



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

**Μελέτη Διατάξεων και Ελέγχου Αρθρωτών Μετατροπέων σε
Συστήματα Αντιστάθμισης Ισχύος σε Ασύμμετρες
Καταστάσεις Λειτουργίας**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Γεώργιος Σ. Καντίνης

Επιβλέπων : Αντώνιος Αντωνόπουλος
Επίκουρος Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Ιούλιος 2022



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

**Μελέτη Διατάξεων και Ελέγχου Αρθρωτών Μετατροπέων σε
Συστήματα Αντιστάθμισης Ισχύος σε Ασύμμετρες
Καταστάσεις Λειτουργίας**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Γεώργιος Σ. Καντίνης

Επιβλέπων : Αντώνιος Αντωνόπουλος
Επίκουρος Καθηγητής ΕΜΠ

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 25^η Ιουλίου 2022.

.....
Αντώνιος Αντωνόπουλος
Επίκουρος Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Αντώνιος Κλαδάς
Καθηγητής ΕΜΠ

.....
Σταύρος Παπαθανασίου
Καθηγητής ΕΜΠ

Αθήνα, Ιούλιος 2022

.....
Γεώργιος Καντίνης

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

Copyright © Γεώργιος Καντίνης, 2022

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

Στην παρούσα διπλωματική εργασία γίνεται η προσπάθεια μελέτης διατάξεων και μεθόδων ελέγχου αρθρωτών πολυεπίπεδων μετατροπέων για την αντιστάθμιση ισχύος. Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στην λειτουργία υπό ασύμμετρες καταστάσεις. Η κύρια έμφαση της διπλωματικής εστιάζεται στην τοπολογία γειωμένου αστέρα, ως προς τον έλεγχο και τα χαρακτηριστικά λειτουργίας της. Επιπλέον γίνεται ανάλυση και σε μια πιθανή εφαρμογή αυτής της διάταξης.

Αρχικά θα παρουσιαστούν και θα συγκριθούν ως προς τα τεχνικά χαρακτηριστικά οι διατάξεις πολυεπίπεδων αρθρωτών μετατροπέων, αστέρα, τριγώνου, διπλού αστέρα καθώς και γειωμένου αστέρα. Επιπλέον θα γίνει και ανάλυση για τις κυριότερες μεθόδους διαμόρφωσης, καθώς και του αρμονικού περιεχομένου των σημάτων εξόδου που αυτές παράγουν.

Στην συνέχεια, θα περιγραφεί ο έλεγχος των συνδεδεμένων στο δίκτυο αντιστροφών. Πιο συγκεκριμένα, η διπλωματική εστιάζει στον διανυσματικό έλεγχο σε στρεφόμενο πεδίο. Έτσι, ο έλεγχος θα αποτελείται από τα παρακάτω επιμέρους υποσυστήματα, ελεγκτής ρεύματος, τάσης ζυγού καθώς και τάσης πυκνωτών. Τέλος, αναλύονται οι μέθοδοι συγχρονισμού φάσης, που είναι μείζονος σημασίας για την διαδικασία του ελέγχου, τόσο για τριφασικούς όσο και για μονοφασικούς μετατροπείς.

Σε επόμενο κεφάλαιο θα γίνει αναλυτική αναφορά στα προβλήματα που προκαλούν οι ασύμμετρες συνθήκες στις τοπολογίες αστέρα και τριγώνου. Οι ασύμμετρες συνθήκες ουσιαστικά κατανέμουν την ροή ενεργού ισχύος ανομοιόμορφα στις τρεις φάσεις με αποτέλεσμα οι τάσεις των πυκνωτών να αποκλίνουν. Η λύση στο παραπάνω πρόβλημα βρίσκεται στην εισαγωγή σημάτων μηδενικής ακολουθίας στην τάση και στο ρεύμα του αντιστροφέα για τις διατάξεις αστέρα και τριγώνου αντίστοιχα. Βέβαια η παραπάνω λύση έχει και αρνητικές επιπτώσεις στο σύστημα του αντιστροφέα και μάλιστα υπάρχουν περιπτώσεις που αυτή αδυνατεί να λειτουργήσει.

Τέλος, θα αναλυθεί η τοπολογία γειωμένου αστέρα καθώς και ο έλεγχος της. Ουσιαστικά η γείωση καθιστά τις τρεις φάσεις ανεξάρτητες την μία από την άλλη και έτσι ο τριφασικός αντιστροφέας μετατρέπεται ουσιαστικά σε τρεις μονοφασικούς. Στην συνέχεια θα δοθεί μία εξειδικευμένη εφαρμογή, που τα ασύμμετρα χαρακτηριστικά της, καθιστούν αδύνατη την εφαρμογή των κλασικών τοπολογιών. Έτσι εξετάζεται αν τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά της τοπολογίας γειωμένου αστέρα μπορούν να ανταποκριθούν στις απαιτήσεις του προβλήματος.

Λέξεις κλειδιά:

Αρθρωτοί Πολυεπίπεδοι Αντιστροφές, Διανυσματικός έλεγχος, Συγχρονισμός με το δίκτυο, Αντιστάθμιση ισχύος, Ασύμμετρες καταστάσεις λειτουργίας

ABSTRACT

In this thesis, an attempt is made to study the topologies and control of modular multilevel converters connected to the network for Power compensation. Special emphasis is placed on operation under asymmetric conditions. The main emphasis of the thesis is on the grounded star topology, in terms of its control and operating characteristics. In addition, a possible application of this provision is analyzed.

Initially, the layouts of multi-level modular converters, star, delta, double star, and grounded star will be presented and compared in terms of technical characteristics. In addition, there will be an analysis of the main modulation methods, as well as the harmonic content of the output signals they produce.

Next, the control of grid-connected inverters will be described. More specifically, the thesis focuses on vector control in a rotating field. Thus, the control will consist of the following sub-systems, current controller, bus voltage, and capacitor voltage. Finally, the phase synchronization methods are analyzed, which are of major importance for the control process, both for three-phase and single-phase converters.

In the next chapter, detailed reference will be made to the problems caused by asymmetric conditions in star and delta topologies. Unbalanced conditions essentially distribute the active power flow unevenly across the three phases causing the capacitor voltages to diverge. The solution to the above problem lies in introducing zero-sequence signals to the voltage and current of the inverter for star and delta arrangements respectively. Of course, the above solution also has negative effects on the inverter system and in fact there are cases where it is unable to function.

Finally, the grounded star topology and its control will be analyzed. Essentially, grounding makes the three phases independent of each other and thus the three-phase inverter essentially turns into three single-phase. Then a specialized application will be given, whose asymmetric characteristics make the application of classical topologies impossible. Thus it is examined whether the special characteristics of the grounded star topology can provide solutions.

Keywords

Modular Multilevel Converters, Vector Control, Grid Synchronization, Power Compensation, Asymmetrical Operation

Ευχαριστίες

Σε αυτό το σημείο θα ήθελα να εκφράσω τις ειλικρινείς μου ευχαριστίες σε όσους συντέλεσαν καθοριστικά στην εκπόνηση της διπλωματικής μου εργασίας.

Πρωτίστως, θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τον Καθηγητή μου κ. Αντώνιο Αντωνόπουλο, για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε με την ανάθεση της διπλωματικής μου εργασίας και την καθοδήγησή του κατά την εκπόνησή της.

Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω την οικογένεια μου, τους φίλους και συναδέλφους μου για την στήριξη που μου παρείχαν όλα αυτά τα χρόνια.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Κεφάλαιο 1 : Στοιχεία τοπολογιών αρθρωτών μετατροπέων	
1.1 Εισαγωγή.....	15
1.2 Σύγκριση διατάξεων αρθρωτών μετατροπέων.....	15
1.3 Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (PWM) με πολλαπλά φέροντα.....	20
1.4 Αρμονικό περιεχόμενο PS-PWM.....	23
Κεφάλαιο 2 : Έλεγχος συνδεδεμένων στο δίκτυο μετατροπέων	
2.1 Εισαγωγή.....	26
2.2 Μοντελοποίηση.....	27
2.3 Ελεγκτής ρεύματος.....	29
2.4 Ελεγκτής μέσου όρου τάσης πυκνωτών.....	32
2.5 Ελεγκτής τάσης ζυγού.....	33
2.6 Εξατομικευμένος έλεγχος τάσης πυκνωτών.....	35
2.7 Τριφασικό PLL.....	38
2.8 Μονοφασικό PLL.....	40
Κεφάλαιο 3 : Λειτουργία αστέρα και τριγώνου υπό ασύμμετρες συνθήκες	
3.1 Εισαγωγή.....	44
3.2 Επίδραση αρνητικής ακολουθίας στην ροή ενεργού ισχύος κάθε βραχίονα.....	45
3.3 Υπολογισμός μεγεθών μηδενικής ακολουθίας.....	46
Κεφάλαιο 4 : Μελέτη γειωμένου αστέρα	
4.1 Εισαγωγή.....	53
4.2 Ανάλυση διάταξης γειωμένου αστέρα.....	54
4.3 Εφαρμογή.....	59
4.4 Περαιτέρω βελτίωση.....	65
Κεφάλαιο 5 : Παράρτημα	
5.1 Ανίχνευση μεγεθών ακολουθίας σε πραγματικό χρόνο.....	68
5.2 Φίλτρο μηδενικής προσθήκης φάσης.....	71
Βιβλιογραφία.....	73

Πίνακας σχημάτων

Σχήμα 1.1α : Τοπολογία τριγώνου.....	16
Σχήμα 1.1β : Τοπολογία αστέρα.....	16
Σχήμα 1.2 : Τοπολογία MMC.....	17
Σχήμα 1.3 : Υλοποίηση PS-PWM.....	21
Σχήμα 1.4 : Αρχή λειτουργίας PS-PWM.....	21
Σχήμα 1.5 : Υλοποίηση IS-PWM.....	22
Σχήμα 1.6: Αρχή λειτουργίας PS-PWM.....	22
Σχήμα 2.1 : Πλήρης διάταξη Αντιστροφέα – Δικτύου.....	27
Σχήμα 2.2 : Πλήρης διάταξη ελέγχου.....	27
Σχήμα 2.3 Ισοδύναμο σύστημα αντιστροφέα.....	28
Σχήμα 2.4 : Απλοποιημένη συνάρτηση μεταφοράς του ρεύματος.....	30
Σχήμα 2.5 : Ο πλήρης ελεγκτής ρεύματος.....	31
Σχήμα 2.6 : Ισοδύναμο σύστημα αντιστροφέα δικτύου στο dq πεδίο.....	32
Σχήμα 2.7 : Υλοποίηση Ελεγκτή τάσης ζυγού.....	33
Σχήμα 2.8 : Υλοποίηση Ελεγκτή μέσου όρου τάσης πυκνωτών.....	34
Σχήμα 2.9 : Απόκριση των τάσεων των πυκνωτών.....	36
Σχήμα 2.10 : Συνολικό διάγραμμα εξατομικευμένου ελεγκτή τάσης.....	36
Σχήμα 2.11 : Εξατομικευμένος ελεγκτής τάσης πυκνωτών $f(u)$	37
Σχήμα 2.12 : Εφαρμογή εξατομικευμένου ελέγχου.....	38
Σχήμα 2.13 : Διάταξη PLL.....	39
Σχήμα 2.14: Έξοδος ολοκληρωτή.....	40
Σχήμα 2.15 : Υλοποίηση του SOGI PLL.....	41
Σχήμα 2.16 : Απόκριση του SOGI PLL.....	41
Σχήμα 2.17 : Διαγράμμα Bode της H_d	42
Σχήμα 3.1 : Επίδραση της αρνητικής ακολουθίας στην ισχύ κάθε φάσης.....	46
Σχήμα 4.1 : Τοπολογία γειωμένου αστέρα.....	53
Σχήμα 4.2 : Ανά φάση κύκλωμα αντιστροφέα δικτύου.....	55
Σχήμα 4.3 : Πλήρης διάταξη εφαρμογής.....	59
Σχήμα 4.4 : Τοπολογία I.....	59
Σχήμα 4.5 : Τοπολογία II.....	60
Σχήμα 4.6 : Θετική ακολουθία υπό μεταβαλλόμενα φορτία.....	61
Σχήμα 4.7 : Αρνητική ακολουθία υπό μεταβαλλόμενα φορτία.....	62
Σχήμα 4.8 : Θετική ακολουθία υπό μεταβαλλόμενα φορτία.....	62
Σχήμα 4.9 : Αρνητική ακολουθία υπό μεταβαλλόμενα φορτία.....	63
Σχήμα 4.10 : Φασική τάση ζυγού.....	64
Σχήμα 4.11 : Ρεύμα αντιστροφέα.....	64
Σχήμα 4.12 : Μεταβολή των μεγεθών ακολουθίας.....	65
Σχήμα 4.13 : Φασική τάση ζυγού.....	65
Σχήμα 5.1: Σχηματική απεικόνιση της μεθόδου βαθυπερατού φίλτρου.....	68
Σχήμα 5.2 : Υλοποίηση της μεθόδου DSC.....	70
Σχήμα 5.3 : Σύγκριση μεθόδων ανίχνευσης θετικής και αρνητικής ακολουθίας.....	70
Σχήμα 5.4 : Υλοποίηση φίλτρου μηδενικής προσθήκης φάσης.....	71
Σχήμα 5.5 : Απόκριση φίλτρου μηδενικής προσθήκης φάσης.....	72

Πίνακας πινάκων

Πίνακας 1.1 : Συγκριτική μελέτη αρθρωτών τοπολογιών.....	19
Πίνακας 3.1: Ενδεικτικές περιπτώσεις των μεγεθών μηδενικής ακολουθίας.....	50

Κεφάλαιο 1

Στοιχεία τοπολογιών αρθρωτών μετατροπέων

1.1 Εισαγωγή

Οι μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων είναι συστήματα μετατροπής ισχύος που βασίζονται στον κατάλληλο συνδυασμό ημιαγωγών ισχύος και πηγών συνεχούς τάσης. Εμφανίστηκαν για πρώτη φορά το 1975 [1] και έκτοτε έχουν σχεδιαστεί αρκετές τοπολογίες πολυεπίπεδων μετατροπέων. Η βασική ιδέα πίσω από τους μετατροπείς αυτούς είναι η αξιοποίηση πολλών πηγών συνεχούς τάσης στην είσοδο της διάταξης για την παραγωγή υψηλής τάσης στην έξοδο [2-6]. Αυτό επιτρέπει μεταξύ άλλων τη χρήση ημιαγωγικών στοιχείων με ονομαστική τάση μικρότερη από την τάση εξόδου.

Γενικά, ως αριθμός επιπέδων ενός πολυεπίπεδου μετατροπέα ορίζεται ο αριθμός των διαφορετικών τιμών που μπορεί να λάβει η τάση στην έξοδο ως προς έναν κόμβο αναφοράς. Όταν η τάση εξόδου δύναται να λάβει τουλάχιστον τρεις διαφορετικές τιμές, γίνεται λόγος για πολυεπίπεδο μετατροπέα. Σημειώνεται ότι κατά κανόνα τα διαφορετικά επίπεδα της τάσης εξόδου απέχουν εξίσου μεταξύ τους.

Μερικά από τα πλεονεκτήματα των μετατροπέων πολλαπλών επιπέδων είναι η παραγωγή τάσης με μικρότερη παραμόρφωση και μειωμένο ρυθμό μεταβολής σε σχέση με τους μετατροπείς δύο επιπέδων. Επιπλέον, όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, επιτρέπουν τη χρήση ημιαγωγικών διακοπών με μικρότερη ικανότητα διαχείρισης ισχύος, καθώς η ονομαστική τους τάση μπορεί να είναι μικρότερη από την αναπτυσσόμενη τάση στην έξοδο. Επίσης, ένας πολυεπίπεδος μετατροπέας θα χρειαστεί μικρότερη διακοπτική συχνότητα στα ημιαγωγικά του στοιχεία για να παράξει τάση με δεδομένο φάσμα αρμονικών. Επομένως, μια τέτοια διάταξη θα παρουσιάζει μικρότερες διακοπτικές απώλειες και άρα μεγαλύτερη απόδοση σε σχέση με μια διάταξη που χρησιμοποιεί μετατροπέα δύο επιπέδων. Αξίζει να σημειωθεί πως τα πλεονεκτήματα αυτά γίνονται εντονότερα όσο αυξάνεται ο αριθμός των επιπέδων του μετατροπέα. Τέλος, οι μετατροπείς πολλαπλών επιπέδων διευκολύνουν την ανάπτυξη εγκαταστάσεων χωρίς τη χρήση μετασχηματιστή για εφαρμογές διασυνδεδεμένες στο δίκτυο.

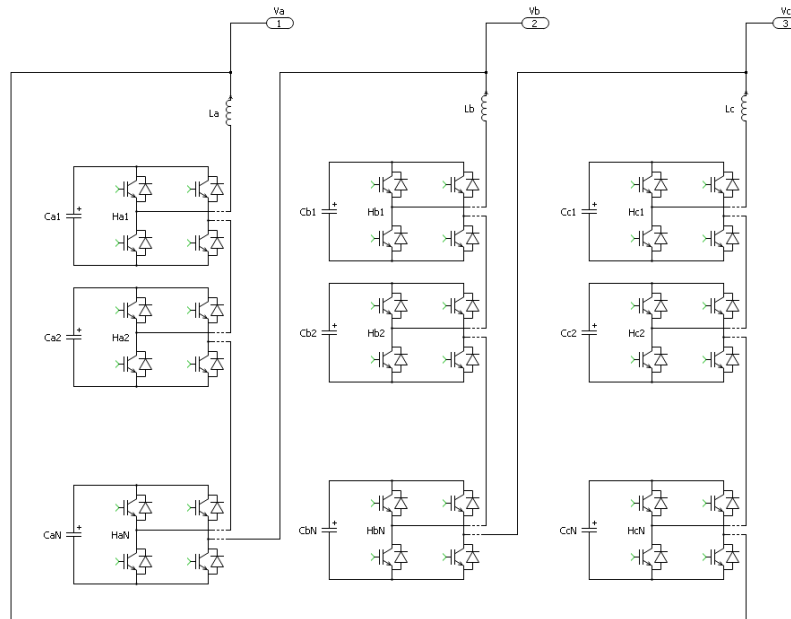
Οι πολυεπίπεδοι μετατροπείς παρουσιάζουν ωστόσο και μερικά σημαντικά μειονεκτήματα [2-6]. Μεταξύ αυτών συγκαταλέγεται η αυξημένη πολυπλοκότητα που απορρέει από την παρουσία αυξημένου πλήθους ημιαγωγικών στοιχείων. Αυτό δυσχεραίνει την ανάπτυξη κατάλληλων μεθόδων ελέγχου και διαμόρφωσης για τη διάταξη, και ταυτόχρονα την καθιστά λιγότερο αξιόπιστη. Η αυξημένη αυτή πολυπλοκότητα θέτει και ένα πρακτικό άνω όριο στον αριθμό των επιπέδων που μπορούν να χρησιμοποιηθούν, και επομένως περιορίζει τη δυνατότητα αξιοποίησης των πλεονεκτημάτων των πολυεπίπεδων μετατροπέων.

Σε αυτό το κεφάλαιο θα εξεταστούν συνοπτικά κάποιες πολυεπίπεδες τοπολογίες και κατάλληλες τεχνικές διαμόρφωσης, ενώ η κύρια έμφαση θα δοθεί στην εφαρμογή αυτών σε συστήματα στατικής αντιστάθμισης ισχύος (STATCOM).

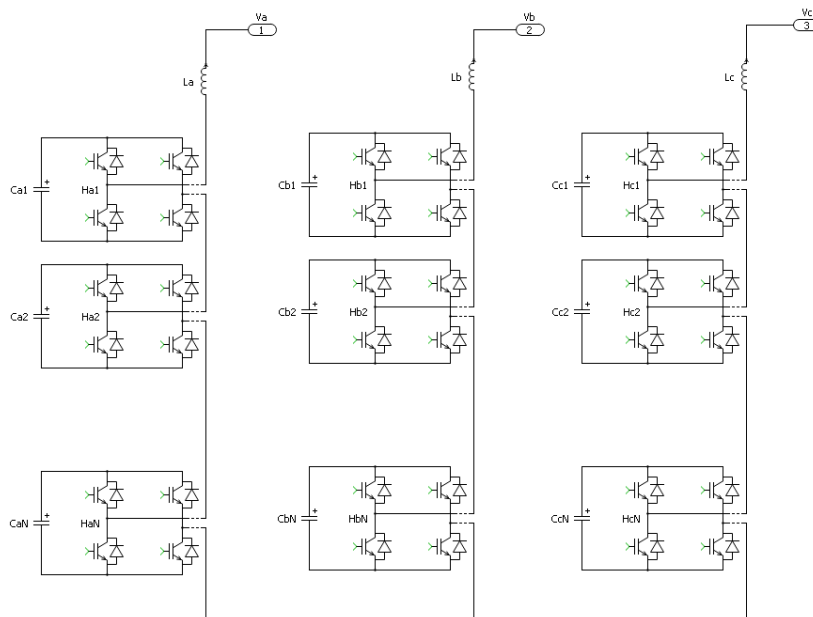
1.2 Σύγκριση διατάξεων αρθρωτών μετατροπέων

Αρθρωτά είναι τα συστήματα που κατασκευάζονται χρησιμοποιώντας ομοιότυπα επιμέρους μικρότερα συστήματα. Σε αυτή την ενότητα εξετάζονται οι βασικές αρθρωτές συνδεσμολογίες (αστέρας, τρίγωνο και διπλός αστέρας) και διερευνάται η εφαρμογή τους στην υλοποίηση ενός STATCOM. Η ιδέα υλοποίησης τέτοιων αντιστροφών αρχικά

παρουσιάστηκε το 1990 από τον Marchesoni [7]. Οι συνδεσμολογίες αστέρα και τριγώνου φαίνονται στα σχήματα 1.1α,β , κάθε φάση αποτελείται από αρκετούς μετατροπείς πλήρους γέφυρας H (ή αλλιώς κελία) συνδεδεμένους σε σειρά. Στο σχήμα 1.1α φαίνεται η σύνδεση τριών φάσεων σε τρίγωνο και στο σχήμα 1.1β η αντίστοιχη σύνδεση σε αστέρα. Το πρωτότυπο για την υλοποίηση τριφασικών STATCOM τριγώνου και αστέρα παρουσιάστηκε το 1996 [8]. Μόλις το 1998, η GEC ALSTHOM T&D πρότεινε την εφαρμογή αυτών των συνδεσμολογιών στα STATCOM που κατασκεύαζε, ενώ το 1999 η Robicon Corporation έφερε στο εμπόριο μετατροπείς μέσης τάσης βασισμένους σε αυτές τις αρχές. Πλέον αυτές οι διατάξεις παρέχουν δυνατότητα διαχείρισης ισχύος ως και 250MVA_r [9].

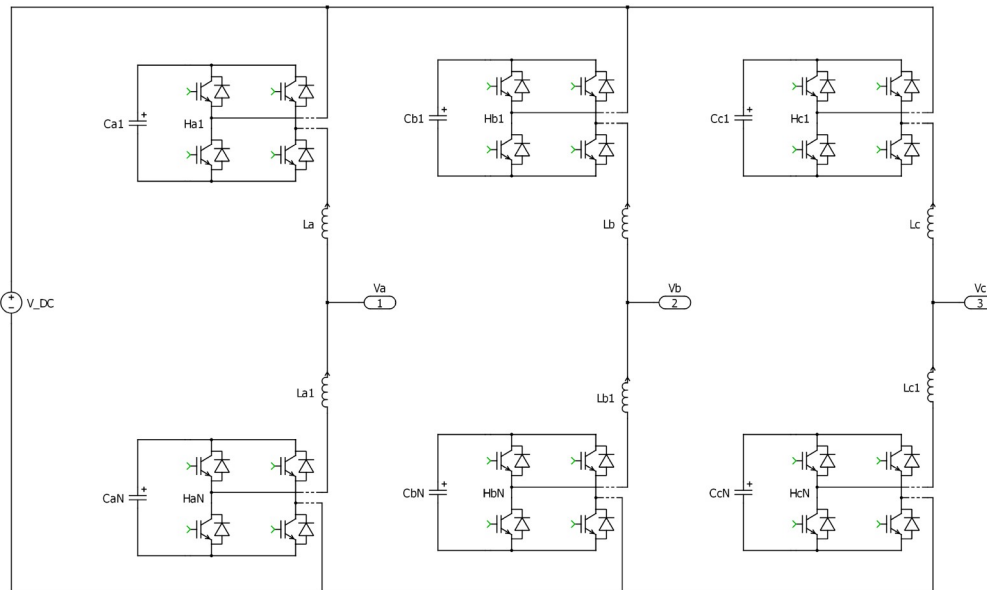


Σχήμα 1.1α : Τοπολογία τριγώνου



Σχήμα 1.1β : Τοπολογία αστέρα

Μία άλλη αρθρωτή διάταξη που παρουσιάζει μεγάλο ερευνητικό ενδιαφέρον είναι ο MMC, που παρουσιάστηκε για πρώτη φορά το 2003 από τους Marquardt και Lesincar [10,11]. Κάθε φάση του μετατροπέα, που καλείται και πόδι, αποτελείται από δύο βραχίονες, όπως φαίνεται στο σχήμα 1.2. Κάθε βραχίονας αποτελείται από τον ίδιο αριθμό κελιών μαζί με ένα πηνίο ζεύξης για τον περιορισμό του ρεύματος σε περίπτωση σφάλματος καθώς και τον περιορισμό της πρώτης παραγωγού του ρεύματος λόγω των διακοπτικών στοιχείων. Η εναλλασσόμενη έξοδος συνδέεται ανάμεσα στους δύο βραχίονες. Αντί της πλήρους γέφυρας H, για την υλοποίηση κάθε βραχίονα είναι δυνατή και η χρήση ημιγέφυρας.



Σχήμα 1.2: Τοπολογία MMC

Η πρώτη διαφορά μεταξύ της συνδεσμολογίας αστέρα και τριγώνου αφορά τις απαιτούμενες προδιαγραφές τάσεως και ρεύματος. Θεωρώντας συμμετρική λειτουργία του δικτύου, ίδιο αριθμό κελιών ανά φάση και παρόμοια στοιχεία ηλεκτρονικών ισχύος, η συνδεσμολογία αστέρα έχει μεγαλύτερες προδιαγραφές ρεύματος κατά έναν παράγοντα $\sqrt{3}$ σε σχέση με το τρίγωνο, ενώ αντίστοιχα η συνδεσμολογία τριγώνου έχει υψηλότερες προδιαγραφές τάσης κατά $\sqrt{3}$. Στην περίπτωση ασύμμετρης τάσης φορτίου, το τρίγωνο μπορεί να αξιοποιήσει ένα ελεγχόμενο ρεύμα μηδενικής ακολουθίας το οποίο θα κυκλοφορεί στο εσωτερικό του. Αυτό επιτρέπει την ανταλλαγή ενεργού ισχύος μεταξύ των φάσεων, κάτι το οποίο μπορεί να αξιοποιηθεί για την εξισορρόπηση των τάσεων των πυκνωτών [12]. Κάτι τέτοιο είναι ιδιαίτερα επιθυμητό όταν απαιτείται ανταλλαγή αέργου ισχύος αρνητικής ακολουθίας με το δίκτυο, και έχει ως μειονέκτημα μία μικρή αύξηση των απωλειών της διάταξης. Επίσης, αυξάνει τις απαιτήσεις διαχείρισης ρεύματος σε σχέση με τη συνδεσμολογία αστέρα σε συνθήκες ασύμμετρης λειτουργίας. Πέρα από τις προδιαγραφές των ημιαγωγών που θα χρησιμοποιηθούν, αυτό επηρεάζει και την κυμάτωση της τάσης και επομένως τους πυκνωτές που θα χρησιμοποιηθούν σε κάθε γέφυρα. Με το ίδιο σκεπτικό, η συνδεσμολογία αστέρα θα πρέπει να είναι υπερδιαστασιοποιημένη ως προς την τάση κατά τη λειτουργία σε ασύμμετρο δίκτυο, λόγω της απαιτούμενης τάσης μηδενικής ακολουθίας που θα πρέπει να εισαχθεί για την εξισορρόπηση της τάσης των πυκνωτών (και η οποία θα μετακινήσει το σημείο Y του μετατροπέα) [12].

Αντίθετα, όπως θα αναλυθεί εκτενέστερα στο κεφάλαιο 4, η διάταξη γειωμένου αστέρα δεν χρειάζεται υπερδιαστασιολόγηση για να ανταποκριθεί στην ασύμμετρη λειτουργία. Όμως δεν έχει δυνατότητα αντιστάθμισης της αρνητικής ακολουθίας, και γενικότερα άμεσου ελέγχου των μεγεθών ακολουθίας, καθώς η γείωση περιορίζει τους βαθμούς ελευθερίας στον έλεγχο της διάταξης. Όσο αφορά τα στοιχεία (hardware) της διάταξής αυτά διαφέρουν ελάχιστα με την αντίστοιχη του αγείωτου αστέρα. Αντίθετα ο έλεγχος παρουσιάζει εκτενείς διαφορές.

Όσον αφορά στη συνδεσμολογία διπλού αστέρα (MMC), είναι κυκλώμα πέντε ακροδεκτών, καθώς λαμβάνονται δύο ουδέτερα σημεία, ένα από κάθε βραχίονα, ως ακροδέκτες συνεχούς τάσης. Αυτό αποτελεί και το βασικό πλεονέκτημα αυτής της συνδεσμολογίας σε σχέση με τις συνδεσμολογίες αστέρα και τριγώνου, καθώς επιτρέπει τον έλεγχο της ενεργού ισχύος χωρίς να χρειάζονται πηγές συνεχούς τάσης σε κάθε κελί, κάτι το οποίο είναι ιδιαίτερα σημαντικό σε εφαρμογές υψηλής τάσης (HVDC) καθώς και σε εφαρμογές κίνησης, όπου ανταλλάσσονται μεγάλες ποσότητες ενεργού ισχύος. Εδώ όμως θα επικεντρωθούμε στην εφαρμογή αυτών των συνδεσμολογιών μόνο σε εφαρμογές STATCOM, επομένως δε θα χρειαστεί κοινός σύνδεσμος συνεχούς ρεύματος (DC-link) μεταξύ των τριών φάσεων.

