**Τεχνολογικό Εκπαιδευτικό Ίδρυμα Κρήτης**
**Διατμηματικό Πρόγραμμα Μεταπτυχιακών Σπουδών**
**«Ενεργειακά Συστήματα»**

ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

# *«ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ ΔΙΑΣΥΝΔΕΔΕΜΕΝΟΥ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΚΑΙ ΜΕΛΕΤΗ ΣΥΜΠΕΡΙΦΟΡΑΣ ΣΕ ΣΥΝΘΗΚΕΣ ΣΦΑΛΜΑΤΩΝ ΔΙΚΤΥΟΥ»*

Του Μεταπτυχιακού Φοιτητή

**Παπαστεφανάκη Δημητρίου**

Επιβλέποντες

**Δρ. Σιδεράκης Κυριάκος,**
**Επίκουρος Καθηγητής,**
**Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών**

**Δρ. Ορφανουδάκης Γεώργιος,**
**Επιστημονικός Συνεργάτης ΤΕΙ Κρήτης,**
**Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών**

**Ηράκλειο, Μάιος 2018**

# ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΠΡΟΛΟΓΟΣ ..... x

1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ ..... 2

1.1 Η εξέλιξη των συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας ..... 3

1.2 Τα είδη των διεσπαρμένων συστημάτων παραγωγής ..... 4

1.3 Μετατροπείς ηλεκτρονικών ισχύος σε συστήματα διεσπαρμένης παραγωγής ..... 6

1.4 Επίδραση της διεσπαρμένης παραγωγής στο επίπεδο σφάλματος ..... 7

1.5 Σκοπός της εργασίας ..... 8

2 ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΟΙ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ..... 9

2.1 Εισαγωγή ..... 10

2.2 Δομές διασυνδεδεμένων φωτοβολταϊκών αντιστροφέων ..... 11

2.3 Τοπολογίες φωτοβολταϊκών αντιστροφέων ..... 13

2.3.1 Κατηγοριοποίηση με βάση τον αριθμό των βαθμίδων ..... 13

2.3.2 Κατηγοριοποίηση με βάση την παρουσία (ή όχι) ηλεκτρικής απομόνωσης ..... 14

2.4 Συστήματα προστασίας διασυνδεδεμένων φωτοβολταϊκων αντιστροφέων ..... 16

3 ΔΙΑΣΤΑΣΙΟΛΟΓΗΣΗ ΔΙΑΣΥΝΔΕΔΕΜΕΝΟΥ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ..... 17

3.1 Εισαγωγή ..... 18

3.2 Περιγραφή εμπορικού μοντέλου τριφασικού φωτοβολταϊκού αντιστροφέα ..... 19

3.3 Διαστασιολόγηση διακοπτικών στοιχείων τριφασικού αντιστροφέα ..... 22

3.3.1 Τοπολογία κυκλώματος ..... 23

3.3.2 Παράμετροι κυκλώματος ..... 24

3.3.3 Επιλογή συσκευής προς εξέταση ..... 25

3.3.4 Σύστημα ψύξης ..... 26

3.3.5 Τελικό αποτέλεσμα ..... 27

3.4 Επιλογή DC–link πυκνωτή για τριφασικό αντιστροφέα ..... 28

3.5 Διαστασιολόγηση LCL φίλτρου τριφασικού αντιστροφέα ..... 31

3.5.1 Υπολογισμός βάσεων ..... 34

3.5.2 Υπολογισμός επαγωγής L1 ..... 34

3.5.3 Υπολογισμός χωρητικότητας C ..... 34

3.5.4 Υπολογισμός επαγωγής $L_2$ ..... 35

3.5.5 Έλεγχος συχνότητας συντονισμού $f_{res}$ ..... 36

3.5.6 Υπολογισμός αντίστασης απόσβεσης $R_d$ ..... 37

3.6 Αποτελέσματα διαστασιολόγησης ..... 37

4 ΕΛΕΓΧΟΣ ΔΙΑΣΥΔΕΔΕΜΕΝΟΥ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ ..... 38

4.1 Εισαγωγή ..... 39

4.2 Διαμόρφωση εύρους παλμών ..... 39

4.2.1 Ημιτονοειδής διαμόρφωση του εύρους των παλμών (SPWM) ..... 40

4.2.2 Διαμόρφωση εύρους παλμών με έγχυση τρίτης αρμονικής (THIPWM) ..... 42

4.3 Πλαίσια δύο διαστάσεων ..... 43

4.3.1 Χωρικός φάσορας (Space phasor) ..... 44

4.3.2 Αναπαράσταση χωρικού φάσορα στο αβ πλαίσιο ..... 45

4.3.3 Αναπαράσταση χωρικού φάσορα στο dq πλαίσιο ..... 46

4.4 Δομή τριφασικού μετατροπέα πηγής τάσης με έλεγχο ενεργού/αέργου ισχύος μέσω ελέγχου ρεύματος στο dq-πλαίσιο ..... 48

4.5 Εξαγωγή μεταβλητών κατάστασης τριφασικού μετατροπέα πηγής τάσης ..... 49

4.6 Βρόχος κλειδώματος φάσης ..... 51

4.7 Έλεγχος ενεργού/αέργου ισχύος μέσω ελέγχου ρεύματος στο dq πλαίσιο ..... 54

4.8 Ρυθμιστής ρεύματος ..... 55

5 ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΑΠΑΙΤΗΣΕΙΣ ΣΥΝΔΕΣΗΣ ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΗΣ ΠΑΡΑΓΩΓΗΣ ΣΤΟ ΔΙΚΤΥΟ ..... 60

5.1 Εισαγωγή ..... 61

5.2 Ικανότητα λειτουργίας έπειτα από σφάλμα ..... 61

5.3 Πρότυπα διασύνδεσης φωτοβολταϊκής παραγωγής ..... 62

5.3.1 Απόκριση σε αποκλίσεις τάσης ..... 62

5.3.2 Απόκριση σε αποκλίσεις συχνότητας ..... 62

5.4 Τεχνικές απαιτήσεις σύνδεσης φωτοβολταϊκής παραγωγής στο ελληνικό σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας ..... 63

6 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΔΙΑΣΥΝΔΕΜΕΝΟΥ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΣΤΟ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ MATLAB/SIMULINK ..... 64

6.1 Εισαγωγή ..... 65

6.2 Προσομοίωση διακοπτικών στοιχείων αντιστροφέα ..... 65

6.3 Προσομοίωση DC-link πυκνωτή ..... 65

6.4 Προσομοίωση LCL φίλτρου ..... 66

6.5 Προσομοίωση ελεγκτών αντιστροφέα ..... 68

6.5.1 Μετατροπή σημάτων στο ανά μονάδα σύστημα ..... 68

6.5.2 Προσομοίωση βρόχου κλειδώματος φάσης ..... 69

6.5.3 Αναπαράσταση σημάτων στο στρεφόμενο dq-πλαίσιο ..... 70

6.5.4 Προσομοίωση ελεγκτή ρεύματος ..... 71

6.6 Προσομοίωση παλμοδότησης αντιστροφέα ..... 73

6.7 Προσομοίωση προστασιών αντιστροφέα έναντι διαταραχών στο δίκτυο ..... 75

6.7.1 Σύστημα προστασίας έναντι πτώσης της τάσης δικτύου ..... 75

6.7.2 Σύστημα προστασίας έναντι ανόδου της τάσης δικτύου. ..... 77

6.7.3 Σύστημα προστασίας έναντι πτώσης της συχνότητας του δικτύου ..... 80

6.7.4 Σύστημα προστασίας έναντι ανόδου της συχνότητας του δικτύου ..... 82

7 ΣΥΝΔΕΣΗ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΣΤΟ ΔΙΚΤΥΟ ΔΙΑΝΟΜΗΣ ΚΑΙ ΜΕΛΕΤΗ ΒΡΑΧΥΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ ..... 86

7.1 Εισαγωγή ..... 87

7.2 Προσομοίωση δικτύου ..... 87

7.2.1 Δίκτυο μεταφοράς Υψηλής Τάσης ..... 88

7.2.2 Δίκτυο διανομής Μέσης Τάσης ..... 88

7.2.3 Μετασχηματιστής ισχύος 20/0,4 kV ..... 89

7.2.4 Ισχύς βραχυκύκλωσης δικτύου ..... 90

7.2.5 Γραμμή διανομής Χαμηλής Τάσης ..... 91

7.3 Σύνδεση τριφασικού αντιστροφέα στο δίκτυο διανομής ..... 92

7.4 Περιπτώσεις βραχυκυκλωμάτων προς εξέταση ..... 92

7.4.1 Τριφασικό βραχυκύκλωμα ..... 92

7.4.2 Βραχυκύκλωμα μεταξύ φάσης και γης ..... 95

8 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΚΑΙ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΕΣ ΠΡΟΕΚΤΑΣΕΙΣ ..... 98

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ ..... 102

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΑ ..... 105

A Μοντέλα προσομοίωσης στο περιβάλλον MATLAB/Simulink ..... 106

A.1 Μοντέλο προσομοίωσης για τη μελέτη των συστημάτων προστασίας του αντιστροφέα ..... 106

A.2 Μοντέλο προσομοίωσης για τη μελέτη βραχυκυκλωμάτων ..... 107

B. Τεχνικά φυλλάδια ..... 108

B.1 Τεχνικό φυλλάδιο αντιστροφέων της εταιρίας SMA (Sunny Tripower 15000TL / 17000TL) ..... 108

B.2 Τεχνικό φυλλάδιο συσκευής SKiiP 38GB17E4V1 ..... 109

B.3 Τεχνικό φυλλάδιο πυκνωτών πλαστικής ταινίας της εταιρίας Elektronikon ..... 114

| | |
|---|---|
| ***ΜΕΤΑΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ:*** | **«Σχεδιασμός διασυνδεδεμένου τριφασικού αντιστροφέα και μελέτη συμπεριφοράς σε συνθήκες σφαλμάτων δικτύου»** |
| ***ΦΟΙΤΗΤΗΣ:*** | **Παπαστεφανάκης Δημήτριος** |
| ***ΕΠΙΒΛΕΠΟΝΤΕΣ:*** | **Δρ. Σιδεράκης Κυριάκος, Επίκουρος Καθηγητής, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών**<br>**Δρ. Ορφανουδάκης Γεώργιος, Επ. Συνεργάτης ΤΕΙ Κρήτης, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών** |
| ***ΑΚΑΔΗΜΑΪΚΟ ΕΤΟΣ:*** | **2017-18** |

## Σύνοψη

Τα τελευταία χρόνια, η χρήση κυρίως ανανεώσιμων πηγών ενέργειας άλλαξε τη λειτουργία των συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας. Σήμερα υπάρχουν συστήματα παραγωγής ενέργειας διάσπαρτα στο σύστημα, γεγονός που επηρεάζει, μεταξύ άλλων, τα ρεύματα που αναπτύσσονται στα διάφορα σημεία του δικτύου κατά την διάρκεια σφαλμάτων. Στο ηλεκτρικό δίκτυο της Κρήτης, η παραγωγή ενέργειας από φωτοβολταϊκά συστήματα αποτελεί ένα σημαντικό κομμάτι της διεσπαρμένης παραγωγής. Τα φωτοβολταϊκά συστήματα συνδέονται στο δίκτυο μέσω αντιστροφέων πηγής τάσης. Επομένως, είναι απαραίτητο να μπορεί να εκτιμηθεί η συμβολή του αντιστροφέα στο ρεύμα σφάλματος. Προς αυτή την κατεύθυνση, στην παρούσα εργασία, σχεδιάζεται βήμα προς βήμα ένας τριφασικός αντιστροφέας για την σύνδεση φωτοβολταϊκού συστήματος στο δίκτυο χαμηλής τάσης. Επίσης μελετάται η συμπεριφορά του κατά την διάρκεια σφαλμάτων δικτύου σε περιβάλλον MATLAB/Simulink. Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στα πρότυπα που πρέπει να πληρεί ο αντιστροφέας για την σύνδεση του στο δίκτυο και γι’ αυτό το λόγο υλοποιούνται συστήματα που ελέγχουν τη συμπεριφορά του σε περιπτώσεις διαταραχών τάσης και συχνότητας δικτύου. Τέλος, η εργασία επικεντρώνεται στη μελέτη περιπτώσεων βραχυκυκλωμάτων, στοχεύοντας στην ανάπτυξη ενός αντιπροσωπευτικού και αξιόπιστου μοντέλου προσομοίωσης αντιστροφέα κατάλληλο για μελέτες βραχυκυκλωμάτων.

## Περίληψη

Η συγκεκριμένη εργασία έχει ως αντικείμενο τον σχεδιασμό ενός τριφασικού αντιστροφέα για τη διασύνδεση φωτοβολταϊκών πλαισίων στο δίκτυο χαμηλής τάσης και τη μελέτη της αλληλεπίδρασης του με το δίκτυο κατά την διάρκεια σφαλμάτων στο δίκτυο. Το θέμα αναπτύσσεται σε οκτώ κεφάλαια.

Στο πρώτο κεφάλαιο, παρουσιάζεται το κίνητρο που οδήγησε στην εκπόνηση της εργασίας. Τα δίκτυα με την ενσωμάτωση των συστημάτων διεσπαρμένης παραγωγής εξελίχθηκαν σε συστήματα ενεργά δίκτυα διπλής κατευθυνσης, γεγονός που επηρεάζει το επίπεδο σφάλματος σε κάθε σημείο του. Τα συστήματα διεσπαρμένης παραγωγής συνδέονται στο δίκτυο είτε μέσω σύγχρονης ή επαγωγικής γεννήτριας είτε αντιστροφέων. Στο ενεργειακό σύστημα της Κρήτης, η παραγωγή από φωτοβολταϊκά συστήματα αποτελεί σημαντικό μέρος της διεσπαρμένης παραγωγής για το λόγο αυτό η εργασία επικεντρώνεται στη μελέτη φωτοβολταϊκών αντιστροφέων.

Το δεύτερο κεφάλαιο, επικεντρώνεται στους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς. Ανάλογα με το μέγεθος της φωτοβολταϊκής εγκατάστασης μπορούν να χρησιμοποιηθούν τέσσερις διαφορετικές δομές αντιστροφέων. Οι κεντρικοί, οι αντιστροφείς στοιχειοσειράς, οι αντιστροφείς πολλαπλών στοιχειοσειρών και οι αντιστροφείς πλαισίου. Οι τοπολογίες που εφαρμόζονται σε κάθε δομή, διαχωρίζονται ανάλογα με τον αριθμό των βαθμίδων που επεξεργάζονται την ισχύ και την ανάγκη ή όχι γαλβανικής απομόνωσης. Σημαντικό κομμάτι των διασυνδεδεμένων φωτοβολταϊκων αντιστροφέων αποτελούν τα συστήματα που διαθέτουν για τον έλεγχο της εξόδου τους, την ασφαλή αποσύνδεση και διακοπή της λειτουργίας τους, σε περίπτωση ασυνήθιστων συνθηκών, τόσο στην πλευρά των φωτοβολταϊκων πάνελ όσο και στην πλευρά του δικτύου.

Στο τρίτο κεφάλαιο, πραγματοποιείται διαστασιολόγηση των κυκλωματικών στοιχείων του τριφασικού αντιστροφέα βασιζόμενη στα τεχνικά χαρακτηριστικά ενός εμπορικού μοντέλου αντιστροφέα. Τα ημιαγωγικά στοιχεία του αντιστροφέα επιλέγονται με βάση τις θερμοκρασίες που αναπτύσσονται σε αυτά και τις απώλειες ενέργειας που παρατηρούνται στις προσδοκώμενες συνθήκες λειτουργίας. Παράλληλα, στους αντιστροφείς πηγής τάσης, για να μειωθούν οι επιδράσεις των μεταβολών τάσης, θα πρέπει να τοποθετηθεί στην είσοδο τους ένας DC-link πυκνωτής, ο οποίος επιλέγεται με βάση τη μέγιστη rms τιμή ρεύματος που επιτρέπεται να τον διαρρέει. Τέλος, για την εξομάλυνση του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα, τοποθετείται ένα LCL φίλτρο το οποίο επιλέγεται με βάση την επιθυμητή κυμάτωση ρεύματος στην πλευρά του αντιστροφέα και το όριο στις αρμονικές ρεύματος που επιβάλλεται από τον εκάστοτε κώδικα δικτύου.

Στο τέταρτο κεφάλαιο, παρουσιάζεται η μαθηματική ανάλυση των ελεγκτών ενός διασυνδεδεμένου τριφασικού αντιστροφέα. Η παλμοδότηση των διακοπτικών στοιχείων του αντιστροφέα πηγής τάσης, στις περισσότερες περιπτώσεις, επιτυγχάνεται μέσω της μεθόδου διαμόρφωσης εύρους παλμών. Το σήμα αναφοράς για την δημιουργία των παλμών δίνεται από αντισταθμιστές ρεύματος. Οι αντισταθμιστές ρεύματος μπορούν να υλοποιηθούν στον αβ-άξονα ή στον dq-άξονα. Ο έλεγχος σε dq-πλαίσιο απαιτεί επιπλέον μηχανισμό συγχρονισμού που επιτυγχάνεται συνήθως μέσω ενός βρόχου κλειδώματος φάσης (PLL).

Στο πέμπτο κεφάλαιο, παρουσιάζονται οι τεχνικές απαιτήσεις για τη διασύνδεση διεσπαρμένης παραγωγής από φωτοβολταϊκά συστήματα στο δίκτυο. Σε παγκόσμιο επίπεδο, τα κυριότερα πρότυπα που εφαρμόζονται στην κατασκευή των φωτοβολταϊκών συστημάτων είναι τα εξής: IEEE 1547, IEC 61727 και VDE 0126-1-1. Παράλληλα, στις περισσότερες χώρες, οι διαχειριστές δικτύων επιβάλλουν δικούς τους κώδικες. Στην Ελλάδα εφαρμόζονται διαφορετικά όρια αποσύνδεσης ως προς τις διαταραχές συχνότητας στο Εθνικό Διασυνδεδεμένο Σύστημα και στα Μη Διασυνδεμένα Νησιά.

Στο έκτο κεφάλαιο, παρουσιάζεται η διαδικασία που ακολουθήθηκε για την προσομοίωση του διασυνδεδεμένου τριφασικού αντιστροφέα στο γραφικό περιβάλλον Simulink. Αρχικά παρατίθενται τα μπλοκ του προγράμματος που χρησιμοποιήθηκαν για την προσομοίωση του ηλεκτρολογικού εξοπλισμού του αντιστροφέα δηλαδή τα διακοπτικά στοιχεία, τον DC-link πυκνωτή και το LCL φίλτρο. Στη συνέχεια αναλύεται ο τρόπος που υλοποιήθηκαν οι ελεγκτές του αντιστροφέα που συνδέεται στο δίκτυο. Τέλος, ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στην υλοποίηση των προστασιών του μετατροπέα ως προς τις μεταβολές της τάσης και συχνότητας δικτύου.

Στο έβδομο κεφάλαιο, μελετάται η αλληλεπίδραση του μοντέλου προσομοίωσης που δημιουργήθηκε με το δίκτυο χαμηλής τάσης κατά τη διάρκεια βραχυκυκλωμάτων. Αρχικά, υπολογίζεται, σύμφωνα με το πρότυπο IEC 60 909, η ισχύς βραχυκύκλωσης του δικτύου στο σημείο σύνδεσης του αντιστροφέα. Με βάση αυτή την τιμή ισχύος το δίκτυο διανομής προσομοιώνεται ως μια τριφασική πηγή τάσης. Για την προσομοίωση δίκτυο λαμβάνονται υπόψη τα χαρακτηριστικά του ελληνικού δικτύου διανομής μέσης και χαμηλής τάσης. Τέλος προσομοιώνονται δυο χαρακτηριστικοί τύποι βραχυκλωμάτων και παρουσιάζονται τα αποτελέσματα.

Στο τελευταίο κεφάλαιο παρουσιάζονται τα τελικά συμπεράσματα της εργασίας και οι προτάσεις για μελλοντικές προεκτάσεις του θέματος.

| | |
|---|---|
| ***POST-GRADUATE THESIS:*** | **«Design of three-phase grid-connected inverter and performance study during grid faults»** |
| ***STUDENT:*** | **Papastefanakis Dimitrios** |
| ***SUPERVISORS:*** | **Dr. Siderakis Kyriakos, Assistant Professor, Department of Electrical Engineering**<br>**Dr. Orfanoudakis Georgios, Science Associate, Department of Electrical Engineering** |
| ***ACADEMIC YEAR:*** | **2017-18** |


## Abstract

In recent times, the integration of renewable energy sources has changed the operation of electrical power systems. Today there are many generation schemes dispersed in the electric utility, affecting, among others, the amount of fault current at several points of the grid. In the power system of Crete, photovoltaic generation has gain a considerable part of renewable energy sources generation. Photovoltaic systems are connected to the grid via voltage source inverters. Therefore, it is essential to be able to estimate the inverter's contribution to the fault current. In this direction, a three-phase inverter is designed step-by-step to connect photovoltaic panels with the low-voltage network. Also, its response during network's faults is studied in MATLAB/Simulink. The survey focuses on the requirements needed to be complied by the solar inverters in order to ensure the safety transfer of the electrical energy to the grid. Therefore, schemes are implemented to the simulation model that control its behavior during disturbances in network's voltage and frequency. Finally, the thesis investigates cases of grid's short circuits, aiming to develop a representative and reliable simulation model of inverter suitable for short circuit studies.

## Summary

This dissertation aims to present a step-by-step design of a three-phase inverter for the interconnection of photovoltaic panels in the low-voltage network and to investigate its interaction with the grid during grid faults. The subject is being developed in eight chapters.

The first chapter presents the motivation that led to this work. Networks, with the integration of distributed generation systems, have evolved into active two-way systems which affects the level of fault current at their parts. Distributed generation systems are connected to the grid either via synchronous/inductive generators or inverters. For the power system of Crete, the power production by photovoltaic systems has gain a considerable part of the distributed generation in the island, so this study focuses on solar inverters.

The second chapter focuses on photovoltaic inverters. Depending on the size of the photovoltaic system, four different inverter structures can be used. Centralized, string inverters, multi-string inverters, and module inverters. The topologies used to each structure are classified according to the number of stages that process the power and the necessity for galvanic isolation. An important part of the grid-tie solar inverters are the systems responsible for the safe disconnection and shutdown in case of unusual conditions, both on the side of the photovoltaic panels and on the side of the grid.

The third chapter presents the sizing of the inverter's elements. The calculations are based on the technical data of a commercial model. The power semiconductors of the inverter are selected based on the temperatures they develop and the energy losses observed in the operating conditions. Apart from the switches, a DC-link capacitor should be placed at the DC input of the voltage source inverters, in order to reduce the effects of the voltage ripples. The value of the capacitor is selected based on the maximum rms current that can sustain. Finally, to reduce the output current distortion, an LCL filter is placed at the AC output, which is selected based on the desired current ripple on the inverter side and harmonic limit imposed on the grid current by the respective utility code.

The fourth chapter presents the mathematical analysis of the controllers of a grid-connected three phase inverter. Frequently, the activation pulses for the switches of a voltage source inverter is achieved by the pulse width modulation method. The reference signal for generating the pulses is given by current compensators. Current compensators can be implemented on the αβ-axis or the dq-axis. The dq-frame control further requires a synchronization mechanism usually achieved by a phase lock loop (PLL).

In the fifth chapter, the technical requirements for the interconnection of dispersed production from photovoltaic systems in the network are discussed. Globally, the primary standards in the construction of photovoltaic systems are: IEEE 1547, IEC 61727 and VDE 0126-1-1. At the same time, network administrators enforce their own codes in most countries. In Greece, different disconnection limits apply to frequency disturbances in the National Interconnected System and the Non-Interconnected Islands.

The sixth chapter presents the procedure followed for simulating the grid-tie three-phase inverter in MATLAB/Simulink. Firstly, the blocks used to simulate the inverter's electrical equipment are shown, specifically the switches, the DC-link capacitor and the LCL filter. Then the implementation of inverter's controllers is presented. Finally, the chapter focuses on the design of the inverter's protections in terms of grid voltage and grid frequency variations.

The seventh chapter presents the interaction between the simulation model and the low voltage network during short circuits. Initially, the grid's short-circuit power at the inverter's connection point is calculated in accordance with IEC 60 909. Based on this power value the distribution network is simulated as a three-phase voltage source. The grid is simulated based on the characteristics of the Greek distribution network in medium and low voltage. Finally, two typical types of short circuits are simulated and the results are discussed.

In the final chapter the final conclusions of the dissertation are presented including proposals for future work.

# ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η παρούσα εργασία αποτελεί επιστέγασμα των μεταπτυχιακών μου σπουδών στο ΤΕΙ Κρήτης. Στην προσπάθεια μου αυτή με βοήθησαν αρκετά πρόσωπα και τους ευχαριστώ πολύ.

Αρχικά θα ήθελα να ευχαριστήσω όλους τους καθηγητές του ΤΕΙ που συμμετείχαν στο Διατμηματικό Πρόγραμμα «Ενεργειακά Συστήματα». Ήταν ένα ολοκληρωμένο πρόγραμμα σπουδών που μου έδωσε τη δυνατότητα να εμπλουτίσω τις γνώσεις μου στις σύγχρονες ενεργειακές τεχνολογίες.

Ιδιαίτερα θα ήθελα να αναφερθώ στους Δρ. Κυριάκο Σιδεράκη και Δρ. Γιώργο Ορφανουδάκη που μου έδωσαν την ευκαιρία να ασχοληθώ με ένα τόσο ενδιαφέρον θέμα στα πλαίσια της μεταπτυχιακής μου εργασίας. Δε θα ξεχάσω ποτέ το χρόνο που αφιέρωσαν για την άρτια προσέγγιση του θέματος από την αρχή και τις καίριες υποδείξεις τους κατά την διάρκεια της εκπόνησης που είχαν ως αποτέλεσμα την επιτυχή ολοκλήρωση της εργασίας.

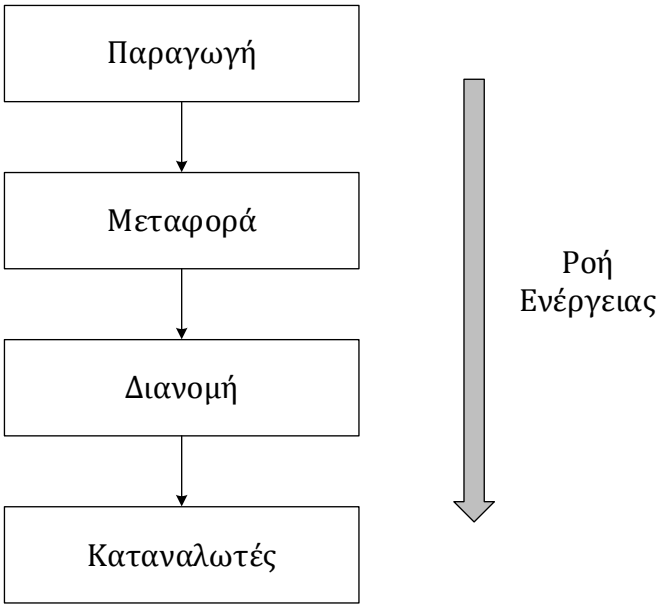
Φυσικά, δε μπορώ να μην ευχαριστήσω τα άτομα που πέρασα μαζί τους τα απογεύματα στο ΤΕΙ. Σοφία, Αντώνη, Νίκο, χαίρομαι που σας γνώρισα και σας ευχαριστώ που κάνατε το χρόνο να κυλίσει πιο ευχάριστα.

Τέλος νιώθω την ανάγκη να ευχαριστήσω την οικογένεια μου που είναι πάντα δίπλα μου και με στηρίζει σε κάθε μου απόφαση.

# 1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

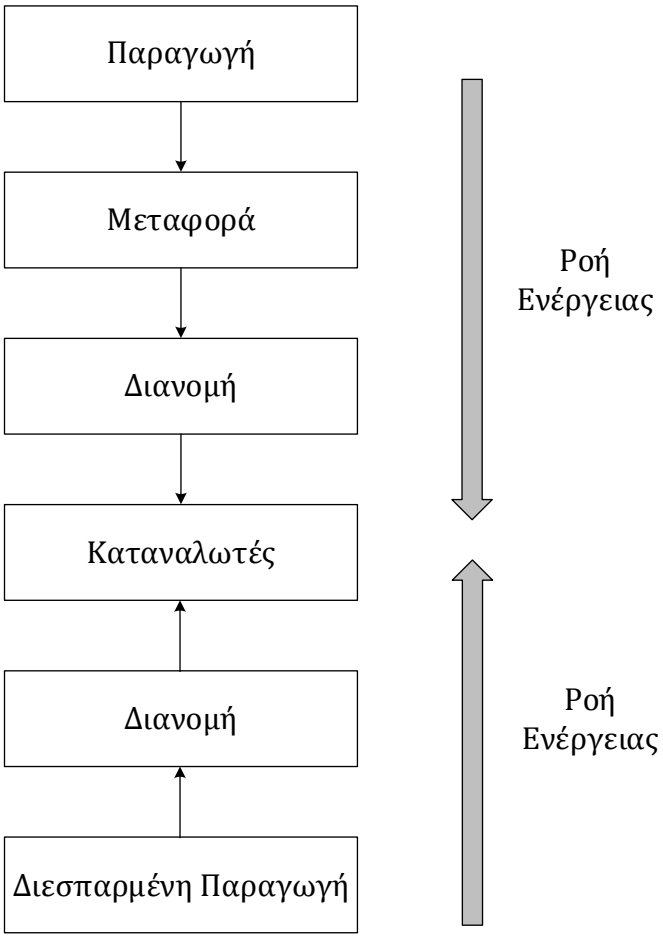
## 1.1 Η εξέλιξη των συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας

Το Σύστημα Ηλεκτρικής Ενέργειας (ΣΗΕ) αποτελείται από τους σταθμούς παραγωγής, τις γραμμές μεταφοράς, το δίκτυο διανομής και τους καταναλωτές ενέργειας. Παραδοσιακά, τα ΣΗΕ ήταν δομημένα ώστε να παρέχουν ηλεκτρική ενέργεια κεντρικά από ένα συντονισμένο και ελεγχόμενο σύστημα σταθμών. Η παραγόμενη ενέργεια, μέσω του συστήματος μεταφοράς, διανέμονταν στους υποσταθμούς και στη συνέχεια μέσω του συστήματος διανομής, που περιλαμβάνει το σύστημα τροφοδοσίας μέσης και χαμηλής τάσης, έφτανε στους τελικούς καταναλωτές [1].




Σχήμα 1.1: Παραδοσιακή δομή ΣΗΕ.

Τα τελευταία χρόνια, με την αύξηση κυρίως της χρήσης ανανεώσιμων πηγών ενέργειας, υπάρχουν συστήματα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας διάσπαρτα στο ΣΗΕ. Τα συγκεκριμένα συστήματα δεν ελέγχονται κεντρικά, συνδέονται συνήθως στο σύστημα διανομής (15-20kV) και τροφοδοτούν κυρίως τοπικά φορτία (ενώ η περίσσια ισχύος διαχέεται στο δίκτυο) και σε ορισμένες περιπτώσεις, το σύνολο της παραγωγής τους διαχέεται στο δίκτυο. Αυτός ο τύπος παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας ονομάζεται διεσπαρμένη παραγωγή (ΔΠ) και η ενσωμάτωση τους στο ΣΗΕ μετατρέπει τα δίκτυα διανομής από παθητικά δίκτυα μονής κατεύθυνσης σε ενεργά δίκτυα διπλής κατεύθυνσης [1, 2].




Σχήμα 1.2 : Σύγχρονη δομή ΣΗΕ.

## 1.2 Τα είδη των διεσπαρμένων συστημάτων παραγωγής

Η διεσπαρμένη παραγωγή εφαρμόζεται για την κάλυψη κυμαινόμενων ή και βασικών φορτίων, την εκμετάλλευση ενεργειακών δυναμικών περιοχών, τη συμπαραγωγή ηλεκτρισμού και θερμότητας, τη μείωση/εξομάλυνση αιχμών ζήτησης ή ως εφεδρεία. Τα κυριότερα συστήματα ΔΠ που συναντώνται σε ένα ΣΗΕ είναι τα εξής [3]:

- ***Εμβολοφόρες μηχανές εσωτερικής καύσης (Reciprocating internal combustion engines):*** Οι κινητήριες μηχανές τους λειτουργούν με αέρια (φυσικό αέριο/προπάνιο/βιοαέριο) ή υγρά καύσιμα (ντίζελ/βενζίνη) και τροφοδοτούν μια ηλεκτρική γεννήτρια, η οποία μπορεί να είναι σύγχρονη ή ασύγχρονη. Τυπικά οι Μηχανές Εσωτερικής Καύσης (ΜΕΚ) συνδέονται απευθείας στο δίκτυο.

- ***Αεριοστρόβιλοι (Gas turbines):*** Λειτουργούν με πετρέλαιο, φυσικό αέριο ή ένα ελαφρύ κλάσμα του πετρελαίου (π.χ. κηροζίνη) και τροφοδοτούν μια σύγχρονη γεννήτρια. Οι αεριοστρόβολοι συνδέονται απευθείας στο δίκτυο.

- ***Μικροστρόβιλοι (Microturbines):*** Λειτουργούν κυρίως με φυσικό αέριο αν και είναι δυνατή και η χρήση άλλων καυσίμων (βενζίνη/ντίζελ/κηροζίνη). Οι περισσότεροι μικροστρόβιλοι χρησιμοποιούν σύγχρονες μηχανές μόνιμου μαγνήτη (permanent magnet

synchronous generator, PMSG) ή ασύγχρονες επαγωγικές γεννήτριες και παράγουν τάση σε υψηλή συχνότητα. Η υψίσυχνη εναλλασσόμενη τάση μετατρέπεται μέσω μετατροπέων ηλεκτρονικών ισχύος σε εναλλασσόμενη στη συχνότητα του δικτύου, επιτρέποντας τη σύνδεση των μικροστροβίλων στο ΣΗΕ.

▪ ***Φωτοβολταϊκά συστήματα (Photovoltaic systems):*** Μετατρέπουν απευθείας την ηλιακή ενέργεια σε ηλεκτρική. Τα φωτοβολταϊκά πλαίσια παράγουν συνεχή τάση οπότε είναι απαραίτητη η χρήση μετατροπέα ηλεκτρονικών ισχύος (DC/AC) για τη σύνδεσή τους στο δίκτυο.

▪ ***Αιολικά συστήματα (Wind systems):*** Μετατρέπουν την αιολική ενέργεια σε ηλεκτρική, με τη χρήση ειδικών γεννητριών οι οποίες ονομάζονται ανεμογεννήτριες (wind generators/turbines). Οι ανεμογεννήτριες ανάλογα με τον τρόπο λειτουργίας τους κατατάσσονται σε δύο κατηγορίες:

- Στις **ανεμογεννήτριες σταθερών στροφών**, οι οποίες υλοποιούνται κυρίως με επαγωγικές γεννήτριες βραχυκυκλωμένου κλωβού και συνδέονται απευθείας στο δίκτυο.

- Στις **ανεμογεννήτριες μεταβλητών στροφών**, οι οποίες υλοποιούνται κυρίως είτε με επαγωγική γεννήτρια διπλής τροφοδοσίας (Double-Fed Induction Generator) όπου τα τυλίγματα του δρομέα συνδέονται με έναν μετατροπέα ηλεκτρονικών ισχύος (AC/DC/AC) είτε με σύγχρονη γεννήτρια που συνδέεται μέσω μετατροπέα ισχύος (AC/DC/AC) στο δίκτυο.

▪ ***Συστήματα αποθήκευσης ενέργειας (Distributed energy storage systems):*** Χρησιμοποιούνται για να εκμεταλλευτούν την περίσσια ηλεκτρικής ενέργειας που παράγεται από τις (πιο αποδοτικές) πηγές ΔΠ κατά την διάρκεια χαμηλής φόρτισης. Η ενέργεια που συλλέγεται από τα συστήματα αποθήκευσης μπορεί στη συνέχεια να διαχυθεί στο δίκτυο, όταν είναι απαραίτητο. Στις περισσότερες περιπτώσεις τα συστήματα αποθήκευσης ενέργειας συνδέονται μέσω μετατροπέων ηλεκτρονικών ισχύος στο δίκτυο. Τα συστήματα αποθήκευσης ενέργειας ανάλογα με τη μορφή στην οποία μετατρέπουν την ηλεκτρική ενέργεια μπορούν να χωριστούν στις εξής κατηγορίες :

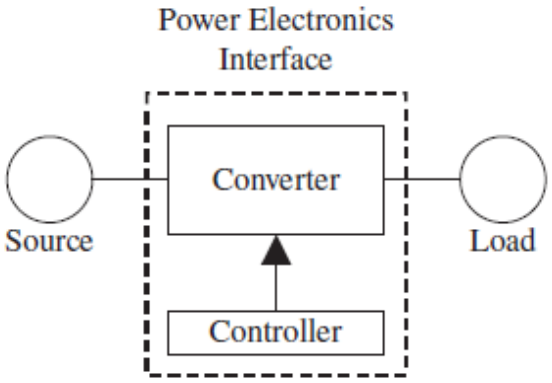
- **Μηχανικά συστήματα**: όπου η ηλεκτρική ενέργεια αποθηκεύεται είτε σε μορφή κινητικής ενέργειας (σφόνδυλοι με υπεραγώγιμη έδραση, flywheels) είτε σε μορφή δυναμικής ενέργειας (αντλησιοταμίευση και συμπίεση αέρα).

- **Ηλεκτρικά συστήματα**: όπου το πλεόνασμα ενέργειας αποθηκεύεται σε ηλεκτροστατική με τη χρήση υπερπυκνωτών (ultra-capacitors) ή σε μαγνητική με τη χρήση υπεραγώγιμων πηνίων.

- **Θερμικά συστήματα**: όπου χρησιμοποιούνται υλικά ικανά να διατηρούν υψηλές ή χαμηλές θερμοκρασίες σε μονωμένα δοχεία (thermal energy storage).

- **Ηλεκτροχημικά συστήματα**: όπου η ηλεκτρική ενέργεια αποθηκεύεται είτε σε μορφή ηλεκτροχημικής ενέργειας (συμβατικές μπαταρίες/μπαταρίες ροής) είτε σε καθαρά χημική (κυψέλες καυσίμου,fuel cells).

