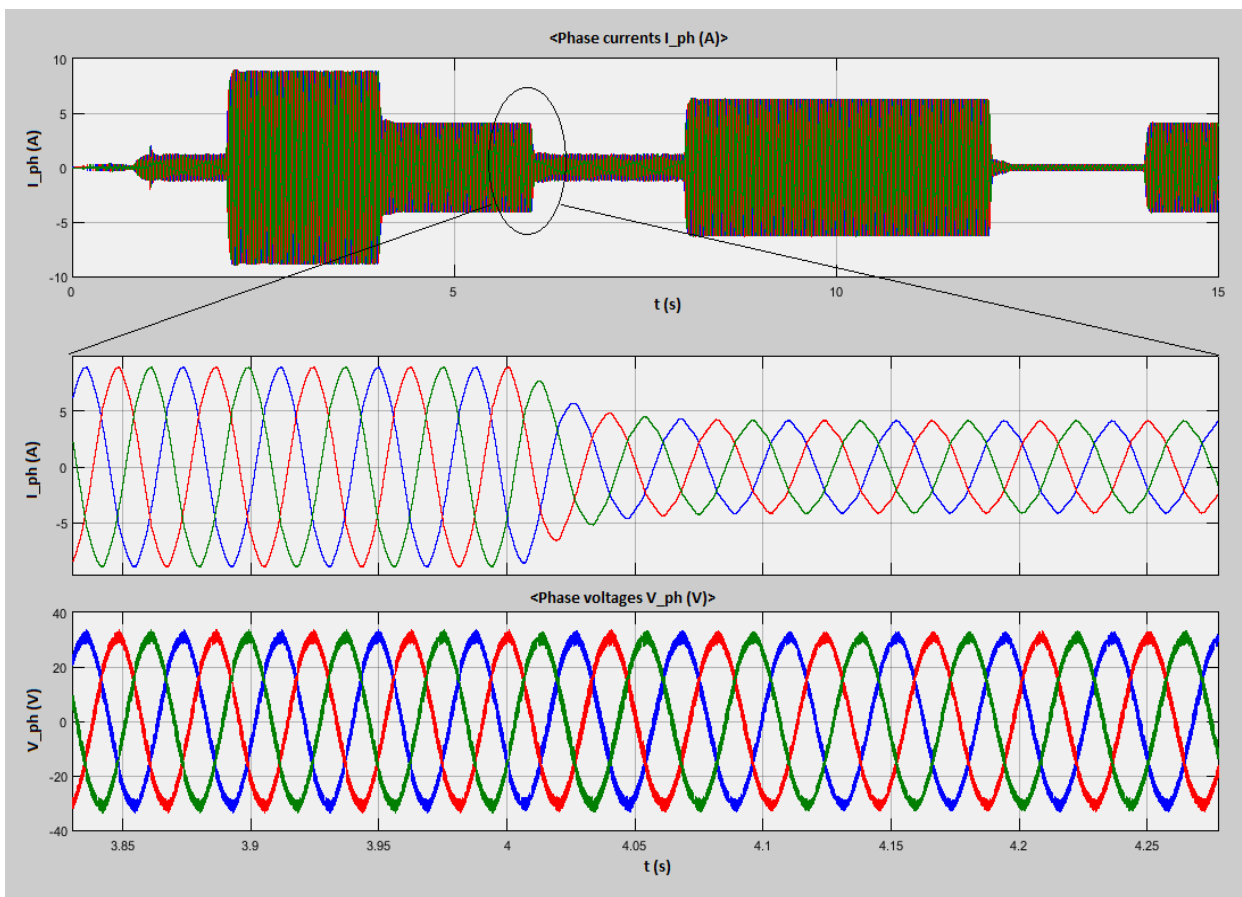
Εικόνα 6.27 Μπλοκ κυκλωματικό διάγραμμα του συστήματος για την ρύθμιση των ρευμάτων της γεννήτριας με χρήση ενεργού φίλτρου.

Για την επιβεβαίωση και την επίδειξη της σωστής λειτουργίας του κυκλώματος, θέτουμε ως είσοδο κυματομορφή ανέμου με βηματικές μεταβολές [Εικόνα 6.28 (α)] και εξετάζουμε την απόκριση του φίλτρου στην σταθεροποίηση της τάσης του DC πυκνωτή [Εικόνα 6.28 (β)] ενώ ταυτόχρονα να επιτυγχάνει εξάλειψη των αρμονικών του ρεύματος της γεννήτριας καθώς και αντιστάθμιση της αέργου ισχύος [Εικόνα 6.29]. Παρατηρούμε ότι ο μέγιστος χρόνος για την σταθεροποίηση της τάσης στην τιμή αναφοράς σε βηματική μεταβολή του ανέμου είναι 0,4sec. Επίσης από τις κυματομορφές της εικόνας [6.29] βλέπουμε ότι πράγματι το ρεύμα είναι απαλλαγμένο από αρμονικές με THD<5% και συμφασικό με τις φασικές τάσεις.

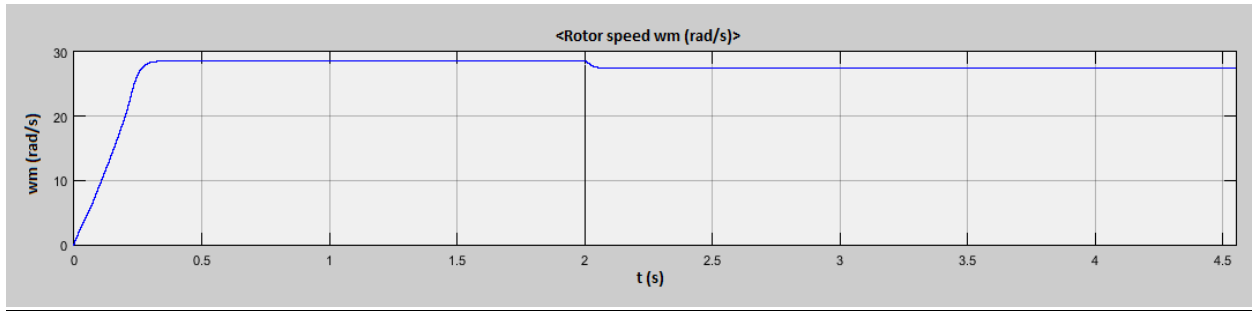
Στο διάγραμμα της εικόνας [6.30] παρατηρούμε στο 2^ο δευτερόλεπτο πως όταν συνδέεται το ενεργό φίλτρο παράλληλα στο φορτίο, η ταχύτητα περιστροφής της ανεμογεννήτριας μειώνεται ελαφρά. Αυτό συμβαίνει από την μία γιατί το φίλτρο απορροφά κάποια ισχύ για την διατήρηση της τάσης του πυκνωτή γύρω από σταθερή τιμή και από την άλλη επειδή του ζητάμε να παρέχει άεργο ισχύ στο σύστημα. Έτσι αν διακόψουμε την λειτουργία του φίλτρου για αντιστάθμιση της αέργου ισχύος, το φαινόμενο αυτό θα περιοριστεί.



Εικόνα 6.28 (α) Κυματομορφή ανέμου εισόδου στο σύστημα. (β) Κυματομορφή απόκρισης του ελέγχου στην σταθεροποίηση της τάσης στον DC ζυγό.



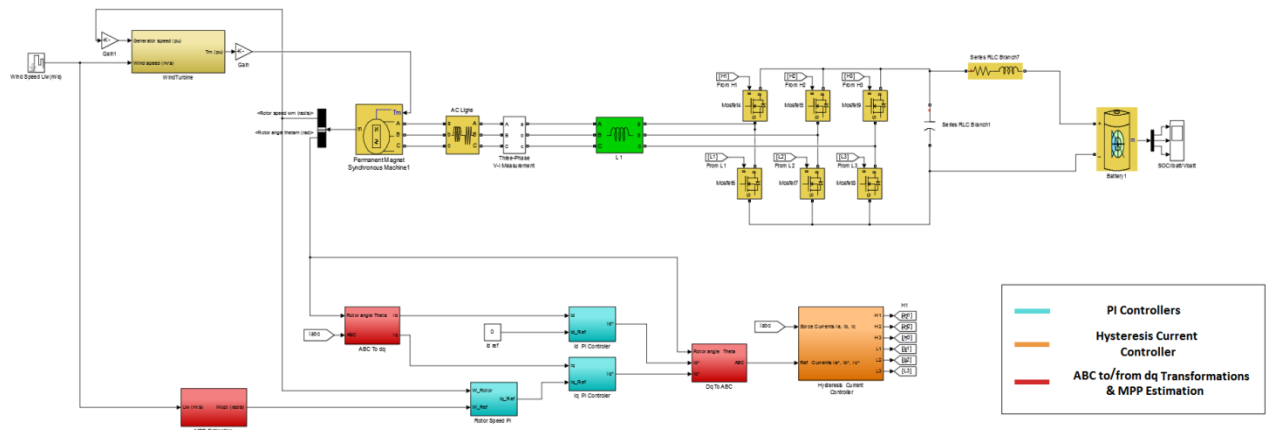
Εικόνα 6.29 (α) Κυματομορφές των παραγόμενων φασικών ρευμάτων από την γεννήτρια με την σύνδεση του ενεργού φίλτρου. (β) Μεγέθυνση των κυματομορφών ρεύματος. (γ) Επίδειξη των φασικών τάσεων ως συμφασικών με τα αντίστοιχα ρεύματα.



Εικόνα 6.30 Γράφημα της ταχύτητας περιστροφής της ανεμογεννήτριας με τον χρόνο. Στο 2^ο δευτερόλεπτο συνδέεται το παράλληλο ενεργό φίλτρο.

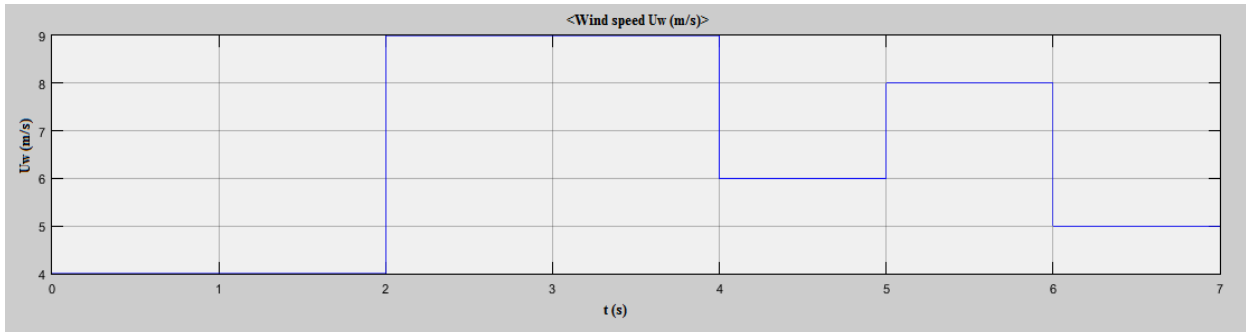
6.3.3 Πλήρως ελεγχόμενος ανορθωτής γέφυρας

Η διάταξη που ακολουθεί [Εικόνα 6.31] του ελεγχόμενου ανορθωτή είναι και η πιο απλή όσον αφορά στο κύκλωμα ισχύος της. Αποτελείται μόνο από 6 ελεγχόμενα ημιαγωγικά στοιχεία έστω mosfets με αντιπαράλληλες διόδους. Το κύκλωμα ελέγχου από την άλλη είναι το πιο πολύπλοκο και απαρτίζεται από 3 PI ελεγκτές, μία μονάδα παραγωγής παλμών για τον έλεγχο των ρευμάτων, μία μονάδα υπολογισμού της απαραίτητης ω_{ref} και δύο μονάδες για την εκτέλεση των μετασχηματισμών Park - Clarke.

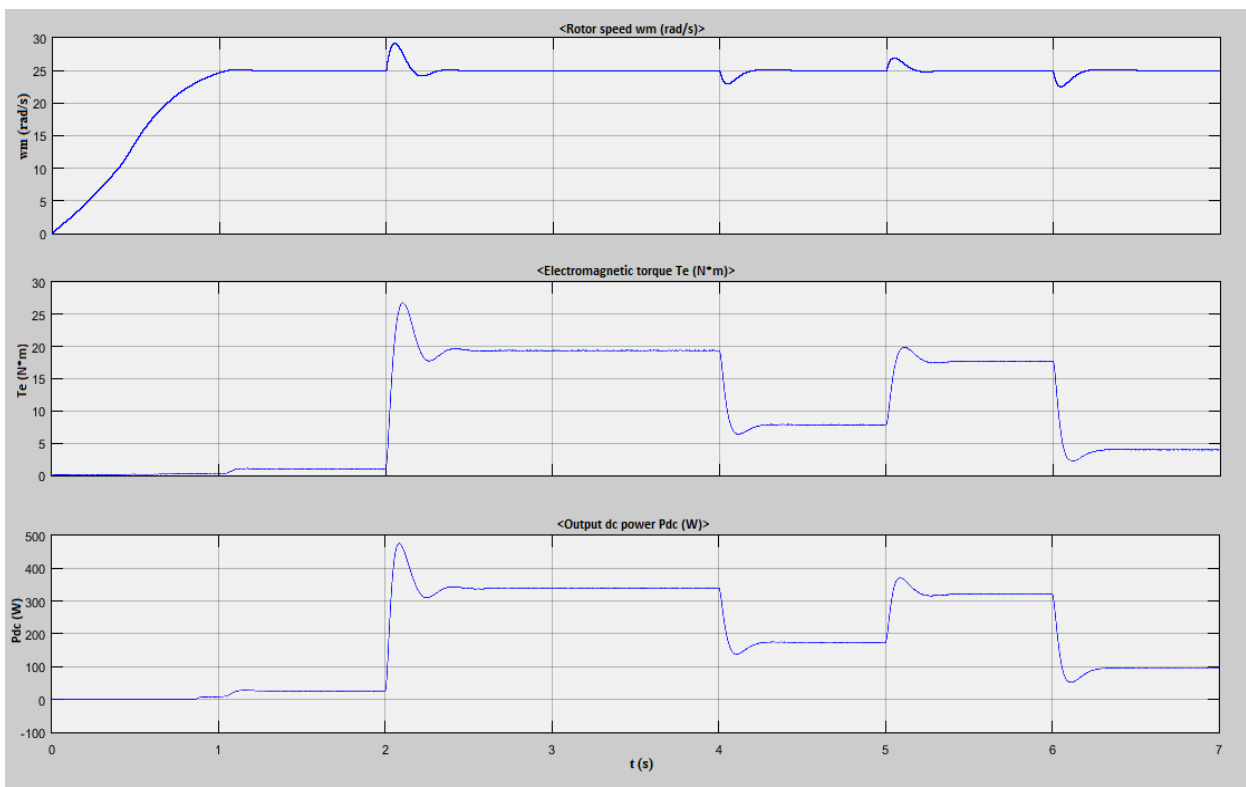


Εικόνα 6.31 Μπλοκ κυκλωματικό διάγραμμα του συστήματος με χρήση της πλήρους ελεγχόμενης ανορθωτικής γέφυρας εξαναγκασμένης μεταγωγής για την ρύθμιση των ρευμάτων της γεννήτριας.

Θα εξετάσουμε δύο περιπτώσεις για να επιβεβαιώσουμε την σωστή λειτουργία του συστήματος. Με είσοδο κυματομορφή ανέμου [Εικόνα 6.32] με βηματικές μεταβολές θα εξετάσουμε αρχικά την δυνατότητα διατήρησης της ταχύτητας περιστροφής σταθερής με παράλληλο έλεγχο των ρευμάτων της γεννήτριας και έπειτα θα συμπεριλάβουμε και τον υπολογισμό της βέλτιστης ταχύτητας περιστροφής ω_{opt} με βάση την ταχύτητα ανέμου και θα παρακολουθήσουμε την απόκρισή του. Στην δεύτερη περίπτωση δηλαδή ο έλεγχος θα παίρνει σαν είσοδο επιπλέον και τις βηματικές μεταβολές στην επιθυμητή ταχύτητα περιστροφής ,που προκαλούνται από αυτές του ανέμου.

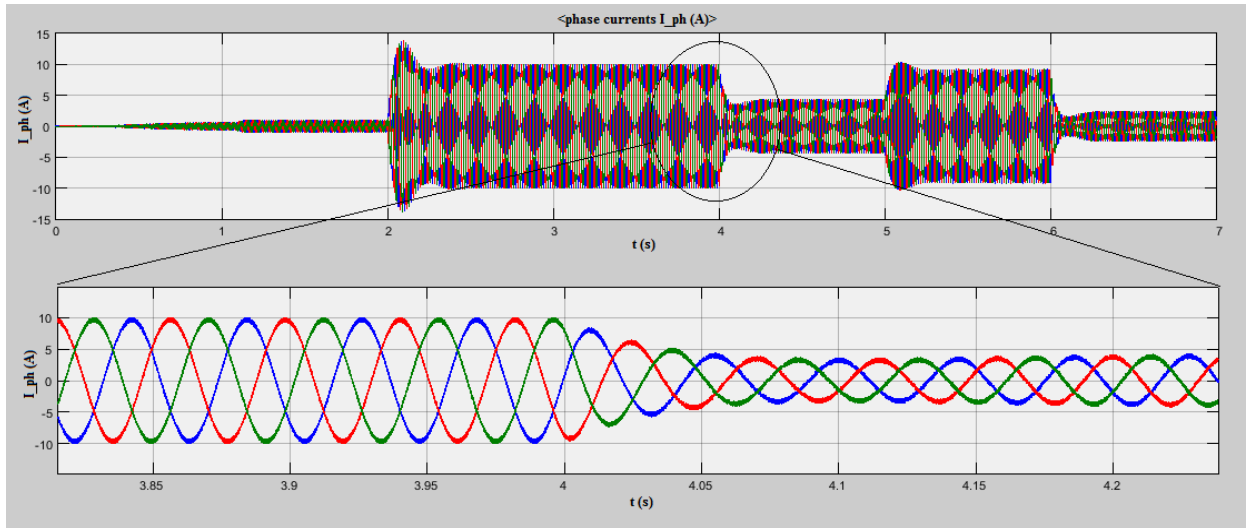


Εικόνα 6.32 Καμπύλη της ταχύτητας του ανέμου, εισόδου στο σύστημα, με τον χρόνο.



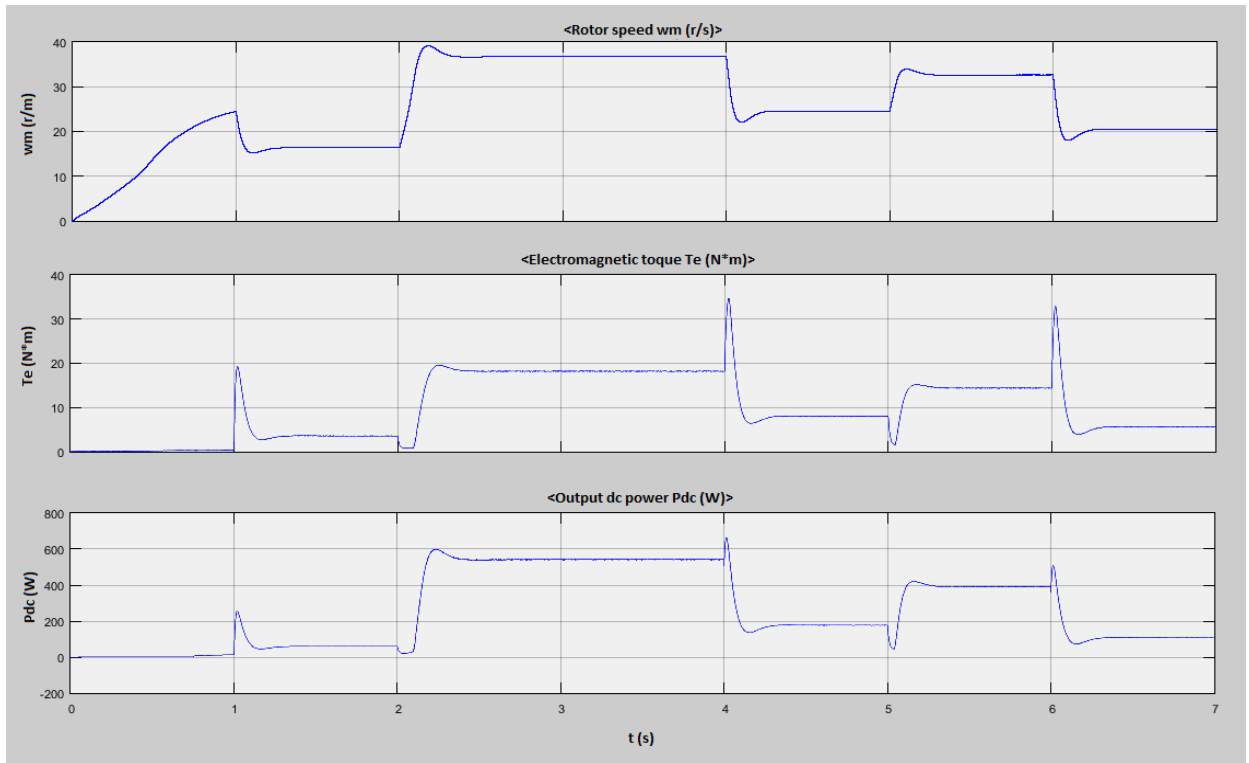
Εικόνα 6.33 (α) Κυματομορφή απόκρισης του ελέγχου στην σταθεροποίηση της ταχύτητας περιστροφής της Α/Γ σε ορισμένη τιμή κατά την μεταβολή της ισχύος του ανέμου. (β) και (γ) Είναι οι κυματομορφές της ηλεκτρομαγνητικής ροπής που παράγει η Α/Γ και η DC ισχύς που φτάνει στις μπαταρίες αντίστοιχα για τις δεδομένες συνθήκες ανέμου και ταχύτητας περιστροφής.

Παρατηρούμε ότι ο μέγιστος χρόνος για την σταθεροποίηση της ταχύτητας περιστροφής στην τιμή αναφοράς σε βηματική μεταβολή του ανέμου είναι 0,35sec. Επίσης όπως είναι αναμενόμενο για σταθερή ταχύτητα, η κυματομορφή της ισχύος εξόδου ακολουθεί πιστά αυτήν της ηλεκτρομαγνητικής ροπής [Εικόνα 6.33]. Στην εικόνα [6.34(β)] βλέπουμε τα φασικά ρεύματα της γεννήτριας ως πλήρως ημιτονοειδή με THD<5%.

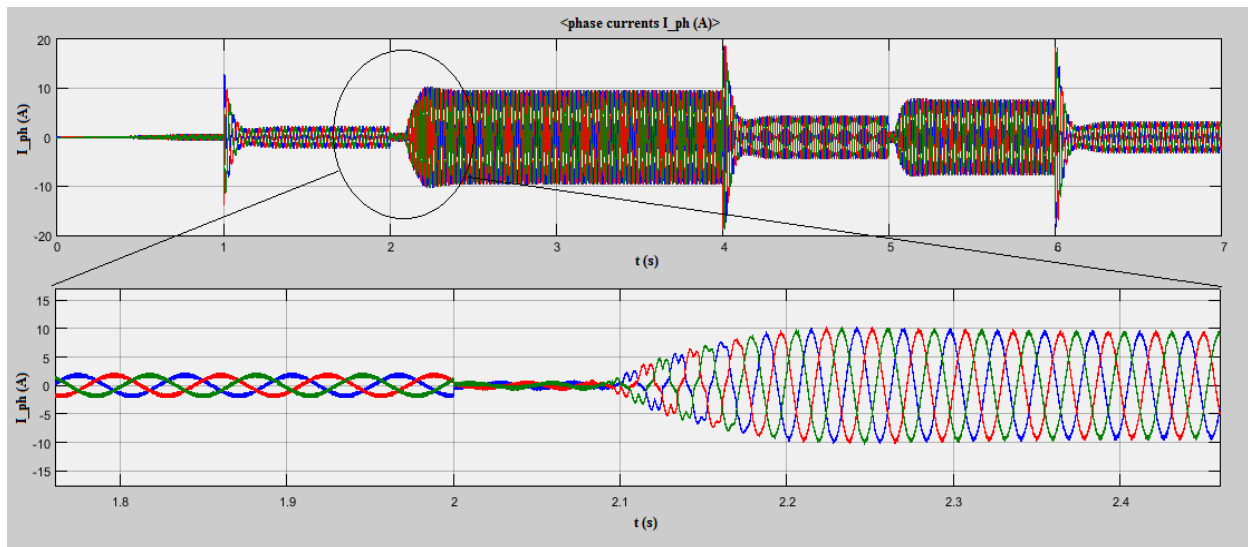


Εικόνα 6.34 (α) Κυματομορφές των παραγόμενων φασικών ρευμάτων από την γεννήτρια με σύνδεσή της στο φορτίο μέσω της ελεγχόμενης ανορθωτικής γέφυρας. (β) Μεγέθυνση των κυματομορφών ρεύματος.

Στην δεύτερη περίπτωση παρατηρούμε κυρίως από τις κυματομορφές της ροπής T_e και των ρευμάτων της Α/Γ [Εικόνες 6.38(β) και 6.39(α)] ότι τα μεταβατικά φαινόμενα ,αν και σε διάρκεια είναι τα ίδια περίπου, έχουν πολύ μεγαλύτερο πλάτος. Αυτό εξηγείται διότι κατά την διατήρηση της ταχύτητας περιστροφής σταθερής η αδράνεια δούλεψε για εμάς ενώ πλέον πρέπει να την υπερνικήσουμε. Δεύτερη παρατήρηση αν και αναμενόμενο είναι η αύξηση της ισχύος στις μπαταρίες με ίδια κυματομορφή ανέμου εισόδου.



Εικόνα 6.38 (α) Απόκριση του ελέγχου στην ρύθμιση της ταχύτητας περιστροφής της Α/Γ. (β) Η ηλεκτρομαγνητική ροπή T_e που παράγει η Α/Γ. (γ) Η DC ισχύς που απορροφούν οι μπαταρίες.