Στις εφαρμογές αντιστάθμισης άεργου ισχύος ο μετατροπέας θα πρέπει να είναι σε θέση να παρέχει άεργο ισχύ σε συνθήκες ασύμμετρης λειτουργίας. Οι διατάξεις διπλού αστέρα, όπως και οι αντίστοιχες με τρίγωνο, έχουν τη δυνατότητα ανταλλαγής ρεύματος αρνητικής ακολουθίας με το δίκτυο ελέγχοντας το ρεύμα που κυκλοφορεί εντός τους. Ένα άλλο σημαντικό χαρακτηριστικό της συνδεσμολογίας διπλού αστέρα είναι ότι έχει μικρότερες απαιτήσεις ρεύματος για τα στοιχεία κάθε κελιού, λόγω της ανταλλαγής εναλλασσόμενου ρεύματος μεταξύ των κελιών. Ωστόσο, τα ίδια στοιχεία θα πρέπει να έχουν μεγαλύτερη αντοχή σε τάση σε σχέση με τις συνδεσμολογίες αστέρα και τριγώνου. Όπως φαίνεται στο σχήμα 1.2, κάθε βραχίονας του μετατροπέα παράγει μία εναλλασσόμενη τάση με μια συνεχή συνιστώσα ίση με το ήμισυ της συνολικής τάσης στην πλευρά συνεχούς ρεύματος του MMC. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να απαιτείται ικανότητα διαχείρισης τάσεως σε κάθε βραχίονα, διπλάσια του πλάτους της εναλλασσόμενης τάσης εξόδου. Αν χρησιμοποιηθούν κελιά γέφυρας Η αντί για κελιά ημιγέφυρας, κάθε βραχίονας θα πρέπει να παράγει τάση πλάτους ίσου με αυτό της τάσης εξόδου. Επομένως ο αριθμός των κελιών μειώνεται στο μισό σε σχέση με την υλοποίηση με ημιγέφυρες, αλλά το πλήθος των ημιαγωγικών στοιχείων σε κάθε κελί διπλασιάζεται. Ενδεικτικά, αν διατίθενται κελιά ημιγέφυρας και πλήρους γέφυρας με προδιαγραφές τάσης 1 α.μ., για την παραγωγή εναλλασσόμενης τάσης με μέγιστη τιμή 1 α.μ. υπό συμμετρικές συνθήκες απαιτείται ένα κελί ανά φάση για τη συνδεσμολογία αστέρα και $\sqrt{3}$ για τη συνδεσμολογία τριγώνου. Η συνδεσμολογία διπλού αστέρα με κελιά ημιγέφυρας χρειάζεται 4 κελιά, ενώ με κελιά πλήρους γέφυρας απαιτούνται 2 κελιά για να τηρούνται οι προδιαγραφές. Η αλληλεπίδραση μεταξύ της συνεχούς συνιστώσας της τάσης κάθε βραχίονα και του θεμελιώδους ρεύματος στη συνδεσμολογία διπλού αστέρα έχει ως αποτέλεσμα την εμφάνιση μιας μεγάλης συνιστώσας θεμελιώδους συχνότητας στις τάσεις των πυκνωτών στους βραχίονες. Επομένως το μέγεθος των πυκνωτών αυξάνεται σημαντικά στην περίπτωση διπλού αστέρα.

Η συνδεσμολογία διπλού αστέρα με κελιά πλήρους γέφυρας παρέχει καλύτερα αποτελέσματα από την αντίστοιχη με ημιγέφυρα καθώς έχει την επιπρόσθετη δυνατότητα μείωσης της τάσης στην πλευρά συνεχούς ρεύματος. Η παρουσία κελιών πλήρους γέφυρας παρέχει στη διάταξη τη δυνατότητα να διαχειριστεί ευρείες διακυμάνσεις στην τάση της πλευράς συνεχούς ρεύματος. Αυτό το χαρακτηριστικό κάνει τη διάταξη κατάλληλη για

εφαρμογή σε ανανεώσιμες πηγές ενέργειας, όπου η τάση στο συνεχή πλευρά μεταβάλλεται ανάλογα με τις καιρικές συνθήκες. Επιπλέον, αυτή η διάταξη έχει τη δυνατότητα να περιορίσει τα ρεύματα σφάλματος που προκύπτουν σε περιπτώσεις βραχυκυκλωμάτων στη πλευρά συνεχούς ρεύματος [13]. Ωστόσο, αυτή η διάταξη χρειάζεται περισσότερα ημιαγωγικά στοιχεία και έχει περισσότερες απώλειες αγωγής σε σχέση με το τυπικό MMC [14]. Σε εφαρμογές STATCOM, όπου υπάρχει ανταλλαγή μόνο αέργου ισχύος με το δίκτυο, οι συνδεσμολογίες αστέρα και τριγώνου είναι καταλληλότερες, καθώς πέρα από τον απλούστερο έλεγχο παρέχουν και υψηλότερη απόδοση. Επιπλέον, χρειάζονται μικρότερο αριθμό κελιών και έχουν καλύτερη δυναμική απόκριση [15]. Στον πίνακα 1.1 που ακολουθεί φαίνονται τα χαρακτηριστικά των διαφόρων συνδεσμολογιών. Σε αυτή την ενότητα μελετώνται οι βασικές αρθρωτές συνδεσμολογίες και τα συγκριτικά πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα της καθεμίας, όπου με V_{dc} συμβολίζεται η τάση στην πλευρά σταθερού ρεύματος και V_{ac} το πλάτος της φασικής τάσης εξόδου.

Πίνακας 1.1 : Συγκριτική μελέτη αρθρωτών τοπολογιών

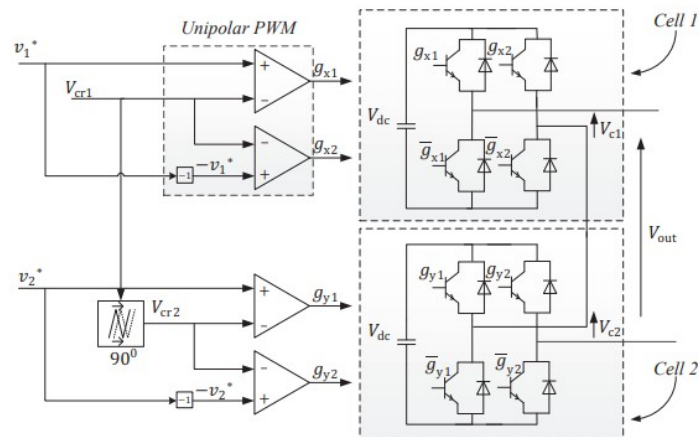
	Αστέρας	Τρίγωνο	MMC Διπλού Αστέρα	CHB Διπλού Αστέρα	Γειωμένου αστέρα
Αριθμός κελιών σε συμμετρικές συνθήκες	V_{ac}/V_{dc}	$\sqrt{3} V_{ac}/V_{dc}$	$4 V_{ac}/V_{dc}$	$2 V_{ac}/V_{dc}$	V_{ac}/V_{dc}
Ονομαστικό ρεύμα σε συμμετρικές συνθήκες	$\sqrt{3}/\text{φάση}$	1/φάση	0.5/φάση	0.5/φάση	$\sqrt{3}/\text{φάση}$
Δυνατότητα αντιστάθμισης αρνητικής ακολουθίας	Ναι (μέσω του v_0)	Ναι (μέσω του i_0)	Ναι (μέσω του i_0)	Ναι (μέσω του i_0)	Όχι
Ρεύμα στο εσωτερικό της διάταξης	Όχι	Ναι	Ναι	Ναι	Μέσω της γείωσης
Ονομαστική τάση σε ασύμμετρες συνθήκες	Όπως στις συμμετρικές συνθήκες + v_0	Καμία αλλαγή	Καμία αλλαγή	Καμία αλλαγή	Καμία αλλαγή
Ονομαστικό ρεύμα ασύμμετρες συνθήκες	Καμία αλλαγή	Όπως στις συμμετρικές συνθήκες + i_0	Όπως στις συμμετρικές συνθήκες + i_0	Όπως στις συμμετρικές συνθήκες + i_0	Καμία αλλαγή

1.3 Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (Pulse Width Modulation, PWM) με πολλαπλά φέροντα

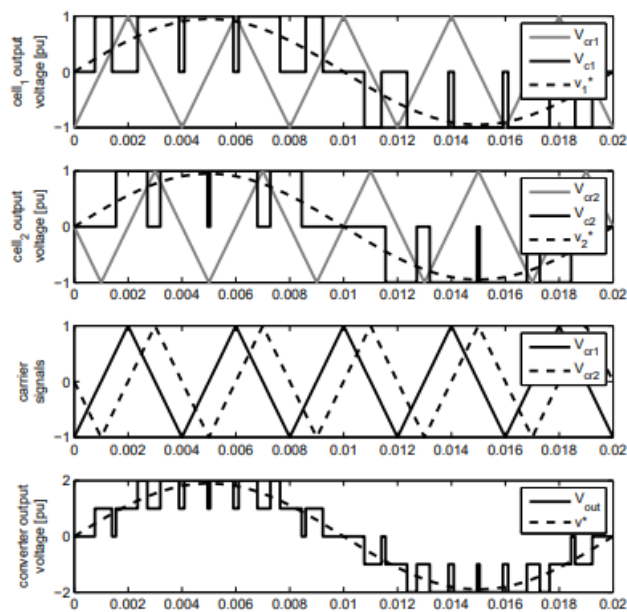
Για την διαμόρφωση αρθρωτών πολυεπίπεδων μετατροπέων διακρίνουμε δύο βασικές τεχνικές, τη διαμόρφωση εύρους παλμών με μετατόπιση φάσης (Phase-Shifted Pulse Width Modulation, PS-PWM), και τη διαμόρφωση εύρους παλμών με μετατόπιση επιπέδου (Level-Shifted Pulse Width Modulation, LS-PWM). Αμφότερες οι τεχνικές αποτελούν επέκταση των συνήθων τεχνικών μονοπολικής και διπολικής διαμόρφωσης εύρους παλμών για μετατροπείς δύο επιπέδων. Η βασική ιδέα πίσω από τις μεθόδους διαμόρφωσης εύρους παλμών, έγκειται στη σύγκριση ενός φέροντος σήματος με ένα σήμα αναφοράς. Αν η τιμή του σήματος αναφοράς είναι μεγαλύτερη από αυτήν του φέροντος, τότε μέσω του συστήματος ελέγχου ο μετατροπέας ρυθμίζεται ώστε να δώσει το θετικό επίπεδο τάσης στην έξοδο, και στην αντίθετη περίπτωση μέσω των κατάλληλων εντολών μεταβαίνει σε κατάσταση αρνητικής τάσης εξόδου.

- Phase-Shifted PWM

Αυτή είναι ευρέως διαδεδομένη σε εφαρμογές που οι αντιστροφείς που έχουν υλοποιηθεί με πλήρης η ημιγέφυρες. Ακολούθως φαίνεται η σχετική διάταξη για την υλοποίηση της τεχνικής PS-PWM και η αρχή λειτουργίας της στα σχήματα 1.3, 1.4 αντίστοιχα, για την περίπτωση ενός μετατροπέα πέντε επιπέδων σε συνδεσμολογία αστέρα. Κάθε κελί ελέγχεται ανεξάρτητα από τα υπόλοιπα, μέσω της σύγκρισης ενός δείκτη διαμόρφωσης με ένα φέρον σήμα. Τα φέροντα σήματα για κάθε κελί μιας φάσης έχουν μετατόπιση φάσης μεταξύ τους, ενώ ο δείκτης διαμόρφωσης είναι ο ίδιος για όλα τα κελιά που συνιστούν το πόδι μίας φάσης. Μπορεί να αποδειχθεί ότι η τάση στην έξοδο παρουσιάζει τη μικρότερη δυνατή παραμόρφωση όταν η φασική απόκλιση μεταξύ των φερόντων είναι $\frac{180^\circ}{n}$, όπου n ο αριθμός των κελιών που συνιστούν κάθε φάση [16]. Επειδή τα σήματα διαμόρφωσης και η συχνότητα φέροντος είναι ίδια για όλα τα κελιά, το διακοπτικό μοτίβο που ανακύπτει εξασφαλίζει ομοιόμορφη κατανομή της ενεργού ισχύος μεταξύ των κελιών κατά την μόνιμη κατάσταση [17]. Έτσι σε υπό συμμετρικές συνθήκες οι τάσεις των πυκνωτών θα τείνουν να παραμένουν ισοσταθμισμένες, η πλήρης ανάλυση του φαινομένου αυτού θα γίνει στο κεφάλαιο 2. Επιπλέον με την κατάλληλη επιλογή της γωνίας έναυσης το συνολικό μοτίβο έναυσης είναι n -φορές περισσότερες εναλλαγές σε σχέση με το μοτίβο του κάθε επιμέρους κελιού. Αυτό εξασφαλίζει μικρότερη ολική αρμονική παραμόρφωση (Total Harmonic Distortion, THD) με τη χρήση συχνότητας φέροντος μειωμένης κατά έναν παράγοντα n .



Σχήμα 1.3 : Υλοποίηση PS-PWM

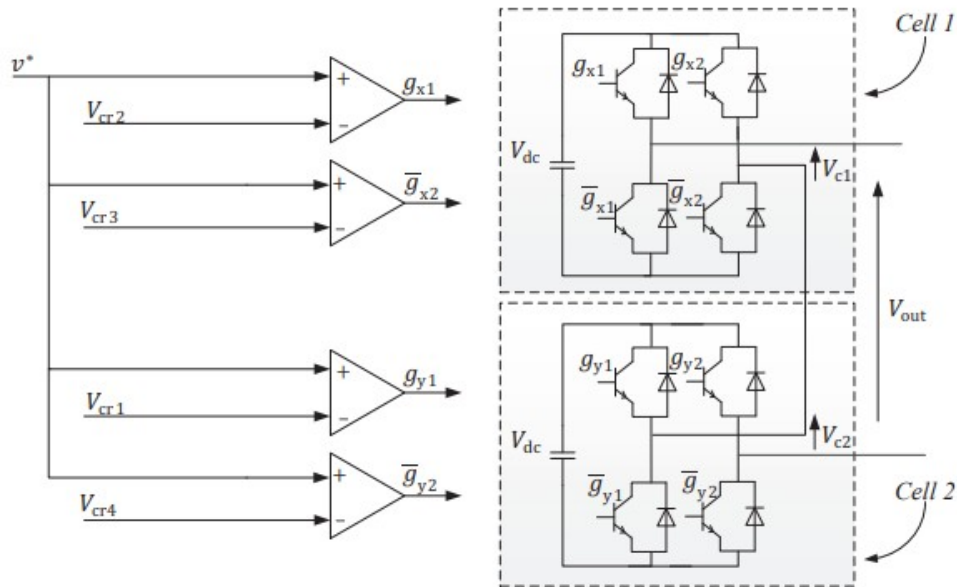


Σχήμα 1.4 : Αρχή λειτουργίας PS-PWM

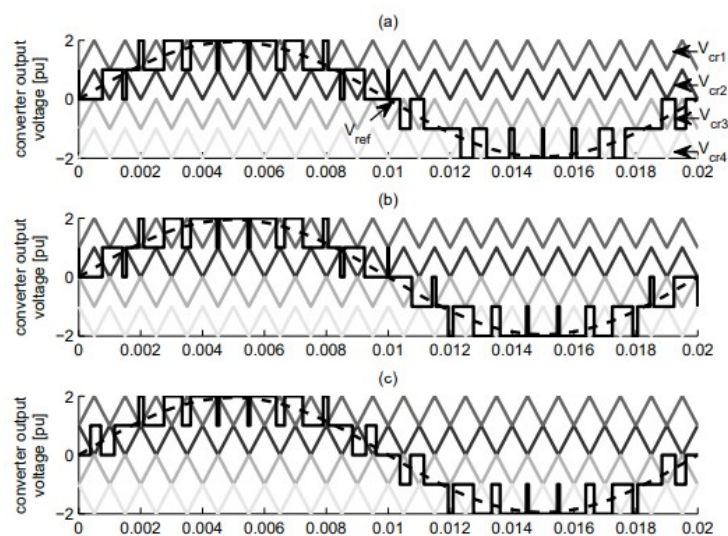
- Level Shifted-PWM

Η αρχή λειτουργίας αυτής της μεθόδου σε έναν πολυεπίπεδο μετατροπέα n επιπέδων, βασίζεται στην χρήση $(n-1)$ φερόντων σημάτων. Τα φέροντα σήματα που χρησιμοποιούνται είναι κάθετα μετατοπισμένα μεταξύ τους. Έαν επιπλέον δεν υπάρχει μετατόπιση φάσης μεταξύ τους γίνεται λόγος για Phase Disposition PWM (PD-PWM). Μία άλλη μέθοδος είναι η εισαγωγή διαφοράς φάσης 180 μοιρών μεταξύ διαδοχικών φερόντων σημάτων, το οποίο συνιστά τη μέθοδο Alternate Phase Opposition Disposition PWM (APOD-PWM). Τέλος, υπάρχει η δυνατότητα όλα τα φέροντα σήματα που βρίσκονται πάνω από το σημείο μηδενισμού του σήματος αναφοράς να βρίσκονται σε

συμφωνία φάσης μεταξύ τους, αλλά να έχουν διαφορά φάσης 180° από τα φέροντα που βρίσκονται κάτω από το σημείο μηδενισμού. Η μέθοδος αυτή αποκαλείται Phase Disposition Opposition PWM (POD-PWM). Η επιλογή της τεχνικής διαμόρφωσης επηρεάζει την ολική αρμονική παραμόρφωση της κυματομορφής εξόδου. Θα πρέπει εδώ να σημειωθεί ότι η τεχνική LS-PWM παρουσιάζει διαφορετικό διακοπτικό μοτίβο στα διαφορετικά κελιά της διάταξης, με αποτέλεσμα η κατανομή ισχύος στα κελιά να μην είναι ομοιόμορφη. Ακολούθως φαίνεται η υλοποίηση μιας τέτοιας διάταξης σχήμα 1.5, καθώς και οι χαρακτηριστικές κυματομορφές της σχήμα 1.6.



Σχήμα 1.5 : Υλοποίηση IS-PWM



Σχήμα 1.6: Αρχή λειτουργίας PS-PWM

1.4 Αρμονικό περιεχόμενο PS-PWM

Τυχόν απόκλιση από τις ιδανικές συνθήκες λειτουργίας θα επηρεάσει το αρμονικό περιεχόμενο των κυματομορφών που προκύπτουν από την εφαρμογή της PS-PWM, κάτι το οποίο μπορεί να επηρεάσει αρνητικά την κατανομή ενεργού ισχύος μεταξύ των κελιών, εκτενέστερη ανάλυση επί αυτού θα γίνει στο κεφάλαιο 2. Σε αυτό το σημείο θα εξετασθεί η επίδοση της μεθόδου PS-PWM ως προς το αρμονικό περιεχόμενο των κυματομορφών της. Η ανάλυση εστιάζει καταρχήν στη συνδεσμολογία αστέρα, όμως τα αποτελέσματά της ισχύουν και στην περίπτωση του τριγώνου. Η εξεταζόμενη διάταξη φαίνεται στο σχήμα 1.1β και αφορά έναν CHB-STATCOM με αυθαίρετο αριθμό, έστω n , κελιών ανά φάση.

Η ανάλυση αρμονικών που ακολουθεί αφορά τη φάση a , όμως οι ίδιες ιδέες μπορούν να εφαρμοστούν και στις άλλες δύο φάσεις. Η διακοπτική συμπεριφορά των έναυσης των κελιών του μετατροπέα προκύπτει εδώ χρησιμοποιώντας μονοπολική διαμόρφωση. Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, η βασική αρχή της μεθόδου PS-PWM είναι πως εισάγεται μετατόπιση φάσης μεταξύ των φερόντων σημάτων κάθε κελιού έτσι ώστε να απαλειφθούν συγκεκριμένες αρμονικές από την συνολική τάση στην έξοδο. Η βέλτιστη απαλοιφή αρμονικών επιτυγχάνεται μετατοπίζοντας κάθε φέρον κατά $\frac{(k-1)\pi}{N}$ [16], όπου N ο συνολικός αριθμός κελιών ανά φάση και k ένας δείκτης που αναφέρεται στο κελί. Αν η συχνότητα φέροντος είναι f_{cr} , η συγκεκριμένη μεθοδολογία επιτρέπει την απαλοιφή αρμονικών έως τη συχνότητα $2f_{cr}N$ από τη συνολική τάση εξόδου. Χρησιμοποιώντας ασύμμετρη δειγματοληψία τριγωνικού φέροντος, το αρμονικό περιεχόμενο κάθε κελιού στη φάση a δίνεται από :

$$V_{cell,k} = \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{M_f}{h} J_h \frac{h\pi M_a}{2M_f} \sin\left(h\frac{\pi}{2}\right) \cos(h\omega_0 t) + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \frac{1}{q} J_{(2l-1)}\left(q\frac{\pi}{2}M_a\right) \cos\left[(h+l-1)\pi\right] \times \left\{ \cos\left[2h\omega_{cr} + (2l-1)\omega_0\right]t + 2h\frac{(k-1)\pi}{N} + (2l-1)\theta_0 \right\} \quad (1.1)$$

όπου V_{dc} είναι η τάση του πυκνωτή του συγκεκριμένου κελιού (εδώ υποθέτουμε ότι αυτή η τάση είναι η ίδια για κάθε κελί), ω_0 και ω_{cr} είναι η γωνιακή συχνότητα του δικτύου και του φέροντος αντιστοίχως και θ_0 είναι η γωνία της κυματομορφής αναφοράς, $M_f = \omega_{cr}/\omega_0$ είναι ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας, M_a είναι ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους στη φάση a , J είναι η συνάρτηση Bessel και $q = 2h + \frac{2l-1}{M_f}$. Ο όρος h αναφέρεται στην τάξη του φέροντος, ενώ το l είναι η τάξη των πλευρικών όρων κάθε πολλαπλασιαστή του φέροντος. Η συνολική τάση εξόδου της φάσης a προκύπτει προσθέτοντας την τάση εξόδου όλων των κελιών

$$V_{aY} = \sum_{k=1}^n V_{cell,k} \quad (1.2)$$

Από τις (1.1) και (1.2) και υποθέτοντας χωρίς βλάβη της γενικότητας ότι $\theta_0 = 0$, προκύπτει:

$$V_{aY} = \frac{4NV_{dc}}{\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{M_f}{h} J_h\left(\frac{h\pi M_a}{2M_f}\right) \sin\left(h\frac{\pi}{2}\right) \cos(h\omega_0 t) + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \left\{ \frac{1}{q} J_{(2l-1)}\left(q\frac{\pi}{2} M_a\right) \cos[(h+l-1)\pi] \times \sum_{k=1}^n \cos\left([2h\omega_{cr} + (2l-1)\omega_0]t + 2h\frac{(k-1)\pi}{N}\right) \right\}$$

καθώς

$$\sum_{k=1}^n \cos\left[2h\omega_{cr} + (2l-1)\omega_0\right]t + 2h\frac{(k-1)\pi}{N} = 0$$

για όλα τα $h \neq N, 2N, 3N, \dots$, οι μόνες αρμονικές που θα παραμείνουν στη συνολική τάση εξόδου της φάσης α θα είναι οι πλευρικές αρμονικές συνιστώσες περί το $2f_{cr}N$, δηλαδή:

$$V_{aY} = \frac{4NV_{dc}}{\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \frac{M_f}{h} J_h\left(\frac{h\pi M_a}{2M_f}\right) \sin\left(h\frac{\pi}{2}\right) \cos(h\omega_0 t) + \frac{4V_{dc}}{\pi} \sum_{h=1}^{\infty} \sum_{l=-\infty}^{\infty} \frac{1}{q} J_{(2l-1)}\left(q\frac{\pi}{2} M_a\right) \cos[(h+l-1)\pi] \times \sum_{k=1}^n \cos\left\{[2Nh\omega_{cr} + (2l-1)\omega_0]t\right\} \quad (1.3)$$

Υποθέτοντας για παράδειγμα ότι το κάθε πόδι αποτελείται από δύο κελιά ($N = 2$), τα φέροντα θα έχουν μεταξύ τους μετατόπιση $\pi/2$ και θα επιτευχθεί απαλοιφή αρμονικών μέχρι τις πλευρικές περί το $2hf_{cr}N = 4f_{cr}, 8f_{cr}, \dots$. Θεωρώντας ένα πλήρως ισορροπημένο δίκτυο και δεχόμενοι ότι ο μετατροπέας δεν ανταλλάσει ρεύμα αρνητικής ακολουθίας στη μόνιμη κατάσταση, οι αρμονικές ρεύματος της φάσης α μπορούν να υπολογιστούν από τη σχέση:

$$I_{aY} = \frac{V_{aY} - E_a}{Z} \quad (1.4)$$

όπου Z η σύνθετη αντίσταση σύνδεσης μεταξύ του δικτύου και του μετατροπέα, υπολογισμένη στη συχνότητα που μας ενδιαφέρει, και E_a ο φασιθέτης της τάσης δικτύου για τη φάση α . Σημειώνεται ότι η σχέση (1.3) χρησιμοποιεί την τάση μεταξύ φάσης-ουδετέρου για τον υπολογισμό του ρεύματος, και επομένως ισχύει μόνο για μονοφασικά συστήματα. Στην περίπτωση ενός τριφασικού CHB-STATCOM, το αρμονικό περιεχόμενο του ρεύματος καθορίζεται από την πολική τάση, και στην πολική τάση του μετατροπέα κάποιες αρμονικές θα απαλειφθούν μεταξύ τους με αποτέλεσμα να μην εμφανιστούν στην κυματομορφή του ρεύματος. Αυτό ωστόσο δεν επηρεάζει την παραπάνω ανάλυσή. Σύμφωνα με την εξίσωση (1.3), το ρεύμα της γραμμής και η φασική τάση θα έχουν το ίδιο φάσμα αρμονικών, με την αντίστοιχη εξασθένηση και φασική μετατόπιση που προκύπτει από την σύνθετη αντίσταση της αντίστασης σύνδεσης.

Κεφάλαιο 2

Έλεγχος συνδεδεμένων στο δίκτυο μετατροπών

2.1 Εισαγωγή

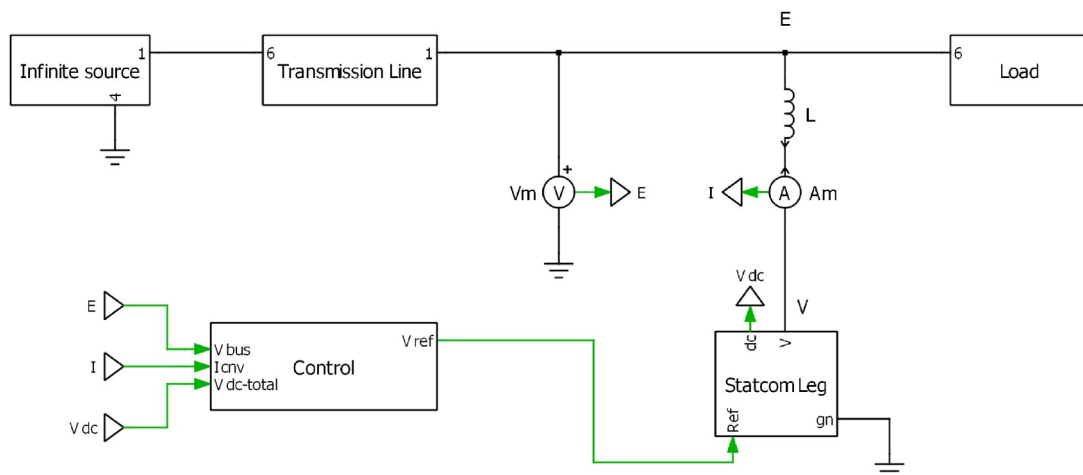
Οι βασικοί στόχοι του ελέγχου είναι πρώτον να εξισορροπηθεί η τάση των πυκνωτών των κελιών στην dc πλευρά και άρα η λειτουργία του αντιστροφέα και δεύτερον να ελεγχθεί η ανταλλαγή της φαινόμενης ισχύς του αντιστροφέα με το δίκτυο. Επιπλέον, γενικά ο έλεγχος των συνδεδεμένων στο ηλεκτρικό δίκτυο αντιστροφέων, μπορεί σε χωριστεί σε δύο κατηγορίες, ανάλογα με το αν οι μεταβλητές (κατά τον έλεγχο) βρίσκονται σε στρεφόμενο η σταθερό πλαίσιο αναφοράς [18].

Στην πρώτη περίπτωση και με τον κατάλληλο συγχρονισμό τα μεγέθη του ρεύματος (I_d , I_q) που ανταλλάσσει ο αντιστροφέας με το δίκτυο είναι ανάλογα της ενεργού και αέργου ισχύς που μεταφέρεται. Όποτε ελέγχοντας το ρεύμα, απευθείας ελέγχεται και η ανταλλαγή της φαινόμενης ισχύς με το δίκτυο. Έτσι, μέσω της ενεργού ισχύς μπορεί να εξασφαλιστεί η ομοιόμορφη dc τάση των πυκνωτών που υπάρχουν στα κελιά, ενώ μέσω της αέργου ισχύς η τάση του ζυγού που συνδέεται ο αντιστροφέας. Υπάρχουν γραμμικοί άλλα και μη τρόποι με τους οποίους μπορεί να ολοκληρωθεί ο παραπάνω έλεγχος. Η πιο απλή μέθοδος είναι αυτή του γραμμικού PI ελεγκτή υλοποιημένου στο στρεφόμενο dq πεδίο [19]. Όπως γίνεται εύκολα αντιληπτό, είναι μείζονος και κρίσιμης σημασίας μια εύρωστη μέθοδος συγχρονισμού ώστε τα ac μεγέθη να μετατρέπονται σε dc.