## 1.3 Μετατροπείς ηλεκτρονικών ισχύος σε συστήματα διεσπαρμένης παραγωγής

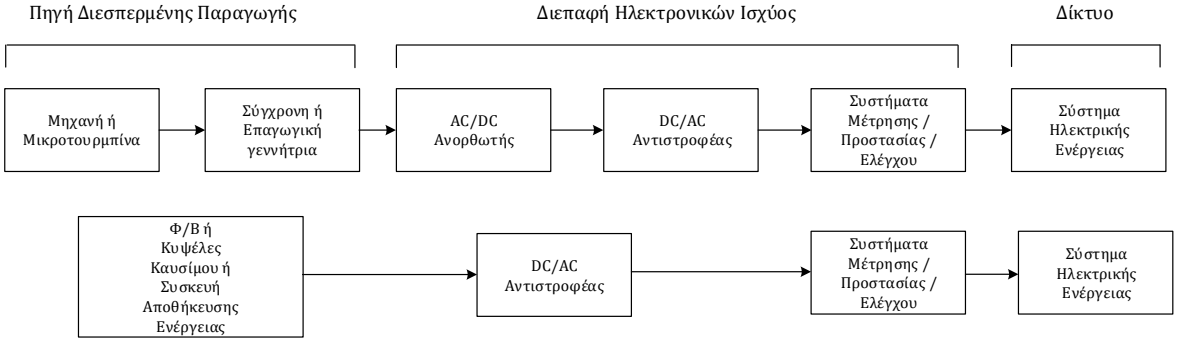



Σχήμα 1.3: Διασύνδεση πηγής με φορτίο μέσω μετατροπέα ηλεκτρονικών ισχύος [4].

Η κύρια λειτουργία ενός μετατροπέα ηλεκτρονικών ισχύος είναι να διευκολύνει την διασύνδεση μεταξύ δύο (ή περισσοτέρων) υποσυστημάτων με βάση συγκεκριμένες προδιαγραφές απόδοσης. Τα υποσυστήματα συχνά έχουν διαφορετικά χαρακτηριστικά όσον αφορά το ρεύμα, την τάση, τη φασική γωνία και τον αριθμό των φάσεων, επομένως δεν μπορούν να αλληλοεπιδράσουν απευθείας μεταξύ τους (χωρίς την παρουσία μετατροπέων) [5].

Οι μετατροπείς που ενσωματώνονται στα συστήματα διεσπαρμένης παραγωγής είναι οι εξής [6]:

- ***DC/DC μετατροπείς***, οι οποίοι έχουν ως σκοπό να προσαρμόσουν μια μη ελεγχόμενη DC τάση εισόδου σε ένα συγκεκριμένο φορτίο. Οι συγκεκριμένοι μετατροπείς χρησιμοποιούνται κυρίως για τη φόρτιση μπαταριών από ανανεώσιμες πηγές ενέργειας.




Σχήμα 1.4 : Συστήματα διεσπαρμένης παραγωγής με διασύνδεση ηλεκτρονικών ισχύος.

▪ ***AC/DC μετατροπείς ή ανορθωτές***, οι οποίοι παράγουν μια ρυθμιζόμενη DC τάση από μια μη ελεγχόμενη AC είσοδο όπως είναι οι μικροτουρμπίνες ή οι σύγχρονες ανεμογεννήτριες μόνιμου μαγνήτη.

▪ ***DC/AC μετατροπείς ή αντιστροφείς***, οι οποίοι παράγουν μια ρυθμιζόμενη AC τάση από μια DC είσοδο. Οι DC/AC μετατροπείς, με βάση τη μορφή των κυματομορφών τάσης και ρεύματος στη DC πλευρά μπορούν να κατηγοριοποιηθούν στους μετατροπείς πηγής ρεύματος (current-sourced converter, CSC) και στους μετατροπείς πηγής τάσης (voltage-sourced converter, VSC). Στους μετατροπείς πηγής ρεύματος (CSC) η πολικότητα του ρεύματος στη DC πλευρά παραμένει σταθερή, επομένως η κατεύθυνση της ροής ισχύος καθορίζεται από την πολικότητα της DC τάσης. Αντίθετα στους μετατροπείς πηγής τάσης (VSC) παραμένει σταθερή η πολικότητα της DC τάσης και η κατεύθυνση της ροής ισχύος καθορίζεται από την πολικότητα του ρεύματος στη DC πλευρά. Σε σχέση με τους VSC, οι CSC δε χρησιμοποιούνται συχνά σε εφαρμογές συστημάτων ισχύος επειδή απαιτούν διπολικούς ηλεκτρονικούς διακόπτες. Αυτοί παρουσιάζουν περιορισμένες επιλογές διακοπτικής ταχύτητας και προορίζονται κυρίως για εφαρμογές μεγάλης ισχύος. Από την άλλη, στους VSC χρησιμοποιήθηκαν αρχικά θυρίστορ GTO με αντιπαράλληλες διόδους ενώ τα τελευταία χρόνια επιλέγονται τρανζίστορ IGBT ή θυρίστορ IGCT ή MOSFET ισχύος [7].

## 1.4 Επίδραση της διεσπαρμένης παραγωγής στο επίπεδο σφάλματος

Κάθε σημείο ενός δικτύου διανομής έχει ένα συγκεκριμένο επίπεδο σφάλματος (fault level), το οποίο είναι μια απεικόνιση του μέγιστου ρεύματος σφάλματος που αναμένεται σε αυτό το σημείο. Οι αλλαγές στο δίκτυο, όπως η σύνδεση ΔΠ, νέων φορτίων ή κυκλωμάτων, μπορεί να προκαλέσουν μεταβολή των μέγιστων επιπέδων σφάλματος. Τα συστήματα ΔΠ παρέχουν μια πρόσθετη αύξηση στα επίπεδα σφάλματος και κάνουν τους υπολογισμούς τους πιο περίπλοκους. Τα επίπεδα σφαλμάτων λαμβάνονται υπόψη κατά τον σχεδιασμό των δικτύων διανομής και μπορεί μερικές φορές να αποτελέσουν περιοριστικό παράγοντα για τη σύνδεση νέων παραγωγών ή φορτίων [8, 9].

Από την παρουσίαση των συστημάτων ΔΠ που προηγήθηκε, συμπεραίνεται εύκολα ότι η ηλεκτρική έξοδος της ΔΠ μπορεί να συνδεθεί στο ΣΗΕ μέσω τριών βασικών διεπαφών: τη σύγχρονη γεννήτρια, την επαγωγική γεννήτρια ή τους αντιστροφείς.

Οι σύγχρονες γεννήτριες σε περίπτωση βραχυκυκλώματος παράγουν περίπου έξι φορές το ονομαστικό ρεύμα για αρκετούς κύκλους πριν μειώσουν μεταξύ 400% και 200% του ονομαστικού ρεύματος. Από την άλλη οι επαγωγικές μηχανές παράγουν περίπου έξι φορές το ονομαστικό ρεύμα αρχικά όμως στην συνέχεια το παραγόμενο ρεύμα μειώνεται σταδιακά μέχρι τελικά να μηδενιστεί [10].

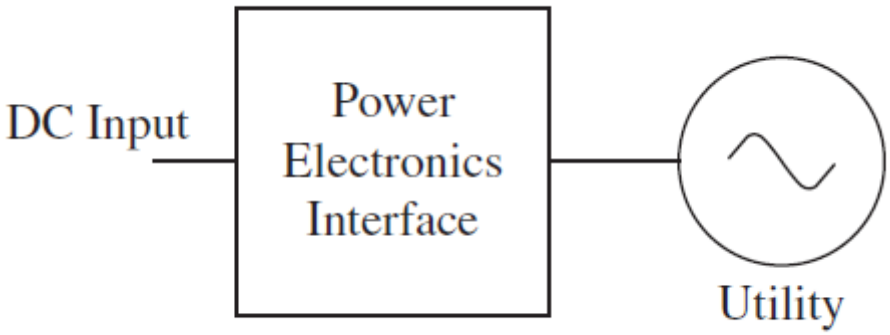
Οι αντιστροφείς δε συμπεριφέρονται με τον ίδιο τρόπο όπως οι σύγχρονες ή επαγωγικές γεννήτριες κατά την διάρκεια διαταραχών. Οι αντιστροφείς δεν έχουν κινούμενα μέρη, επομένως δεν αναπτύσσουν αδράνεια και δε θα διατηρήσουν το ρεύμα σφάλματος με βάση τις αρχές του ηλεκτρομαγνητισμού. Η έλλειψη επαγωγικών χαρακτηριστικών οδηγεί σε πολύ ταχύτερη απόσβεση του ρεύματος σφάλματος. Παράλληλα οι αντιστροφείς περιέχουν ελεγκτές οι οποίοι μπορούν να προγραμματιστούν ώστε ο χρόνος απόκρισης σε συνθήκες σφάλματος να ποικίλλει, γεγονός που επηρεάζει τη συνεισφορά του ανιστροφέα στο ρεύμα κατά την διάρκεια του σφάλματος.

## 1.5 Σκοπός της εργασίας

Για το ενεργειακό σύστημα της Κρήτης, η παραγωγή από φωτοβολταϊκά συστήματα αποτελεί ένα σημαντικό μέρος της ΔΠ. Τα τελευταία χρόνια και συναντάται τόσο σε δίκτυα μέσης (20kV) όσο και χαμηλής τάσης (400V) [11]. Προκειμένου να αξιολογηθεί η απόδοση των δικτύων διανομής και των συστημάτων προστασίας κατά τη διάρκεια του σφάλματος, είναι απαραίτητο να είναι δυνατή η εκτίμηση της συμβολής του αντιστροφέα στο ρεύμα σφάλματος. Προς αυτή την κατεύθυνση, στην παρούσα εργασία σχεδιάζεται ένας τριφασικός αντιστροφέας για σύνδεση στο δίκτυο χαμηλής τάσης (με βάση ένα εμπορικό μοντέλο φωτοβολταϊκού αντιστροφέα) και μελετάται σε περιβάλλον MATLAB/Simulink η αλληλεπίδραση του με το δίκτυο κατά τη διάρκεια σφαλμάτων δικτύου. Στόχος της είναι η ανάπτυξη ενός αντιπροσωπευτικού και αξιόπιστου μοντέλου προσομοίωσης κατάλληλου για μελέτες βραχυκυκλωμάτων.

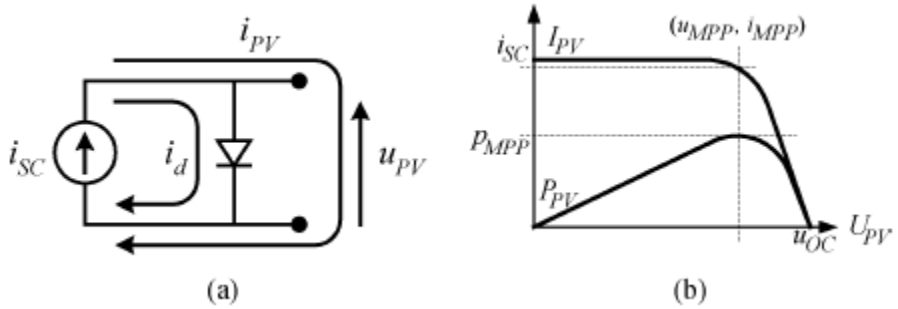
# 2 ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΟΙ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ

## 2.1 Εισαγωγή




Σχήμα 2.1 : Σύνδεση DC πηγής στο δίκτυο [4].

Τα ηλεκτρονικά ισχύος που επιτυγχάνουν τη διασύνδεση ενός φωτοβολταϊκού (Φ/Β) συστήματος στο δίκτυο πρέπει να επιτελέσουν δύο βασικές εργασίες: α) να μετατρέψουν την DC ισχύ που προέρχεται από τα Φ/Β πλαίσια σε AC ισχύ συγχρονισμένη με το δίκτυο ώστε στη συνέχεια να εγχυθεί στο ηλεκτρικό δίκτυο και β) να ελέγξουν τις συνθήκες ώστε να εντοπιστεί το Σημείο Μέγιστης Ισχύος (MPP) και να μεγιστοποιηθεί έτσι η αποδιδόμενη ενέργεια [12].



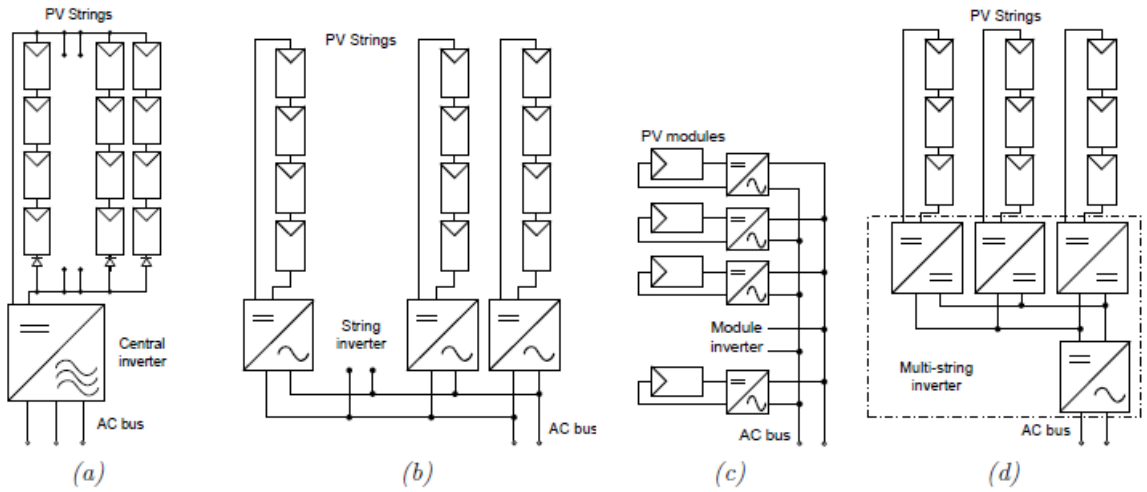

Σχήμα 2.2 : α) Κυκλωματικό ισοδύναμο Φ/Β στοιχείου. β) Χαρακτηριστικές καμπύλες Φ/Β στοιχείου, για δεδομένες τιμές ακτινοβολίας και θερμοκρασίας [12].

Το Φ/Β στοιχείο, ως πηγή παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας, παρουσιάζει μια αρκετά ιδιαίτερη συμπεριφορά. Σε αντίθεση με τις κοινές ηλεκτρικές πηγές, οι οποίες διατηρούν περίπου σταθερή τάση στην περιοχή κανονικής λειτουργίας, η τάση των Φ/Β στοιχείων μεταβάλλεται μη γραμμικά σε συνάρτηση με την ένταση του ρεύματος όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 2.2. Αντίστοιχα, η παραγόμενη ισχύς παρουσιάζει μέγιστο ($P_{MPP}$) για ορισμένο ζεύγος τιμών τάσης-ρεύματος $(u_{MPP}, i_{MPP})$, το οποίο ονομάζεται Σημείο Μέγιστης Ισχύος. Ο εντοπισμός του Σημείου Μέγιστης Ισχύος μιας Φ/Β συστοιχίας παίζει σημαντικό ρόλο στην απόδοση των Φ/Β συστημάτων και πραγματοποιείται από αλγόριθμο που ενσωματώνεται στο λογισμικό του αντιστροφέα (ή DC/DC μετατροπέα) ο οποίος ονομάζεται Ανιχνευτής Μέγιστου Σημείου Ισχύος (Maximum Power Point Tracker, MPPT) [13]. Βασίζεται σε διάφορες τεχνικές οι κυριότερες

των οποίων είναι οι εξής : Διαταραχής και Παρατήρησης (Perturb and Observe), Αυξητικής Αγωγιμότητας (Incremental Conductance), Ελεγκτές Ασαφούς Λογικής (Fuzzy Logic Control) και τα Νευρωνικά Δίκτυα (Neural Network) [14].

## 2.2 Δομές διασυνδεδεμένων φωτοβολταϊκών αντιστροφέων

Ανάλογα με το μέγεθος της φωτοβολταϊκής εγκατάστασης, μπορεί κανείς να μιλήσει για τέσσερις διαφορετικές δομές [15–17], όπως παρουσιάζονται στο σχήμα 2.3.




Σχήμα 2.3 : Δομές διασυνδεδεμένων Φ/Β αντιστροφέων : α) Κεντρικοί αντιστροφείς β) Αντιστροφείς Συστοιχίας γ) Αντιστροφείς Πλαισίου δ) Αντιστροφείς Πολλαπλών Συστοιχιών [18].

***Κεντρικοί αντιστροφείς (Central inverters)*:** χρησιμοποιούνται σε συστήματα με ισχύ μεγαλύτερη από 30kW. Στην DC πλευρά του κεντρικού αντιστροφέα συνδέονται αρκετές σειρές παράλληλα συνδεδεμένων Φ/Β πλαισίων που δημιουργούν μια Φ/Β συστοιχία (PV array). Συνήθως οι αντιστροφείς αυτοί συνοδεύονται από μετασχηματιστή ανύψωσης 0.4/20kV, ώστε να επιτυγχάνεται η απευθείας σύνδεση τους στο δίκτυο ΜΤ. Η επιλογή κεντρικού αντιστροφέα οδηγεί σε χαμηλότερο κόστος για την συνολική εγκατάσταση (σε κλίμακα €/W), αλλά με αυτή τη δομή δεν επιτυγχάνεται βέλτιστη ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος (MPPT) για όλες τις σειρές των πλαισίων και έτσι μειώνεται η ετήσια παραγωγή ενέργειας (annual energy production, AEP). Παράλληλα ο μεγάλος αριθμός Φ/Β πάνελ που συνδέονται στην είσοδο επιβάλλει την εκτεταμένη χρήση DC καλωδίων με αποτέλεσμα την αύξηση των απωλειών ισχύος. Τέλος η δομή του κεντρικού αντιστροφέα παρουσιάζει χαμηλή αξιοπιστία καθώς οποιαδήποτε σφάλμα παρουσιάσει ο αντιστροφέας συνεπάγεται διακοπή λειτουργίας όλου του συστήματος.

***Αντιστροφείς στοιχειοσειράς (String inverters):*** χρησιμοποιούνται σε συστήματα με εύρος ισχύος από 1kW ως 10kW. Η παραπάνω δομή συναντάται στο εμπόριο με

μετασχηματιστή ή χωρίς και σε μονοφασική ή τριφασική σύνδεση. Το βασικό πλεονέκτημα των αντιστροφέων στοιχειοσειράς είναι ότι διαθέτουν ξεχωριστό ανιχνευτή ΣΜΙ (MPPT) για κάθε κλάδο του φωτοβολταϊκού συστήματος (PV string). Ο οποίος αλλάζει το σημείο λειτουργίας της συστοιχίας με βάση τις εκάστοτε περιβαλλοντικές καταστάσεις και οδηγεί σε αυξημένη ετήσια παραγωγή ενέργειας (AEP), αυξάνοντας έτσι την απόδοση του συστήματος. Έτσι σε περίπτωση συντήρησης της μονάδας, αποσυνδέεται μόνο ένα τμήμα του Φ/Β συστήματος και η υπόλοιπη εγκατάσταση εξακολουθεί να είναι συνδεδεμένη με το δίκτυο. Έτσι μειώνεται στο ελάχιστο η απώλεια της παραγόμενης ενέργειας.

***Αντιστροφείς πολλαπλών στοιχειοσειρών (Multi-string inverters):*** χρησιμοποιούνται σε συστήματα με εύρος ισχύος από 10kW ως 30kW. Η παραπάνω δομή αποτελείται από αρκετούς DC/DC μετατροπείς που αναλαμβάνουν την ανίχνευση του ΣΜΙ (MPPT) κάθε στοιχειοσειράς ξεχωριστά και ένα κοινό κύκλωμα DC/AC μέσω του οποίου επιτυγχάνεται η διασύνδεση με το δίκτυο. Ουσιαστικά η δομή των πολλαπλών στοιχειοσειρών συνδυάζει τα πλεονεκτήματα των κεντρικών αντιστροφέων και των αντιστροφέων στοιχειοσειράς.

***Αντιστροφείς πλαισίου (Module-integrated inverters):*** χρησιμοποιούνται σε συστήματα μέχρι 300W. Σε αυτή τη δομή, κάθε φωτοβολταϊκό πλαίσιο έχει δικό του μετατροπέα, έτσι η λειτουργία ανίχνευσης ΣΜΙ κάθε μεμονωμένου φωτοβολταϊκού πλαισίου γίνεται αποτελεσματικότερη. Οι αντιστροφείς πλαισίου έχουν το υψηλότερο κόστος στην κλίμακα €/W.

Πίνακας 2-1 : Συγκριτική παρουσίαση των διαφορετικών δομών Φ/Β αντιστροφέων [19].

| **ΚΕΝΤΡΙΚΟΙ** | | **ΣΤΟΙΧΕΙΟΣΕΙΡΑΣ** | | **ΠΛΑΙΣΙΟΥ** | |
|---|---|---|---|---|---|
| ***Πλεονέκτημα*** | ***Μειονέκτημα*** | ***Πλεονέκτημα*** | ***Μειονέκτημα*** | ***Πλεονέκτημα*** | ***Μειονέκτημα*** |
| *Χαμηλό κόστος (€/W)* | *Περιορισμένες επιλογές σε μεγέθη με αποτέλεσμα μη βέλτιστο σχεδιασμό συστήματος* | *Χαμηλότερο κόστος (€/W) από αντιστροφείς πλαισίου* | *Ανάγκη για εγκατάσταση περισσότερων μονάδων σε σχέση με τους κεντρικούς αντιστροφείς* | *Ανίχνευση ΣΜΙ σε επίπεδο πλαισίου για μεγαλύτερη ευελιξία για προσανατολισμό/ σκίαση* | *Υψηλότερο κόστος (€/W) από αντιστροφείς κεντρικούς και στοιχειοσειράς* |
| *Ένα σημείο αλληλεπίδρασης με το δίκτυο* | *Απαιτείται σκυρόδερμα επί εδάφους* | *Μικρότερες δομικές μονάδες* | *Απαιτείται συσκευή παραλληλισμού AC* | *Ολόκληρη η AC καλωδίωση μπορεί να τοποθετηθεί στην οροφή* | *Απαιτείται απομάκρυνση πλαισίου για την συντήρηση του* |
| *Δεν απαιτείται συσκευή παραλληλισμού AC* | *Θόρυβος* | *Τοποθέτηση στην οροφή ή στο έδαφος* | | *Τοποθέτηση στην οροφή* | *Ανάγκη για εγκατάσταση αρκετά περισσότερων μονάδων* |

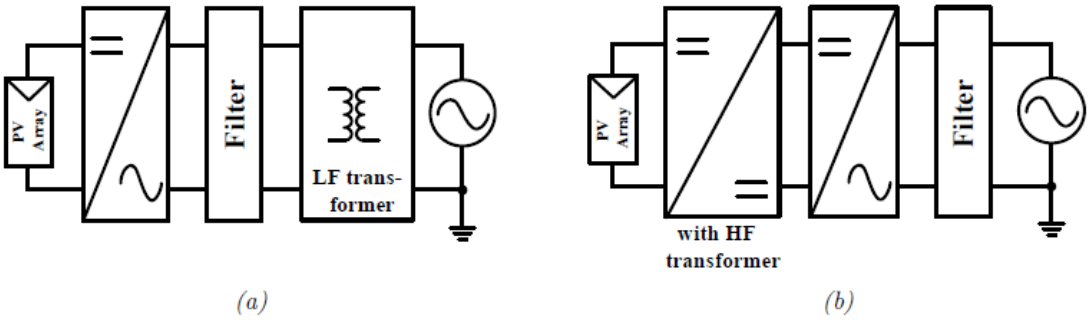
| | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| | *Απαιτείται τεχνικός πεδίου της κατασκευάστριας εταιρίας για συντήρηση* | *Παρακολούθηση συστήματος σε επίπεδο στοιχειοσειρών* | | *Παρακολούθηση συστήματος σε επίπεδο πλαισίου* | *Απαιτείται συσκευή παραλληλισμού AC* |
| | *Απαιτείται γερανός ή ανυψωτικό για τοποθέτηση* | *Αρκετοί ανιχνευτές ΣΜΙ ανά οροφή: ευελιξία για προσανατολισμό/ σκίαση* | | | |
| | | *AC έξοδος στην οροφή μειώνει την καλωδίωση και το κόστος των αγωγών* | | | |
| | | *Εύκολη αντικατάσταση* | | | |

## 2.3 Τοπολογίες φωτοβολταϊκών αντιστροφέων

### 2.3.1 Κατηγοριοποίηση με βάση τον αριθμό των βαθμίδων

Οι Φ/Β αντιστροφείς, ανάλογα με τον αριθμό των εν σειρά κλιμακωτών σταδίων (μετατροπέων) που επεξεργάζονται την ηλεκτρική ισχύ της Φ/Β γεννήτριας, κατηγοριοποιούνται σε αντιστροφείς μιας, δύο ή περισσοτέρων βαθμίδων [20]. Στους αντιστροφείς μιας βαθμίδας, ο μετατροπέας DC/AC επιφορτίζεται με όλα τα καθήκοντα όπως την εύρεση του σημείου μέγιστης ισχύος της Φ/Β γεννήτριας (MPPT), τον έλεγχο του εγχεόμενου στο δίκτυο ρεύματος και την ανύψωση της τάσης. Η διάταξη αυτή χρησιμοποιείται στους κεντρικούς αντιστροφείς (central inverters). Στους αντιστροφείς δύο βαθμίδων, ο μετατροπέας DC/DC πραγματοποιεί την ανύψωση τάσης και εκτελεί τον αλγόριθμο MPPT ενώ ο μετατροπέας DC/AC ελέγχει το εγχεόμενο ρεύμα στο δίκτυο μέσω τεχνικών διαμόρφωσης εύρους παλμών (Pulse Width Modulation, PWM) είτε μέσω διαμόρφωσης διανύσματος χώρου (Space Vector Modulation, SVM). Τέλος στους αντιστροφείς πολλών βαθμίδων, οι διαφορετικοί DC/DC μετατροπείς συνδέονται μέσω κοινού DC-link με τον μετατροπέα DC/AC που αναλαμβάνει το έλεγχο του εγχεόμενου ρεύματος. Η παραπάνω διάταξη επιτρέπει καλύτερο έλεγχο MPPT για καθεμία Φ/Β συστοιχία ξεχωριστά.

### 2.3.2 Κατηγοριοποίηση με βάση την παρουσία (ή όχι) ηλεκτρικής απομόνωσης

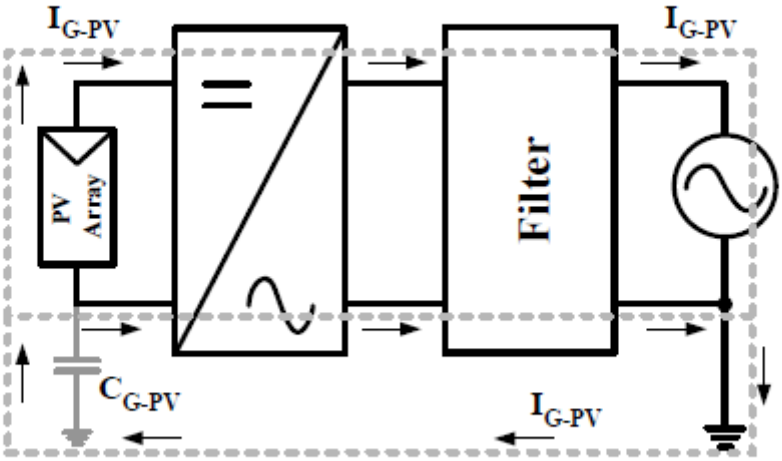



Σχήμα 2.4: Διασυνδεμένα Φ/Β συστήματα που χρησιμοποιούν αντιστροφέα με γαλβανική απομόνωση α) με χαμηλόσυχνο Μ/Σ στην πλευρά του δικτύου β) με υψίσυχνο Μ/Σ στην DC πλευρά [18].

Οι Φ/Β αντιστροφείς, ανάλογα με το αν εμπεριέχουν μετασχηματιστή σε κάποια από τις βαθμίδες τους, μπορούν να χωριστούν σε δύο κατηγορίες: αντιστροφείς με μετασχηματιστή και αντιστροφείς χωρίς μετασχηματιστή [18], [20]. Η παρουσία μετασχηματιστή επιτρέπει την γαλβανική απομόνωση μεταξύ των Φ/Β πλαισίων και του ηλεκτρικού δικτύου, η οποία επιβάλλεται από ορισμένους κώδικες δικτύων (όπως στην περίπτωση της Αγγλίας και της Ιταλίας). Ο μετασχηματιστής μπορεί να τοποθετηθεί είτε στην πλευρά του δικτύου και συγκεκριμένα μετά το «βαθυπερατό» φίλτρο (χαμηλόσυχνος, LF transformer) είτε στην DC πλευρά του μετατροπέα (υψίσυχνος, HF transformer). Η χρήση χαμηλόσυχνου μετασχηματιστή (LF) έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση του μεγέθους, του βάρους και του κόστους του συστήματος ενώ παράλληλα μειώνει την απόδοσή του. Αντίθετα ο υψίσυχνος μετασχηματιστής (HF) είναι πιο συμπαγής κατασκευή όμως μπορεί να οδηγήσει σε αύξηση των απωλειών του συστήματος. Σε χώρες όπου η γαλβανική απομόνωση μεταξύ της φωτοβολταϊκής γεννήτριας και του δικτύου δεν απαιτείται (περίπτωση Γερμανίας και Ισπανίας), η χρήση αντιστροφέα χωρίς μετασχηματιστή (transformerless inverter) μπορεί να οδηγήσει σε αύξηση της συνολικής απόδοσης του συστήματος μέχρι 2%.

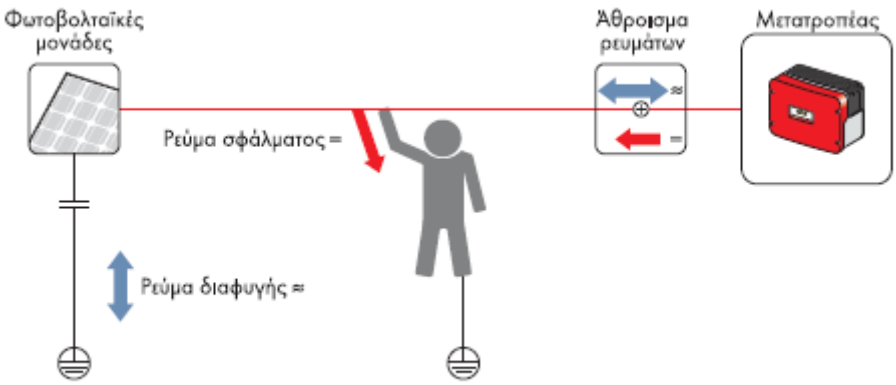
Στην περίπτωση των Φ/Β αντιστροφέων χωρίς μετασχηματιστή απομόνωσης τα φωτοβολταϊκά πάνελ συνδέονται απευθείας με το δίκτυο. Αυτό δημιουργεί μια άμεση διαδρομή για τα ρεύματα διαρροής που προκαλούνται από τις διακυμάνσεις του δυναμικού μεταξύ της φωτοβολταϊκής γεννήτριας και του δικτύου. Αυτές οι διακυμάνσεις τάσης φορτίζουν και εκφορτίζουν την παρασιτική χωρητικότητα που σχηματίζεται μεταξύ της ηλεκτρικά ενεργής επίστρωσης της επιφάνειας του Φ/Β και του γειωμένου σκελετού (απεικονίζεται ως $C_{G\text{-}PV}$ στο σχήμα 2.5). Η παρασιτική χωρητικότητα μαζί με τα DC καλώδια που συνδέουν τη φωτοβολταϊκή γεννήτρια με τον αντιστροφέα σχηματίζουν ένα συντονισμένο κύκλωμα. Η συχνότητα συντονισμού αυτού του κυκλώματος εξαρτάται από το μέγεθος της φωτοβολταϊκής γεννήτριας και το μήκος των DC καλωδίων. Η διαδρομή του ρεύματος διαρροής ($I_{G\text{-}PV}$) που ρέει μέσω της παρασιτικής χωρητικότητας της φωτοβολταϊκής γεννήτριας εμφανίζεται με μια γκρι

διακεκομμένη γραμμή στο σχήμα 2.5. Σε περίπτωση σφάλματος (πχ. φθορά στη μόνωση), η επαφή ενός γειωμένου ατόμου με την εγκατάσταση μπορεί να αποβεί επικίνδυνη για την ζωή του. Επίσης, το ρεύμα διαρροής μπορεί να προκαλέσει φθορά στα φωτοβολταϊκά στοιχεία. Για τους λόγους αυτούς, οι Φ/Β αντιστροφείς χωρίς μετασχηματιστή κατασκευάζονται με βάση ειδικές τοπολογίες, που μειώνουν σημαντικά το ρεύμα διαρροής σε σχέση με τη συμβατική τοπολογία της Η-γέφυρας.




Σχήμα 2.5 : Αναπαράσταση της παρασιτικής χωρητικότητας μεταξύ της Φ/Β γεννήτριας και γειωμένου σκελετού. Η διαδρομή του ρεύματος διαρροής παρουσιάζεται με γκρι διακεκομμένη γραμμή [18] .

Το πρότυπο VDE0126-1-1 προτείνει τη χρήση Μονάδας Επιτήρησης Παραμένοντος Ρεύματος (Residual Current Monitoring Unit, RCMU) με στόχο να μετριέται το παραμένον ρεύμα (άθροισμα ρευμάτων διαφυγής και σφάλματος). Σε περίπτωση υπέρβασης ορίου ο αντιστροφέας αποκόπτεται αυτόματα για προληπτικούς λόγους από το δίκτυο.




Σχήμα 2.6 : Λειτουργία Μονάδας Επιτήρησης Παραμένοντος Ρεύματος (RCMU) σε περίπτωση σφάλματος [21].

## 2.4 Συστήματα προστασίας διασυνδεδεμένων φωτοβολταϊκων αντιστροφέων

Οι αντιστροφείς των διασυνδεδεμένων φωτοβολταϊκων συστημάτων διαθέτουν συστήματα για τον έλεγχο της εξόδου τους, την ασφαλή αποσύνδεση και διακοπή της λειτουργίας τους σε περίπτωση ασυνήθιστων συνθηκών στην πλευρά των φωτοβολταϊκων πάνελ ή στην πλευρά δικτύου.

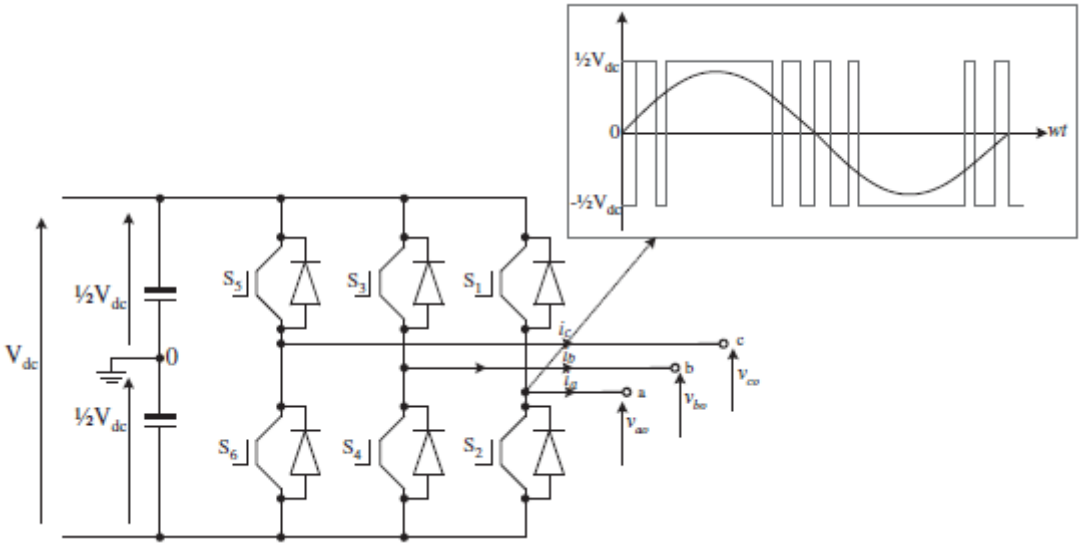
Τα συστήματα προστασίας του αντιστροφέα μπορούν να χωριστούν σε δυο κατηγορίες: στα συστήματα που ενσωματώνονται στη λειτουργία (συγκεκριμένα στο σύστημα ελέγχου) και στα συστήματα που υλοποιούνται με ξεχωριστές διατάξεις. Στην πρώτη κατηγορία ανήκουν τα συστήματα για την προστασία από την DC πλευρά, την AC πλευρά και την αύξηση της θερμοκρασίας. Στην DC πλευρά, τα συστήματα προστατεύουν συνήθως στις περιπτώσεις υπερφόρτισης, υπέρτασης, υπότασης, υπερρεύματος και παράλληλα ανιχνεύουν τυχόν ρεύματα διαφυγής. Στην πλευρά του δικτύου οι διατάξεις προστατεύουν στις περιπτώσεις υπέρτασης, υπότασης, υπερρεύματος, ανόδου της συχνότητας, πτώσης της συχνότητας, ανιχνεύουν σφάλματα προς τη γη και τυχόν έγχυση συνεχούς ρεύματος σε τοπολογίες χωρίς γαλβανική απομόνωση. Παράλληλα ο αντιστροφέας διαθέτει προστασία για την αύξηση της θερμοκρασίας. Η προστασία πραγματοποιείται τόσο μέσω του συστήματος ελέγχου όσο και με διάφορους αισθητήρες. Στη δεύτερη κατηγορία ανήκουν συστήματα προστασίας έναντι κεραυνών και κρουστικών υπερτάσεων. Οι παραπάνω προστασίες υλοποιούνται ξεχωριστά με προσθήκη βαρίστορ και απαγωγού υπερτάσεων αντίστοιχα.