Εικόνα 6.39 (α) Κυματομορφές των παραγόμενων φασικών ρευμάτων από την γεννήτρια με σύνδεσή της στο φορτίο μέσω της ελεγχόμενης ανορθωτικής γέφυρας συμπεριλαμβανομένης της μονάδας εκτίμησης της βέλτιστης ταχύτητας περιστροφής ω_{opt} . (β) Μεγέθυνση των κυματομορφών ρεύματος την στιγμή του μέγιστου σφάλματος για τον PI ελεγκτή όπου το κέρδος του έχει μηδενιστεί στιγμιαία.

Κεφάλαιο 7. Εξέταση Θορύβου Ανεμογεννήτριας

Από το ξεκίνημα αυτής της εργασίας έχουμε υποθέσει ότι ο παρατηρούμενος θόρυβος που παράγει η ανεμογεννήτρια κατά την λειτουργία της είναι ηλεκτρομαγνητικής φύσεως. Δηλαδή υποθέσαμε ότι οφείλεται στις ηλεκτρομαγνητικές δυνάμεις που ασκούνται μεταξύ του δρομέα και του στάτη της γεννήτριας λόγω της παραμορφωμένης κυματομορφής του ρεύματος όπως αναλύθηκε στο 2^ο κεφάλαιο. Οι δυνάμεις αυτές με την σειρά τους προκαλούν μηχανικές δονήσεις και κατ' επέκταση θόρυβο. Παρ' όλα αυτά πριν προβούμε στην κατασκευή οποιασδήποτε διάταξης για την βελτίωση της ποιότητας του ρεύματος που διαρρέει την ανεμογεννήτρια θα πρέπει να τεκμηριώσουμε την υπόθεση αυτή. Έτσι για την τεκμηρίωση της υπόθεσής μας πέρα από σχετική βιβλιογραφική έρευνα [24] διεξαγάγαμε και ένα πείραμα όπου γίνεται μέτρηση και ανάλυση του θορύβου που παράγει η γεννήτρια κατά την λειτουργία της.

7.1 Βιβλιογραφική έρευνα

Ο θόρυβος που παράγεται από τις ηλεκτρικές μηχανές μπορεί να κατηγοριοποιηθεί σε τρεις μεγάλες κατηγορίες [10]:

1. Ηλεκτρομαγνητικές δονήσεις και θόρυβος που σχετίζονται με παρασιτικά φαινόμενα εξαιτίας ανώτερων αρμονικών, ανισορροπία φάσεων, τυχόν σχισμές στον πυρήνα, μαγνητικό κορεσμό και άλλα.
2. Μηχανικές δονήσεις και θόρυβος που σχετίζεται με τη μηχανική διάταξη και πιο συγκεκριμένα με τα ρουλεμάν.
3. Αεροδυναμικές δονήσεις και θόρυβος που σχετίζονται με τη ροή του αέρα εξαερισμού δια μέσου ή γύρω από τη μηχανή.

Σε μηχανές με ονομαστική ισχύ μικρότερη των 15 kW και ταχύτητα περιστροφής μικρότερη των 1500 ΣΑΛ, όπως ακριβώς στην περίπτωση μας, η κύρια πηγή ακουστικού θορύβου είναι ηλεκτρομαγνητικής προέλευσης [11]. Οι ηλεκτρομαγνητικές δυνάμεις που συνεισφέρουν στη δόνηση και στην παραγωγή θορύβου των ηλεκτρικών μηχανών μπορούν να ταξινομηθούν σε τρεις κύριες κατηγορίες [51]. Αυτές είναι :

- a) Δυνάμεις που δρουν στο στάτη και στο δρομέα. Τόσο ο στάτης όσο και ο δρομέας διεγείρουν κύματα μαγνητικής ροής στο διάκενο με αποτέλεσμα να παράγεται μαγνητική πίεση. Η μαγνητική αυτή πίεση ασκεί δυνάμεις με ακτινικές διευθύνσεις στις ενεργές επιφάνειες τόσο του στάτη όσο και του δρομέα με αποτέλεσμα να προκαλούνται παραμορφώσεις. Ως εκ τούτου αναπτύσσονται δονήσεις και θόρυβος. Μάλιστα οι δυνάμεις αυτές είναι υπεύθυνες για την πλειοψηφία των ακτινικών και εφαπτομενικών δονήσεων στις ηλεκτρικές μηχανές [10].
- b) Δυνάμεις που δρουν στις ρευματοφόρες περιελίξεις του στάτη. Οι δυνάμεις αυτές μπορούν να αναπτύξουν δονήσεις στα πηνία ικανές να καταστρέψουν τη μόνωση και να δημιουργήσουν βραχυκύκλωμα. Το γεγονός αυτό είναι επικίνδυνο καθώς μπορεί να προκαλέσει μόνιμη βλάβη στα πηνία εξαιτίας του μεγάλου ρεύματος βραχυκύκλωσης. Οι δυνάμεις αυτές ονομάζονται Laplace.
- c) Η Τρίτη πηγή δονήσεων είναι οι πιεζομαγνητικές δυνάμεις. Οι δυνάμεις αυτές αναπτύσσονται όταν ένα σιδηρομαγνητικό υλικό εισέρχεται σε μαγνητικό πεδίο. Ένας

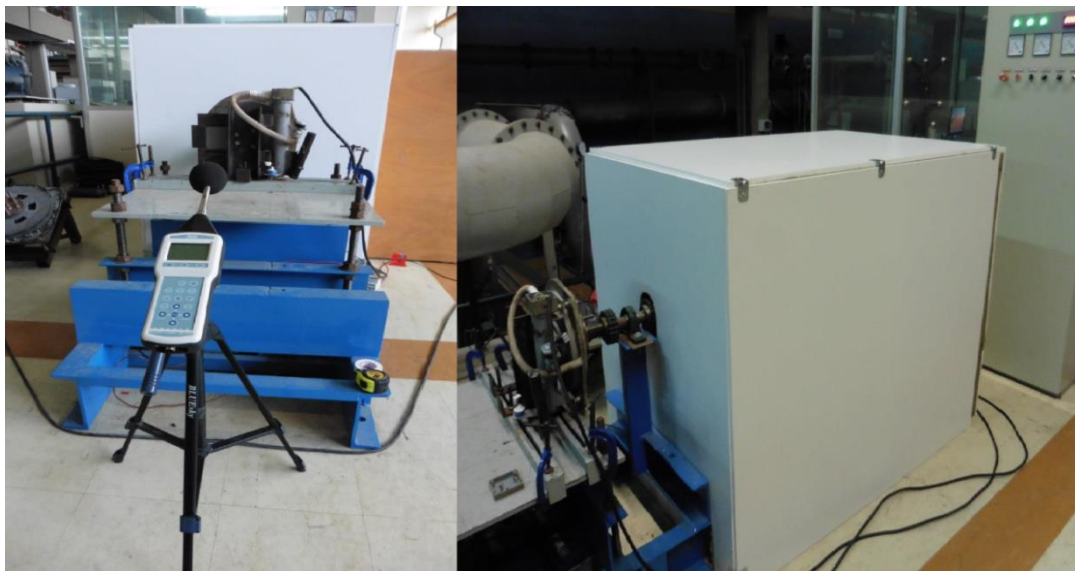
βαριά κορεσμένος στάτης που υπόκειται σε ταχέως μεταβαλλόμενα μαγνητικά πεδία αναπτύσσει ισχυρές τέτοιες δυνάμεις, οι οποίες μπορούν να αλλάξουν το σχήμα και τις διαστάσεις του. Ωστόσο στις περισσότερες περιπτώσεις οι πιεζομαγνητικές δυνάμεις που αναπτύσσονται θεωρούνται αμελητέες συγκριτικά με τις ακτινικές και δεν υπολογίζονται [52].

Εκτός από τις παραπάνω ηλεκτρομαγνητικές δυνάμεις υπάρχουν και άλλες που συμβάλουν στην εκπομπή ακουστικού θορύβου οι οποίες όμως έχουν να κάνουν με τα σχεδιαστικά και κατασκευαστικά χαρακτηριστικά της γεννήτριας όπως τις αυλακώσεις του στάτη, την ομοιομορφία του διακένου και την εκκεντρότητα του δρομέα.

7.2 Πείραμα

Έτσι λοιπόν ο σκοπός του πειράματος ήταν να επιβεβαιώσουμε και στην πράξη την θεωρία μας για την προέλευση του θορύβου καθώς και να μελετήσουμε την επίδραση μιας διάταξης φίλτρου στην παραγωγή του. Το φίλτρο απορροφά τις αρμονικές του ρεύματος και βελτιώνει την κυματομορφή του μειώνοντας με αυτόν τον τρόπο τις δυνάμεις που ασκούνται εντός της μηχανής. Μέσω του πειράματος έγινε διερεύνηση της επίδρασης των αρμονικών του ρεύματος που παράγονται λόγω της χρησιμοποιούμενης ανορθωτικής διάταξης στην συνολική εκπομπή θορύβου.

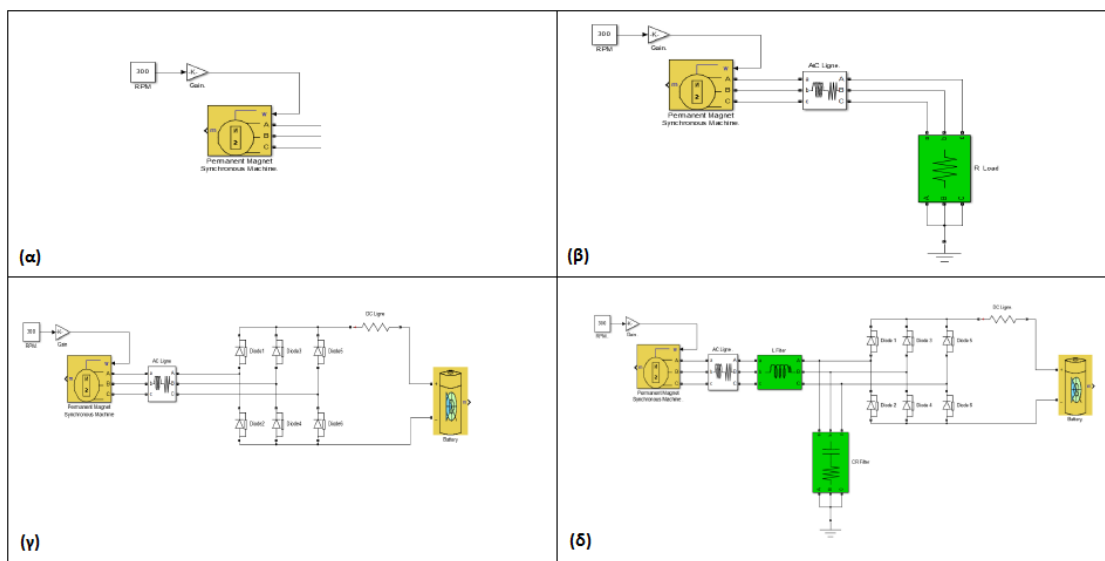
Οι μετρήσεις ήχου πάνω στην γεννήτρια έλαβαν χώρα στο εργαστήριο Μηχανολόγων Μηχανικών διαφορετικές μέρες και ώρες με σκοπό την μείωση του περιβαλλοντικού θορύβου. Στη γεννήτρια δίναμε κίνηση από μία μηχανή της οποίας την ταχύτητα ελέγχαμε δυναμικά. Το σύστημα αυτό παραγωγής και μετάδοσης της κίνησης ήταν ιδιαίτερα θορυβώδης και έτσι ,για την επίτευξη όσο το δυνατόν “καθαρότερης” εικόνας του θορύβου της γεννήτριας, τοποθετήθηκε σε ένα ηχομονωμένο κουτί κατασκευασμένο από mdf και πετροβάμβακα συνολικού πάχους 10cm [Εικόνα 7.1].



Εικόνα 7.1 Φωτογραφίες από την διεξαγωγή του πειράματος. Διακρίνεται το ηχόμετρο, η γεννήτρια και το ηχομονωμένο κουτί.

Μετρήσεις ήχου πάρθηκαν για τέσσερις ξεχωριστές περιπτώσεις [Εικόνα 7.2]:

- A. **(Βάθους)** Η γεννήτρια λειτουργούσε στο κενό, ώστε να υπάρχει μια αναφορά για το συνολικό θόρυβο βάθους εκτός του ηλεκτρικού.
- B. **(3Φ φορτίο)** Η γεννήτρια ήταν συνδεδεμένη απευθείας σε τριφασικό ωμικό φορτίο ώστε να μην υπάρχει παρουσία αρμονικών.
- C. **(Χωρίς φίλτρο)** Έγιναν μετρήσεις με τη γεννήτρια συνδεδεμένη σε μπαταρίες με τη μεσολάβηση τριφασικού 6-παλμικού ανορθωτή, ώστε να έχουμε παρουσία αρμονικών χωρίς φιλτράρισμα.
- D. **(Με φίλτρο)** Η γεννήτρια και πάλι τροφοδοτούσε τις μπαταρίες μέσω του τριφασικού ανορθωτή αλλά μεταξύ της γεννήτριας και του ανορθωτή παρεμβάλλουμε ένα παθητικό φίλτρο για τον περιορισμό των αρμονικών.



Εικόνα 7.2 Διατάξεις του κυκλώματος κατά την διεξαγωγή του πειράματος για τις τέσσερις περιπτώσεις που αναφέρθηκαν.

Ρυθμίζοντας κάθε φορά την ταχύτητα περιστροφής της γεννήτριας πήραμε μετρήσεις για διάφορες τιμές ρεύματος (1A, 3A, 5A, 7A και 9A) εξετάζοντας μια σειρά από μεταβλητές. Καταρχάς καταγράφηκαν τα επίπεδα στάθμης θορύβου της γεννήτριας σε ένα ευρύ φάσμα από τα 16Hz έως τα 20kHz, όσο είναι και το ανθρώπινο ακουστικό φάσμα, ενώ παράλληλα καταγράφηκαν η μέση τάση εξόδου της γεννήτριας, η μέση ένταση ρεύματος της γεννήτριας, η ροπή που παράγεται, η συχνότητα ρεύματος καθώς και σημαντικό για εμάς τα επίπεδα της αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος για τις διάφορες αρμονικές που παράγονται από τον ανορθωτή και το συνολικό THD. Οι μετρήσεις είχαν διάρκεια 16sec η κάθε μία. Για περισσότερες λεπτομέρειες όσον αφορά στη μεθοδολογία και τον εξοπλισμό του πειράματος ο αναγνώστης παραπέμπεται στην διπλωματική εργασία του συμφοιτητή Αλέξανδρου Ματζάκου [24] στον οποίο οφείλεται η οργάνωση του πειράματος και έπειτα η επεξεργασία των μετρήσεων που επιλεκτικά θα παρουσιαστεί και αναγκαστικά θα δανειστούμε.

7.3 Ανάλυση μετρήσεων & Εξαγωγή συμπερασμάτων

Αρχικά παρουσιάζονται σε πίνακες και διαγράμματα τα επίπεδα της αρμονικής παραμόρφωσης για τις διάφορες τιμές ρεύματος και συσχετίζονται με τα αντίστοιχα επίπεδα θορύβου που μετρήθηκαν. Στην συνέχεια παρουσιάζεται η φασματική ανάλυση του θορύβου από όπου μπορούμε να βγάλουμε συμπεράσματα για το είδος αλλά και την προέλευσή του.

Στους επόμενους πίνακες παρατίθενται οι μετρήσεις αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος της γεννήτριας με και χωρίς φίλτρο για το συνολικό συντελεστή THDi αλλά και για την 5^η και 7^η αρμονική ξεχωριστά καθώς επίσης βλέπουμε την αντίστοιχη μείωσή του. Το συνολικό THDi υπολογίζεται θεωρώντας ότι στην θεμελιώδη συνιστώσα αντιστοιχεί 100%.

	THDi χωρίς φίλτρο [%]	THDi με φίλτρο [%]	Μείωση [%]
1A	48,268	19,164	60
3A	29,81	20,453	31
5A	23,795	13,717	42
7A	19,936	9,901	50
9A	16,76	7,409	56

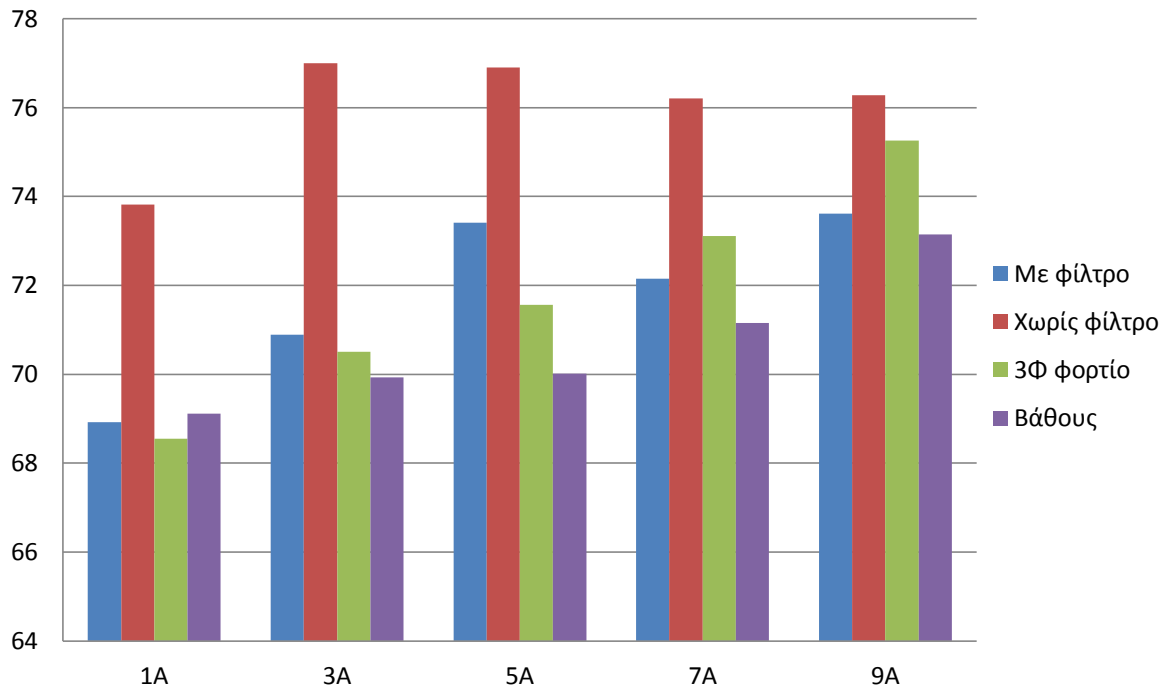
Πίνακας 7.1 Συνολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος %.

	THDi 5ης χωρίς φίλτρο [%]	THDi 5ης με φίλτρο [%]	Μείωση [%]
1A	44,096	18,086	59
3A	28,632	19,918	30
5A	22,689	13,141	42
7A	18,708	9,384	50
9A	15,431	6,951	55

Πίνακας 7.2 Αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος που οφείλεται στην 5^η συνιστώσα %.

	THDi 7ης χωρίς φίλτρο [%]	THDi 7ης με φίλτρο [%]	Μείωση [%]
1A	16,813	5,503	67
3A	4,78	4,14	13
5A	5,711	3,754	34
7A	6,209	3,025	51
9A	6,002	2,417	60

Πίνακας 7.3 Αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος που οφείλεται στην 7^η συνιστώσα %.



Εικόνα 7.3 Συγκεντρωτικό διάγραμμα των επιπέδων ηχητικής πίεσης ανά διάταξη. Οι μετρήσεις αυτές έγιναν με C στάθμιση [24].

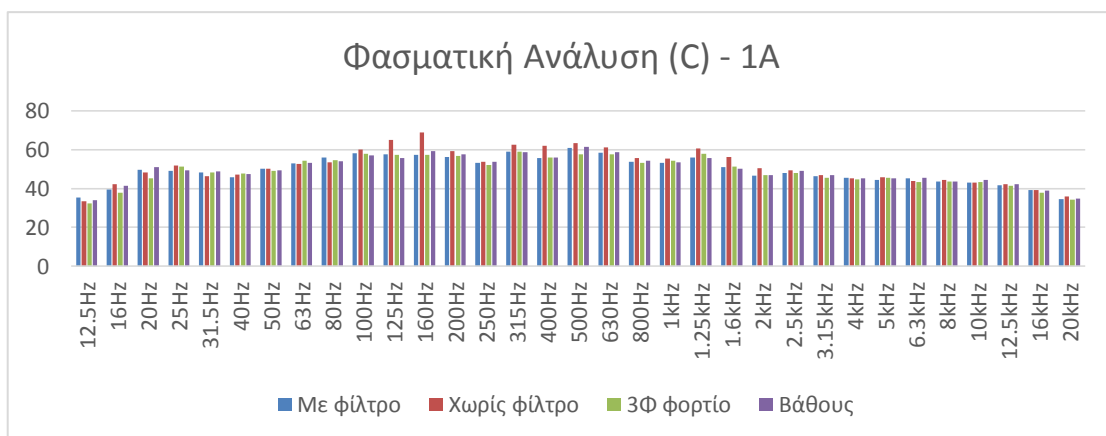
Ταυτόχρονα έγινε και η μέτρηση θορύβου και έπειτα από επεξεργασία των μετρήσεων προκύπτει το παραπάνω διάγραμμα [Εικόνα 7.3]. Παρατηρούμε ότι ως επί το πλείστον το επίπεδο θορύβου στην μέτρηση βάθους είναι το χαμηλότερο, ο θόρυβος από τη σύνδεση με φορτίο αυξάνεται σχεδόν αναλογικά όσο αυξάνεται και το ρεύμα στην έξοδο της γεννήτριας, σε κάθε περίπτωση το επίπεδο της έντασης θορύβου στη σύνδεση χωρίς φίλτρο είναι το υψηλότερο ενώ τέλος, το επίπεδο της έντασης θορύβου στη σύνδεση με φίλτρο παρουσιάζει μείωση. Μάλιστα παρατηρούμε [Πίνακας 7.4] ότι η διαφορά μεταξύ των δυο εντάσεων ως επί το πλείστον ξεπερνάει τα 3dB με μέσο όρο περίπου 4dB. Το όριο των 3dB, επειδή αναφερόμαστε σε λογαριθμική πρόσθεση εντάσεων, συνεπάγεται υποδιπλασιασμό της μετρούμενης έντασης θορύβου όταν χρησιμοποιείται το φίλτρο. Η μείωση αυτή αποτελεί πολύ σημαντικό εύρημα καθώς αποδεικνύει την επιρροή των αρμονικών ρεύματος στην παραγωγή θορύβου. Μάλιστα αν αναλογιστούμε ότι με ένα καλλίτερα σχεδιασμένο φίλτρο η ολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος που παραμένει είναι ακόμα μικρότερη σημαίνει ότι μπορούμε να μειώσουμε τον παραγόμενο θόρυβο ακόμα περισσότερο. Έτσι πλέον μπορούμε να πούμε ότι έχει νόημα να κατασκευαστεί ένα φίλτρο αρμονικών ρεύματος για να καταστήσουμε τις μικρές ανεμογεννήτριες ακόμα πιο ελκυστικές για κατοικημένες περιοχές ή σε περιπτώσεις που υπάρχει απαίτηση για χαμηλές εκπομπές θορύβου.

Μπορούμε να πούμε ότι κατά μέσο όρο με αυτό το φίλτρο μειώσαμε τον συντελεστή ολικής αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος της γεννήτριας κατά 47,8% και την εκπομπή θορύβου της κατά 4,25dB. Δεν μπορούμε όμως να εξάγουμε κάποια αναλογία μιας και η σχέση τους δεν είναι γραμμική αλλά βοηθάει στην πλήρωση μιας εποπτικής εικόνας.

C στάθμιση	Χωρίς φίλτρο dB	Με φίλτρο dB	Μείωση dB	Ποσοστό%
1A	73,82	68,92	4,9	6,64
3A	77	70,89	6,11	7,94
5A	76,9	73,41	3,49	4,54
7A	76,21	72,15	4,06	5,33
9A	76,28	73,61	2,67	3,50
Συνολικό			4,246	5,59

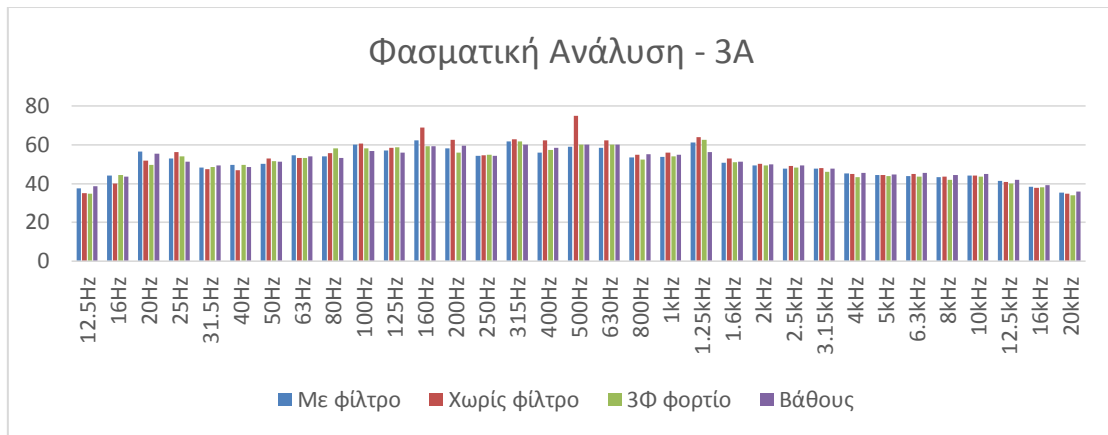
Πίνακας 7.4 Σύγκριση επιπέδων θορύβου με και χωρίς φίλτρο με C στάθμιση.