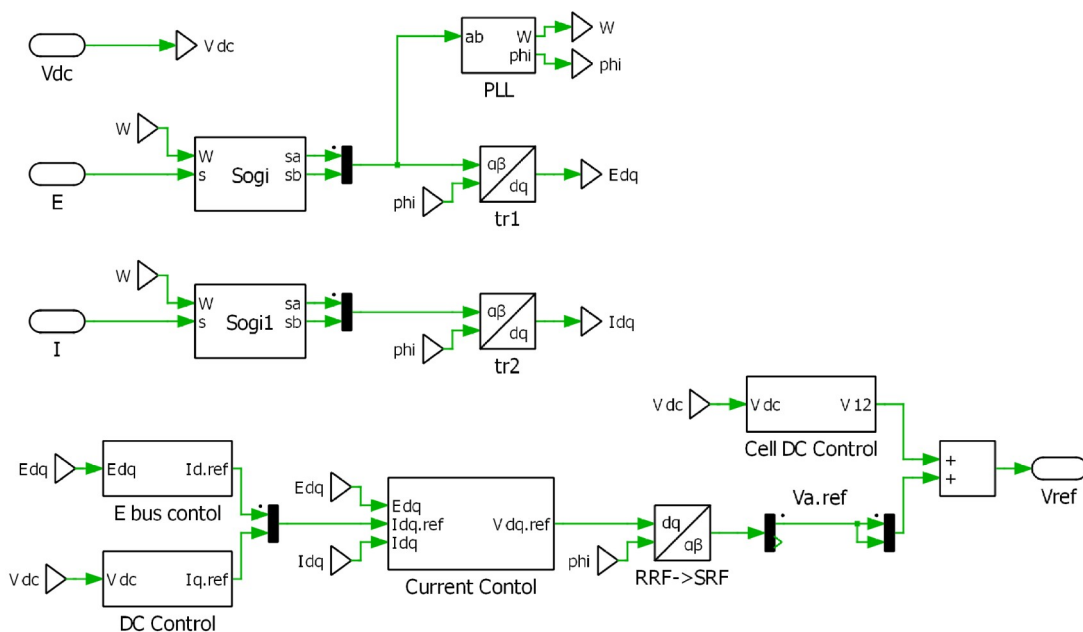
Επιπλέον όπως αναφέρθηκε και παραπάνω είναι εφικτό να ελεγχθούν οι μεταβλητές απευθείας ως εναλλασσόμενα μεγέθη. Οι ελεγκτές αυτού του τύπου βασίζονται στην θεωρία της στιγμιαίας ισχύς ($p-q$ theory) [20]. Το κύριο πλεονέκτημα αυτών των μεθόδων είναι ότι δεν χρειάζονται έναν μηχανισμό συντονισμού. Ο πιο απλός τρόπος υλοποίησης είναι αυτός του αναλογικού ελεγκτή συντονισμού (Proportional Resonant PR controller), ο οποίος όμως έχει το βασικό μειονέκτημα ότι είναι ευάλωτος σε διακυμάνσεις της συχνότητας.

Δεν είναι ξεκάθαρο ποιά μέθοδος ελέγχου είναι η βέλτιστη, βέβαια στην πραγματικότητα η υπολογιστική ισχύς που θα απαιτεί η κάθε μέθοδος είναι εξίσου σημαντική με την δυναμική απόκριση και την ευστάθεια του ελέγχου. Στην συνέχεια θα αναλυθεί ο διανυσματικός έλεγχος στο dq πεδίο, για μετατροπείς συνδεδεμένους στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας.

Παρακάτω στο σχήμα 2.1, παρουσιάζεται η συνολική διάταξη του ηλεκτρικού δικτύου, βάση την οποία έχουν υλοποιηθεί οι προσημειώσεις. Το δίκτυο προσομοιώνεται από μια άπειρη πηγή που μέσω μιας γραμμής μεταφοράς χαμηλής αγωγιμότητας συνδέεται σε ένα ζυγό. Ο ζυγός είναι σχετικά ασθενής, οπότε εάν εφαρμοστεί σε αυτόν ένα ισχυρό φορτίο θα εμφανιστεί μεγάλη πτώση τάσης. Έτσι είναι απαραίτητη η προσθήκη ενός STATCOM, ώστε να βελτιωθεί η ποιότητα της τάσης. Στο σχήμα 2.1 παρουσιάζεται η μία φάση του ζυγού, ενώ αντίστοιχες θα είναι και οι συνδέσεις στις άλλες δύο φάσεις. Επιπλέον θα παρουσιαστεί ο πλήρης έλεγχος του αντιστροφέα σχήμα 2.2, ενώ στην συνέχεια του κεφαλαίου θα αναλυθεί η λειτουργία του κάθε τμήματός του [21].



Σχήμα 2.1 : Πλήρης διάταξη Αντιστροφέα - Δικτύου



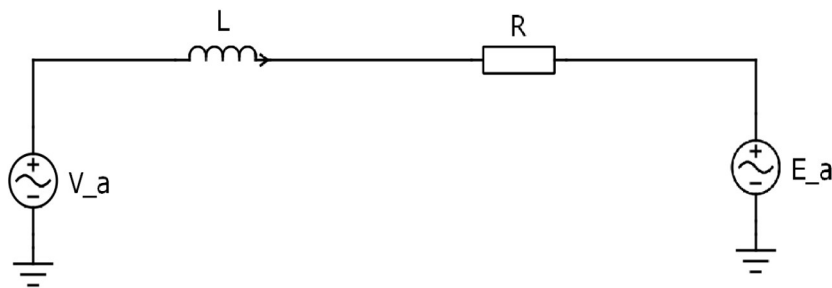
Σχήμα 2.2 : Πλήρης διάταξη ελέγχου

2.2 Μοντελοποίηση

Για την αρχική ανάλυση ο ζυγός του δικτύου μοντελοποιείται σαν μια “άπειρη” πηγή τάσης. Θεωρούμε πως ο αντιστροφέας συνδέεται στον ζυγό του ηλεκτρικού δικτύου μέσω ενός φίλτρου σύνδεσης. Το φίλτρο αυτό μπορεί να είναι και ένα απλός μετασχηματιστής, που μοντελοποιείται ως ένα πηνίο μαζί με μία αντίσταση ώστε να συμπεριληφθούν και οι ωμικές απώλειες. Ο ρόλος του πέρα από το να περιορίζει τις αρμονικές της τάσης και του ρεύματος, είναι απαραίτητος ώστε να αποφεύγεται η βραχυκύκλωση μεταξύ των τάσεων

του ζυγού και του αντιστροφέα. Επιπλέον στην συνδεσμολογία αστέρα το φίλτρο τοποθετείται ανάμεσα στα σημεία σύνδεσης του αντιστροφέα με τον ζυγό, ενώ στην περίπτωση της συνδεσμολογίας τριγώνου πρέπει να τοποθετηθεί εντός του τριγώνου.

Στο σχήμα 2.3 αναπαρίσταται το ανά φάση ισοδύναμο, στη θεμελιώδη συχνότητα, της διάταξης αντιστροφέα-ζυγού που σχολιάσαμε παραπάνω. Η τάση E_a συμβολίζει την τάση του ζυγού για την φάση a ενώ η V_a την τάση του αντιστροφέα. Η τάση V_a είναι εναλλασσόμενη, όμως προκύπτει ως κατάλληλο άθροισμα των τάσεων των πυκνωτών των επιμέρους κελιών του ποδιού. Θεωρώντας πως ο κάθε πυκνωτής έχει την ίδια τιμή τάσης (σε επόμενο κεφάλαιο θα παρουσιαστεί και ο έλεγχος που εξασφαλίζει αυτήν ακριβώς την συνθήκη), η V_a μπορεί να γραφτεί σαν $V_a = n S_a V_{dcn}$, όπου n είναι ο αριθμός των κελιών και S_a η συνάρτηση διαμόρφωσης που προφανώς είναι διαφορετική σε κάθε φάση. Εφαρμόζοντας λοιπόν τον νόμο του Kirchhoff στο κύκλωμα προκύπτουν οι ακόλουθες εξισώσεις :



Σχήμα 2.3 Ισοδύναμο σύστημα αντιστροφέα

$$L \cdot \frac{dI_a}{dt} + R \cdot I_a + E_a = V_a \quad (2.1)$$

$$L \cdot \frac{dI_b}{dt} + R \cdot I_b + E_b = V_b \quad (2.2)$$

$$L \cdot \frac{dI_c}{dt} + R \cdot I_c + E_c = V_c \quad (2.3)$$

Εφαρμόζοντας τον μετασχηματισμό Clarke στις εξισώσεις (2.1),(2.2),(2.3) προκύπτει η εξίσωση 2.4 που περιγράφει το σύστημα στο σταθερό α - β πεδίο.

$$L \cdot \frac{dI_{\alpha\beta}}{dt} + R \cdot I_{\alpha\beta} + E_{\alpha\beta} = V_{\alpha\beta} \quad (2.4)$$

Στην συνέχεια θα μεταφερθεί η εξίσωση (2.4) στο στρεφόμενο πεδίο αναφοράς dq . Θεωρούμε πως το πεδίο dq περιστρέφεται με γωνία κάθετη στην τάση του ζυγού $E_{\alpha\beta}$. Θεωρώντας λοιπόν θ την γωνία συγχρονισμού και ω την παράγωγο της γωνίας έπεται ότι

$$E_{dq} = j \cdot e^{(j \cdot \omega \cdot t)} \cdot E_{\alpha\beta}$$

$$V_{dq} = e^{(-j \cdot (\theta - \omega \cdot t))} \cdot V_{\alpha\beta} \quad I_{dq} = e^{(-j \cdot (\theta - \omega \cdot t))} \cdot I_{\alpha\beta}$$

$$L \cdot \frac{dI_{dq}}{dt} + R \cdot I_{dq} + j \cdot \omega \cdot L \cdot I_{dq} + j \cdot E_{dq} = V_{dq} \quad (2.5)$$

Στην μόνιμη κατάσταση, θεωρώντας όλους τους όρους που μεταβάλλονται με τον χρόνο μηδενικούς η εξίσωση (2.5) μετατρέπεται :

$$R \cdot I_{dq} + j \cdot \omega \cdot L \cdot I_{dq} + j \cdot E_{dq} = V_{dq}$$

Αφού ο συγχρονισμός έχει γίνει κάθετα στην τάση E_{dq} τότε θα ισχύει ότι :

$$E_{dq} = E_d + j \cdot E_q = j \cdot E \Rightarrow E_d = 0$$

Έτσι η φαινόμενη ισχύς που αποδίδει ο αντιστροφέας στον ζυγό είναι :

$$S = E_{dq} \cdot \underline{I_{dq}} = (E_d + j \cdot E_q) \cdot (I_d - j \cdot I_q) = E_q \cdot I_q + j \cdot E_q \cdot I_d$$

Οπότε η ενεργός και η άεργος ισχύ δίνονται από τους τύπους :

$$P = E_q \cdot I_q \quad Q = E_q \cdot I_d \quad (2.6)$$

Επιπλέον για την σωστή λειτουργία του αντιστροφέα, πρέπει να εξασφαλιστεί πως το πλάτος της τάσης εξόδου του θα είναι μεγαλύτερο από το πλάτος της τάσης του ζυγού. Επιπλέον, επειδή σε έναν πολυεπίπεδο αντιστροφέα το αρμονικό περιεχόμενο της τάσης εξόδου είναι πολύ περιορισμένο, το πλάτος της ισούται με το άθροισμα των τάσεων των πυκνωτών [22].

Για συνδεσμολογία αστέρα :

$$n \cdot V_{dc} > \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot \sqrt{E_d^2 + E_q^2} \Rightarrow V_{dc} > \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3} \cdot n} \cdot E_q$$

Για συνδεσμολογία τριγώνου :

$$n \cdot V_{dc} > \sqrt{2} \cdot \sqrt{E_d^2 + E_q^2} \Rightarrow V_{dc} > \frac{\sqrt{2}}{n} \cdot E_q$$

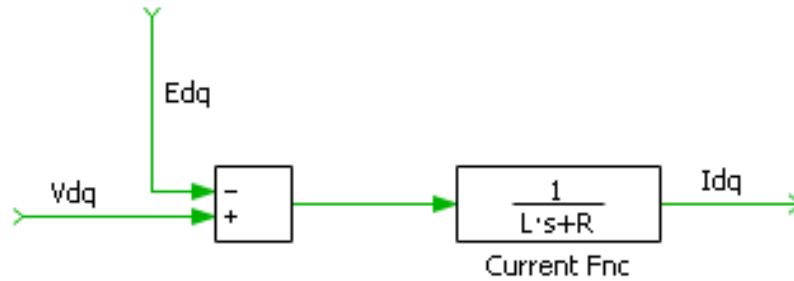
2.3 Ελεγκτής ρεύματος

Από τις εξισώσεις 2.6 εάν θεωρηθεί πως το πλάτος της τάσης E_q είναι σταθερό και ίσο με την τιμή 1 ανά μονάδα (παρακάτω θα παρουσιαστεί ο έλεγχος τάσης που έχει υλοποιηθεί για να πετύχει αυτό ακριβώς), τότε η άεργος και η ενεργός ισχύς ελέγχονται από τις συνιστώσες του ρεύματος ανταλλαγής I_d , I_q . Έτσι γίνονται προφανή τα πλεονεκτήματα του ελέγχου των συνιστωσών του ρεύματος. Ο ελεγκτής του ρεύματος λοιπόν θα δίνει την κατάλληλη τάση αναφοράς στη διαμόρφωση και κατ' επέκταση στην έξοδο του αντιστροφέα, ώστε να επιτυγχάνεται η επιθυμητή τιμή ρεύματος δηλαδή να μηδενίζεται το σφάλμα του. Από την εξίσωση 2.5 εάν χωριστούν οι συνιστώσες I_d , I_q προκύπτουν οι (2.7), (2.8).

$$L \cdot \frac{dI_d}{dt} = V_d - R \cdot I_d + j \cdot \omega \cdot L \cdot I_q - E_d \quad (2.7)$$

$$L \cdot \frac{dI_q}{dt} = V_q - R \cdot I_q - j \cdot \omega \cdot L \cdot I_d - E_q \quad (2.8)$$

Από τις παραπάνω εξισώσεις διαπιστώνεται πως το ρεύμα προκύπτει μέσω μια διαφορικής εξίσωσης πρώτου βαθμού που σαν είσοδο έχει την διαφορά τάσης του δικτύου με τον αντιστροφέα. Επιπλέον υπάρχει και ο όρος ($j\omega L$) που εμπλέκει τις συνιστώσες ρεύματος μεταξύ τους. Στο σχήμα 2.4 παρουσιάζεται απλοποιημένη η εξίσωση (2.5) στο πεδίο της συχνότητας, επιπλέον έχει αγνοηθεί η συνεισφορά του όρου $j\omega L$.



Σχήμα 2.4 : Απλοποιημένη συνάρτηση μεταφοράς του ρεύματος

Όποτε οι τάσεις αναφοράς V_d , V_q του αντιστροφέα πρέπει να περιέχουν τρία σήματα. Το πρώτο που είναι και το σημαντικότερο, την έξοδο του ΠΙ ελεγκτή του ρεύματος. Το δεύτερο είναι ένα σήμα αντίθετο με την τάση του ζυγού, ώστε να αναιρέσει την επιρροή της. Όμοια το τρίτο είναι ένα σήμα που έχει σαν σκοπό να αποπλέξει τις συνιστώσες των ρευμάτων. Τα δύο τελευταία σήματα έχουν σαν στόχο να βελτιώσουν την απόκριση του συστήματος και μπορούν να προκύψουν από μετρήσεις της τάσης του ζυγού και του ρεύματος ανταλλαγής που γίνονται σε πραγματικό χρόνο. Η συνάρτηση του ΠΙ ελεγκτή ρεύματος ορίζεται ως $F(s)$ και το e αναφέρεται στο σφάλμα.

$$V_d = E_d - j \cdot \omega \cdot L \cdot I_q + F(s) \cdot e \quad V_q = E_q + j \cdot \omega \cdot L \cdot I_d + F(s) \cdot e$$

$$F(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \quad e = I_{dqref} - I_{dq}$$

Στην συνέχεια με την κατάλληλη επιλογή των κερδών k_p , k_i μπορεί να ελεγχθεί ο χρόνος ανόδου και το εύρος ζώνης του συστήματος. Ακολουθεί ο ακριβής υπολογισμός, όπου ως $G(s)$ ορίζεται η συνάρτηση μεταφοράς του ρεύματος και $C_{cc}(s)$ η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου από την τιμή αναφοράς I_{ref} στην τελική τιμή I όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.5.

$$G(s) = \frac{1}{L \cdot s + R}$$

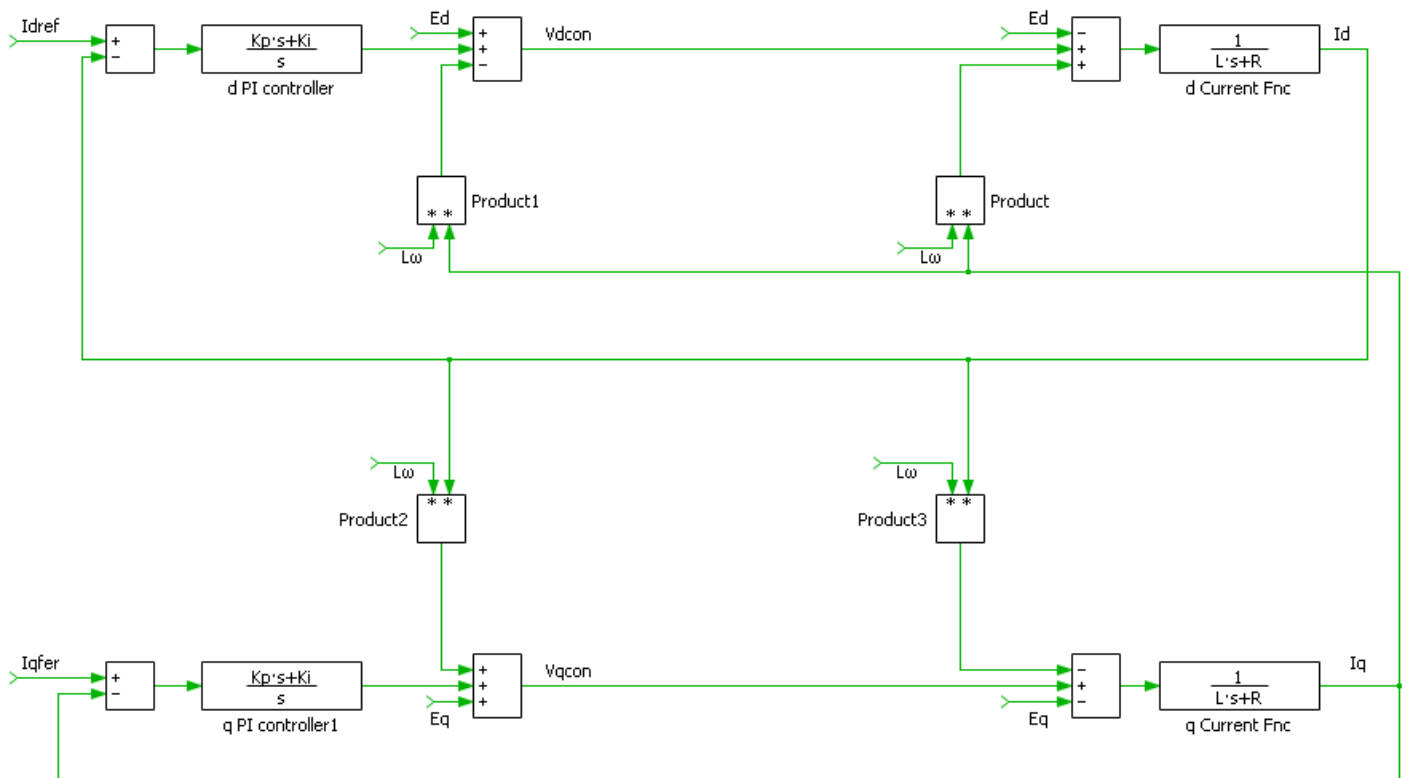
$$C_{cc}(s) = \frac{I_{dq}}{I_{dqref}} = \frac{F(s) \cdot G(s)}{1 + F(s) \cdot G(s)}$$

Εάν λοιπόν θεωρηθεί ότι $a_{cc}/s = F(s)G(s)$ όπου το a_{cc} είναι το εύρος ζώνης της συνάρτησης C_{cc}

$$F(s) = \frac{a_{cc}}{s \cdot G(s)} = \frac{a_{cc}}{s} \cdot (s \cdot L + R) = a_{cc} \cdot L + \frac{a_{cc} \cdot R}{s}$$

Οπότε προκύπτει ότι

$$k_p = a_{cc} \cdot L \quad k_i = a_{cc} \cdot R$$



Σχήμα 2.5 : Ο πλήρης ελεγκτής ρεύματος

2.4 Ελεγκτής τάσης ζυγού

Ο σκοπός ενός Statcom, είναι να βελτιώνει την ποιότητα της τάσης του ζυγού στον οποίο συνδέεται, δηλαδή να διατηρεί το πλάτος στην ονομαστική τιμή. Αυτό μπορεί να επιτευχθεί με τον έλεγχο της άεργου ισχύος που ανταλλάσσεται και κατ' επέκταση της συνιστώσας I_d του ρεύματος. Οποτε και σε αυτήν την περίπτωση η λύση είναι ένας PI ελεγκτής, που σαν έξοδο θα έχει την αναφορά για την συνιστώσα I_d και σαν σφάλμα την απόκλιση του πλάτους της τάσης του ζυγού E_q από την επιθυμητή τιμή. Η δυναμική απόκριση του συστήματος καθώς και η ποσότητα της άεργου ισχύος εξαρτώνται άμεσα από τα χαρακτηριστικά του δικτύου, άρα είναι αδύνατον να γίνει γενική ανάλυση.

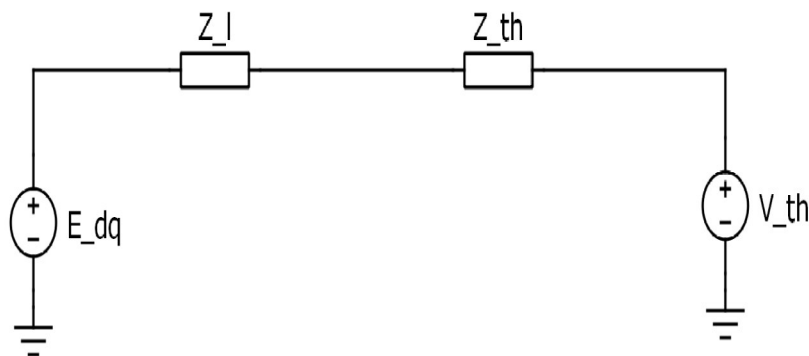
Στα πλαίσια της παρούσας διπλωματικής, σκοπός είναι να δείξουμε απλώς ότι η άεργος ισχύ μπορεί να επηρεάσει την τάση του ζυγού, κάνοντας βέβαια κάποιες προσεγγίσεις. Η πρώτη προσέγγιση θεωρεί το δίκτυο ως γραμμικό και άρα αυτό μπορεί να αντικατασταθεί με το ισοδύναμο κατά Thevenin όπως φαίνεται στο σχήμα 2.6 .

Έτσι από το σχήμα 2.6 προκύπτουν οι εξισώσεις στο στρεφόμενο πεδίο dq.

$$E_{dq} - V_{thdq} = I_{dq} \cdot (Z_{thdq} + Z_{ldq}) \Rightarrow E_q = V_{thq} + (Z_{thq} + Z_{lq}) \cdot I_d \quad (2.9)$$

$$V_{dq} - E_{dq} = I_{dq} \cdot Z_{ldq} \Rightarrow V_q = V_{thq} + (Z_{lq} + Z_{thq}) \cdot I_d \quad (2.10)$$

Αφού η τάση του κατά Thevenin δικτύου V_{th} είναι σταθερή τότε όπως γίνεται προφανές από την σχέση (2.9) αυξάνοντας την άεργο ισχύ δηλαδή το ρεύμα I_d αυξάνεται η τάση του ζυγού E_q και το αντίστροφο. Για να παραχθεί το παραπάνω ρεύμα χρειάζεται και η αντίστοιχη τάση του αντιστροφέα όπως φαίνεται από την (2.10). Οπότε πρέπει να εξασφαλιστεί, ότι το ζητούμενο ρεύμα δεν ξεπερνά τις δυνατότητες του αντιστροφέα. Η λύση σε αυτό το πρόβλημα, είναι η χρήση ενός κορεστή, μαζί με την μέθοδο προστασίας κατά της συσσώρευσης ολοκληρωτικού σφάλματος, όπως παρουσιάζονται στο σχήμα 2.7. Στην συνιστώσα I_q δεν υπάρχει κορεστής γιατί αφενός η απορρόφηση ενεργού ισχύος είναι περιορισμένη, αφετέρου με τον κορεστή δεν θα μπορούσε να εξασφαλιστεί η απαραίτητη ποσότητα ενεργού ισχύος.



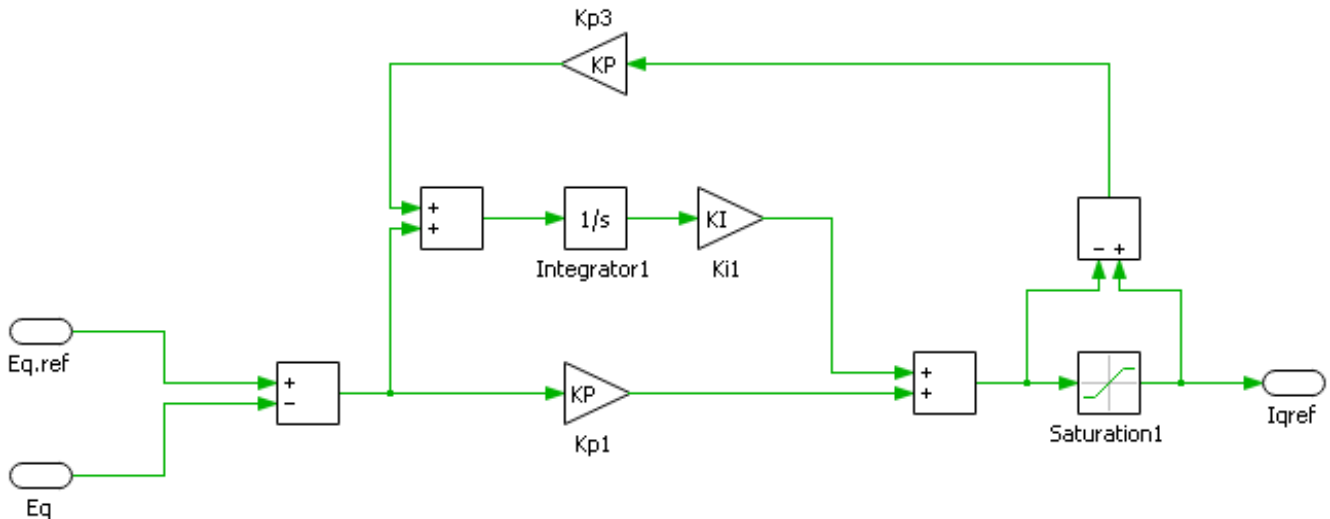
Σχήμα 2.6 : Ισοδύναμο σύστημα αντιστροφέα δικτύου στο dq πεδίο

Ο τρόπος με τον οποίο λειτουργεί η μέθοδος αντί συσσώρευσης, είναι να αλλάζει το σφάλμα που εισάγεται στον ολοκληρωτή (e_{sat}), όταν εντοπίζεται ότι η τιμή εξόδου έχει περιοριστεί [21]. Παρακάτω παρουσιάζονται αναλυτικά οι αντίστοιχοι υπολογισμοί.

$$I_{ref} = K_p \cdot e + K_I \cdot \int e_{sat} \quad I_{refsat} = K_p \cdot e_{sat} + K_I \cdot \int e_{sat}$$

Εάν δεν υπάρχει κορεσμός τότε πρέπει τα σφάλματα να ταυτίζονται $e_{sat} = e$. Οπότε το διαφοροποιημένο σφάλμα υπολογίζεται μέσω των παραπάνω σχέσεων ως

$$e_{sat} = e + \frac{1}{K_p} \cdot (I_{refsat} - I_{ref})$$



Σχήμα 2.7 : Υλοποίηση Ελεγκτή τάσης ζυγού

2.5 Ελεγκτής συνολικής τάσης πυκνωτών

Σκοπός του συγκεκριμένου ελέγχου είναι να εξασφαλίζει το επιθυμητό επίπεδο της dc τάσης των πυκνωτών ώστε να επιτυγχάνεται η σωστή λειτουργία του αντιστροφέα. Το παραπάνω γίνεται εφικτό με τον έλεγχο της ενεργού ισχύος, έτσι στη μόνιμη λειτουργία ο αντιστροφέας πρέπει να απορροφά ενεργό ισχύ ακριβώς τόση ώστε να καλύπτει τις απώλειες. Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω στις εξισώσεις (2.6), μέσω τις συνιστώσας I_q μπορεί να ελεγχθεί η ανταλλαγή της ενεργού ισχύος. Οποτε επειδή τα σήματα είναι σταθερού πρόσημου ο ελεγκτής συνολικής τάσης των πυκνωτών θα είναι τύπου PI με έξοδο την τιμή αναφοράς για την συνιστώσα ρεύματος I_q , ενώ σαν σφάλμα θα διαβάζει την απόκλιση του μέσου όρου των τάσεων των πυκνωτών από την επιθυμητή τιμή.

Ο αντιστροφέας σε κάθε πόδι προσεγγιστικά έχει η πυκνωτές συνδεδεμένους σε σειρά. Οπότε με παραπάνω έλεγχο πετυχαίνεται η ισορροπία ενεργού ισχύος στο πόδι, όχι όμως η ομοιόμορφη κατανομή αυτής στον κάθε πυκνωτή. Εξαιτίας διαφόρων μηχανισμών το κάθε κελί δεν λαμβάνει την ίδια ποσότητα ενεργού ισχύος και έτσι η τάση του πυκνωτή του, τείνει να διαφοροποιηθεί από την ονομαστική. Οι παραπάνω μηχανισμοί καθώς και ο έλεγχός της κατανομής ενεργού ισχύος σε κάθε πυκνωτή ξεχωριστά, θα αναλυθούν σε επόμενο κεφάλαιο.