Ξεχωριστή κατηγορία αποτελεί η προστασία για τη νησιδοποίηση. Νησιδοποίηση ονομάζεται μία μη επιθυμητή κατάσταση κατά την οποία μία μονάδα διεσπαρμένης παραγωγής τροφοδοτεί τοπικά φορτία χωρίς να είναι συνδεδεμένη στο ΣΗΕ. Οι περισσότεροι αντιστροφείς διαθέτουν σύστημα ανίχνευσης κατάστασης νησιδοποίησης το οποίο ενσωματώνεται στο σύστημα ελέγχου του αντιστροφέα ρυθμίζοντας το λογισμικό του. Όμως όταν χρησιμοποιείται ενεργή μέθοδος νησιδοποίησης με μέτρηση εμπέδησης (ENS) τότε απαιτείται επιπλέον συσκευή.

Στην περίπτωση της ενσωματωμένης προστασίας, εάν ενεργοποιηθεί, ο αντιστροφέας πρέπει να αποσυνδεθεί γρήγορα από το δίκτυο και θα εκκινήσει αυτόματα μετά την εξάλειψη του προβλήματος. Όταν ενεργοποιηθεί η προστασία, όλες οι διακοπτικές διατάξεις του αντιστροφέα θα παύσουν (με μπλοκάρισμα της πύλης) και παράλληλα θα ανοίξει ο διακόπτης ή το ρελέ στην έξοδο. Σε περίπτωση που πραγματοποιείται παθητική μέθοδος ανίχνευσης της νησιδοποίησης, ο διακόπτης παραμένει κλειστός. Μόλις διαπιστωθεί ότι οι συνθήκες τόσο στην DC όσο και στην AC πλευρά έχουν αποκατασταθεί, ο αντιστροφέας θα ξεκινήσει τη διαδικασία εκκίνησης η οποία μπορεί να διαρκέσει από 5 δευτερόλεπτα έως 4 λεπτά [22].

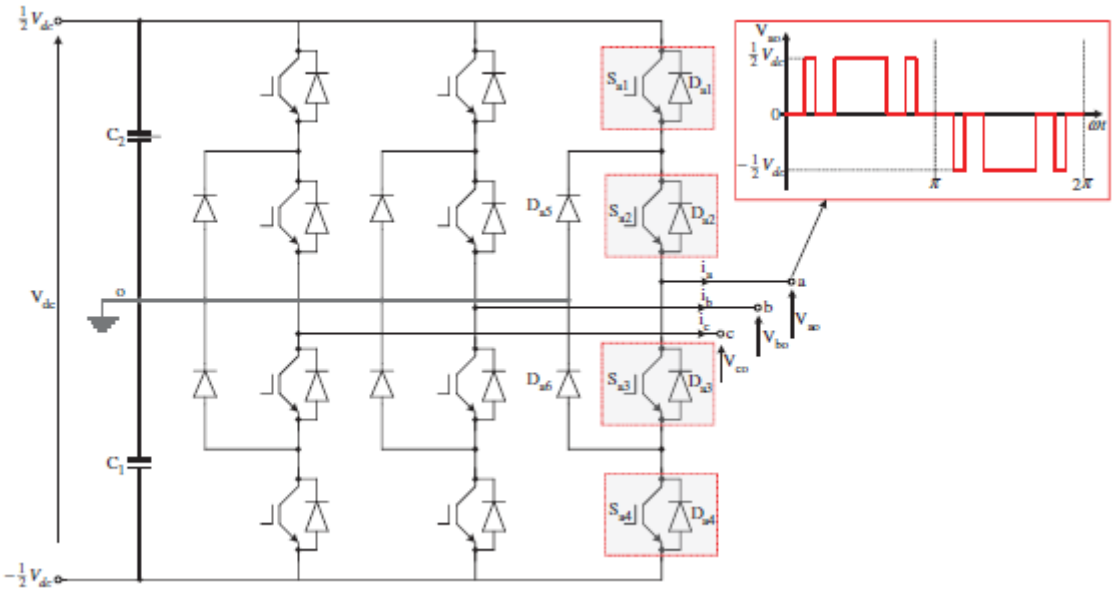
# 3 ΔΙΑΣΤΑΣΙΟΛΟΓΗΣΗ ΔΙΑΣΥΝΔΕΔΕΜΕΝΟΥ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ

## 3.1 Εισαγωγή




Σχήμα 3.1 : Τριφασικός μετατροπέας VSC δύο επιπέδων με γραφική αναπαράσταση της φασικής τάσης εξόδου $V_{ao}$ ως προς ουδέτερο σημείο μεσαίας λήψης [23].

Ο τριφασικός μετατροπέας πηγής τάσης μπορεί να υλοποιηθεί με διάφορες διατάξεις. Οι κυριότερες είναι: ο **μετατροπέας πηγής τάσης δύο επιπέδων (two-level VSC)** και ο **μετατροπέας πηγής τάσης τριών επιπέδων (three-level NPC VSC**). Ο μετατροπέας δύο επιπέδων αποτελείται από τρεις πανομοιότυπους μετατροπείς μισής γέφυρας (half-bridge converter), και ονομάζεται δύο επιπέδων επειδή μπορεί να παράγει μόνο δύο επίπεδα τάσης ($\frac{1}{2}V_{dc}, -\frac{1}{2}V_{dc}$) στην έξοδο κάθε φάσης ($a, b, c$) όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 3.1. Ενώ ο μετατροπέας τριών επιπέδων με διόδους περιορισμού και ουδέτερο σημείο (NPC) αποτελείται από έξι μετατροπείς μισής γέφυρας και μπορεί να παράγει τρία επίπεδα τάσης στην έξοδο κάθε φάσης (σχήμα 3.2) [23] .



Σχήμα 3.2 : Τριφασικός μετατροπεάς VSC τριών επιπέδων με γραφική αναπαράσταση της φασικής τάσης $V_{ao}$ του ως προς σημείο μεσαίας λήψης [23].

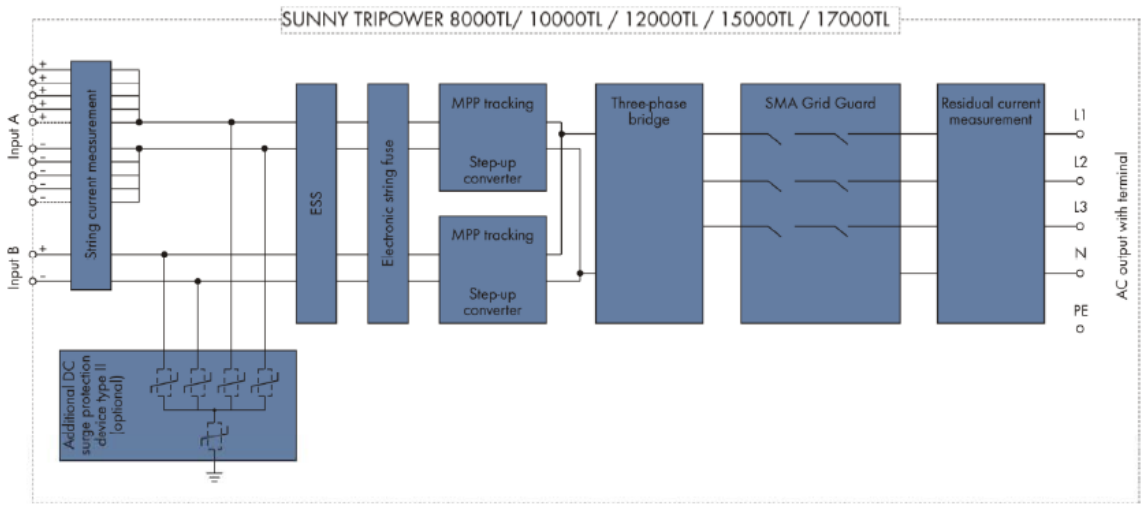
Στην παρούσα εργασία, ο τριφασικός αντιστροφέας επιλέχθηκε να υλοποιηθεί ως αντιστροφεάς δυο επιπέδων. Η διαστασιολόγηση των κυκλωματικών στοιχείων τριφασικού αντιστροφέα βασίστηκε στα τεχνικά χαρακτηριστικά ενός μοντέλου της εταιρίας SMA (Sunny Tripower 17000TL) και τα βήματα που ακολουθήθηκαν παρουσιάζονται στο παρόν κεφάλαιο. Αρχικά παρουσιάζονται τα τεχνικά χαρακτηριστικά του μοντέλου και στη συνέχεια με τη βοήθεια του λογισμικού Semisel γίνεται διαστασιολόγηση των διακοπτικών στοιχείων του υπό μελέτη τριφασικού αντιστροφέα. Τέλος επιλέγεται εμπορικό μοντέλο πυκνωτή πλαστικής ταινίας για την DC-link πλευρά του αντιστροφέα και προσδιορίζονται τα στοιχεία του LCL φίλτρου στην έξοδο του.

## 3.2 Περιγραφή εμπορικού μοντέλου τριφασικού φωτοβολταϊκού αντιστροφέα

Ο μετατροπέας Sunny Tripower είναι ένας φωτοβολταϊκός μετατροπέας πολλαπλών στοιχειοσειρών. Μετατρέπει το συνεχές ρεύμα μιας φωτοβολταϊκής γεννήτριας σε εναλλασσόμενο και τροφοδοτεί το δημόσιο ηλεκτρικό δίκτυο. Ο Sunny Tripower διαθέτει δύο ανεξάρτητους ανιχνευτές μέγιστης ισχύος (MPP-Tracker), στους οποίους μπορούν να συνδεθούν διαφορετικές φωτοβολταϊκές μονάδες. Η τροφοδοσία του ρεύματος στο δημόσιο ηλεκτρικό δίκτυο πραγματοποιείται τριφασικά. Η ψύξη πραγματοποιείται με το ενεργό σύστημα ψύξης (OptiCool).Τα κύρια μέρη (σχήμα 3.3) του αντιστροφέα της σειράς Sunny Tripower (SMA) είναι τα εξής:

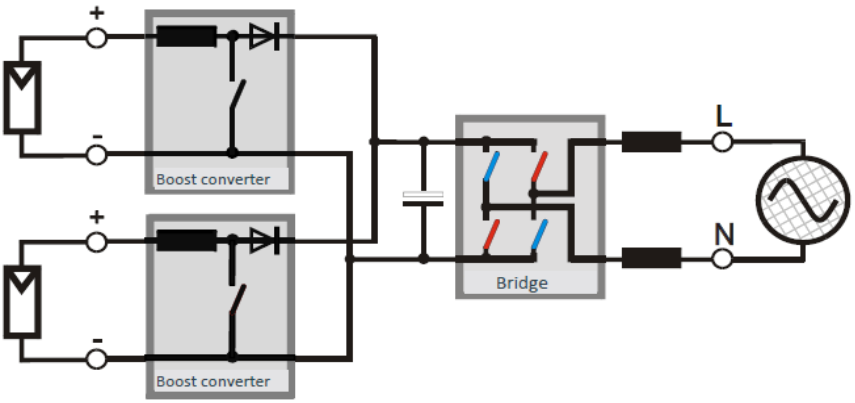
- Μονάδα επιτήρησης ρεύματος Φ/Β συστοιχιών (String current measurement)
- Διακόπτης Electronic Solar Switch (ESS)

- Ηλεκτρονική ασφάλεια συστοιχίας (Electronic string fuse)
- Δύο DC/DC μετατροπείς ανύψωσης τάσης (Step-up converter) με ξεχωριστό Ανιχνευτή Σημείου Μέγιστης Ισχύος (MPP tracking)
- Τριφασική πλήρης γέφυρα (Three-phase bridge)
- Επιτηρητής δικτύου (SMA Grid Guard)
- Μονάδα επιτήρησης παραμένοντος ρεύματος (Residual Current Measurement, RCMU)




Σχήμα 3.3: Τα κύρια μέρη των αντιστροφέων της σειράς Sunny Tripower [24].

Τα τεχνικά χαρακτηριστικά του εμπορικού αντιστροφέα Sunny Tripower 17000TL στα οποία βασίστηκε το μοντέλο του αντιστροφέα που χρησιμοποιήθηκε παρουσιάζονται στον πίνακα 3-1. Στην παρούσα εργασία θεωρήθηκε σταθερή DC είσοδος για τον αντιστροφέα ίση με $V_d = 600V$ οπότε δεν υλοποιήθηκαν οι μετατροπείς ανύψωσης (boost converters) του εμπορικού μοντέλου (σχήμα 3.4).




Σχήμα 3.4 : Μονοφασικό ισοδύναμο κύκλωμα αντιστροφέα πολλαπλών συστοιχιών [24].

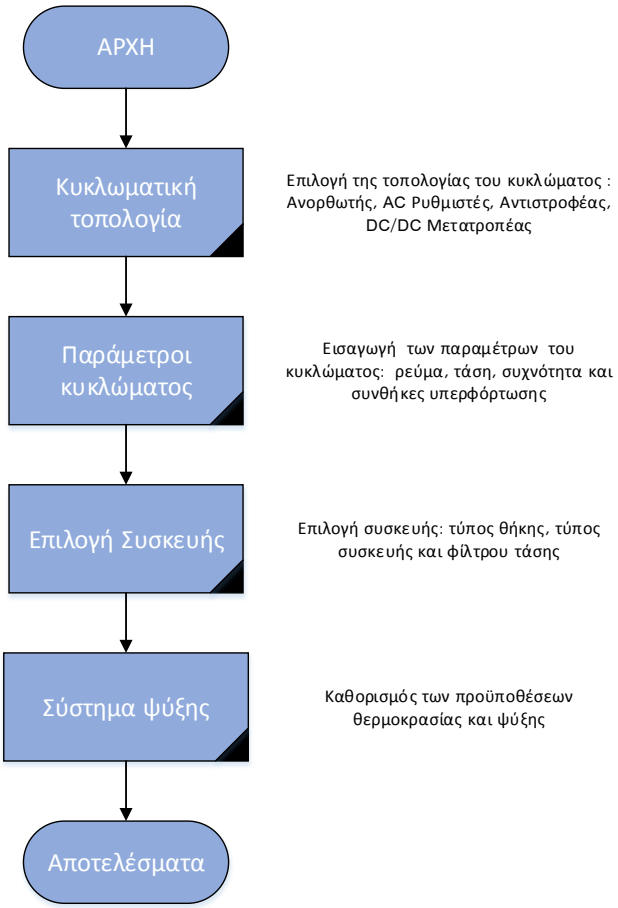
Πίνακας 3-1 : Τεχνικά χαρακτηριστικά του εμπορικού αντιστροφέα Sunny Tripower 17000TL [25].

| **ΕΙΣΟΔΟΣ DC** | |
|---|---|
| Μέγιστη ισχύς DC (cosφ=1) | 17410 W |
| Μέγιστη τάση εισόδου | 1000 V |
| Εύρος τάσης ΣΜΙ (MPP) | 400 V ως 800 V |
| Ονομαστική τάση εισόδου | 600 V |
| Ελάχιστη τάση εισόδου | 150 V |
| Αρχική τάση εισόδου | 188 V |
| Αριθμός των ανεξάρτητων εισόδων ΣΜΙ (MPP) | 2 |
| **ΕΞΟΔΟΣ AC** | |
| Ονομαστική ισχύς | 17.000 W (στα 230 V / 50 Hz) |
| Ονομαστική τάση δικτύου | 230 V / 400 V |
| Ονομαστικό ρεύμα | 24,6 A (στα 230 V) |
| Μέγιστο ρεύμα εξόδου | 24,6 A |
| Μέγιστο ρεύμα εξόδου σε περίπτωση σφάλματος | 0,05 kA |
| Ονομαστική συχνότητα δικτύου | 50 Hz |
| Συντελεστής μετατόπισης ρυθμιζόμενος | 0,8 σε υπερδιέγερση... 0,8 σε υποδιέγερση |
| Φάσεις τροφοδοσίας | 3 |
| **ΓΕΝΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ** | |
| Τοπολογία | Χωρίς μετασχηματιστή |
| Βαθμός απόδοσης $\eta_{max}$ | 98,2% |

## 3.3 Διαστασιολόγηση διακοπτικών στοιχείων τριφασικού αντιστροφέα

Για την διαστασιολόγηση ηλεκτρικών μετατροπέων υπάρχουν αρκετά διαθέσιμα εργαλεία όπως : το IPOSIM (της εταιρίας Infineon), το SemiSel (Semikron) , το Melcosim (Mitsubishi) και το Fuji IGBT simulator (Fuji). Στα πλαίσια την παρούσας εργασίας επιλέχτηκε το πρόγραμμα SemiSel της εταιρίας Semikron, το οποίο αποδείχτηκε αρκετά εύχρηστο.

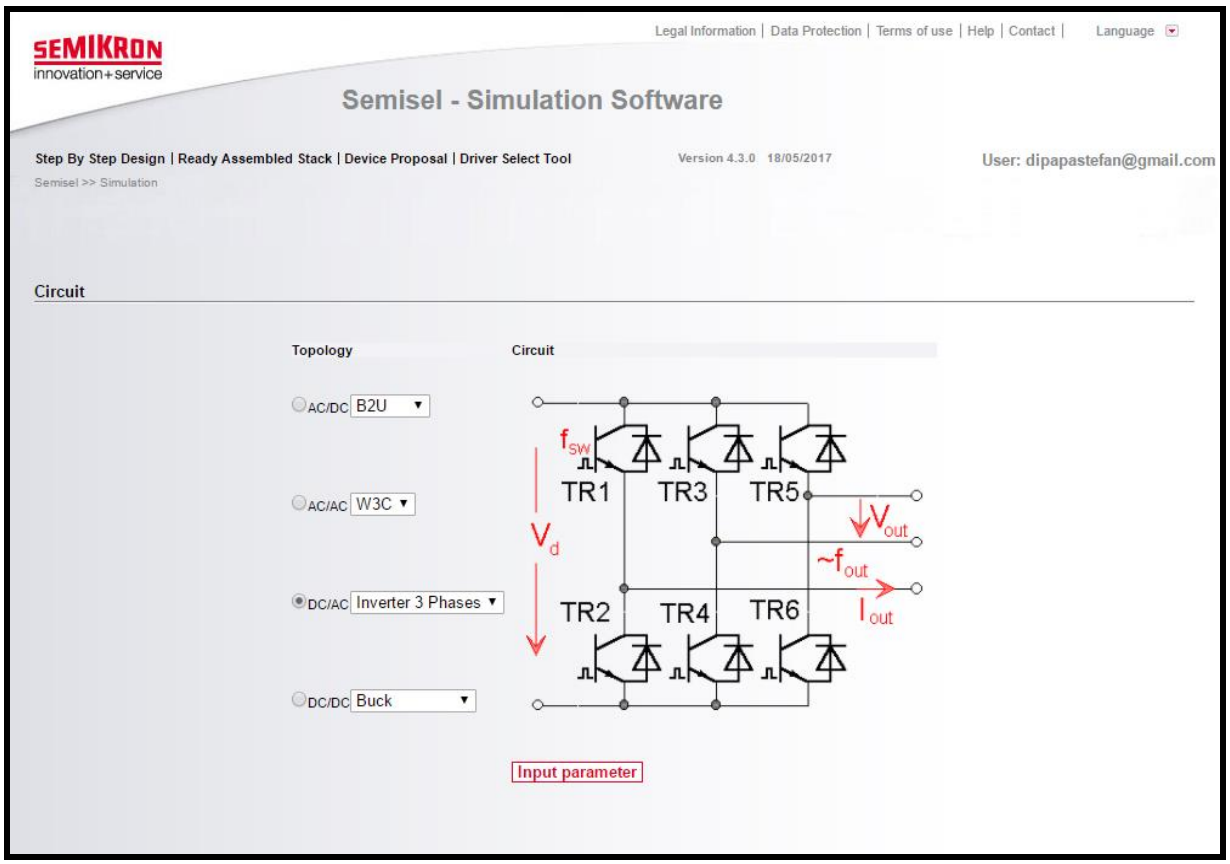
Το λογισμικό SemiSel διατίθεται χωρίς χρέωση από την εταιρεία Semikron (https://www.semikron.com/service-support/semisel-simulation.html) και επιτρέπει την εκτέλεση πολυάριθμων δοκιμών με διακοπτικά στοιχεία ισχύος σε ένα ευρύ φάσμα συνθηκών λειτουργίας. Το SemiSel προσφέρει αρκετές δυνατότητες. Αυτές κυμαίνονται από απλές προτάσεις προϊόντων για ένα ονομαστικό σημείο λειτουργίας προσδιορίζοντας τις προδιαγραφές του κυκλώματος οδήγησης και ψήκτρας έως πολύπλοκους υπολογισμούς για πλήρεις κύκλους φορτίου [26]. Η διαστασιολόγηση των μετατροπέων με την βοήθεια του SemiSel γίνεται σε τέσσερα απλά βήματα (σχήμα 3.5).




Σχήμα 3.5 : Διάγραμμα ροής για την διαστασιολόγηση των ημιαγωγικών στοιχείων του αντιστροφέα στο λογισμικό SemiSel.

### 3.3.1 Τοπολογία κυκλώματος

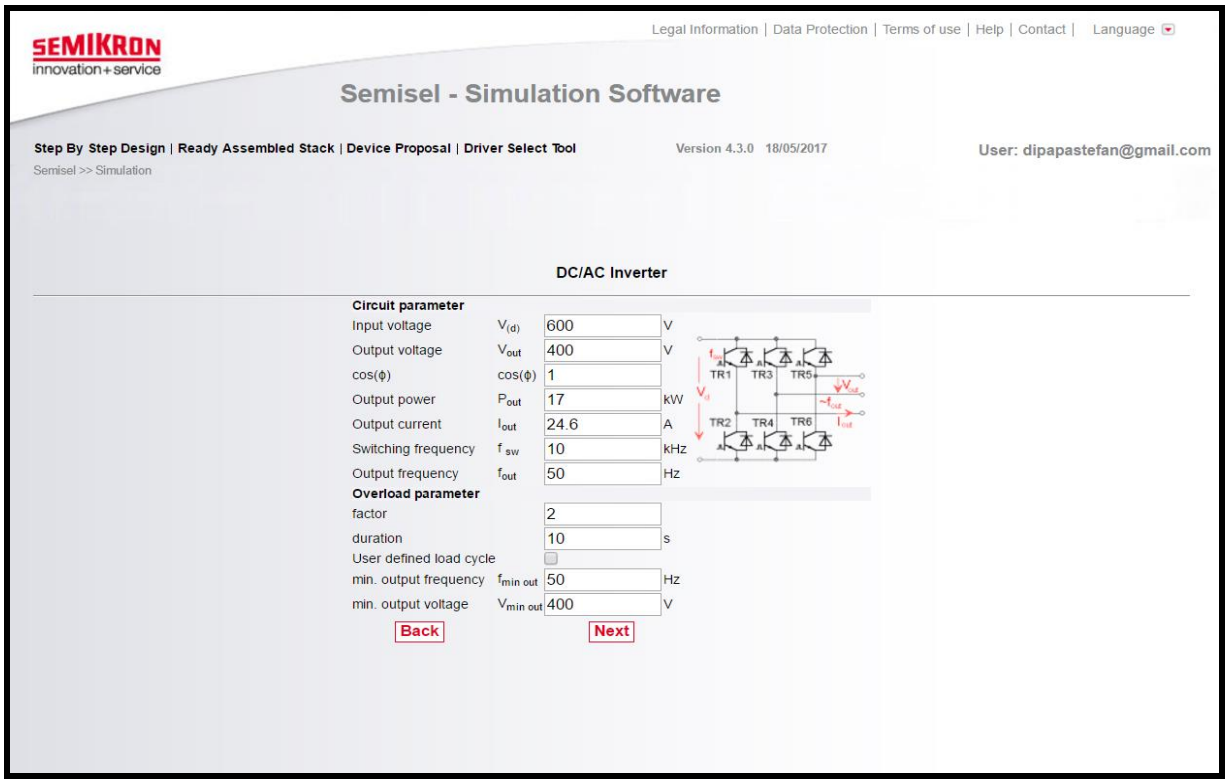
Αρχικά επιλέγεται ο τύπος του μετατροπέα που θα προσομοιωθεί (σχήμα 3.6). Ο μετατροπέας μπορεί να είναι ανορθωτής AC/DC, AC ρυθμιστής, αντιστροφέας ή DC/DC μετατροπέας. Στη συγκεκριμένη περίπτωση επιλέχτηκε από την κατηγορία μετατροπέων DC/AC, ο τριφασικός αντιστροφέας (Inverter 3 Phases).




Σχήμα 3.6 : 1ο βήμα στο λογισμικό SemiSel για την διαστασιολόγηση των διακοπτικών στοιχείων του αντιστροφέα.

### 3.3.2 Παράμετροι κυκλώματος

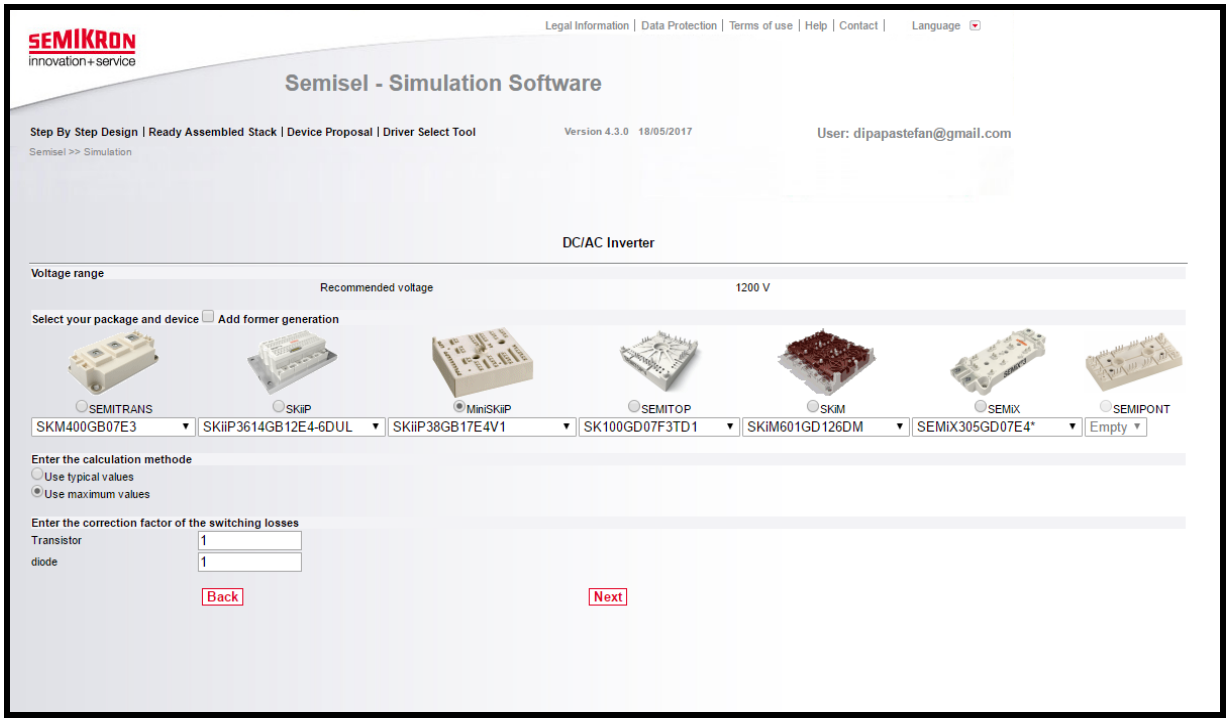
Στην συνέχεια εισάγονται οι παράμετροι του κυκλώματος του μετατροπέα. Τα τεχνικά χαρακτηριστικά που παρουσιάστηκαν στον πίνακα 3-1, εισάγονται στο λογισμικό όπως φαίνεται στο σχήμα 3.7. Οι Φ/Β αντιστροφείς τυπικά λειτουργούν με διακοπτική συχνότητα ($f_{sw}$) περίπου από 7 έως 15 kHz [27]. Στη συγκεκριμένη υλοποίηση επιλέχτηκε διακοπτική συχνότητα για τον μετατροπέα σταθερή και ίση με 10 kHz. Ο χρήστης μπορεί να εξετάσει την περίπτωση υπερφόρτωσης του κυκλώματος, είτε λόγω υπερφόρτωσης ρεύματος είτε λόγω λειτουργίας σε χαμηλή συχνότητα. Για την παρούσα εργασία επιλέχθηκε η περίπτωση υπερφόρτωσης του μετατροπέα με συντελεστή (overload factor) ίσο με 2 και διάρκεια 10 δευτερόλεπτα.




Σχήμα 3.7 : 2ο βήμα στο λογισμικό SemiSel για την διαστασιολόγηση των διακοπτικών στοιχείων του αντιστροφέα.

### 3.3.3 Επιλογή συσκευής προς εξέταση

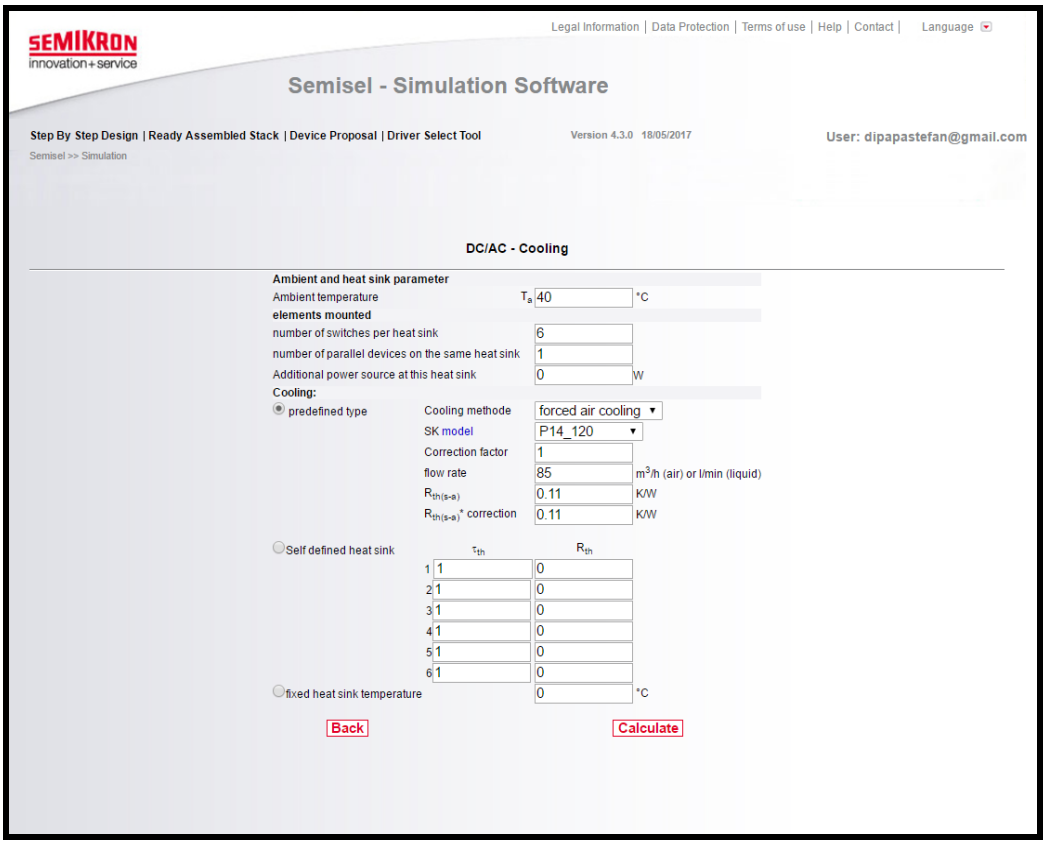
Στο επόμενο βήμα επιλέγεται η συσκευή που περιέχει τα διακοπτικά στοιχεία του μετατροπέα, με βάση τον τύπο της θήκης και την τεχνολογία του chip που θα χρησιμοποιηθεί. Μετά από διάφορες δοκιμές, επιλέχτηκε από την κατηγορία MiniSKiiP η διαθέσιμη συσκευή SKiiP38GB17E4V1. Αποτελείται από 6 διπολικά τρανζίστορ μονωμένης πύλης (IGBT) με αντιπαράλληλες διόδους ελεύθερης ροής (freewheeling diodes). Ο χρήστης μπορεί να επιλέξει τον έλεγχο της συσκευής με βάση τις τυπικές ή τις μέγιστες τιμές λειτουργίας της. Η προτεινόμενη συσκευή ελέγχθηκε για τις μέγιστες τιμές λειτουργίας.




Σχήμα 3.8 : 3ο βήμα στο λογισμικό SemiSel για την διαστασιολόγηση των διακοπτικών στοιχείων του αντιστροφέα.

### 3.3.4 Σύστημα ψύξης

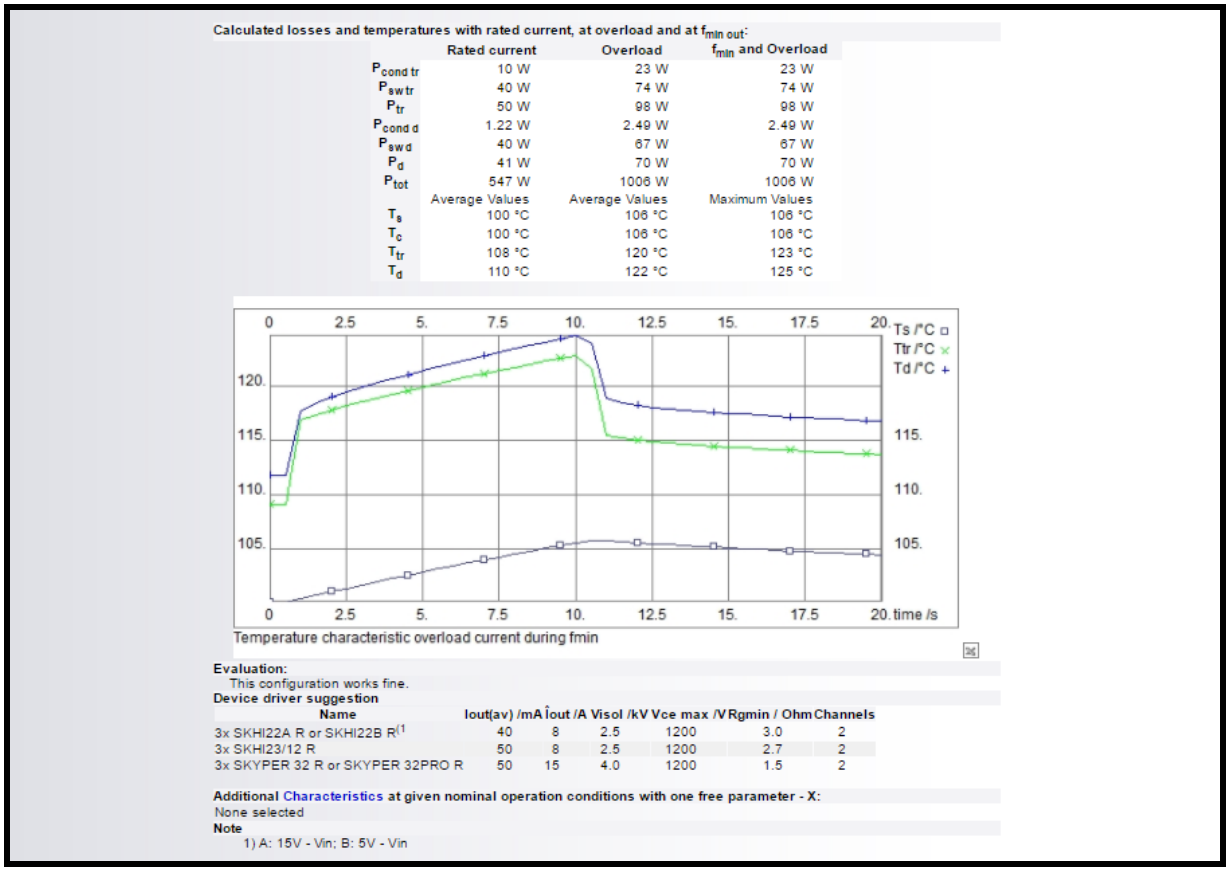
Στο επόμενο βήμα επιλέγονται τα στοιχεία του συστήματος ψύξης του μετατροπέα. Αρχικά επιλέγεται η θερμοκρασία περιβάλλοντος ($T_a$), η οποία στην πράξη είναι η θερμοκρασία του ψυκτικού μέσου (νερό/αέρας) που θα χρησιμοποιηθεί. Για τον υπολογισμό της θερμοκρασίας της ψύκτρας $T_s$, είναι σημαντικός ο προσδιορισμός του αριθμού τον διακοπτών (switches) ανά ψύκτρα, $n_s$ και του αριθμού των παράλληλων συσκευών σε κάθε ψύκτρα, $n_p$. Ο τριφασικός αντιστροφέας με IGBT αποτελείται από 6 διακόπτες χωρίς παράλληλη σύνδεση, επειδή ένα τρανζίστορ IGBT και η αντίστοιχη δίοδος αποτελούν ένα διακόπτη. Έτσι, έχοντας προσδιορίσει τις αρχικές παραμέτρους, ο χρήστης μπορεί: α) να επιλέξει ένα από τα εμπορικά μοντέλα ψυκτρών είτε με φυσική μεταφορά θερμότητας είτε εξαναγκασμένη ψύξη με αέρα ή νερό και να ελέγξει την αποτελεσματικότητά του σε διάφορες συνθήκες β) να ελέγξει την αποτελεσματικότητα της προσδιορίζοντας τη θερμική της αντίσταση $R_{th}$ ως συνάρτηση της χρονικής σταθεράς $\tau_{th}$ και γ) να υπολογίσει την απαιτούμενη θερμική αντίσταση με βάση τις απώλειες θερμότητας $P_{tot}$ (που θα προσδιοριστούν στο τέλος), θεωρώντας σταθερή τη θερμοκρασία της ψύκτρας.




Σχήμα 3.9 : 4ο βήμα στο λογισμικό SemiSel για την διαστασιολόγηση των διακοπτικών στοιχείων του αντιστροφέα.