Στην συνέχεια έγινε φασματική ανάλυση των μετρήσεων θορύβου για να καθοριστεί η συχνότητά του και να βγουν συμπεράσματα για την προέλευσή του. Η ανάλυση έγινε ανά τριτοκτάβες. Κάθε τριτοκτάβα έχει μία κεντρική συχνότητα αλλά της αναλογεί ένα ορισμένο εύρος συχνοτήτων. Έτσι αν για παράδειγμα η συχνότητα μιας πηγής θορύβου είναι τα 150Hz θα τον παρατηρήσουμε στην κοντινότερη τριτοκτάβα που στην προκειμένη περίπτωση είναι η 12^η με κεντρική συχνότητα τα 160Hz [24]. Ακολουθούν τα διαγράμματα της φασματικής ανάλυσης για τις διάφορες τιμές ρευμάτων της γεννήτριας.

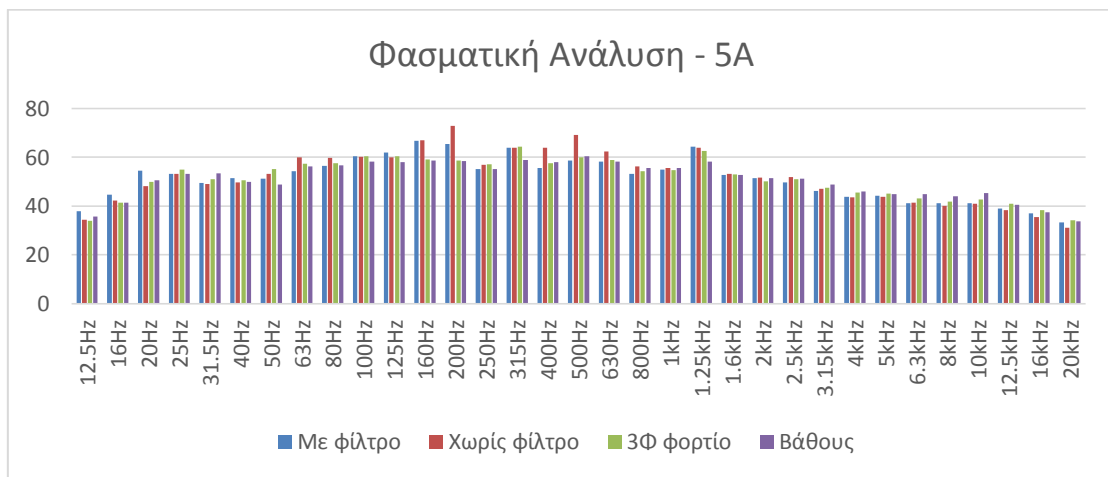


Εικόνα 7.4 Φασματική ανάλυση για 1A με C στάθμιση.[24]

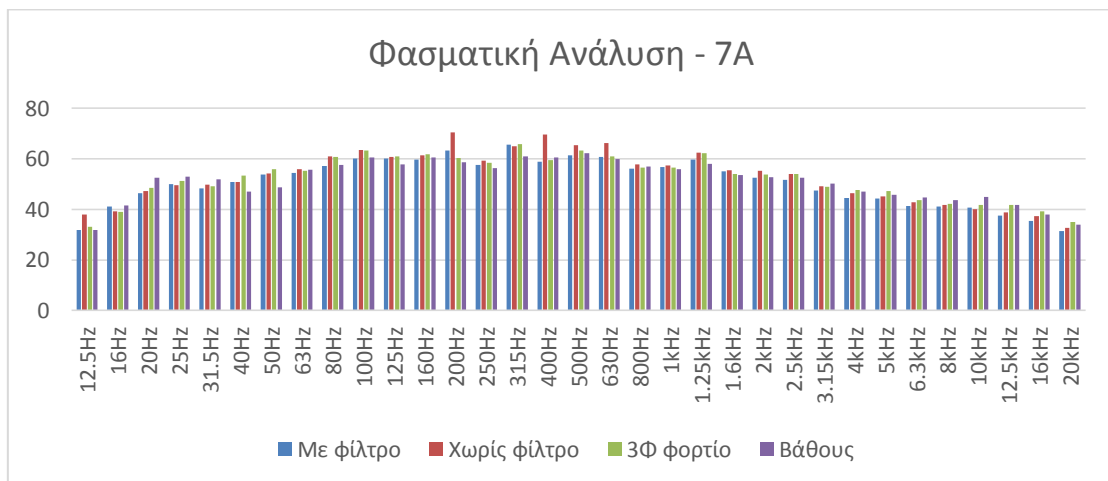
Κεφάλαιο 7°



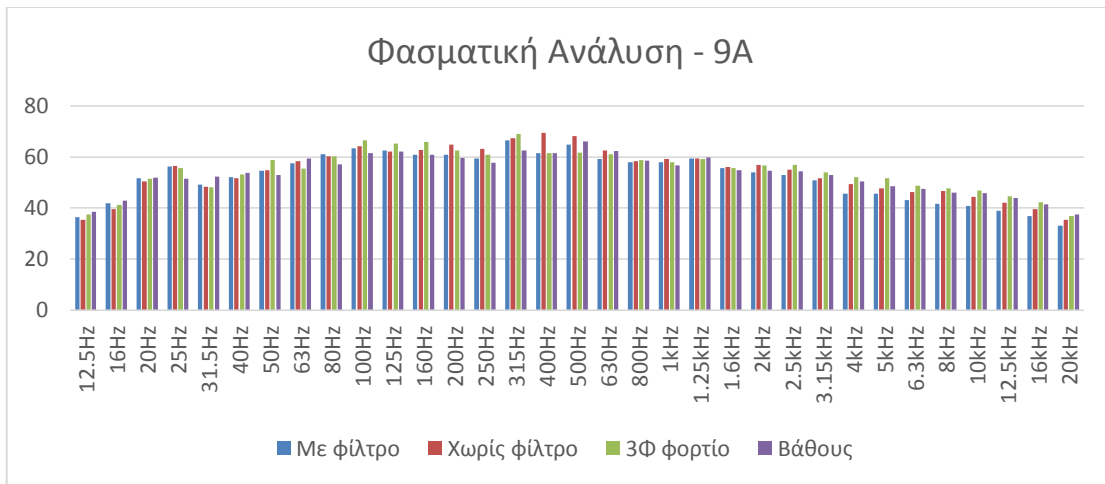
Εικόνα 7.5 Φασματική ανάλυση για 3A με C στάθμιση.[24]



Εικόνα 7.6 Φασματική ανάλυση για 5A με C στάθμιση.[24]



Εικόνα 7.7 Φασματική ανάλυση για 7A με C στάθμιση.[24]



Εικόνα 7.8 Φασματική ανάλυση για 9A με C στάθμιση.[24]

		V(v)	I(A)	f(Hz)	THD(%)	5η	7η	11η
1	Με φίλτρο	36,635	1,027	22,048	19,164	18,086	5,503	0,375
	Χωρίς φίλτρο	38,019	1,013	23,792	48,268	44,096	16,813	7,284
3	Με φίλτρο	39,212	2,959	26,001	20,453	19,918	4,14	0,879
	Χωρίς φίλτρο	39,951	2,958	26,984	29,81	28,632	4,78	5,615
5	Με φίλτρο	40,716	4,998	29,327	13,717	13,141	3,754	0,122
	Χωρίς φίλτρο	41,52	4,951	30,179	23,795	22,689	5,711	3,167
7	Με φίλτρο	41,912	7,021	32,612	9,901	9,384	3,025	0,414
	Χωρίς φίλτρο	42,866	6,885	33,243	19,936	18,708	6,209	1,881
9	Με φίλτρο	43,283	8,978	36,192	7,409	6,951	2,417	0,47
	Χωρίς φίλτρο	44,285	8,966	36,788	16,76	15,431	6,002	1,794

Πίνακας 7.5 Συγκεντρωτικός πίνακας των επιπέδων αρμονικής παραμόρφωσης για τις κυρίαρχες συνιστώσες με και χωρίς φίλτρο για διάφορες τιμές ρεύματος φορτίου.

Παρατηρούμε ότι διακρίνεται αύξηση του θορύβου η οποία μετράται κάθε φορά στην αναμενόμενη τριτοκτάβα με βάση τις συχνότητες που της αναλογούν και τις δύο κυρίαρχες αρμονικές ρεύματος (5^η και 7^η) για την αντίστοιχη συχνότητα κάθε φορά. Στις περιπτώσεις που αυτό δεν συμβαίνει, οι συχνότητες των κυρίαρχων αρμονικών βρίσκονται οριακά εκτός των τριτοκτάβων που παρατηρείται η αύξηση. Επίσης παρατηρείται πηγή θορύβου που εξαλείφεται με την παρουσία του φίλτρου σε υψηλότερες συχνότητες που όπως φαίνεται παρακολουθεί αυτές των δύο κυρίαρχων αρμονικών επί τρεις φορές (x3). Έτσι χάρη στην φασματική ανάλυση και πάλι τεκμηριώνεται η αρχική μας υπόθεση για την προέλευση του θορύβου και δικαιολογεί την μελέτη και την κατασκευή ενός φίλτρου για την εξάλειψη των αρμονικών ρεύματος της γεννήτριας.

Το πείραμα αυτό διεξήχθη στο αρχικό στάδιο της παρούσης εργασίας και έτσι το φίλτρο που χρησιμοποιήθηκε για τους σκοπούς του ανωτέρω πειράματος ασφαλώς δεν ήταν ιδανικά σχεδιασμένο ενώ συνάμα η σχεδιάσή του περιοριζόταν από τα διαθέσιμα υλικά του εργαστηρίου. Το γεγονός αυτό σε καμία περίπτωση δεν αναιρεί τα πολύ ενδιαφέροντα αποτελέσματα που προέκυψαν αλλά δίνει πάτημα για περαιτέρω μελέτη. Το φίλτρο που χρησιμοποιήθηκε ήταν ένα απλό βαθυπερατό LC με αντίσταση απόσβεσης, συντονισμένο στα 140Hz. Για την ακρίβεια αποτελούταν από επιπρόσθετο πηνίο σειράς $L_f=1.6\text{mH}$, πυκνωτές σε συνδεσμολογία τριγώνου και χωρητικότητα $C=120\mu\text{F}$ και αντιστάσεις απόσβεσης σε σειρά με τους πυκνωτές $R=3.2\Omega$. Από την σχέση (4.9) του 4^{ου} κεφαλαίου συνυπολογίζοντας την αυτεπαγωγή της γεννήτριας $L_s=2.2\text{mH}$ υπολογίζουμε την προαναφερθείσα συχνότητα συντονισμού του. Η συχνότητα των 140Hz που έχουμε σαν συχνότητα συντονισμού ισούται με την 5^η αρμονική συνιστώσα της συχνότητας λειτουργίας των 28Hz δηλαδή με ταχύτητα περιστροφής της ανεμογεννήτριας 280ΣΑΛ. Από τον πίνακα [7.4] η συχνότητα λειτουργίας των 28Hz πλησιάζει την περίπτωση των 5A με την παρουσία φίλτρου. Πράγματι από το διάγραμμα της εικόνας [7.3] παρατηρούμε υψηλότερα επίπεδα θορύβου με την παρουσία του φίλτρου στα 5A σε σχέση με τις λοιπές τιμές ρεύματος και άρα ταχύτερες περιστροφές.

Κλείνοντας το παρόν κεφάλαιο θα επισημάνουμε ένα συμπέρασμα από την μελέτη θορύβου του Αλ. Ματζάκου [24] σε πεδίο δοκιμών. Συνολικά, φαίνεται ότι το επίπεδο ακουστικής πίεσης του θορύβου της γεννήτριας είναι αρκετά υψηλότερο από το αντίστοιχο του θορύβου βάθους για χαμηλές ταχύτητες ανέμου. Ωστόσο όσο αυξάνεται η ταχύτητα του ανέμου τόσο αυξάνεται και η ηχοστάθμη του θορύβου βάθους, ενώ η ηχοστάθμη του θορύβου της γεννήτριας αυξάνεται μεν, αλλά με μικρότερο ρυθμό. Έτσι, για ταχύτητες ανέμου από 4 m/s μέχρι και 8 m/s ο θόρυβος της ανεμογεννήτριας ξεπερνάει αισθητά τον θόρυβο βάθους και μπορεί να γίνει ακουστός από τον άνθρωπο, ενώ για ταχύτητες ανέμου μεγαλύτερες των 8 m/s η διαφορά μεταξύ των δυο θορύβων αρχίζει να καλύπτεται και να γίνεται δυσδιάκριτη. Αναφέρεται εδώ επειδή το γεγονός αυτό ενδεικνύει τις συχνότητες μέγιστου ενδιαφέροντος για εξάλειψη αρμονικών και θα μπορούσε να αποτελεί σχεδιαστική παράμετρο για το φίλτρο μας. Γνωρίζοντας δηλαδή για ποιες ταχύτητες περιστροφής της Α/Γ ο θόρυβος είναι αισθητός επιλέγουμε ορθότερα τις συχνότητες ενδιαφέροντος του εκάστοτε φίλτρου αρμονικών.

Κεφάλαιο 8. Τελικός σχεδιασμός και πειραματική επιβεβαίωση

Εισαγωγή

Μέχρι στιγμής έχουμε αναλύσει και παρουσιάσει διάφορες μεθόδους παθητικές και ενεργές με βάση τις οποίες η ανεμογεννήτριά μας μπορεί να λειτουργεί απαλλαγμένη από τις αρμονικές ρεύματος που οδηγούν στην παραγωγή τουλάχιστον αισθητού μηχανικού θορύβου. Έχουμε δει τα χαρακτηριστικά της κάθε διάταξης και τις πρόσθετες δυνατότητες και επιδράσεις τους και γνωρίζουμε ήδη τις ιδιαιτερότητες του συστήματός μας. Έτσι είμαστε πλέον σε θέση με βάση τα κριτήρια που θέτουμε ως στόχο να επιλέξουμε και να κατασκευάσουμε την καταλληλότερη για την εφαρμογή μας διάταξη.

8.1. Επιλογή

Ο βασικός μας στόχος στην προκειμένη περίπτωση ήταν και είναι να εξαλείψουμε τον μηχανικό θόρυβο της ανεμογεννήτριας που προκαλείται λόγω των αρμονικών ρεύματος και να καταστήσουμε έτσι τις μικρές ανεμογεννήτριες ακόμα πιο ελκυστικές για κατοικημένες περιοχές και σε περιπτώσεις που υπάρχει απαίτηση για χαμηλές εκπομπές θορύβου. Με την πραγματοποίηση του πρώτου πειράματος κεφαλαίο 7 παρατηρήσαμε ότι χωρίς την χρήση οποιασδήποτε διάταξης φίλτρου αισθητός είναι ο θόρυβος κυρίως των δύο πρώτων κυρίαρχων αρμονικών (δηλαδή 5^η και 7^η) γεγονός που καθιστά οποιαδήποτε από τις ενεργές διατάξεις που αναλύσαμε στα προηγούμενα κεφάλαια 5° και 6° υπέρ επαρκή για την χαμηλών απαιτήσεων σε επίπεδα THD εφαρμογή μας. Επίσης από το ίδιο πείραμα βγάλαμε το συμπέρασμα ότι με ένα απλό παθητικό φίλτρο LC και μάλιστα πρόχειρα υπολογισμένο μπορούμε να υποδιπλασιάσουμε τουλάχιστον τον παραγόμενο θόρυβο λόγω των αρμονικών ρεύματος της γεννήτριας. Συγκρίνοντας και τα επίπεδα της εναπομείναντος αρμονικής παραμόρφωσης THD από τον πίνακα [7.5] και τα αντίστοιχα υποσχόμενα επίπεδα από την προσομοίωση των παθητικών διατάξεων του πίνακα [6.1] μπορούμε να βγάλουμε το συμπέρασμα ότι τοποθετώντας ένα σωστά σχεδιασμένο φίλτρο και ίσως ανώτερης τάξης μπορούμε σίγουρα να μειώσουμε το αρμονικό περιεχόμενο του ρεύματος της γεννήτριας και να επιφέρουμε πολύ καλύτερα αποτελέσματα στην εξάλειψη του θορύβου.

Τα κριτήρια που πρέπει να εξετάσουμε για την επιλογή της κατάλληλης διάταξης είναι:

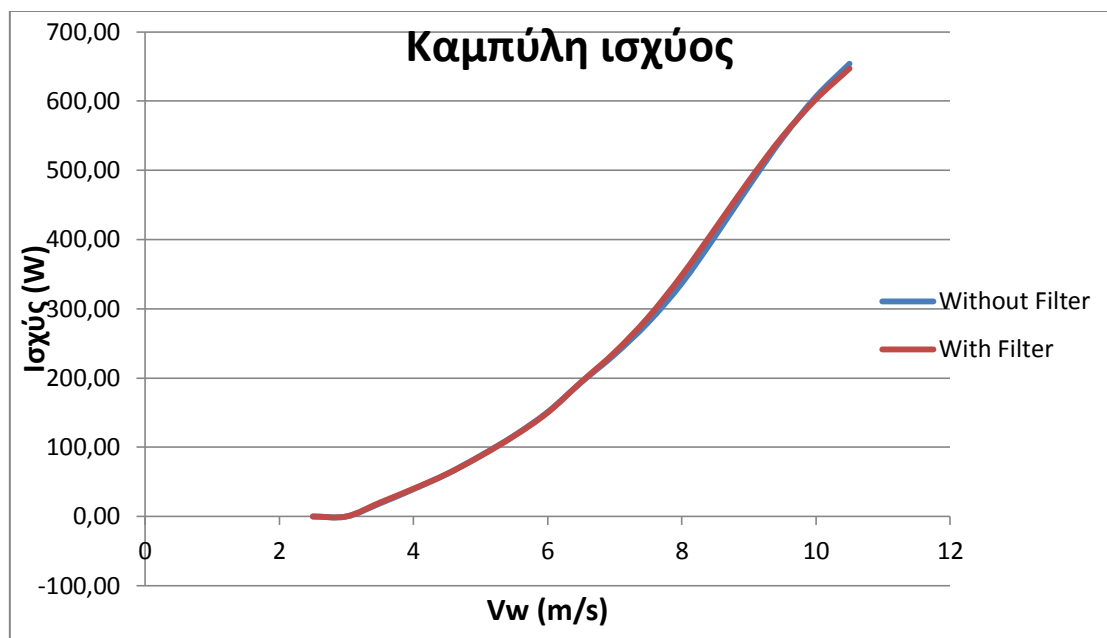
- A) Ηλεκτρικά χαρακτηριστικά
- B) Πρακτικοί περιορισμοί
- Γ) Επιπρόσθετα οφέλη

A) Στα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά υπάγονται όσα έχουν να κάνουν με την ποιότητα της ισχύος της γεννήτριας με βασικότερα : Το επίπεδο αρμονικής παραμόρφωσης THD και τον συντελεστή ισχύος PF, ενώ για την περίπτωση των παθητικών διατάξεων εξετάζεται επιπλέον το ρεύμα κενού φορτίου και η διακύμανση της τάσης μεταξύ πλήρους και καινού φορτίου. Στην κατηγορία αυτή υπερέχουν σαφέστατα οι ενεργές διατάξεις μιας και όλες μας παρέχουν τον απόλυτο έλεγχο του ρεύματος της γεννήτριας με σχεδόν μοναδιαίο συντελεστή ισχύος PF και συντελεστή ολικής αρμονικής παραμόρφωσης THD<5%. Όσον αφορά στα παθητικά φίλτρα που παρουσιάστηκαν και προσομοιώθηκαν σε προηγούμενα κεφάλαια μπορούμε να δούμε και από τον πίνακα [6.3] ότι ,αν

και όλα υπό συνθήκες μπορούν να πετύχουν χαμηλό συντελεστή αρμονικής παραμόρφωσης που σημαίνει μείωση του παραγόμενου θορύβου, αυτό που συνδυάζει χαμηλό THD, υψηλό PF, μικρό ρεύμα κενού φορτίου και μικρή επίδραση στα λοιπά χαρακτηριστικά του συστήματος είναι το φίλτρο L-RLC-L.

Β) Τα πρακτικά χαρακτηριστικά που για εμάς έχουν σημασία είναι με την σειρά: Η πολυπλοκότητα, η αξιοπιστία, το κόστος και τελευταίος ο όγκος. Σε αυτήν την κατηγορία το προβάδισμα παίρνουν οι παθητικές διατάξεις που έχουν ξεκάθαρα μικρότερη πολυπλοκότητα σχεδίασης και κατασκευής μιας και δεν χρειάζονται καν κύκλωμα ελέγχου. Η απλότητα της κατασκευής σε συνδυασμό με μια σωστή σχεδίαση δίνει στις παθητικές διατάξεις και την αξιοπιστία. Για εφαρμογές μικρής σχετικά ισχύος 1-10kW το κόστος ενός παθητικού φίλτρου είναι χαμηλότερο από την αγορά οποιασδήποτε από τις παραπάνω ενεργές διατάξεις. Ενώ συνάμα όσον αφορά σε κατασκευή, τα παθητικά φίλτρα προκύπτουν και πάλι φθηνότερα ενώ παράλληλα συνάδουν καλύτερα με τον χαρακτήρα της ενδιάμεσης τεχνολογίας. Το μεγαλύτερο μέρος του κόστους του παθητικού φίλτρου είναι ο πυκνωτής. Έτσι από τον πίνακα της εικόνας [6.3] παρατηρούμε ότι το φίλτρο L-LC-L πετυχαίνει την καλλίτερη απόκριση χρησιμοποιώντας την μικρότερη τιμή πυκνωτή με αντάλλαγμα σχετικά πολύ μικρή αύξηση της πολυπλοκότητάς του με την προσθήκη ενός ακόμα πηνίου.

Γ) Πέρα από την εξάλειψη των αρμονικών, οι παραπάνω ελεγχόμενες διατάξεις μπορούν να σχεδιαστούν με πρόσθετες λειτουργίες. Μπορούμε να διαχειριστούμε κατάλληλα κάποια είδη σφαλμάτων ανάλογα το κύκλωμα που θα επιλέξουμε όπως την συνέχιση λειτουργίας σε περίπτωση απώλειας μιας φάσης ή την πέδηση της γεννήτριας όταν κρίνεται απαραίτητο. Επιπλέον, οι εν σειρά ενεργές διατάξεις ανύψωσης τάσης “Force-Commutated Three-Phase Controlled Rectifier” και “3x Single phase CCM boost Rectifiers” παρέχουν την δυνατότητα να εντοπίζουν το σημείο μέγιστης ισχύος MPPT του συστήματός μας ρυθμίζοντας την ταχύτητα περιστροφής της φτερωτής και επιλέγοντας την λειτουργία με βέλτιστο λόγο ακροπτερυγίων λορτ απορροφώντας από τον άνεμο την περισσότερη δυνατή ισχύ αυξάνοντας έτσι την ενεργειακή απόδοση της ανεμογεννήτριας. Από την άλλη μεριά, στην περίπτωση των παθητικών φίλτρων μπορούμε και πάλι με κατάλληλη επιλογή και διαστασιολόγηση του φίλτρου να κάνουμε μια βελτιστοποίηση ώστε για μια ορισμένη ταχύτητα ανέμου να απορροφάμε την μέγιστη ισχύ. Επιπλέον, με χρήση ενός φίλτρου που αποτελείται από αυτεπαγωγή στην γραμμή μεταφοράς αλλά και πυκνωτές σε κάθετο κλάδο επηρεάζουμε έστω ελαφρά την τάση ακροδεκτών της Α/Γ και με σωστή επιλογή αυξάνουμε το εύρος των ταχυτήτων ανά άνεμο της ανεμογεννήτριας που κατά τα άλλα περιορίζεται από την σχετικά σταθερή τάση των μπαταριών πράγμα που αναγκαστικά μας οδηγεί ,με εξαίρεση μιας μικρής περιοχής, στην λειτουργία της ανεμογεννήτριας με λόγο ακροπτερυγίων λ διαφορετικό από το βέλτιστο και άρα σε μείωση της ενεργειακής της απόδοσης. Έτσι αυτό που κατά τα άλλα θέλουμε να αποφύγουμε ,την επίδραση του φίλτρου στα χαρακτηριστικά της Α/Γ, μπορεί ίσως να οδηγήσει στην βελτίωση της απόδοσής της.



Εικόνα 8.1 Χαρακτηριστική καμπύλη ισχύος του μοντέλου της Α/Γ με και χωρίς την προσθήκη του L-LC-L φίλτρου όπου παρατηρείται μόνο μια μικρή αύξηση της ισχύος στους ανέμους για τους οποίους έχει διαστασιολογηθεί το φίλτρο.

Στον πίνακα [Πίνακας 8.1] που ακολουθεί βλέπουμε τα βασικά χαρακτηριστικά που προσδίδει στο σύστημά μας η κάθε διάταξη με βάση τα οποία μπορούμε να αποφασίσουμε την καταλληλότερη για εμάς.

Ελεγχόμενες/Παθητικές Τοπολογίες	THD στα 5m/s με λογικό κόστος	Συντελεστής Ισχύος PF	Επίδραση στην λειτουργία της Α/Γ	Πολυπλοκότητα Κυκλώματος	Πολυπλοκότητα Ελέγχου	MPPT	Κόστος/ Απόδοση
3x Μονοφασικοί ανορθωτές	<5%	≈1	-	High	Low	●	Ok
3-Φ Πλήρως ελεγχόμενη γέφυρα	<5%	≈1	-	Medium	High	●	Ok
Παράλληλο ενεργό φίλτρο	<5%	≈1	Steady Low	Very High	Medium	-	High
Παθητικό φίλτρο L	25%	Variable	High	Very Low	-	-	High
Παθητικό φίλτρο LC	16%	Variable >0,7	High	Very Low	-	-	High
Παθητικό φίλτρο L-C-L	13%	Variable >0,8	High	Very Low	-	-	Very High
Παθητικό φίλτρο L-LC-L	10%	>0,95	Low	Low	-	-	Ok

Πίνακας 8.1 Συγκεντρωτικός συγκριτικός πίνακας βασικών χαρακτηριστικών της κάθε τοπολογίας.