Εάν θεωρήσουμε ως C_{dc} την ισοδύναμη χωρητικότητα και R_c την εσωτερική της αντίσταση του βραχίονα τότε μέσω της αρχής της διατήρησης της ενέργειας προκύπτει η εξίσωση (2.9). Όπου V_{dc} θεωρούμε τον μέσο όρος [23].

$$V_{dc} = V_{c1} + V_{c2} + \dots + V_{cn}$$

$$P = \frac{d \cdot w}{dt} = \frac{1}{2} C_{dc} \cdot \left(\frac{d \cdot V_{dc}^2}{dt} \right) + \frac{V_{dc}^2}{R_c} \quad (2.11)$$

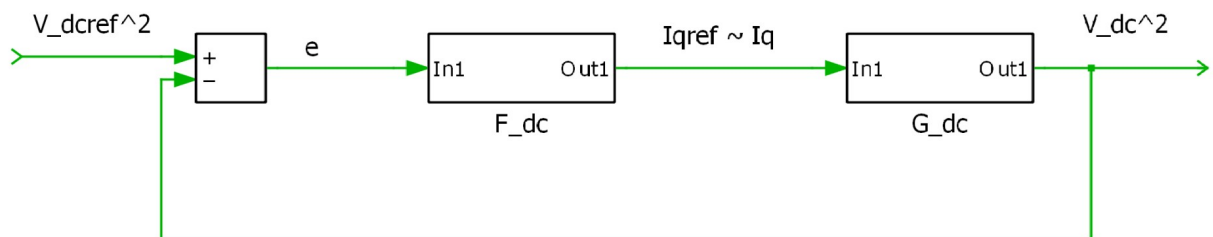
Θεωρώντας $E_q = 1$

$$E_q \cdot I_q = I_q = \frac{1}{2} C_{dc} \cdot \left(\frac{d \cdot V_{dc}^2}{dt} \right) + \frac{V_{dc}^2}{R_c}$$

$$I_q = \frac{1}{2} C_{dc} \cdot s \cdot V_{dc}^2 + \frac{V_{dc}^2}{R_c} = \left(\frac{C_{dc} \cdot s}{2} + \frac{1}{R_c} \right) \cdot V_{dc}^2$$

Οπότε θεωρούμε την συνάρτηση μεταφοράς $G_{dc}(s)$ για την απόκριση της dc τάσης του πυκνωτή. Στην συνάρτηση ο όρος της τάσης είναι υψωμένος στο τετράγωνο, αυτό δεν επιφέρει κάποιο πρόβλημα πέρα από μια υπολογιστική πολυπλοκότητα, αφού η τάση είναι θετικό μέγεθος.

$$G_{dc}(s) = \frac{V_{dc}^2}{I_q} = \frac{1}{\left(\frac{C_{dc} \cdot s}{2} + \frac{1}{R_c} \right)} \quad F_{dc}(s) = k_{Pdc} + \frac{k_{Idc}}{s}$$



Σχήμα 2.8 : Υλοποίηση Ελεγκτή μέσου όρου τάσης πυκνωτών

$$C_{dc}(s) = \frac{V_{dc}^2}{V_{dcref}^2} = \frac{F_{dc}(s) \cdot G_{dc}(s)}{1 + F_{dc}(s) \cdot G_{dc}(s)}$$

Παρατηρούμε από στο σχήμα 2.6 πως η συνάρτηση μεταφοράς $C_{dc}(s)$ είναι παρόμοια με την $C_{cc}(s)$. Έτσι όμοια με τον ελεγκτή ρεύματος μπορούν να προκύψουν τα κέρδη του ελεγκτή μέσου όρου τάσης πυκνωτών ανάλογα με το επιθυμητό εύρος ζώνης. Είναι σημαντικό να αναφέρουμε πως η παραπάνω ανάλυση βασίζεται στην υπόθεση ότι η αναφορά του ρεύματος είναι ίση με την πραγματική (δηλαδή $I_{qref} \sim I_q$). Για να ισχύει αυτό,

πρέπει ο εξωτερικός βρόχος ελέγχου να είναι ιδανικά μια τάξη μεγέθους πιο αργός, ώστε η απόκριση του εμφωλευμένου βρόχου να είναι πρακτικά ακαριαία.

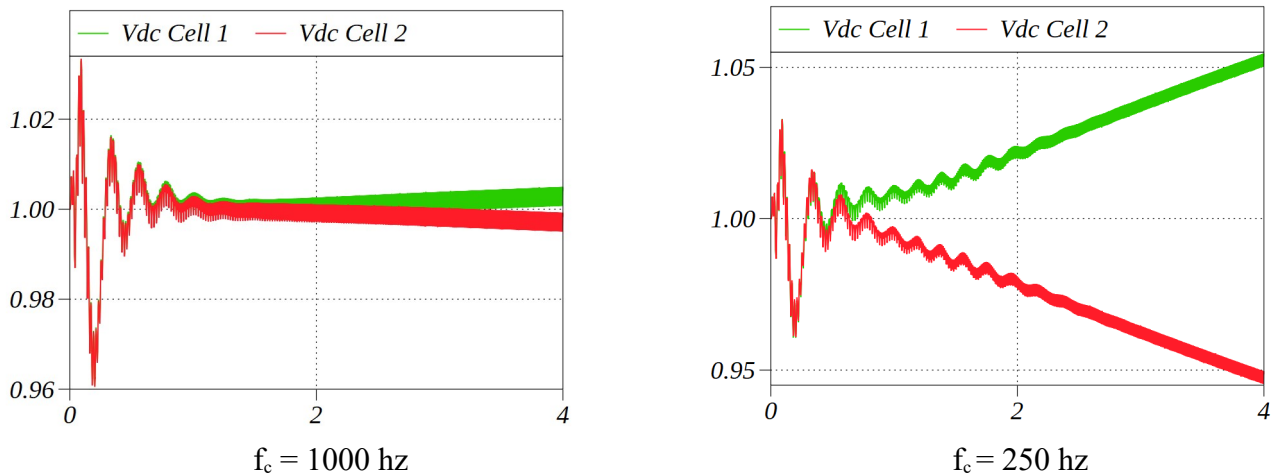
Έτσι αν a_{dc} είναι το εύρος ζώνης της $C_{dc}(s)$ τότε ισχύει

$$k_{pdc} = a_{dc} \cdot \left(\frac{C_{dc}}{2}\right) \quad k_{Idc} = a_{dc} \cdot \left(\frac{1}{R_{dc}}\right)$$

2.6 Εξατομικευμένος έλεγχος τάσης πυκνωτών

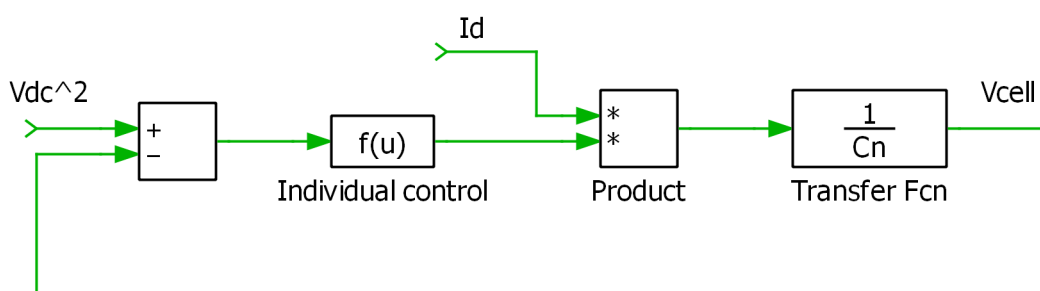
Όπως αναφέρθηκε και σε προηγούμενο κεφάλαιο, οι τάσεις των πυκνωτών του κάθε κελιού σε ένα βραχίονα θα τείνουν να αποκλίνουν από τις ονομαστικές. Σε αυτό το κεφάλαιο θα αναλυθεί μια μέθοδος ελέγχου, που μπορεί να αντισταθμίσει αυτό το φαινόμενο και να εξισώσει τις τάσεις των πυκνωτών. Οι λόγοι των αποκλίσεων είναι ποικίλοι. Αρχικά, σε μια πραγματική εφαρμογή το κάθε στοιχείο αναπόφευκτα θα έχει μια απόκλιση στα τεχνικά χαρακτηριστικά του (π.χ. εσωτερική αντίσταση πυκνωτή) από τα επιθυμητά. Επιπλέον ανάλογα με την μέθοδο διαμόρφωσης είναι δυνατόν το μοτίβο έναυσης των παλμών να είναι ανομοιόμορφο για το κάθε κελί. Επίσης οι αλληλεπιδράσεις των αρμονικών της τάσης με αυτές του ρεύματος του ποδιού μπορούν να επιφέρουν διαφορετική ροή ισχύος στο κάθε κελί.

Η μέθοδος διαμόρφωσης που έχει επιλεγεί είναι η PS-PWM, καθώς ένα πολύ σημαντικό πλεονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι ότι το μοτίβο έναυσης παλμών είναι ομοιόμορφο μεταξύ των κελιών. Έτσι δεν υπάρχει ασύμμετρη κατανομή της ενεργού ισχύος στο πόδι, εξαιτίας της μεθόδου διαμόρφωσης. Αντίθετα, οι αρμονικές ίδιας συχνότητας της τάσης και του ρεύματος, έχουν συνεισφορά στην κατανομή της ενεργού ισχύος σε κάθε πόδι. Πιο αναλυτικά, βάσει της ανάλυσης του αρμονικού περιεχομένου που έχει προηγηθεί σε προηγούμενο κεφάλαιο, ανάλογα με την τάξη κάθε της αρμονικής της τάσης κάθε κελιού αυτές μπορούν να είναι συμφασικές ή να έχουν διαφορά φάσης. Για παράδειγμα από την σχέση 1.3 του κεφαλαίου 1, για αριθμό κελιών δύο ($N = 2$) τότε οι αρμονικές του πρώτου κελιού θα έχουν μηδενική φάση, ενώ για το δεύτερο κελί η φάση των αρμονικών θα δίνεται από τον τύπο $h \cdot \pi$, όπου h η τάξη της αρμονικής. Όποτε, γίνεται φανερό πως για κάποιες τάξεις οι αρμονικές των τάσεων των δύο κελιών θα είναι συμφασικές ενώ για κάποιες άλλες αντίρροπες. Επιπλέον το ρεύμα που μπορεί να θεωρηθεί πως είναι κοινό σε κάθε κελί, έχει ένα αρμονικό περιεχόμενο το οποίο βέβαια εξαρτάται και από την τάση του δικτύου. Κατ' επέκταση, στις συχνότητες εκείνες όπου οι αρμονικές τόσο των τάσεων όσο και του ρεύματος έχουν μη μηδενικό πλάτος υπάρχει ανταλλαγή ενεργού ισχύος (με την προϋπόθεση ότι και η φάση του ρεύματος δεν είναι κάθετη στις φάσεις των τάσεων). Εάν η συνάντηση γίνεται σε συχνότητα που οι φάσεις των τάσεων είναι αντίρροπες τότε το ένα κελί θα λαμβάνει περίσσεια ενεργό ισχύ και ο πυκνωτής του θα φορτίζεται ενώ το άλλο ελλειπή ενεργό ισχύ και ο πυκνωτής του θα αποφορτίζεται.

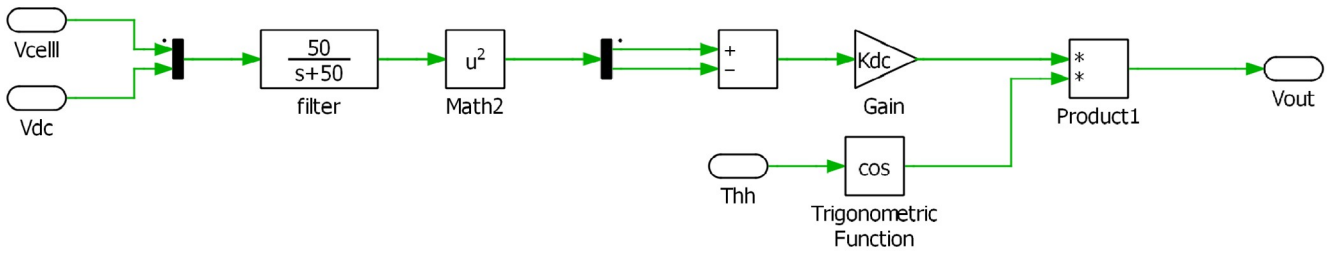


Σχήμα 2.9: Απόκριση των τάσεων των πυκνωτών

Όπως δείχνουν και τα παραπάνω γραφήματα στο σχήμα 2.9, το πρόβλημα των αλληλεπιδράσεων των αρμονικών μπορεί να αντιμετωπιστεί εν μέρει, αυξάνοντας την συχνότητα του φέροντος. Αυτό θα είχε σαν αποτέλεσμα, να μεταφέρει τις αρμονικές των τάσεων σε τόσο υψηλές συχνότητες, ώστε οι αντίστοιχες αρμονικές του ρεύματος να έχουν πρακτικά μηδενικό πλάτος, εξαιτίας του φιλτραρίσματος της αυτεπαγωγής σύνδεσης. Έτσι και η ποσότητα της ενεργού ισχύος, σε αυτές τις συχνότητες θα είναι πρακτικά μηδενική. Βέβαια η αύξηση της συχνότητας του φέροντος θα απαιτούσε ακριβότερα ημιαγωγικά στοιχεία και μεθόδους ψύξης καθώς επίσης θα αύξανε και τις διακοπτικές απώλειες. Γίνεται λοιπόν ξεκάθαρο πως ο εξατομικευμένος έλεγχος τάσης πυκνωτών είναι απαραίτητος για την ομαλή λειτουργία του αντιστροφέα.



Σχήμα 2.10 Συνολικό διάγραμμα εξατομικευμένου ελεγκτή τάσης



Σχήμα 2.11 Εξατομικευμένος ελεγκτής τάσης πυκνωτών $f(u)$

Η λειτουργία του ελεγκτή είναι η ακόλουθη, ουσιαστικά σε κάθε κελί θα καταλήγει ένα επιπλέον σήμα αναφοράς τάσης, που θα βρίσκεται σε υπέρθεση με το κύριο σήμα (αυτό δηλαδή που προκύπτει από την αναφορά τάσης για όλο το βραχίονα). Ο σκοπός του επιπλέον σήματος είναι να παράγει ή να καταναλώνει ενεργό ισχύ, ώστε τελικά η τάση του πυκνωτή του κάθε ξεχωριστού κελιού να ταυτίζεται με τον μέσο όρο των τάσεων όλων των πυκνωτών του ποδιού. Για να επιτευχθεί το παραπάνω πρέπει να εξασφαλιστεί πως το σήμα τάσης θα έχει συμφωνία φάσης (για την κατανάλωση ενεργού ισχύος αντίθετη φάση) με το ρεύμα που θα διαρρέει το κελί. Όποτε σαν σφάλμα στον ελεγκτή θα εισάγεται η διαφορά της τάσης του πυκνωτή του κελιού από την επιθυμητή σχήματα 2.10 , 2.11. Η ανάλυση του ελεγκτή θα γίνει σε ένα βραχίονα του αντιστροφέα, βέβαια ακριβώς ίδιος είναι και ο έλεγχος για τους άλλους δύο βραχίονες. Επιπλέον χωρίς βλάβη της γενικότητας, θεωρούμε συνδεσμολογία αστέρα, ανάλογα ισχύουν και για την συνδεσμολογία τριγώνου. Επειδή η ανταλλαγή ενεργού ισχύος είναι σημαντικά μικρότερη από την άεργο ισχύ τότε ισχύει ότι $I_d \gg I_q$. Οπότε το ρεύμα που διέρχεται από το πόδι μπορεί να εκτιμηθεί ως ακολούθως:

$$I_a = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot I_d \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta)$$

όπου θ είναι η φάση του ρεύματος.

Ακολούθως το σήμα της τάσης του ελεγκτή στο n -οστό κελί, όπου με k ορίζεται το αναλογικό κέρδος του ελέγχου, είναι

$$V_{an} = k \cdot (V_{cn}^2 - V_{dc}^2) \cdot \sin(\omega \cdot t + \theta)$$

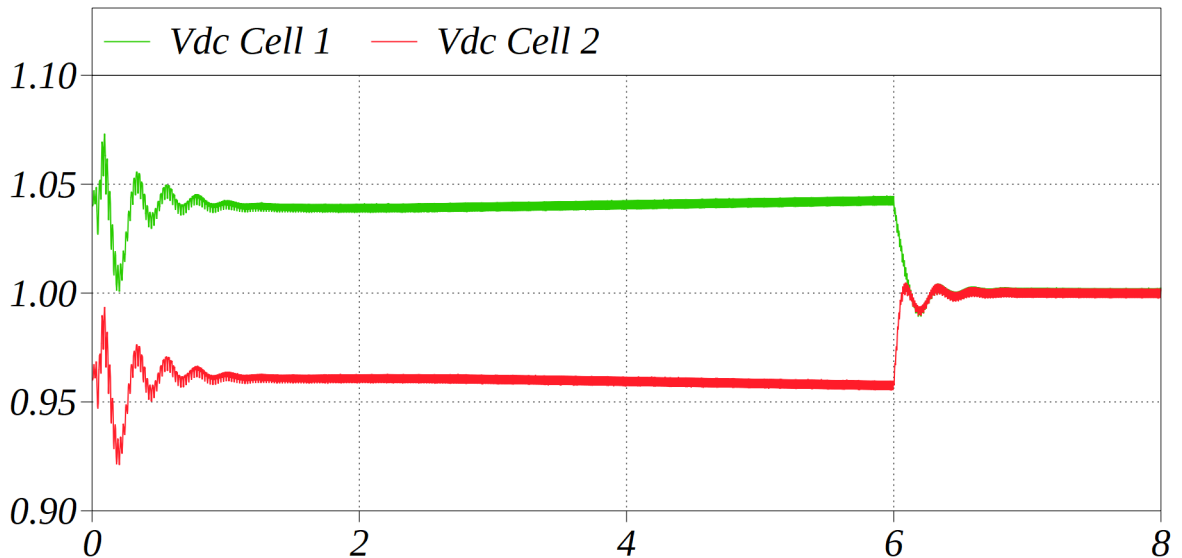
Για την ροή της ενεργός ισχύος στο κελί ισχύει, αγνοώντας τις απώλειες

$$\frac{1}{2} C_n \cdot \frac{dV_{cn}}{dt} = \frac{1}{2} \cdot I_a \cdot V_{an}$$

Όποτε η απόκριση του συστήματος δίνεται από την ακόλουθη συνάρτηση μεταφοράς, όπου με a συμβολίζεται το εύρος ζώνης

$$G_{cn}(s) = \frac{V_{cn}}{V_{dc}} = \frac{\frac{k \cdot I_d \cdot \sqrt{2}}{C_n \cdot \sqrt{3}}}{s + \frac{k \cdot I_d \cdot \sqrt{2}}{C_n \cdot \sqrt{3}}} = \frac{a}{s + a}$$

Στο σχήμα 2.12 αρχικά ο εξατομικευμένος ελεγκτής τάσης είναι ανενεργός, έτσι οι τάσεις των πυκνωτών αρχίζουν να αποκλίνουν. Επιπλέον, η αρχική φόρτιση για χάρη του παραδείγματος, έχει γίνει σε διαφορετικά επίπεδα. Την χρονική στιγμή $t = 6$ αμ ενεργοποιείτε ο ελεγκτής, οπότε και η τάσεις αποκτούν μετά από ένα μεταβατικό φαινόμενο την επιθυμητή τιμή.



Σχήμα 2.12 : Εφαρμογή εξατομικευμένου ελέγχου

2.7 Τριφασικό PLL

Η γωνία και το πλάτος της τάσης του δικτύου, αποτελούν κρίσιμες πληροφορίες και τους συνδεδεμένους στο δίκτυο αντιστροφείς. Ο ρόλος του αντιστροφέα είναι να παράγει την κατάλληλη τάση ώστε να ανταλλάσσεται η ζητούμενη φαινόμενη ισχύς με το δίκτυο. Έτσι, ο αντιστροφέας αποτελεί ένα δυναμικό στοιχείο που θα πρέπει διαρκώς να μεταβάλλει την τάση εξόδου του, γεγονός το οποίο αναδεικνύει τη σημασία ενός μηχανισμού κλειδώματος φάσης PLL (Phase Lock Loop). Ο μηχανισμός αυτός απαιτείται να έχει γρήγορη απόκριση ώστε να παράγει τα απαιτούμενα σήματα σε ικανοποιητικό χρόνο. Επιπλέον, θα πρέπει να μπορεί να λειτουργήσει υπό συνθήκες σφαλμάτων δικτύου, καθώς και υπό τον θόρυβο των αρμονικών και των ασυμμετριών των σημάτων εισόδου. Επίσης, χρησιμοποιώντας μια δομή PLL, μπορούν να παρακολουθούνται σε πραγματικό χρόνο οι παράμετροι σημάτων του δικτύου, όπως το πλάτος και η συχνότητα της τάσης δικτύου [21].

Αρχικά, θεωρούμε πως και οι τρεις φάσεις του ζυγού είναι διαθέσιμες για μέτρηση, οπότε μέσω του μετασχηματισμού $abc \rightarrow \alpha\beta$ προκύπτουν εύκολα τα μεγέθη E_α , E_β όπου E είναι το πλάτος και θ η φάση της τάσης του ζυγού.

$$E_\alpha = -E \cdot \sin(\theta) \quad , \quad E_\beta = E \cdot \cos(\theta)$$

$$\tilde{\theta} = \text{atan2}(-E_\alpha, E_\beta)$$

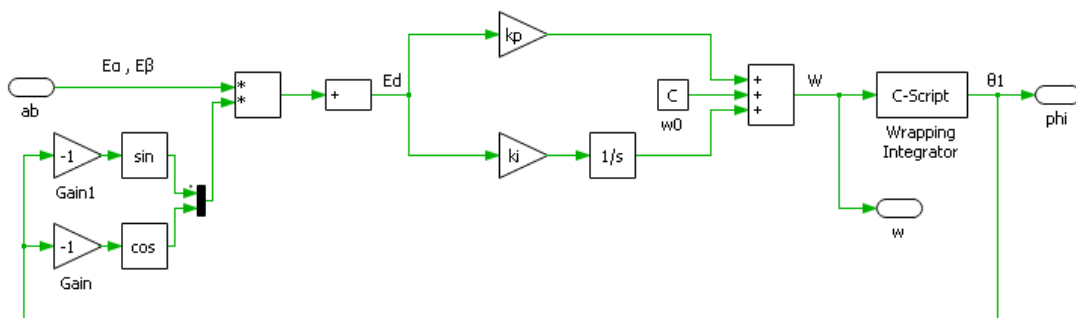
Έτσι, μια μέτρηση της φάσης θ μπορεί να παραχθεί μέσω της παραπάνω εξίσωσης. Αυτή η μέθοδος όμως είναι ανοικτού βρόχου οπότε υπάρχουν και αντίστοιχα προβλήματα. Αρχικά όπως αναφέρθηκε και παραπάνω τα μεγέθη E_α, E_β έχουν θόρυβο εξαιτίας των αρμονικών ο οποίος θα διεισδύει και στο μέγεθος της φάσης. Επιπλέον, επειδή ακριβώς ο έλεγχος είναι ανοικτού βρόχου σε περίπτωση σφάλματος του δικτύου θα χάνεται εύκολα ο προσανατολισμός του PLL.

Τα παραπάνω προβλήματα μπορούν να ξεπεραστούν αν για το PLL χρησιμοποιηθεί ένα σύστημα κλειστού βρόχου με την αρχή λειτουργίας που θα περιγραφεί ακολούθως. Χρησιμοποιώντας τον μετασχηματισμό $\alpha\beta \rightarrow dq$ με μια τυχαία γωνία προσανατολισμού θ_1 , τα μεγέθη από ac μετατρέπονται σε dc όπως φαίνεται στις εξισώσεις παρακάτω.

$$E_d = -E \cdot \sin(\varphi) \quad , \quad E_q = E \cdot \cos(\varphi)$$

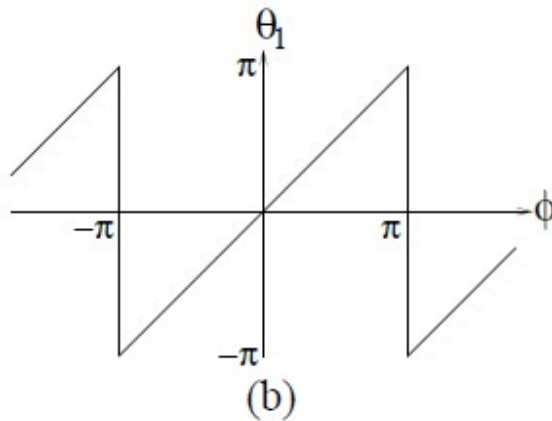
Τα σήματα E_d, E_q έχουν τυχαία τιμή (αφού ο προσανατολισμός είναι τυχαίος) όμως μπορούμε να επιλέξουμε να προσανατολιστούμε λόγω χάριν πάνω στο σήμα E_d οπότε θα ισχύει $E_d = 0 \rightarrow \varphi = 0$. Συνεπώς η γωνία θ_1 , τέτοια ώστε να επιτυγχάνεται ο προσανατολισμός μπορεί να ληφθεί ολοκληρώνοντας το σήμα E_d . Έτσι μέσω ενός κλειστού βρόχου PI ελέγχου μπορεί να εξασφαλιστεί ο μηδενισμός της E_d όπως φαίνεται στο σχήμα 2.13. Οποτε έστω μια αρχική εκτίμηση της γωνιακής ταχύτητας w_0 , $w_0 = d\theta_1/dt$ και οι διορθωτικοί όροι του ελέγχου :

$$w = w_0 + E_d \cdot k_p + \int k_i \cdot E_d$$



Σχήμα 2.13 : Διάταξη PLL

Επιπλέον, για να αποφευχθεί η αριθμητική υπερχείλιση εξαιτίας της συνεχόμενης αύξησης της τιμής του θ_1 , έχει χρησιμοποιηθεί ένας ολοκληρωτής, ο οποίος ουσιαστικά περιορίζει τις τιμές της γωνίας θ_1 στο διάστημα $(-\pi, \pi)$ όπως φαίνεται στο σχήμα 2.14.

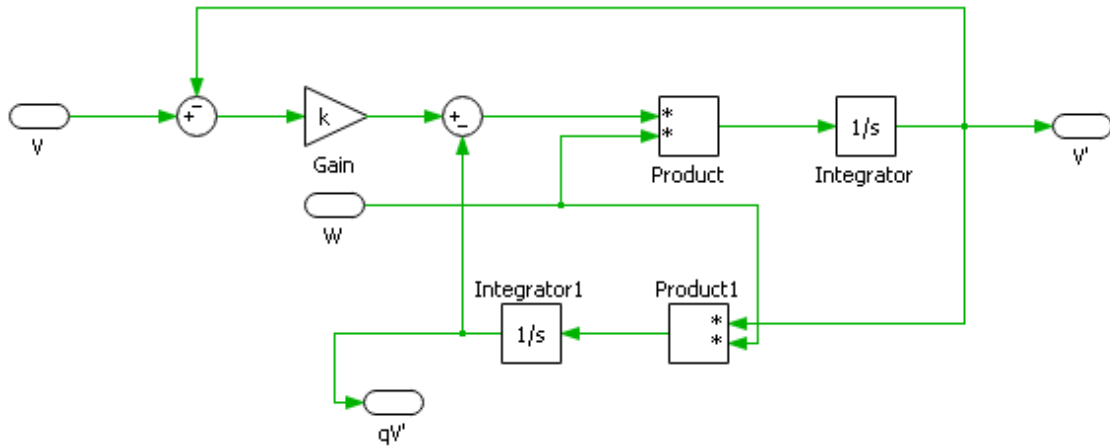


Σχήμα 2.14: Έξοδος ολοκληρωτή

2.7 Μονοφασικό PLL

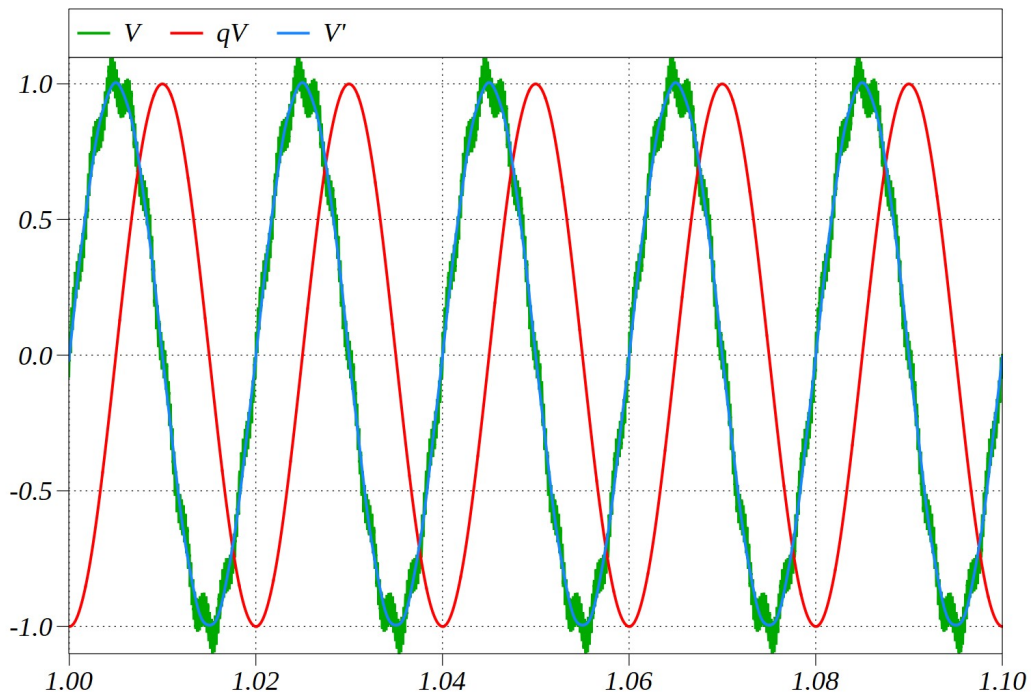
Σε αυτό το κεφάλαιο θα μελετηθεί ο μηχανισμός κλειδώματος φάσης σε ένα μονοφασικό σήμα, χρησιμοποιώντας ως βάση το τριφασικό PLL. Όπως αναφέρθηκε ανωτέρω το τριφασικό PLL έχει σαν είσοδο δύο ημιτονικά σήματα με διαφορά φάσης 90 μοίρες (E_α, E_β) και σαν έξοδο την φάση του πρώτου (E_α). Οπότε για να λειτουργήσει το μονοφασικό PLL πρέπει να παραχθεί ένα “ψευδοσήμα” το οποίο θα είναι κάθετο στο σήμα του οποίου επιθυμούμε να κλειδώσουμε την φάση.

Ένας εύκολος τρόπος παραγωγής του ορθογώνιου σήματος είναι η χρήση ενός μπλοκ καθυστέρησης μεταφοράς, το οποίο είναι υπεύθυνο για την εισαγωγή μίας μετατόπισης φάσης 90 μοιρών σε σχέση με τη φάση του σήματος εισόδου (τάση της μίας φάσης του δικτύου). Μία παρόμοια αλλά πιο πολύπλοκη μέθοδος για την παραγωγή ενός ορθογώνιου σήματος είναι ο μετασχηματισμός Hilbert. Μία άλλη μέθοδος είναι ο αντίστροφος μετασχηματισμός Park. Όλες οι προαναφερθείσες μέθοδοι έχουν τα εξής μειονεκτήματα: η απόδοση τους εξαρτάται από τη συχνότητα εισόδου, παρουσιάζουν υψηλή υπολογιστική πολυπλοκότητα, μη γραμμικότητα και περιορισμένο φιλτράρισμα στα σήματα εξόδου. Σε αυτήν την διπλωματική για την παραγωγή κάθετου σήματος θα χρησιμοποιηθεί η μέθοδος του γενικευμένου ολοκληρωτή δευτέρου βαθμού (SOGI PLL). Με αυτήν την μέθοδο δημιουργούνται δύο κάθετα μεταξύ τους σήματα τα V' , qV τα οποία έχουν και το ίδιο πλάτος. Το σήμα V' έχει το ίδιο μέτρο και φάση με το σήμα εισόδου V στην θεμελιώδη συχνότητα, όμως έχει φιλτραρισμένο αρμονικό περιεχόμενο. Παρακάτω ακολουθούν οι συναρτήσεις μεταφοράς H_d, H_q που παράγουν τα σήματα V', qV αντίστοιχα, όπου ω είναι η συχνότητα του σήματος εισόδου και το k μια σταθερά κέρδους. Στο σχήμα 2.16 παρουσιάζεται η απόκριση του SOGI φίλτρου για μια θορυβώδη είσοδο.