### 3.3.5 Τελικό αποτέλεσμα

Το λογισμικό SemiSel, με βάση τις παραμέτρους που επιλέχθηκαν στα προηγούμενα βήματα, υπολογίζει τις απώλειες κατά την αγωγή ($P_{con}$) και τη διακοπτική λειτουργία ($P_{sw}$) του τραζίνστορ και της διόδου στις ονομαστικές συνθήκες, στις συνθήκες υπερφόρτωσης και στις συνθήκες χαμηλής συχνότητας. Παράλληλα υπολογίζονται η θερμοκρασία της ψύκτρας ($T_s$), της θήκης ($T_c$), του τρανζίστορ ($T_{tr}$) και της διόδου ($T_d$) στις παραπάνω συνθήκες. Όπως προκύπτει από τα αποτελέσματα, οι συνολικές απώλειες ($P_{tot}$) τόσο στις ονομαστικές όσο στις συνθήκες υπερφόρτωσης είναι ικανοποιητικές για την συγκεκριμένη διάταξη που επιλέχθηκε. Παράλληλα η μέγιστη τιμή της θερμοκρασίας θήκης ικανοποιεί τις απαιτήσεις του κατασκευαστή της ($T_{c,\max} = 125^{\circ}C$). Τόσο στο τρανζίστορ όσο και στη δίοδο εξασφαλίζεται η απαίτηση για τη θερμοκρασία ένωσης ($T_j \leq 150^{\circ}C$). Τέλος για την αξιολόγηση του συστήματος ψύξης, δίνεται το παρακάτω διάγραμμα των θερμοκρασιών $T_s, T_{tr}, T_d$ κατά τη διάρκεια της υπερφόρτωσης (διάρκεια 10 δευτερόλεπτα).



Calculated losses and temperatures with rated current, at overload and at $f_{min\ out}$:

| | Rated current | Overload | $f_{min}$ and Overload |
|---|---|---|---|
| $P_{cond\ tr}$ | 10 W | 23 W | 23 W |
| $P_{sw\ tr}$ | 40 W | 74 W | 74 W |
| $P_{tr}$ | 50 W | 98 W | 98 W |
| $P_{cond\ d}$ | 1.22 W | 2.49 W | 2.49 W |
| $P_{sw\ d}$ | 40 W | 67 W | 67 W |
| $P_d$ | 41 W | 70 W | 70 W |
| $P_{tot}$ | 547 W | 1006 W | 1006 W |
| | Average Values | Average Values | Maximum Values |
| $T_s$ | 100 °C | 106 °C | 106 °C |
| $T_c$ | 100 °C | 106 °C | 106 °C |
| $T_{tr}$ | 108 °C | 120 °C | 123 °C |
| $T_d$ | 110 °C | 122 °C | 125 °C |



Temperature characteristic overload current during fmin

Evaluation:
This configuration works fine.

Device driver suggestion

| Name | Iout(av) /mA | Îout /A | Visol /kV | Vce max /V | Rgmin / Ohm | Channels |
|---|---|---|---|---|---|---|
| 3x SKHI22A R or SKHI22B R(1 | 40 | 8 | 2.5 | 1200 | 3.0 | 2 |
| 3x SKHI23/12 R | 50 | 8 | 2.5 | 1200 | 2.7 | 2 |
| 3x SKYPER 32 R or SKYPER 32PRO R | 50 | 15 | 4.0 | 1200 | 1.5 | 2 |

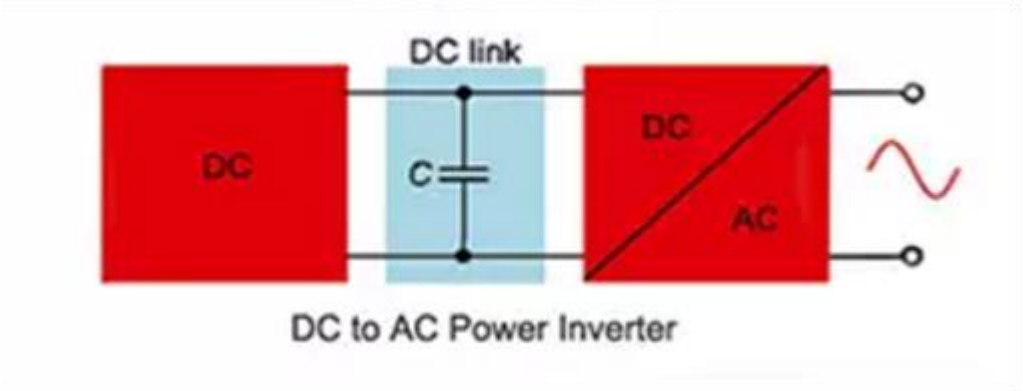
Additional Characteristics at given nominal operation conditions with one free parameter - X:
None selected

Note
1) A: 15V - Vin; B: 5V - Vin

Σχήμα 3.10 : Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης του τριφασικού αντιστροφέα στο λογισμικό SemiSel.

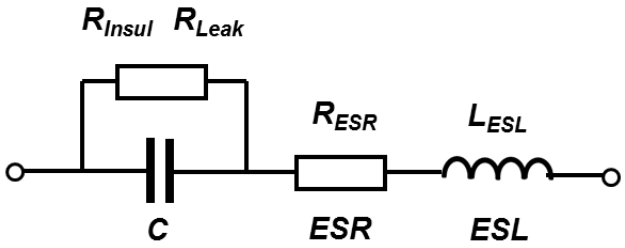
## 3.4 Επιλογή DC–link πυκνωτή για τριφασικό αντιστροφέα

Τα κυκλώματα DC link (ονομάζονται και bus link) χρησιμοποιούνται κυρίως για την εξισορρόπηση των στιγμιαίων μεταβολών ενέργειας μεταξύ της πηγής στην είσοδο και του φορτίου ή του ενεργειακού κυκλώματος στην έξοδο. Στον Αντιστροφέα Πηγής Τάσης (ΑΠΤ), ο DC link πυκνωτής τοποθετείται παράλληλα με την DC είσοδο (σχήμα 3.11) για να μειώσει τις επιδράσεις των μεταβολών της τάσης. Παράλληλα ο DC link πυκνωτής παρέχει ένα μονοπάτι χαμηλής εμπέδησης για τα PWM ρεύματα κυμάτωσης που προκαλούνται από τη διακοπτική λειτουργία του αντιστροφέα.




Σχήμα 3.11 : Σύνδεση DC πηγής με αντιστροφέα πηγής τάσης μέσω DC-link πυκνωτή [28].

Το εν σειρά ισοδύναμο μοντέλο του πραγματικού (διακριτού) πυκνωτή, λαμβάνοντας δηλαδή υπόψη και τις παρασιτικές λειτουργίες του στοιχείου, παρουσιάζεται στο σχήμα 3.12. Η ισοδύναμη αντίσταση σειράς $R_{ESR}$ περιλαμβάνει όλες τις ωμικές απώλειες του πυκνωτή ενώ η ισοδύναμη επαγωγή σειράς $L_{ESL}$ εκφράζει την αυτεπαγωγή που παρουσιάζει ο πυκνωτής [29]. Κατά τον σχεδιασμό του αντιστροφέα, για την μείωση των απωλειών θερμότητας και την καλύτερη προστασία της συσκευής, επιλέγονται DC link πυκνωτές με πολύ χαμηλή ισοδύναμη αντίσταση σειράς (ESR) και χαμηλή αυτεπαγωγή (ESL). Επιπρόσθετα, σημαντικό κριτήριο για την επιλογή του DC link πυκνωτή αποτελεί η ανοχή του στα ρεύματα κυμάτωσης (ripple-current tolerance) [28].

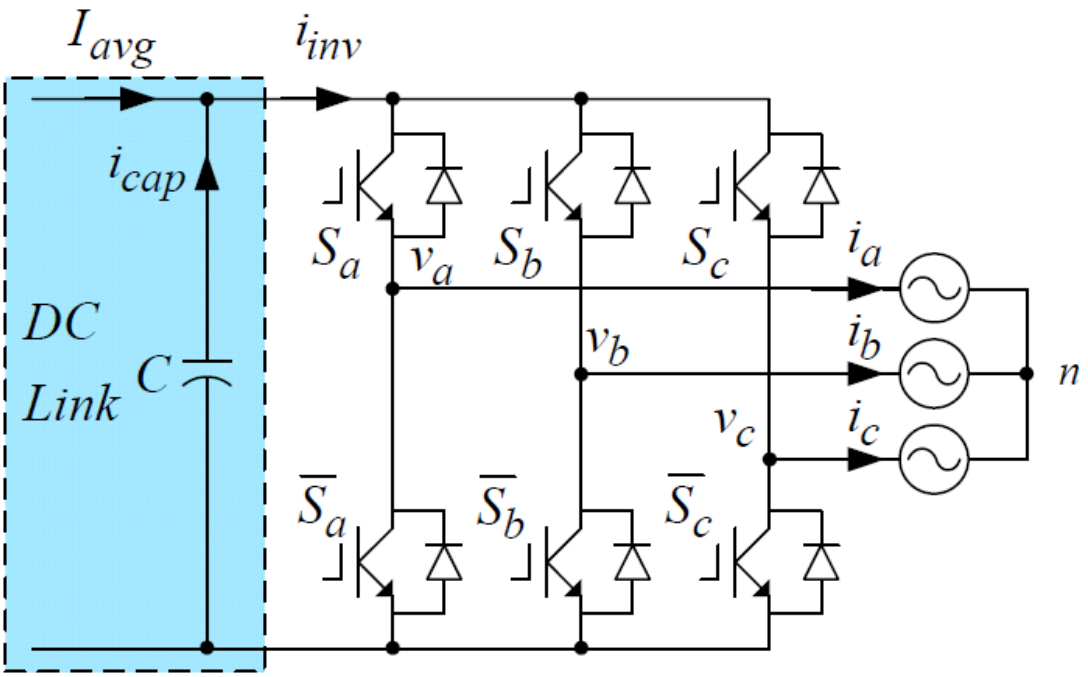



Σχήμα 3.12 : Εν σειρά ισοδύναμο μοντέλο πραγματικού πυκνωτή [29].

Ιδανικά, το ρεύμα εισόδου του αντιστροφέα $i_{inv}$ (σχήμα 3.13) αποτελείται από δύο μέρη:

- το σταθερό DC ρεύμα $I_{avg}$ που τροφοδοτείται από DC πηγή ρεύματος και η οποία δεν εισάγει επιπλέον κυμάτωση στο ρεύμα

- το AC ρεύμα $i_{cap}$ που ρέει από και προς τον DC link πυκνωτή και η μέση τιμή του είναι μηδέν σε κάθε κύκλο μεταγωγής του αντιστροφέα. Ο πυκνωτής δεν έχει DC συνιστώσα ρεύματος καθώς η τάση του θα αυξανόταν συνεχώς και τελικά θα καταστρεφόταν.




Σχήμα 3.13 : Τριφασικός αντιστροφέας με τριφασική πηγή ρεύματος στην έξοδο ως φορτίο [30].

Η rms τιμή του AC ρεύματος $i_{cap}$ με βάση τον αναλυτικό τρόπο υπολογισμού που προτείνει ο J.W. Kolar [31], [32] μπορεί να υπολογιστεί από την σχέση:

$$I_{cap,RMS} = I_{N,RMS}\sqrt{\left[2m\left\{\frac{\sqrt{3}}{4\pi}+\cos^2\phi\left(\frac{\sqrt{3}}{\pi}-\frac{9}{16}m\right)\right\}\right]} \tag{3.1}$$

*όπου* $I_{N,RMS}$ *: το ανά φάση ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα,* $m$ *: ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους του αντιστροφέα και* $\cos\phi$ *: ο συντελεστής ισχύος του αντιστροφέα*

Για τον προσδιορισμό του συντελεστή διαμόρφωσης του αντιστροφέα θα υποτεθεί ότι η παλμοδότηση των στοιχείων του αντιστροφέα πραγματοποιείται με την τεχνική διαμόρφωσης PWM με έγχυση τρίτης αρμονικής (Third-Harmonic Injection PWM Technique). Η τάση εξόδου του αντιστροφέα σε αυτή την περίπτωση δίνεται από την σχέση [33, 34]:

$$V_{LL,RMS} = \frac{m_a V_d}{\sqrt{2}}, (m_a \le 1) \tag{3.2}$$

Σύμφωνα με τον πίνακα 3-1, ο αντιστροφέας μπορεί να ανιχνεύσει το ΣΜΙ της Φ/Β συστοιχίας, αν η τάση στην είσοδο του κυμαίνεται από 400 έως 800 V. Υποθέτοντας ότι, κατά την ορθή λειτουργία του αντιστροφέα η τάση εισόδου του κυμαίνεται στα παραπάνω όρια, η ελάχιστη τιμή του συντελεστή διαμόρφωσης παρατηρείται για $V_d = V_{MPP,\max} = 800V$ και θα είναι ίση με :

$$m_{\min} = \sqrt{2}\,\frac{\eta_{inv} V_{grid,LL}}{V_{MPP,\max}} = \sqrt{2} \times \frac{0,97 \times 400}{800} = 0,686 \qquad (3.3)$$

Το ονομαστικό ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα (πίνακας 3-1) είναι $I_{N,RMS} = 24.6A$, οπότε το ρεύμα στο DC-link πυκνωτή αναμένεται να είναι ίσο με:

$$I_{cap,RMS} = 24,6 \times \sqrt{\left[2 \times 0,686 \times \left\{\frac{\sqrt{3}}{4\pi} + \left(\frac{\sqrt{3}}{\pi} - \frac{9}{16} \times 0,686\right)\right\}\right]} = 15,9A \qquad (3.4)$$

Επομένως ο DC-link πυκνωτής που θα επιλεγεί θα πρέπει (στις προδιαγραφές του) να έχει μέγιστη rms τιμή επιτρεπόμενου ρεύματος σε συνεχή λειτουργία ($I_{max}$) τουλάχιστον 16 A.

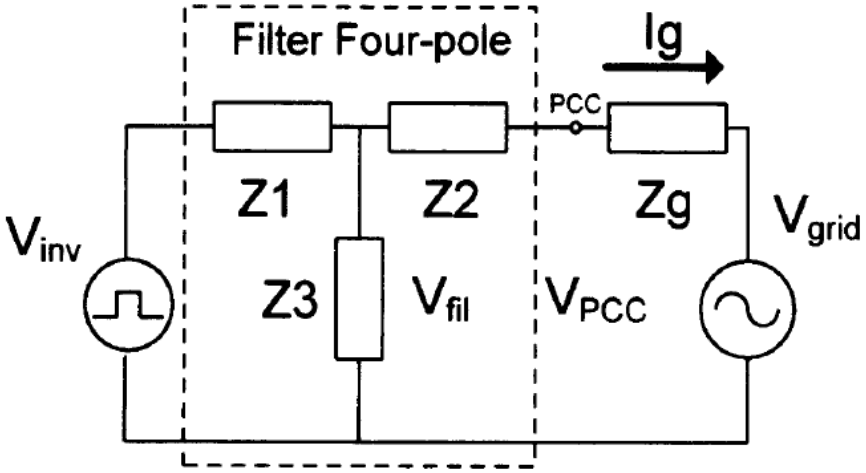
Για αρκετά χρόνια, σε εφαρμογές αντιστροφέων με υψηλή διακοπτική συχνότητα, χρησιμοποιήθηκαν ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές (electrolytic capacitors) ως DC-link πυκνωτές. Οι ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές έχουν ως βασικό πλεονέκτημα το χαμηλό κόστος ανά μονάδα χωρητικότητας, παρουσιάζουν όμως χαμηλή ανοχή στα ρεύματα κυμάτωσης με αποτέλεσμα να απαιτείται η χρήση πυκνωτών πολύ μεγάλης χωρητικότητας. Τα τελευταία χρόνια, εφαρμογές όπως ηλεκτρικά οχήματα και ανανεώσιμες πηγές στρέφονται στη χρήση πυκνωτών πλαστικής ταινίας (film capacitors). Στην περίπτωση του τριφασικού διασυνδεδεμένου Φ/Β αντιστροφέα, η διάρκεια ζωής του και η μακροπρόθεσμη αξιοπιστία του μπορεί να αυξηθεί με την αντικατάσταση του ηλεκτρολυτικού πυκνωτή από πυκνωτή πλαστικής ταινίας [35].

Για τις ανάγκες τις εργασίας, θα επιλεγεί (ενδεικτικά) DC-link πυκνωτής πλαστικής ταινίας της εταιρίας Elektronikon (σειρά PK 16, πίνακας 3-2). Συγκεκριμένα θα επιλεγεί ο τύπος E50.L11-204N4W με ονομαστική τάση $V_{DC}$ = 1100V, χωρητικότητα C = 195μF και μέγιστο ρεύμα $I_{max}$ = 20A . Για κατασκευαστικούς λόγους θα πρέπει να ισχύει: C > 0.5mF οπότε θα τοποθετηθούν τρεις ίδιοι πυκνωτές παράλληλα με συνολική χωρητικότητα $C_{eq}$ = 585μF.

Πίνακας 3-2 : Λίστα διαθέσιμων πυκνωτών της εταιρίας Elektronikon με $V_{DC}$ = 1100V [36].

| Part number | Capacitance $C_n$ µF | Range | $R_s$ mΩ | $I_{max}$ A | $I_{pk}$ kA | $L_e$ nH | Diameter mm | Length mm |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| E50.L11-204N4W | 195 | PK16XC | 3.20 | 20 | 1.50 | 50 | 67 | 114 |
| E50.N11-334NTW | 325 | PK16XC | 1.80 | 30 | 2.40 | 60 | 85 | 110 |
| E50.N13-424NTW | 420 | PK16XC | 2.00 | 40 | 2.50 | 40 | 85 | 136 |
| E50.N15-454NTW | 450 | PK16XI | 1.10 | 50 | 4.80 | 45 | 85 | 155 |
| E50.N14-464NZW | 455 | PK16XC | 2.30 | 40 | 2.40 | 40 | 85 | 146 |
| E50.N18-604NTW | 595 | PK16XC | 2.80 | 40 | 2.40 | 60 | 85 | 181 |
| E50.R16-804NTW | 800 | PK16XI | 0.61 | 80 | 8.60 | 40 | 116 | 165 |
| E50.N25-834NTW | 830 | PK16XI | 1.70 | 60 | 4.80 | 60 | 85 | 252 |
| E50.R16-934NTW | 930 | PK16XC | 1.30 | 40 | 4.40 | 40 | 116 | 165 |
| E50.R19-115NTW | 1075 | PK16XC | 1.50 | 40 | 4.40 | 50 | 116 | 190 |
| E50.R21-125NTW | 1170 | PK16XC | 0.74 | 60 | 8.70 | 50 | 116 | 215 |
| E50.N35-125NTW | 1190 | PK16XC | 2.00 | 60 | 4.80 | 100 | 85 | 348 |
| E50.R23-125NTW | 1200 | PK16XI | 0.60 | 100 | 13.00 | 50 | 116 | 230 |
| E50.R29-165NTW | 1600 | PK16XI | 0.63 | 100 | 17.20 | 70 | 116 | 295 |
| E50.R29-175NTW | 1700 | PK16XC | 0.94 | 60 | 8.60 | 70 | 116 | 295 |
| E50.R34-205NTW | 2000 | PK16XI | 0.82 | 100 | 12.90 | 70 | 116 | 345 |
| E50.R34-225NTW | 2150 | PK16XC | 1.10 | 60 | 8.70 | 70 | 116 | 345 |
| E50.S29-235NTW | 2300 | PK16XI | 0.59 | 120 | 24.80 | 70 | 136 | 295 |
| E50.S29-245NTW | 2440 | PK16XC | 0.80 | 60 | 12.40 | 70 | 136 | 295 |
| E50.S34-295NTW | 2900 | PK16XI | 0.73 | 120 | 18.70 | 70 | 136 | 345 |
| E50.S34-315NTW | 3060 | PK16XC | 0.93 | 60 | 12.40 | 70 | 136 | 345 |

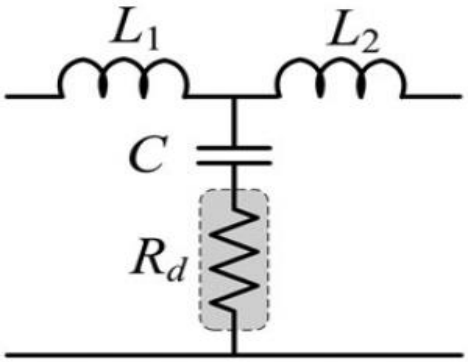
## 3.5 Διαστασιολόγηση LCL φίλτρου τριφασικού αντιστροφέα




Σχήμα 3.14 Γενικό διάγραμμα φίλτρου τριών στοιχείων [37].

Μεταξύ του ΑΠΤ και του δικτύου απαιτείται η ύπαρξη ενός φίλτρου για την μείωση των αρμονικών του ρεύματος εξόδου. Συνήθως χρησιμοποιείται ένα LCL φίλτρο για την εξομάλυνση του ρεύματος εξόδου από τον ΑΠΤ. Το LCL φίλτρο χρησιμοποιείται σε διασυνδεδεμένους αντιστροφείς και ανορθωτές με διαμόρφωση πλάτους παλμού. Το LCL φίλτρο επιτυγχάνει υψηλότερη απόσβεση (σε σχέση με το L φίλτρο) μαζί με εξοικονόμηση κόστους για δεδομένο συνολικό βάρος και μέγεθος εξαρτημάτων. Η δυνατότητα υψηλής απόσβεσης των αρμονικών από το LCL φίλτρο επιτρέπει τη χρήση χαμηλότερων διακοπτικών συχνοτήτων, χωρίς να παραβιάζονται τα όρια αρμονικής παραμόρφωσης που καθορίζονται από

τα διεθνή πρότυπα (IEEE-519 και IEEE-1547) [38]. Το μονοφασικό ισοδύναμο κύκλωμα του LCL φίλτρου (με αντίσταση απόσβεσης σε σειρά) παρουσιάζεται στο σχήμα 3.15.




Σχήμα 3.15 : Μονοφασικό ισοδύναμο κύκλωμα του LCL φίλτρου με αντίσταση απόσβεσης σε σειρά, όπου L1: η επαγωγή στην πλευρά του αντιστροφέα, L2: η επαγωγή στην πλευρά του δικτύου, C: η χωρητικότητα και Rd: η αντίσταση απόσβεσης [39].

Για τον βέλτιστο σχεδιασμό του LCL φίλτρου λαμβάνεται υπόψη η κυμάτωση του ρεύματος στην πλευρά του φίλτρου προς τον αντιστροφέα και το όριο στις αρμονικές του ρεύματος δικτύου που επιβάλλεται από τα πρότυπα και τους κώδικες δικτύου. Η επαγωγή στην πλευρά του αντιστροφέα σχεδιάζεται με σκοπό να περιορίσει την κυμάτωση στο ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα. Παράλληλα πρέπει να αποφευχθεί ο κορεσμός του πυρήνα του πηνίου $L_1$. Οι υψηλές τιμές στην κυμάτωση του ρεύματος μπορεί να οδηγήσουν σε προβλήματα κορεσμού στον πυρήνα με αποτέλεσμα να απαιτείται η χρήση πυρήνα που χρησιμοποιείται στην κατασκευή πηνίου υψηλότερης επαγωγής. Επομένως η σωστή επιλογή είναι ένας συμβιβασμός μεταξύ μείωσης της κυμάτωσης και του κόστους. Αντίθετα η «ρύπανση» του δικτύου αποτιμάται σε σχέση με τις αρμονικές παρά με την κυμάτωση του πλάτους του ρεύματος. Ως εκ τούτου η αποτελεσματικότητα του LCL φίλτρου στη μείωση των αρμονικών πρέπει να αξιολογηθεί στο πεδίο της συχνότητας. Συνοπτικά η ανάλυση στο πεδίο του χρόνου (εκτίμηση κυμάτωσης) οδηγεί στην επιλογή της επαγωγής στην πλευρά του μετατροπέα. Αντίθετα η ανάλυση στο πεδίο της συχνότητας (εκτίμηση αρμονικών) οδηγεί στην επιλογή της συχνότητας συντονισμού του φίλτρου και ως συνέπεια σε συνδυασμούς τιμών επαγωγής (στην πλευρά του δικτύου) και χωρητικότητας που μπορούν να ικανοποιήσουν αυτές τις απαιτήσεις. Οι τιμές LC (τιμές επαγωγής - χωρητικότητας) που ικανοποιούν τις απαιτήσεις της συχνότητας συντονισμού θα πρέπει να οδηγούν σε ελαχιστοποίηση της εγκατεστημένης αέργου ισχύος. Θα πρέπει να ληφθεί υπόψη το κόστος και το βάρος της κατασκευής, την επιβάρυνση των στοιχείων (πηνίο-πυκνωτής), την ικανότητα απόσβεσης του LCL φίλτρου (στις διαφορετικές συνθήκες εμπέδησης δικτύου) και την επίδραση της αντίστασης (damping resistor) στην ικανότητα απόσβεσής του [40] .

Ο σχεδιασμός του LCL φίλτρου μπορεί να οργανωθεί σε τρία βήματα:

1) Ανάλυση κυμάτωσης και επιλογή πηνίου.

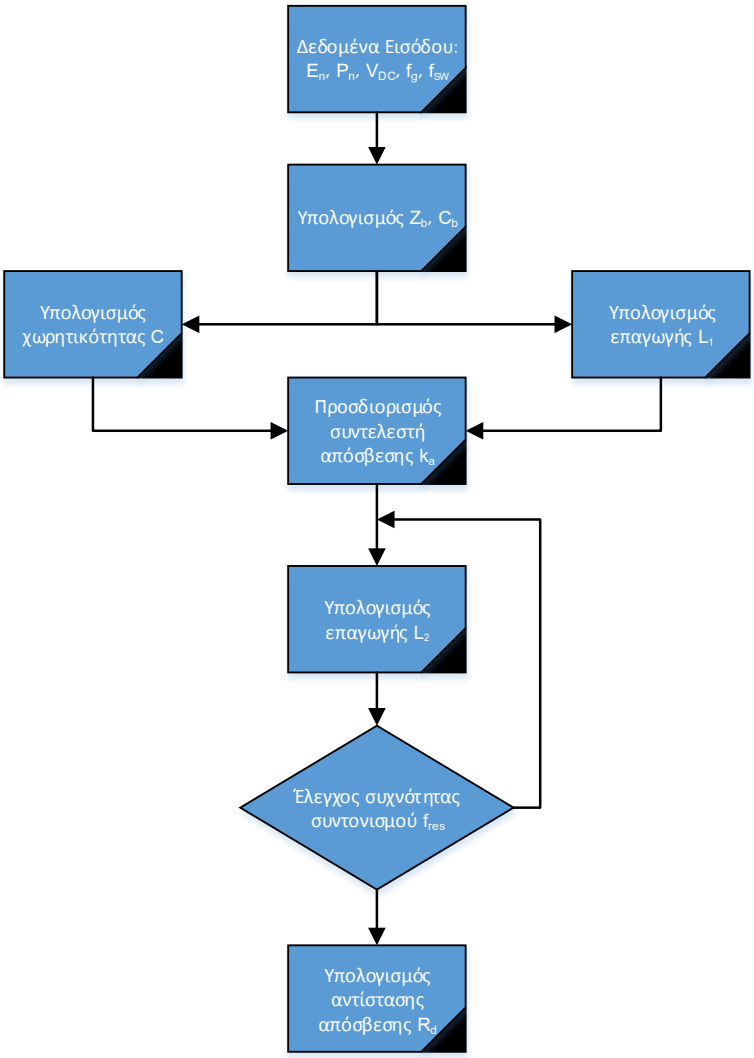
2) Απόσβεση αρμονικών από το LCL φίλτρου και η επιλογή της τιμής της συχνότητας συντονισμού.

3) Βελτιστοποίηση του LCL φίλτρου και επιλογή τιμής για το πηνίο στην πλευρά του δικτύου, τον πυκνωτή και τρόπο απόσβεσης (damping method).

Για τον υπολογισμό των παραμέτρων του ισοδύναμου κυκλώματος χρησιμοποιήθηκε ο αλγόριθμος του σχήματος 3.16 [38]. Τα δεδομένα εισόδου του αλγορίθμου αναφέρονται συγκεντρωτικά στον πίνακα 3-3.

Πίνακας 3-3 : Ονομαστικά μεγέθη αντιστροφέα πηγής τάσης 17kW.

| | |
|---|---|
| Ονομαστική τάση εισόδου $V_{DC}$ | 600 V |
| Ονομαστική ισχύς $P_n$ | 17.000 W |
| Ονομαστική τάση δικτύου $E_n$ | 400 V |
| Ονομαστική συχνότητα δικτύου $f_g$ | 50 Hz |
| Διακοπτική συχνότητα $f_{sw}$ | 10 kHz |




Σχήμα 3.16 : Διάγραμμα ροής σχεδιασμού του LCL φίλτρου.

### 3.5.1 Υπολογισμός βάσεων

Αρχικά υπολογίζονται η βάση αντίστασης και η βάση χωρητικότητας του συστήματος [38]:

$$Z_b = \frac{E_n^2}{P_n} = \frac{400^2}{17000} = 9.41\Omega \tag{3.5}$$

$$C_b = \frac{1}{\omega_n Z_b} = \frac{1}{2\pi \times 50 \times 9,41} = 338\mu F \tag{3.6}$$

### 3.5.2 Υπολογισμός επαγωγής L1

Η μέγιστη κυμάτωση ρεύματος στην έξοδο του αντιστροφέα μπορεί να υπολογιστεί με βάση την σχέση [38]:

$$\Delta I_{L\max} = \frac{2V_{DC}}{3L_1}(1-m)mT_{sw} \tag{3.7}$$

*όπου m : ο συντελεστής διαμόρφωσης του αντιστροφέα και $V_{DC}$ : η DC-link τάση του αντιστροφέα.* Εάν θεωρηθεί η κυμάτωση του ρεύματος είναι ίση με 10% της ονομαστικής του τιμής, προκύπτει ότι :

$$\Delta I_{L\max} = 0,1 I_{\max} = 0,1\frac{P_n\sqrt{2}}{3V_{ph}} = 0,1 \times \frac{17000 \times \sqrt{2}}{3 \times 400/\sqrt{3}} = 3,47A \tag{3.8}$$

Η ελάχιστη τιμή του συντελεστή διαμόρφωσης, όπως υπολογίστηκε στην παράγραφο 3.4, είναι ίση με $m = 0,686$ επομένως από την σχέση 3.7 προκύπτει ότι η επαγωγή στην πλευρά του αντιστροφέα θα είναι ίση με :

$$L_1 = (1-m)m\frac{2V_{DC}}{3f_{sw}\Delta I_{L\max}} = \frac{2 \times 0.22 \times 600}{3 \times 10000 \times 3,47} = 2,48mH \tag{3.9}$$

### 3.5.3 Υπολογισμός χωρητικότητας C

Το ποσό της αέργου ισχύος που επιλέγεται να απορροφάται στις ονομαστικές συνθήκες καθορίζει την τιμή της χωρητικότητας του πυκνωτή C. Εάν θεωρήσουμε x το ποσοστό της άεργου ισχύος που απορροφάτε στις ονομαστικές συνθήκες τότε [41]:

$$C = xC_b \tag{3.10}$$

Συνήθως το ποσοστό είναι λιγότερο από 5% της ονομαστικής ισχύος [41] επομένως η μέγιστη τιμή της χωρητικότητας θα είναι ίση με:

$$C = 0,05C_b = 0,05 \times 338 = 16,9\mu F \text{ σε σύνδεση αστέρα.} \tag{3.11}$$

Είναι προτιμότερο, αρχικά η χωρητικότητα να θεωρηθεί ίση με το ½ της μέγιστης τιμής της ($C = 8,45\mu F$) και στη συνέχεια, εάν δεν ικανοποιείται κάποια συνθήκη, να αυξηθεί μέχρι το ανώτερο όριό της.

### 3.5.4 Υπολογισμός *επαγωγής* $L_2$

Η απόσβεση της κυμάτωσης του ρεύματος υπολογίζεται θεωρώντας ότι στις υψηλές συχνότητες ο μετατροπέας είναι μια γεννήτρια αρμονικών ενώ το δίκτυο μπορεί να θεωρηθεί ως βραχυκύκλωμα. Συνεπώς, η αρμονική της τάσης του μετατροπέα στη διακοπτική συχνότητα είναι $v(h_{sw}) \neq 0$ και η αρμονική της τάσης δικτύου στη διακοπτική συχνότητα είναι $v_g(h_{sw}) = 0$. Η απόσβεση της κυμάτωσης, που περνάει από την πλευρά του μετατροπέα στην πλευρά του δικτύου, μπορεί να υπολογιστεί ως εξής [41]:

$$\begin{aligned} \frac{i_g(h_{sw})}{v_g(h_{sw})} &= \frac{z_{LC}^2}{\omega_{sw} L_1 \cdot \left|\omega_{res}^2 - \omega_{sw}^2\right|} \\ \frac{i_g(h_{sw})}{v_g(h_{sw})} &\approx \frac{1}{\omega_{sw} L_1} \\ \frac{i_g(h_{sw})}{i(h_{sw})} &\approx \frac{z_{LC}^2}{\left|\omega_{res}^2 - \omega_{sw}^2\right|} \end{aligned} \tag{3.12}$$

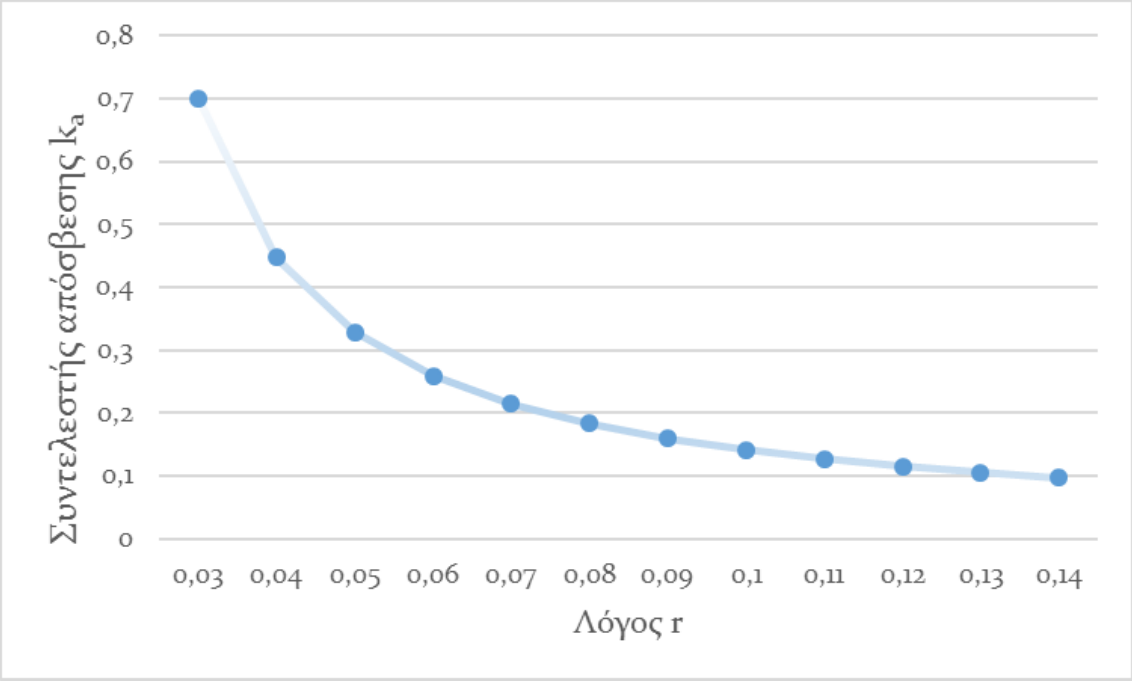
*όπου* $\omega_{res}^2 = z_{LC}^2 \left(L_1 + L_2 + L_g\right) / L_1$, $z_{LC}^2 = \left[\left(L_g + L_2\right) C\right]^{-1}$.

Θέτοντας $r = L_2 / L_1$ και $a = L_1 C_b \omega_{sw}^2$, η παραπάνω σχέση μπορεί να απλοποιηθεί ως εξής:

$$k_a = \frac{i_g(h_{SW})}{i(h_{SW})} = \frac{1}{\left|1 + r(1 - ax)\right|} \tag{3.13}$$

*όπου* $k_a$ *: ο συντελεστής απόσβεσης.*

Με βάση την εξίσωση 3.13, η σχέση ανάμεσα στο συντελεστή απόσβεσης του φίλτρου $k_a$ και το λόγο των επαγωγών $r$ παριστάνεται γραφικά στο σχήμα 3.17. Εάν ο συντελεστής απόσβεσης θεωρηθεί ίσος με 20% τότε θα ισχύει ότι $r = 0,075$, οπότε η επαγωγή στην πλευρά του δικτύου θα είναι ίση με : $L_2 = rL_1 = 0,075 \times 2,48mH = 0,185mH$




Σχήμα 3.17 : Γραφική παράσταση του συντελεστή απόσβεσης $k_a$ συναρτήσει του λόγου των επαγωγών r.

### 3.5.5 Έλεγχος συχνότητας συντονισμού $f_{res}$

Η συχνότητα συντονισμού $f_{res}$ του φίλτρου πρέπει να λαμβάνει τιμές ανάμεσα στο διάστημα τιμών μεταξύ 10 φορές τη συχνότητα του δικτύου $f_g$ και του μισού της διακοπτικής συχνότητας $f_{sw}$ , δηλαδή θα πρέπει να ισχύει : $10 f_g \langle f_{res} \langle 0,5 f_{sw}$ [41]. Η γωνιακή ταχύτητα συντονισμού του φίλτρου δίνεται από την σχέση [38]:

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} = \sqrt{\frac{2,48 + 0,185}{0,185 \times 2,48 \times 8.45 \times 10^{-3}}} = 26252 \, {}^{rad}\!/_{s} \qquad (3.14)$$

Οπότε η συχνότητα συντονισμού του φίλτρου θα είναι ίση με:

$$f_{res} = \frac{\omega_{res}}{2\pi} = \frac{26252}{6,28} = 4180Hz \qquad (3.15)$$

Η παραπάνω τιμή ικανοποιεί την αρχική συνθήκη οπότε δε χρειάζεται να επαναληφθούν τα προηγούμενα βήματα.

### 3.5.6 Υπολογισμός αντίστασης απόσβεσης $R_d$

Η τιμή της αντίστασης πρέπει να είναι ίση με το 1/3 της εμπέδησης του φίλτρου στη συχνότητα συντονισμού [41] και δίνεται από την σχέση:

$$R_d = \frac{1}{3\omega_{res}C} = \frac{1}{3\times 26252\times 8,45\times 10^{-6}} = 1,5\Omega \qquad (3.16)$$

## 3.6 Αποτελέσματα διαστασιολόγησης

Τελικά, το μοντέλο του διασυνδεμένου αντιστροφέα 17kW που θα χρησιμοποιηθεί στις προσομοιώσεις του 6ου και 7ου κεφαλαίου θα έχει τις παραμέτρους του πίνακα 3-4.