Στην πρώτη στήλη τα THD για τις παθητικές διατάξεις αντιστοιχούν σε φίλτρα με λογικό κόστος και κατά τα δυνατόν μικρή επίδραση στην λειτουργία της Α/Γ. Επίσης η τελευταία στήλη «κόστος προς απόδοση» αφορά το κόστος της διάταξης ως προς τα αποτελέσματα που επιφέρει ανεξάρτητα από το αν μπορεί το κόστος αυτό να αποσβεστεί στην προκείμενη εφαρμογή. Έτσι λοιπόν η τοπολογία φίλτρου που επιλέγουμε να κατασκευάσουμε και να παρουσιάσουμε στην επόμενη ενότητα είναι αυτή του L-LC-L που με χαμηλότερο κόστος φαίνεται να πετυχαίνει καλύτερα χαρακτηριστικά από τις υπόλοιπες παθητικές διατάξεις ενώ λόγω μεγάλης πολυπλοκότητας κατασκευής αφήνουμε έξω τις ελεγχόμενες.

8.2. Κατασκευή

Μέχρι τώρα μελετάγαμε τα φίλτρα παθητικά φίλτρα πάνω στο μοντέλο μιας Α/Γ ονομαστικής ισχύος 1kW σχεδιασμένη για σύστημα μπαταριών 48V. Παρόλα αυτά η μόνη διαθέσιμη για την πειραματική επιβεβαίωση της θεωρίας μας ήταν μία ανεμογεννήτρια επίσης 1kW αλλά για μπαταρίες των 24V. Έτσι λοιπόν, αρχικά, για τα δεδομένα χαρακτηριστικά του συστήματός μας θα σχεδιάσουμε το φίλτρο υπολογίζοντας και επιλέγοντας τις τιμές των επιμέρους στοιχείων του. Γνωρίζοντας ότι η προσθήκη του φίλτρου θα επηρεάσει αν και ελαφρά τα χαρακτηριστικά του συστήματός μας, θα επιλέξουμε το βέλτιστο σημείο λειτουργίας για την μέση τιμή ανέμου που αναμένουμε δηλαδή στην περίπτωση μας 5m/s.

8.2.1 Υπολογισμός

Από πειραματικές μετρήσεις για το σύστημά μας έχουμε τα δεδομένα που θα χρειαστούμε για την σχεδιάσή μας και παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα [Πίνακας 8.2].

Φασική Τάση στα άκρα του ανορθωτή με άνεμο 5m/s	11,92 V
AC Ισχύς S με άνεμο 5m/s	110 VA
Ταχύτητα περιστροφής σε άνεμο 5m/s	230 RPM
Μέγιστη και Ελάχιστη ταχύτητα περιστροφής (ΣΑΛ)	210-420 RPM
Αντίσταση φάσης Γεννήτριας Rs	0,1672 Ω
Αυτεπαγωγή φάσης Γεννήτριας Ls	0,0013 H
Ονομαστικό ρεύμα γραμμής AC	16A
Ονομαστική πολική τάση στα άκρα του ανορθωτή	22 V

Πίνακας 8.2 Πίνακας απαραίτητων χαρακτηριστικών του συστήματός μας για την σχεδίαση του L-LC-L φίλτρου.

Θα υπολογίσουμε για αρχή την βασική αντίσταση Zb ως:

$$Z_b = \frac{3 * V_p h_{rms}^2}{S} \quad (8.1)$$

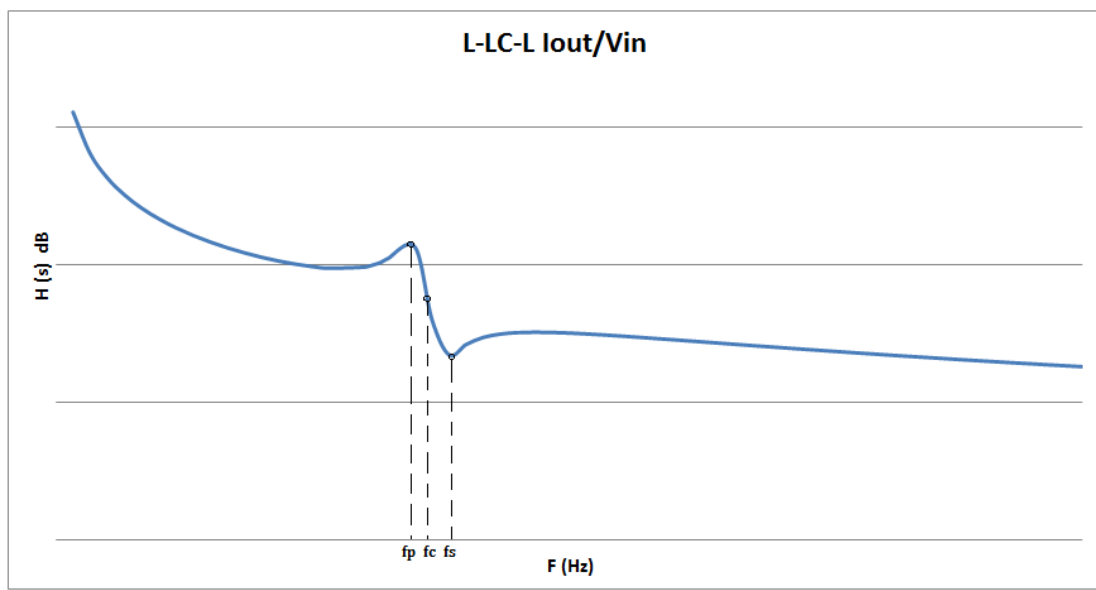
άρα **Zb=3.875 Ω** και έπειτα με βάση την ταχύτητα περιστροφής υπό άνεμο 5m/s υπολογίζουμε την βασική αντίδραση Lb ως:

$$L_b = \frac{Z_b}{2 * \pi * f} \quad (8.2)$$

Με $f=RPM/10$ άρα **Lb=0,02681 H**. Το επόμενο βήμα είναι να υπολογίσουμε τις συχνότητες συντονισμού του φίλτρου μας. Το σύστημά μας μπορούμε να θεωρήσουμε ότι έχει χαμηλό συντελεστή ακαμψίας μιας και στην έξοδο του ανορθωτή δεν θα χρησιμοποιηθεί κάποια πρόσθετη αυτεπαγωγή ενώ στην AC πλευρά έχουμε σκοπό να υπολογίσουμε το πηνίο εξόδου από 2% ως 3%. Αυτό σημαίνει ότι διατηρούμε το φαινόμενο να έχουμε με διαφορά σαν κυρίαρχη αρμονική την 5^η συνιστώσα. Η 5^η αρμονική της ελάχιστης ταχύτητας περιστροφής υπολογίζεται στα $21 \times 5 = 105 \text{ Hz}$, δηλαδή για ταχύτητα cut-in 210 ΣΑΛ, ενώ για να έχουμε ρεύμα ικανό να προκαλέσει αισθητό θόρυβο η ταχύτητα περιστροφής της γεννήτριας είναι τουλάχιστον 220 ΣΑΛ που μεταφράζεται σε συχνότητα για την πρώτη κυρίαρχη αρμονική $22 \times 5 = 110 \text{ Hz}$. Έτσι

συνυπολογίζοντας έναν συντελεστή μετατόπισης για την εν σειρά συχνότητα συντονισμού f_s 4% με 5% από την $f_h=110\text{Hz}$ μπορούμε να την τοποθετήσουμε στα 105Hz πράγμα που από την μία σημαίνει ότι η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου (δηλαδή τα -3dB) θα βρίσκεται ακόμα πιο χαμηλά αλλά και αφετέρου θα αφήσουμε οποιαδήποτε ανοχή των υλικών μας να τείνει να μειώσει αυτήν την συχνότητα f_s ώστε να μην αλλοιωθεί η απόδοση του φίλτρου στον χρόνο. Η μέγιστη ταχύτητα περιστροφής της γεννήτριας είναι περίπου 420 ΣΑΛ και μεταφράζεται σε 42Hz. Θέλουμε σαφώς η παράλληλη συχνότητα συντονισμού f_p να βρίσκεται κατά το δυνατόν μακριά από οποιαδήποτε αρμονική του συστήματος για αποφυγή υπερνίσχυσής της και πρόκληση σφάλματος. Μεταξύ 42Hz και 100Hz δεν έχουμε κάποια αρμονική οπότε θα τοποθετήσουμε την f_p κάπου από 90Hz ως 100Hz. Ιδανικά λοιπόν θα θέλαμε όπως βλέπουμε και στο παρακάτω διάγραμμα να τοποθετήσουμε τις συχνότητες ως εξής :

f_p (παράλληλος συντονισμός) =95Hz, f_c (συχνότητα αποκοπής -3dB)=100Hz και f_s (συχνότητα συντονισμού σειράς)=105Hz.



Εικόνα 8.2 Στο γράφημα φαίνονται οι χαρακτηριστικές συχνότητες που καθορίζουν την απόκριση του φίλτρου μας.

Έτσι λοιπόν ακολουθώντας τα βήματα της μεθόδου μας έχουμε:

1. Επιλέγουμε αρχικά $L_o = 2\% \approx 0.0005H$.
2. Για άνεμο 5m/s θέλουμε η γεννήτρια να λειτουργεί με συντελεστή ισχύος κατά το δυνατό πλησιέστερο στη μονάδα αντί του 0,953 που μετράται , ενώ την επιλογή των συχνοτήτων συντονισμού την κάναμε προηγουμένως.
3. Από την σχέση [4.31] υπολογίζουμε την χωρητικότητα του πυκνωτή C_f αφού πρώτα υπολογίσουμε την απαιτούμενη άεργο ισχύ Q_c που θα παρέχουμε.

$$Q_c = \sin(\cos^{-1}(PF)) * S \quad (8.3)$$

Και έπειτα από την σχέση $C_f = \frac{Q_c}{2\pi f \cdot V^2}$. Για την κατασκευή του συγκεκριμένου φίλτρου επιλέγουμε να παρέχουμε την μισή από την απαιτούμενη άεργο ισχύ $\frac{Q_c}{2}$ καταλήγοντας και στην μισή τιμή πυκνωτή γνωρίζοντας τις επιπτώσεις στο παραμένον αρμονικό περιεχόμενο. Έτσι καταλήγουμε για τον πυκνωτή:

$$\frac{C_f}{2} = 0,00027 F.$$

4. Από τις σχέσεις [4.26] και [4.27] υπολογίζουμε για τις επιλεγμένες συχνότητες και με δεδομένη την φασική αντίδραση της γεννήτριας τις τιμές των πηνίων γραμμής L_i και κάθετου κλάδου L_f ως:
 $L_f = 0.0085 H$ και $L_i = 0.0005 H$.
5. Επιλέγουμε να χρησιμοποιήσουμε για μέθοδο απόσβεσης την προσθήκη αντίστασης R_d παράλληλα με το πηνίο L_f , οπότε για τον υπολογισμό της θα χρησιμοποιήσουμε τον τύπο στην σχέση [4.34] από όπου για συντελεστή ποιότητας $Q = 7$ προκύπτει $R_d \approx 40\Omega$ ενώ για τον επιλεγμένο συντελεστή ποιότητας $Q = 5$ προκύπτει $R_d \approx 30\Omega$.
6. Μιας και σκοπός μας είναι να μειώσουμε κατά το δυνατόν το κόστος θα συνδέσουμε τους πυκνωτές μας σε τρίγωνο οπότε και η νέα τιμή των απαιτούμενων πυκνωτών θα είναι $C_f = 0.00027/3 = 90\mu F$.

8.2.2 Υλικά

Πυκνωτές

Ξεκινώντας από την επιλογή του πυκνωτή, επιλέχτηκε τύπου Film Capacitor ιδανικός για εφαρμογές φιλτραρίσματος και διόρθωσης συντελεστή ισχύος. Αυτού του τύπου οι πυκνωτές διαθέτουν σχετικά με άλλους τύπους μεγαλύτερη ακρίβεια της τάξης του 5-10% έναντι του 20% των ηλεκτρολυτικών πχ αλλά και πολύ χαμηλότερη ισοδύναμη αντίσταση σειράς ESR της τάξης των μερικών milliohms έναντι της τάξης του Ohm για τους ηλεκτρολυτικούς πετυχαίνοντας παράλληλα μερικές δεκάδες φορές περισσότερες ώρες λειτουργίας. Άρα συγκεντρωτικά παρέχουν: ακρίβεια, γρήγορη απόκριση και αξιοπιστία σαν αντάλλαγμα του αυξημένου κόστους τους.

Αγοράστηκε ο πυκνωτής της EPCOS/TDK, $3x83\mu F$ συνδεδεμένους εσωτερικά σε τρίγωνο, με Tolerance -5% +10%, ενώ η εργαστηριακά μετρημένη χωρητικότητά τους τελικά είναι $3x90.7\mu F$.



Αντιστάσεις

Επιλέγοντας για μέθοδο απόσβεσης την σύνδεση των αντιστάσεων R_d εν παραλλήλω με τα πηνία L_f πετυχαίνουμε από την μια μικρότερες απώλειες στην θεμελιώδη συχνότητα και αφετέρου μεγαλύτερη ακρίβεια στην συνολική σχεδίαση του φίλτρου μιας και η ανοχές των υλικών (των

Κεφάλαιο 8°

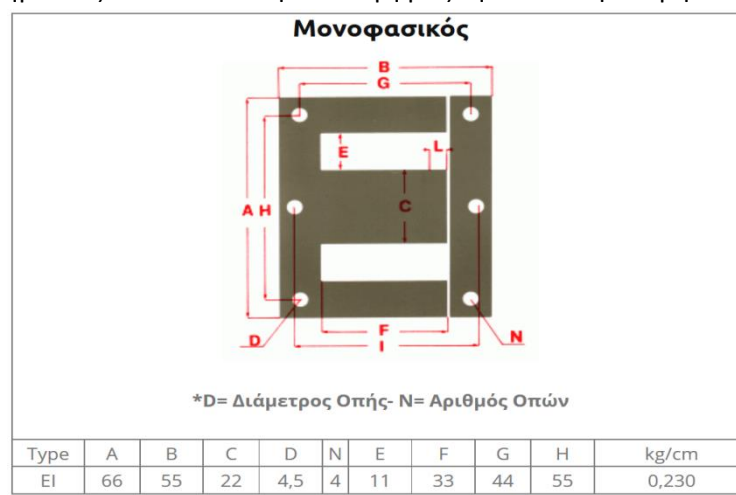
αντιστάσεων) αντιστοιχούν πλέων σε τιμές της τάξης των δεκάδων Ohms αντί των εκατοντάδων mOhms. Προσοχή πρέπει να δοθεί μόνο στην ισχύ των αντιστάσεων οι οποίες βλέπουν στα άκρα τους τμήμα της φασικής τάσης. Για εμάς η μέγιστη φασική τάση δεν ξεπερνάει τα 13V οπότε και έχουμε $P_{r_max} = \frac{V^2}{R} = 5.6W$. Μιας και το κόστος των αντιστάσεων αυτών είναι ιδιαίτερα μικρό, το εκμεταλλευόμαστε για να καλύψουμε και την περίπτωση βραχυκυκλώματος όπου η Rd θα δει την πολική τάση και συμπεριλαμβάνοντας έναν συντελεστή ασφαλείας 30% επιλέξαμε αντιστάσεις ισχύος 25W.



Πηνία

Για πρακτικούς λόγους επιλέγεται να κατασκευαστούν τα πηνία της γραμμής Li και Lo ως ίσα μεταξύ τους και $L_i=L_o=0.5mH$ με μικρή απόκλιση στην συνολική απόκριση του φίλτρου από την θεωρητική χωρίς να επηρεάζονται οι επιλεγμένες συχνότητες συντονισμού μιας και αυτό που αλλάζει είναι η χρήση μικρότερης τιμής πηνίου εξόδου από 3% σε 2%. Επιπλέον από την στιγμή που οι πυκνωτές μετρήθηκαν και βρίσκονται υπερβολικά κοντά στην θεωρητική επιθυμητή τιμή ο σχεδιασμός για το πηνίο κάθετου κλάδου Lf παραμένει ως έχει.

Πριν προχωρήσουμε παραπέρα με την αναλυτικότερη μεθοδολογία και την σχεδίαση των πηνίων να πούμε ότι επιλέξαμε να κατασκευάσουμε τον πυρήνα τους από λαμαρίνες σιδήρου πάχους 0,5mm και σχήματος EI [Εικόνα 8.3]. Ο σιδηροπυρήνας σαν υλικό διαθέτει μεγάλη μαγνητική διαπερατότητα αναγκαία για τις υψηλές τιμές αυτεπαγωγής που απαιτεί η εφαρμογή μας σε συνδυασμό με μεγάλη πυκνότητα μαγνητικής ροής $B_{sat}>1.2T$ που του επιτρέπει με κατάλληλο διάκενο να διαχειρίζεται μεγάλες εναλλασσόμενες δυνάμεις μαγνήτισης $H(ac)$ χωρίς να εισέρχεται στην περιοχή κορεσμού [Εικόνα 8.4]. Η μέγιστη συχνότητα λειτουργίας για εμάς είναι αρκετά χαμηλή περίπου 40Hz πράγμα που τοποθετεί τις απώλειες πυρήνα σαν θέμα δευτερευούσης σημασίας και καθιστά την επιλογή μας την καταλληλότερη.



Εικόνα 8.3 Πίνακας χαρακτηριστικών διαστάσεων της επιλεγμένης λαμαρίνας πυρήνα.

8.2.3 Σχεδίαση των πηνίων του φίλτρου

Αρχικά θα υπολογίσουμε το μέγεθος Area product (A_p) του πυρήνα προς επιλογή με βάση την ισχύ που καλείται να διαχειριστεί το πηνίο. Ο υπολογισμός του απαιτούμενου A_p γίνεται από τον ακόλουθο τύπο:

$$A_p = \frac{VA * 10^4}{K_f * K_u * B_{ac} * f * J}, cm^4 \quad (8.4)$$

Όπου :

K_f = wave form factor. (Για τετραγωνική κυματομορφή $K_f=4$)

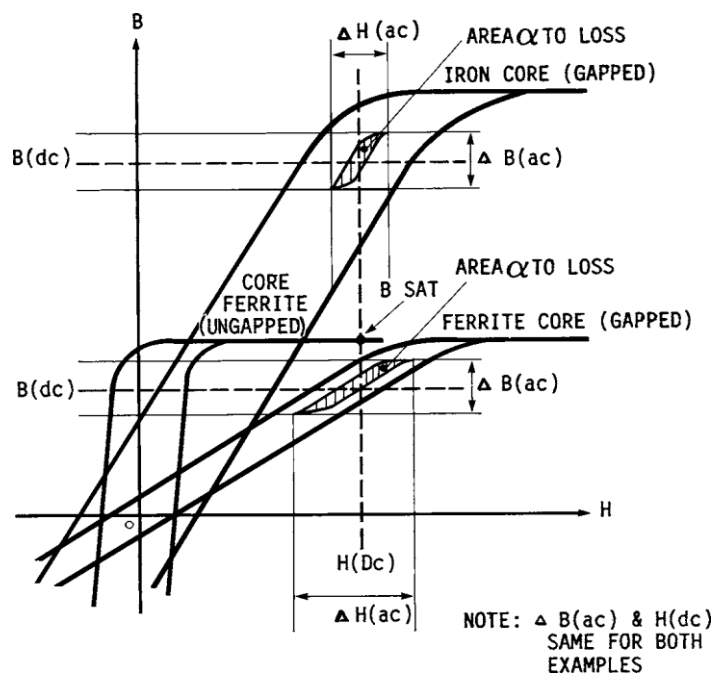
K_u = window utilization factor

B_{ac} = operating flux density, T, tesla

f = operating frequency. Hz

J = current density, amps/cm²

Ενώ η ισχύς του πηνίου προκύπτει από την επιθυμητή τιμή αυτεπαγωγής και το ρεύμα που το διαρρέει ως $VA = I^2 * \omega L$.



Εικόνα 8.4 Στο γράφημα φαίνεται η σχέση μεταξύ της πυκνότητας μαγνητικής ροής (B_{dc}) και δύναμης μαγνήτισης (H) καθώς και η επίδραση του διακένου στην καμπύλη μαγνήτισης για πυρήνα από φερρίτη και σιδηροπυρήνα.[9]

Η τιμή του A_p για τον εκάστοτε πυρήνα υπολογίζεται από τον τύπο [9],[53]:

$$A_p = A_c * A_w, cm^4 \quad (8.5)$$

Όπου:

A_c = Area core, cm² (εμβαδόν της διατομής του πυρήνα)

A_w = Area of window, cm²

Οπότε έχουμε την δυνατότητα να μεταβάλουμε το A_p του πυρήνα όχι μόνο επιλέγοντας μεγαλύτερο μέγεθος EI με μεγαλύτερο παράθυρο αλλά και αυξάνοντας το πλήθος των λαμαρινών

μεγαλώνοντας έτσι την μία διάσταση (το πάχος του πυρήνα) για τον υπολογισμό του A_c . Μάλιστα κατά την σχεδίαση προτείνεται, αν έχουμε το περιθώριο, να διατηρούμε τον λόγο $\frac{A_w}{A_c}$ κατά το δυνατόν χαμηλότερο δηλαδή να αυξάνουμε την επιφάνεια του σιδήρου διατηρώντας μικρό παράθυρο ώστε να πετυχαίνουμε την ίδια αυτεπαγωγή με λιγότερες σπείρες πράγμα που οδηγεί σε χρήση μικρότερου διακένου και κατ' επέκταση σε περιορισμό του φαινομένου (fringing flux) της διαφεύγουσας μαγνήτισης καθώς και σε μείωση του χαλκού άρα και των απωλειών P_{cu} . Με βάση τις σχέσεις [8.4] και [8.5] μπορούμε να υπολογίσουμε χοντρικά τις διαστάσεις του πυρήνα αλλά σε κάθε περίπτωση συνυπολογίζουμε και έναν συντελεστή προσαύξησης 30%. Με βεβαιότητα θα μπορούμε να ξέρουμε αν όντως επιλέξαμε το κατάλληλο μέγεθος πυρήνα μετά τον υπολογισμό των σπειρών και των διατομών των καλωδίων σε συνδυασμό με την επιφάνεια του παραθύρου.

Παρόμοιες εκτιμήσεις μπορούμε να κάνουμε για τον υπολογισμό του συνολικού όγκου και του βάρους των πηνίων χρησιμοποιώντας την μέθοδο του Area product.

Ο όγκος προκύπτει ως: $Volume = K_{vol} * A_p^{0.75}$, $K_{vol}=19,7$ για πυρήνα από λαμαρίνες.

Το βάρος προκύπτει ως: $Weight = K_w * A_p^{0.75}$, $K_w=68.2$ για πυρήνα από λαμαρίνες.

Έπειτα κάνουμε τον πρώτο υπολογισμό για τις απαιτούμενες σπείρες:

$$NL = \frac{VL * 10^4}{Kf * B_{ac} * f * A_c}, \text{στροφές} \quad (8.6)$$

Με την τάση του πηνίου V_L να υπολογίζεται ως $V_L = \omega L * I$.

Με βάση αυτές υπολογίζουμε το απαραίτητο διάκενο lg από την σχέση:

$$lg = \frac{0.4\pi * NL^2 * A_c * 10^{-8}}{L} - \frac{MPL}{\mu m}, \text{cm} \quad (8.7)$$

Όπου:

MPL = είναι το μήκος της μαγνητικής διαδρομής μέσα στον πυρήνα

μm = είναι η μαγνητική διαπερατότητα του υλικού μας

Στο επόμενο βήμα χρησιμοποιώντας την τιμή για το διάκενο lg θα υπολογίσουμε την διαφεύγουσα μαγνήτιση F από τον τύπο:

$$F = 1 + \frac{lg}{\sqrt{A_c}} * \ln\left(\frac{2 * G}{lg}\right) \quad (8.8)$$

Όπου G είναι το μήκος του τυλίγματος που ταυτίζεται δηλαδή με το ύψος του πυρήνα.

Από αυτό μπορούμε να ξαναυπολογίσουμε τις στροφές πλέον με ακρίβεια από τον τύπο:

$$NL_{new} = \sqrt{\frac{lg * L}{0.4\pi * A_c * F * 10^{-8}}}, \text{στροφές} \quad (8.9)$$

Ολοκληρώνοντας τους υπολογισμούς των ηλεκτρικών χαρακτηριστικών του πηνίου εξετάζουμε αν έχουμε μπει στην περιοχή του κορεσμού υπολογίζοντας την πυκνότητα της μαγνητικής ροής $B(ac)$ από τον τύπο:

$$B_{ac} = \frac{VL * 10^4}{Kf * NL_{new} * f * A_c}, \text{tesla} \quad (8.10)$$

Έτσι πλέον πρέπει να τεκμηριώσουμε ότι το τύλιγμά μας χωράει πράγματι στο παράθυρο του πυρήνα. Η επιφάνεια του παραθύρου υπολογίζεται από τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά του E1 υπολογίζοντας προφανώς μόνο το ένα κενό ενώ για την επιφάνεια του χαλκού (Acu) πρέπει αρχικά να επιλέξουμε την απαραίτητη διατομή καλωδίου διαλέγοντας την αμέσως μεγαλύτερη από την υπολογισθείσα ως: $S = \frac{IL}{J} \text{ cm}^2$ και έπειτα θεωρώντας έναν μόνο κλώνο μιας και είμαστε σε χαμηλή συχνότητα ώστε δεν μας απασχολεί το επιδερμικό φαινόμενο έχουμε: $Acu = \frac{NLnew * S}{Ku}$. Πρέπει να ισχύει ότι $Aw > Acu$, σε αντίθετη περίπτωση αν έχουμε το περιθώριο αυξάνουμε το πάχος του πυρήνα αλλιώς επιλέγουμε άλλον με μεγαλύτερο παράθυρο.