Σχήμα 2.15 : Υλοποίηση του SOGI PLL

$$H_d = \frac{V'}{V} = \frac{k \cdot \omega \cdot s}{s^2 + k \cdot \omega \cdot s + \omega^2} \quad H_q = \frac{qV}{V} = \frac{k \cdot \omega^2}{s^2 + k \cdot \omega \cdot s + \omega^2} \quad (2.13)$$

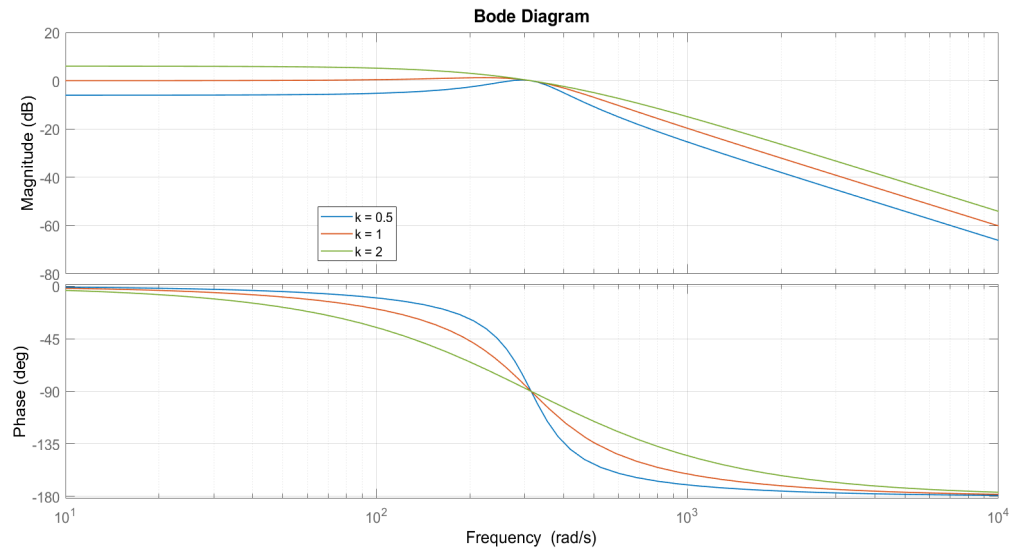


Σχήμα 2.16 : Απόκριση του SOGI PLL

Όπως μπορούμε να παρατηρήσουμε από τις σχέσεις (2.13), οι συναρτήσεις H_d, H_q εξαρτώνται από την συχνότητα, οπότε μπορούν να δημιουργηθούν προβλήματα στον συγχρονισμό εξαιτίας της διακύμανσης της συχνότητας του δικτύου. Το πρόβλημα αυτό μπορεί να λυθεί, αν εφαρμοστεί προσαρμοστική ρύθμιση της συχνότητας συντονισμού (ω). Για αυτό τον σκοπό η συχνότητα συντονισμού στον ολοκληρωτή SOGI θα παρέχεται από την αντίστοιχη έξοδο του PLL.

Η μέθοδος του ολοκληρωτή SOGI έχει αρκετά πλεονεκτήματα σε σχέση με τις άλλες μεθόδους (μετασχηματισμός Hilbert, αντίστροφος μετασχηματισμός Park κ.λ.π). Για αρχή

έχει πιο απλή δομή και άρα απαιτείται μικρότερη υπολογιστική ισχύς. Επιπλέον πετυχαίνει και τις τρεις ακόλουθες λειτουργίες ταυτόχρονα: παρέχει φιλτράρισμα αρμονικών στο σήμα εισόδου χωρίς καμία καθυστέρηση φάσης, έχει προσαρμοστικότητα στις διακυμάνσεις της συχνότητας και τέλος παράγει δύο ορθοκανονικά σήματα. Στο σχήμα 2.17 παρουσιάζεται η απόκριση Bode της συνάρτησης H_q .



Σχήμα 2.17 : Διαγράμμα Bode της H_q

Κεφάλαιο 3

Λειτουργία αστέρα και τριγώνου υπό ασύμμετρες συνθήκες

3.1 Εισαγωγή

Στο κεφάλαιο αυτό θα αναλυθούν τα προβλήματα, που προκύπτουν στις τοπολογίες αστέρα και τριγώνου κατά την λειτουργία υπό ασύμμετρες συνθήκες και πώς αυτά μπορούν να αντιμετωπιστούν, εισάγοντας μεγέθη μηδενικής ακολουθίας. Το σύστημα ελέγχου του CHB-STATCOM που παρουσιάστηκε ανωτέρω βασίζεται στην υπόθεση ότι το δίκτυο είναι ισορροπημένο και ότι το ρεύμα που ρέει μεταξύ του STATCOM και του δικτύου περιέχει μόνο θετική ακολουθία. Ωστόσο, στη γενική περίπτωση ο STATCOM θα πρέπει να μπορεί να ελέγχει ρεύματα τόσο θετικής όσο και αρνητικής ακολουθίας, καθώς ενδέχεται να εκτελέσει λειτουργίες εξισορρόπησης τάσεως ή και ρεύματος. Βέβαια αυτές οι λειτουργίες θα είχαν ως αποτέλεσμα διαφορετική ροή ισχύος σε κάθε βραχίονα, η οποία θα προκαλούσε ανισορροπία στις τάσεις κάθε βραχίονα και κατ' επέκταση θα έθετε εκτός λειτουργίας τον STATCOM. Ένα από τα βασικά μειονεκτήματα των τοπολογιών αστέρα και τριγώνου είναι η απουσία μιας κοινής πλευράς σύνδεσης των βραχιόνων και επομένως η αδυναμία ανταλλαγής ενέργειας μεταξύ των φάσεων, που θα μπορούσε να εξασφαλίσει μία ομοιόμορφη κατανομή ενεργού ισχύος. Επιπλέον για ασύμμετρη λειτουργία, θα δειχθεί αργότερα ότι η λογική ελέγχου που εξετάστηκε στο κεφάλαιο 2 δεν επαρκεί για τη συμμετρική φόρτιση των πυκνωτών.

Εάν ο STATCOM πρόκειται να χρησιμοποιηθεί μόνο για τη ρύθμιση της θετικής ακολουθίας, η ομοιόμορφη φόρτιση των πυκνωτών μπορεί να επιτευχθεί με τη χρήση ενός ελεγχόμενου ρεύματος αρνητικής ακολουθίας μεταξύ του μετατροπέα και του δικτύου, μέσω του οποίου θα επιτυγχάνεται η εξισορρόπηση της ενεργού ισχύος στις τρεις φάσεις. Η μέθοδος αυτή καλείται NSCC (Negative-Sequence Current Control) [23]. Θα πρέπει ωστόσο να σημειωθεί ότι η μέθοδος αυτή ενδέχεται να επηρεάσει αρνητικά την ποιότητα ισχύος του δικτύου, κάτι το οποίο εξαρτάται από το πόσο ισχυρό είναι το δίκτυο στο σημείο σύνδεσης. Επιπλέον, η μέθοδος αυτή δεν μπορεί να εφαρμοστεί εάν ο μετατροπέας προορίζεται να εκτελέσει λειτουργίες καταστολής αρνητικής ακολουθίας. Μια διαφορετική προσέγγιση βασίζεται στη χρήση κατάλληλης συνιστώσας μηδενικής ακολουθίας. Πιο συγκεκριμένα, για συνδεσμολογία αστέρα μπορεί να εισαχθεί στην τάση εξόδου μια συνιστώσα τάσης αρνητικής ακολουθίας, ενώ σε συνδεσμολογία τριγώνου η εξισορρόπηση μπορεί να επιτευχθεί επιτρέποντας τη ροή κατάλληλου ρεύματος μηδενικής ακολουθίας εντός του τριγώνου. Οι τεχνικές αυτές είναι οι ZSVC (Zero-Sequence Voltage Control) και ZSCC (Zero-Sequence Current Control), αντίστοιχα [12].

Όπως θα δειχθεί μεταγενέστερα, τέτοιες τεχνικές εξισορρόπησης θα επηρεάσουν με διαφορετικό τρόπο τις προδιαγραφές του STATCOM, ανάλογα και με τις συνθήκες λειτουργίας αλλά και το πόσο ισχυρό είναι το δίκτυο στο σημείο σύνδεσης. Θα εξεταστεί επίσης η απόκριση του STATCOM σε ασύμμετρες βυθίσεις τάσης, όπου θα διαπιστωθεί ότι προκειμένου να αποφευχθούν υπερτάσεις στις φάσεις που δεν παρουσιάζουν σφάλμα θα πρέπει ο CHB-STATCOM να έχει τη δυνατότητα ελέγχου και της αρνητικής ακολουθίας της τάσης ακόμη και αν η βασική του λειτουργία περιορίζεται στον έλεγχο της θετικής ακολουθίας.

3.2 Επίδραση αρνητικής ακολουθίας στην ροή ενεργού ισχύος κάθε βραχίονα

Για τη συνδεσμολογία σε αστέρα, η τάση του μετατροπέα και το ρεύμα για κάθε φάση σε συνθήκες ασύμμετρης λειτουργίας μπορούν να εκφραστούν ως εξής:

$$\begin{aligned}\tilde{V}_a &= \tilde{V}_a^+ + \tilde{V}_a^- = V^+ e^{j\theta_v^+} + V^- e^{j\theta_v^-} \\ \tilde{V}_b &= \tilde{V}_b^+ + \tilde{V}_b^- = V^+ e^{j(\theta_v^+ - 2\pi/3)} + V^- e^{j(\theta_v^- + 2\pi/3)} \\ \tilde{V}_c &= \tilde{V}_c^+ + \tilde{V}_c^- = V^+ e^{j(\theta_v^+ + 2\pi/3)} + V^- e^{j(\theta_v^- - 2\pi/3)} \\ \tilde{I}_{g,a} &= \tilde{I}_{g,a}^+ + \tilde{I}_{g,a}^- = I^+ e^{j\delta_i^+} + I^- e^{j\delta_i^-} \\ \tilde{I}_{g,b} &= \tilde{I}_{g,b}^+ + \tilde{I}_{g,b}^- = I^+ e^{j(\delta_i^+ - 2\pi/3)} + I^- e^{j(\delta_i^- + 2\pi/3)} \\ \tilde{I}_{g,c} &= \tilde{I}_{g,c}^+ + \tilde{I}_{g,c}^- = I^+ e^{j(\delta_i^+ + 2\pi/3)} + I^- e^{j(\delta_i^- - 2\pi/3)}\end{aligned}$$

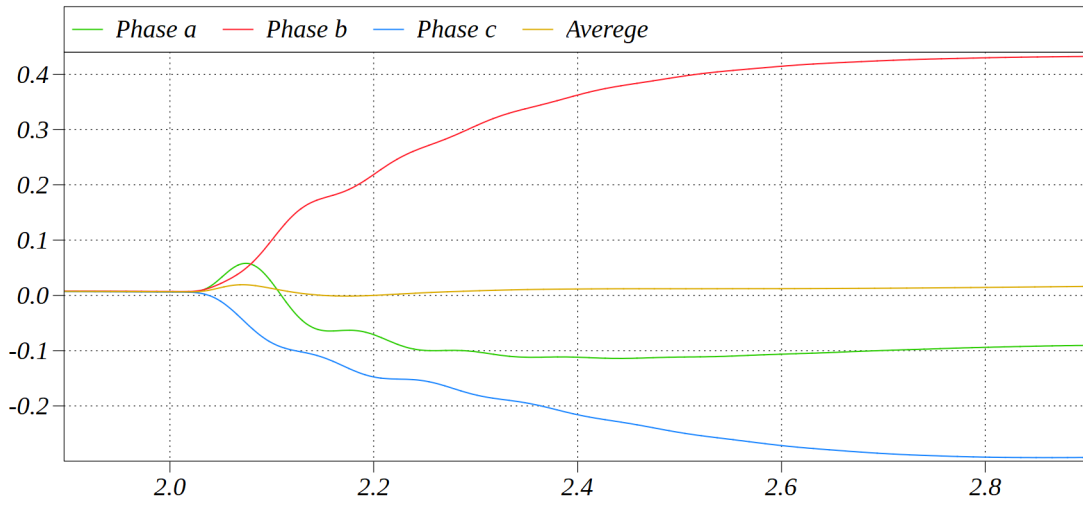
Η ενεργός ισχύς κάθε φάσης μπορεί να υπολογιστεί ως το γινόμενο της αντίστοιχης φασικής τάσης επί το αντίστοιχο ρεύμα, ως εξής:

$$P_{ava} = \frac{V^+ I^+}{2} \cos(\theta_v^+ - \delta_i^+) + \frac{V^- I^-}{2} \cos(\theta_v^- - \delta_i^-) + \frac{V^+ I^-}{2} \cos(\theta_v^+ - \delta_i^-) + \frac{V^- I^+}{2} \cos(\theta_v^- - \delta_i^+) \quad (3.1)$$

$$P_{avb} = \frac{V^+ I^+}{2} \cos(\theta_v^+ - \delta_i^+) + \frac{V^- I^-}{2} \cos(\theta_v^- - \delta_i^-) + \frac{V^+ I^-}{2} \cos(\theta_v^+ - \delta_i^- - \frac{4\pi}{3}) + \frac{V^- I^+}{2} \cos(\theta_v^- - \delta_i^+ + \frac{4\pi}{3}) \quad (3.2)$$

$$P_{avc} = \frac{V^+ I^+}{2} \cos(\theta_v^+ - \delta_i^+) + \frac{V^- I^-}{2} \cos(\theta_v^- - \delta_i^-) + \frac{V^+ I^-}{2} \cos(\theta_v^+ - \delta_i^- + \frac{4\pi}{3}) + \frac{V^- I^+}{2} \cos(\theta_v^- - \delta_i^+ - \frac{4\pi}{3}) \quad (3.3)$$

Από τις εξισώσεις (3.1),(3.2),(3.3) διαπιστώνεται ότι η ενεργός ισχύς σε κάθε φάση είναι διαφορετική εξαιτίας της αλληλεπίδρασης μεταξύ των συνιστωσών. Το διάγραμμα που απεικονίζεται στο σχήμα 3.1 και αντιστοιχεί στη ροή ενεργού ισχύος σε κάθε βραχίονα υπό την επίδραση ρεύματος αρνητικής ακολουθίας. Για την προσομοίωση αυτή, οι πυκνωτές στα κελία έχουν αντικατασταθεί με σταθερές ρεματός πηγές. Σημειώνεται επίσης ότι έχει χρησιμοποιηθεί ένα βαθυπερατό φίλτρο ώστε τα διαγράμματα που προκύπτουν να είναι πιο ευανάγνωστα. Το δίκτυο είναι ισορροπημένο και ο STATCOM εισάγει άεργο ισχύ, μέσω του ρεύματος θετικής ακολουθίας στο δίκτυο. Τη χρονική στιγμή $t = 2$ αποσυνδέεται μια φάση του φορτίου και έτσι αυτό γίνεται ασύμμετρο. Όπως φαίνεται από το διάγραμμα, αυτό έχει ως αποτέλεσμα η ενεργός ισχύς σε κάθε φάση να είναι διαφορετική, το οποίο θα οδηγήσει στην ανομοιόμορφη ανάπτυξη τάσης στους πυκνωτές. Επιπλέον μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι η συνολική ενεργός ισχύ που ανταλλάσει ο αντιστροφέας δεν μεταβλήθηκε.



Σχήμα 3.1 : Επίδραση της αρνητικής ακολουθίας στην ισχύ κάθε φάσης

3.2 Υπολογισμός μεγεθών μηδενικής ακολουθίας

Το σύστημα ελέγχου του αντιστροφέα θα πρέπει να εξασφαλίζει την ομοιόμορφη κατανομή ενεργού ισχύος μεταξύ των φάσεων, έτσι ώστε να αντισταθμίζει τις απώλειες του συστήματος και να διατηρεί τη φόρτιση των DC πυκνωτών στο ίδιο επίπεδο. Για την συνδεσμολογία αστέρα, αυτό μπορεί να επιτευχθεί με την εισαγωγή μιας συνιστώσας τάσης μηδενικής ακολουθίας. Θεωρώντας ασύμμετρες συνθήκες λειτουργίας, οι φασιθέτες της τάσης του μετατροπέα και του ρεύματος για τη φάση α μπορούν να γραφούν ως εξής:

$$\tilde{V}_a = V^+ e^{j\theta_v^+} + V^- e^{j\theta_v^-} + V_0 e^{j\theta_v_0}$$

$$\tilde{I}_{g,a} = I^+ e^{j\delta_i^+} + I^- e^{j\delta_i^-}$$

Αντίστοιχες σχέσεις ισχύουν και για τις άλλες δύο φάσεις του μετατροπέα.

Η μέθοδος ZSVC παρέχει δύο βαθμούς ελευθερίας, το πλάτος V_0 και τη γωνία θ_{v_0} της εισαγόμενης συνιστώσας τάσης μηδενικής ακολουθίας. Πρέπει τώρα να βρεθούν κατάλληλες τιμές αυτών των δύο μεγεθών, ώστε να εξαιρεθεί η αλληλεπίδραση μεταξύ των συνιστωσών και να επιτευχθεί ομοιόμορφη κατανομή της ενεργού ισχύος μεταξύ των φάσεων. Η ενεργός ισχύς των φάσεων a και b, λαμβάνοντας υπόψιν την εισαγωγή της τάσεως μηδενικής ακολουθίας, μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$P_a = \frac{V^+ I^+}{2} \cos(\theta_v^+ - \delta_i^+) + \frac{V^- I^-}{2} \cos(\theta_v^- - \delta_i^-) + \frac{V^+ I^-}{2} \cos(\theta_v^+ - \delta_i^-) + \frac{V^- I^+}{2} \cos(\theta_v^- - \delta_i^+) + \frac{V_0 I^-}{2} \cos(\theta_{v_0} - \delta_i^-) + \frac{V_0 I^+}{2} \cos(\theta_{v_0} - \delta_i^+) \quad (3.4)$$

$$\begin{aligned}
P_b = & \frac{V^+ I^+}{2} \cos(\theta_v^+ - \delta_i^+) + \frac{V^- I^-}{2} \cos(\theta_v^- - \delta_i^-) + \frac{V^+ I^-}{2} \cos(\theta_v^+ - \delta_i^- - \frac{4\pi}{3}) + \frac{V^- I^+}{2} \cos(\theta_v^- - \delta_i^+ + \frac{4\pi}{3}) \\
& + \frac{V_0 I^-}{2} \cos(\theta_{v_0} - \delta_i^- - \frac{2\pi}{3}) + \frac{V_0 I^+}{2} \cos(\theta_{v_0} - \delta_i^+ + \frac{2\pi}{3})
\end{aligned} \quad (3.5)$$

Οι πρώτοι δύο όροι στις εξισώσεις (3.4),(3.5) αντιστοιχούν στην ενεργό ισχύ που παράγεται από την θετική και αρνητική ακολουθία. Αυτοί οι όροι είναι ίδιοι σε όλες τις φάσεις και μπορούν να ελεγχθούν μέσω του ελεγκτή συνολικής τάσης πυκνωτών, όπως θα δειχθεί ακολούθως. Ο τρίτος και ο τέταρτος όρος αντιστοιχούν στην ενεργό ισχύ που παράγεται μέσω της αλληλεπίδρασης μεταξύ θετικής και αρνητικής ακολουθίας, η οποία τελικά οδηγεί σε ανομοιόμορφη κατανομή ισχύος μεταξύ των τριών φάσεων. Τέλος, ο πέμπτος και ο έκτος όρος των εξισώσεων (3.4),(3.5) αντιστοιχούν στην ενεργό ισχύ που παράγεται από το ZSVC. Στις εξισώσεις αυτές παρατηρούνται δύο βασικές συνιστώσες, μία που είναι κοινή μεταξύ των τριών φάσεων (έστω P_{com}) και μία που παράγεται από την αλληλεπίδραση μεταξύ των συνιστωσών διαφορετικής ακολουθίας (έστω P_{dis}). Συγκεκριμένα, ισχύει:

$$P_{com} = \frac{V^+ I^+}{2} \cos(\theta_v^+ - \delta_i^+) + \frac{V^- I^-}{2} \cos(\theta_v^- - \delta_i^-) \quad (3.6)$$

$$\begin{aligned}
P_{disa} = & \frac{V^+ I^-}{2} \cos(\theta_v^+ - \delta_i^-) + \frac{V^- I^+}{2} \cos(\theta_v^- - \delta_i^+) \\
& + \frac{V_0 I^-}{2} \cos(\theta_{v_0} - \delta_i^-) + \frac{V_0 I^+}{2} \cos(\theta_{v_0} - \delta_i^+)
\end{aligned} \quad (3.7)$$

$$\begin{aligned}
P_{disb} = & \frac{V^+ I^-}{2} \cos(\theta_v^+ - \delta_i^- - \frac{4\pi}{3}) + \frac{V^- I^+}{2} \cos(\theta_v^- - \delta_i^+ + \frac{4\pi}{3}) \\
& + \frac{V_0 I^-}{2} \cos(\theta_{v_0} - \delta_i^- - \frac{2\pi}{3}) + \frac{V_0 I^+}{2} \cos(\theta_{v_0} - \delta_i^+ + \frac{2\pi}{3})
\end{aligned} \quad (3.8)$$

Υπό ιδανικές συνθήκες, η μόνη αιτία της ανομοιόμορφης κατανομής ισχύος μεταξύ των φάσεων είναι η αλληλεπίδραση μεταξύ των συνιστωσών διαφορετικής ακολουθίας. Επομένως, για την εξισορρόπηση της ενέργειας των πυκνωτών αρκεί ο υπολογισμός κατάλληλου πλάτους της τάσεως μηδενικής ακολουθίας ώστε να ισχύει $P_{disa} = 0 = P_{disb}$. Σημειώνεται ωστόσο ότι σε πρακτικές εφαρμογές υπάρχουν και άλλοι παράγοντες που μπορούν να επηρεάσουν την κατανομή ισχύος μεταξύ των φάσεων. Θέτοντας

$$K_1 = \frac{V^+ I^-}{2} \cos(\theta_v^+ - \delta_i^-) + \frac{V^- I^+}{2} \cos(\theta_v^- - \delta_i^+)$$

$$K_2 = \frac{V^+ I^-}{2} \cos(\theta_v^+ - \delta_i^- - \frac{4\pi}{3}) + \frac{V^- I^+}{2} \cos(\theta_v^- - \delta_i^+ + \frac{4\pi}{3})$$

και αναπτύσσοντας τα συνημίτονα στις εξισώσεις (3.4) και (3.5), οι σχέσεις (3.7),(3.8) μπορούν να γραφούν ως εξής:

$$P_{disa} = K_1 + V_0 \cos \theta_{v_0} \left[\frac{I^-}{2} \cos(\delta_i^-) + \frac{I^+}{2} \cos(\delta_i^+) \right] + V_0 \sin \theta_{v_0} \left[\frac{I^-}{2} \sin(\delta_i^-) + \frac{I^+}{2} \sin(\delta_i^+) \right] \quad (3.9)$$

$$P_{disb} = K_2 + V_0 \cos \theta_{v_0} \left[\frac{I^-}{2} \cos\left(\delta_i^- + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{I^+}{2} \cos\left(\delta_i^+ - \frac{2\pi}{3}\right) \right] + V_0 \sin \theta_{v_0} \left[\frac{I^-}{2} \sin\left(\delta_i^- + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{I^+}{2} \sin\left(\delta_i^+ - \frac{2\pi}{3}\right) \right] \quad (3.10)$$

Μπορούμε τώρα να θέσουμε:

$$K_3 = \frac{1}{2} \Re(\bar{I}_{g,a}) = \frac{I^-}{2} \cos(\delta_i^-) + \frac{I^+}{2} \cos(\delta_i^+) \quad (3.11)$$

$$K_4 = \frac{1}{2} \Im(\bar{I}_{g,a}) = \frac{I^-}{2} \sin(\delta_i^-) + \frac{I^+}{2} \sin(\delta_i^+) \quad (3.12)$$

$$K_5 = \frac{1}{2} \Re(\bar{I}_{g,b}) = \frac{I^-}{2} \cos\left(\delta_i^- + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{I^+}{2} \cos\left(\delta_i^+ - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$K_6 = \frac{1}{2} \Im(\bar{I}_{g,b}) = \frac{I^-}{2} \sin\left(\delta_i^- + \frac{2\pi}{3}\right) + \frac{I^+}{2} \sin\left(\delta_i^+ - \frac{2\pi}{3}\right)$$

Απομονώνοντας τώρα τους όρους που εμπλέκουν την τάση μηδενικής ακολουθίας προκύπτει:

$$P_{disa} - K_1 = K_3 V_0 \cos \theta_{v_0} + K_4 V_0 \sin \theta_{v_0}$$

$$P_{disb} - K_2 = K_5 V_0 \cos \theta_{v_0} + K_6 V_0 \sin \theta_{v_0}$$

Από όπου προκύπτουν το μέτρο και η φάση της συνιστώσας τάσης μηδενικής ακολουθίας:

$$\tan \theta_{v_0} = \frac{(P_{disb} - K_2) K_3 - (P_{disa} - K_1) K_5}{(P_{disa} - K_1) K_6 - (P_{disb} - K_2) K_4} \quad (3.13)$$

$$V_0 = \frac{P_{disa} - K_1}{K_3 \cos \theta_{v_0} + K_4 \sin \theta_{v_0}} = \frac{P_{disb} - K_2}{K_5 \cos \theta_{v_0} + K_6 \sin \theta_{v_0}} \quad (3.14)$$

Όπως αναφέρθηκε και προηγουμένως, αντίστοιχη μέθοδος εργασίας προκύπτει και στην περίπτωση συνδεσμολογίας τριγώνου. Σε αυτή την περίπτωση, θα πρέπει να εισαχθεί κατάλληλο ρεύμα μηδενικής ακολουθίας, έστω $I_0 e^{j\delta_{i0}}$, το οποίο θα κυκλοφορεί μέσα στο τρίγωνο. Αυτό το ρεύμα επιτρέπει την ανταλλαγή ισχύος μεταξύ των φάσεων χωρίς να επηρεάζει το υπόλοιπο δίκτυο. Κατά αναλογία με τη συνδεσμολογία αστέρα, το ZSCC παρέχει δύο βαθμούς ελευθερίας, το μέτρο και τη γωνία του ρεύματος μηδενικής ακολουθίας. Θεωρώντας ασύμμετρη λειτουργία η φασική τάση και το ρεύμα στη φάση a μπορούν να γραφούν ως εξής:

$$\tilde{V}_{ab} = V^+ e^{j\theta_v^+} + V^- e^{j\theta_v^-}$$

$$\tilde{I}_{g,ab} = I^+ e^{j\delta_i^+} + I^- e^{j\delta_i^-} + I_0 e^{j\delta_{i0}}$$

Ακολουθώντας την ίδια μέθοδο εργασίας όπως και στην περίπτωση της συνδεσμολογίας αστέρα, το πλάτος και η γωνία του ρεύματος μηδενικής ακολουθίας προκύπτουν:

$$\tan \delta_{i_0} = \frac{(P_{disa} - K_{11})K_{15} - (P_{disb} - K_{12})K_{13}}{(P_{disb} - K_{12})K_{14} - (P_{disa} - K_{11})K_{16}} \quad (3.15)$$

$$I_0 = \frac{P_{disa} - K_{11}}{K_{13} \cos \delta_{i_0} + K_{14} \sin \delta_{i_0}} = \frac{P_{disb} - K_{12}}{K_{15} \cos \delta_{i_0} + K_{16} \sin \delta_{i_0}} \quad (3.16)$$

όπου:

$$K_{11} = \frac{V^+ I^-}{2} \cos(\theta_v^+ - \delta_i^-) + \frac{V^- I^+}{2} \cos(\theta_v^- - \delta_i^+)$$

$$K_{12} = \frac{V^+ I^-}{2} \cos(\theta_v^+ - \delta_i^- - \frac{4\pi}{3}) + \frac{V^- I^+}{2} \cos(\theta_v^- - \delta_i^+ + \frac{4\pi}{3})$$

$$K_{13} = \frac{1}{2} \Re(\bar{V}_{ab}) \quad (3.17)$$

$$K_{14} = \frac{1}{2} \Im(\bar{V}_{ab})$$

$$K_{15} = \frac{1}{2} \Re(\bar{V}_{bc})$$

$$K_{16} = \frac{1}{2} \Im(\bar{V}_{bc}) \quad (3.18)$$

Με βάση τις εξισώσεις (3.11) έως (3.14), συνάγεται το συμπέρασμα ότι η συνδεσμολογία αστέρα είναι ευαίσθητη κυρίως στο ρεύμα θετικής και αρνητικής ακολουθίας που ανταλλάσσεται μεταξύ του μετατροπέα και του δικτύου. Αντιστοίχως, από τις εξισώσεις (3.15) έως (3.18), έπεται ότι η συνδεσμολογία τριγώνου είναι ευαίσθητη στο πλάτος της τάσης θετικής και αρνητικής ακολουθίας που αναπτύσσεται στους ακροδέκτες του μετατροπέα.

Για τη μελέτη της ευαισθησίας των δύο αυτών συνδεσμολογιών θα εξεταστούν δύο χαρακτηριστικές περιπτώσεις. Για τη συνδεσμολογία αστέρα, υποθέτουμε ότι το δίκτυο είναι ισορροπημένο (και επομένως η τάση δικτύου θα έχει μόνο συνιστώσα θετικής ακολουθίας) και ότι ο μετατροπέας ανταλλάσει ρεύμα τόσο θετικής όσο και αρνητικής ακολουθίας με το δίκτυο. Προς απλούστευση της ανάλυσης θα υποθεθούν δύο υποπεριπτώσεις, συγκεκριμένα η περίπτωση όπου οι δύο συνιστώσες του ρεύματος βρίσκονται σε συμφωνία φάσης και η περίπτωση όπου έχουν αντίθετη φάση. Το πρώτο θα μπορούσε να επιτευχθεί με την έγχυση ρεύματος τόσο θετικής όσο και αρνητικής ακολουθίας στο δίκτυο, ενώ το δεύτερο αν στο δίκτυο εισαγόταν ρεύμα θετικής ακολουθίας ενώ ο μετατροπέας απορροφούσε ρεύμα αρνητικής ακολουθίας.