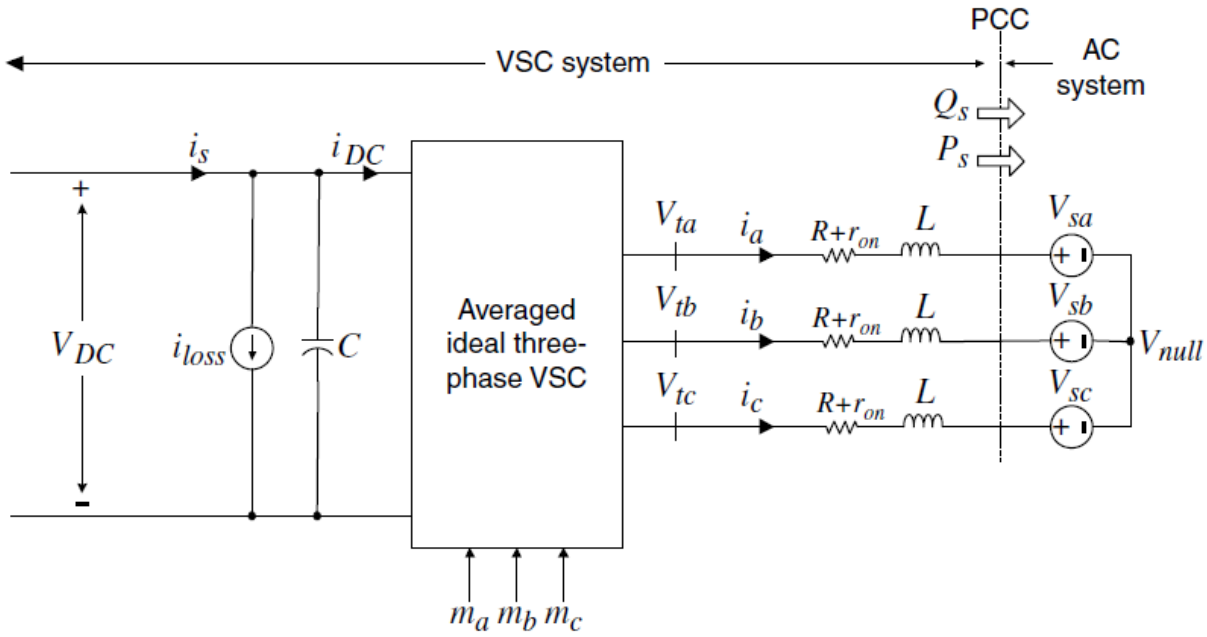
Πίνακας 3-4 : Παράμετροι διασυνδεδεμένου αντιστροφέα 17kW.

| | |
|---|---|
| **ΕΙΣΟΔΟΣ DC** | |
| Ονομαστική τάση εισόδου $V_{DC}$ | 600 V |
| **ΕΞΟΔΟΣ AC** | |
| Ονομαστική ισχύς $P_n$ | 17.000 W |
| Ονομαστική τάση δικτύου $E_n$ | 400 V |
| Ονομαστική συχνότητα δικτύου $f_g$ | 50 Hz |
| **ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ** | |
| Διακοπτική συχνότητα $f_{sw}$ | 10 kHz |
| Αντίσταση αγωγής IGBT, $R_{on}$ | 5,9 mΩ |
| Τάση ορθής λειτουργίας IGBT, $V_f$ | 5,8 V |
| Τάση ορθής λειτουργίας διόδου, $V_{fd}$ | 2,63 V |
| **DC-LINK ΠΥΚΝΩΤΗΣ** | |
| Συνολική χωρητικότητα $C_{eq}$ | 585μF |
| **LCL ΦΙΛΤΡΟ** | |
| Επαγωγή στην πλευρά του αντιστροφέα $L_1$ | 2,46 mH |
| Επαγωγή στην πλευρά του δικτύου $L_2$ | 0,19 mH |
| Χωρητικότητα C (Y/Δ) | 8,45 μF / 2,82 μF |
| Αντίσταση απόσβεσης $R_d$ (Y/Δ) | 1,5 Ω / 4,5 Ω |

# 4 ΕΛΕΓΧΟΣ ΔΙΑΣΥΔΕΔΕΜΕΝΟΥ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ

## 4.1 Εισαγωγή

Ανάλογα με τη φιλοσοφία που ακολουθείται κατά τον έλεγχο του μετατροπέα, ο μετατροπέας πηγής τάσης μπορεί να λειτουργήσει ως ρυθμιστής ενεργού / αέργου ισχύος (real-/reactive-power controller) ή ως θύρα ισχύος ρυθμιζόμενης DC τάσης (controlled DC-voltage power port). Στην περίπτωση του ρυθμιστή ενεργού / αέργου ισχύος, η DC πλευρά του μετατροπέα συνδέεται παράλληλα σε DC πηγή τάσης και ο σκοπός του είναι να ελέγχει τη στιγμιαία ενεργό και άεργο ισχύ που παρέχεται από τον μετατροπέα στο Σημείο Κοινής Σύνδεσης (Point of Common Coupling, PCC). Η ιδανική DC πηγή τάσης καθορίζει την τάση στο DC-link κύκλωμα του μετατροπέα, γεγονός που επιτρέπει στο μετατροπέα να λειτουργεί ως μονοπάτι ροής ισχύος διπλής κατεύθυνσης μεταξύ AC συστήματος και DC πηγή τάσης. Όμως σε αρκετές εφαρμογές (Φ/Β συστήματα, συστήματα κυψελών καυσίμου) η DC πλευρά του μετατροπέα δε συνδέεται σε πηγή τάσης αλλά σε πηγή (DC) ισχύος που πρέπει να συνδεθεί με AC σύστημα. Επομένως η τάση στο DC-link μέρος του μετατροπέα πρέπει να ρυθμιστεί. Στην περίπτωση αυτή ο μετατροπέας λειτουργεί ως θύρα ισχύος ρυθμιζόμενης DC τάσης (controlled DC-voltage power port). Στην παρούσα εργασία, η ανάλυση των ελεγκτών του μετατροπέα επικεντρώνεται στη λειτουργία του μετατροπέα ως ρυθμιστή ενεργού / αέργου ισχύος καθώς η είσοδος του θα θεωρηθεί ιδανική πηγή DC τάσης.




Σχήμα 4.1 : Σχηματικό διάγραμμα μετατροπέα VSC συγχρονισμένου στο δίκτυο [7].

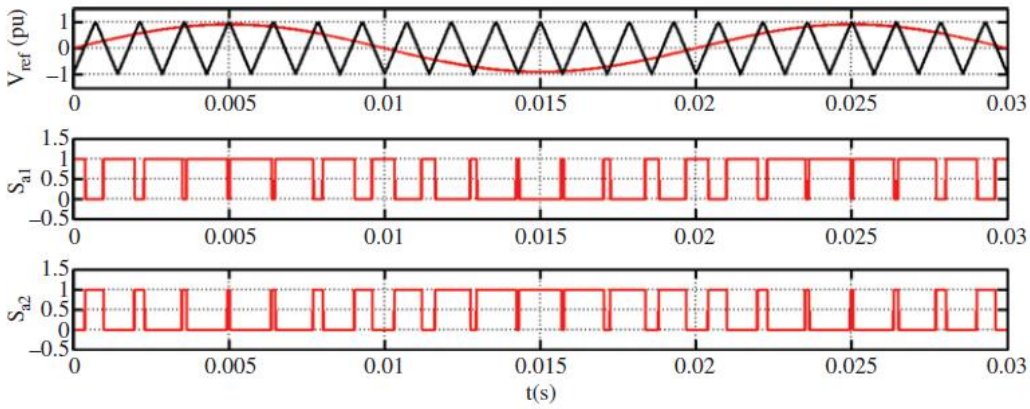
## 4.2 Διαμόρφωση εύρους παλμών

Ο μετατροπέας πηγής τάσης VSC χρησιμοποιεί σύνθετους διακόπτες αυτο-μεταγωγής (self-commutated switching devices). Για παράδειγμα μπορούν να χρησιμοποιηθούν διπολικά τρανζίστορ μονωμένης πύλης (IGBT) με αντιπαράλληλες διόδους που επιτρέπουν τη ροή ρεύματος ως προς τις δύο κατευθύνσεις σε κάθε φάση-πόδι. Έτσι η ροή ισχύος μεταξύ AC και

DC πλευράς είναι εφικτή και προς τις δύο κατευθύνσεις. Η παλμοδότηση των διακοπτικών στοιχείων του μετατροπέα (στην πλειοψηφία των περιπτώσεων) επιτυγχάνεται μέσω της μεθόδου διαμόρφωσης εύρους παλμών (Pulse Width Modulation, PWM). Η μέθοδος PWM επιτρέπει τον έλεγχο της βασικής αρμονικής της τάσης εξόδου του μετατροπέα ρυθμίζοντας το εύρος των παλμών που δέχονται οι διακόπτες. Δηλαδή ορίζονται τα διαστήματα κατά τη διάρκεια των οποίων τα στοιχεία άγουν ή όχι. Συγκεκριμένα, βασίζεται στη σύγκριση ενός περιοδικού σήματος τριγωνικής μορφής (υψηλής συχνότητας), το οποίο ονομάζεται φέρον σήμα (carrier signal), με ένα σήμα βραδείας μεταβολής με το χρόνο, το οποίο ονομάζεται σήμα ελέγχου ή διαμόρφωσης (modulating signal). Η συχνότητα της τριγωνικής κυματομορφής καθορίζει τη συχνότητα με την οποία αλλάζουν κατάσταση οι διακόπτες του μετατροπέα και ονομάζεται συχνότητα μετάβασης (switching frequency) ή φέρουσα συχνότητα (carrier frequency). Το σήμα διαμόρφωσης χρησιμοποιείται για τη διαμόρφωση της σχετικής διάρκειας αγωγής και η συχνότητά του καθορίζει τη θεμελιώδη συχνότητα της τάσης εξόδου του μετατροπέα [5, 7].

### 4.2.1 Ημιτονοειδής διαμόρφωση του εύρους των παλμών (SPWM)

Η τεχνική της ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμών χρησιμοποιείται αρκετά συχνά για τον έλεγχο των μετατροπέων πηγής τάσης (μονοφασικών ή τριφασικών), επειδή η υλοποίηση της είναι αρκετά απλή και αποτελεί μια από τις πιο αποτελεσματικές τεχνικές διαμόρφωσης. Κατ' ουσία, η τεχνική SPWM είναι μια τεχνική διαμόρφωσης βασισμένη σε πολλαπλούς παλμούς που μεταβάλλει το εύρος των παλμών του μετατροπέα με ημιτονοειδή τρόπο ακολουθώντας μια τάση αναφοράς. Στο σχήμα 4.2 παρουσιάζεται η παραγωγή σημάτων παλμοδότησης των διακοπτικών στοιχείων ενός κλάδου (φάση a) ενός μετατροπέα VSC δύο επιπέδων, όπου τα σήματα $S_{a1}$, $S_{a2}$ αντιστοιχούν στον άνω και κάτω διακόπτη αντίστοιχα (διακόπτης $S_1$ και $S_2$, σχήμα 3.1). Όταν το σήμα αναφοράς υπερβαίνει το σήμα φορέα, ο άνω διακόπτης ($S_1$) άγει, ενώ, όταν το σήμα αναφοράς είναι μικρότερο από το σήμα φορέα, άγει ο κάτω διακόπτης ($S_2$). Εύκολα μπορεί να παρατηρηθεί από την γραφική τους αναπαράσταση ότι το σήμα του κάτω διακόπτη είναι συμπληρωματικό του άνω. Για τριφασικό μετατροπέα VSC δύο επιπέδων απαιτούνται τρία σήματα αναφοράς (ένα για κάθε φάση) και ένα σήμα φορέα.




Σχήμα 4.2 : Δημιουργία παλμού ελέγχου των διακοπτών $S_1$ και $S_2$ του μετατροπέα VSC δυο επιπέδων με την τεχνική SPWM [23].

Έστω σήμα αναφοράς:

$$V_{aref} = m_a \sin(\omega t + \delta) \tag{4.1}$$

*όπου $m_a$: ο συντελεστής διαμόρφωσης του πλάτους, ο οποίος ισούται με το πλάτος της κυματομορφής αναφοράς προς το πλάτος της κυματομορφής φορέα.*

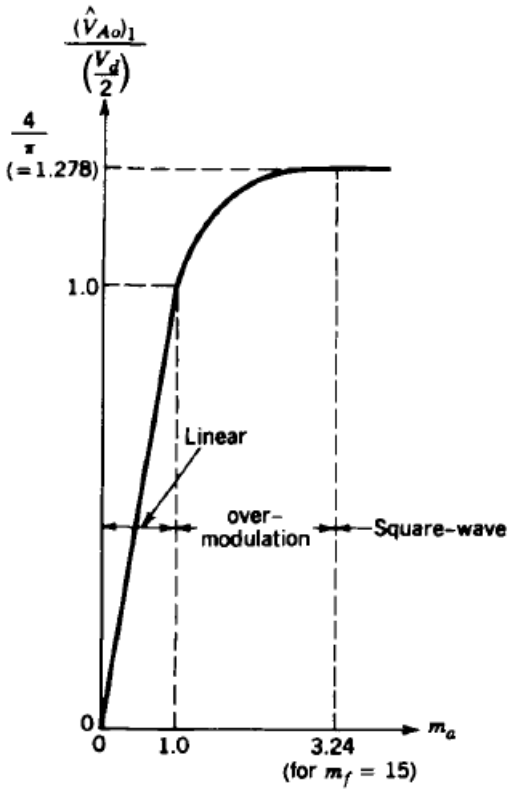
Όπως προκύπτει από την ανάλυση Fourier, η βασική αρμονική (θεμελιώδη συχνότητα) της τάσης εξόδου ως προς σημείο μεσαίας λήψης θα δίνεται από την σχέση:

$$V_a = \frac{1}{2} m_a V_{dc} \sin(\omega t + \delta) \tag{4.2}$$

Σύμφωνα με την παραπάνω σχέση και με την προϋπόθεση ότι ισχύει: $m_a \leq 1$, προκύπτει ότι το πλάτος της βασικής αρμονικής μεταβάλλεται γραμμικά με το συντελεστή διαμόρφωσης. Για το λόγο αυτό η περιοχή $0 < m_a \leq 1$ ονομάζεται γραμμική περιοχή. Στην περιοχή αυτή η τεχνική διαμόρφωσης SPWM ωθεί τις αρμονικές σε μια περιοχή υψηλών συχνοτήτων γύρω από τη διακοπτική συχνότητα και τις πολλαπλάσιές της. Το βασικό μειονέκτημα της τεχνικής διαμόρφωσης SPWM, είναι η ατελής εκμετάλλευση της τάσης εισόδου, φαινόμενο που παρουσιάζεται τόσο στους μονοφασικούς όσο και στους τριφασικούς μετατροπείς. Για την περαιτέρω αύξηση του πλάτους της βασικής αρμονικής, ο συντελεστής διαμόρφωσης μπορεί να αυξηθεί πέρα από την τιμή του 1, λειτουργώντας στην περιοχή της υπερδιαμόρφωσης. Όμως η λειτουργία στη συγκεκριμένη περιοχή δεν είναι επιθυμητή επειδή η τάση εξόδου του μετατροπέα περιέχει περισσότερες αρμονικές στις πλευρικές ζώνες σε σύγκριση με τη γραμμική περιοχή. Το πλάτος της βασικής αρμονικής δεν μεταβάλλεται γραμμικά με τον συντελεστή διαμόρφωσης αλλά σύμφωνα με τη γραφική παράσταση του σχήματος 4.3 [5].

Με βάση την κλασική τεχνική SPWM, έχουν αναπτυχθεί νέες τεχνικές διαμόρφωσης με βελτιωμένα χαρακτηριστικά κυρίως ως προς το αρμονικό περιεχόμενο που παρουσιάζουν. Πιο συγκεκριμένα, οι νέες τεχνικές στοχεύουν στην αύξηση του πλάτους της βασικής αρμονικής της

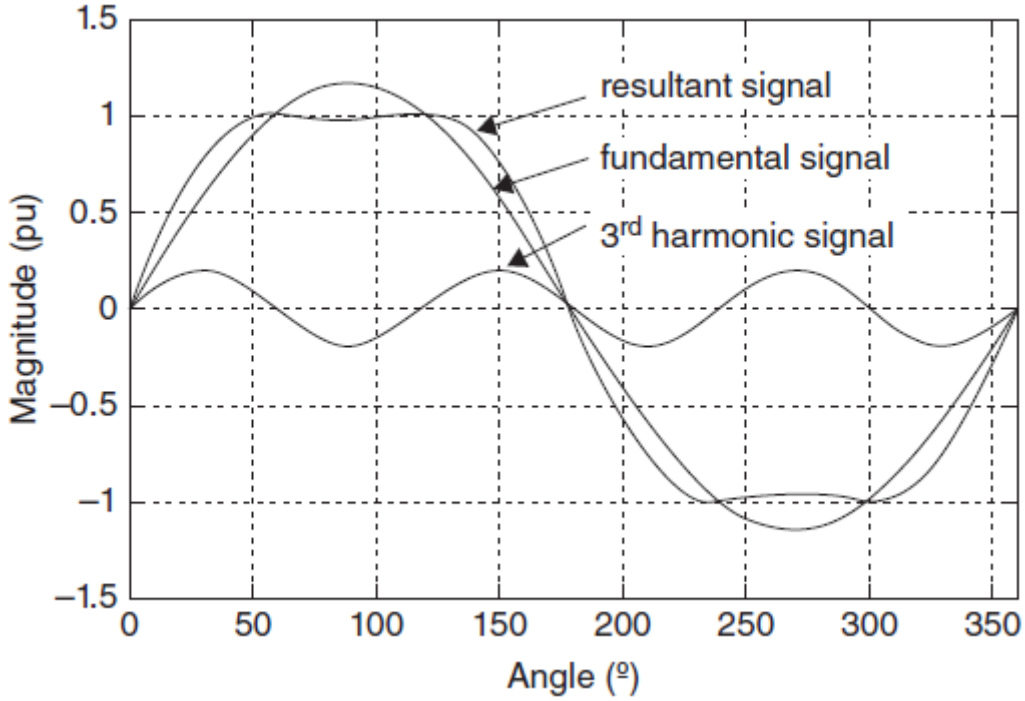
πολικής τάσης και παράλληλα στη μείωση του πλάτους των ανώτερων αρμονικών. Συνήθως οι βελτιωμένες τεχνικές διαφέρουν, σε σχέση πάντα με την κλασική μέθοδο, ως προς την κυματομορφή αναφοράς, ενώ η λογική παραμένει ίδια.




Σχήμα 4.3 : Εξάρτηση κανονικοποιημένου πλάτους βασικής αρμονικής ($V_{Ao1}/(V_d/2)$) από συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους $m_a$ στην περίπτωση εφαρμογής της τεχνική SPWM [5].

### 4.2.2 Διαμόρφωση εύρους παλμών με έγχυση τρίτης αρμονικής (THIPWM)

Η γραμμική περιοχή λειτουργίας μπορεί να επεκταθεί με την ενσωμάτωση μιας συνιστώσας τρίτης αρμονικής (common mode) στο σήμα αναφοράς κάθε φάσης. Η συγκεκριμένη συνιστώσα δεν επηρεάζει την πολική τάση εξόδου του μετατροπέα καθώς οι common mode τάσεις ακυρώνονται μεταξύ τους, μειώνει όμως την αιχμή των πλευρικών τάσεων. Επομένως ο συντελεστής διαμόρφωσης μπορεί να επεκταθεί πέρα από την τιμή $m_a = 1$, χωρίς να μεταβεί στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης.




Σχήμα 4.4 : Δημιουργία σήματος αναφοράς με την τεχνική έγχυσης τρίτης αρμονικής (THIPWM) [42].

Η βέλτιστη λειτουργία μπορεί να επιτευχθεί όταν το πλάτος της τρίτης αρμονικής που προστίθεται είναι ίσο με το $1/6$ της βασικής αρμονικής [43]. Στην περίπτωση αυτή, η γραμμική περιοχή λειτουργίας θα επεκταθεί ως την τιμή 1.154, οδηγώντας σε αύξηση του πλάτους της βασικής αρμονικής της τάσης εξόδου.

Το σήμα αναφοράς στην τεχνική THIPWM ορίζεται ως εξής:

$$
\begin{aligned}
V_{aref^*} &= m_a \sin \omega t + \frac{1}{6} m_a \sin 3\omega t \\
V_{aref^*} &= m_a \sin\left(\omega t + \frac{4}{3}\pi\right) + \frac{1}{6} m_a \sin 3\omega t \\
V_{aref^*} &= m_a \sin\left(\omega t + \frac{2}{3}\pi\right) + \frac{1}{6} m_a \sin 3\omega t
\end{aligned}
\tag{4.3}
$$

## 4.3 Πλαίσια δύο διαστάσεων

Κατά τη μελέτη των συστημάτων ενέργειας, συχνά χρησιμοποιούνται μαθηματικοί μετασχηματισμοί οι οποίοι επιτρέπουν την απόζευξη μεταξύ των μεταβλητών και διευκολύνουν την επίλυση πολύπλοκων εξισώσεων με συντελεστές μεταβλητού χρόνου. Συνήθως, χρησιμοποιούνται μετασχηματισμοί έτσι ώστε οι μεταβλητές να αναφέρονται σε κοινό πλαίσιο αναφοράς [44]. Στην περίπτωση των τριφασικών συστημάτων είναι επιθυμητό οι τριφασικές

ποσότητες να μετασχηματιστούν από το τριφασικό abc-πλαίσιο σε ένα διφασικό, γραμμικώς ανεξάρτητο πλαίσιο. Ένα τριφασικό σύστημα μπορεί να μετασχηματιστεί από το abc-πλαίσιο στο:

- ***αβ-πλαίσιο:*** Ο μετασχηματισμός abc σε αβ ονομάζεται μετασχηματισμός Clarke και οι τριφασικές ημιτονοειδείς ποσότητες μετασχηματίζονται σε διφασικές ημιτονοειδείς. Για να επιτευχθεί μηδενικό σφάλμα σταθερής κατάστασης για έναν ελεγκτή στο αβ-πλαίσιο, το εύρος ζώνης του συστήματος κλειστού βρόχου πρέπει να είναι επαρκώς μεγαλύτερο από τη συχνότητα του AC συστήματος. Εναλλακτικά, οι αντισταθμιστές μπορούν να συμπεριλάβουν σύνθετα-συζευγμένα ζεύγη πόλων στη συχνότητα του AC συστήματος και σε άλλες συχνότητες ενδιαφέροντος, για να αυξηθεί το κέρδος του βρόχου.

- ***dq-πλαίσιο :*** Ο μετασχηματισμός abc σε dq ονομάζεται μετασχηματισμός Park και οι τριφασικές ημιτονοειδείς ποσότητες μετασχηματίζονται σε δύο DC ποσότητες. Για ελεγκτή στο dq-πλαίσιο, το μηδενικό σφάλμα σταθερής κατάστασης επιτυγχάνεται εύκολα με τη συμπερίληψη των ενσωματωμένων όρων στους αντισταθμιστές, δεδομένου ότι οι μεταβλητές ελέγχου είναι DC ποσότητες. Η παράσταση των μεταβλητών σε dq-πλαίσιο και ο έλεγχος ενός συστήματος VSC διασυνδεμένου στο δίκτυο είναι επίσης συνεπής με την προσέγγιση που χρησιμοποιείται για τη δυναμική ανάλυση των συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας.

Σε σχέση με τον έλεγχο σε αβ-πλαίσιο, ο έλεγχος σε dq-πλαίσιο απαιτεί μηχανισμό συγχρονισμού που επιτυγχάνεται συνήθως μέσω του βρόχου κλειδώματος φάσης (PLL), γεγονός που αποτελεί ένα μειονέκτημα της μεθόδου.

### 4.3.1 Χωρικός φάσορας (Space phasor)

Έστω η συμμετρική, τριφασική, ημιτονοειδή συνάρτηση :

$$\begin{aligned} f_a(t) &= \hat{f}\cos(\omega t+\theta_0) \\ f_b(t) &= \hat{f}\cos(\omega t+\theta_0-\frac{2\pi}{3}) \\ f_c(t) &= \hat{f}\cos(\omega t+\theta_0-\frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \tag{4.4}$$

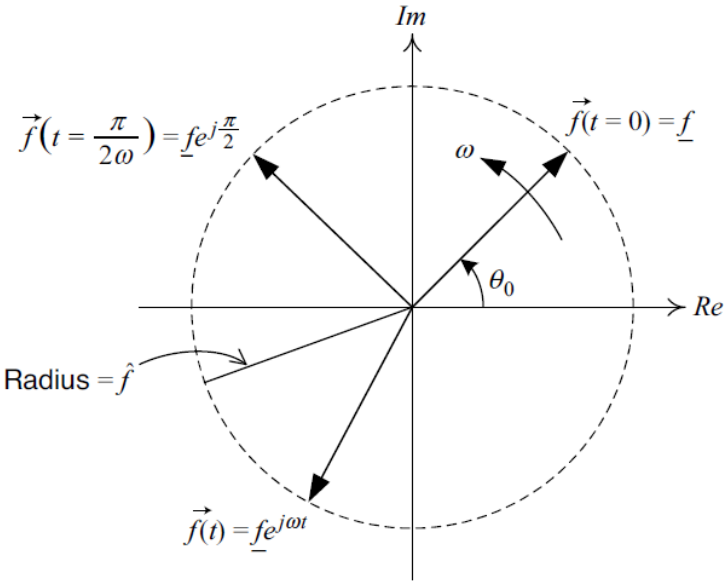
*όπου* $\hat{f}$ *: το πλάτος,* $\theta_0$ *: η αρχική γωνία φάσης,* $\omega$ *: η γωνιακή συχνότητα της συνάρτησης.*

Ο χωρικός φάσορας (space phasor) της συνάρτησης ορίζεται ως εξής:

$$\vec{f}(t)=\frac{2}{3}\left\{e^{j0}f_a(t)+e^{j\frac{2\pi}{3}}f_b(t)+e^{j\frac{4\pi}{3}}f_c(t)\right\} \tag{4.5}$$

Αντικαθιστώντας την συνάρτηση $f_{abc}$ από την εξίσωση 4.4 στην 4.5, και με τη χρήση των τριγωνομετρικών ταυτοτήτων $\cos\theta = \frac{1}{2}\left(e^{j\theta} + e^{-j\theta}\right)$ και $e^{j0} + e^{j\frac{2\pi}{3}} + e^{j\frac{4\pi}{3}} \equiv 0$, προκύπτει:

$$\vec{f}(t) = \left(\hat{f}e^{j\theta_0}\right)e^{j\omega t} = \underline{f}e^{j\omega t} \tag{4.6}$$




Σχήμα 4.5 : Αναπαράσταση χωρικού φάσορα στο μιγαδικό επίπεδο [7].

Η συνάρτηση $f_{abc}$ μπορεί να ανακτηθεί από τον χωρικό φάσορα $\vec{f}$ με βάσει τις παρακάτω εξισώσεις:

$$\begin{aligned} f_a(t) &= \mathrm{Re}\left\{\hat{f}(t)e^{-j0}\right\} \\ f_b(t) &= \mathrm{Re}\left\{\hat{f}(t)e^{-j\frac{2\pi}{3}}\right\} \\ f_c(t) &= \mathrm{Re}\left\{\hat{f}(t)e^{-j\frac{4\pi}{3}}\right\} \end{aligned} \tag{4.7}$$

*όπου* $\mathrm{Re}\{.\}$ *: ο συντελεστής πραγματικού μέρους .*

### 4.3.2 Αναπαράσταση χωρικού φάσορα στο αβ πλαίσιο

Ο χωρικός φάσορας $\vec{f}$ μπορεί να αποσυντεθεί στην πραγματική και φανταστική του συνιστώσα ως εξής:

$$\vec{f}(t) = f_\alpha(t) + jf_\beta(t) \tag{4.8}$$

*όπου* $f_\alpha$, $f_\beta$ *: η συνιστώσα του φάσορα* $\vec{f}$ *στον α και β άξονα αντίστοιχα.*

Αντικαθιστώντας την εξίσωση 4.8 στην 4.5 και εξισώνοντας τα αντίστοιχα πραγματικά και φανταστικά μέρη του αποτελέσματος προκύπτει :

$$\begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} C \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} \tag{4.9}$$

*όπου* $C = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$

### 4.3.3 Αναπαράσταση χωρικού φάσορα στο dq πλαίσιο

Για τον χωρικό φάσορα $\vec{f}(t) = f_\alpha(t) + jf_\beta(t)$, ο μετασχηματισμός από το αβ-πλαίσιο στο dq-πλαίσιο ορίζεται ως εξής:

$$f_d(t) + jf_q(t) = \left( f_\alpha(t) + jf_\beta(t) \right) e^{-j\varepsilon(t)} \tag{4.10}$$

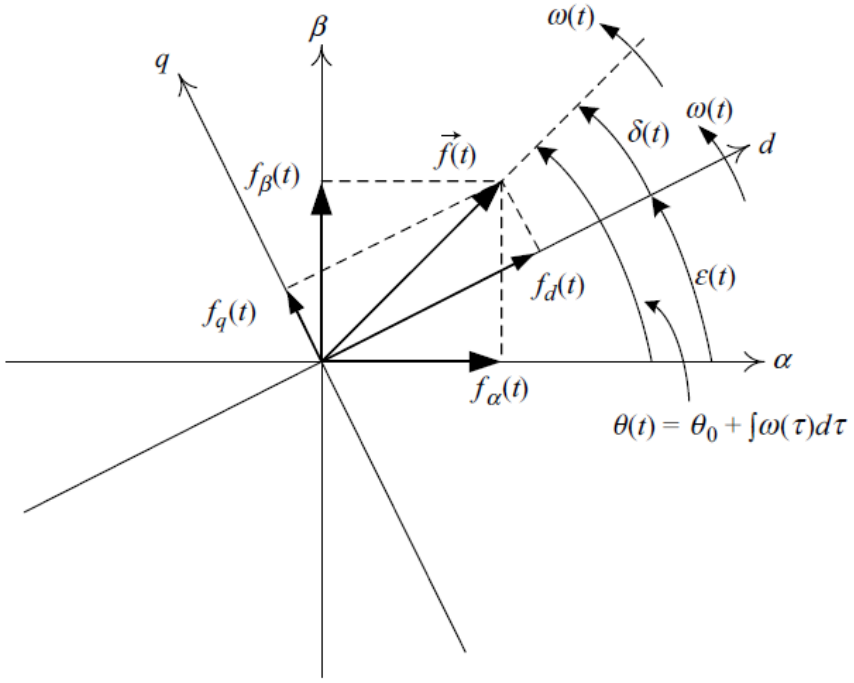
που ισοδυναμεί με μια μετατόπιση φάσης του $\vec{f}(t)$ κατά $-\varepsilon(t)$. Εάν το $\varepsilon(t)$ επιλεγεί ως

$$\varepsilon(t) = \varepsilon_0 + \int \omega(\tau) d\tau$$

τότε σύμφωνα με την εξίσωση 4.10 η αναπαράσταση στο dq-πλαίσιο του φάσορα $\vec{f}(t)$ γίνεται:

$$f_d(t) + jf_q(t) = \vec{f}(t) e^{-j(\theta_0 - \varepsilon_0)} \tag{4.11}$$

που είναι σταθερή ποσότητα, επομένως οι συνιστώσες του τριφασικού σήματος είναι DC ποσότητες.




Σχήμα 4.6 : Αναπαράσταση αβ- και dq- πλασίου στο ίδιο επίπεδο [7].

Σύμφωνα με την ταυτότητα του Euler $e^{j(.)} = \cos(.) + j\sin(.)$, η εξίσωση 4.10 μπορεί γραφτεί ως εξής:

$$\begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} = R[\varepsilon(t)] \begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} \tag{4.12}$$

*όπου* $R[\varepsilon(t)] = \begin{bmatrix} \cos\varepsilon(t) & \sin\varepsilon(t) \\ -\sin\varepsilon(t) & \cos\varepsilon(t) \end{bmatrix}$

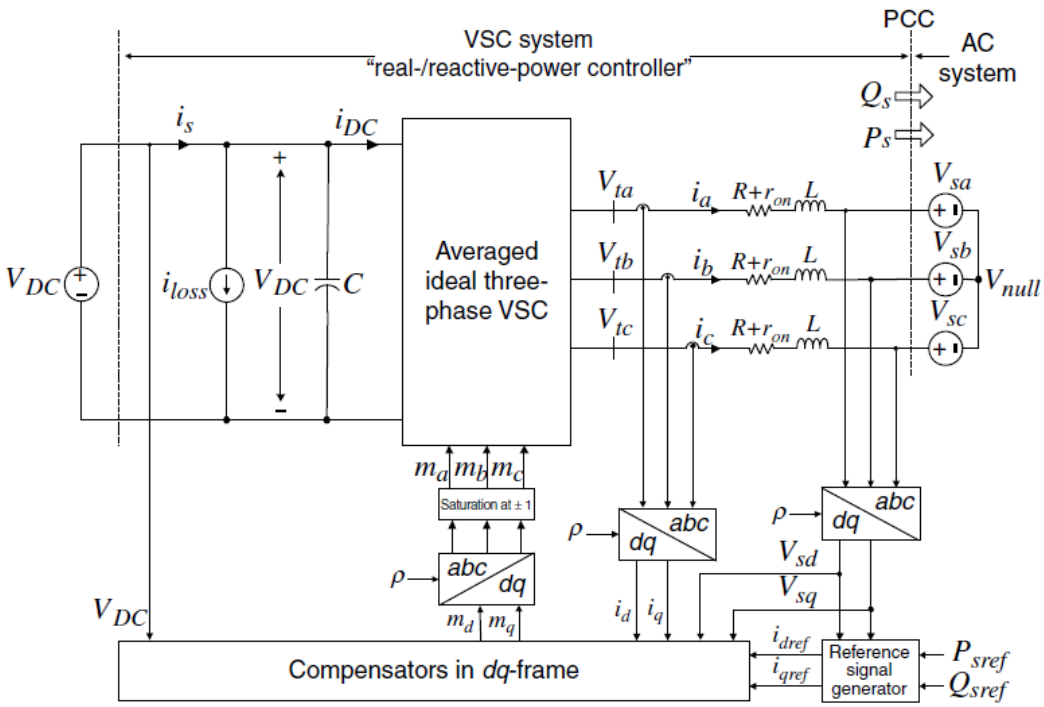
Απευθείας μετασχηματισμός από το abc-πλαίσιο στο dq-πλαίσιο μπορεί να επιτευχθεί αντικαθιστώντας τον πίνακα $\begin{bmatrix} f_\alpha(t) & f_\beta(t) \end{bmatrix}^T$ από την εξίσωση 4.9 στην 4.12 ως εξής:

$$\begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} T[\varepsilon(t)] \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} \tag{4.13}$$

*όπου* $T[\varepsilon(t)] = \begin{bmatrix} \cos\varepsilon(t) & \cos\varepsilon(t) - \frac{2\pi}{3} & \cos\varepsilon(t) - \frac{4\pi}{3} \\ \sin\varepsilon(t) & \sin\varepsilon(t) - \frac{2\pi}{3} & \sin\varepsilon(t) - \frac{4\pi}{3} \end{bmatrix}$

## 4.4 Δομή τριφασικού μετατροπέα πηγής τάσης με έλεγχο ενεργού/αέργου ισχύος μέσω ελέγχου ρεύματος στο dq-πλαίσιο

Ο έλεγχος της στιγμιαίας ενεργού και αέργου ισχύος ($P_s(t)$ και $Q_s(t)$) που ο μετατροπέας πηγής τάσης ανταλλάσσει με το AC σύστημα μπορεί να επιτευχθεί με τις εξής μεθόδους: μέσω του ελέγχου της τάσης (voltage-mode control) και μέσω του ελέγχου του ρεύματος (current-mode control). Η πρώτη προσέγγιση χρησιμοποιείται κυρίως σε εφαρμογές υψηλής τάσης/ισχύος (πχ FACTS) και σε βιομηχανικές εφαρμογές. Στον έλεγχο μέσω τάσης (voltage-mode control), η ενεργός και η άεργος ισχύς ελέγχεται από την φασική γωνία και το πλάτος (αντίστοιχα) της τερματικής τάσης στην AC πλευρά του μετατροπέα σε σύγκριση με την τάση στο Σημείο Κοινής Σύνδεσης (PCC). Ο έλεγχος της ισχύος μέσω τάσης είναι απλός και απαιτεί μικρό αριθμό βρόχων ελέγχου αλλά μειονεκτεί ως προς την προστασία του μετατροπέα έναντι υπερρευμάτων καθώς δεν ελέγχει τα ρεύματα της AC πλευράς. Στην δεύτερη προσέγγιση (current mode control) το ρεύμα εξόδου του μετατροπέα ρυθμίζεται από ειδικό σύστημα ελέγχου του ρεύματος μέσω των τερματικών τάσεων στην AC πλευρά του VSC. Στη συνέχεια η ισχύς ελέγχεται από την φασική γωνία και το πλάτος του ρεύματος εξόδου του VSC σε σύγκριση με την τάση στο PCC. Επομένως ο έλεγχος της ενεργού/αέργου ισχύος μέσω ρεύματος πλεονεκτεί ως προς την προστασία του μετατροπέα από περιπτώσεις υπερρευμάτων, λόγω της ρύθμισης του ρεύματος. Παράλληλα παρέχει στιβαρότητα ως προς τις μεταβολές των παραμέτρων του μετατροπέα VSC και του AC συστήματος, ανώτερη δυναμική απόδοση και υψηλότερη ακρίβεια ελέγχου.




Σχήμα 4.7 : Σχηματικό διάγραμμα τριφασικού μετατροπέα VSC με έλεγχο ενεργού/αέργου ισχύος μέσω ελέγχου του ρεύματος [7].