Τέλος θα υπολογίσουμε τις συνολικές απώλειες του πηνίου μας και την αύξηση της θερμοκρασίας Temperature rise (Tr). Οι απώλειες του πηνίου οφείλονται σε τρεις παράγοντες: στις απώλειες πυρήνα P_{fe}, στις απώλειες χαλκού P_{cu} και στις απώλειες διακένου P_g. Τις απώλειες σιδήρου θα τις υπολογίσουμε με βάση τα χαρακτηριστικά που μας δίνονται από τον κατασκευαστή ως W/kg ανά συχνότητα, οπότε αρκεί να υπολογίσουμε το βάρος του πυρήνα. Τις απώλειες χαλκού θα τις υπολογίσουμε με βάση την αντίσταση του τυλίγματος και το ρεύμα που το διαρρέει ενώ τις απώλειες διακένου από τον ακόλουθο τύπο:

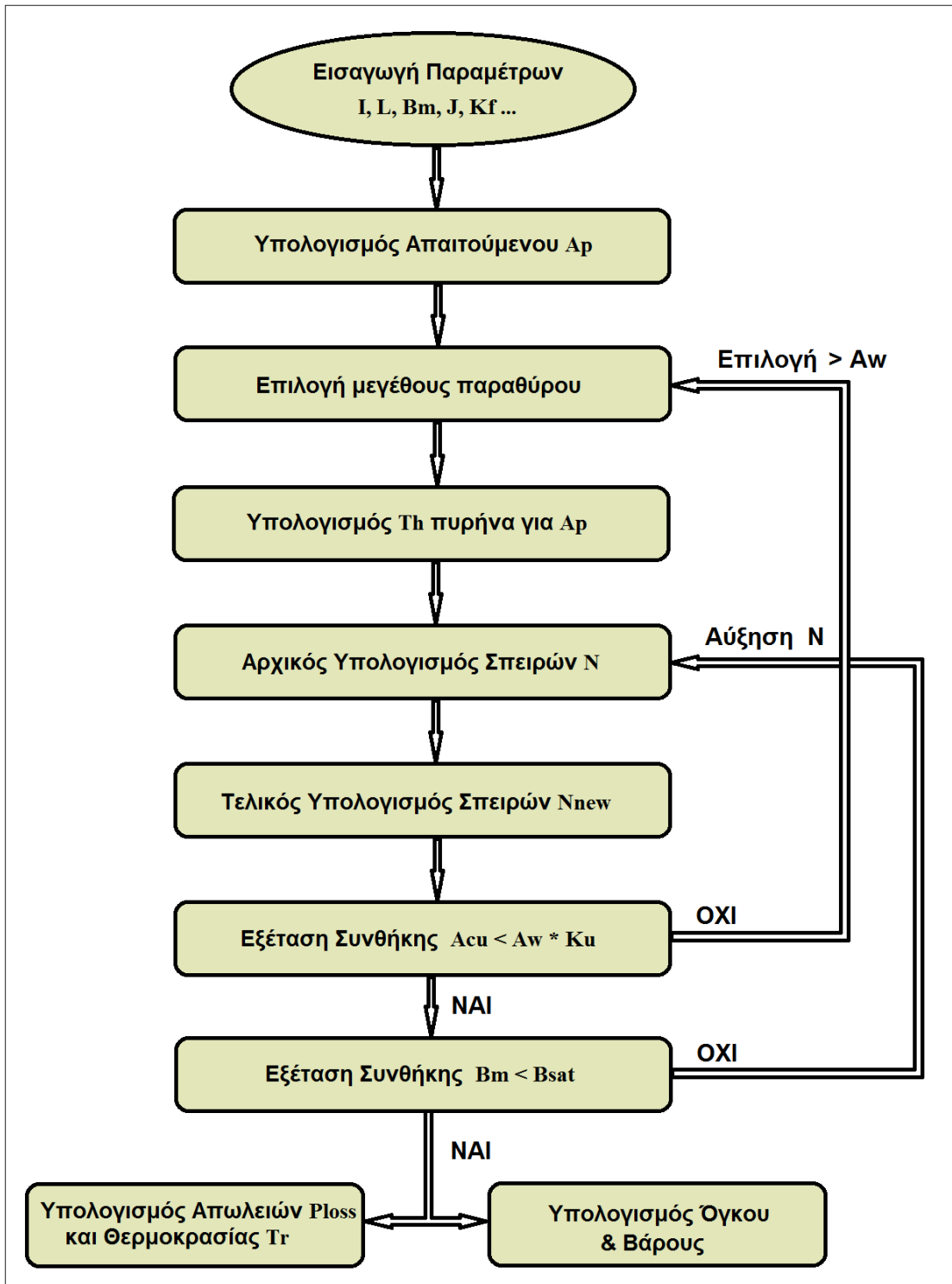
$$Pg = Ki * E * lg * Bac^2, \text{ watts (8.11)}$$

Όπου K_i είναι συντελεστής απωλειών διακένου για πυρήνα από λαμαρίνες σιδήρου, και E είναι σε cm το πλάτος της γλώσσας του E του πυρήνα.

Για να υπολογίσουμε την θερμοκρασία ανύψωσης Tr στο πηνίο πρώτα θα υπολογίσουμε την απαγωγή της θερμότητας ανά την επιφάνεια At του πηνίου $\Psi(\text{watts/cm}^2)$ και τέλος

$$Tr = 450 * (\Psi)^{0,826} \text{ } ^\circ\text{C (8.12)}$$

Ακολουθεί το διάγραμμα ροής του βασικού αλγορίθμου που θα χρησιμοποιήσουμε για την σχεδίαση των πυρήνων. Για να αποφύγουμε το γεγονός να παραλείψουμε κάποια περίπτωση επιλογής πυρήνα με μικρότερο παράθυρο η οποία θα μας οδηγήσει σε υλοποίηση με μικρότερο όγκο, βάρος και απώλειες, πρέπει να ξεκινήσουμε τον υπολογισμό από το μικρότερο δυνατό μέγεθος λαμαρίνας E-I.



Εικόνα 8.5 Διάγραμμα ροής για σχεδίαση πηνίου σειράς σε χαμηλές συχνότητες υλοποιημένο με πυρήνα E-I.

Για την κατασκευή του φίλτρου μας πρέπει να σχεδιάσουμε δύο διαφορετικούς τύπους πηνίων. Το ένα θα είναι αυτό του κάθετου κλάδου Lf και το δεύτερο της γραμμής θα είναι στην ουσία το άθροισμα των Li και Lo με μεσαία λήψη για την σύνδεση του κάθετου κλάδου. Για πρακτικούς και οικονομικούς λόγους κυρίως θα σχεδιάσουμε και τους δύο τύπους σε ίδιο μέγεθος E-I λαμαρίνας του πυρήνα. Έτσι κάποια χαρακτηριστικά τους θα είναι κοινά και παρουσιάζονται στον παρακάτω πίνακα [Πίνακας 8.3] ενώ τα υπόλοιπα παρουσιάζονται στους επόμενους πίνακες [Πίνακας 8.4].

Γενικά κοινά χαρακτηριστικά		Κοινά χαρακτηριστικά πυρήνα	
Kf	4	Core	EI-66
Ku	0,3	μm	1500
Ki	0,155	MPL (cm)	13,2
Bac (T)	1	Aw (cm ²)	3,63
f (Hz)	50	G (cm)	3,3
J (A/cm ²)	400	E (cm)	2,2

Πίνακας 8.3 Πίνακας με τα κοινά χαρακτηριστικά των δύο τιμών πηνίων του φίλτρου.

Χαρακτηριστικά πηνίου Lf		Χαρακτηριστικά πηνίου Li-Lo	
L(H)	0,0085	L(H)	0,001
I(A)	5	I(A)	16
V	13,35	V	5,03
VA	66,76	VA	80,42
Scable (cm ²)	0,0152	Scable (cm ²)	0,0585
Ac (cm ²)	9,9	Ac (cm ²)	12,1
MLT (cm)	17,8	MLT (cm)	19,8
At (cm ²)	198	At (cm ²)	210
Ap (cm ⁴)	35,937	Ap (cm ⁴)	43,923
Wtfe (kg)	1035	Wtfe (kg)	1265

Πίνακας 8.4 Πίνακας με τα λοιπά χαρακτηριστικά των πηνίων Lf και Li-Lo.

Έτσι ακολουθώντας τις σχέσεις 8.4 ως 8.12 και με βάση τα στοιχεία των πινάκων [8.5 και 8.6] θα κάνουμε τους υπολογισμούς για την σχεδίαση των πηνίων του φίλτρου μας. Αρχικά για το Lf και έπειτα για το Li-Lo.

Έχουμε για το Lf:

1. Απαιτούμενο Area product =

$$Ap = \frac{66,76 * 10^4}{4 * 0,3 * 1 * 50 * 400} = 27,81 \text{ cm}^4$$

Συνυπολογίζοντας έναν συντελεστή ασφάλειας 30% έχουμε $Ap=36 \text{ cm}^4$.

2. Από σχέση (8.5) και για δεδομένο μέγεθος παραθύρου και γλώσσας πυρήνα (E) υπολογίζουμε το απαιτούμενο πάχος του πυρήνα (Th) και τον αριθμό των λαμαρινών ως:

$$Th = \frac{Ap}{Aw * E} = \frac{36}{3.63 * 2.2} \approx 4.5 \text{ cm}$$

Που μεταφράζεται σε 90 κομμάτια λαμαρίνας πάχους 0.05 cm η κάθε μία.

3. Ο αρχικός υπολογισμός των σπειρών βγάζει:

$$NL = \frac{13,35 * 10^4}{4 * 1 * 50 * 9,9} = 67, \text{ σπείρες}$$

4. Υπολογισμός διακένου:

$$lg = \frac{0.4\pi * 67^2 * 9,9 * 10^{-8}}{0,0085} - \frac{13,2}{1500} = 0,0569, \text{ cm}$$

Το διάκενο αυτό είναι το συνολικό της διαδρομής του μαγνητικού πεδίου οπότε στην πράξη βάζουμε το μισό αυτού σε κάθε πόδι.

5. Υπολογισμός fringing flux:

$$F = 1 + \frac{0,0569}{\sqrt{9,9}} * \ln\left(\frac{2 * 3,3}{0,0569}\right) = 1,086$$

6. Υπολογισμός νέων σπειρών:

$$NL_{new} = \sqrt{\frac{0,0569 * 0,0085}{0.4\pi * 9,9 * 1,086 * 10^{-8}}} \approx 60, \text{ σπείρες}$$

7. Υπολογισμός Bac και εξέταση αν βρισκόμαστε εντός ορίων:

$$Bac = \frac{13,35 * 10^4}{4 * 60 * 50 * 9,9} = 1,12, \text{ tesla} < 1,2T$$

8. Επιβεβαίωση ότι οι 60 σπείρες χωράνε στον πυρήνα μας:

$$A_{cu} = \frac{60 * 0,0152}{0,3} = 3,04 \text{ cm}^2 < Aw = 3.63 \text{ cm}^2$$

9. Υπολογισμός απωλειών χαλκού:

$$R_{cu} = \frac{NL_{new} * MLT * 0.0175}{S} = \frac{60 * 0,178 * 0.0175}{1,25} = 0,149 \Omega$$

Με MLT σε μέτρα (m), S' σε τετραγωνικά χιλιοστά (mm²) και S'=S - insulation, και 0,0175 η ειδική αντίσταση του χαλκού.

Για το μέγιστο ρεύμα των 5A οι απώλειες χαλκού στο πηνίο θα είναι:

$$P_{cu} = I^2 * R_{cu} = 5^2 * 0.149 \approx 3.72W$$

10. Για τον υπολογισμό των απωλειών πυρήνα θα βασιστούμε στα δεδομένα του κατασκευαστή των EI που μας δίνει ότι για 50Hz και για Bac=1T οι απώλειές του είναι

2,3W/kg. Με 90 κομμάτια λαμαρίνας και 11,5gr το ένα, έχουμε συνολικό βάρος 1.035kg και άρα $Pfe = 2.3 * 1.035 = 2.38W$.

11. Υπολογισμός απωλειών διακένου:

$$Pg = 0,155 * 2,2 * 0,0569 * 1,12^2 = 0,024W$$

12. Υπολογισμός ανύψωσης θερμοκρασίας:

Οι συνολικές μέγιστες απώλειες του πηνίου θα είναι $P_{tot} = 6,12W$. Η συνολική επιφάνεια του πηνίου υπολογίστηκε 198 cm^2 . Άρα $\Psi = \frac{6,12}{198} = 0,03091$ και τελικά θα έχουμε $Tr = 450 * (0.03091)^{0,826} = 25.47 \text{ }^\circ C$ που είναι ιδιαίτερα χαμηλή.

Με παρόμοιο τρόπο υπολογίζουμε και σχεδιάζουμε τα πηνία της AC γραμμής Li-Lo. Θα σχεδιάσουμε ένα μόνο πηνίο με αυτεπαγωγή την συνολική Li+Lo και θα δημιουργήσουμε μεσαία λήψη για την σύνδεση του κάθετου κλάδου.

1. Απαιτούμενο Area product =

$$Ap = \frac{80,42 * 10^4}{4 * 0,3 * 1 * 50 * 400} = 33,51 \text{ cm}^4$$

Συνυπολογίζοντας έναν συντελεστή ασφάλειας 30% έχουμε $Ap=43,6 \text{ cm}^4$.

2. Από σχέση (8.5) και για δεδομένο μέγεθος παραθύρου και γλώσσας πυρήνα (E) υπολογίζουμε το απαιτούμενο πάχος του πυρήνα (Th) και τον αριθμό των λαμαρινών ως:

$$Th = \frac{Ap}{Aw * E} = \frac{43,6}{3.63 * 2.2} = 5.46 \approx 5,5 \text{ cm}$$

Που μεταφράζεται σε 110 κομμάτια λαμαρίνας.

3. Ο αρχικός υπολογισμός των σπειρών βγάζει:

$$NL = \frac{5,03 * 10^4}{4 * 1 * 50 * 12,1} = 21, \text{ σπείρες}$$

4. Υπολογισμός διακένου:

$$lg = \frac{0.4\pi * 21^2 * 12,1 * 10^{-8}}{0,001} - \frac{13,2}{1500} = 0,0568, \text{ cm}$$

Το διάκενο αυτό είναι το συνολικό της διαδρομής του μαγνητικού πεδίου οπότε στην πράξη βάζουμε το μισό αυτού σε κάθε πόδι.

5. Υπολογισμός fringing flux:

$$F = 1 + \frac{0,0568}{\sqrt{12,1}} * \ln \left(\frac{2 * 3,3}{0,0568} \right) = 1,078$$

6. Υπολογισμός νέων σπειρών:

$$NL_{new} = \sqrt{\frac{0,0568 * 0,001}{0,4\pi * 12,1 * 1,078 * 10^{-8}}} \approx 19, \text{ σπείρες}$$

7. Υπολογισμός Βac και εξέταση αν βρισκόμαστε εντός ορίων:

$$B_{ac} = \frac{5,03 * 10^4}{4 * 19 * 50 * 12,1} = 1,09, \text{ tesla} < 1,2T$$

8. Επιβεβαίωση ότι οι 19 σπείρες χωράνε στον πυρήνα μας:

$$A_{cu} = \frac{19 * 0,0585}{0,3} = 3,7 \text{ cm}^2 \approx A_w = 3.63 \text{ cm}^2$$

Με προσεκτικό τύλιγμα μπορούμε να καταφέρουμε συντελεστή χρησιμοποίησης παραθύρου μεγαλύτερο για παράδειγμα 0,32 (συνήθως επιλέγεται 0,4 για τους έμπειρους) και να έχουμε πλέων:

$$A_{cu} = \frac{19 * 0,0585}{0,32} = 3,47 \text{ cm}^2 < A_w = 3.63 \text{ cm}^2$$

9. Υπολογισμός απωλειών χαλκού:

$$R_{cu} = \frac{NL_{new} * MLT * 0.0175}{S'} = \frac{19 * 0,198 * 0.0175}{5} = 0,0132 \Omega$$

Με MLT σε μέτρα (m), S' σε τετραγωνικά χιλιοστά (mm²) και S'=S - insulation, και 0,0175 η ειδική αντίσταση του χαλκού.

Για ονομαστικό ρεύμα 16A οι απώλειες χαλκού στο πηνίο θα είναι:

$$P_{cu} = I^2 * R_{cu} = 16^2 * 0.0132 \approx 3.38W$$

10. Για τον υπολογισμό των απωλειών πυρήνα θα βασιστούμε στα δεδομένα του κατασκευαστή των EI που μας δίνει ότι για 50Hz και για Βac=1T οι απώλειές του είναι 2,3W/kg. Με 110 κομμάτια λαμαρίνας και 11,5gr το ένα, έχουμε συνολικό βάρος 1.265kg και άρα $P_{fe} = 2.3 * 1.265 = 2.91W$.

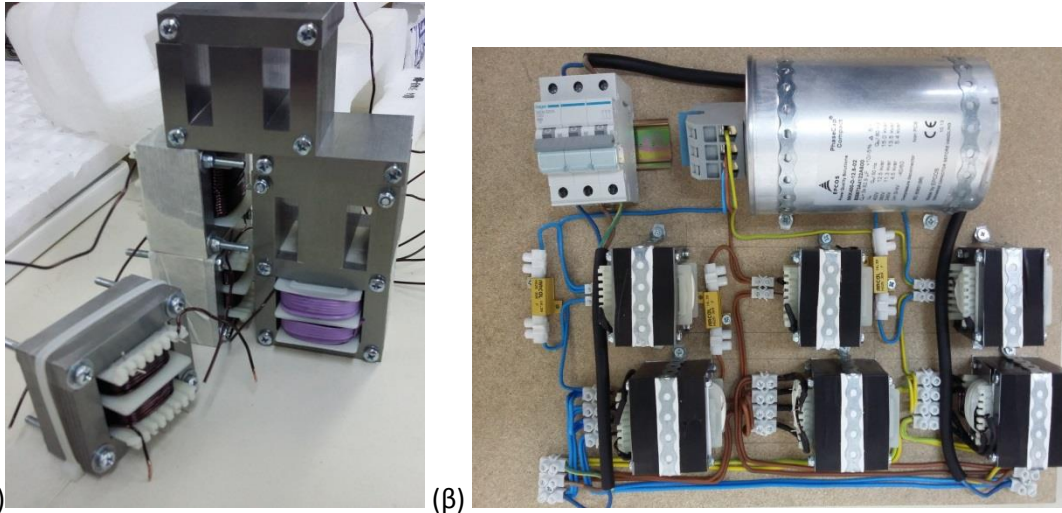
11. Υπολογισμός απωλειών διακένου:

$$P_g = 0,155 * 2,2 * 0,0568 * 1,09^2 = 0,023W$$

12. Υπολογισμός ανύψωσης θερμοκρασίας:

Οι συνολικές μέγιστες απώλειες του πηνίου θα είναι $P_{tot} = 6,31W$. Η συνολική επιφάνεια του πηνίου υπολογίστηκε 210 cm². Άρα $\Psi = \frac{6,31}{210} = 0,03005$ και τελικά θα έχουμε $T_r = 450 * (0.03005)^{0,826} = 24.88 \text{ }^\circ C$ που είναι εξίσου χαμηλή.

Με βάση τους υπολογισμούς που προηγήθηκαν τυλίχθηκαν τα πηνία και συναρμολογήθηκε το φίλτρο της παρακάτω εικόνας [Εικόνα 8.6].



Εικόνα 8.6 Φωτογραφίες κατά την κατασκευή των πηνίων (α) και του τελικού συνολικού φίλτρου (β).

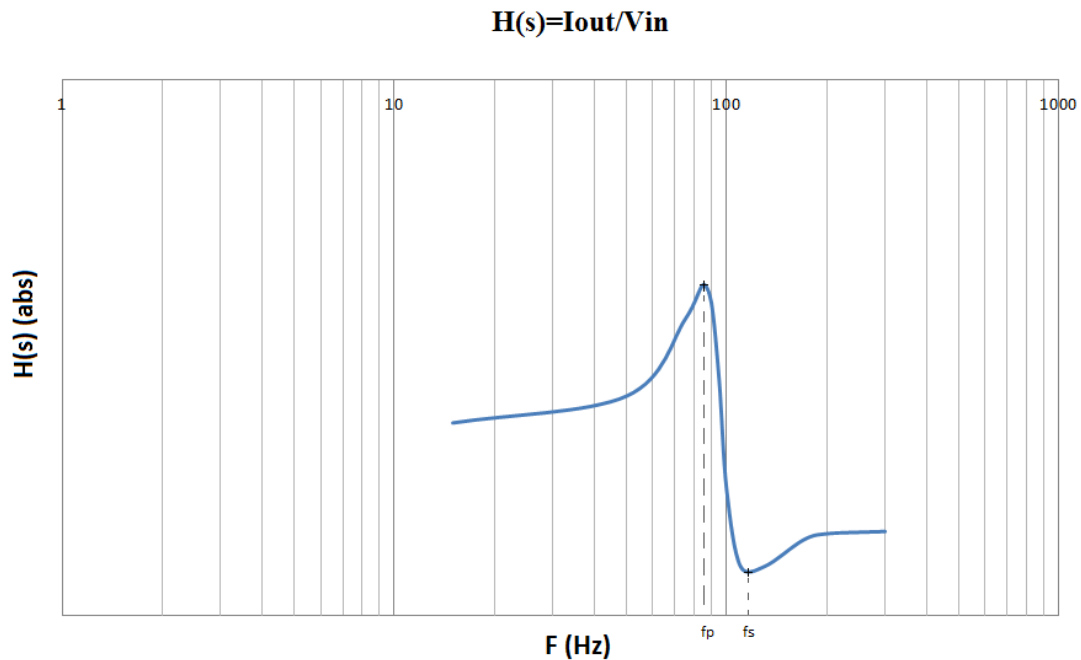
Στο σημείο αυτό μια παρατήρηση που πρέπει να γίνει σχετικά με την κατασκευή των πηνίων είναι ότι πρέπει να δοθεί προσοχή στο δέσιμό τους και κυρίως στα πηνία γραμμής L_i και L_o που διαρρέονται από μεγαλύτερο ρεύμα. Πρέπει να είναι ιδιαιτέρως σφιχτά δεμένα για την αποφυγή φαινομένων κουδουνισμών που μπορεί να προέρχονται είτε από σχετικές κινήσεις μεταξύ των ελασμάτων, είτε των E και I μερών του πυρήνα είτε από τους χαλαρά τυλιγμένους αγωγούς. Επιπλέον αν πρόκειται το φίλτρο να βρίσκεται κοντά σε ευαίσθητες ηλεκτρονικές συσκευές, θα πρέπει να παρθούν μέτρα για την ηλεκτρομαγνητική θωράκισή του τοποθετώντας τα πηνία ή το φίλτρο στο σύνολό του σε ειδικά μεταλλικά καλύμματα.

8.3. Πειραματικά αποτελέσματα

Η πειραματική επιβεβαίωση για την σωστή κατασκευή και λειτουργία του φίλτρου μας γίνεται σε τρία στάδια. Καταρχάς στο πρώτο στάδιο πρέπει να επιβεβαιώσουμε ότι το φίλτρο κατασκευάστηκε όπως το σχεδιάσαμε συγκρίνοντας την απόκριση συχνότητας του δοκιμίου και την θεωρητική. Έπειτα το δεύτερο στάδιο του πειράματος είναι η εξέταση των ηλεκτρικών χαρακτηριστικών του συστήματος με την παρουσία του φίλτρου. Σε αυτό το στάδιο εξετάζουμε τις τιμές των ρευμάτων και τάσεων και τα συγκρίνουμε με τα αναμενόμενα αλλά και πιο σημαντικό εξετάζουμε τα επίπεδα των αρμονικών συνιστωσών του ρεύματος και το THD αν συμπίπτουν με τα αναμενόμενα βάση της θεωρίας. Το τρίτο και τελικό στάδιο είναι η μέτρηση στο πεδίο δοκιμών και ανάλυση του φάσματος του θορύβου που παράγει η ανεμογεννήτρια μετά την τοποθέτηση του νέου φίλτρου, με εφαρμογή του προτύπου [56] IEC 61400.11 με τίτλο «Ανεμογεννήτριες - Τεχνικές μετρήσεων ακουστικού θορύβου» (61400-11, 2006) που ορίζει σχετικά για τις μετρήσεις θορύβου σε μικρές ανεμογεννήτριες.

1° Στάδιο

Η πρώτη μέτρηση που έγινε πάνω στο φίλτρο ήταν για την εξαγωγή της απόκρισης συχνότητάς του. Έτσι αφού στην έξοδο τοποθετήθηκε σταθερό ωμικό φορτίο, εφαρμόσαμε στην είσοδο σταθερή τάση με μεταβλητή συχνότητα. Η συνάρτηση μεταφοράς που εξετάστηκε ήταν η $H(s) = \frac{I_{out}}{V_{in}}$. Τα αποτελέσματα των μετρήσεων φαίνονται στην παρακάτω γραφική παράσταση [Εικόνα 8.7].



Εικόνα 8.7 Παρουσιάζεται η απόκριση συχνότητας από 15Hz ως 300Hz του κατασκευασμένου φίλτρου όπως προκύπτει από πειραματικές μετρήσεις.