Αντίστοιχα, για τη συνδεσμολογία τριγώνου θα υποθεθεί ότι το δίκτυο δε βρίσκεται σε ισορροπία και ότι ο μετατροπέας ανταλλάσει ρεύμα μόνο θετικής ακολουθίας με το δίκτυο. Η διαφορά φάσης μεταξύ των δύο συνιστωσών της τάσης εξαρτάται από αρκετούς παράγοντες, όπως η σύνθετη αντίσταση του δικτύου και η θέση στην οποία έχει συμβεί

σφάλμα (αν η ασύμμετρη λειτουργία οφείλεται σε σφάλμα). Και εδώ, θα εξεταστούν οι περιπτώσεις όπου οι δύο συνιστώσες τάσης βρίσκονται σε συμφωνία ή αντίθεση φάσης. Θα υποθεθεί επίσης ότι το φίλτρο μεταξύ του δικτύου και του μετατροπέα έχει καθαρά επαγωγική συμπεριφορά και θα αμεληθούν οι απώλειες (δηλαδή $\theta^+ = \delta^+ \pm \pi/2$). Στον πίνακα 3.1 συνοψίζονται οι περιπτώσεις που θα εξεταστούν. Για τον υπολογισμό της συνιστώσας μηδενικής ακολουθίας χρησιμοποιούνται οι εξισώσεις (3.13), (3.14) και (3.15), (3.16). Ορίζονται επίσης οι εξής παράμετροι:

Πίνακας 3.1: Ενδεικτικές περιπτώσεις των μεγεθών μηδενικής ακολουθίας

	v^+, θ_v^+	v^-, θ_v^-	i^+, δ_i^+	i^-, δ_i^-	$v_0 \acute{\eta} i_0$
Αστέρας	$V^+, 0$	$0, 0$	$I^+, \pm \frac{\pi}{2}$	$I^-, \pm \frac{\pi}{2}$	$\frac{A}{\sqrt{3}((I^-)^2 - (I^+)^2)}$
Αστέρας	$V^+, 0$	$0, 0$	$I^+, \mp \frac{\pi}{2}$	$I^-, \pm \frac{\pi}{2}$	$\frac{A'}{\sqrt{3}((I^-)^2 - (I^+)^2)}$
Τρίγωνο	$V^+, 0$	$V^-, 0$	$I^+, \pm \frac{\pi}{2}$	$0, 0$	$\frac{B}{\sqrt{3}((V^-)^2 - (V^+)^2)}$
Τρίγωνο	$V^+, 0$	V^-, π	$I^+, \pm \frac{\pi}{2}$	$0, 0$	$\frac{B'}{\sqrt{3}((V^-)^2 - (V^+)^2)}$

Για τους παραπάνω υπολογισμούς ορίστηκαν οι εξής παράμετροι

$$A = \sqrt{C^2 (I^- + I^+)^2 + 12 (I^- - I^+)^2 P_{disa}^2}$$

$$A' = \sqrt{C^2 (I^- - I^+)^2 + 12 (I^- + I^+)^2 P_{disa}^2}$$

$$B = \sqrt{D^2 (V^- + V^+)^2 + 12 (V^- - V^+)^2 P_{disa}^2}$$

$$B' = \sqrt{D^2 (V^- - V^+)^2 + 12 (V^- + V^+)^2 P_{disa}^2}$$

όπου:

$$C = 2 P_{disa} + 4 P_{disb} - \sqrt{3} V^+ I^-$$

$$D = 2 P_{disa} + 4 P_{disb} - \sqrt{3} V^- I^+$$

Η λύση που προκύπτει για την τάση ή το ρεύμα μηδενικής ακολουθίας υποδεικνύει έναν πρακτικό περιορισμό και για τις δύο διατάξεις, καθώς υπό ορισμένες συνθήκες απαιτείται η συνιστώσα μηδενικής ακολουθίας να έχει άπειρο πλάτος. Συγκεκριμένα, το εύρος λειτουργίας της συνδεσμολογίας αστέρα περιορίζεται από το βαθμό ασυμμετρίας (δηλαδή το πηλίκο I^- / I^+). Από τον πίνακα 3.1, προκύπτει ότι το V_0 τείνει στο άπειρο όταν ο λόγος I^- / I^+ τείνει στο 1, επομένως όταν η συνιστώσα θετικής ακολουθίας του ρεύματος έχει το ίδιο

πλάτος με τη συνιστώσα αρνητικής ακολουθίας, απαιτείται τάση απείρου πλάτους για να εξασφαλιστεί ομοιόμορφη κατανομή ισχύος μεταξύ των φάσεων. Στην πράξη, αυτό σημαίνει ότι η μέγιστη εφικτή τάση εξόδου στον βραχίονα του μετατροπέα θα καθορίσει το μέγιστο βαθμό ασυμμετρίας που μπορεί να διαχειριστεί ο μετατροπέας χωρίς να χαθεί η ελεγχσιμότητα των τάσεων στους πυκνωτές. Αντίστοιχα φαινόμενα παρατηρούνται και στη συνδεσμολογία τριγώνου, όπου το εύρος λειτουργίας περιορίζεται από την ασυμμετρία της τάσης (δηλαδή το πηλίκο V^-/V^+). Από τον πίνακα 3.1 διαπιστώνεται ότι το ρεύμα μηδενικής ακολουθίας I_0 τείνει στο άπειρο όταν ο λόγος V^-/V^+ τείνει στο 1. Είναι σημαντικό να τονιστεί πως η ιδιομορφία αυτή είναι ανεξάρτητη από τις υποθέσεις που έγιναν για να προκύψει ο πίνακας 3.1, και το μόνο που απαιτείται είναι ο λόγος των πλατών της αρνητικής και της θετικής ακολουθίας (ρεύματος ή τάσης για συνδεσμολογία αστέρα και τριγώνου, αντίστοιχα) να τείνει στο 1.

Κεφάλαιο 4

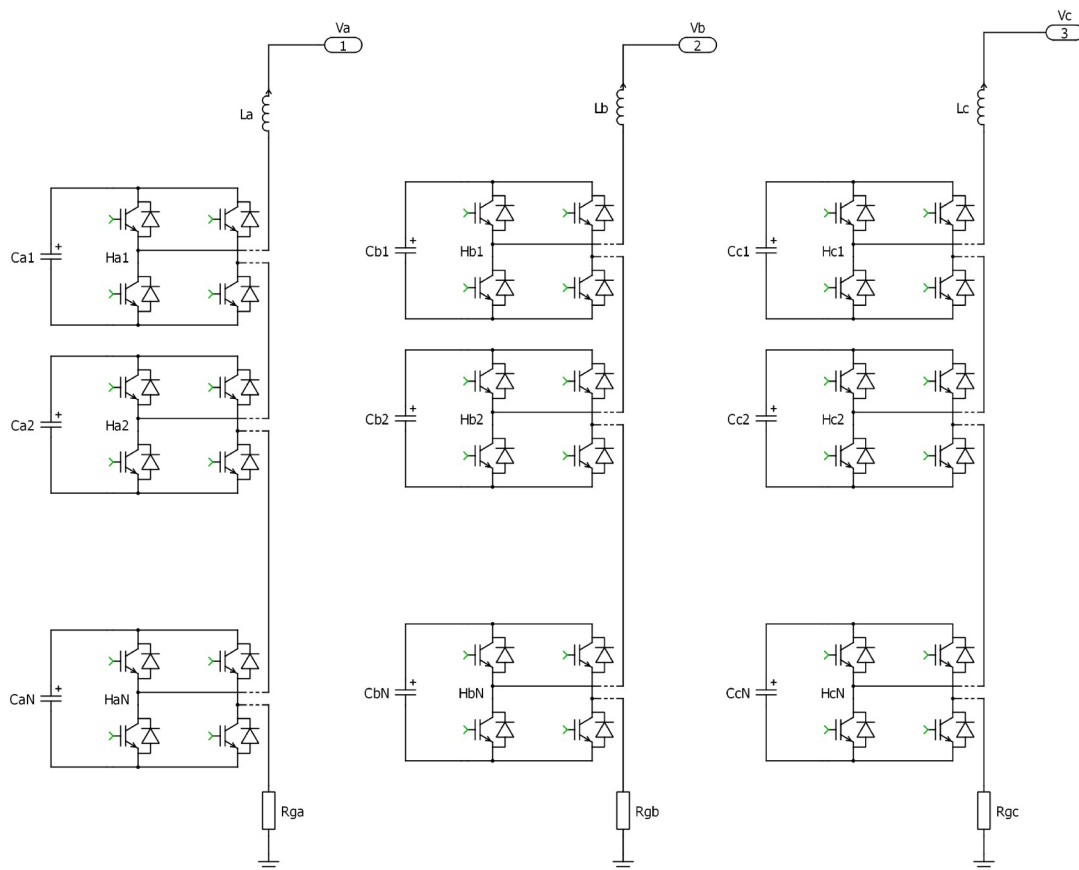
Μελέτη γειωμένου αστέρα

4.1 Εισαγωγή

Σε αυτό το κεφάλαιο θα αναλυθεί η συνδεσμολογία γειωμένου αστέρα, ο έλεγχός της, καθώς και τα πλεονεκτήματα άλλα και μειονεκτήματά της κατά την λειτουργία υπό συμμετρικές αλλά και ασύμμετρες συνθήκες σε σχέση τις άλλες συνδεσμολογίες αρθρωτών πολυεπίπεδων αντιστροφών (αστέρας, τρίγωνο, MMC).

Όσον αφορά την φυσική εγκατάσταση και τον εξοπλισμό, η διάταξη διαφέρει μόνο ως προς την ύπαρξη της γείωσης σχήμα 4.1. Έτσι, για την κατασκευή χρειάζονται μόνο απλές τροποποιήσεις πάνω σε ήδη υλοποιημένα σχέδια. Συνεπώς, εταιρείες που έχουν εξειδικευτεί και διαθέτουν εμπειρία στην υλοποίηση σχετικών έργων, θα είναι σε θέση να ολοκληρώσουν την παραπάνω διάταξη με σχετικά μικρό κόστος. Επιπλέον η αξιοπιστία θα είναι υψηλή, επειδή κατά κύριο λόγο χρησιμοποιούνται εξαρτήματα και σχέδια που έχουν υλοποιηθεί και βρίσκονται σε λειτουργία.

Αντίθετα όμως ο έλεγχος αλλάζει ριζικά, καθώς η ύπαρξη ενός επιπλέον βρόχου (αυτού της γείωσης) για την έλευση του ρεύματος καθιστά αδύνατη την υλοποίηση ελέγχου συμμετρικών συνιστωσών. Θα πρέπει λοιπόν να εφαρμοστεί η λογική του ανά φάση ελέγχου. Έτσι, για την διάταξη υλοποιούνται τρεις μονοφασικοί έλεγχοι (όπως αυτοί αναπτύχθηκαν στο κεφάλαιο 2), ένας για κάθε φάση του αντιστροφέα. Με αυτή την λογική, δίνεται προτεραιότητα στον άμεσο έλεγχο της ροής ισχύος του κάθε ποδιού ενώ οι συμμετρικές συνιστώσες των μεγεθών των τάσεων και του ρεύματος προκύπτουν έμμεσα μέσω του παραπάνω ελέγχου.



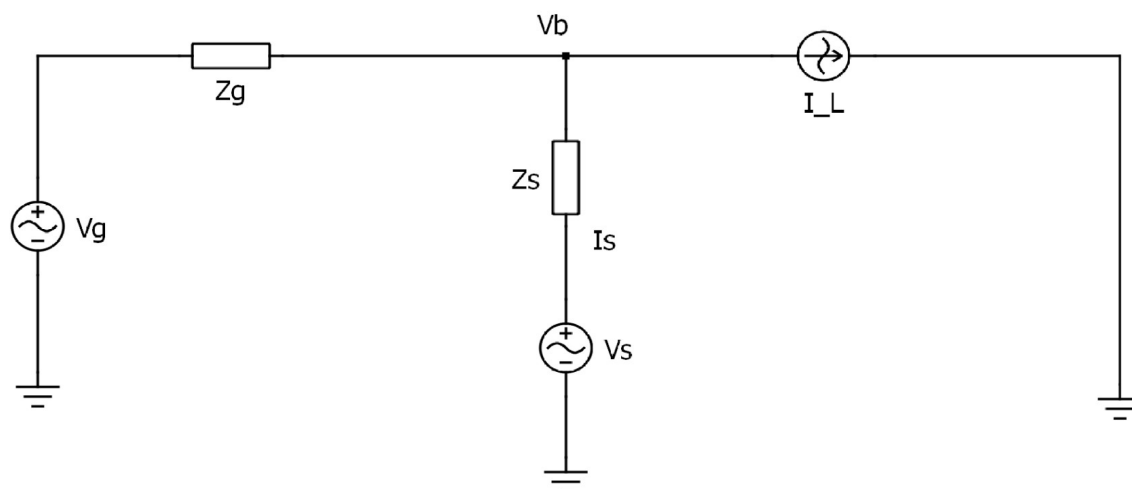
Σχήμα 4.1 : Τοπολογία γειωμένου αστέρα

Με αυτή την νέα λογική η διάταξη γειωμένου αστέρα, ενδεχομένως να καταστεί ως βέλτιστη λύση σε σύγκριση με της κλασικές διατάξεις αστέρα ή τριγώνου, σε κάποιες ιδιαίτερες εφαρμογές. Όπως είδαμε στο κεφάλαιο 3, για να μπορέσουν να λειτουργήσουν υπό ασύμμετρες συνθήκες οι κλασικές συνδεσμολογίες θα πρέπει να εντάξουν σήματα μηδενικής ακολουθίας, ρεύματος ή τάσης. Αυτό επιβάλλει την αύξηση στα όρια αντοχής των

εξαρτημάτων και άρα του κόστους. Μάλιστα, όπως θα δούμε στη συνέχεια του κεφαλαίου υπάρχουν εφαρμογές που είναι αδύνατη η λειτουργία των κλασικών μεθόδων. Όποτε στα παραπάνω προβλήματα η διάταξη γειωμένου αστέρα μπορεί να δώσει απαντήσεις. Πιο αναλυτικά, ο άμεσος έλεγχος της ροής ισχύος του κάθε βραχίονα καθιστά αυτή την διάταξη ικανή να ανταποκριθεί ακόμη και στις πιο δυσμενείς συνθήκες χωρίς να χρειάζεται να υπέρδιαστασιοποιηθούν τα εξαρτήματα. Η διάταξη αυτή παρουσιάζει ωστόσο και κάποια μειονεκτήματα, το κυριότερο εκ των οποίων είναι η αδυναμία ελέγχου των μεγεθών ακολουθίας και ιδιαίτερα όπως θα αναλυθεί παρακάτω της αρνητικής.

4.2 Ανάλυση διάταξης γειωμένου αστέρα

Σε αυτό το κεφάλαιο, θα γίνει ανάλυση της λειτουργίας του γειωμένου σε αστέρα αντιστροφέα. Όταν οι συνθήκες του δικτύου είναι συμμετρικές τότε δεν υπάρχει κάποια ουσιαστική διάφορα μεταξύ γειωμένου και αγείωτου αστέρα, καθώς το ρεύμα που ρέει προς την γή είναι μηδενικό (με εξαίρεση τις αρμονικές συνιστώσες). Οπότε αξία έχει η ανάλυση για ασύμμετρες συνθήκες. Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω ο αντιστροφέας δεν έχει την δυνατότητα για το άμεσο έλεγχο των συμμετρικών συνιστωσών. Παρότι αυτό θα τεκμηριωθεί και μαθηματικά, παρατίθεται προς το παρόν ένας διαισθητικός τρόπος κατανόησης,. Όλα τα παρακάτω μεγέθη είναι μονοφασικά καθώς έτσι γίνεται και ο έλεγχος στην συγκεκριμένη διάταξη. Ουσιαστικά κάθε φάση του αντιστροφέα αποτελεί μια πηγή τάσης, έτσι τα δύο μεγέθη που μπορούν να ελεγχθούν είναι το πλάτος και η γωνία. Επιπλέον η ενεργός ισχύς που μπορεί να ανταλλάσσει ο αντιστροφέας με το δίκτυο, είναι πρακτικά μηδενική καθώς αποτελείται μόνο από παθητικά στοιχεία. Οπότε ο αντιστροφέας έχει δύο βαθμούς ελευθερίας (πλάτος και γωνία τάσης αντιστροφέα), στους οποίους δίνοντας τις κατάλληλες τιμές πρέπει να εξασφαλίσει την ονομαστική τιμή του πλάτος της τάση του ζυγού καθώς και την τροφοδοσία ενεργού ισχύος των πυκνωτών των φάσεων, για τον έλεγχο της τάσης τους. Με αυτά που αναφέρθηκαν παραπάνω, η γωνία της τάσης του ζυγού λοιπόν δεν μπορεί να ελεγχθεί και μάλιστα για κάθε διαφορετικό φορτίο θα έχει διαφορετική τιμή. Έτσι σε κάθε φάση της τάσης του ζυγού, το πλάτος της θα έχει ονομαστική τιμή. Όμως σε ασύμμετρες συνθήκες οι γωνίες των τάσεων δεν θα έχουν διαφορά 120° μεταξύ τους.



Σχήμα 4.2 : Ανά φάση κύκλωμα αντιστροφέα δικτύου

Όσον αφορά την θετική ακολουθία οι αποκλίσεις στις γωνίες των φάσεων, επιφέρουν μικρή (σχεδόν αμελητέα για μικρές γωνίες) επιρροή στην τελική της τιμή. Εάν λοιπόν εξασφαλιστεί ότι η κάθε φάση έχει ονομαστική τάση τότε θα έχει και αυτή τιμή περίπου 1 α.μ. Όμως το αντίθετο ισχύει για την αρνητική ακολουθία, μάλιστα όπως αναφέρεται στην πηγή , το όριο του ποσοστού της αρνητικής ακολουθίας της τάσης του δικτύου είναι το 1% και περιορισμένο χρονικό διάστημα το 2%, οπότε ο περιορισμός της αρνητικής ακολουθίας είναι μείζονος σημασίας [25].

Αρχικά θα επιλυθεί το πρόβλημα στην γενική του μορφή όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 4.2, θεωρώντας ως είσοδο το ρεύμα φορτίου. Η σύνθετη αντίστασή Z_s αποτελείται από το πηνίο σύνδεσης και από την αντίσταση γείωσης (αφού τα δύο τελευταία μεγέθη είναι πρακτικά σε σειρά με την πηγή του αντιστροφέα). Θα δείξουμε ότι για δεδομένο ρεύμα φορτίου, είναι δυνατόν να ελεγχθεί η ανταλλαγή ενεργού ισχύος του αντιστροφέα με το δίκτυο καθώς επίσης και το πλάτος της τάσης του ζυγού. Αυτό καθίσταται εφικτό μέσω της επιλογής κατάλληλου πλάτους και γωνίας για την τάση του αντιστροφέα .

Θεωρούμε λοιπόν τα εξής μεγέθη από το σχήμα 4.2

$\tilde{V}_g = 1 < g$,	η τάση του δίκτυο
\tilde{Z}_g ,	η συνθέτη αντίσταση της γραμμής
\tilde{I}_g	το ρεύμα γραμμής
$\tilde{V}_b = V_b < 0$	η τάση του ζυγού
$\tilde{V}_s = V_s < u$	η τάση του αντιστροφέα
$\tilde{Z}_s = Z_s < s$	η σύνθετη αντίσταση σύνδεσης
$\tilde{I}_s = I_s < f$	το ρευμα του αντιστροφέα
$\tilde{I}_L = I_L < j$	το ρεύμα του φορτίου

Η ενεργός ισχύ που ανταλλάσσει ο κάθε φάση του αντιστροφέας με το δίκτυο είναι

$$P = V_b \cdot I_s \cdot \cos(-f) \quad (4.1)$$

$$\tilde{I}_s = \frac{\tilde{V}_s - \tilde{V}_b}{\tilde{Z}_s} = \frac{V_s \angle u - s}{Z_s} - \frac{V_b \angle -s}{Z_s} \quad (4.2)$$

Λαμβάνοντας το πραγματικό μέρος της (4.2)

$$I_s \cdot \cos(f) = \frac{V_s \cdot \cos(u - s)}{Z_s} - \frac{V_b \cdot \cos(-s)}{Z_s} \quad (4.3)$$

Έτσι αν στην (4.1) αντικαταστήσουμε τη (4.2) προκύπτει

$$P = \frac{V_s \cdot V_b \cdot \cos(u - s)}{Z_s} - \frac{V_b^2 \cdot \cos(-s)}{Z_s} \quad (4.4)$$

Σύμφωνα με το σχήμα (1) ισχύει

$$\tilde{I}_L = \tilde{I}_s + \tilde{I}_g = \frac{\tilde{V}_s - \tilde{V}_b}{\tilde{Z}_s} - \frac{\tilde{V}_g - \tilde{V}_b}{\tilde{Z}_g} \quad (4.5)$$

Μπορούμε λοιπόν να παρατηρήσουμε ότι οι εξισώσεις (4.4),(4.5) ορίζουν ένα σύστημα τριών εξισώσεων. Οι άγνωστοι είναι η γωνία της τάσης του δικτύου \mathbf{g} και το πλάτος και η γωνία του αντιστροφέα \mathbf{V}_s , \mathbf{u} αντίστοιχα. Οι σύνθετες αντιστάσεις της γραμμής και της σύνδεσης έχουν θεωρηθεί γνωστές. Λύνοντας λοιπόν το παραπάνω σύστημα θέτοντας τις επιθυμητές τιμές για τα \mathbf{P} , \mathbf{V}_b (και για δεδομένο ρεύμα φορτίου) προκύπτει μια λύση για τα \mathbf{g} , \mathbf{V}_s , \mathbf{u} . Προφανώς για να ισχύουν τα παραπάνω το σύστημα πρέπει να έχει λύση, ενδεχομένως για κάποιες τιμές των παραμέτρων το σύστημα να είναι αδύνατο. Όμως ο σκοπός της παραπάνω ανάλυσης είναι να αναδειχθεί ο περιορισμός στους βαθμούς ελευθερίας. Έτσι, το σημαντικό είναι να παρατηρήσουμε πως επιβεβαιώνεται το αρχικό σκεπτικό, ότι δηλαδή η διαφορά φάσης μεταξύ της τάσης του ζυγού και του δικτύου δεν μπορεί να ελεγχθεί. Στην συνέχεια θα γίνουν κάποιες παραδοχές και θα επιλυθεί το πρόβλημα για διαφορετικές τιμές του ρεύματος φορτίου, ενώ τα αποτελέσματα θα επιβεβαιωθούν μέσω κατάλληλων προσομοιώσεων.

Αφού λοιπόν αποδείχθηκε ότι στον γειωμένο σε αστέρα αντιστροφέα είναι αδύνατον να ελεγχθεί η αρνητική ακολουθία (καθώς δεν μπορεί να ελεγχθεί η γωνία της τάσης), γεννάται το ερώτημα αν η προσθήκη του αντιστροφέα στον ζυγό αυξάνει το ποσοστό της αρνητικής ακολουθίας. Η απάντηση στο ερώτημα αυτό είναι καταφατική, καθώς υπάρχουν συνθήκες υπό τις οποίες αυτό μπορεί να συμβεί.

Στην συνέχεια θα ακολουθήσει μια εκτενής ανάλυση ώστε να διαπιστωθεί ποιες είναι αυτές οι συνθήκες. Ουσιαστικά, η διαδικασία που θα ακολουθηθεί έχει χωριστεί σε δύο μέρη. Στο πρώτο μέρος (το Α), ο αντιστροφέας είναι ενεργοποιημένος και ισχύουν τα ακόλουθα. Το ρεύμα φορτίου θα θεωρηθεί σταθερό στις δύο φάσεις ενώ για την τρίτη θα μεταβάλλεται το πλάτος και η φάση του. Το πλάτος της τάσης του ζυγού θεωρείται σταθερό και ίσο με το $\mathbf{V}_b = 1 \text{ α.μ.}$ (αφού αυτή η τιμή έχει ζητηθεί από τον αντιστροφέα), ενώ η ενεργός ισχύς που ανταλλάζει ο αντιστροφέας θα είναι μηδενική $\mathbf{P} = \mathbf{0}$ (η σύνθετη αντίσταση σύνδεσης θεωρείται καθαρά επαγωγική, κάτι το οποίο συμφωνεί σε μεγάλο βαθμό με την πραγματικότητα). Στη συνέχεια θα επιλύεται το κύκλωμα του σχήματος (1) και θα

προσδιορίζεται η τιμή της φάσης του ζυγού \mathbf{b} θεωρώντας αυτή την φορά ότι η τάση του δικτύου έχει μηδενική φάση. Αφού υπολογίσουμε την τιμή της φάσης b και για τις άλλες δύο φάσεις τότε υπάρχουν όλα τα δεδομένα ώστε να υπολογιστούν οι ποσότητες της θετικής αρνητικής και μηδενικής ακολουθίας. Να αναφερθεί εδώ πως τα ρεύματα φορτίου ρέουν από τις φάσεις προς την γη οπότε είναι ανεξάρτητα το ένα από το άλλο. Στην συνέχεια υλοποιείται το μέρος Β, όπου το κύκλωμα του σχήματος (4.2) λύνεται για τις τιμές ίδιες τιμές του ρεύματος φορτίου, όμως ο αντιστροφείας να είναι ανενεργός. Παρακάτω ακολουθεί η πλήρης ανάλυση. Είναι σημαντικό να αναφέρουμε ότι χωρίς βλάβη της γενικότητας το ρεύμα φορτίου μεταβάλλεται στην φάση b .

- Α) Αρχικά θεωρούμε τα ίδια μεγέθη με πριν με τις παρακάτω διαφορές

$$\tilde{V}_g = 1 < 0 \quad (4.6)$$

$$\tilde{V}_b = 1 < b \quad (4.7)$$

$$\tilde{Z}_s = j \cdot \omega \cdot L \quad (4.8)$$

$$\tilde{S} = \tilde{V}_b \cdot \tilde{I}_s^* = V_b < b \cdot I_s < -f = I_s < b - f \quad (4.9)$$

Οπότε

$$P = I_s \cdot \cos(b - f) \quad (4.10)$$

Δεδομένου ότι $P = 0$ από την (4.10) έπεται ότι

$$b = f - \frac{\pi}{2} \quad (4.11)$$

$$\tilde{V}_s - \tilde{V}_b = \tilde{I}_s \cdot \tilde{Z}_s \Rightarrow V_s < u - V_b < b = \frac{I_s < f - \frac{\pi}{2}}{\omega \cdot L} \quad (4.12)$$

Μέσω της (4.11) προκύπτει ότι

$$V_s < u - V_b < b = \frac{I_s < b}{\omega \cdot L} \Rightarrow u = b \quad (4.13)$$

Οπότε για την μηδενική ανταλλαγή ενεργού ισχύος θα πρέπει οι δύο τάσεις του αντιστροφείας και του ζυγού να είναι συμφασικές.

$$\tilde{I}_L = \tilde{I}_s + \tilde{I}_g = \frac{\tilde{V}_s - \tilde{V}_b}{\tilde{Z}_s} - \frac{\tilde{V}_g - \tilde{V}_b}{\tilde{Z}_g} = \frac{(V_s - 1) < b}{\tilde{Z}_s} - \frac{1 - 1 < b}{\tilde{Z}_g} \quad (4.14)$$

Παρατηρούμε ότι προέκυψε ένα σύστημα δύο εξισώσεων (πραγματικό και φανταστικό μέρος της (4.14) με δύο αγνώστους, η επίλυση του οποίου δίνει τις τιμές των μεταβλητών V_s , b_b .

Για την θετική, αρνητική και μηδενική ακολουθία ισχύουν οι παρακάτω τύποι

$$\tilde{V}^0 = \frac{1}{3} \cdot (\tilde{V}_a + \tilde{V}_b + \tilde{V}_c) \quad (4.15)$$

$$\tilde{V}^+ = \frac{1}{3} \cdot (\tilde{V}_a + a \cdot \tilde{V}_b + a^2 \cdot \tilde{V}_c) \quad (4.16)$$

$$\tilde{V}^- = \frac{1}{3} \cdot (\tilde{V}_a + a^2 \cdot \tilde{V}_b + a \cdot \tilde{V}_c) \quad (4.17)$$

$$a = 1 < 120^0$$

Έτσι μέσω των (4.16),(4.17) μπορεί να υπολογιστεί το πλάτος της θετικής και αρνητικής ακολουθίας αντίστοιχα. Για το υπολογισμό, θεωρούνται γνωστές οι γωνίες της τάσης του ζυγού των άλλων δύο φάσεων \mathbf{b}_a , \mathbf{b}_c , οι οποίες μπορούν να υπολογιστούν με την παραπάνω διαδικασία.

$$\tilde{V}^+ = \frac{1}{3} \cdot (\tilde{V}_a + a^2 \cdot \tilde{V}_b + a \cdot \tilde{V}_c) = \frac{1}{3} \cdot (1 < b_a + 1 < (b_b + 120) + 1 < (b_c + 240))$$

$$\tilde{V}^- = \frac{1}{3} \cdot (\tilde{V}_a + a^2 \cdot \tilde{V}_b + a \cdot \tilde{V}_c) = \frac{1}{3} \cdot (1 < b_a + 1 < (b_b + 240) + 1 < (b_c + 120))$$

- Β) Όταν ο αντιστροφείας δεν είναι συνδεδεμένος το πρόβλημα γίνεται πιο απλό. Ωστόσο το πλάτος της τάσης του ζυγού πλέον δεν θα ισούται με το 1 α.μ. και θα είναι ένας από τους αγνώστους.

$$\tilde{I}_L = \tilde{I}_g \quad (4.18)$$

$$\tilde{V}_b = \tilde{V}_s - \tilde{I}_g \cdot \tilde{Z}_g \quad (4.19)$$

Μέσω της εξίσωσης (4.19) καταλήγουμε πάλι σε ένα σύστημα με δύο εξισώσεις και δύο αγνώστους. Έτσι με την επίλυση του συστήματος υπολογίζονται το πλάτος και η γωνία της τάσης του ζυγού \mathbf{Vb}_b , \mathbf{b}_b .