Το σχηματικό διάγραμμα του τριφασικού μετατροπέα πηγής τάσης συγχρονισμένου με το δίκτυο, με έλεγχο ενεργού/αέργου ισχύος μέσω ελέγχου του ρεύματος (current-control mode) στο dq-πλαίσιο παρουσιάζεται στο σχήμα 4.7. Ο μετατροπέας VSC, που έχει μοντελοποιηθεί χωρίς να λαμβάνονται υπόψη οι απώλειες ισχύος, συνδέεται παράλληλα με ισοδύναμο DC-link πυκνωτή. Η πηγή ρεύματος αναπαριστά τις απώλειες ισχύος κατά τη διακοπτική λειτουργία του μετατροπέα ενώ οι εν σειρά συνδεδεμένες αντιστάσεις ($r_{on}$) στην AC πλευρά του μετατροπέα αναπαριστούν τις απώλειες ισχύος κατά την αγωγή του μετατροπέα. Κάθε φάση του μετατροπέα συνδέεται με το AC σύστημα μέσω γραμμής RL. Το AC σύστημα θεωρείται απείρως ισχυρό και μοντελοποιείται ως ιδανική τριφασική πηγή τάσης $V_{sabc}$. Ο μετατροπέας VSC ανταλλάσσει ενεργό $P_s(t)$ και άεργο ισχύ $Q_s(t)$ με το AC σύστημα στο Σημείο Κοινής Σύνδεσης (PCC), οι οποίες ελέγχονται από τις συνιστώσες ρεύματος $i_d$ και $i_q$. Τα σήματα ανάδρασης (feedback) και τα εμπροσθο-τροφοδοτούμενα (feed-forward) σήματα, αρχικά μετασχηματίζονται στο dq-πλαίσιο και στη συνέχεια επεξεργάζονται μέσω αντισταθμιστών (compensators) για να παραχθούν τα σήματα ελέγχου στο dq-πλαίσιο. Οι εντολές αναφοράς $i_{d,ref}$ και $i_{q,ref}$, για την προστασία του μετατροπέα VSC, περιορίζονται από μπλοκ κορεσμού (saturation blocks) τα οποία δεν απεικονίζονται στο διάγραμμα. Τελικά τα σήματα ελέγχου, πριν οδηγηθούν στο μετατροπέα VSC, μετασχηματίζονται πάλι στο abc-πλαίσιο.

## 4.5 Εξαγωγή μεταβλητών κατάστασης τριφασικού μετατροπέα πηγής τάσης

Έστω ότι η τάση του συστήματος στην AC πλευρά του μετατροπέα VSC εκφράζεται ως:

$$\begin{aligned} V_{s,a}(t) &= \hat{V}_s \cos(\omega_0 t + \theta_0) \\ V_{s,b}(t) &= \hat{V}_s \cos(\omega_0 t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{s,c}(t) &= \hat{V}_s \cos(\omega_0 t + \theta_0 - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \tag{4.14}$$

*όπου $\hat{V}_s$ : το πλάτος της φασικής τάσης, $\omega_0$ : η γωνιακή συχνότητα του AC συστήματος (πηγής) και $\theta_0$ : η αρχική φασική γωνία της πηγής*

Με βάση την εξίσωση 4.6, ο χωρικός φάσορας της συνάρτησης $V_{s,abc}$ είναι:

$$\vec{V}_s(t) = \hat{V}_s e^{j(\omega_0 t + \theta_0)} \tag{4.15}$$

Η διαφορική εξίσωση που περιγράφει την AC πλευρά του σχήματος 4.7 είναι η παρακάτω:

$$L\frac{d\vec{i}}{dt} = -\left(R + r_{on}\right)\vec{i} + \vec{V}_t - \vec{V}_s \tag{4.16}$$

*όπου $R$, $L$ : η αντίσταση και η επαγωγή αντίστοιχα της γραμμής που μεσολαβεί μεταξύ της εξόδου του μετατροπέα και του AC συστήματος, $\vec{V}_t$ : διάνυσμα που εκφράζει την τριφασική τάση στην έξοδο του μετατροπέα.*

Αντικαθιστώντας την τάση $\hat{V}_s$ από την εξίσωση 4.15 στην 4.16, προκύπτει:

$$L\frac{d\vec{i}}{dt} = -\left(R + r_{on}\right)\vec{i} + \vec{V}_t - \hat{V}_s e^{j(\omega_0 t + \theta_0)} \tag{4.17}$$

Με βάση την ανάλυση της παραγράφου 4.4.3, ο χωρικός φάσορας στο dq-πλαίσιο μπορεί να οριστεί ως εξής:

$$f_d\left(t\right) + jf_q\left(t\right) = \vec{f}\left(t\right)e^{-j\rho(t)} \tag{4.18}$$

*όπου η γωνία $\rho(t)$ μπορεί να επιλεγεί αυθαίρετα.*

Επομένως αντικαθιστώντας $\vec{i} = i_{dq}e^{j\rho}$ και $\vec{V}_t = V_{tdq}e^{j\rho}$ στην εξίσωση 4.17, προκύπτει ότι:

$$L\frac{d\left(i_{dq}\right)}{dt} = -j\left(L\frac{d\rho}{dt}\right)i_{dq} - \left(R + r_{on}\right)i_{dq} + V_{tdq} - \hat{V}_s e^{j(\omega_0 t + \theta_0 - \rho)} \tag{4.19}$$

Αποσυνθέτοντας την εξίσωση 4.19 σε πραγματικό και φανταστικό μέρος ($i_{dq} = i_d + ji_q$), προκύπτει ότι:

$$\begin{aligned} L\frac{di_d}{dt} &= \left(L\frac{d\rho}{dt}\right)i_q - \left(R + r_{on}\right)i_d + V_{td} - \hat{V}_s\cos\left(\omega_0 t + \theta_0 - \rho\right) \\ L\frac{di_q}{dt} &= -\left(L\frac{d\rho}{dt}\right)i_d - \left(R + r_{on}\right)i_q + V_{tq} - \hat{V}_s\sin\left(\omega_0 t + \theta_0 - \rho\right) \end{aligned} \tag{4.20}$$

Οι εξισώσεις 4.20 δεν είναι στην κανονική μορφή περιγραφής στο χώρο κατάστασης. Γι' αυτό το λόγο, εισάγεται η μεταβλητή ω (όπου $\omega = d\rho/dt$), οπότε προκύπτουν οι εξής εξισώσεις κατάστασης:

$$
\begin{aligned}
L\frac{di_d}{dt} &= L\omega(t)i_q - \left(R + r_{on}\right)i_d + V_{td} - \hat{V}_s \cos\left(\omega_0 t + \theta_0 - \rho\right) \\
L\frac{di_q}{dt} &= -L\omega(t)i_d - \left(R + r_{on}\right)i_q + V_{tq} - \hat{V}_s \sin\left(\omega_0 t + \theta_0 - \rho\right) \\
\frac{d\rho}{dt} &= \omega(t)
\end{aligned}
\tag{4.21}
$$

*όπου* $i_d$ , $i_q$ , $\rho$ *: οι μεταβλητές κατάστασης και* $V_{td}$ , $V_{tq}$ , $\omega$ *: οι είσοδοι του ελεγκτή.*

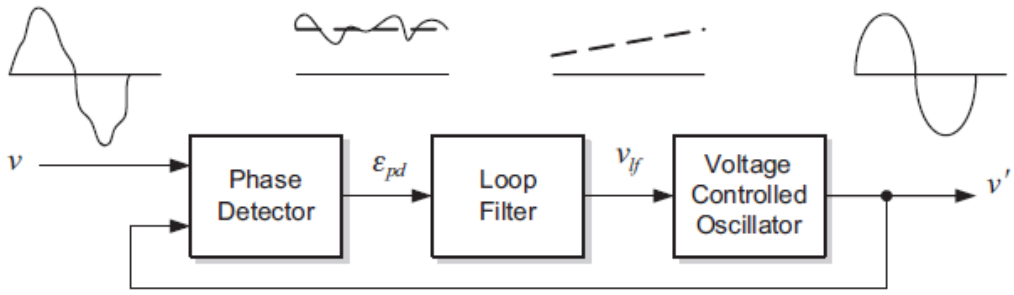
Η χρησιμότητα του dq-πλαισίου εξαρτάται από την κατάλληλη επιλογή των $\omega$ και $\rho$. Εάν θεωρηθούν $\omega = \omega_0$ και $\rho(t) = \omega_0 t + \theta_0$ τότε οι εξισώσεις 4.21 παίρνουν τη μορφή:

$$
\begin{aligned}
L\frac{di_d}{dt} &= L\omega_0 i_q - \left(R + r_{on}\right)i_d + V_{td} - \hat{V}_s \\
L\frac{di_q}{dt} &= -L\omega_0 i_d - \left(R + r_{on}\right)i_q + V_{tq}
\end{aligned}
\tag{4.22}
$$

που περιγράφουν ένα γραμμικό σύστημα δευτέρας τάξης, το οποίο διεγείρεται από τη σταθερή είσοδο $\hat{V}_s$. Επομένως, αν οι μεταβλητές $V_{td}$ ,$V_{tq}$ είναι DC ποσότητες τότε οι $i_d$ ,$i_q$ είναι επίσης DC ποσότητες στη μόνιμη κατάσταση. Ο μηχανισμός του μετατροπέα για να εξασφαλιστεί ότι θα ισχύει: $\rho(t) = \omega_0 t + \theta_0$, ονομάζεται βρόχος κλειδώματος φάσης (Phase-Locked Loop, PLL).

## 4.6 Βρόχος κλειδώματος φάσης

Ο βρόχος κλειδώματος φάσης (Phase-Locked Loop, PLL) είναι ένα σύστημα κλειστού βρόχου το οποίο οδηγεί ένα σήμα να «εντοπίσει» ένα άλλο. Συγκεκριμένα, πρόκειται για ένα σέρβο σύστημα που ελέγχει τη φάση του σήματος στην έξοδο του με τέτοιο τρόπο ώστε να μειώνεται στο ελάχιστο το σφάλμα ανάμεσα στη φάση του σήματος στην έξοδο, με τη φάση του σήματος αναφοράς [45].




Σχήμα 4.8 : Βασική δομή βρόχου κλειδώματος φάσης (PLL) [40].

Η βασική δομή ενός βρόχου PLL (σχήμα 4.8) αποτελείται από τρία δομικά μπλοκ [40]:

- Τον ανιχνευτή φάσης (phase detector): το συγκεκριμένο μπλοκ δημιουργεί στην έξοδο του ένα σήμα ανάλογο της διαφοράς φάσης μεταξύ του σήματος εισόδου $v$ και του σήματος που παράγεται από τον εσωτερικό ταλαντωτή του βρόχου PLL, $v'$.
- Το φίλτρο του βρόχου (loop filter): το συγκεκριμένο μπλοκ παρουσιάζει χαρακτηριστικά χαμηλοπερατού φίλτρου για να περιορίσει τις συνιστώσες υψηλής AC συχνότητας από την έξοδο του ανιχνευτή φάσης (PD). Συνήθως το μπλοκ του φίλτρου συνίσταται από ένα πρώτης τάξης χαμηλοπερατό φίλτρο ή έναν PI ελεκτή.
- Τον ταλαντωτή ελεγχόμενης τάσης (voltage-controlled oscillator): Το συγκεκριμένο μπλοκ παράγει ένα AC σήμα με συχνότητα μετατοπισμένη σε σχέση με μια κεντρική συχνότητα $\omega_c$ σαν συνάρτηση της τάσης $v_{lf}$ που παρέχεται από το φίλτρο LP.

Στην περίπτωση των διασυνδεδεμένων μετατροπέων ισχύος, η χρήση του βρόχου κλειδώματος φάσης (PLL) έχει ως στόχο τη δημιουργία εσωτερικών σημάτων με συγκεκριμένο πλάτος και φάση που θα χρησιμοποιηθούν σε διαφορετικά μπλοκ του συστήματος ελέγχου, έχοντας ως αναφορά συγκεκριμένα σήματα του συστήματος AC.

Ο χωρικός φάσορας $\vec{V}_s$ με βάση την εξίσωση 4.18 μπορεί να γραφτεί ως εξής:

$$\begin{aligned} V_{sd} &= \hat{V}_s \cos(\omega_0 t + \theta_0 - \rho) \\ V_{sq} &= \hat{V}_s \cos(\omega_0 t + \theta_0 - \rho) \end{aligned} \tag{4.23}$$

Επομένως το σύστημα εξισώσεων 4.21 μπορεί να ξαναγραφτεί ως εξής:

$$\begin{aligned} L\frac{di_d}{dt} &= L\omega(t)i_q - \left(R + r_{on}\right)i_d + V_{td} - V_{sd} \\ L\frac{di_q}{dt} &= -L\omega(t)i_d - \left(R + r_{on}\right)i_q + V_{tq} - V_{sq} \\ \frac{d\rho}{dt} &= \omega(t) \end{aligned} \tag{4.24}$$

Με βάση τις εξισώσεις 4.23, αν $\rho(\mathrm{t}) = \omega_0 \mathrm{t} + \theta_0$ τότε $V_{sq} = 0$. Συνεπώς αναπτύχθηκε ένας μηχανισμός για να ρυθμίζει την τάση $V_{sq}$ στο μηδέν, ο οποίος βασίζεται στον ακόλουθο νόμο ανάδρασης (feedback law):

$$\omega(t) = H(p)V_{sq}(t) \tag{4.25}$$

*όπου* $H(p)$*: γραμμική συνάρτηση μεταφοράς (αντισταθμιστής),* $p = d(.)/dt$*: διαφορικός συντελεστής.*

Με βάση τις εξισώσεις 4.23 ο νόμος ανάδρασης παίρνει την μορφή :

$$\frac{d\rho}{dt} = H(p)\hat{V}_s \sin(\omega_0 t + \theta_0 - \rho) \tag{4.26}$$

Η εξίσωση 4.26 περιγράφει ένα μη γραμμικό δυναμικό σύστημα το οποίο ονομάζεται βρόχος κλειδώματος φάσης (PLL). Η λειτουργία του βρόχου PLL είναι να ρυθμίζει τη γωνία $\rho$ στην τιμή $\omega_0 t + \theta_0$.

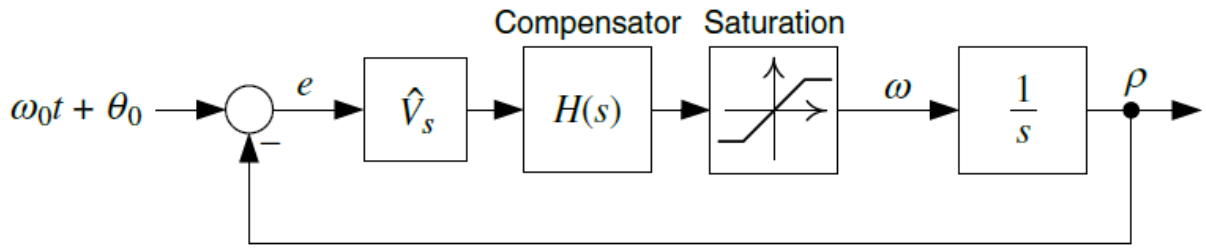
Όμως λόγω των μη γραμμικών χαρακτηριστικών του συστήματος, ο βρόχος PLL μπορεί να παρουσιάσει μη ικανοποιητική συμπεριφορά κάτω από ορισμένες συνθήκες. Για παράδειγμα, αν ο βρόχος PLL ξεκινήσει από αρχική κατάσταση που αντιστοιχεί σε $\rho(0) = 0$ και $\omega(0) = 0$ τότε το σύστημα «πέφτει» σε οριακό κύκλο (limit cycle) και η γωνία $\rho$ δε μπορεί να πάρει την τιμή $\omega_0 t + \theta_0$. Για να αποφευχθεί το παραπάνω φαινόμενο, ο νόμος ανάδρασης θα πρέπει να τροποποιηθεί ως εξής:

$$\omega(t) = H(p)V_{sq}(t), \text{ με } \omega(0) = \omega_0 \text{ και } \omega_{\min} \le \omega \le \omega_{\max} \tag{4.27}$$

Τα όρια ($\omega_{\min}$, $\omega_{\max}$) επιλέγονται να είναι κοντά στην τιμή $\omega_0$ έτσι ώστε να καθορίζεται ένα στενό εύρος διακυμάνσεων της γωνιακής ταχύτητας $\omega(t)$. Από την άλλη μεριά, το εύρος των διακυμάνσεων θα πρέπει να επιλέγεται ικανοποιητικά μεγάλο ώστε να λειτουργεί αποτελεσματικά κατά τη διάρκεια των μεταβατικών καταστάσεων του συστήματος.

Η τιμή $\omega_0 t + \theta_0 - \rho$ είναι κοντά στο μηδέν επομένως μπορεί να θεωρηθεί ότι $\sin(\omega_0 t + \theta_0 - \rho) \approx \omega_0 t + \theta_0 - \rho$ και η εξίσωση 4.26 να απλοποιηθεί ως εξής:

$$\frac{d\rho}{dt} = \hat{V}_s H(p)(\omega_0 t + \theta_0 - \rho) \tag{4.28}$$




Σχήμα 4.9 : Μπλοκ διάγραμμα του βρόχου κλειδώματος φάσης (PLL) για μετατροπέα πηγής τάσης [7].

Η εξίσωση 4.28 περιγράφει έναν κλασσικό ελεγκτή με βρόχο ανάδρασης όπου ο όρος $\omega_0 t + \theta_0$ αποτελεί την είσοδο αναφοράς, ο όρος $\rho$ την έξοδο και ο όρος $\hat{V}_s H(p)$ αποτελεί την συνάρτηση μεταφοράς του αντισταθμιστή (compensator), όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 4.9 . Όπως προκύπτει από το μπλοκ διάγραμμα του ελεγκτή, ο ταλαντωτής ελεγχόμενης τάσης (VCO) υλοποιείται από τον ολοκληρωτή (integrator) της εξίσωσης $\omega = d\rho/dt$. Ο ταλαντωτής ελεγχόμενης τάσης μπορεί να θεωρηθεί ως επαναρυθμιζόμενος ολοκληρωτής του οποίου η έξοδος ( $\rho$ ) επαναφέρεται στην τιμή 0, όταν φτάσει στην τιμή $2\pi$ .

## 4.7 Έλεγχος ενεργού/αέργου ισχύος μέσω ελέγχου ρεύματος στο dq πλαίσιο

Η ενεργός και άεργος ισχύς στο σημείο PCC μεταξύ μετατροπέα πηγής τάσης και AC συστήματος (σχήμα 4.10) δίνεται από την σχέση :

$$\begin{aligned} P_s(t) &= \frac{3}{2}\left[V_{sd}(t)i_d(t) + V_{sq}(t)i_q(t)\right] \\ Q_s(t) &= \frac{3}{2}\left[-V_{sd}(t)i_q(t) + V_{sq}(t)i_d(t)\right] \end{aligned} \tag{4.29}$$

όπου $V_{sd}$ , $V_{sq}$ είναι οι τάσεις του AC συστήματος στο dq πλαίσιο και δεν ελέγχονται από το μετατροπέα VSC. Αν ο ελεγκτής PLL βρίσκεται στη μόνιμη κατάσταση ($V_{sq} = 0$), οι εξισώσεις 4.29 μπορούν να ξαναγραφτούν ως εξής :

$$\begin{aligned} P_s(t) &= \frac{3}{2}V_{sd}(t)i_d(t) \\ Q_s(t) &= -\frac{3}{2}V_{sd}(t)i_q(t) \end{aligned} \tag{4.30}$$

Συνεπώς, όπως προκύπτει από τις εξισώσεις 4.30 , τα μεγέθη της ενεργού και αέργου ισχύος ( $P_s(t)$ και $Q_s(t)$) μπορούν να ελεγχθούν από τα ρεύματα $i_d$ και $i_q$ αντίστοιχα.

Επομένως οι τιμές των ρευμάτων αναφοράς του ελεγκτή καθορίζονται ως εξής :

$$\begin{aligned} i_{dref}(t) &= \frac{2}{3V_{sd}}P_{sref}(t) \\ i_{qref}(t) &= -\frac{2}{3V_{sd}}Q_{sref}(t) \end{aligned} \tag{4.31}$$

Αν το σύστημα ελέγχου καταφέρνει να εκμηδενίσει γρήγορα την απόκλιση των συνιστωσών του ρεύματος από τις τιμές αναφοράς τους ( δηλ. $i_d \approx i_{dref}$ και $i_q \approx i_{qref}$ ) τότε θα ισχύει : $P_s \approx P_{sref}(t)$ και $Q_s \approx Q_{sref}(t)$. Στην περίπτωση αυτή, τα μεγέθη $P_s(t)$ και $Q_s(t)$ θα μπορούν να ελεγχθούν ανεξάρτητα.

## 4.8 Ρυθμιστής ρεύματος

Σύμφωνα με το μοντέλο του ιδανικού τριφασικού μετατροπέα (averaged ideal three-phase VSC) που θεωρήθηκε στην παραπάνω ανάλυση, οι τάσεις στην έξοδο του μετατροπέα θα δίνονται από τις σχέσεις:

$$\begin{aligned} V_{ta}(t) &= \frac{V_{DC}}{2} m_a(t) \\ V_{tb}(t) &= \frac{V_{DC}}{2} m_b(t) \\ V_{tc}(t) &= \frac{V_{DC}}{2} m_c(t) \end{aligned} \tag{4.32}$$

όπου το συμμετρικό τριφασικό σήμα διαμόρφωσης ( $m_{abc}$ ) ορίζεται ως εξής:

$$\begin{aligned} m_a(t) &= \hat{m}\cos\left[\varepsilon(t)\right] \\ m_b(t) &= \hat{m}\cos\left[\varepsilon(t) - \frac{2\pi}{3}\right] \\ m_c(t) &= \hat{m}\cos\left[\varepsilon(t) - \frac{4\pi}{3}\right] \end{aligned} \tag{4.33}$$

όπου το σήμα $\varepsilon(t)$ εμπεριέχει πληροφορίες για την συχνότητα και την φασική γωνία.

Στο dq-πλαίσιο, οι εξισώσεις 4.32 παίρνουν την μορφή:

$$\begin{aligned} V_{td}(t) &= \frac{V_{DC}}{2} m_d(t) \\ V_{tq}(t) &= \frac{V_{DC}}{2} m_q(t) \end{aligned} \tag{4.34}$$

Με την προϋπόθεση ότι το σύστημα λειτουργεί στη μόνιμη κατάσταση (steady-state) και αντικαθιστώντας στις εξισώσεις κατάστασης την τιμή: $\omega(t) = \omega_0$, οι εξισώσεις κατάστασης παίρνουν την μορφή:

$$L\frac{di_d}{dt} = L\omega_0 i_q - \left(R + r_{on}\right) i_d + V_{td} - V_{sd}$$
$$L\frac{di_q}{dt} = -L\omega_0 i_d - \left(R + r_{on}\right) i_q + V_{tq} - V_{sq} \tag{4.35}$$

*όπου* $i_d$ *,* $i_q$ *: οι μεταβλητές κατάστασης,* $V_{td}$ *,* $V_{tq}$ *: οι είσοδοι του ελεγκτή και* $V_{sd}$ *,* $V_{sq}$ *: οι εισερχόμενες διαταραχές (disturbance inputs) του συστήματος.*

Εξαιτίας της παρουσίας του όρου $L\omega_0$ στις εξισώσεις 4.35, υπάρχει σύζευξη των μεταβλητών κατάστασης ($i_d$ , $i_q$). Η απόζευξη των όρων επιτυγχάνεται ορίζοντας τα σήματα διαμόρφωσης ως εξής:

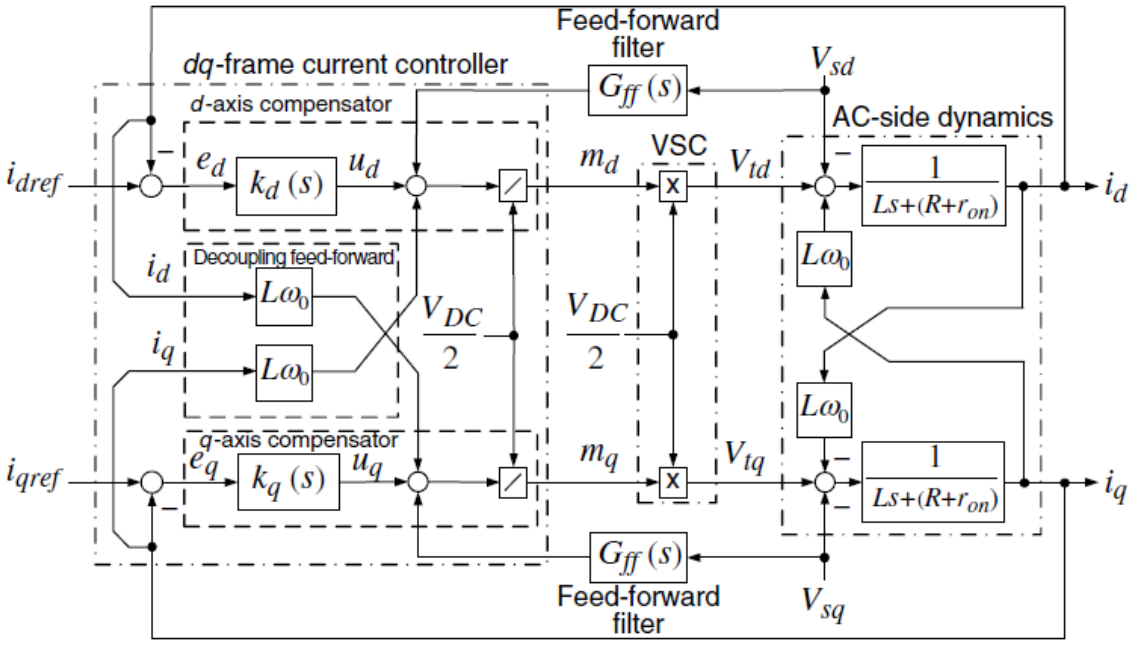
$$m_d = \frac{2}{V_{DC}}\left(u_d - L\omega_0 i_q + V_{sd}\right)$$
$$m_q = \frac{2}{V_{DC}}\left(u_q - L\omega_0 i_d + V_{sq}\right) \tag{4.36}$$

όπου $u_d$ ,$u_q$: δύο νέες είσοδοι ελέγχου.

Αντικαθιστώντας τα νέα σήματα διαμόρφωσης (εξισώσεις 4.36) στις εξισώσεις 4.34, οι εξισώσεις 4.35 θα πάρουν την μορφή:

$$L\frac{di_d}{dt} = -\left(R + r_{on}\right) i_d + u_d$$
$$L\frac{di_q}{dt} = -\left(R + r_{on}\right) i_q + u_q \tag{4.37}$$

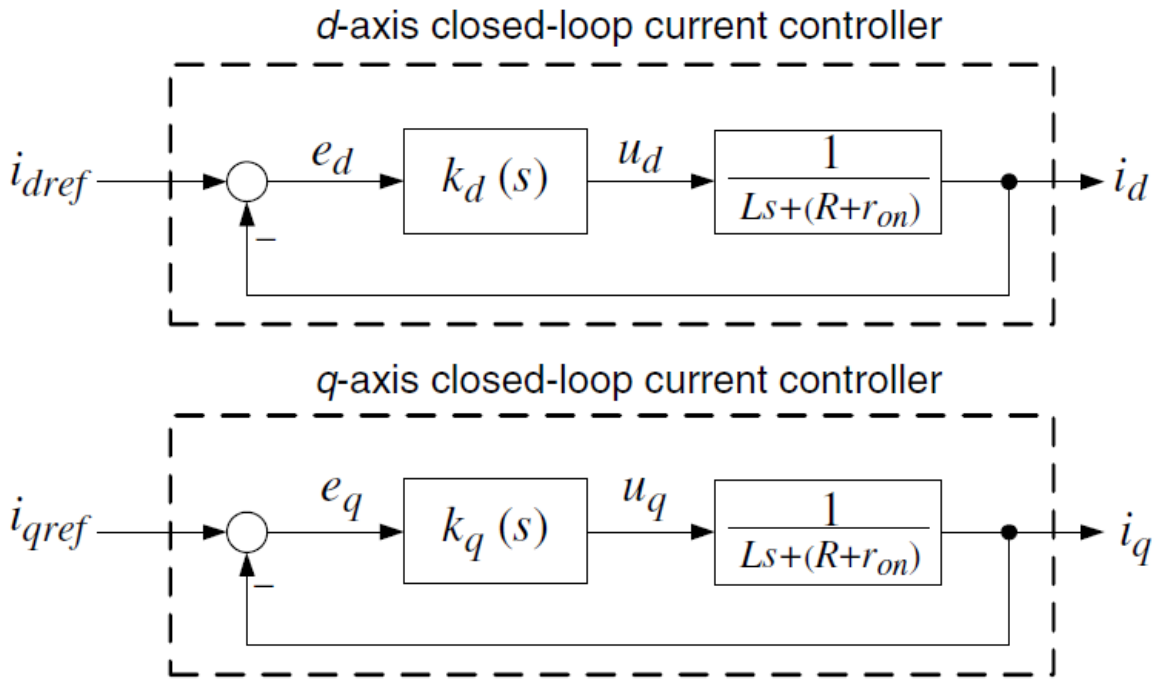
Οι εξισώσεις 4.37 περιγράφουν δύο αποπλεγμένα γραμμικά συστήματα πρώτης τάξης όπου οι συνιστώσες του ρεύματος ($i_d$ , $i_q$) ελέγχονται από τις μεταβλητές $u_d$ ,$u_q$ αντίστοιχα.




*Σχήμα 4.10 : Μπλοκ διάγραμμα του συστήματος ελέγχου μετατροπέα VSC με ρύθμιση ρεύματος [7].*

Στο σχήμα 4.10 παρουσιάζεται το μπλοκ διάγραμμα των ελεγκτών ρεύματος σε dq πλαίσιο του μετατροπέα VSC (σχήμα 4.7), όπου τα μεγέθη $u_d$ και $u_q$ είναι οι έξοδοι από δύο αντισταθμιστές. Ο αντισταθμιστής του d άξονα επεξεργάζεται το σφάλμα $e_d = i_{dref} - i_d$ και παρέχει το σήμα $u_d$. Αυτό στη συνέχεια καθορίζει την τιμή του συντελεστή διαμόρφωσης $m_d$. Αντίστοιχα, ο αντισταθμιστής του q άξονα επεξεργάζεται το σφάλμα $e_q = i_{qref} - i_q$ και παρέχει το σήμα $u_q$, που καθορίζει την τιμή του συντελεστή διαμόρφωσης $m_q$. Εν συνεχεία, ο μετατροπέας VSC ενισχύει τα σήματα $m_d$ και $m_q$ κατά έναν παράγοντα $V_{DC}/2$ και δημιουργούνται τα σήματα τάσης, $V_{td}$ και $V_{td}$ αντίστοιχα. Τα σήματα τάσης $V_{td}$ και $V_{tq}$, με βάση τις εξισώσεις 4.13, ελέγχουν τις συνιστώσες ρεύματος, $i_d$ και $i_q$ αντίστοιχα .

Το απλοποιημένο μπλοκ διάγραμμα του ελεγκτή ρεύματος παρουσιάζεται στο σχήμα 4.11. Όπως είναι εμφανές τα δύο μπλοκ σε d και q άξονα αντίστοιχα είναι ταυτόσημα και οι αντίστοιχοι αντισταθμιστές μπορούν να θεωρηθούν ταυτόσημοι. Άρα, η ανάλυση που ακολουθεί για τον ελεγκτή κλειστού βρόχου στον d άξονα, ισχύει και για τον q άξονα.




*Σχήμα 4.11 : Απλοποιημένο μπλοκ διάγραμμα του ελεγκτή ρεύματος του μετατροπέα VSC [7].*

Ο αντισταθμιστής $k_d(s)$ μπορεί να θεωρηθεί ως αναλογικός-ολοκληρωτικός (PI) αντισταθμιστής, στόχος του οποίου είναι η εξάλειψη του σφάλματος στο σήμα του ρεύματος $i_d$. Έστω ότι έχει τη μορφή:

$$k_d(s) = \frac{k_p(s)s + k_i}{s} \tag{4.38}$$

*όπου* $k_p, k_i$ *: το αναλογικό και το ολοκληρωτικό κέρδος, αντίστοιχα.*

Τότε το κέρδος ανοιχτού βρόχου είναι:

$$\ell(s) = \left(\frac{k_p}{L_s}\right)\frac{s + k_i/k_p}{s + (R + r_{on})/L} \tag{4.39}$$

Πρέπει να σημειωθεί ότι ο πόλος στο σημείο $s = -(R + r_{on})/L$ είναι πολύ κοντά στην αρχή των αξόνων και προκαλεί πτώση του πλάτους και της φάσης του κέρδους σε χαμηλές συχνότητες. Όμως ο συγκεκριμένος πόλος ακυρώνεται από το μηδενικό στο σημείο $k_i/k_p$, οπότε το κέρδος ανοιχτού βρόχου θα πάρει την μορφή $\ell(s) = k_p/L_s$. Τελικά, η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου παίρνει την μορφή :

$$\frac{I_d(s)}{I_{d,ref}(s)} = G_i(s) = \frac{1}{\tau_i s + 1} \tag{4.40}$$

*αν θεωρηθεί ότι:* $k_p = L/\tau_i$ *και* $k_i = (R + r_{on})/\tau_i$ *όπου* $\tau_i$*: η σταθερά χρόνου του τελικού συστήματος κλειστού βρόχου*

Η σταθερά χρόνου $\tau_i$ θα πρέπει να επιλέγεται κατάλληλα από το σχεδιαστή. Από τη μία, θα πρέπει να είναι μικρή, ώστε να επιτυγχάνεται η γρήγορη απόκριση του συστήματος ελέγχου. Από την άλλη μεριά, πρέπει να είναι επαρκώς μεγάλη, ώστε το εύρος ζώνης του συστήματος κλειστού βρόχου να είναι όσο γίνεται μικρότερο (γύρω στις 10 φορές) από τη διακοπτική συχνότητα του μετατροπέα. Αναλόγως με τις απαιτήσεις της εκάστοτε εφαρμογής και της διακοπτικής συχνότητας του μετατροπέα, το τυπικό εύρος τιμών της σταθεράς $\tau_i$ επιλέγεται να είναι 0,5 - 5 ms.

# 5 ΤΕΧΝΙΚΕΣ ΑΠΑΙΤΗΣΕΙΣ ΣΥΝΔΕΣΗΣ ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΗΣ ΠΑΡΑΓΩΓΗΣ ΣΤΟ ΔΙΚΤΥΟ

## 5.1 Εισαγωγή

Οι μονάδες διεσπαρμένης παραγωγής πρέπει να συμμορφώνονται σε μια σειρά από προαπαιτούμενα με σκοπό να διασφαλίζεται η ασφαλής και απρόσκοπτη μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας στο δίκτυο. Στις περισσότερες χώρες εφαρμόζονται οι τοπικοί κανονισμοί που επιβάλλονται από τους εκάστοτε διαχειριστές δικτύου. Σε παγκόσμιο επίπεδο, οι φορείς που αναπτύσσουν διεθνή πρότυπα σχετικά με τις απαιτήσεις για σύνδεση διεσπαρμένης παραγωγής στο δίκτυο είναι: το Ινστιτούτο Ηλεκτρολόγων και Ηλεκτρονικών Μηχανικών (Institute of Electrical and Electronic Engineers, IEEE) στις ΗΠΑ, η Διεθνής Ηλεκτροτεχνική Επιτροπή (International Electrotechnical Comission, IEC) στην Ελβετία και η Γερμανική Επιτροπή Ηλεκτρολόγων, Ηλεκτρονικών και Τεχνολογιών Πληροφορικής (German Commision of Electrical, Electronic and Information Technologies of DIN and VDE, DKE) στην Γερμανία.

## 5.2 Ικανότητα λειτουργίας έπειτα από σφάλμα

Τα περισσότερα σφάλματα στα συστήματα διανομής της ηλεκτρικής ενέργειας είναι προσωρινά (πχ. χτύπημα κεραυνού). Το ΣΗΕ είναι σχεδιασμένο ώστε να ανοίγει το κύκλωμα της γραμμής, μέσω διακοπτών (circuit breakers), για να απομακρύνει το σφάλμα. Το κύκλωμα κλείνει αυτόματα μόλις το σφάλμα έχει απομακρυνθεί και επανασυνδέεται η γραμμή. Πάντα θα υπάρχει μια λεπτή ισορροπία ανάμεσα στην αποσύνδεση για μόνιμα σφάλματα και την ικανότητα λειτουργίας (ride-through) στην περίπτωση προσωρινών σφαλμάτων.

Με την αύξηση των επιπέδων διείσδυσης διεσπαρμένης παραγωγής, οι διαχειριστές δικτύου θα χρειαστούν να διατηρήσουν τον έλεγχο της συνολικής παραγωγής ενέργειας που συνδέεται με το δίκτυο. Εάν απαιτείται η διεσπαρμένη παραγωγή να αποσυνδέεται για όλες τις συνθήκες σφάλματος (IEEE-2008), αυτό θα οδηγήσει σε σοβαρά προβλήματα όσον αφορά την ευστάθεια και τον έλεγχο της τάσης σε περιπτώσεις υψηλών επιπέδων διείσδυσης. Συνήθως, όταν παρουσιάζονται σφάλματα στο σύστημα μεταφοράς, ακολουθεί μια σύντομη πτώση τάσης (voltage sag). Σε αυτό το σύντομο χρονικό διάστημα, οι συμβατικές σύγχρονες γεννήτριες είναι σε θέση να συνεχίσουν τη λειτουργία τους (για ένα χρονικό διάστημα μέχρι να αποσυνδεθούν). Για να αντιμετωπιστούν τυχόν προβλήματα, οι διαχειριστές του δικτύου απαιτούν η κάθε γεννήτρια να έχει την ικανότητα να παραμένει στο δίκτυο κατά την διάρκεια των διαταραχών. Να παρουσιάζει δηλαδή ανοχή σε βυθίσεις τάσης (Low-Voltage Ride Through). Οι απαιτήσεις για LVRT ορίζουν ότι οι εγκαταστάσεις παραγωγής πρέπει να παραμένουν συνδεδεμένες για να παρέχουν υποστήριξη τάσης μετά από σφάλμα. Επιπλέον, οι εγκαταστάσεις παραγωγής ενέργειας πρέπει να παραμείνουν συνδεδεμένες στο σύστημα διανομής (ή μεταφοράς) για τη διατήρηση της ευστάθειας του δικτύου.