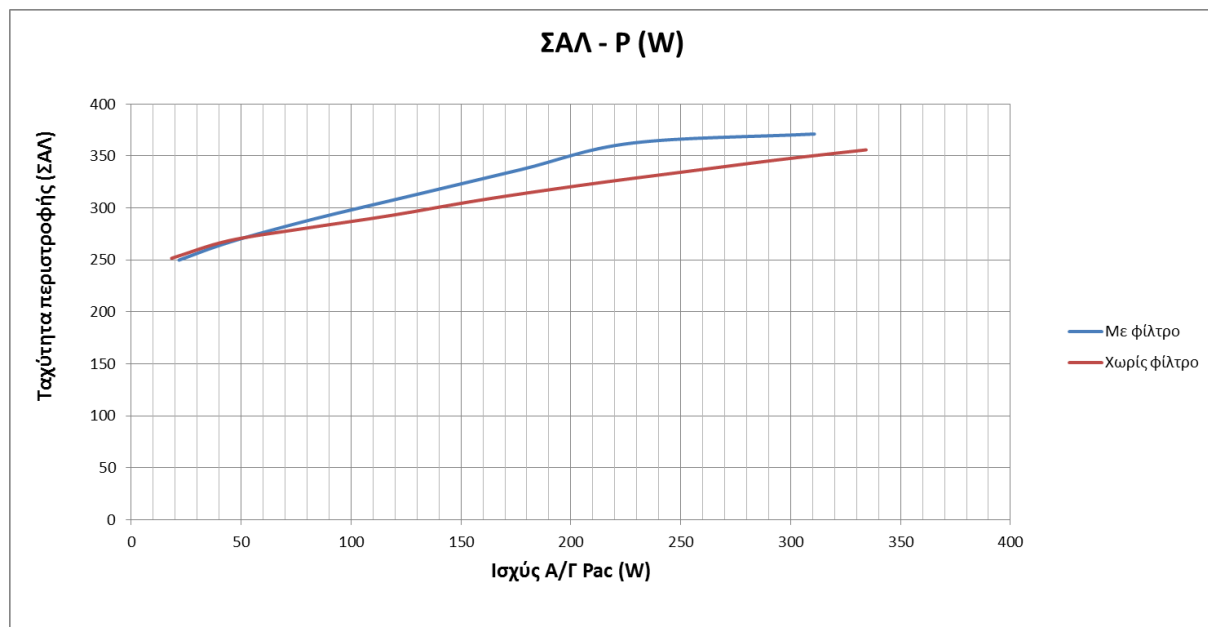
Βλέπουμε ότι οι συχνότητες συντονισμού με βάση τις οποίες σχεδιάσαμε το φίλτρο τελικά στην πράξη τοποθετήθηκαν ως εξής: Η συχνότητα παράλληλου συντονισμού f_p βρίσκεται περίπου στα 87Hz, η συχνότητα αποκοπής (-3dB) f_c βρίσκεται περίπου στα 100Hz και η συχνότητα συντονισμού σειράς (του κάθετου κλάδου) f_s βρίσκεται περίπου στα 112Hz. Συγκρίνοντας την τελική απόκριση του φίλτρου με την θεωρητική του σχήματος [Εικόνα 8.4] μπορούμε να πούμε ότι είναι σχεδόν ίδιες. Οι συχνότητες f_p και f_s αν και δεν ταυτίζονται με αυτές του αρχικού στόχου μας, έχουν μικρή απόκλιση και είναι σίγουρα αποδεκτές και θεωρούμε αρχικά ότι πετύχαμε το σκοπό μας. Η συχνότητα αποκοπής f_c από την άλλη, που παίζει και τον σημαντικότερο ρόλο για την ορθή λειτουργία του φίλτρου ταυτίζεται με την αρχικά επιλεγμένη. Μοναδική επιφύλαξη για την παρατηρούμενη απόκριση του φίλτρου σε σχέση με την επιθυμητή μπορούσαμε να έχουμε για το πλάτος της $H(s)$ στην συχνότητα συντονισμού f_p που φαίνεται μεγαλύτερη από την αναμενόμενη. Παρόλα αυτά πρέπει να παρατηρήσουμε ότι κατά την διεξαγωγή του πειράματος για την εξαγωγή της καμπύλης $H(s)$ της [εικόνας 8.7] το φορτίο στην έξοδο του φίλτρου που χρησιμοποιήθηκε ήταν αρκετά μικρότερο του ονομαστικού γεγονός που αυξάνει την αιχμηρότητα της απόκρισης. Η συνάρτηση μεταφοράς που χρησιμοποιούμε είναι $H(s) = \frac{I_{out}}{V_{in}}$ και έτσι η τιμή του φορτίου εξόδου επηρεάζει τον λόγο i/v και άρα την παρατηρούμενη απόκριση του φίλτρου. Σε αντίθετη περίπτωση θα σπεύδαμε να υπολογίσουμε

διαφορετική ,μικρότερη για την ακρίβεια, τιμή συντελεστή ποιότητας Q για το φίλτρο άρα και μικρότερη τιμή αντίστασης Rf.

2° Στάδιο

Για την δεύτερη φάση της πειραματικής επιβεβαίωσης μεταβήκαμε στο πεδίο δοκιμών της ανεμογεννήτριας και εγκαταστήσαμε το φίλτρο. Αφού πήραμε τις απαραίτητες μετρήσεις για την ταχύτητα περιστροφής της Α/Γ (Fac), την τάση (Vac) και το ρεύμα (Iac) με και χωρίς το φίλτρο καθώς και τις αρμονικές συνιστώσες του ρεύματος της γεννήτριας και τον συντελεστή THD, παρουσιάζουμε παρακάτω τα σχετικά γραφήματα που προκύπτουν. Λόγο πρακτικών δυσκολιών κατά την διεξαγωγή του πειράματος οι έγκυρες μετρήσεις που προέκυψαν περιορίζονται μόνο για τιμές ταχύτητας ανέμου μέχρι 6,5m/s που για την συγκεκριμένη ανεμογεννήτρια μεταφράζεται σε τιμές ρευμάτων ως και 6Α σε σύγκριση με τα 22Α υπό ονομαστική λειτουργία. Παρ' όλα αυτά μπορούμε να εξάγουμε κάποια ασφαλή συμπεράσματα.

Καταρχάς στο παρακάτω διάγραμμα [Εικόνα 8.8] παρατηρούμε ότι για τις δύο περιπτώσεις με και χωρίς φίλτρο, η ανεμογεννήτρια παράγει την ίδια ισχύ για διαφορετικές ταχύτητες περιστροφής πράγμα που σημαίνει και κάποια επίδραση στην καμπύλη ισχύος. Βλέπουμε ότι η διαφορά μεταξύ των δύο καμπυλών τείνει να μειώνεται πράγμα που ενισχύει τα αποτελέσματα για την καμπύλη ισχύος που εξάγαμε σε προηγούμενη ενότητα από το πρόγραμμα προσομοίωσης [Εικόνα 8.1].



Εικόνα 8.8 Διάγραμμα ταχύτητας περιστροφής – παραγόμενης ισχύος της ανεμογεννήτριας με και χωρίς φίλτρο που παρουσιάζει την επίδραση του φίλτρου στην καμπύλη ισχύος.

Η επίδοση του φίλτρου όσον αφορά στην απόσβεση των αρμονικών του ρεύματος της ανεμογεννήτριας φαίνεται στους πίνακες που ακολουθούν για τιμές ρεύματος έως και 6Α. Όπως

Κεφάλαιο 8^ο

έχουμε αναφέρει και κατά το προηγούμενο πείραμα που παρουσιάστηκε στο 7^ο κεφάλαιο, η χειρότερη-δυσκολότερη περίπτωση από άποψης μείωσης του παραγόμενου θορύβου βρίσκεται στις χαμηλές τιμές ρεύματος από 2A έως 5A όπου μετράται υψηλότερος συντελεστής THDi από ότι σε μεγαλύτερα ρεύματα, η συχνότητα λειτουργίας είναι ακόμα σχετικά χαμηλή ώστε να βρισκόμαστε μόλις στην συχνότητα αποκοπής του φίλτρου και συνάμα το ρεύμα είναι αρκετό και ικανό να δημιουργήσει τις απαραίτητες δονήσεις στον δρομέα της Α/Γ για την παραγωγή αισθητού θορύβου.

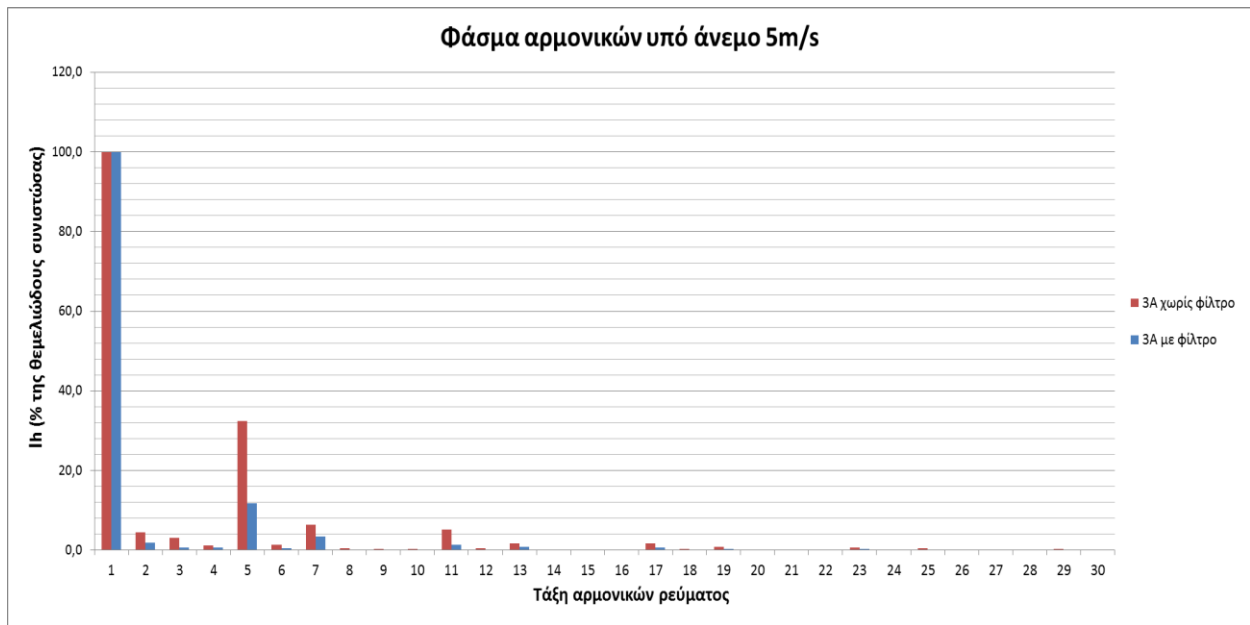
Βλέπουμε λοιπόν στον πίνακα [8.5] ότι με την χρήση του φίλτρου πετυχαίνουμε μείωση του συντελεστή αρμονικής παραμόρφωσης για τιμές ρευμάτων ως 6A κατά μέσο όρο 64%. Ήδη στο 10% του ονομαστικού φορτίου της Α/Γ το THDi είναι περίπου 15% ενώ από τα 4A και μετά φαίνεται να σταθεροποιείται σε τιμές κάτω από 10%, αποτελέσματα που συνάδουν με τα αναμενόμενα βάση των προσομοιώσεων πίνακες [6.3],[8.1].

	THDi χωρίς φίλτρο [%]	THDi με φίλτρο [%]	Μείωση [%]
cut-in	64,02	20,79	67,53
1A	50,49	19,76	60,86
2A	38,25	15,68	59,01
3A	32,44	12,64	61,04
4A	29,04	10,31	64,50
5A	27,47	8,76	68,11
6A	25,01	8,57	65,73

Πίνακας 8.5 Συνολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος %.

Στο παρακάτω ραβδόγραμμα [Εικόνα 8.9] βλέπουμε το φάσμα των αρμονικών συχνοτήτων του ρεύματος της γεννήτριας ,με και χωρίς φίλτρο, μέχρι και την 30^η τάξη αρμονικής για το ρεύμα των 3A που στην συγκεκριμένη Α/Γ αντιστοιχεί στην τιμή του μέσου ανέμου ταχύτητας 5m/s για την οποία και έχει βελτιστοποιηθεί το σύστημα.

Ο πίνακας [8.6] παρουσιάζει συγκεντρωτικά τους μέσους όρους από τις μετρήσεις που πάρθηκαν από την ανεμογεννήτρια στο πεδίο δοκιμών με και χωρίς την τοποθέτηση του νέου κατασκευασμένου φίλτρου, σε ομαδοποίηση ανά τιμή ρεύματος για ακριβέστερα αποτελέσματα και ευκολότερη επεξεργασία.



Εικόνα 8.9 Σύγκριση του φάσματος των αρμονικών του ρεύματος της Α/Γ πριν και μετά την χρήση του φίλτρου υπό άνεμο ταχύτητας 5m/s.

		V(v)	I(A)	f(Hz)	THD(%)	5η	7η	11η
cut-in	Με φίλτρο	20,83	0,6	24,99	20,79	18,93	8,32	2,66
	Χωρίς φίλτρο	20,92	0,504	25,16	64,02	50,10	35,70	6,53
1	Με φίλτρο	21,74	1,196	26,74	19,76	18,65	4,35	2,92
	Χωρίς φίλτρο	21,59	1,178	26,84	50,49	41,21	19,47	3,63
2	Με φίλτρο	22,94	2,085	28,93	15,68	14,69	3,49	1,64
	Χωρίς φίλτρο	22,16	2,041	28,02	38,25	34,94	10,99	4,51
3	Με φίλτρο	23,92	3,004	31,04	12,64	11,72	3,48	1,28
	Χωρίς φίλτρο	22,72	3,003	29,29	32,44	29,89	5,81	4,81
4	Με φίλτρο	25,38	4,027	33,69	10,31	9,24	3,11	1,54
	Χωρίς φίλτρο	23,22	3,944	30,75	29,04	27,63	3,46	4,53
5	Με φίλτρο	26,83	4,903	36,25	8,76	7,74	2,82	1,64
	Χωρίς φίλτρο	23,68	4,973	32,17	27,47	26,19	3,27	4,36
6	Με φίλτρο	27,34	6,626	37,12	8,57	5,73	2,23	1,32
	Χωρίς φίλτρο	24	6,008	33,43	25,01	23,68	3,52	3,30

Πίνακας 8.6 Συγκεντρωτικός πίνακας των ηλεκτρικών χαρακτηριστικών και των επιπέδων αρμονικής παραμόρφωσης για τις κυρίαρχες συνιστώσες με και χωρίς φίλτρο για διάφορες τιμές ρεύματος φορτίου.

Συμπεράσματα

Αντικείμενο της παρούσας διπλωματικής εργασίας ήταν η μελέτη και η κατασκευή μιας διάταξης για την εξάλειψη του παραγόμενου θορύβου από μικρές τοπικά κατασκευασμένες ανεμογεννήτριες μη διασυνδεδεμένων στο δίκτυο. Η πηγή του θορύβου στον οποίο αναφερθήκαμε είναι ηλεκτρομαγνητικής φύσεως. Προς την κατεύθυνση αυτή μελετήθηκαν διατάξεις παθητικών φίλτρων, παθητικής μείωσης των αρμονικών αλλά και ελεγχόμενες διατάξεις φίλτρων και πλήρους ελέγχου της γεννήτριας.

Αρχικά παρουσιάστηκε και αναλύθηκε η λειτουργία του απλού τριφασικού ανορθωτή δίοδων γέφυρας και οι αρμονικές ρεύματος που εκ φύσεως παράγει που εν τέλει είναι και η πηγή του προβλήματός μας. Έπειτα έγινε εισαγωγή σε κάθε μέθοδο παθητική ή ενεργή που χρησιμοποιείται στην βιομηχανία και έχει ως αποτέλεσμα την διαμόρφωση του ρεύματος της Α/Γ και μείωσης των αρμονικών συνιστωσών του. Στη συνέχεια αφού μοντελοποιήθηκαν και προσομοιώθηκαν οι βασικότερες εξ' αυτών, μελετήθηκαν τα χαρακτηριστικά που προσδίδουν στο συνολικό σύστημα. Όσον αφορά στις ελεγχόμενες διατάξεις αναλύθηκε ο τρόπος λειτουργίας τους, η λογική του ελέγχου και στοιχειώδεις παράγοντες της σχεδίασής τους. Ιδιαίτερη έμφαση όμως δόθηκε στις παθητικές διατάξεις φίλτρων η λύση των οποίων έπειτα από σύγκριση φαίνεται πιο αποδοτική. Συγκρίνοντας τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων επιλέχθηκε τελικά η διάταξη που θα χρησιμοποιηθεί που είναι ένα παθητικό L-LC-L φίλτρο 4^{ης} τάξης.

Ένας από τους βασικούς σκοπούς της παρούσας εργασίας είναι η εξαγωγή μιας μεθόδου σχεδίασης και υπολογισμού του εν λόγω φίλτρου καθώς και μιας μεθόδου κατασκευής του. Έτσι δέουσα σημασία δόθηκε στην πειραματική επιβεβαίωση των όσων μελετήθηκαν, προσομοιώθηκαν και εν τέλει εφαρμόστηκαν. Τα πειραματικά αποτελέσματα επιβεβαιώνουν την ορθότητα της μεθόδου κατασκευής του φίλτρου από την μία και της μεθόδου σχεδίασης από την άλλη λαμβάνοντας υπ' όψιν τις τελικές μετρήσεις ήχου και επιπέδου παραμενόντων αρμονικών συνιστωσών και κάνοντας σύγκριση με τα αντίστοιχα της προσομοίωσης.

Κύρια συμπεράσματα

Τα κυριότερα συμπεράσματα που προκύπτουν από την παρούσα διπλωματική εργασία συγκεντρώνονται παρακάτω:

- Καταρχάς το πρώτο και βασικό για την συνέχεια συμπέρασμα που εξαγάγαμε είναι ότι η αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος της γεννήτριας συνεπάγεται άμεσα αρμονικές ροπής και άρα παραγωγή μηχανικού θορύβου. Με μια μείωση του συντελεστή ολικής αρμονικής παραμόρφωσης THDi στο επίπεδο του 10% πετυχαίνουμε ικανοποιητική μείωση του παραγόμενου θορύβου ώστε ο θόρυβος της ανεμογεννήτριας να μην ξεπερνάει τον θόρυβο βάθους και η διαφορά τους γίνεται δυσδιάκριτη.
- Η χρήση οποιασδήποτε από τις ελεγχόμενες διατάξεις που αναλύθηκαν κρίνεται ως ασύμφορη στα πλαίσια της μείωσης του παραγόμενου θορύβου της ανεμογεννήτριας. Αποβλέποντας στην αύξηση της ελεγχιμότητας του συστήματος καθώς και στην αύξηση

της ενεργειακής του απόδοσης, η χρήση του τριφασικού πλήρως ελεγχόμενου ανορθωτή γέφυρας ή του συνδυασμού τριών μονοφασικών ανορθωτών τύπου ανύψωσης τάσης μπορεί να προταθεί. Σε κάθε περίπτωση η διάταξη ενός παράλληλου ενεργού φίλτρου σε μικρές ανεμογεννήτριες <10kW χαρακτηρίζεται ως μη βιώσιμη επένδυση.

- Η κατασκευή και χρήση ενός παθητικού παράλληλου βαθυπερατού φίλτρου 2^{ης} και πλέων τάξης κρίνεται ιδανική για την εφαρμογή μας. Το βασικότερο πλεονέκτημα για αυτά τα φίλτρα είναι η ανεξαρτητοποίηση της συχνότητας αποκοπής τους από τις τιμές των αυτεπαγωγών της γραμμής. Έχουμε έτσι το περιθώριο να παίζουμε με το κόστος και την επίδοσή τους χωρίς να επηρεάζουμε τα βασικά χαρακτηριστικά του συστήματος. Προσθέτοντας πηνία εισόδου L_i και εξόδου L_o στο φίλτρο αυξάνουμε την τάξη του και πετυχαίνουμε μεν επιπλέον απόσβεση των αρμονικών αλλά με αναπόφευκτη επίδραση στην καμπύλη ισχύος της Α/Γ η οποία μπορεί όμως εύκολα να προϋπολογιστεί.
- Τα τελικά πειραματικά αποτελέσματα που παρουσιάστηκαν επιβεβαιώνουν από την μία την ορθότητα της μεθόδου κατασκευής του φίλτρου κρίνοντας από τα εναπομείναντα επίπεδα αρμονικής παραμόρφωσης και από την άλλη η συμφωνία τους με τα αναμενόμενα μέσω της προσομοίωσης πιστοποιούν την μέθοδο σχεδιάσής του.

Προτάσεις για περαιτέρω διερεύνηση

Μέσω της παρούσας διπλωματικής αναδείχθηκαν ορισμένα θέματα που χρήζουν περαιτέρω διερεύνηση και μπορούν να αποτελέσουν αντικείμενο μελέτης στο μέλλον:

- Υπό ποιες συνθήκες και για ποιες Α/Γ του εγχειριδίου θα ήταν οικονομικά αποδεκτή η λύση της κατασκευής ενός ελεγχόμενου ανορθωτή για την ταυτόχρονη λειτουργία της ανεμογεννήτριας υπό βέλτιστες συνθήκες ρεύματος και μεγιστοποίησης της ενεργειακής της απόδοσης.
- Έμεινε ανοικτό το θέμα του ακριβούς υπολογισμού της επίδρασης των πηνίων εισόδου L_i και εξόδου L_o στην καμπύλη ισχύος της κάθε Α/Γ και η ενσωμάτωσή του στο συνολικό μοντέλο του συστήματος για την εκ νέου επιλογή του βέλτιστου μήκους και διατομής του καλωδίου διασύνδεσής της.
- Έπειτα από την παρατήρηση του φαινομένου του κουδουνισμού ενός εκ των κατασκευασμένων πηνίων, γεννάται το θέμα για την εξέταση και πρακτική εφαρμογή άλλων υλικών ως πυρήνα των πηνίων που εγγενώς δεν θα παρουσιάζουν τέτοιου είδους φαινόμενα καθώς επίσης θα παρουσιάζουν σε μικρότερο βαθμό την εκπομπή σημάτων ηλεκτρομαγνητικής παρεμβολής EMI για τοποθέτηση πλησίον ευαίσθητων ηλεκτρονικών κυκλωμάτων.
- Αποσκοπώντας στην μείωση του συνολικού κόστους κατασκευής του φίλτρου και με δεδομένο ότι το μεγαλύτερο μέρος του κόστους αποτελούν οι πυκνωτές του, προτείνεται

Συμπεράσματα

η διερεύνηση και πειραματική δοκιμή για χρήση ηλεκτρολυτικών μη πολωμένων (ηρ Electrolytic) στοιχείων πυκνωτών.

- Τέλος, αν και η διαφορά του παραγόμενου θορύβου της ανεμογεννήτριας πριν τη χρήση του φίλτρου και μετά ήταν σαφώς αισθητή σε μεγάλη απόσταση από το ανθρώπινο αφτί, είναι αναγκαία η επιστημονική τεκμηρίωση του γεγονότος με την πειραματική μέτρηση και ανάλυση του φάσματος του παραγόμενου θορύβου της Α/Γ μετά την τοποθέτηση του φίλτρου, με εφαρμογή του σχετικού προτύπου IEC 61400.11.

Παράρτημα Α: Εναλλακτικός τρόπος σχεδιασμού και κατασκευής των πηνίων του παθητικού φίλτρου

Στο παράρτημα αυτό παρουσιάζεται η μέθοδος για την σχεδίαση των πηνίων του φίλτρου μας χρησιμοποιώντας για πυρήνα, αντί για λαμαρίνες σιδήρου, τοροειδή πυρήνα χαμηλής σχετικά διαπερατότητας κατασκευασμένο από συμπιεσμένη σκόνη προσμείξεων σιδήρου. Στην πράξη κατασκευάζονται από σκόνη σιδηρομαγνητικών υλικών η οποία αφού επικαλυφτεί με αδρανή μονωτικά υλικά για τον περιορισμό των απωλειών λόγω δινορευμάτων και για την δημιουργία ενός ομοιόμορφα κατανεμημένου διακένου στο σύνολο της δομής του πυρήνα, συμπιέζεται για να πάρει την μορφή του τοροειδούς πυρήνα. Στους τοροειδείς η μαγνητική ροή κατανέμεται πιο ομοιόμορφα καθώς το τύλιγμα καλύπτει όλο το μήκος του μαγνητικού αγωγού και επιπλέον δεν παρουσιάζεται το φαινόμενο (fringing flux) της διαφεύγουσας μαγνήτισης από το διάκενο. Συνέπεια αυτών είναι μικρότερες απώλειες πυρήνα αλλά και μείωση των μηχανικών ταλαντώσεων που προκαλούν θόρυβο.



Εικόνα Α.1 Φαίνονται τοροειδείς πυρήνες από “iron powder” και “iron alloy powder”.

Οι τοροειδείς πυρήνες από σκόνες χρησιμοποιούνται ευρέως σε μεγάλων απαιτήσεων σε απόδοση και μεγάλης αξιοπιστίας εφαρμογές όπως στρατιωτικές και διαστημικές εφαρμογές χάρη στην σταθερότητα των χαρακτηριστικών τους σε ευρύ φάσμα θερμοκρασιών, και την ικανότητά τους να αντέχουν υψηλά επίπεδα κραδασμών, δονήσεων και πυρηνικής ακτινοβολίας χωρίς να υποβαθμίζεται η απόδοσή τους. Αυτά τους τα χαρακτηριστικά δικαιολογούν και το αυξημένο κόστος. Άλλες εφαρμογές τους είναι [8]:

1. Σταθερά, υψηλού συντελεστή ποιότητας Q φίλτρα.
2. Πηνία φόρτωσης (loading coils) για την εξουδετέρωση της κατανεμημένης χωρητικότητας σε τηλεφωνικά καλώδια.
3. Μετασχηματιστές παλμικού σήματος.
4. Σε διαφορική λειτουργία, για φίλτρα ηλεκτρομαγνητικού θορύβου EMI.
5. Σε μετασχηματιστές τύπου Flyback.
6. Σαν μέσο αποθήκευσης ενέργειας ή πηνία εξόδου σε κυκλώματα με μεγάλη DC συνιστώσα.