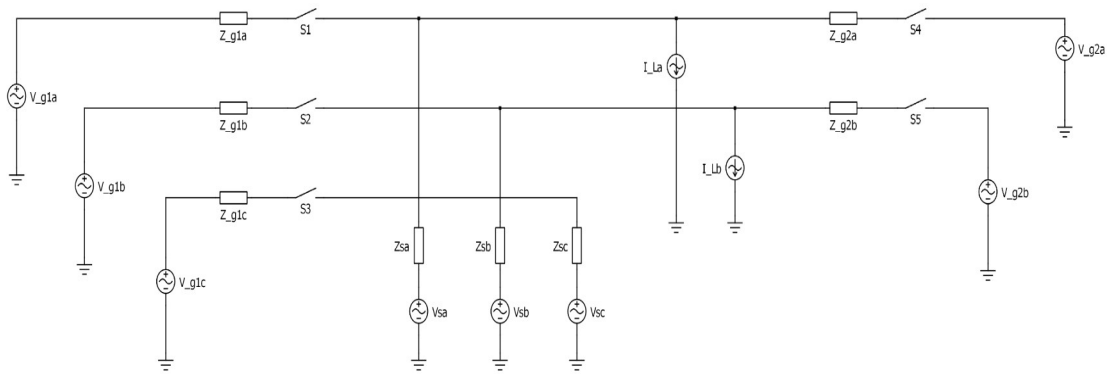
Στην συνέχεια, όμοια με το μέρος Α μέσω των εξισώσεων (4.16),(4.17) θα προκύψει πάλι το ποσοστό της θετικής και αρνητικής ακολουθίας, θεωρώντας πως πρώτα έχει προηγηθεί ο υπολογισμός της τάσης του ζυγού και στις άλλες φάσεις \mathbf{Vb}_a , \mathbf{b}_a , \mathbf{Vb}_c , \mathbf{b}_c .

$$\tilde{V}^+ = \frac{1}{3} \cdot (\tilde{V}_a + a^2 \cdot \tilde{V}_b + a \cdot \tilde{V}_c) = \frac{1}{3} \cdot (Vb_a < b_a + Vb_b < (b_b + 120) + Vb_c < (b_c + 240))$$

$$\tilde{V}^- = \frac{1}{3} \cdot (\tilde{V}_a + a^2 \cdot \tilde{V}_b + a \cdot \tilde{V}_c) = \frac{1}{3} \cdot (Vb_a < b_a + Vb_b < (b_b + 240) + Vb_c < (b_c + 120))$$

4.3 Εφαρμογή

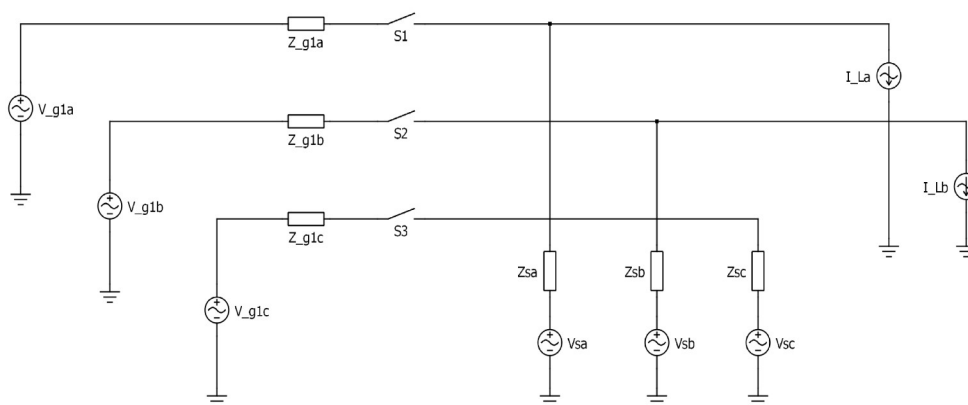
Σε αυτό το σημείο θα μελετηθεί ένα σύστημα στο οποίο η εγκατάσταση των κλασικών διατάξεων αντιστροφών (τριγώνου και αστέρα) είναι προβληματική, ενώ η εφαρμογή της διάταξης γειωμένου αστέρα είναι πολλά υποσχόμενη. Πιο αναλυτικά, στο σχήμα 4.3 παρουσιάζεται η εγκατάσταση που αφορά κατά κύριο λόγο την τροφοδοσία γραμμών ηλεκτρικών τρένων υψηλής ισχύος.



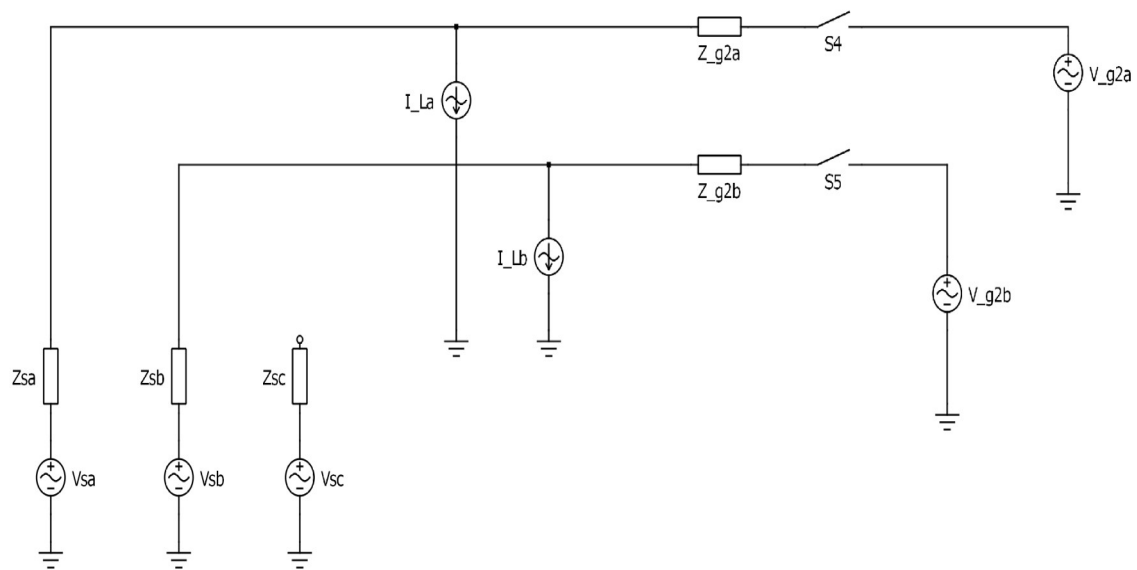
Σχήμα 4.3 : Πλήρης διάταξη εφαρμογής

Αρχικά πρέπει να τονιστεί ότι οι γραμμές είναι δύο, μία σε κάθε κατεύθυνση, και επειδή εισέρχονται σε υπόγειο τούνελ για πολλά χιλιόμετρα, είναι αδύνατον να τροφοδοτηθούν από τριφασικό σύστημα με εναλλαγές φάσεων, όπως είναι η κύρια πρακτική. Έτσι οι γραμμές θα τροφοδοτούνται είτε από την μία άκρη του τούνελ (στο σχήμα 4.3 η πηγή V_{1}) είτε από την άλλη (πηγή V_{2}) ξεχωριστά. Ο διαχωρισμός γίνεται μέσω των διακοπών ισχύος και έτσι ουσιαστικά η διάταξη αποτελείται από δύο ξεχωριστές τοπολογίες την I και την II όπως αυτές αναπαρίστανται στα σχήματα 4.4 , 4.5. αντίστοιχα.

Τα ηλεκτρικά τρένα λειτουργούν με επίπεδα μέσης τάσης και αποτελούν μονοφασικά φορτία των οποίων η ισχύς ενδεχομένως να ανέρχεται σε αρκετά μεγαβάτ. Επιπλέον μέσω των ηλεκτρονικών ισχύος που διαθέτουν, καταναλώνουν ρεύμα σταθερού πλάτους ακόμη και αν η τάση τροφοδοσίας αποκλίνει από την ονομαστική, εντός φυσικά κάποιων ορίων. Συνεπώς το ισοδύναμο φορτίο των γραμμών των τρένων, για λόγους απλότητας μπορεί να αναπαρασταθεί από μια πηγή ρεύματος σε δύο φάσεις.



Σχήμα 4.4 : Τοπολογία I



Σχήμα 4.5 : Τοπολογία II

Ο ζυγός ακριβώς στην άκρη του τούνελ από την πλευρά της πηγής 1 αδυνατεί να υποστηρίξει το φορτίο και η πτώση τάσης είναι ικανή να θέσει τα τρένα εκτός λειτουργίας. Οπότε σε αυτόν θα τοποθετηθεί ένας STATCOM για να εξασφαλιστεί η ασφαλής λειτουργία των γραμμών. Επιπλέον όπως φαίνεται από τα σχήματα 4.4, 4.5 ο ζυγός αυτός είναι εντός και στις δύο τοπολογίες. Έτσι στην μόνιμη κατάσταση προκύπτουν δύο απαιτήσεις για την λειτουργία του STATCOM. Η πρώτη και σημαντικότερη είναι να διατηρείται το πλάτος της τάσης στην ονομαστική τιμή. Επιπλέον κατά την τοπολογία I ο ζυγός χρησιμοποιείται και από τριφασικά φορτία μικρότερης ισχύος οπότε ο αντιστροφέας πρέπει να διατηρεί εντός ορίων την αρνητική ακολουθία.

Οι δύο αυτές διαφορετικές τοπολογίες δημιουργούν συνθήκες που οι κλασσικές συνδεσμολογίες δεν μπορούν να ανταπεξέλθουν. Πιο συγκεκριμένα, για την τοπολογία του αστερά, όπως έχει αναλυθεί σε προηγούμενο κεφάλαιο χρειάζεται μια τάση μηδενικής ακολουθίας για να ισορροπήσει την ροή ενεργού ισχύος σε κάθε πόδι, όμως η τιμή αυτή αυξάνει την απαίτηση τάσης. Μάλιστα στην τοπολογία II, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.5 το ρεύμα σε μία φάση είναι μηδενικό, έτσι το ποσοστό του ρεύματος αρνητικής ακολουθίας είναι πολύ μεγάλο και άρα η απαίτηση τάσης μηδενικής ακολουθίας (συμφωνά με τον πίνακα 3.1) ενδεχομένως να είναι πολλαπλάσια της ονομαστικής τιμής τάσης. Αυτό καθιστά την συνδεσμολογία αστερά μη πρακτική. Όμοια, επειδή ακριβώς στην τοπολογία II ο κόμβος της φάσης δεν έχει φορτίο και πρακτικά είναι στον “αέρα” η συνδεσμολογία τριγώνου δεν μπορεί να λειτουργήσει.

Αντίθετα η διάταξη του γειωμένου αστερά έχει τα παρακάτω πλεονεκτήματα. Αρχικά εξαιτίας της γείωσης το κάθε φάση απομονώνεται από τις άλλες, έτσι η ασυμμετρία του φορτίου δεν επηρεάζει την διαστασιολόγηση του αντιστροφέα. Επιπρόσθετα για τους ίδιους παραπάνω λόγους, ο STATCOM μπορεί να λειτουργήσει ακόμη και με μόνο μία φάση συνδεδεμένη. Ένα ακόμη πλεονέκτημα βασίζεται στο ότι το φορτίο είναι κατά βάση μονοφασικό, έτσι το μοναδικό μέγεθος που επηρεάζει το φορτίο είναι το πλάτος της τάσης του ζυγού, σε αντίθεση με τα τριφασικά φορτία όπου τα μεγέθη ακολουθίας είναι μείζονος σημασίας. Οπότε η αδυναμία του ελέγχου της αρνητικής ακολουθίας δεν αποτελεί σημαντικό πρόβλημα, τουλάχιστον για την τοπολογία II. Αντίθετα, η δυνατότητα άμεσου

ελέγχου του πλάτους της τάσης της κάθε φάσης του ζυγού ξεχωριστά, αποτελεί ένα πλεονέκτημα.

Στην συνέχεια ακολουθεί μια ποσοτική ανάλυση των μεγεθών ακολουθίας της τάσης του ζυγού σύνδεσης όταν χρησιμοποιείται η τοπολογία I, σύμφωνα με την μεθοδολογία που αναπτύχθηκε στο κεφάλαιο 4.2. Αρχικά πρέπει να τονίσουμε ότι τα μεγέθη εξαρτώνται άμεσα από τα χαρακτηριστικά του δικτύου, όποτε με διαφορές σε αυτά προκύπτουν και διαφορετικές μετρήσεις και ενδεχομένως διαφορετικά συμπεράσματα. Στόχος των προσομοιώσεων είναι να συλλέξουν δεδομένα για την επίδραση του αντιστροφέα υπό διαφορετικά φορτία στην τάση του ζυγού. Οι συνδυασμοί του μέτρου και φάσης των τριών ρευμάτων φορτίου είναι πρακτικά άπειροι, έτσι θα ξεχωρίσουμε δύο αντιπροσωπευτικούς. Στον πρώτο, τα τρένα θα απαιτούν ρεύμα σταθερού πλάτους ίσο και στις δύο γραμμές (ώστε να μεγιστοποιείται η αρνητική ακολουθία) ενώ στην τρίτη φάση θα μεταβάλλεται το πλάτος του ρεύματος φορτίου από μηδέν έως την ονομαστική τιμή. Επιπλέον τα ρεύματα φορτίου θα είναι αμιγώς ωμικά. Στο δεύτερο συνδυασμό, το φορτίο στην τρίτη φάση θα είναι σταθερό, ενώ στις φάσεις που τροφοδοτούν τα τρένα θα μεταβάλλεται, και η διάφορα φάσης θα είναι η ίδια με τον πρώτο συνδυασμό.

Αρχικά πρέπει να αναφερθεί πως όλα τα μεγέθη είναι σε ανά μονάδα τιμές. Επιπλέον, θεωρούμε τα χαρακτηριστικά των γραμμών ως εξής.

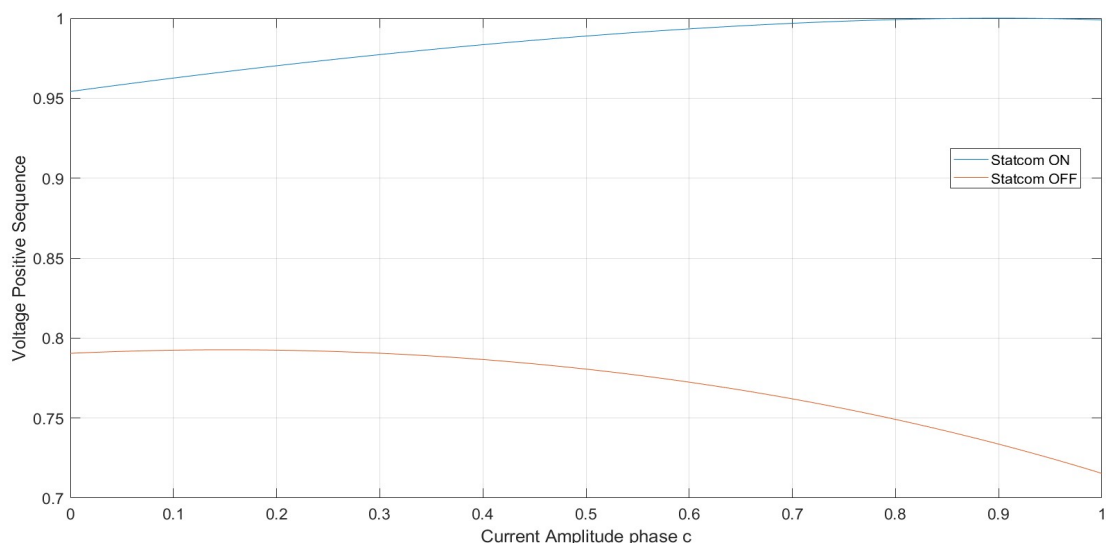
$$\tilde{Z}_{g1a} = \tilde{Z}_{g1b} = \tilde{Z}_{g1c} = 0.1 + j \cdot 0.5 \quad \alpha.μ.$$

$$\tilde{Z}_{sa} = \tilde{Z}_{sb} = \tilde{Z}_{sc} = 0.01 + j \cdot 0.15 \quad \alpha.μ.$$

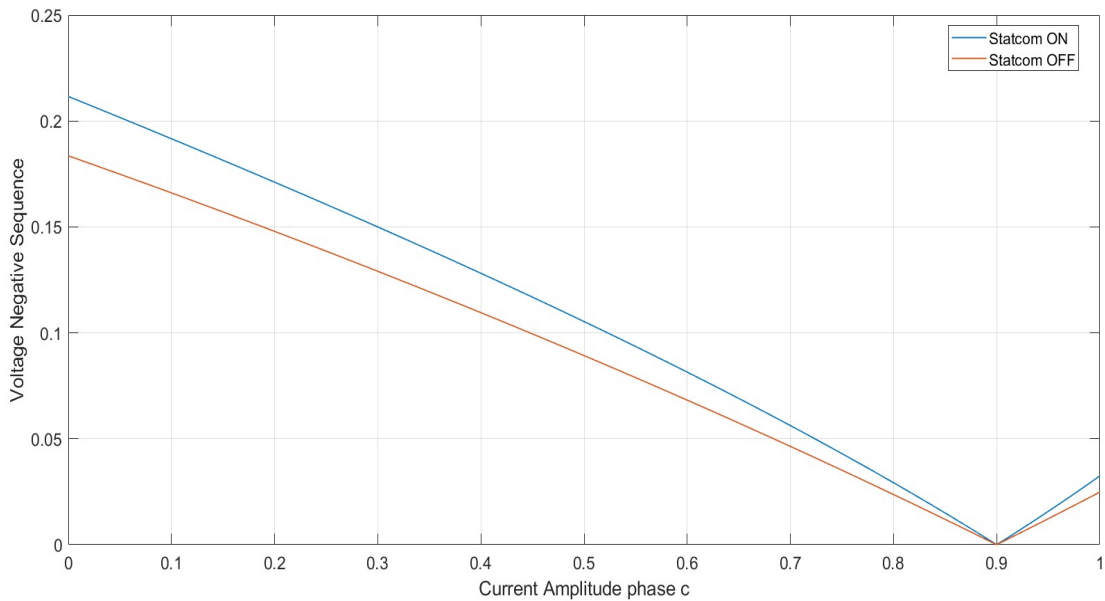
Θεωρώντας ως αναφορά την φάσης α της τάσης του ζυγού, τα ρεύματα φορτίου του πρώτου συνδυασμού είναι

$$\tilde{I}_{la} = 0.9 < 0^\circ \quad \tilde{I}_{lb} = 0.9 < -120^\circ$$

$$\tilde{I}_{lc} = x < -240^\circ$$



Σχήμα 4.6 : Θετική ακολουθία υπό μεταβαλλόμενα φορτία



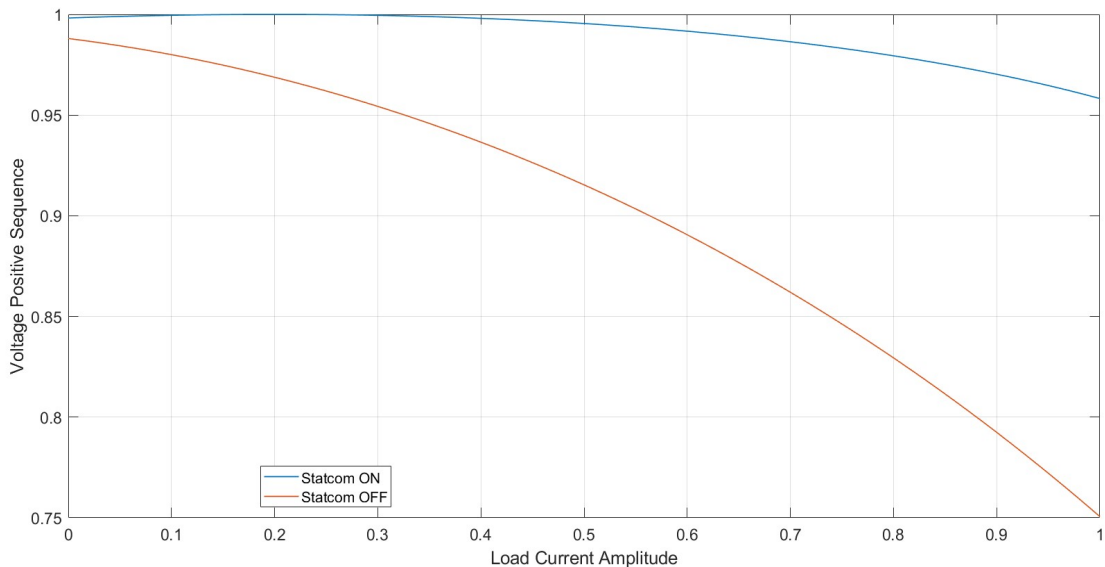
Σχήμα 4.7 : Αρνητική ακολουθία υπό μεταβαλλόμενα φορτία

Απο τα σχήματα 4.6, 4.7 μπορούμε να επιβεβαιώσουμε αυτό που αναμενόταν από τη θεωρία, ότι δηλαδή όταν το φορτίο στην τρίτη φάση γίνεται ίσο με αυτό στις άλλες δύο φάσεις τότε η αρνητική ακολουθία μηδενίζεται. Βέβαια παρατηρούμε ότι για μεγάλες διαφορές στις τιμές των φορτίων η θετική ακολουθία παραμένει άνω του 95%. Αντίθετα η αρνητική ακολουθία έχει υπερβολικά υψηλές τιμές (>>1%) για την πλειοψηφία των τιμών ρεύματος στην φάση C.

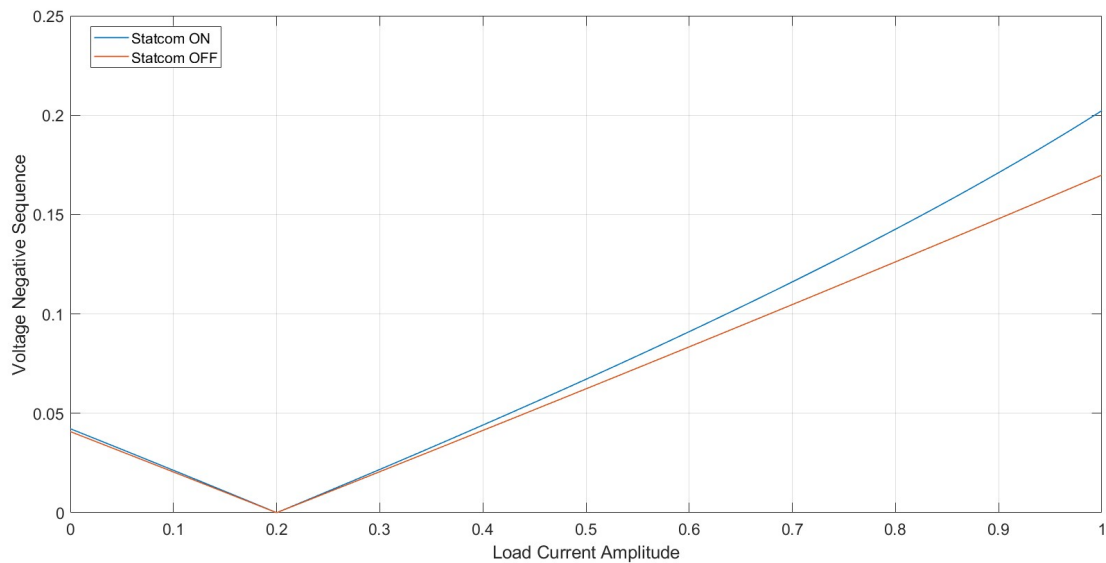
Για τον δεύτερο συνδυασμό τα ρεύματα φορτίου είναι

$$\tilde{I}_{lc} = 0.2 \angle -240^\circ$$

$$\tilde{I}_{la} = x \angle -0^\circ \quad \tilde{I}_{lb} = x \angle -120^\circ$$



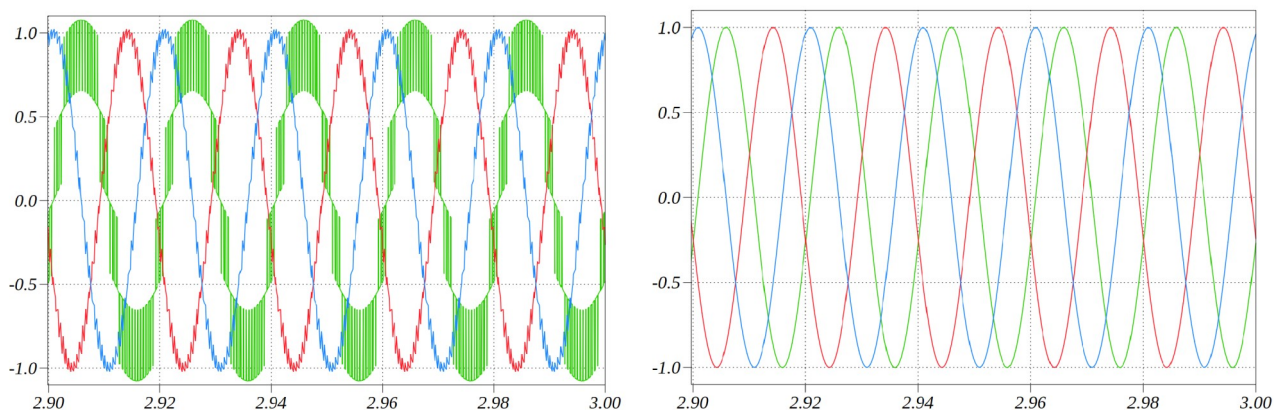
Σχήμα 4.8 : Θετική ακολουθία υπό μεταβαλλόμενα φορτία



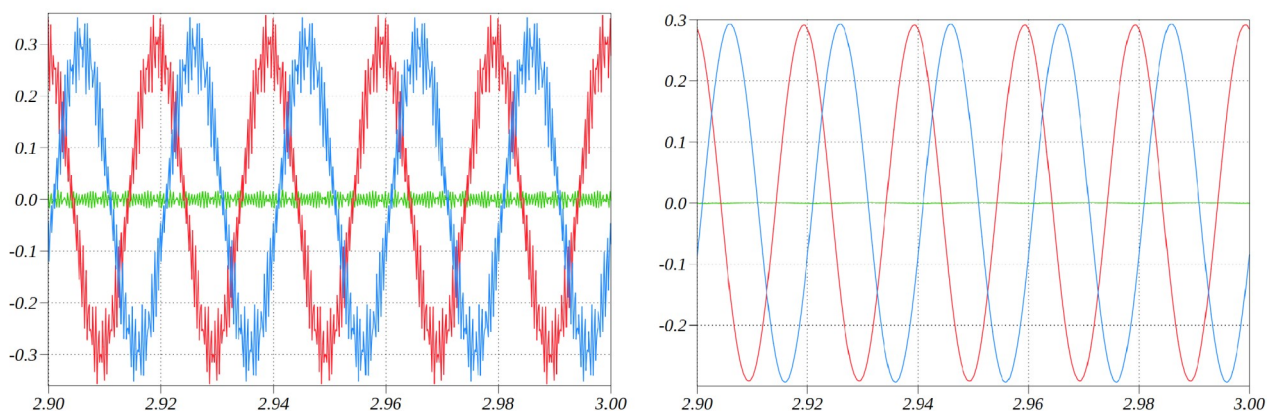
Σχήμα 4.9 : Αρνητική ακολουθία υπό μεταβαλλόμενα φορτία

Αρχικά μπορούμε να παρατηρήσουμε και για τους δύο συνδυασμούς φορτίου ότι όσο αυξάνεται η αρνητική ακολουθία τόσο μειώνεται η θετική, άλλα και το αντίστροφο. Μάλιστα όταν μηδενίζεται η αρνητική ακολουθία η κάθε φάση της τάσης του ζυγού έχει 120° διαφορά από τις άλλες και επειδή ο αντιστροφέας έχει εξασφαλίσει ότι το μέτρο θα ισούται με 1 α.μ., έτσι η θετική ακολουθία ισούται και αυτή με 1 α.μ.. Σε αυτό το σημείο θα πρέπει να τονίσουμε ότι όταν εντάσσεται ο STATCOM βελτιώνει έντονα την θετική ακολουθία, αντίθετα όμως δυσχεραίνει ελαφρώς την αρνητική όπως φαίνεται και στα σχήματα 4.8, 4.9.

Στα παρακάτω σχήματα παρατηρείται η τάση του ζυγού (σχήμα 4.10) και το ρεύμα που ο αντιστροφέας ανταλλάζει με τον ζυγό (σχήμα 4.11). Οι γραφικές αντιστοιχούν στον πρώτο συνδυασμό φορτίου όταν το ρεύμα του φάσης C είναι μηδενικό. Επιπλέον στα αριστερά των γραφικών παρουσιάζονται αυτούσια τα σχήματα ενώ στα δεξιά φιλτραρισμένα. Το αρμονικό περιεχόμενο είναι έντονο καθώς στα πλαίσια της διπλωματικής προσομοιωθεί μόνο δύο κελιά, χωρίς βέβαια αυτό να επηρεάζει ουσιαστικά τα συμπεράσματα. Αρχικά μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι η φάση C του σήματος της τάσης δεν ισαπέχει από τις άλλες δύο, πράγμα που αναμέναμε καθώς σε αυτήν δεν υπάρχει φορτίο. Επιπλέον όλες οι φάσεις έχουν πλάτος 1 α.μ. έτσι επιβεβαιώνεται η λειτουργία του ελέγχου. Επιπρόσθετα μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι και το αρμονικό περιεχόμενο της τάσης του ζυγού διαφέρει ανάλογα με το φορτίο σε κάθε φάση. Στην συγκεκριμένη περίπτωση η διαφορά οφείλεται στο γεγονός ότι το ρεύμα ανταλλαγής (στην φάση C) είναι πρακτικά μηδενικό, έτσι δεν φιλτράρεται (από την αυτεπαγωγή σύνδεσης) το σήμα της τάσης που παράγει ο αντιστροφέας. Στην πραγματικότητα βέβαια, το ρεύμα της φάσης C έχει τέτοια τιμή ώστε να εξασφαλιστεί η ροή ενεργού ισχύος προς τους πυκνωτές του ποδιού, ίση με τις απώλειες.