## 5.3 Πρότυπα διασύνδεσης φωτοβολταϊκής παραγωγής

Τα κυριότερα πρότυπα που αναφέρονται στην διασύνδεση Φ/Β συστημάτων στο δίκτυο είναι τα ακόλουθα:

- Πρότυπο για την διασύνδεση διεσπαρμένων πηγών στα ηλεκτρικά συστήματα ισχύος (Standard for Interconnection Distributed Resources with Electric Power System), **IEEE 1547** [46].
- Φωτοβολαταϊκα Συστήματα – Χαρακτηριστικά της διασύνδεσης με το δίκτυο, (Photovoltaic (PV) Systems – Characteristics of the Utility Interface), **IEC 61727**.
- Πρότυπο για την συσκευή αυτόματης αποσύνδεσης μεταξύ μιας γεννήτριας και του δημόσιου δικτύου χαμηλής τάσης (Automatic disconnection device between a generator and the public low-voltage grid), **VDE 0126-1-1**.

### 5.3.1 Απόκριση σε αποκλίσεις τάσης

Το σύστημα προστασίας του αντιστροφέα θα πρέπει να ανιχνεύει τις μεταβολές της τάσης του δικτύου σε σχέση με την ονομαστική της τιμή. Συγκεκριμένα, το σύστημα θα μετράει την RMS τιμή της τάσης στο σημείο σύνδεσης του αντιστροφέα με το δίκτυο (PCC). Ανάλογα με το ποσοστό της μεταβολής θα ρυθμίζει τον χρόνο αποσύνδεσης (disconnection time) του αντιστροφέα. Ο πίνακας 5-1 δίνει το χρονικό διάστημα ανάμεσα στην ασυνήθη συνθήκη και την παύση τροφοδότησης του δικτύου από τον αντιστροφέα. Η ύπαρξη του χρονικού αυτού διαστήματος επιτρέπει την αδιάλειπτη λειτουργία έπειτα από διαταραχές μικρής διάρκειας με αποτέλεσμα να αποφεύγονται οι ενοχλητικές ενεργοποιήσεις της προστασίας. Οι αισθητήρες του αντιστροφέα πρέπει να παραμένουν συνδεδεμένοι στο δίκτυο για να επιτραπεί η επανασύνδεση του μετά την πάροδο της διαταραχής.

Πίνακας 5-1 : Χρόνοι αποσύνδεσης του αντιστροφέα σε περιπτώσεις διαταραχής της τάσης δικτύου ανάλογα με το πρότυπο που ακολουθείτε [40].

| IEEE 1547 | | IEC 61727 | | VDE 0126-1-1 | |
|---|---|---|---|---|---|
| Voltage range (%) | Disconnection time (sec.) | Voltage range (%) | Disconnection time (sec.) | Voltage range (%) | Disconnection time (sec.) |
| $V < 50$ | 0.16 | $V < 50$ | 0.10 | $110 \leq V < 85$ | 0.2 |
| $50 \leq V < 88$ | 2.00 | $50 \leq V < 85$ | 2.00 | | |
| $110 < V < 120$ | 1.00 | $110 < V < 135$ | 2.00 | | |
| $V \geq 120$ | 0.16 | $V \geq 135$ | 0.05 | | |

### 5.3.2 Απόκριση σε αποκλίσεις συχνότητας

Παράλληλα με τις μεταβολές της τάσης, το σύστημα προστασίας του αντιστοφέα θα πρέπει να ανιχνεύει τις μεταβολές της συχνότητας του δικτύου. Συγκεκριμένα το σύστημα προστασίας θα μετράει τη συχνότητα του δικτύου και αν η τιμή βρίσκεται εκτός του επιτρεπτού

(ανάλογα με το πρότυπο που ακολουθείται) ορίου τότε θα αποσυνδέει τον αντιστροφέα από το δίκτυο μετά από ένα ορισμένο χρονικό διάστημα (πίνακας 5-6).

Πίνακας 5-2 : Χρόνοι αποσύνδεσης του αντιστροφέα σε περιπτώσεις διαταραχής της συχνότητας του δικτύου ανάλογα με το πρότυπο που ακολουθείτε [40].

| IEEE 1547 | | IEC 61727 | | VDE 0126-1-1 | |
|---|---|---|---|---|---|
| Frequency range (Hz) | Disconnection time (sec.) | Frequency range (Hz) | Disconnection time (sec.) | Frequency range (Hz) | Disconnection time (sec.) |
| $59.3 < f < 60.5^a$ | 0.16 | $f_n - 1 < f < f_n + 1$ | 0.2 | $47.5 < f < 50.2$ | 0.2 |

## 5.4 Τεχνικές απαιτήσεις σύνδεσης φωτοβολταϊκής παραγωγής στο ελληνικό σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας

Το ηλεκτρικό σύστημα της Ελλάδας διακρίνεται στο Εθνικό Διασυνδεδεμένο Σύστημα (ΕΔΣ) και στα Μη Διασυνδεδεμένα Νησιά (ΜΔΝ). Όσον αφορά τη διασύνδεση φωτοβολταϊκής παραγωγής, τα δυο συστήματα θέτουν ίδιο όριο τάσεως, που σε καμία περίπτωση δε θα πρέπει να υπερβαίνει το +15% έως -20% της ονομαστικής τάσης, ενώ για την συχνότητα διαφοροποιούνται σε +/- 0,5 Hz για το ΕΔΣ και από -2,5 Hz έως και +1,5 Hz για τα ΜΔΝ. Σε περίπτωση υπέρβασης των παραπάνω ορίων ο αντιστροφέας θα αποσυνδέεται (αυτόματη απόζευξη) με τις ακόλουθες χρονικές ρυθμίσεις [47, 48]:

- Θέση εκτός του αντιστροφέα σε 0,5 δευτερόλεπτα,

- Επανάζευξη του αντιστροφέα μετά από τρία λεπτά.

Πίνακας 5-3 : Τεχνικές απαιτήσεις σύνδεσης φωτοβολταϊκής παραγωγής στο ελληνικό δίκτυο.

| | **ΕΔΣ** | **ΜΔΝ** |
|---|---|---|
| Εύρος Τάσης (%) | 80<V<115 | |
| Εύρος Συχνότητας (Hz) | 49,5<f<50,5 | 47,5 <f<51 |

# 6 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΔΙΑΣΥΝΔΕΜΕΝΟΥ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΣΤΟ ΠΕΡΙΒΑΛΛΟΝ MATLAB/SIMULINK

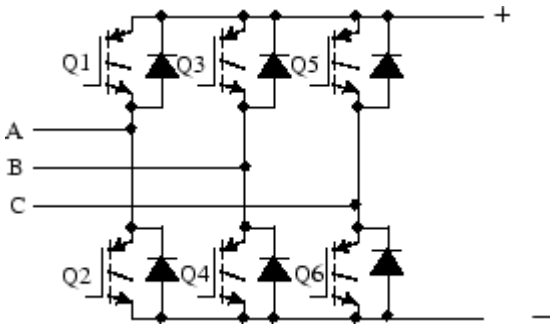
## 6.1 Εισαγωγή

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζονται τα βήματα που ακολουθήθηκαν για την προσομοίωση του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης στο περιβάλλον MATLAB/Simulink. Αρχικά με βάση τα αποτελέσματα της διαστασιολόγησης του 3ου Κεφαλαίου, ρυθμίζονται οι παράμετροι των μπλοκ που προσομοιώνουν τα ηλεκτρολογικά στοιχεία του αντιστροφέα. Στη συνέχεια, παρουσιάζονται τα μπλοκ του Simulink που επιλέχτηκαν για την υλοποίηση των ελεγκτών του διασυνδεδεμένου αντιστροφέα. Τέλος, υλοποιούνται οι προστασίες ως προς τις διαταραχές τάσης και συχνότητας που πρέπει να διαθέτει ένας αντιστροφέας που συνδέεται στο δίκτυο σύμφωνα με τα διεθνή πρότυπα.

## 6.2 Προσομοίωση διακοπτικών στοιχείων αντιστροφέα

Η βιβλιοθήκη SimPowerSystems του Simulink περιέχει το μπλοκ Universal Bridge που προσομοιώνει έναν μετατροπέα ισχύος με έως και έξι διακόπτες ισχύος συνδεδεμένους σε διαμόρφωση γέφυρας. Ο τύπος του διακοπτικού στοιχείου και η τοπολογία του μετατροπέα μπορούν να επιλεγούν από το παράθυρο διαλόγου. Τα διακοπτικά στοιχεία μπορεί να είναι διακόπτες με φυσική μετάβαση (δίοδοι ή θυρίστορ) ή με εξαναγκασμένη μετάβαση (GTO, IGBT, MOSFET). Τέλος το μπλοκ Universal Bridge αποτελεί τη βάση για την κατασκευή μετατροπέων πηγής τάσης δύο επιπέδων (two-level VSC).

Η τοπολογία που χρησιμοποιήθηκε στο μοντέλο παρουσιάζεται στο σχήμα 6.1 ενώ οι παράμετροι του μπλοκ συμπληρώθηκαν με βάση τον πίνακα 3-4.



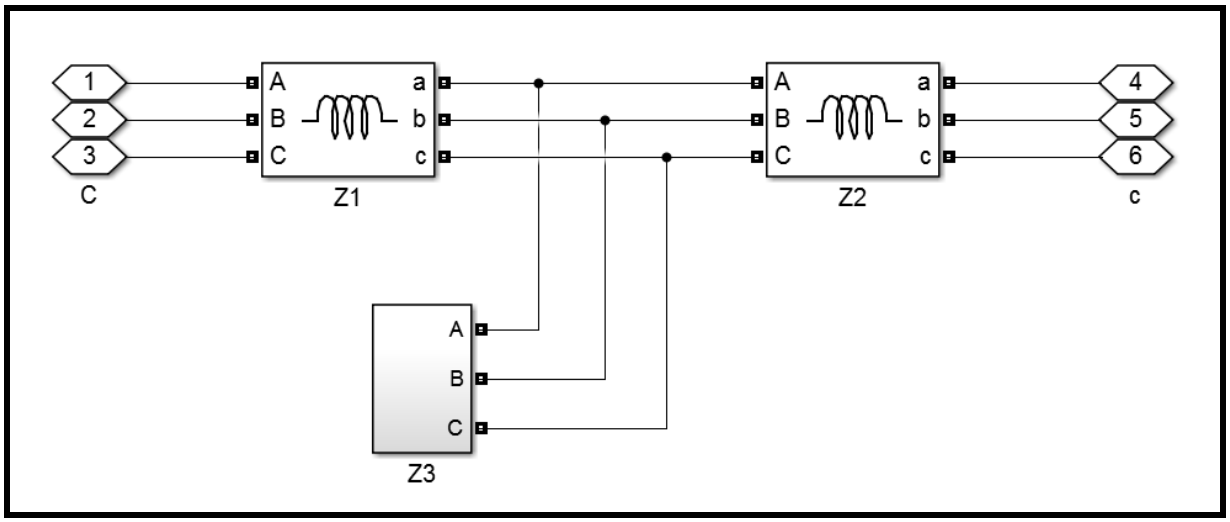

*Σχήμα 6.1 : Τριφασικός μετατροπέας πλήρους γέφυρας αποτελούμενος από MOSFET/IGBT με αντιπαράλληλες διόδους [49].*

## 6.3 Προσομοίωση DC-link πυκνωτή

Ο DC-link πυκνωτής προσομοιώθηκε με την βοήθεια του μπλοκ Series RLC Branch της βιβλιοθήκης SimPowerSystems. Συγκεκριμένα επιλέχθηκε ο τύπος κλάδου RC, με χωρητικότητα $C = 585\mu F$ και αντίσταση $R = 1,07m\Omega$ (πίνακας 3-4).

## 6.4 Προσομοίωση LCL φίλτρου

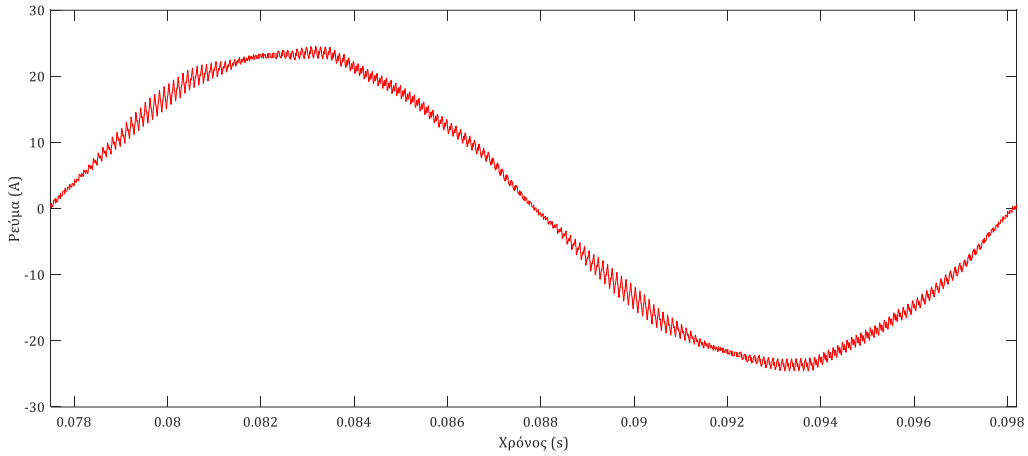
Για την προσομοίωση των δυο επαγωγών του LCL φίλτρου χρησιμοποιήθηκαν δυο μπλοκ Three-Phase Series RLC Branch (σχήμα 6.2), ένα στην πλευρά του αντιστροφέα (Z1) και ένα στην πλευρά του δικτύου (Z2) αντίστοιχα. Επίσης χρησιμοποιήθηκε ένα μπλοκ Series RLC Branch (Z3) για την προσομοίωση του πυκνωτή και της αντίστασης απόσβεσης (σε συνδεσμολογία τριγώνου).



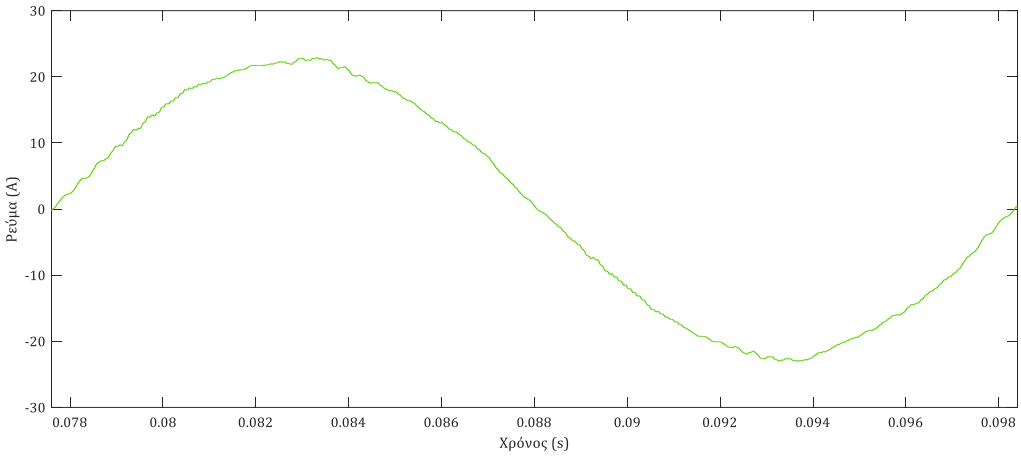

Σχήμα 6.2 : Μπλοκ υλοποίησης LCL φίλτρου στο περιβάλλον Simulink.

Με βάση τη διαστασιολόγηση του φίλτρου που προηγήθηκε (Κεφάλαιο 3), η τιμή της αντίστασης σε σύνδεση τριγώνου υπολογίστηκε ίση με 4,5 Ω / φάση. Η συγκεκριμένη τιμή είναι αρκετά μεγάλη και θα οδηγήσει σε σημαντικές απώλειες ισχύος. Ύστερα από δοκιμές αποδείχθηκε ότι η αντίσταση απόσβεσης μπορεί να μειωθεί μέχρι την τιμή 1 Ω / φάση χωρίς να εμφανιστούν φαινόμενα συντονισμού στο φίλτρο.

Η αποτελεσματικότητα του φίλτρου γίνεται εμφανής παρατηρώντας το σχήμα 6.3. Το ρεύμα της φάσης Α στην έξοδο του αντιστροφέα κατά την διάρκεια μιας περιόδου (σχήμα 6.3α), παρουσιάζει αρκετή ταλάντωση που εξομαλύνεται μετά την επίδραση του LCL φίλτρου (σχήμα 6.3β).

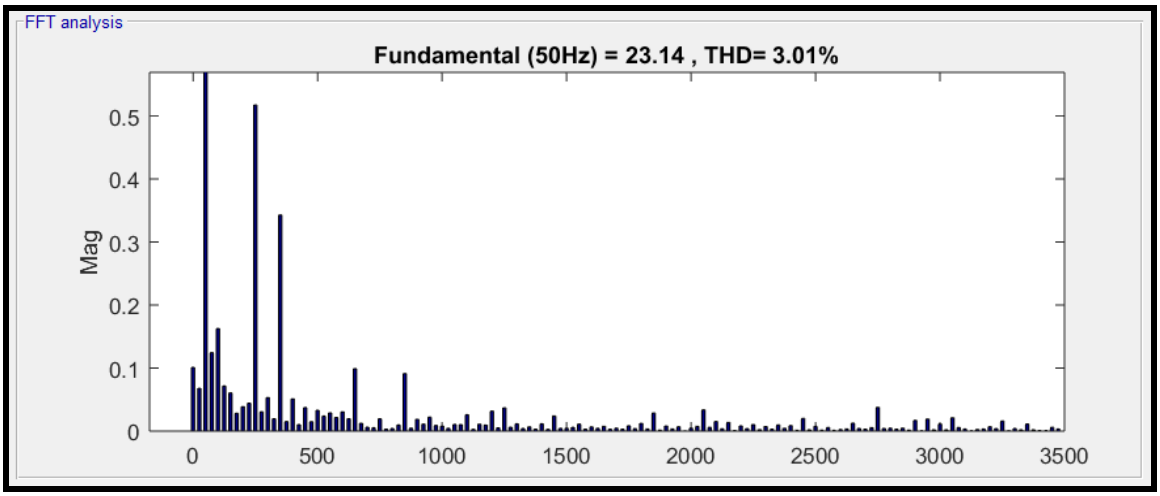



*(α)*

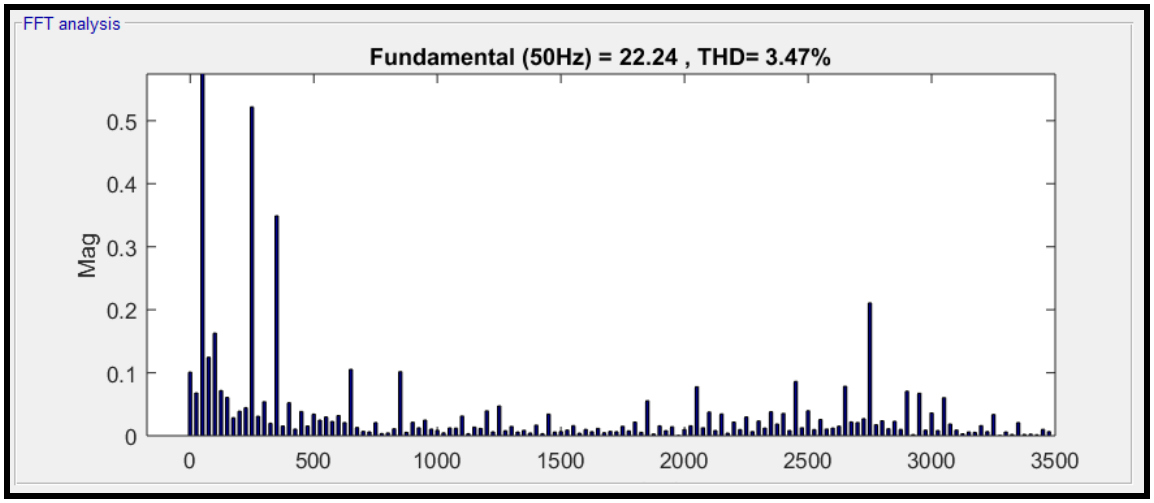



*(β)*

Σχήμα 6.3 : a) Το ρεύμα της φάσης A στην έξοδο του αντιστροφέα (πριν το LCL φίλτρο) β) Το ρεύμα της φάσης A στο σημείο κοινής σύνδεσης (μετά το LCL φίλτρο).




*(α)*




*(β)*

Σχήμα 6.4 : α) Αρμονικό περιεχόμενο ρεύματος στην έξοδο του αντιστροφέα β) Αρμονικό περιεχόμενο ρεύματος στο σημείο κοινής σύνδεσης

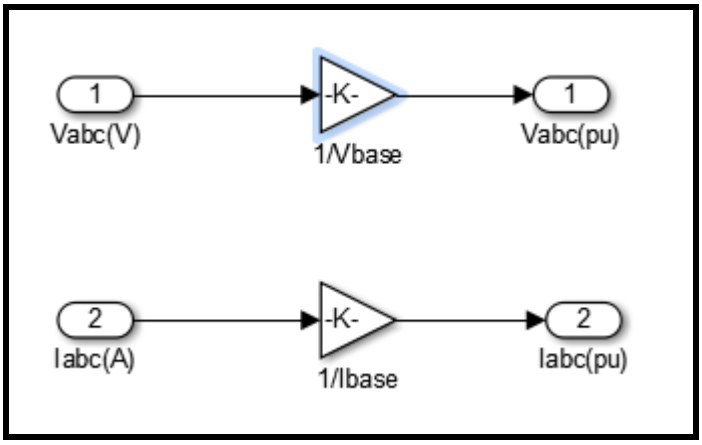
## 6.5 Προσομοίωση ελεγκτών αντιστροφέα

### 6.5.1 Μετατροπή σημάτων στο ανά μονάδα σύστημα

Ως είσοδοι στο μπλοκ ελέγχου του αντιστροφέα πηγής τάσης (VSI control) λαμβάνονται οι RMS τιμές της τάσης (Vabc_meas) και του ρεύματος (Iabc_meas) με τη βοήθεια του μπλοκ μέτρησης (Three-Phase V-I Measurement) που είναι συνδεμένο στην έξοδο του τριφασικού αντιστροφέα. Οι τιμές αυτές αρχικά μετατρέπονται σε ανά μονάδα τιμές χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις:

$$V_{\text{base}} = \frac{V_{nom}(rms)\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \tag{6.1}$$

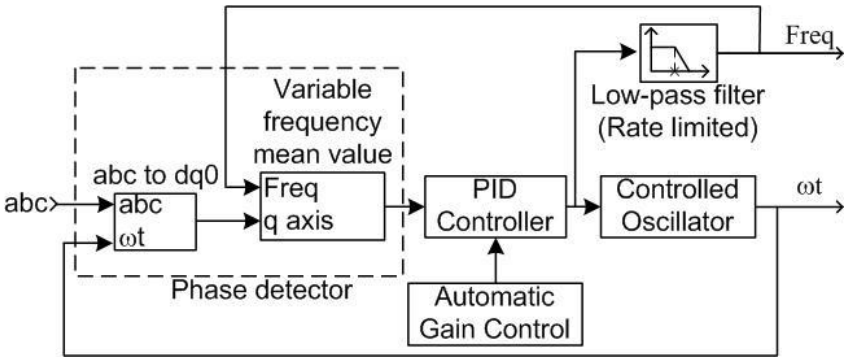
$$I_{base} = \frac{P_{nom}\sqrt{2}}{V_{nom}\sqrt{3}} \tag{6.2}$$




Σχήμα 6.5 : Μπλοκ μετατροπής της τάσης και του ρεύματος σε ανά μονάδα σύστημα (pu) στο περιβάλλον Simulink.

### 6.5.2 Προσομοίωση βρόχου κλειδώματος φάσης

Η βιβλιοθήκη SimPowerSystems του Simulink περιέχει το μπλοκ PLL (3ph) που υλοποιεί ένα βρόχο κλειδώματος φάσης (Phase-Locked Loop, PLL). Το σύστημα ελέγχου κλειστού βρόχου παρακολουθεί τη συχνότητα και τη φάση ενός ημιτονοειδούς τριφασικού σήματος χρησιμοποιώντας έναν εσωτερικό ταλαντωτή συχνότητας. Η συχνότητα του ταλαντωτή ρυθμίζεται για να διατηρηθεί η διαφορά φάσης στο 0. Το εσωτερικό διάγραμμα του συστήματος PLL που υλοποιείται από το μπλοκ PLL (3ph) παρουσιάζεται στο σχήμα 6.6.




Σχήμα 6.6 : Εσωτερικό διάγραμμα του συστήματος που υλοποιείται από το μπλοκ PLL (3ph) του Simulink [49].

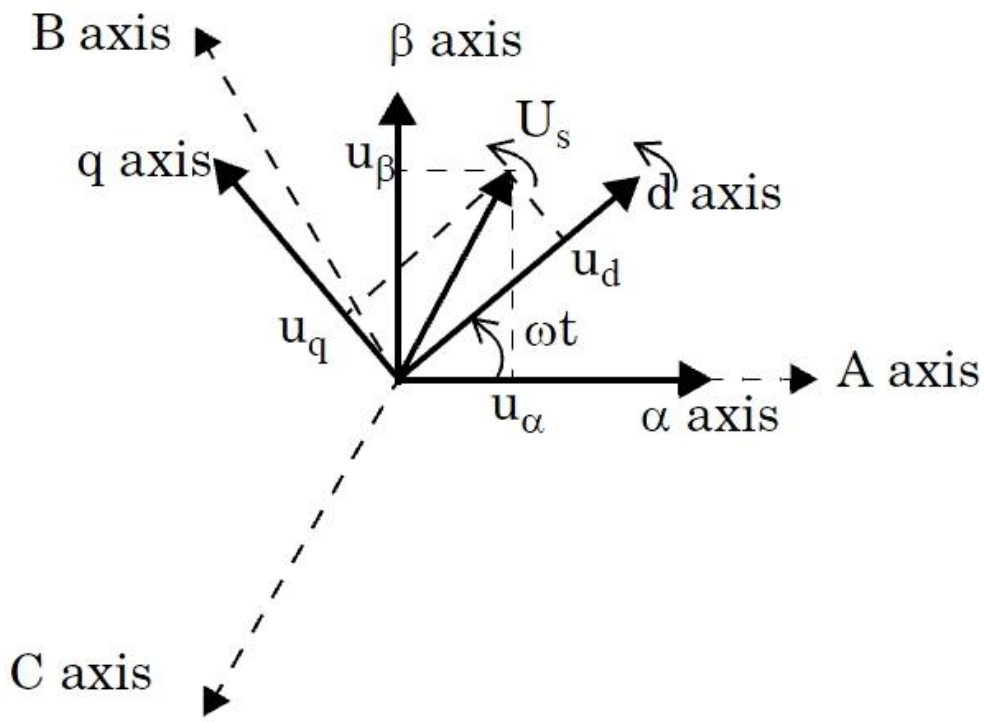
Το τριφασικό σήμα εισόδου μετατρέπεται στο στρεφόμενο dq-πλαίσιο (abc to dq0) χρησιμοποιώντας τη γωνιακή ταχύτητα ενός εσωτερικού ταλαντωτή. Η συνιστώσα του σήματος στον q-άξονα, αναλογικά με τη διαφορά φάσης μεταξύ του σήματος στο abc-πλαίσιο και του στρεφόμενου πλαισίου του εσωτερικού ταλαντωτή, φιλτράρεται με το μπλοκ Mean (Variable Frequency). Στην συνέχεια ένας ελεγκτής PID (PID Controller), με έναν προαιρετικό αυτόματο ελεγκτή κέρδους (Automatic Gain Control, AGC), διατηρεί τη διαφορά φάσης στο 0 ρυθμίζοντας τον ελεγχόμενο ταλαντωτή (Controlled Oscillator). Η έξοδος του PID φιλτράρεται και μετατρέπεται σε συχνότητα (Freq, σε Hz),η οποία στην συνέχεια χρησιμοποιείται από το μπλοκ της μέσης τιμής (Mean).

### 6.5.3 Αναπαράσταση σημάτων στο στρεφόμενο dq-πλαίσιο

Η βιβλιοθήκη SimPowerSystems του Simulink περιέχει το μπλοκ abc to dq0 Transformation το οποίο επιτρέπει τον μετασχηματισμό ενός τριφασικού σήματος από το abc-πλαίσιο στο στρεφόμενο dq-πλαίσιο. Το μπλοκ υποστηρίζει τις δύο συμβάσεις που χρησιμοποιούνται στη βιβλιογραφία για τον μετασχηματισμό Park:

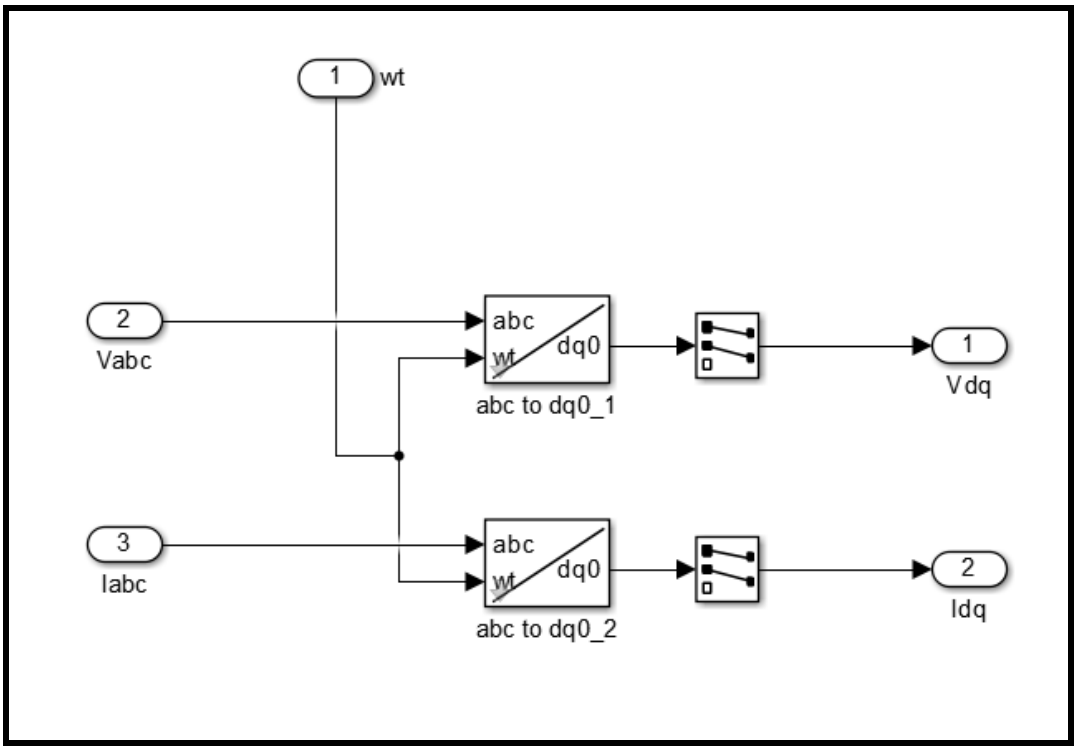
- Το στρεφόμενο πλαίσιο είναι ευθυγραμμισμένο με το ABC (σχήμα 6.7), δηλαδή τη χρονική στιγμή t = 0 ο d-άξονας ευθυγραμμίζεται με τον α-άξονα. Αυτός ο τύπος μετασχηματισμού είναι γνωστός ως μετασχηματισμός Park με βάση το συνημίτονο (cosine-based Park transformation).

- Το στρεφόμενο πλαίσιο ευθυγραμμίζεται 90 μοίρες πίσω από το ABC, δηλαδή τη χρονική στιγμή t = 0 ο q-άξονας ευθυγραμμίζεται με τον α-άξονα. Αυτός ο τύπος μετασχηματισμού είναι γνωστός ως ο μετασχηματισμός Park με βάση το ημίτονο (sine-based Park transformation). Ο συγκεκριμένος μετασχηματισμός χρησιμοποιείται σε μοντέλα τριφασικών σύγχρονων και ασύγχρονων μηχανών καθώς και στο υπό εξέταση μοντέλο τριφασικού αντιστροφέα.




Σχήμα 6.7 : Αναπαράσταση abc-, αβ- και dq- πλαισίου στο ίδιο επίπεδο [49].

Το στρεφόμενο dq-πλαίσιο επιλέγεται για να επιτευχθεί γρήγορη δυναμική απόκριση στον έλεγχο του ρεύματος. Στην περίπτωση του τριφασικού αντιστροφέα η συχνότητα περιστροφής του dq-πλαισίου ταυτίζεται με αυτή δικτύου. Αν ο d-άξονας ευθυγραμμίζεται με το διάνυσμα της τάσης δικτύου, το διάνυσμα του ρεύματος δικτύου θα πρέπει να έχει μηδενική συνιστώσα στον q-άξονα για να επιτευχθεί συντελεστής ισχύος ίσος με τη μονάδα.

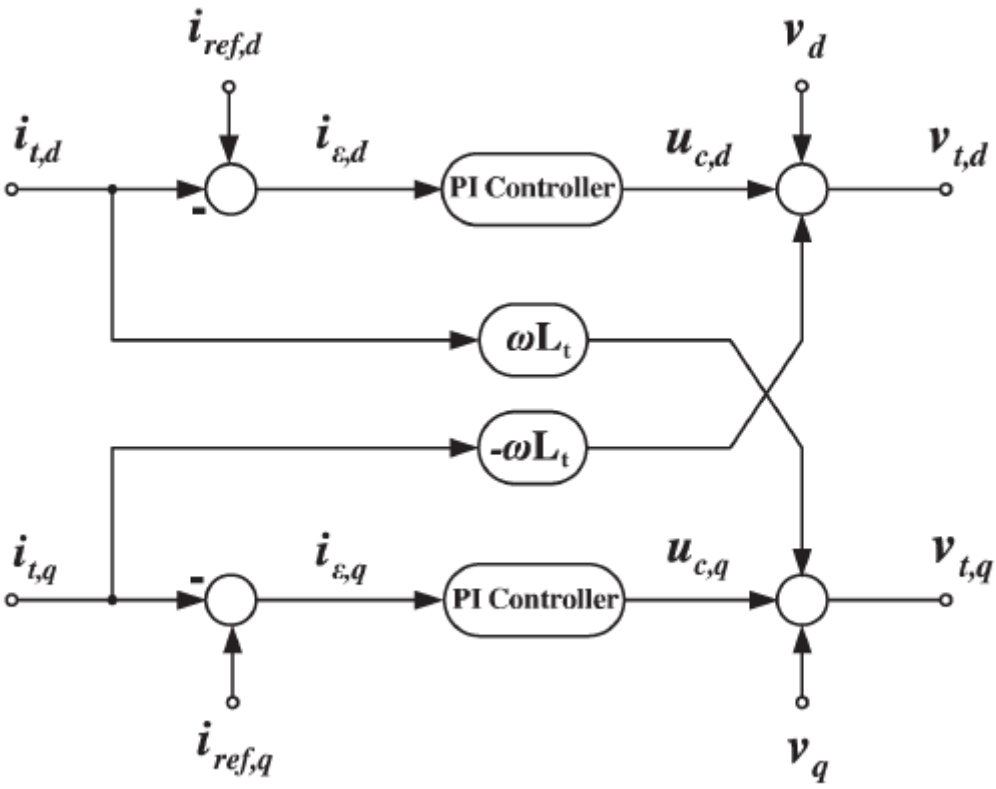



Σχήμα 6.8 : Μπλοκ μετατροπής τάσης και ρεύματος σε στρεφόμενο dq-πλαίσιο στο περιβάλλον Simulink.

### 6.5.4 Προσομοίωση ελεγκτή ρεύματος

Με το πέρασμα των χρόνων πολλές στρατηγικές έχουν προταθεί για τον έλεγχο του ρεύματος στην περίπτωση των μετατροπέων πηγής τάσης (VSC). Οι ελεγκτές μπορούν να χωριστούν σε δυο κατηγορίες: α) στους μη γραμμικούς β) στους γραμμικούς. Οι μη γραμμικοί ελεγκτές συνήθως απαιτούν μεγαλύτερη πολυπλοκότητα στην υλοποίηση αλλά δεν προσφέρουν ανώτερη απόδοση σε σύγκριση με τους γραμμικούς. Αντίθετα, οι γραμμικοί ελεγκτές παρουσιάζουν απλή δομή και πλήρη εφαρμογή σε ψηφιακά συστήματα με αποτέλεσμα να αποτελούν την πιο δημοφιλή στρατηγική στον έλεγχο του ρεύματος των VSC. Οι συγκεκριμένοι ελεγκτές μπορούν να υλοποιηθούν στον αβ-άξονα (SRF-based controllers) ή στον dq-άξονα (RRF-based controllers).

Ανάμεσα στους ελεγκτές που υλοποιούνται στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς (RRF), οι PI-ελεγκτές είναι οι πιο γνωστοί και εύκολοι στην υλοποίηση που παρέχουν ικανοποιητική απόδοση (γρήγορη δυναμική απόκριση και μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης). Οι PI-ελεγκτές υιοθετούνται τόσο σε μονοφασικές όσο και σε τριφασικές εφαρμογές.




Σχήμα 6.9 : Δομικό διάγραμμα ελεγκτή ρεύματος στο dq-πλαίσιο [50].