Επειδή η διαπερατότητα αυτών των πυρήνων καθορίζεται από την διαδικασία παρασκευής, και όχι από την ρύθμιση του διακένου αέρα, οι πυρήνες από σκόνες σιδηρομαγνητικών υλικών διατίθενται μόνο σε διακριτές τιμές διαπερατότητας. Το γεγονός αυτό επηρεάζει καθοριστικά την μέθοδο για την σχεδίαση των πηνίων.

Τα πηνία του φίλτρου μας αν και δεν διαρρέονται από συνεχές ρεύμα, μεταφέρουν ρεύμα χαμηλής συχνότητας (<60Hz) και μεγάλης μέγιστης τιμής. Η διάρκεια της κορυφής του AC παλμού είναι πολύ μεγάλη ειδικά σε σύγκριση με αυτήν των λοιπών αρμονικών. Η αιχμές του ρεύματος της βασικής συνιστώσας έχουν επίδραση στον κορεσμό του πυρήνα παρόμοια με αυτήν ενός συνεχούς ρεύματος. Έτσι για τους σκοπούς της σχεδίασης των πηνίων γραμμής μπορεί να θεωρηθεί ότι διαρρέονται από συνεχές ρεύμα ίσο με την μέγιστη τιμή αυτού της θεμελιώδους συχνότητας. Ο σχεδιασμός λοιπών των πηνίων αυτών μπορεί να ακολουθήσει την ίδια μεθοδολογία σχεδίασης με ένα πηνίο εξόδου DC choke[9].

Βήμα 1

Για αρχή στο πρώτο βήμα θα υπολογίσουμε το μέγεθος Area product (A_p) του πυρήνα προς επιλογή με βάση την ισχύ που καλείται να διαχειριστεί το πηνίο. Ο υπολογισμός του απαιτούμενου A_p γίνεται από τον ακόλουθο ίδιο τύπο του 8^{ου} κεφαλαίου (8.4):

$$A_p = \frac{VA * 10^4}{Kf * Ku * Bm * f * J}, cm^4 \quad (8.4)$$

Όπου :

K_f = wave form factor. (Για τετραγωνική κυματομορφή $K_f=4$)

K_u = window utilization factor

B_m = operating flux density, T, tesla

f = operating frequency. Hz

J = current density, amps/cm²

Ενώ η ισχύς του πηνίου προκύπτει από την επιθυμητή τιμή αυτεπαγωγής και το ρεύμα που το διαρρέει ως $VA = I^2 * \omega L$.

Βήμα 2

Στο βήμα αυτό πρέπει να επιλέξουμε το κατάλληλο μέγεθος του πυρήνα που θα χρησιμοποιήσουμε. Με βάση το υπολογισμένο αναγκαίο A_p από το βήμα 1 μπορούμε να επιλέξουμε από τους πίνακες των πυρήνων ανά οικογένεια υλικού που παρέχονται από τους κατασκευαστές (όπως για παράδειγμα [57],[58]) αυτόν που ταιριάζει στις ανάγκες μας επιλέγοντας συνήθως τον αμέσως κοντινότερο προς τα πάνω. Στην περίπτωση που το A_p των τοροειδών δεν είναι υπολογισμένο από τον κατασκευαστή μπορούμε εύκολα να το υπολογίσουμε για το κάθε μέγεθος από τον τύπο που χρησιμοποιήσαμε στο 8^ο κεφάλαιο:

$$A_p = A_c * A_w, cm^4 \quad (8.5)$$

Όπου:

A_c = Area core, cm² (εμβαδόν της διατομής του πυρήνα)

A_w = Area of window, cm²

Σε ορισμένες περιπτώσεις παρέχονται από τους κατασκευαστές διαγράμματα που σχετίζουν το A_p της κάθε οικογένειας υλικών με την απαιτούμενη ενέργεια που καλείται το πηνίο να διαχειριστεί και την επιθυμητή ανύψωση θερμοκρασίας με βάση τον τύπο:

$$W = \frac{1}{2} LI^2 \quad (A.1)$$

Βήμα 3

Μετά την επιλογή του μεγέθους, ανάλογα με τις ανάγκες της εκάστοτε εφαρμογής επιλέγουμε και το απαραίτητο υλικό του πυρήνα. Η επιλογή αυτή περιλαμβάνει καταρχάς επιλογή υλικού π.χ. iron powder, MPP, High Flux, MSS κλπ. και έπειτα επιλογή της κατάλληλης από τις διαθέσιμες τιμές διαπερατότητας. Πίνακες που βοηθάνε για την επιλογή παρέχονται από τους κατασκευαστές [Πίνακας Α.1]. Αυτό ίσως αποτελεί και αντικείμενο υπό μελέτη με μερικούς δοκιμαστικούς υπολογισμούς για σχεδίαση με βελτιστοποίηση κάποιας παραμέτρου όπως μείωση όγκου, μείωση απωλειών, σταθερότητα κλπ. Εμείς στην προκειμένη περίπτωση έχουμε ανάγκη από υλικά με υψηλό σημείο κορεσμού της πυκνότητας μαγνητικής ροής και σχετικά καλή απόδοση σε μεγάλες τιμές παραμένων μαγνητισμού μιας και θέλουμε ,ειδικά όσον αφορά στον κάθετο κλάδο του φίλτρου που ορίζει την συχνότητα αποκοπής, σταθερή αυτεπαγωγή και άρα και σταθερή μαγνητική διαπερατότητα για όλες τις φορτίσεις του φίλτρου.

Η επιλογή της μαγνητικής διαπερατότητας του πυρήνα μ μπορεί να γίνει είτε με διαδοχικούς υπολογισμούς δοκιμάζοντας κάθε διαθέσιμη επιλογή είτε με έναν αρχικά προσεγγιστικό υπολογισμό και έπειτα επιλογή της κοντινότερης διαθέσιμης. Ο αρχικός υπολογισμός γίνεται θέτοντας ως δεδομένα την επιθυμητή πυκνότητα μαγνητικής ροής B_m , την πυκνότητα ρεύματος, τον συντελεστή χρησιμοποίησης του παραθύρου καθώς και χαρακτηριστικά που εξαρτώνται από το ήδη καθορισμένο μέγεθος του πυρήνα.

$$\mu = \frac{B_m * (MPL) * 10^4}{0,4 * \pi * W_a * J * K_u} \quad (A. 2)$$

Όπου:

MPL=Magnetic path length, παρέχεται για τον εκάστοτε πυρήνα από τον κατασκευαστή.

W_a=Window area, παρέχεται για τον εκάστοτε πυρήνα από τον κατασκευαστή.

Physical Dimensions				Magnetic Dimensions		
OD	Bare Core Nominal	63.5 mm	2.500 in	Ae	Effective Magnetic Cross Section	3.89 cm ²
	Coated Core (max)	64.77 mm	2.550 in	Le	Effective Magnetic Path Length	14.314 cm
ID	Bare Core Nominal	31.37 mm	1.235 in	Ve	Effective Core Volume	55.8 cm ³
	Coated Core (min)	30.48 mm	1.200 in	WA	Minimum Effective Window Area	7.73 cm ²
Ht	Bare Core Nominal	25 mm	0.984 in	SA	Surface Area	150 cm ²
	Coated Core (max)	25.9 mm	1.020 in	MLT	Mean Length Per Turn	10.1 cm

Permeability		Part Numbers				
Reference Permeability	A _L Value (nH/N ²)	Super-MSS™ Sendust	MPP Molypermalloy	FluxSan™ Silicon Iron	Hi-Flux™ Nickel Iron	Optilloy™ Optimized Alloy
14μ	48	MS-250014-2	MP-250014-2	FS-250014-2	HF-250014-2	OP-250014-2
26μ	89	MS-250026-2	MP-250026-2	FS-250026-2	HF-250026-2	OP-250026-2
40μ	137	MS-250040-2		FS-250040-2		OP-250040-2
60μ	206	MS-250060-2	MP-250060-2	FS-250060-2	HF-250060-2	OP-250060-2
75μ	258	MS-250075-2		FS-250075-2		OP-250075-2
90μ	310	MS-250090-2		FS-250090-2		OP-250090-2
125μ	430	MS-250125-2	MP-250125-2		HF-250125-2	OP-250125-2
147μ	506		MP-250147-2		HF-250147-2	
160μ	550		MP-250160-2		HF-250160-2	
173μ	N/A		MP-250173-2			
205μ	705		MP-250205-2			
250μ	N/A					
Approx. Unit Weight:		320 g	420 g	370 g	380 g	370 g

Πίνακας Α.1 Βλέπουμε ενδεικτικά έναν πίνακα με χαρακτηριστικά όπως παρέχονται από τον κατασκευαστή για πυρήνα συγκεκριμένου μεγέθους. Παρουσιάζει για κάθε υλικό του (MSS, MPP, FS, HF, OP) τις διαθέσιμες τιμές διαπερατότητας αναφοράς και τις τιμές που αντιστοιχούν στην πραγματική $Al(nH/N^2)$ (σχέση μεταξύ αυτεπαγωγής και σπειρών).

Βήμα 4

Στο βήμα αυτό κάνουμε τον αρχικό υπολογισμό του αριθμού των σπειρών N χρησιμοποιώντας την επιθυμητή αυτεπαγωγή και την χαρακτηριστική τιμή διαπερατότητας Al του επιλεγμένου πυρήνα όπως προκύπτει από πίνακα αντίστοιχο του παραπάνω πίνακα [A.1]. Ο τύπος είναι:

$$N = \sqrt{\frac{L}{Al}}, \text{ στροφές} \quad (A.3)$$

Όπου το L σε μονάδες (nH) και Al σε (nH/N²).

Βήμα 5

Υπολογίζουμε την DC δύναμη μαγνήτισης H_{dc} (Oe) από τον τύπο:

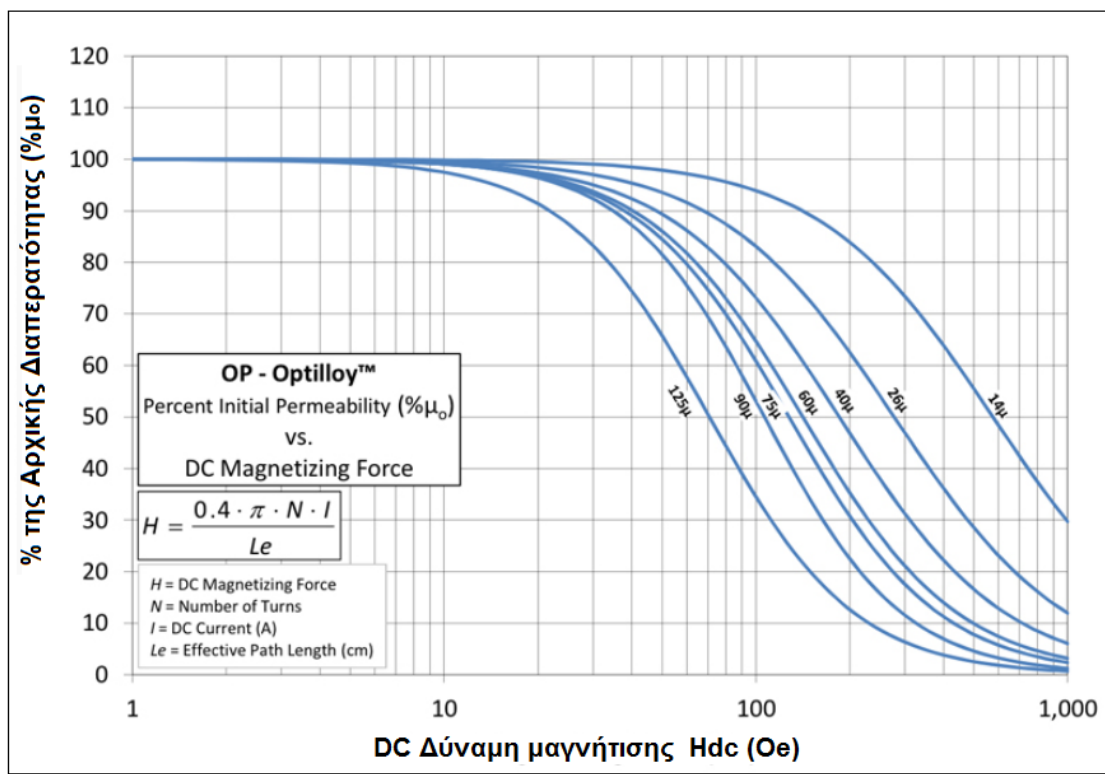
$$H_{dc} = \frac{0,4\pi * N * I}{MPL} \quad (A.4)$$

Όπου ρεύμα I επιλέγουμε την μέγιστη τιμή της θεμελιώδους.

Βήμα 6

Από το διάγραμμα “Μαγνητική διαπερατότητα” – “DC δύναμη μαγνήτισης” για παράδειγμα [Εικόνα Α.2] που παρέχεται από τον κατασκευαστή για τον πυρήνα από το επιλεγμένο υλικό και διαπερατότητα, παρατηρούμε την ποσοστιαία μείωση της διαπερατότητας στο ονομαστικό ρεύμα και ξαναυπολογίζουμε τον νέο αριθμό σπειρών. Έστω ότι $Al_{new} = n * Al$ με n το ποσοστό της αρχικής, θα έχουμε:

$$N_{new} = \sqrt{\frac{L}{n * Al}}, \text{ στροφές} \quad (A.5)$$



Εικόνα Α.2 Παράδειγμα διαγράμματος $\% \mu_o - H_{dc}$ για υλικό πυρήνα OP.

Βήμα 7

Υπολογίζουμε τώρα την πυκνότητα της μαγνητικής ροής Bm για να εξετάσουμε αν έχουμε μπει σε κορεσμό ελέγχοντας αν ισχύει $Bm < B_{sat}$. Ο τύπος που χρησιμοποιούμε είναι:

$$Bm = \frac{0,5\pi * I * L * 10^4}{N_{new} * A_c}, \text{tesla} \quad (A.6)$$

Άμεσα επαγόμενος από τον τύπο (8.10) του 8^{ου} κεφαλαίου αντικαθιστώντας $VL = \omega L * I$ και συντελεστή κυματομορφής την χειρότερη περίπτωση για $Kf = 4$.

Βήμα 8

Στο βήμα αυτό πρέπει να τεκμηριώσουμε ότι το τυλίγμα μας χωράει πράγματι στον επιλεγμένο πυρήνα. Επαναλαμβάνοντας την διαδικασία του προηγούμενου κεφαλαίου, θα πάρουμε από τους πίνακες του κατασκευαστή την τιμή για την επιφάνεια του παραθύρου του πυρήνα και αφού το πολλαπλασιάσουμε με τον συντελεστή χρησιμοποίησης $Ku = 0,4$ θα το συγκρίνουμε με την προκύπτουσα επιφάνεια του τυλίγματος επιβεβαιώνοντας την σχέση $A_w * Ku > A_{cu}$. Σε αντίθετη περίπτωση είτε μειώνουμε την διατομή του καλωδίου αυξάνοντας τις απώλειες είτε επιλέγουμε μεγαλύτερο πυρήνα. Για τον υπολογισμό της επιφάνειας του χαλκού (A_{cu}) πρέπει αρχικά να επιλέξουμε την απαραίτητη διατομή καλωδίου διαλέγοντας την αμέσως μεγαλύτερη από την υπολογισθείσα ως: $S = \frac{IL}{J} \text{ cm}^2$ και έπειτα θεωρώντας έναν μόνο κλώνο μιας και λόγω χαμηλής συχνότητας λειτουργίας δεν μας απασχολεί το επιδερμικό φαινόμενο έχουμε: $A_{cu} = NL_{new} * S$.

Βήμα 9

Το τελικό στάδιο της σχεδίασης των πηνίων L είναι ο υπολογισμός των συνολικών απωλειών και της ανύψωσης της θερμοκρασίας. Η διαδικασία είναι ίδια με αυτήν που ακολουθήθηκε στο 8^ο κεφάλαιο με την διαφορά ότι πλέον δεν έχουμε απώλειες διακένου ενώ επίσης οι απώλειες πυρήνα μπορεί να δίνονται μέσω διαγραμμάτων συσχετισμένες με τον όγκο του πυρήνα αντί του βάρους και την πυκνότητα της μαγνητικής ροής Bm .

Για λόγους πληρότητας επαναλαμβάνουμε τους τύπους για τον υπολογισμό των απωλειών χαλκού που στην περίπτωσή μας θα ήταν και οι βασικότερες.

Αντίσταση τυλίγματος:

$$R_{cu} = \frac{NL_{new} * MLT * 0.0175}{S}$$

Απώλειες χαλκού:

$$P_{cu} = I^2 * R_{cu}$$

Για τον υπολογισμό της θερμοκρασίας ανύψωσης T_r στο πηνίο πρώτα θα υπολογίσουμε την απαγωγή της θερμότητας ανά την επιφάνεια A_t του πηνίου Ψ (watts/cm²) και τέλος:

$$T_r = 450 * (\Psi)^{0,826} \text{ } ^\circ\text{C} \quad (8.12)$$

Σχεδιάζοντας τα πηνία σε τοροειδή πυρήνα πετυχαίνουμε καλύτερη ακρίβεια, μεγαλύτερη σταθερότητα, μείωση των δονήσεων και του παραγόμενου μηχανικού θορύβου από τα πηνία ,μιας και γίνεται λόγος για χαμηλές εκπομπές θορύβου, αλλά σαν αντάλλαγμα στην σημαντική αύξηση του συνολικού κόστους του φίλτρου.

Παράρτημα Β: Σχέδια φίλτρων για λοιπές ανεμογεννήτριες εγχειριδίου

Στο παράρτημα αυτό παρουσιάζονται τα φίλτρα αρμονικών με σκοπό την μείωση του παραγόμενου θορύβου για τις υπόλοιπες ανεμογεννήτριες ,που παρουσιάζονται στο εγχειρίδιο του Hugh Piggott [13], που σχεδιάστηκαν με βάση την μέθοδο που αναλύθηκε εκτενώς στα πλαίσια της παρούσης διπλωματικής εργασίας. Σε κάθε πίνακα βλέπουμε τα χαρακτηριστικά της κάθε ανεμογεννήτριας και έπειτα τις τελικές τιμές για τα στοιχεία των φίλτρων.

Γεννήτρια 1				
Τύπος	Σχεδίαση	Pnom (W)	L (H)	R (Ω)
1,8m 48V	Κλασσική Piggott	452	0,0151	2,4028
Λειτουργικά Χαρακτηριστικά				
Freq_nom (Hz)	Freq_cutin (Hz)	Freq at 5m/s	Vph-rms (V) at 5m/s	Iph-rms (A) at 5m/s
57	18	21,59	22,64	0,79
Επιλεγμένα Χαρακτηριστικά Φίλτρου				
fs (Hz)	fp (Hz)	Lo (%)	Q	Σημείο λειτουργίας
100,75	92,03	2	6	5m/s
Τελικές πμές στοιχείων φίλτρου				
Lo (mH)	Li (mH)	Cf (μF)	Lf (mF)	Rf (Ω)
4,22	1,06	95,7	26,07	99

Πίνακας Β.1 Υπολογισμένες τιμές για τα στοιχεία του φίλτρου της Α/Γ 1,8m_48V.

Γεννήτρια 2				
Τύπος	Σχεδίαση	Pnom (W)	L (H)	R (Ω)
1,8m 24V	Κλασσική Piggott	454	0,0038	0,5999
Λειτουργικά Χαρακτηριστικά				
Freq_nom (Hz)	Freq_cutin (Hz)	Freq at 5m/s	Vph-rms (V) at 5m/s	Iph-rms (A) at 5m/s
54	18	21,67	11,65	1,53
Επιλεγμένα Χαρακτηριστικά Φίλτρου				
fs (Hz)	fp (Hz)	Lo (%)	Q	Σημείο λειτουργίας
101,58	92,11	2	6	5m/s
Τελικές πμές στοιχείων φίλτρου				
Lo (mH)	Li (mH)	Cf (μF)	Lf (mF)	Rf (Ω)
1,12	0,28	356	6,88	26,4

Πίνακας Β.2 Υπολογισμένες τιμές για τα στοιχεία του φίλτρου της Α/Γ 1,8m_24V.

Γεννήτρια 3				
Τύπος	Σχεδίαση	Pnom (W)	L (H)	R (Ω)
2,4m 48V	OSE_2400_48V_cq03_HP	847	0,0016	1,1027
Λειτουργικά Χαρακτηριστικά				
Freq_nom (Hz)	Freq_cutin (Hz)	Freq at 5m/s	Vph-rms (V) at 5m/s	Iph-rms (A) at 5m/s
46	23	27,39	22,91	1,43
Επιλεγμένα Χαρακτηριστικά Φίλτρου				
fs (Hz)	fp (Hz)	Lo (%)	Q	Σημείο λειτουργίας
127,63	111,26	2	6	5m/s
Τελικές πιές στοιχείων φίλτρου				
Lo (mH)	Li (mH)	Cf (μF)	Lf (mF)	Rf (Ω)
1,86	1,29	170	9,14	44

Πίνακας Β.3 Υπολογισμένες τιμές για τα στοιχεία του φίλτρου της Α/Γ 2,4m_48V.

Γεννήτρια 4				
Τύπος	Σχεδίαση	Pnom (W)	L (H)	R (Ω)
2,4m 24V	Κλασσική Piggott	917	0,0013	0,1672
Λειτουργικά Χαρακτηριστικά				
Freq_nom (Hz)	Freq_cutin (Hz)	Freq at 5m/s	Vph-rms (V) at 5m/s	Iph-rms (A) at 5m/s
47	20	25,94	11,95	2,83
Επιλεγμένα Χαρακτηριστικά Φίλτρου				
fs (Hz)	fp (Hz)	Lo (%)	Q	Σημείο λειτουργίας
118,52	104,2	2	6	5m/s
Τελικές πιές στοιχείων φίλτρου				
Lo (mH)	Li (mH)	Cf (μF)	Lf (mF)	Rf (Ω)
0,52	0,13	410	4,39	19,6

Πίνακας Β.4 Υπολογισμένες τιμές για τα στοιχεία του φίλτρου της Α/Γ 2,4m_24V.

Γεννήτρια 5				
Τύπος	Σχεδίαση	Pnom (W)	L (H)	R (Ω)
3m 48V	Κλασσική Piggott	1323	0,0086	0,8117
Λειτουργικά Χαρακτηριστικά				
Freq_nom (Hz)	Freq_cutin (Hz)	Freq at 5m/s	Vph-rms (V) at 5m/s	Iph-rms (A) at 5m/s
48	16	19,21	22,71	2,28
Επιλεγμένα Χαρακτηριστικά Φίλτρου				
fs (Hz)	fp (Hz)	Lo (%)	Q	Σημείο λειτουργίας
90,35	81,8	2	6	5m/s
Τελικές πιές στοιχείων φίλτρου				
Lo (mH)	Li (mH)	Cf (μF)	Lf (mF)	Rf (Ω)
1,65	0,41	232	13,35	45,5

Πίνακας Β.5 Υπολογισμένες τιμές για τα στοιχεία του φίλτρου της Α/Γ 3m_48V.

Γεννήτρια 6				
Τύπος	Σχεδίαση	Pnom (W)	L (H)	R (Ω)
3m 24V	Κλασσική Piggott	1316	0,0022	0,2029
Λειτουργικά Χαρακτηριστικά				
Freq_nom (Hz)	Freq_cutin (Hz)	Freq at 5m/s	Vph-rms (V) at 5m/s	Iph-rms (A) at 5m/s
46	16	19,82	11,72	4,02
Επιλεγμένα Χαρακτηριστικά Φίλτρου				
fs (Hz)	fp (Hz)	Lo (%)	Q	Σημείο λειτουργίας
91,38	82,36	2	6	5m/s
Τελικές πμές στοιχείων φίλτρου				
Lo (mH)	Li (mH)	Cf (μF)	Lf (mF)	Rf (Ω)
0,47	0,12	717	4,23	14,6

Πίνακας Β.6 Υπολογισμένες τιμές για τα στοιχεία του φίλτρου της Α/Γ 3m_24V.

Γεννήτρια 7				
Τύπος	Σχεδίαση	Pnom (W)	L (H)	R (Ω)
3,6m 48V	Κλασσική Piggott	1979	0,0068	0,5458
Λειτουργικά Χαρακτηριστικά				
Freq_nom (Hz)	Freq_cutin (Hz)	Freq at 5m/s	Vph-rms (V) at 5m/s	Iph-rms (A) at 5m/s
51	18	21,22	22,7	3,3
Επιλεγμένα Χαρακτηριστικά Φίλτρου				
fs (Hz)	fp (Hz)	Lo (%)	Q	Σημείο λειτουργίας
100,04	90,26	2	6	5m/s
Τελικές πμές στοιχείων φίλτρου				
Lo (mH)	Li (mH)	Cf (μF)	Lf (mF)	Rf (Ω)
1,03	0,26	162	15,59	58,8

Πίνακας Β.7 Υπολογισμένες τιμές για τα στοιχεία του φίλτρου της Α/Γ 3,6m_48V.

Γεννήτρια 8				
Τύπος	Σχεδίαση	Pnom (W)	L (H)	R (Ω)
3,6m 24V	Κλασσική Piggott	2088	0,0017	0,1346
Λειτουργικά Χαρακτηριστικά				
Freq_nom (Hz)	Freq_cutin (Hz)	Freq at 5m/s	Vph-rms (V) at 5m/s	Iph-rms (A) at 5m/s
52	18	21,56	12,11	6,31
Επιλεγμένα Χαρακτηριστικά Φίλτρου				
fs (Hz)	fp (Hz)	Lo (%)	Q	Σημείο λειτουργίας
101,25	91,48	2	6	5m/s
Τελικές πμές στοιχείων φίλτρου				
Lo (mH)	Li (mH)	Cf (μF)	Lf (mF)	Rf (Ω)
0,28	0,07	468	5,28	20,2

Πίνακας Β.8 Υπολογισμένες τιμές για τα στοιχεία του φίλτρου της Α/Γ 3,6m_24V.