Σχήμα 4.10 : Φασική τάση ζυγού

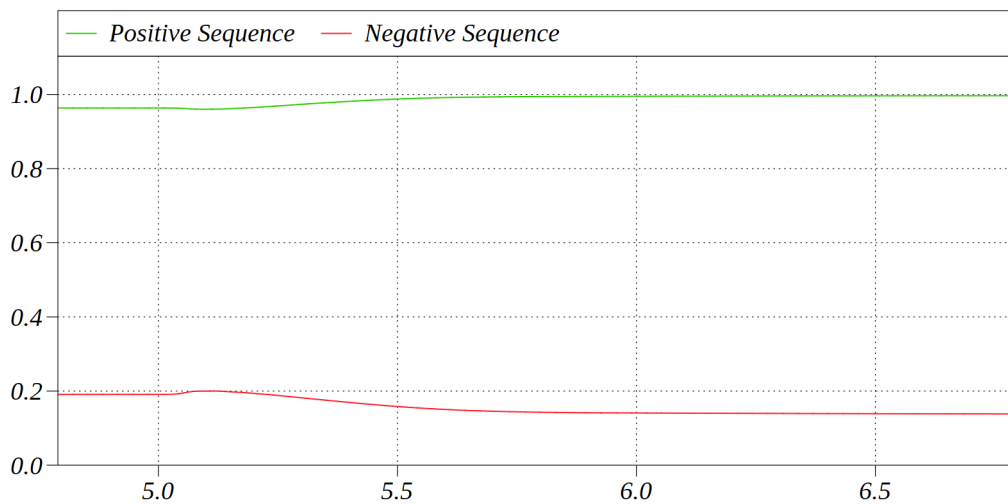


Σχήμα 4.11 : Ρεύμα αντιστροφέα

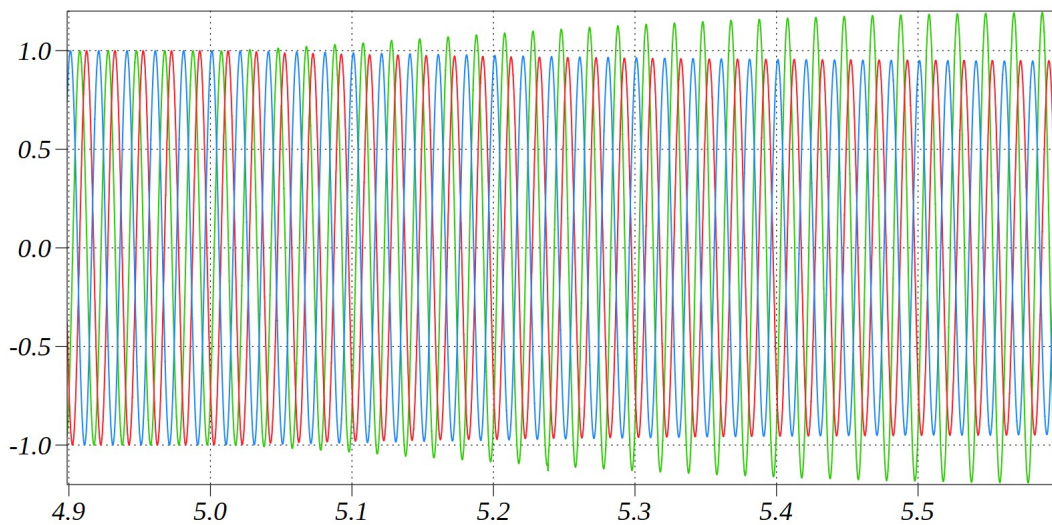
Από την παραπάνω ανάλυση μπορούν να προκύψουν τα ακόλουθα συμπεράσματα για την διάταξη γειωμένου αστέρα. Αρχικά αποτελεί μια (ενδεχομένως) φθηνή και απλή λύση για την στήριξη του πλάτους της τάσης, ειδικά αν χρειάζεται οι φάσεις να λειτουργούν ανεξάρτητα μεταξύ τους. Επιπλέον η ύπαρξη του βρόχου προς την γη προσδίδει ευελιξία και έτσι ο αντιστροφέας μπορεί να ανταποκριθεί αποτελεσματικά σε σφάλματα. Σαν αρνητικό όμως όχι μόνο δεν μειώνει αλλά μάλλον αυξάνει το μέγεθος της αρνητικής ακολουθίας, το οποίο όπως φαίνεται και από τα παραπάνω γραφήματα βρίσκεται κατά πολύ εκτός του ορίου του 0.01 α.μ.. Έτσι η διάταξη θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί σε εφαρμογές όπου μόνο το πλάτος και όχι η διαφορά της φάσης της τάσης είναι μείζονος σημασίας. Μερικά παραδείγματα τέτοιων εφαρμογών είναι τα μονοφασικά φορτία (π.χ. τροφοδοσία τραίνων) ή οι ηλεκτρικοί μύλοι.

4.3 Περαιτέρω βελτίωση

Σε όλη την προηγούμενη ανάλυση υπήρχε η υπόθεση, ότι η αναφορά τάσης του STATCOM θα είναι η ονομαστική (1 α.μ.). Βέβαια αυτό δεν είναι απαραίτητο, καθώς θεωρητικά ο αντιστροφέας έχει τρεις επιπλέον βαθμούς ελευθερίας (έναν για κάθε αναφορά τάσης) τους οποίους μπορεί να αξιοποιήσει για να επηρεάσει τα μεγέθη ακολουθίας της τάσης του ζυγού. Αυτό μπορεί να γίνει αντιληπτό μέσω των σχέσεων (4.16),(4.17)μ θα πρέπει όμως να σημειωθεί ότι αλλάζοντας το πλάτος αλλάζει και η γωνιά της τάσης. Αυτό οφείλεται στο γεγονός ότι θα αλλάξει η πτώση τάσης πάνω στις γραμμές μεταφοράς, οπότε η ανάλυση για τα μεγέθη ακολουθίας αποκτά μεγαλύτερη πολυπλοκότητα. Στα πλαίσια της διπλωματικής θα δοθεί μόνο ένα αριθμητικό παράδειγμα.



Σχήμα 4.12 : Μεταβολή των μεγεθών ακολουθίας



Σχήμα 4.13 : Φασική τάση ζυγού

Όπως παρατηρούμε στο σχήμα 4.13 το πλάτος της μίας φασικής τάσης έχει τελική τιμή 1.2 α.μ. ενώ οι άλλες δύο φάσεις 0.94 α.μ. .Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα το πλάτος της θετικής ακολουθίας να αυξηθεί από το 0.95 στο 1 α.μ. , και της αρνητικής ακολουθίας να μειωθεί από 0.2 α.μ. σε 0.16 α.μ. όπως φαίνεται στον σχήμα 4.13. Βέβαια, για να επιτευχθεί αυτή η βελτίωση στα μεγέθη ακολουθίας χρειάστηκε μια μεγάλη μεταβολή στα πλάτη των τάσεων, η οποία ίσως να προκαλεί περισσότερα προβλήματα στο σύστημα σε σχέση με αυτά που επιλύει. Ενδεχομένως η βέλτιστη πρακτική είναι αυτή η μέθοδος να λειτουργεί έχοντας στενούς περιορισμούς στο ποσοστό μεταβολής των πλατών.

Ενδεικτικά, ένα σενάριο που η παραπάνω μέθοδος μπορεί να χρησιμοποιηθεί, είναι ο περιορισμός της αρνητικής ακολουθίας κρατώντας την εντός συγκεκριμένων ορίων. Βέβαια απαραίτητη προϋπόθεση είναι το φορτίο να έχει εγγενώς συμμετρικά χαρακτηριστικά, ώστε να απαιτούνται μικρές μεταβολές στην αρνητική ακολουθία προκειμένου αυτή να επανέλθει εντός ορίων.

Παράρτημα

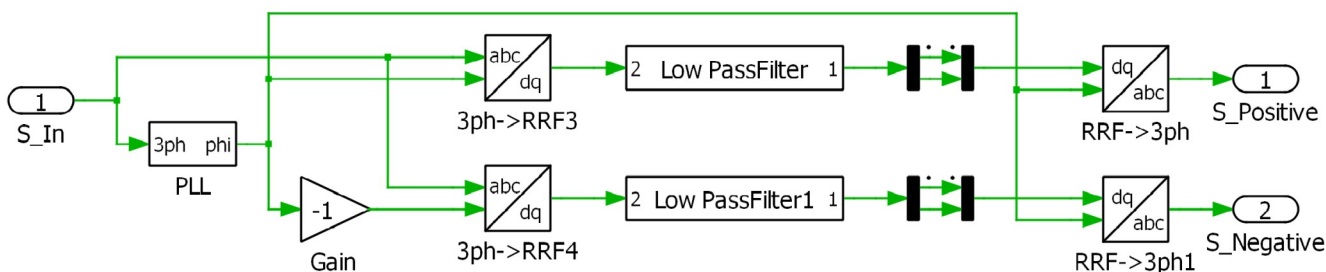
Ανίχνευση θετικής και αρνητικής ακολουθίας σε πραγματικό χρόνο

Ο αποτελεσματικός και ακριβής εντοπισμός των ποσοτήτων ακολουθίας σε ένα σήμα σε πραγματικό χρόνο είναι απαραίτητος για του συνδεδεμένους στο δίκτυο αντιστροφείς. Για παράδειγμά για να επιτευχθεί μοναδιαίος συντελεστής ισχύος, καθώς και ονομαστική τάση ο αντιστροφέας πρέπει να έχει ακριβή πληροφορία για τα μεγέθη θετικής ακολουθίας, αντίστοιχα απαραίτητη είναι η γνώση των μεγεθών αρνητικής ακολουθίας ώστε αυτά να μπορούν να κατασταλούν. Επιπλέον, οι απαιτήσεις για τις μεθόδους εντοπισμού είναι ακόμη πιο αυστηρές, εάν απαιτείται απόκριση κατά την διάρκεια γρήγορων μεταβατικών φαινομένων. Πιο αναλυτικά, η κύρια αιτία για την πτώση της τάσης είναι τα βραχυκυκλώματα τα οποία ως επί των πλείστων είναι ασύμμετρα. Αυτά τα φαινόμενα διαρκούν από δεκάδες έως και εκατοντάδες χιλιοστά του δευτερολέπτου και εμπλέκουν μεγέθη αρνητικής ακολουθίας. Έτσι, γίνεται προφανής η ανάγκη ταχείας και ακριβούς πληροφόρησης των αντιστροφέων για τα μεγέθη ακολουθίας. Στην συνέχεια θα αναλυθούν δύο μέθοδοι εντοπισμού.

- Μέθοδος με βαθυπερατό φίλτρο

Η αρνητική ακολουθία πρακτικά διαφέρει από την θετική εξαιτίας της εναλλαγής μίας φάσης. Για αυτόν τον λόγο το διάνυσμα της αρνητικής ακολουθίας περιστρέφεται με αντίθετη φορά από αυτήν του διανύσματος της θετικής. Επομένως, εάν σε ένα σήμα του δικτύου εφαρμοστεί ο μετασχηματισμός $abc \rightarrow dq$ (με προσανατολισμό πάνω στο διάνυσμα του σήματος) τότε η θετική ακολουθία θα μετατραπεί σε συνεχές μέγεθος ενώ η αρνητική ακολουθία θα εμφανίζεται ως εναλλασσόμενο μέγεθος διπλάσιας συχνότητας από αυτής του δικτύου. Αντίστοιχα, εάν ο προσανατολισμός έχει αντίθετη φορά, τότε η αρνητική ακολουθία μετατρέπεται σε συνεχές μέγεθος, ενώ η θετική σε εναλλασσόμενο διπλάσιας συχνότητας. Με την χρήση βαθυπερατού φίλτρου είναι δυνατόν να απομονωθεί η dc συνιστώσα ενός σήματος. Έτσι, ανάλογα με τον προσανατολισμό του μετασχηματισμού $abc \rightarrow dq$ μπορούν να προκύψουν η θετική και η αρνητική ακολουθία.

Σε αυτό το σημείο πρέπει να αναφερθεί ότι η παραπάνω μέθοδος έχει περιορισμένες δυνατότητες ακριβώς επειδή βασίζεται σε φίλτρα. Πιο αναλυτικά, αν το εύρος ζώνης του φίλτρου είναι μεγάλο αυτό θα οδηγούσε σε έντονα μεταβατικά φαινόμενα μέχρι την τελική εκτίμηση των μεγεθών ακολουθίας. Εάν αντιθέτως το εύρος ζώνης είναι μικρό τότε καθυστερεί η απόκριση του συστήματος. Παρακάτω στο σχήμα 5.1 φαίνεται η υλοποίηση της μεθόδου.



Σχήμα 5.1: Σχηματική απεικόνιση της μεθόδου βαθυπερατού φίλτρο

- Η μέθοδος DSC (Delayed Signal Cancellation)

Αυτή η μέθοδος βασίζεται σε έναν συνδυασμό των διανυσμάτων θετικής και αρνητικής ακολουθίας [26]. Εντάσσοντας μια χρονική καθυστέρηση στο σήμα εισόδου, μπορεί να επιτευχθεί ακριβής υπολογισμός των ποσοτήτων ακολουθίας μέσα σε ένα τέταρτο της περιόδου (δηλαδή πέντε χιλιοστών του δευτερολέπτου). Οι αναλυτικοί υπολογισμοί φαίνονται κατωτέρω.

Ένα εναλλασσόμενο σήμα μπορεί να αναλυθεί σε ποσότητες ακολουθίας ως

$$S_{abc}(t) = S_{+abc}(t) + S_{-abc}(t) = E_p \cdot e^{j(\omega \cdot t + \varphi_p)} + E_n \cdot e^{j(-\omega \cdot t + \varphi_n)} \quad (5.1)$$

Όπου ω η γωνιακή συχνότητα του σήματος και E_p , φ_p , E_n , φ_n το πλάτος και η φάση της θετικής και αρνητικής ακολουθίας αντίστοιχα.

Συμφωνά με την DSC μέθοδο, τα μεγέθη ακολουθίας μπορούν να γραφούν ως ακολούθως.

$$S_{+abc}(t) = \frac{1}{2} \cdot [S_{abc}(t) + j \cdot S_{abc}(t - \frac{T}{4})] \quad (5.2)$$

$$S_{-abc}(t) = \frac{1}{2} \cdot [S_{abc}(t) - j \cdot S_{abc}(t - \frac{T}{4})] \quad (5.3)$$

Οι σχέσεις (5.2),(5.3) μπορούν εύκολα να αποδειχθούν, εάν σε αυτές σε αυτές αντικατασταθεί η σχέση (5.1). Ακολουθεί η απόδειξη για την σχέση (5.2)

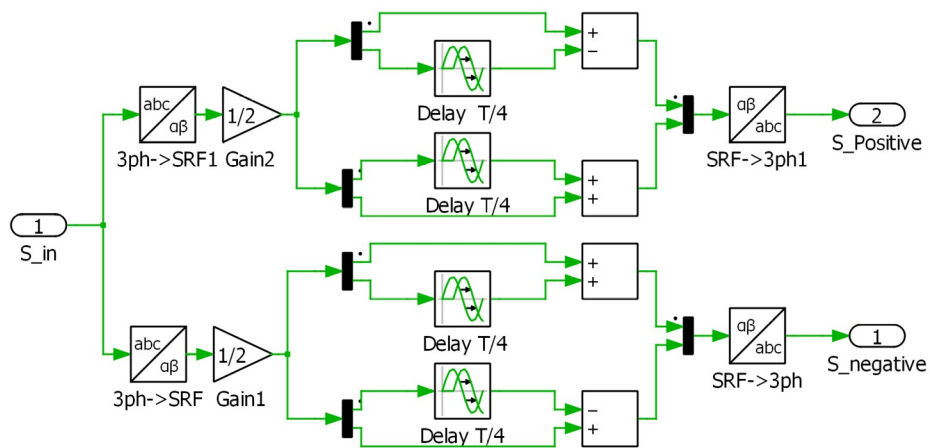
$$S_{+abc}(t) = \frac{1}{2} \cdot [S_{abc}(t) + S_{abc}(t - \frac{T}{4})] = [E_p \cdot e^{j(\omega \cdot t + \varphi_p)} + E_n \cdot e^{j(-\omega \cdot t + \varphi_n)} + j \cdot E_p \cdot e^{j(\omega \cdot t + \varphi_p - \frac{\omega T}{4})} + j \cdot E_n \cdot e^{j(-\omega \cdot t + \varphi_n + \frac{\omega T}{4})}] =$$

$$S_{+abc}(t) = \frac{1}{2} [E_p \cdot e^{j(\omega \cdot t + \varphi_p)} + E_n \cdot e^{j(-\omega \cdot t + \varphi_n)} + j \cdot E_p \cdot e^{j(\omega \cdot t + \varphi_p - \frac{\pi}{2})} + j \cdot E_n \cdot e^{j(-\omega \cdot t + \varphi_n + \frac{\pi}{2})}] \Rightarrow$$

$$S_{+abc}(t) = E_p \cdot e^{j(\omega \cdot t + \varphi_p)}$$

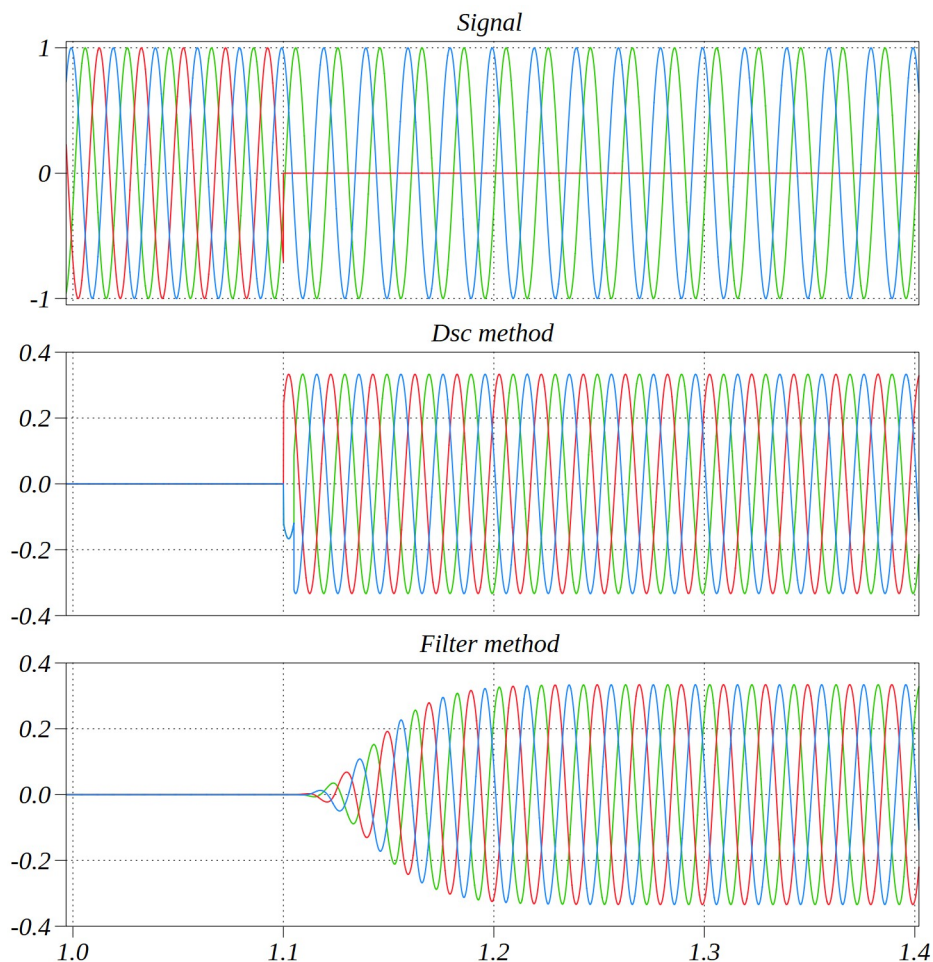
Όμοια για την σχέση (5.3) προκύπτει

$$S_{-abc}(t) = E_n \cdot e^{j(-\omega \cdot t + \varphi_n)}$$



Σχήμα 5.2 : Υλοποίηση της μεθόδου DSC

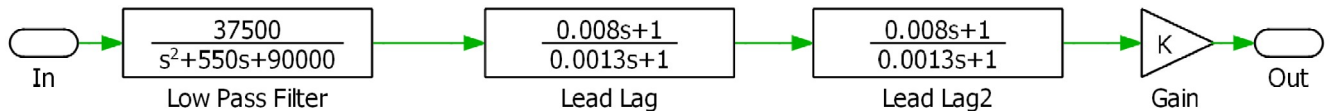
Παρακάτω ακολουθεί μια σύγκριση των μεθόδων που έχουν αναπτυχθεί. Στο σχήμα 3 απεικονίζεται η ανίχνευση της αρνητικής ακολουθίας, όπου τη χρονική στιγμή 1.1 s η μία φάση από το σήμα εισόδου μηδενίζεται και αποκτά τιμή σύμφωνα με την θεωρία ίση με 0.3333 α.μ.. Παρατηρούμε ότι και η δύο μέθοδοι καταλήγουν στην ίδια τελική τιμή, όμως η μέθοδος με φίλτρα καθυστερεί αρκετές περιόδους μέχρι να φτάσει σε αυτήν.



Σχήμα 5.3 : Σύγκριση μεθόδων ανίχνευση θετικής και αρνητικής ακολουθίας

5.2 Φίλτρο μηδενικής προσθήκης φάσης

Για την σωστή και εύρωστη λειτουργία του αντιστροφέα είναι απαραίτητη η χρήση φίλτρων, ώστε στα σήματα ελέγχου να μην περιέχονται αρμονικές. Βέβαια, θα πρέπει επιπλέον τα φίλτρα να προσθέτουν μηδενική φάση στην συχνότητα του δικτύου, ώστε να μην εισάγεται καθυστέρηση στο κύριο σήμα πληροφορίας. Οι ενδεχόμενες καθυστερήσεις θα μπορούσαν να μειώσουν την ταχύτητα της απόκρισης αλλά και να προκαλέσουν την απώλεια του συγχρονισμού.



Σχήμα 5.4 : Υλοποίηση φίλτρου μηδενικής προσθήκης φάσης

Υπάρχουν αρκετοί τρόποι με τους οποίους μπορεί να επιτευχθεί η μηδενική προσθήκη φάσης. Στα πλαίσια αυτής της διπλωματικής, έχει χρησιμοποιηθεί ένα βαθυτερατό φίλτρο δευτέρου βαθμού και συναρτήσεις πρωπορείας φάσης. Ουσιαστικά οι συναρτήσεις πρωπορείας φάσης συνδέονται σε σειρά με το βαθυτερατό φίλτρο και αθροιστικά προσθέτουν φάση ίση με αυτή που εντάσσει το φίλτρο, ενώ παράλληλα έχουν αμελητέα επιρροή στο κέρδος σχήμα 5.4. Τα κέρδη ρυθμίζονται έτσι ώστε τα παραπάνω να ισχύουν για τη συχνότητα του δικτύου δηλαδή τα 50 Hz .

Πιο αναλυτικά η συνάρτηση πρωπορείας είναι

$$F(s) = \frac{1 + T_1 \cdot s}{1 + T_2 \cdot s}$$

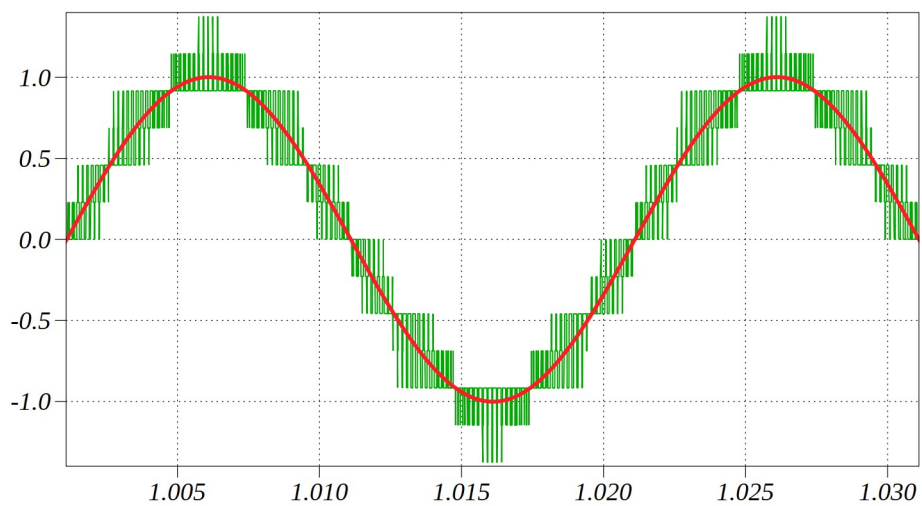
Έτσι η φάση που προστίθεται (στα 50 Hz) είναι

$$\varphi = \arctan(T_1 \cdot \omega) - \arctan(T_2 \cdot \omega) \quad (5.4)$$

Η φάση αυτή μεγιστοποιείται όταν ισχύει ότι

$$\omega = \sqrt{\frac{1}{T_1 \cdot T_2}} \quad (5.5)$$

Η φάση έχει μέγιστη τιμή, η οποία μπορεί να είναι μικρότερη από αυτή που χρειάζεται. Η λύση σε αυτό αυτό το πρόβλημα είναι η χρήση περισσότερων συναρτήσεων πρωπορείας φάσεων, ώστε αθροιστικά η φάση που προσθέτουν να είναι μεγαλύτερη από αυτήν που απαιτείται. Επιπλέον για λόγους απλότητας μπορεί να θεωρηθεί ότι όλες οι συναρτήσεις προσθέτουν την ίδια φάση. Λύνοντας επομένως το σύστημα των σχέσεων (5.4), (5.5) για δεδομένα ω , φ προκύπτουν τα κέρδη T_1 , T_2 . Στο σχήμα 2.5 φαίνεται η απόκριση του φίλτρου για μια θορυβώδη είσοδο.



Σχήμα : 5.5 Απόκριση φίλτρου μηδενικής προσθήκης φάσης

Βιβλιογραφία

- [1] B. R. H and B. L. H, “Electric power converter,” Feb. 18 1975, uS Patent 3,867,643. [Online]. Available: <http://www.google.com/patents/US3867643>
- [2] J. Rodriguez, J.-S. Lai, and F. Z. Peng, “Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications,” *IEEE Transactions on Industrial Electron.*, vol. 49, no. 4, pp. 724–738, Aug 2002
- [3] J. Rodriguez, S. Bernet, B. Wu, J. Pontt, and S. Kouro, “Multilevel voltage-source converter topologies for industrial medium-voltage drives,” *IEEE Transactions on Industrial Electron.*, vol. 54, no. 6, pp. 2930–2945, Dec 2007.
- [4] M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Rodriguez, and M. Perez, “A survey on cascaded multilevel inverters,” *IEEE Transactions on Industrial Electron.*, vol. 57, no. 7, pp. 2197–2206, July 2010.
- [5] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. Perez, and J. Leon, “Recent advances and industrial applications of multilevel converters,” *IEEE Transactions on Industrial Electron.*, vol. 57, no. 8, pp. 2553–2580, Aug 2010.
- [6] S. Debnath, J. Qin, B. Bahrani, M. Saadifard, and P. Barbosa, “Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: A review,” *IEEE Transactions on Power Electron.*, vol. 30, no. 1, pp. 37–53, Jan 2015.
- [7] M. Marchesoni, M. Mazzucchelli, and S. Tenconi, “A nonconventional power converter for plasma stabilization,” *IEEE Transactions on Power Electron.*, vol. 5, no. 2, pp. 212–219, Apr 1990.
- [8] F. Z. Peng, J.-S. Lai, J. McKeever, and J. VanCoevering, “A multilevel voltage-source inverter with separate dc sources for static var generation,” *IEEE Transactions on Ind. Appl.*, vol. 32, no. 5, pp. 1130–1138, Sep 1996.
- [9] J. Muñoz, P. Melin, and J. Espinoza, *Static Compensators (STATCOMs) in Power Systems*. Springer Singapore, 2015, ch. Control of Multilevel STATCOMs
- [10] A. Lesnicar and R. Marquardt, “An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range,” in *Proc. of Power Tech Conference, 2003 IEEE Bologna*, vol. 3, June 2003, p. 6 pp.
- [11] H. Akagi, “Classification, terminology, and application of the modular multilevel cascade converter (mmcc),” *IEEE Transactions on Power Electron.*, vol. 26, no. 11, pp. 3119–3130, Nov 2011.
- [12] E. Behrouzian and M. Bongiorno, “Investigation of negative-sequence injection capability of cascaded H-Bridge converters in Star and Delta configuration,” *IEEE Trans. on Power Electro.*, vol. 32, no. 2, pp. 1675–1683, Feb. 2017.
- [13] C. Davidson and D. Trainer, “Innovative concepts for hybrid multi-level converters for

- hvdc power transmission,” in *Proc. of AC and DC Power Transmission, 2010. ACDC. 9th IET International Conference on*, Oct 2010, pp. 1–5.
- [14] P. S. Jones and C. C. Davidson, “Calculation of power losses for mmc-based vsc hvdc stations,” in *Proc. of 2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, Sept 2013, pp. 1–10.
- [15] L. Baruschka and A. Mertens, “Comparison of cascaded h-bridge and modular multilevel converters for bess application,” in *Proc. of Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2011 IEEE*, Sept 2011, pp. 909–916.
- [16] *Pulse Width Modulation for Power Converters Principles and Practice* By Donald Grahame Holmes and T. A. Lipo.
- [17] J. Rodriguez, L. Franquelo, S. Kouro, J. Leon, R. Portillo, M. Prats, and M. Perez, “Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 97, no. 11, pp. 1786–1817, Nov 2009.
- [18] J. Munoz, J. Rohten, J. Espinoza, P. Melin, C. Baier, and M. Rivera, “Review of current control techniques for a cascaded h-bridge statcom,” in *Proc. of IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, March 2015, pp. 3085–3090.
- [19] H. Akagi, S. Inoue, and T. Yoshii, “Control and performance of a transformerless cascade pwm statcom with star configuration,” *IEEE Transactions on Ind. Appl.*, vol. 43, no. 4, pp. 1041–1049, July 2007.
- [20] Y. Feng, X. Wang, J. Wu, and H. Zhang, “Research on the cluster current control of delta connected cascade multilevel statcom,” in *Proc. of Power System Technology (POWERCON), 2014 International Conference on*, Oct 2014, pp. 2316–2321.
- [21] *Power Electronic Converters Modeling and Control: with Case Studies* By Seddik Bacha, Iulian Munteanu, Antoneta Iuliana
- [22] J. Muñoz, P. Melin, and J. Espinoza, *Static Compensators (STATCOMs) in Power Systems*. Springer Singapore, 2015, ch. Control of Multilevel STATCOMs.
- [23] *On control of cascaded H-bridge converters for STATCOM applications* EHSAN BEHROUZIAN ISBN 978-91-7597-638-9
- [24] *A New Single-Phase PLL Structure Based on Second Order Generalized Integrator* Mihai Ciobotaru, Remus Teodorescu and Frede Blaabjerg Aalborg University Institute of Energy Technology Pontoppidanstraede 101, 9220 Aalborg DENMARK
- [25] *Review of Voltage Unbalance Limit in The GB Grid Code CC.6.1.5 (b)*
<https://www.nationalgrid.com/sites/default/files/documents/37643-Voltage>
- [26] J. Svensson and M. B. A. Sannino, “Practical implementation of delayed signal cancellation method for phase-sequence separation,” *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 22, no. 1, pp. 18–26, Jan. 2007.