Γεννήτρια 9				
Τύπος	Σχεδίαση	Pnom (W)	L (H)	R (Ω)
4,2m 48V	OSE_4200_48V_cq03_HP	2498	0,0011	0,4534
Λειτουργικά Χαρακτηριστικά				
Freq_nom (Hz)	Freq_cutin (Hz)	Freq at 5m/s	Vph-rms (V) at 5m/s	Iph-rms (A) at 5m/s
44	19	24,01	23,25	4,55
Επιλεγμένα Χαρακτηριστικά Φίλτρου				
fs (Hz)	fp (Hz)	Lo (%)	Q	Σημείο λειτουργίας
109,11	96,11	2	6	5m/s
Τελικές τιμές στοιχείων φίλτρου				
Lo (mH)	Li (mH)	Cf (μF)	Lf (mF)	Rf (Ω)
0,68	0,17	586	3,63	14,9

Πίνακας Β.9 Υπολογισμένες τιμές για τα στοιχεία του φίλτρου της Α/Γ 4,2m_48V.

Γεννήτρια 10				
Τύπος	Σχεδίαση	Pnom (W)	L (H)	R (Ω)
4,2m 24V	OSE_4200_24V_cq03_HP	2953	0,000266	0,1107
Λειτουργικά Χαρακτηριστικά				
Freq_nom (Hz)	Freq_cutin (Hz)	Freq at 5m/s	Vph-rms (V) at 5m/s	Iph-rms (A) at 5m/s
51	24	26,08	12,42	7,92
Επιλεγμένα Χαρακτηριστικά Φίλτρου				
fs (Hz)	fp (Hz)	Lo (%)	Q	Σημείο λειτουργίας
125,49	110,6	2	6	5m/s
Τελικές τιμές στοιχείων φίλτρου				
Lo (mH)	Li (mH)	Cf (μF)	Lf (mF)	Rf (Ω)
0,19	0,05	1743	0,92	4,4

Πίνακας Β.10 Υπολογισμένες τιμές για τα στοιχεία του φίλτρου της Α/Γ 4,2m_24V.

Κώδικας σε octave/matlab για γρήγορο υπολογισμό του φίλτρου

```

% System Parameters

Lg=0.0013; % generator inductance
Rg=0.1672; % generator resistance
Freq_nom=47; % frequency at nominal power
Freq_cutin=20; % frequency at cutin speed
Freq_mean=25.94; % frequency at mean wind-speed (5m/s)
Vphrms_mean=11.95; % phase voltage at mean wind-speed (5m/s)
Iphrms_mean=2.83; % phase current at mean wind-speed (5m/s)

% Design Parameters

Lo_pct=0.02; % select the percentage of Lo to Lb
Q=6; % select quality factor of the filter

% Auxiliary Parameters

fs=5*(0.4*Freq_cutin+0.6*Freq_mean); % fs estimation
fp=Freq_nom+0.8*(fs-Freq_nom); % fp estimation
S=3*Vphrms_mean*Iphrms_mean; % S calculation
X_Rratio=Lg*2*pi*Freq_mean/Rg; % X/R ratio calculation
F=sin(acos((0.0784*X_Rratio+0.9052)*0.955)); % X/R ratio effecton estimation on PF
Lb=(3*Vphrms_mean^2/S)/(2*pi*Freq_mean); % base inductance

% Final Results

Lo=Lb*Lo_pct; % Lo calculation
Cf=F*S/(2*pi*Freq_mean*3*Vphrms_mean^2); % Cf calculation
Lf=1/((2*pi*fs)^2*Cf); % Lf calculation
Li=max(0.005*Lb, 1/(Cf*(2*pi*fp)^2)-Lf-Lg); % Li calculation
Rf=6*2*pi*fs*Lf; % Rf calculation

```

Κώδικας σε octave/matlab για γρήγορο υπολογισμό των πηνίων

```

% Standard Parameters (defined by the designer)

K_f = 4;           % Waveform factor
K_u = 0.3;        % Window utilisation factor
B_ac = 1;         % Operating flux density (T)
F_nom = 50;       % Frequency nominal (Hz)
J = 400;          % Current density (A/cm^2)

% Filter Parameters

L_nom=0.0085;     % Henry (H)
I_nom = 5;        % Ampere (A)
A_wire= 1.52;     % Wire surface (derived from I_nom/J and wire tables)

% Core Parameters (Lamination characteristics provided by the manufacturer)

Bsat = 1.6;       % Flux density before saturation
emp = 1500;       % magnetic material permeability
M_pl = 13.2;      % Magnetic path length (cm)
Aw = 3.63;        % Window area (cm^2)
E = 2.2;          % Lamination tongue width (cm)
G = 3.3;          % Lamination tongue height (cm)
Lam_th=0.05;     % Lamination thickness (cm)

% Area Product required Calculation

VA = I_nom^2*L_nom*2*pi*F_nom;           % Inductor's apparent power
Ap = 1.3*VA*10^4/(K_f*K_u*B_ac*F_nom*J); % Area product required

% Core iron area Ac Calculation

Lam_num = ceil(((Ap/(Aw*E))/Lam_th)*1)/1; % Laminations Number
Ac = E*Lam_th*Lam_num;                   % Iron Area

% Number of inductor turns Calculation

V_L = I_nom*F_nom*2*pi*L_nom;           % Inductor's applied voltage
Ninit = (V_L*1e4)/(K_f*B_ac*F_nom*Ac);   % Initial number of turns
Gap = (0.4*pi*Ninit^2*Ac*1e-8)/L_nom -M_pl/emp; % required gap (lg) calculation
F = 1+ Gap/sqrt(Ac)*log(2*G/Gap);        % fringing flux (F) calculation
Nfin=ceil(sqrt(L_nom*Gap/(0.4*pi*Ac*F*1e-8))*1)/1; % final number of turns

% Flux density Test (Bm < Bsat)

Bm = (V_L*1e4)/(K_f*Nfin*F_nom*Ac);      % Calculate Bm (T)

if Bm < Bsat
    B_test=1;                             % B_test = 1 if OK
else
    B_test=0;
end;

% Fit ability Test (Acu < Aw*Ku)

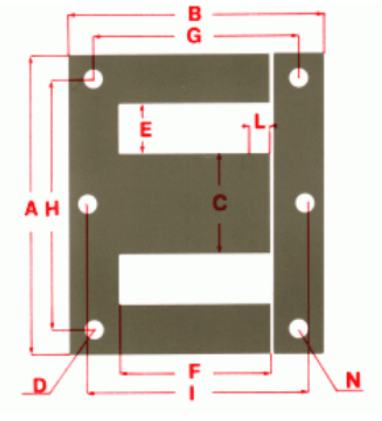
Acu = A_wire*Nfin/K_u;                   % Calculate Acu (mm^2)

if Acu < Aw*100
    Fa_test=1;                             % Fa_test = 1 if OK
else
    Fa_test=0;
end;

```

Πίνακες Χρήσιμοι για την σχεδίαση των πηνίων των φίλτρων

Στον παρακάτω πίνακα παρουσιάζονται τα στοιχεία των ελασμάτων σιδήρου μιας σειράς ενός κατασκευαστή. Με παρόμοιο τρόπο παρουσιάζονται από τους περισσότερους κατασκευαστές .



***D= Διάμετρος Οπής- N= Αριθμός Οπών**

Type	A	B	C	D	N	E	F	G	H	kg/cm
EI	30	25	10	-	-	5	15	-	-	0,046
EI	42	35	14	3,5	4	7	21	28	35	0,090
EI	48	40	16	3,5	4	8	24	-	-	0,108
EI	60	50	20	4	4	10	30	40	50	0,185
EI	66	55	22	4,5	4	11	33	44	55	0,230
EI	75	62,5	25	5	4	12,5	37,5	50	62,5	0,290
EI	84	70	28	5	4	14	42	56	70	0,350
EI	96	80	32	5,5	4	16	48	64	80	0,480
EI	108	90	36	5,5	4	18	54	72	90	0,598
EI	120	100	40	7	4	20	60	80	100	0,735
EI	150	125	50	9	4	25	75	100	125	1,130
EI	180	150	60	10	4	30	90	120	150	1,660
EI	240	200	80	11,5	4	40	120	160	200	2,870
EI	250	215	80	11,5	4	45	125	185	220	3,230
EI	300	250	100	11,5	4	50	150	200	200	4,200

Πίνακας Β.11 Πίνακας χαρακτηριστικών διαστάσεων για λαμαρίνες μονοφασικού πυρήνα.

Οι σχέσεις που ακολουθούν (B.1) και (B.2) υπολογίζουν κάποιες απαραίτητες παραμέτρους για το πρόγραμμα υπολογισμού των πηνίων.

$$M.P.L = 2 * \left(G + \left(H - \frac{A}{2} \right) \right) \quad (B.1)$$

$$Aw = E * F \quad (B.2)$$

Οι συμβολισμοί στους παραπάνω τύπους αφορούν τον πίνακα [B.12].

Στον παρακάτω πίνακα βλέπουμε στην διάμετρο του καλωδίου ανάλογα με τον τύπο του και το πάχος της μόνωσής του, απαραίτητη για την επαλήθευση ότι το τύλιγμά μας χωράει στον επιλεγμένο πυρήνα.

Dimensional Data for Film Insulated Magnetic Wire								
Wire Size AWG	Maximum Diameter							
	Single-Insulation		Heavy-Insulation		Triple-Insulation		Quad-Insulation	
	Inches	Centimeters	Inches	Centimeters	Inches	Centimeters	Inches	Centimeters
10	0.1054	0.2677	0.1071	0.2720	0.1084	0.2753	0.1106	0.2809
11	0.9410	2.3901	0.0957	0.2431	0.0969	0.2461	0.0991	0.2517
12	0.0840	0.2134	0.0855	0.2172	0.0867	0.2202	0.0888	0.2256
13	0.0750	0.1905	0.0765	0.1943	0.0776	0.1971	0.0796	0.2022
14	0.0670	0.1702	0.0684	0.1737	0.0695	0.1765	0.0715	0.1816
15	0.0599	0.1521	0.0613	0.1557	0.0624	0.1585	0.0644	0.1636
16	0.0534	0.1356	0.0548	0.1392	0.0558	0.1417	0.0577	0.1466
17	0.0478	0.1214	0.0492	0.1250	0.0502	0.1275	0.0520	0.1321
18	0.0426	0.1082	0.0440	0.1118	0.0450	0.1143	0.0468	0.1189
19	0.0382	0.0970	0.0395	0.1003	0.0404	0.1026	0.0422	0.1072
20	0.0341	0.0866	0.0353	0.0897	0.0362	0.0919	0.0379	0.0963
21	0.0306	0.0777	0.0317	0.0805	0.0326	0.0828	0.0342	0.0869
22	0.0273	0.0693	0.0284	0.0721	0.0292	0.0742	0.0308	0.0782
23	0.0244	0.0620	0.0255	0.0648	0.0263	0.0668	0.0279	0.0709
24	0.0218	0.0554	0.0229	0.0582	0.0237	0.0602	0.2520	0.6401
25	0.0195	0.0495	0.0206	0.0523	0.0214	0.0544	0.0228	0.0579
26	0.0174	0.0442	0.0185	0.0470	0.0192	0.0488	0.0206	0.0523
27	0.0156	0.0396	0.0165	0.0419	0.0172	0.0437	0.0185	0.0470
28	0.0139	0.0353	0.0148	0.0376	0.0155	0.0394	0.0166	0.0422
29	0.0126	0.0320	0.0134	0.0340	0.0141	0.0358	0.0152	0.0386
30	0.0112	0.0284	0.0120	0.0305	0.0127	0.0323	0.0137	0.0348
31	0.0100	0.0254	0.0108	0.0274	0.0115	0.0292	0.0124	0.0315
32	0.0091	0.0231	0.0098	0.0249	0.0105	0.0267	0.0113	0.0287
33	0.0081	0.0206	0.0088	0.0224	0.0095	0.0241	0.0102	0.0259
34	0.0072	0.0183	0.0078	0.0198	0.0084	0.0213	0.0091	0.0231
35	0.0064	0.0163	0.0070	0.0178	0.0076	0.0193	0.0082	0.0208
36	0.0058	0.0147	0.0063	0.0160	0.0069	0.0175	0.0074	0.0188
37	0.0052	0.0132	0.0057	0.0145	0.0062	0.0157	0.0067	0.0170
38	0.0047	0.0119	0.0051	0.0130	0.0056	0.0142	0.0060	0.0152
39	0.0041	0.0104	0.0045	0.0114	0.0050	0.0127	0.0053	0.0135
40	0.0037	0.0094	0.0040	0.0102	0.0044	0.0112	0.0047	0.0119
41	0.0033	0.0084	0.0036	0.0091	0.0040	0.0102	0.0043	0.0109
42	0.0030	0.0076	0.0032	0.0081	0.0037	0.0094	0.0038	0.0097
43	0.0026	0.0066	0.0029	0.0074	0.0033	0.0084	0.0035	0.0089
44	0.0024	0.0061	0.0027	0.0069	0.0030	0.0076	0.0032	0.0081

Πίνακας Β.12 Διαστάσεις καλωδίου (πηνιόσυρμα) ανάλογα με τον τύπο της μόνωσης.

Η επιφάνεια που καταλαμβάνει κάθε κλώνος υπολογίζεται από:

$$A_{wire} = \pi * \frac{d^2}{4} \quad (B.3)$$

Παράρτημα Β

Στον ακόλουθο πίνακα [B.13] παρουσιάζονται για τον κάθετο κλάδο ,ως βασικότερου, του υπολογισμένου φίλτρου για την κάθε γεννήτρια οι τιμές του ονομαστικού ρεύματος του πηνίου συμπεριλαμβανομένης και μιας ανοχής 30% για την επιλογή της κατάλληλης διατομής αγωγού αλλά και για την περεταίρω χρήση του στον υπολογισμό του πηνίου Lf του φίλτρου.

Γεννήτρια	Lf (mH)	I_nom (A)	AWG	Επιφάνια χωρίς μόνωση (mm ²)
1	26,07	15,29	20	0,518
2	6,88	7,37	18	0,853
3	9,14	6,52	19	0,653
4	4,39	4,35	18	0,823
5	13,35	7,04	16	1,31
6	4,23	4,74	15	1,65
7	15,59	3,03	17	1,04
8	5,28	2,25	15	1,65
9	3,63	3,39	14	2,08
10	0,92	1,89	11	4,17

Πίνακας Β.13 Τιμές ονομαστικού ρεύματος του πηνίου Lf για κάθε ανεμογεννήτρια.

Βιβλιογραφία – Πηγές

Ξενόγλωσσα βιβλία

[1] Rashid, M. H. (2004) "Power Electronics: Circuits, Devices and Applications" 3rd Edition, Upper Saddle River, N.J. : Pearson/Prentice Hall.

[2] Timothy L. Skvarenina. (2002) "The Power Electronics Handbook" CRC Press.

[3] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins (2002) "Power Electronics Converters, Applications, and Design" 3rd Edition, New York, John Wiley & Sons, INC.

[4] RASHID, M. H. (2001) Power Electronics Handbook Florida Academic Press.

[5] J. David Irwin (1997) "The Industrial Electronics Handbook" CRC Press LLC, IEEE Press

[6] Hirofumi Akagi, E. H. Watanabe, M. Aredes (2007) "Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning" 1st Edition, Piscataway, Wiley-IEEE Press.

[7] Amirnaser Yazdani, Reza Iravani (2010) "Voltage-Sourced Converters in Power Systems Modeling, Control, and Applications" Wiley-IEEE Press.

[8] Colonel Wm. T. McLyman (2004) "Transformer and Inductor Design Handbook 3rd Edition Revised and Expanded" USA, Marcel Dekker.

[9] Abraham I. Pressman, Keith Billings, Taylor Morey (2009) "Switching Power Supply Design Third Edition" USA, McGraw-Hill.

[10] Wang, C., Cho Lai, J. & Gieras, J. F., (2006) "Noise of polyphase electric motor" s.l.:CRC Press Taylor & Francis Group.

[11] Beranek, L. & Ver, I. (2003) "Noise and Vibration Control Engineering" New York: Wiley Interscience.

[12] D. Bartmann, D. Fink, "Homebrew Wind Power: Hands-on guide to harnessing the wind", Buckville Publications, 2009.

[13] Piggott H., "How to build a wind turbine", 2005.

Ελληνικά βιβλία

[14] Παπαδόπουλος, Μιχ. Π., "Παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας από ανανεώσιμες πηγές", Ε.Μ.Π. 1997.

[15] Παπαθανασίου Σ., "Ανανεώσιμες πηγές ενέργειας, σημειώσεις παραδόσεων", Ε.Μ.Π, 2008.

[16] Μανιάς Στέφανος Ν. (2014) "Ηλεκτρονικά Ισχύος" Αθήνα, Εκδόσεις Συμείων.

[17] Δημόπουλος, Ηρ. Γ. (2009) "Ενεργά και Παθητικά Ηλεκτρονικά Φίλτρα" Αθήνα.

[18] Αντωνιάδης Ι. (2010) “Διαγνωστική Βλαβών Στρεφόμενου Ηλεκτρομηχανολογικού Εξοπλισμού” Αθήνα, ΕΜΠ Σχολή Μηχανολόγων Μηχανικών Πρόχειρες Σημειώσεις.

Διδακτορικές και πτυχιακές εργασίες (ξένες)

[19] HAZEM, Z. (2005) “LOWPASS BROADBAND HARMONIC FILTER DESIGN” A Thesis Submitted to the graduate school of Natural and Applied Sciences of Middle East Technical University.

[20] Peter M. Barbosa (2002) “Three-Phase Power Factor Correction Circuits for Low-Cost Distributed Power Systems” Blacksburg, for the degree of Doctor of Philosophy in Electrical Engineering.

[21] Muhammad Shahbaz (2012) “Active Harmonics Filtering of Distributed AC System” Master of Science in Electric Power Engineering NTNU – Trondheim.

[22] Preetam Kumar Nanda (2014) “Power Quality Improvement in 3-Φ Power System Using Shunt Active Filter With Synchronous Detection Method” Thesis for Bachelor of Technology in Electrical Engineering at National Institute of Technology Roukela.

Διδακτορικές και πτυχιακές εργασίες (ελληνικές)

[23] Μεσσήνης Γεώργιος, (2011) “Βελτιστοποίηση, προσομοίωση και κατασκευή μικρής ανεμογεννήτριας για εφαρμογές χαμηλού κόστους και μελέτη της AC και DC σύνδεσης”, Διπλωματική εργασία, Ε.Μ.Π.

[24] Αλέξανδρος Ι. Ματζάκος (2016) “Μετρήσεις θορύβου τοπικά κατασκευασμένων μικρών ανεμογεννητριών σε απευθείας σύνδεση με συσσωρευτές” Διπλωματική εργασία ΕΜΠ Σχολή ΗΜΜΥ.

[25] Στυλιανού Σ. Καλαρίδη (2014) “ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΦΟΡΤΙΣΤΗ ΣΥΣΣΩΡΕΥΤΩΝ, ΜΕ ΔΙΟΡΘΩΣΗ ΤΟΥ ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΗ ΙΣΧΥΟΣ, ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΟΥ ΑΠΟ ΜΙΚΡΟΕΛΕΓΚΤΗ” Πάτρα, Διπλωματική Εργασία.

[26] Αδαμόπουλος Νικόλαος Κ. (2014) “Σχεδιασμός, Μοντελοποίηση και Πειραματική Επιβεβαίωση Διανυσματικού Ελέγχου Σύγχρονου Κινητήρα Μονίμων Μαγνητών για Εφαρμογές Ηλεκτροκίνησης Οχημάτων” Αθήνα, Διπλωματική εργασία ΕΜΠ ΣΗΜΜΥ Τομέας Ηλεκτρικής Ισχύος.

Δημοσιεύσεις

[27] Kuldeep Kumar Srivastava, Saquib Shakil, Anand Vardhan Pandey (2013) “Harmonics & Its Mitigation Technique by Passive Shunt Filter” International Journal of Soft Computing and Engineering.

[28] Ryszard Klempka, Zbigniew Hanzelka, Yuri Varetsky (2013) “Bank Harmonic Filters Operation in Power Supply System – Cases Studies” Krakow, AGH-University of Science & Technology.

[29] Ryszard Klempka (2012) “A New Method for the C-Type Passive Filter Design” PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY (Electrical Review).

- [30] Sikyung Kim, Prasad N. Enjeti, Paul Packebush, Ira J. Pitel (1994) "A New Approach to Improve Power Factor and Reduce Harmonics in a Three-phase Diode Rectifier Type Utility Interface" IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS.
- [31] Sewan Choi, Prasad N. Enjeti, Ira J. Pitel (1996) "Polyphase Transformer Arrangements with Reduced kVA Capacities for Harmonic Current Reduction in Rectifier-Type Utility Interface" IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS.
- [32] J. W. Kolar, T. Friedli (2013) "The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems - Part I" IEEE Transactions on Power Electronics.
- [33] T. Friedli, M. Hartmann, J. W. Kolar (2014) "The Essence of Three-Phase PFC Rectifier Systems - Part II" IEEE Transactions on Power Electronics.
- [34] Johan W. Kolar, Franz C. Zach, "A Novel Three-Phase Utility Interface Minimizing Ligne Current Harmonics of High-Power Telecommunications Rectifier Modules" Technical University Vienna.
- [35] Johan W. Kolar, Hans Ertl, Franz C. Zach, (1996) "Design and Experimental Investigation of a Three-Phase High Power Density High Efficiency Unity Power Factor PWM (VIENNA) Rectifier Employing a Novel Integrated Power Semiconductor Module" Technical University Vienna.
- [36] I. Ashida, J. Itoh, (2007) "A Novel Three-Phase PFC Rectifier Using a Harmonic Current Injection Method" Nagaoka University of Technology, IEEE.
- [37] Johan W. Kolar, Hans Ertl, Franz C. Zach, (1993) "Space Vector-Based Analytical Analysis of the Input Current Distortion of a Three-Phase Discontinuous-Mode Boost Rectifier System" Technical University Vienna, IEEE.
- [38] Nanou, Sotirios I. Papathanassiou, Stavros A. (2014) "Modeling of a PV system with grid code Compatibility" Electric Power Systems Research.
- [39] Pasi Peltoniemi, Riku Pöllänen, Markku Niemelä and Juha Pyrhönen (2006) "Comparison of the Effect of Output Filters on the Total Harmonic Distortion of Line Current in Voltage Source Line Converter" Lappeenranta, RE&PQJ.
- [40] Xu Renzhong, Xia Lie, Zhang Junjun, and Ding Jie (2013) "Design and Research on the LCL Filter in Three-Phase PV Grid-Connected Inverters" International Journal of Computer and Electrical Engineering.
- [41] G. Spiazzi, F. C. Lee (1997) "Implementation of Single-Phase Boost Power-Factor-Correction Circuits in Three-Phase Applications" IEEE Journals & Magazines.
- [42] C. N. Bhende, S. Mishra (2011) "Permanent Magnet Synchronous Generator-Based Standalone Wind Energy Supply System" IEEE Journals & Magazines.
- [43] R. Zahira, A. Peer Fathima (2011) "A Technical Survey on Control Strategies of Active Filter for Harmonic Suppression" Published by Elsevier Ltd.
- [44] A. Martins, J. Ferreira, H. Azevedo (2011) "Active Power Filters for Harmonic Elimination and Power Quality Improvement" Porto, CC BY-NC-SA 3.0.

[45] Hirofumi Akagi (1996) "New Trends in Active Filters for Power Conditioning" IEEE Transactions on Industry Applications Vol 32.

[46] Md. A. Kabir, U Mahbub (2011) "Synchronous Detection and Digital control of Shunt Active Power Filter in Power Quality Improvement" Dhaka, IEEE.

[47] Dong-Min Miao, Jian-Xin Shen (2012) "Simulation and Analysis of a Variable Speed Permanent Magnet Synchronous Generator with Flux Weakening Control" Hangzhou, CRERA.

[48] Kedar Patil, Bhinal Mehta (2014) "Modeling and Control of Variable Speed Wind Turbine with Permanent Magnet Synchronous Generator" Trivandrum, ICAGE.

[49] Y. Oguz, I. Guney, H Calik (2013) "Power Quality Control and Design of Power Converter for Variable-Speed Wind Energy Conversion System with PMSG" Hindawi The Scientific World Journal.

[50] Gary Moor, Johan Beukes "Maximum Power Point Tracking methods for small scale Wind Turbines" University of Stellenbosch.

[51] Torregrossa, D. και συν. (2011) "Multiphysics Finite-Element Modeling for Vibration and Acoustic Analysis of Permanent Magnet Synchronous Machine" IEEE Transactions of Energy Conversion, 26(2), pp. 490-500.

[52] Miniger, X., Galopin, N., Boiullault, F. & Gabsi, M. (2007) "Analysis of Electromagnetic Strains on a Structure such as Switched Reluctance Machine" European Physical Journal-Applied Physics, Τόμος 39, pp. 191-196.

[53] G. S. Ramana Murthy, V. Ramanarayanan (2000) "A modified area-product method for the design of inductors and transformers" Bangalore, Indian Institute of Science.

[54] M. L. Heldwein, L. Dalessandro, J. W. Kolar (2011) "The Three-Phase Common-Mode Inductor: Modeling and Design Issues" IEEE Transactions on Industrial Electronics.

Λοιπές πηγές

[55] Consortium for Sustainable Village-Based Development, <http://www.villageearth.org/appropriate-technology/appropriate-technology-sourcebook>

[56] IEC 61400-11, I., 2006. Wind turbine generator systems- Part 11: Acoustic noise measurement techniques, s.l.: IEC.

[57] Micrometals Iron Powder Cores http://www.micrometals.com/parts_index.html

[58] Micrometals Arnold Powder Cores <http://www.micrometalsarnoldpowdercores.com>