Στην παράγραφο 4.8 η ανάλυση των εξισώσεων του ελεγκτή ρεύματος πραγματοποιήθηκε θεωρώντας ότι κάθε φάση του μετατροπέα συνδέεται με το AC σύστημα μέσω γραμμής RL ενώ στην πράξη μεταξύ του μετατροπέα και του δικτύου συνήθως χρησιμοποιείται ένα LCL φίλτρο για την εξομάλυνση του ρεύματος εξόδου. Ο ελεγκτής του ρεύματος σχεδιάζεται αμελώντας την χωρητικότητα C του LCL φίλτρου που είναι συνδεδεμένο στην έξοδο του αντιστροφέα. Στην πραγματικότητα ο PI ελεγκτής ενεργεί στα δυναμικά χαρακτηριστικά χαμηλών συχνοτήτων του κλειστού βρόγχου ελέγχου του ρεύματος τα οποία δεν επηρεάζονται από την παρουσία του πυκνωτή C. Επομένως οι συνιστώσες της τάσης αναφοράς θα δίνονται από τις σχέσεις:

$$v_{t,d} = u_{c,d} - L_t \omega i_{t,d} + v_d \tag{6.3}$$

$$v_{t,q} = u_{c,q} + L_t \omega i_{t,q} + v_q \tag{6.4}$$

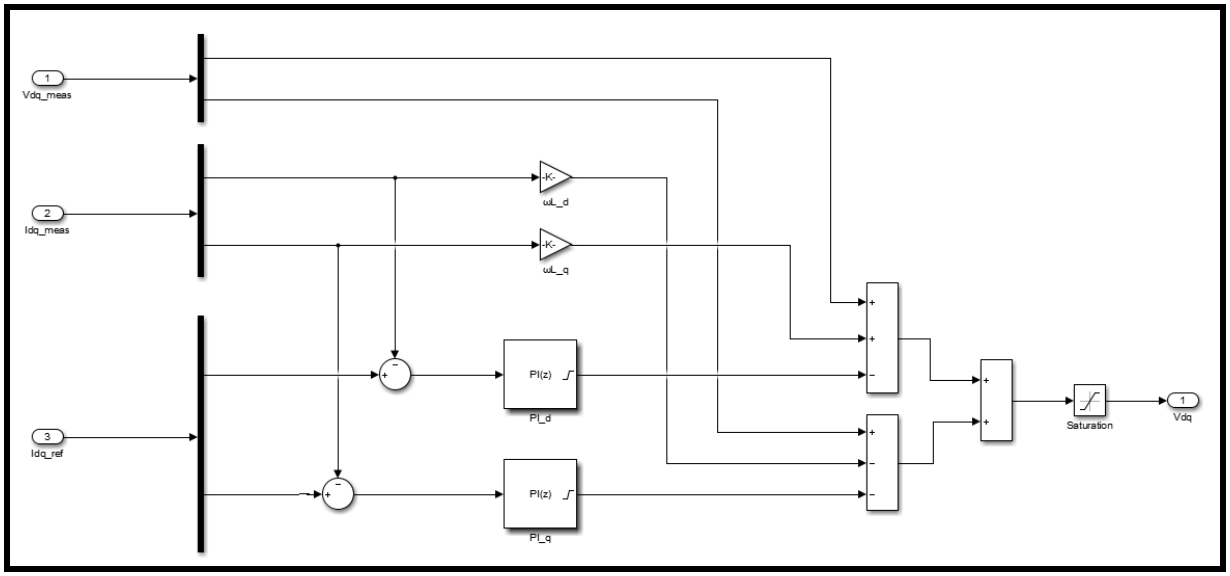
*όπου* $u_{c,d}$, $u_{c,q}$ *: τα σήματα αναφοράς στον d- και q-άξονα αντίστοιχα και* $L_t$ *: η συνολική επαγωγή του φίλτρου.* Στο σχήμα 6.9 παρουσιάζεται το δομικό διάγραμμα του ελεγκτή ρεύματος στο στρεφόμενο σύστημα αναφοράς που χρησιμοποιήθηκε.

Η βιβλιοθήκη Continuous του Simulink περιέχει το μπλοκ PID Controller, το οποίο μοντελοποιεί έναν ελεγκτή τριών όρων ή PID ελεγκτή συνεχούς ή διακριτού χρόνου. Το μπλοκ δίνει την δυνατότητα επιλογής τύπου ελεγκτή (PID, PI, PD, P ή I). Στην περίπτωση του ελεγκτή

ρεύματος που υλοποιήθηκε χρησιμοποιήθηκε ο PI ελεγκτής διακριτού χρόνου με συνάρτηση μεταφοράς (μέθοδος Forward Euler):

$$C_{par}(z) = P + I(\frac{T_s}{z-1}) \tag{6.5}$$

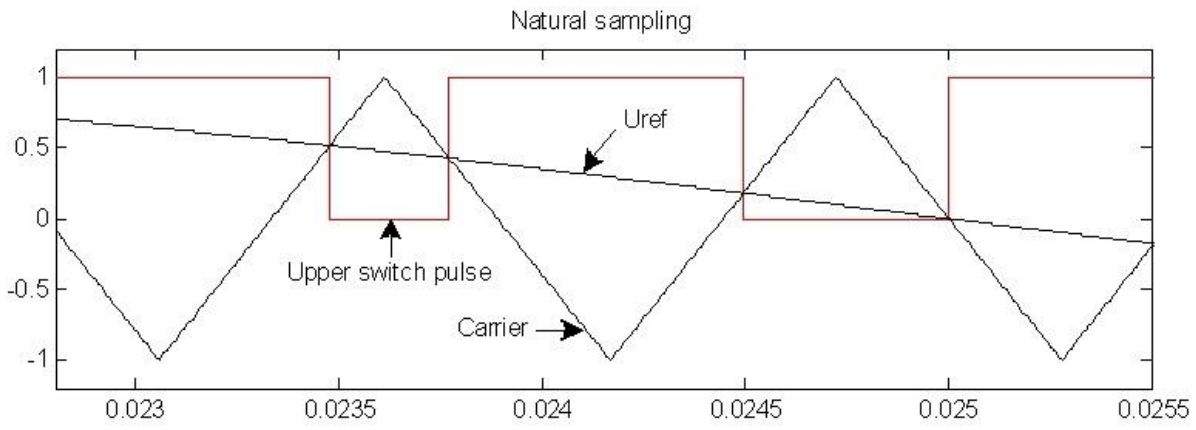
*όπου ο αναλογικός (P) και ο διαφορικός (I) όρος επιλέγονται έπειτα από δοκιμές.*




Σχήμα 6.10 : Μπλοκ υλοποίησης ελεγκτή ρεύματος σε στρεφόμενο σύστημα αναφοράς στο περιβάλλον Simulink.

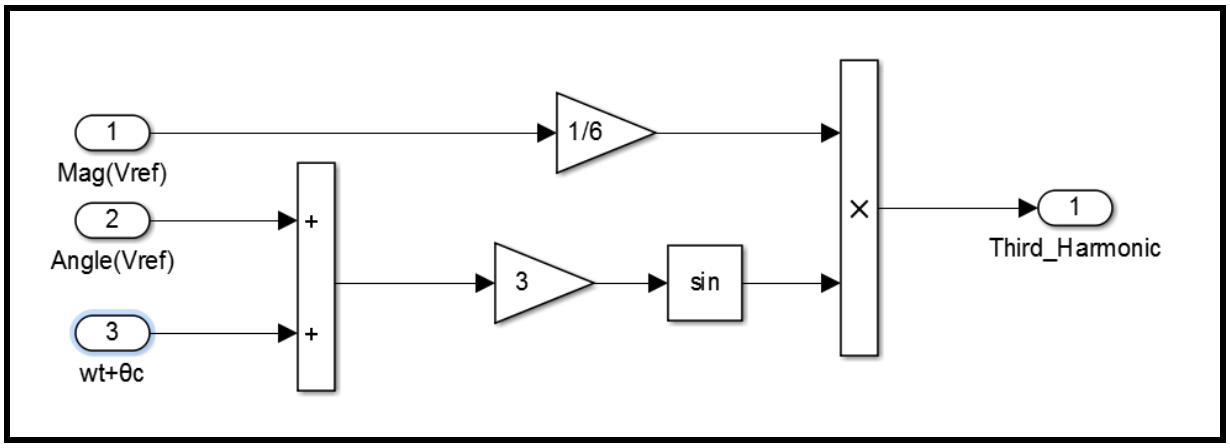
## 6.6 Προσομοίωση παλμοδότησης αντιστροφέα

Η βιβλιοθήκη SimPowerSystems του Simulink περιέχει το μπλοκ PWM Generator (2-Level) το οποίο παράγει παλμούς με την μέθοδο διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM) για τον έλεγχο μετατροπέα δυο επιπέδων. Το μπλοκ μπορεί να ελέγξει διακοπτικά στοιχεία (FETs, GTOs, IGBTs) τριών διαφορετικών τύπων μετατροπέων : μονοφασικό μετατροπέα με μισή γέφυρα, μονοφασικό μετατροπέα με πλήρη γέφυρα ή τριφασικό μετατροπέα.



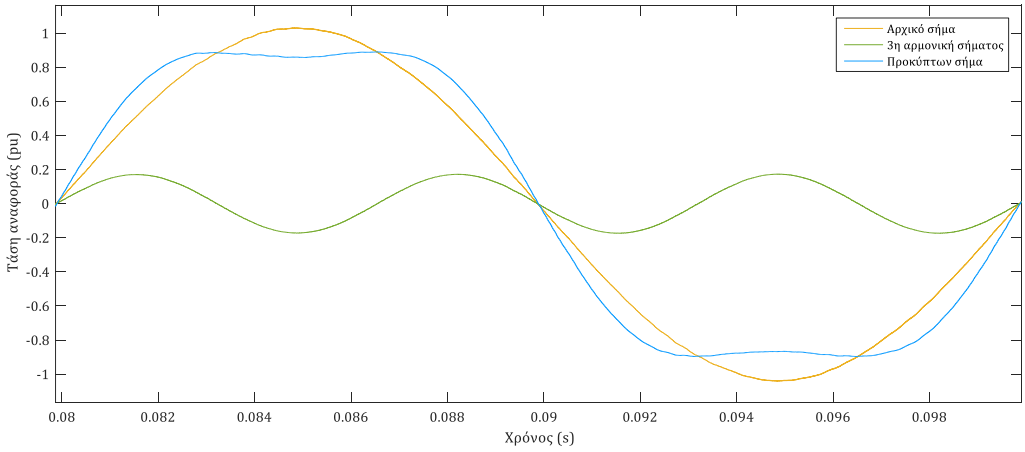

Σχήμα 6.11 : Η φυσική τεχνική δειγματοληψίας του σήματος αναφοράς που χρησιμοποιείται στο μπλοκ PWM Generator (2-Level) [49].

Το μπλοκ δέχεται ως σήμα αναφοράς (είσοδος $U_{ref}$ ) την έξοδο του ελεγκτή ρεύματος και τη συγκρίνει με ένα συμμετρικό σήμα τριγωνικής μορφής (φέρον σήμα, carrier signal). Όταν το σήμα αναφοράς είναι μεγαλύτερο από το φέρον σήμα, ο παλμός για τον άνω διακόπτη είναι μέγιστος (1) και ο παλμός για τον κάτω διακόπτη είναι ελάχιστος (0). Επιλέγοντας ασύγχρονο τρόπο λειτουργίας (Unsynchronized mode of operation) η συχνότητα του φέροντος σήματος μπορεί να οριστεί σταθερή και ίση με 10kHz. Ως τεχνική δειγματοληψίας (sampling technique) του σήματος αναφοράς θα θεωρεί η φυσική δειγματοληψία (Natural sampling, σχήμα 6.11) με χρόνο δείγματος (sample time) ακέραιο υποπολλαπλάσιο της διακοπτικής περιόδου του μετατροπέα.




Σχήμα 6.12 : Μπλοκ δημιουργίας της 3ης αρμονικής του σήματος αναφοράς στο περιβάλλον Simulink.

Για να επιτευχθεί η τεχνική THIPWM, πριν το μπλοκ PWM Generator, στο σήμα αναφοράς ($U_{ref}$ ) θα ενσωματωθεί μια συνιστώσα τρίτης αρμονικής (common mode) με πλάτος ίσο με το 1/6 της βασικής αρμονικής. Το μπλοκ υλοποίησης της συνιστώσας τρίτης αρμονικής παρουσιάζεται στο σχήμα 6.12.

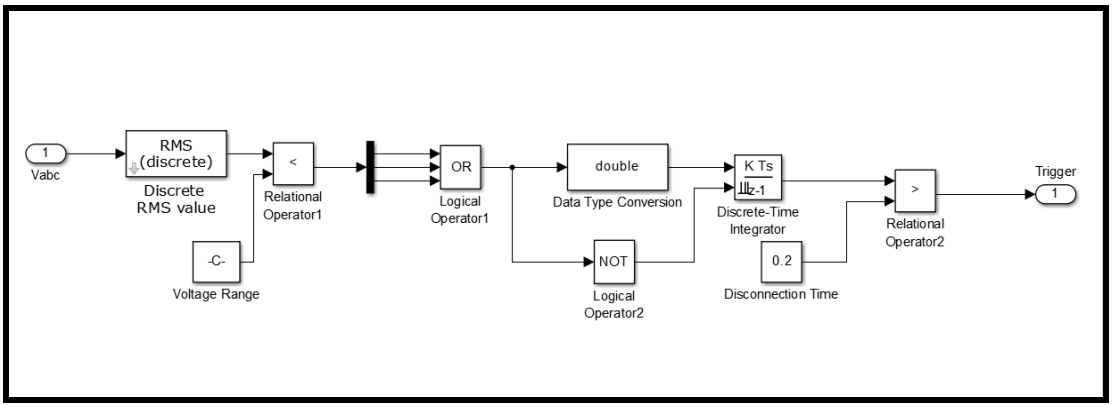



Σχήμα 6.13 : Η σύνθεση του σήματος αναφοράς με την τεχνική έγχυσης τρίτης αρμονικής στο περιβάλλον Simulink.

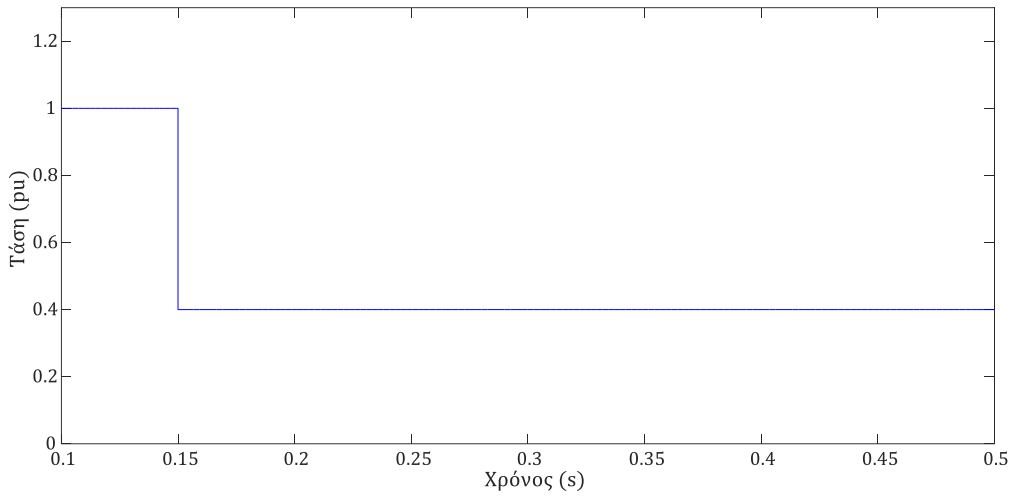
## 6.7 Προσομοίωση προστασιών αντιστροφέα έναντι διαταραχών στο δίκτυο

### 6.7.1 Σύστημα προστασίας έναντι πτώσης της τάσης δικτύου

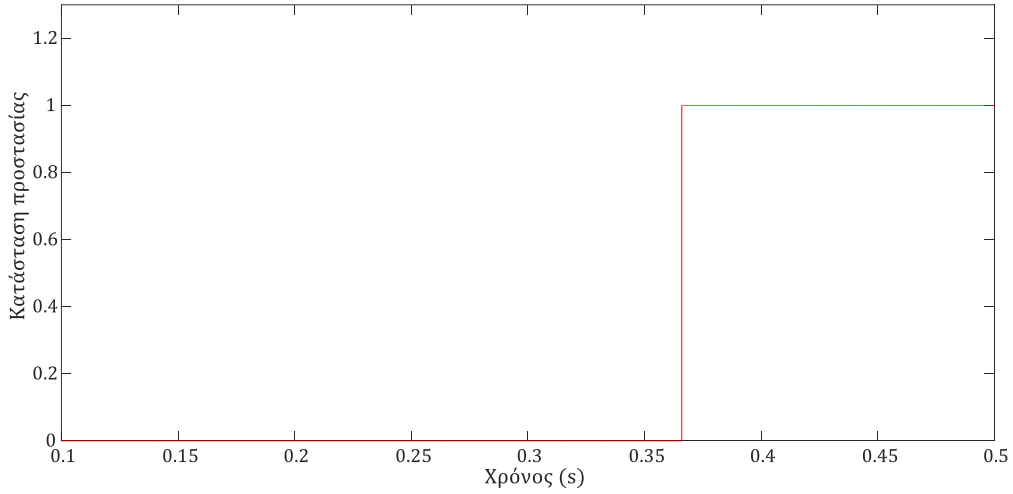
Η προστασία του αντιστροφέα έναντι πτώσης τάσης στο σημείο PCC υλοποιήθηκε με ένα μπλοκ Relational Operator που επιτρέπει τη σύγκριση της μετρούμενης τάσης (RMS τιμή) με ένα σταθερό επίπεδο τάσης (Voltage Range). Για την ικανοποίηση του χρόνου αποσύνδεσης του κάθε προτύπου (Κεφάλαιο 5), χρησιμοποιήθηκε το μπλοκ Discrete - Time Integrator που επιτρέπει τον υπολογισμό του χρόνου της εκάστοτε διαταραχής. Η έξοδος του Discrete – Time Integrator τροφοδοτεί τον δεύτερο Relational Operator, με σκοπό την σύγκριση του χρονικού διαστήματος της διαταραχής με τον επιλεγμένο χρόνο αποσύνδεσης (Disconnection Time) του αντιστροφέα. Το λογικό αποτέλεσμα (True or False) της σύγκρισης θα ενεργοποιήσει ένα Switch μπλοκ που ελέγχει την είσοδο g της τριφασικής γέφυρας (Universal Bridge).



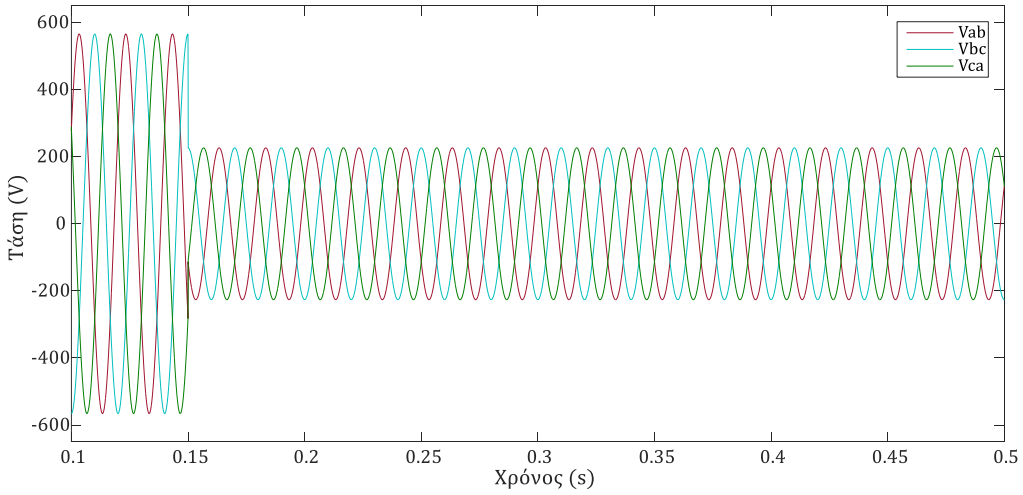

*Σχήμα 6.14 : Μπλοκ υλοποίησης προστασίας του αντιστροφέα έναντι πτώσης της τάσης δικτύου σε περιβάλλον Simulink.*


Τάση (pu)
Χρόνος (s)

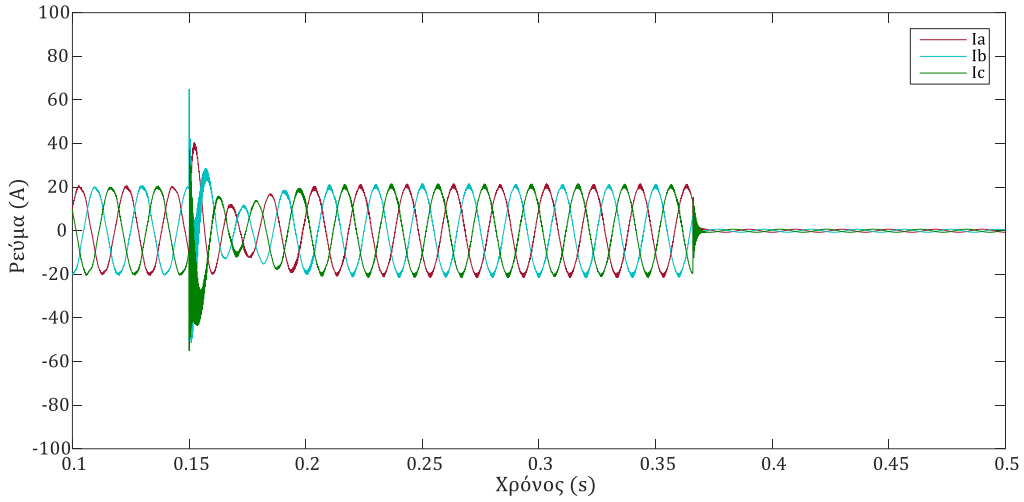
*(α)*


Κατάσταση προστασίας
Χρόνος (s)

*(β)*


Vab
Vbc
Vca
Τάση (V)
Χρόνος (s)

*(γ)*



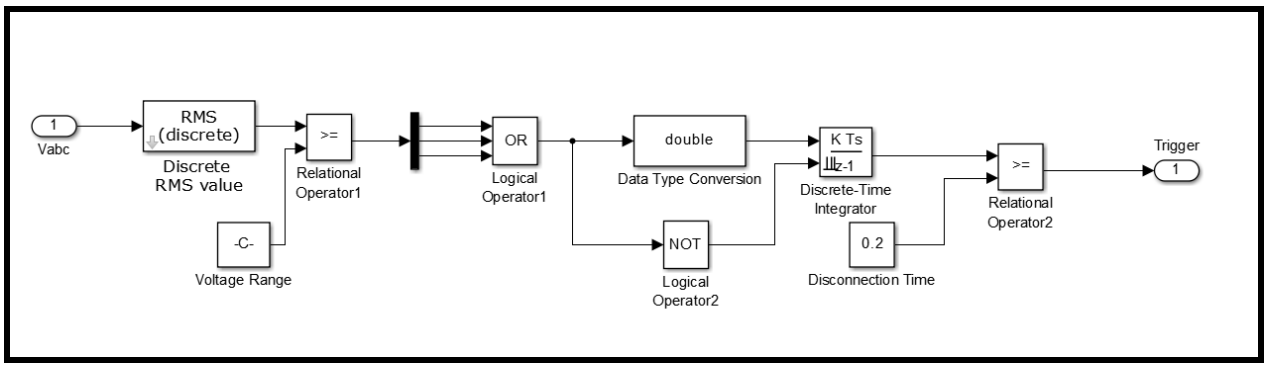

*(δ)*

*Σχήμα 6.15 : α) Η μεταβολή της τάσης δικτύου (σε pu). Πτώση της ονομαστικής της τιμής κατά 60%. β) Η κατάσταση της προστασίας κατά την πτώση της τάσης γ) Οι πολικές τάσεις στο σημείο PCC δ) Τα ρεύματα στο σημείο PCC*

Ο χρόνος ενεργοποίησης της προστασίας και επομένως ο χρόνος αποσύνδεσης του αντιστροφέα από το δίκτυο καθορίζεται από το επίπεδο της τάσης δικτύου μετά την διαταραχή. Στην περίπτωση που εξετάστηκε (σχήμα 6.15), ο αντιστροφέας ακολουθεί το πρότυπο VDE 0126-1-1 και την χρονική στιγμή $t = 0.15s$ πραγματοποιείται πτώση τάσης κατά 60%. Η προστασία του αντιστροφέα έναντι των διαταραχών της τάσης ενεργοποιείται τη χρονική στιγμή $t = 0.36s$ (σχήμα 6.15 β), μπλοκάροντας την παλμοδότηση της πλήρους γέφυρας, με αποτέλεσμα την αποσύνδεση του αντιστροφέα από το δίκτυο. Στο σημείο PCC μετά την ενεργοποίηση της προστασίας (σχήμα 6.15 δ) εμφανίζονται ρεύματα χαμηλής τιμής που οφείλονται στους τρεις πυκνωτές του LCL φίλτρου εξόδου, οι οποίοι εξακολουθούν να είναι συνδεδεμένοι στο δίκτυο και καταναλώνουν μικρή ποσότητα αέργου ισχύος.

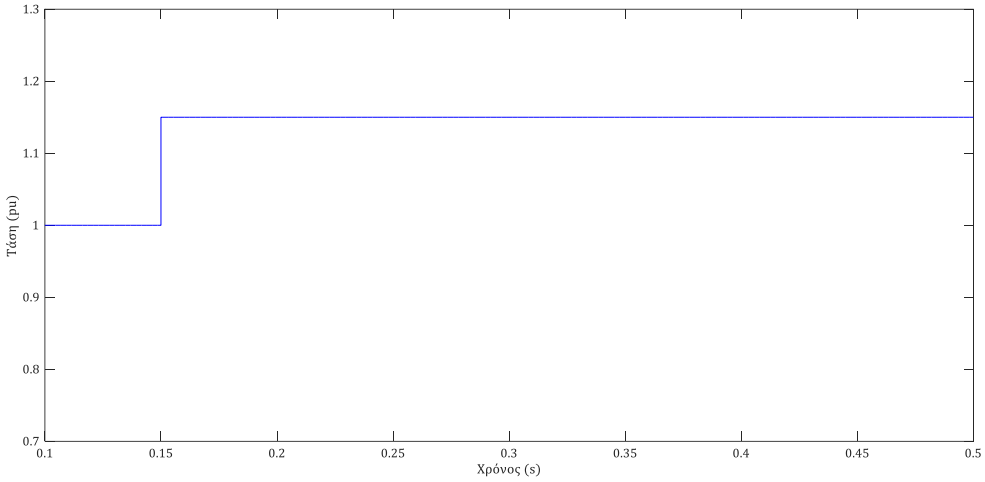
### 6.7.2 Σύστημα προστασίας έναντι ανόδου της τάσης δικτύου.

Κατά αντιστοιχία με την προστασία έναντι πτώσης τάσης, υλοποιήθηκε η προστασία του αντιστροφέα έναντι ανόδου της τάσης στο σημείο PCC χρησιμοποιώντας τα ίδια μπλοκ του Simulink, διαφοροποιώντας όμως μόνο το σχεσιακό τελεστή και το επίπεδο της τάσης.

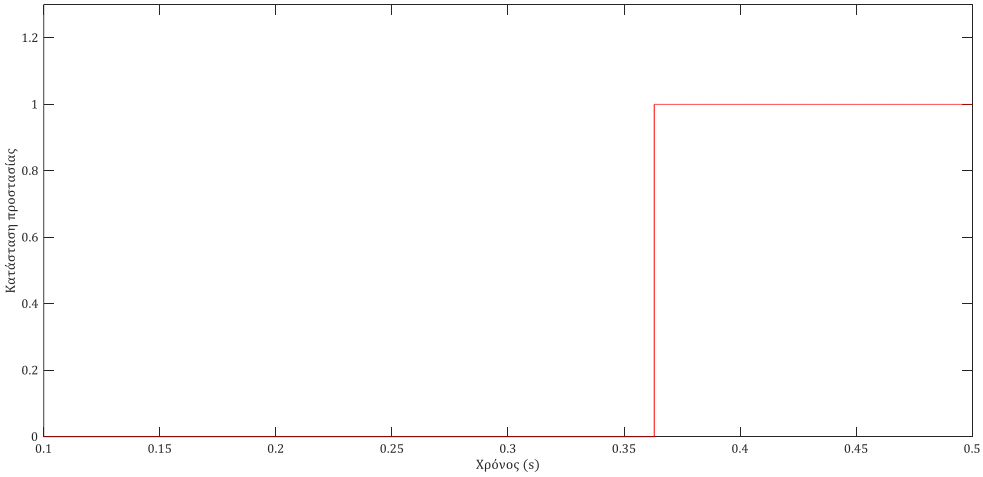



*Σχήμα 6.16 : Μπλοκ υλοποίησης προστασίας του αντιστροφέα έναντι ανόδου της τάσης δικτύου σε περιβάλλον Simulink.*

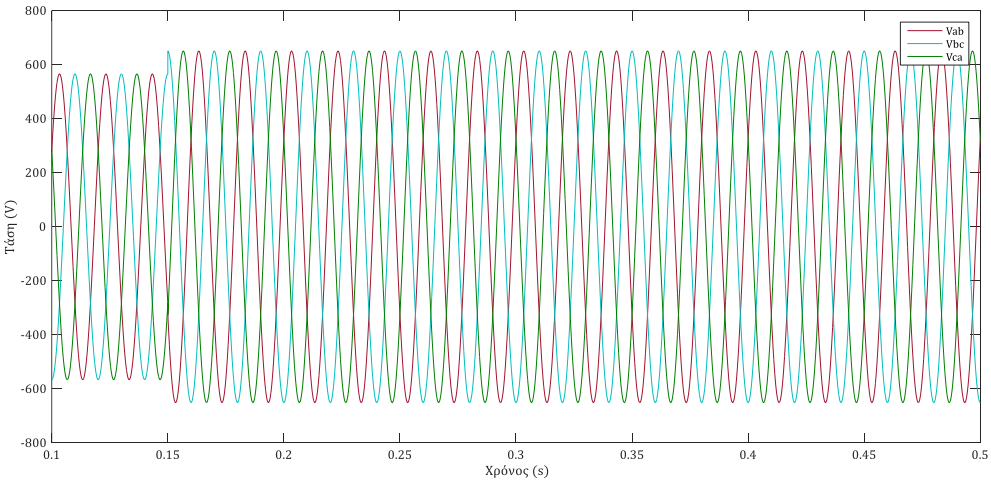
Στην περίπτωση που εξετάστηκε (σχήμα 6.17), ο αντιστροφέας ακολουθεί το πρότυπο VDE 0126-1-1 και την χρονική στιγμή $t = 0.15s$ πραγματοποιείται άνοδος της τάσης κατά 15%. Η προστασία του αντιστροφέα έναντι των διαταραχών της τάσης ενεργοποιείται τη χρονική στιγμή $t = 0.36s$ (σχήμα 6.17β), μπλοκάροντας την παλμοδότηση της πλήρους γέφυρας, με αποτέλεσμα την αποσύνδεση του αντιστροφέα από το δίκτυο.



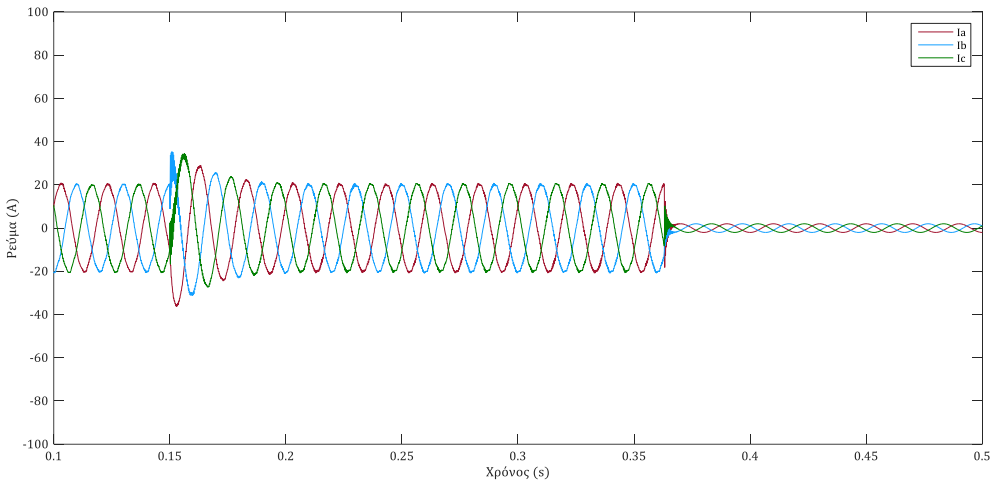

*(α)*




*(β)*




*(γ)*

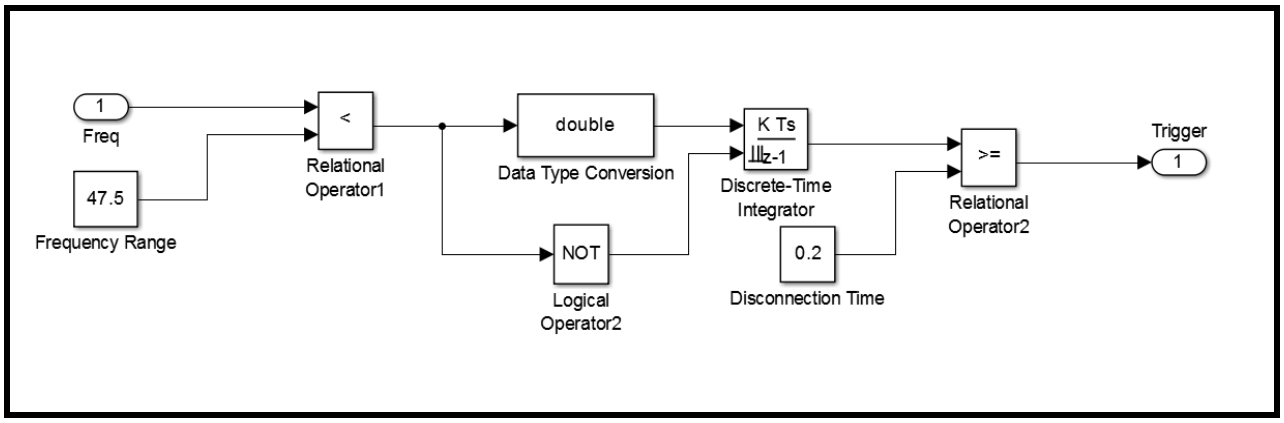



*(δ)*

*Σχήμα 6.17 : α) Η μεταβολή της τάσης δικτύου (σε pu). Άνοδος της ονομαστικής της τιμής κατά 15%. β) Η κατάσταση της προστασίας κατά την άνοδο της τάσης. γ) Οι πολικές τάσεις στο σημείο PCC. δ) Τα ρεύματα στο σημείο PCC.*

### 6.7.3 Σύστημα προστασίας έναντι πτώσης της συχνότητας του δικτύου

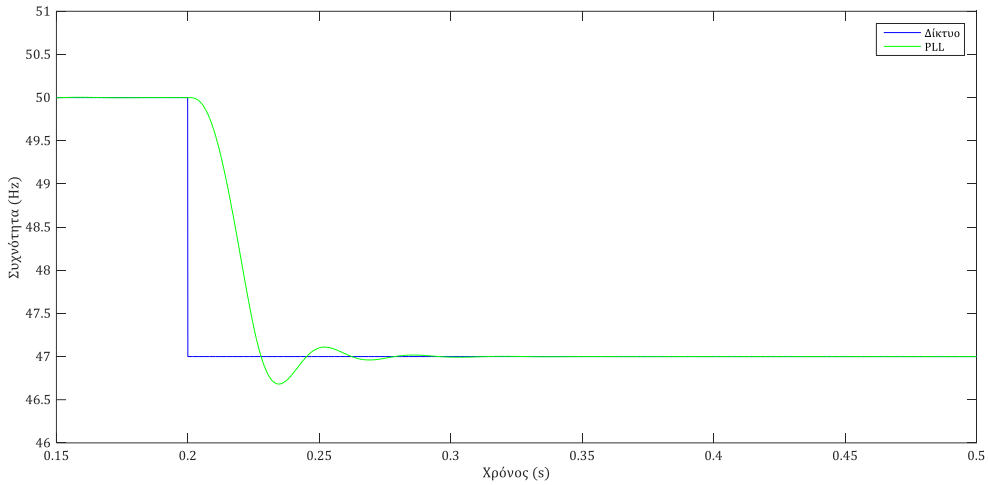
Η προστασία του αντιστροφέα έναντι πτώσης της συχνότητας στο σημείο PCC υλοποιήθηκε χρησιμοποιώντας ένα μπλοκ Relational Operator που επιτρέπει τη σύγκριση της μετρούμενης (με την βοήθεια του μπλοκ PLL (3ph) που χρησιμοποιήθηκε στην υλοποίηση του μπλοκ ελέγχου του αντιστροφέα - παράγραφος 6.5) συχνότητας με ένα σταθερό επίπεδο συχνότητας (Frequency Range).



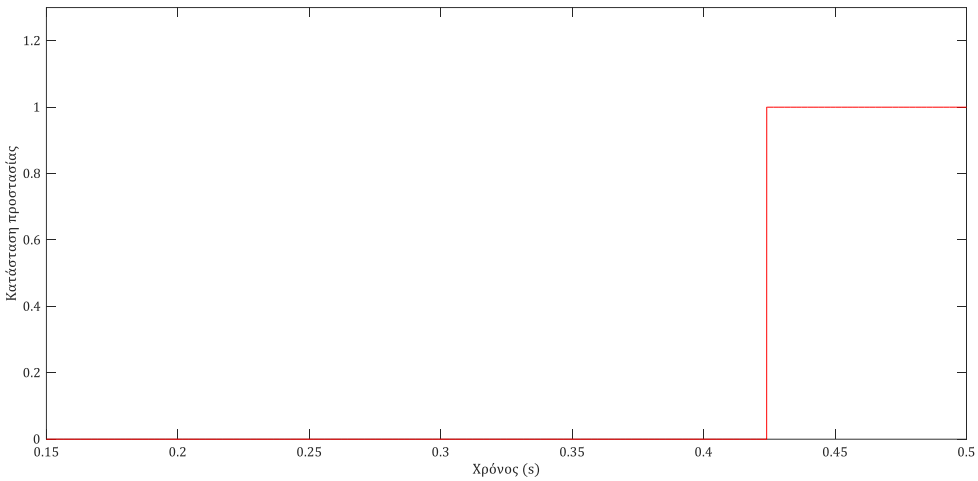

*Σχήμα 6.18 : Μπλοκ υλοποίησης προστασίας του αντιστροφέα έναντι πτώσης της συχνότητας δικτύου σε περιβάλλον Simulink.*

Στην περίπτωση που εξετάστηκε (σχήμα 6.19), ο αντιστροφέας ακολουθεί το πρότυπο VDE 0126-1-1 και την χρονική στιγμή $t = 0.2s$ η συχνότητα παίρνει την τιμή $f = 47Hz$. Η προστασία του αντιστροφέα έναντι των διαταραχών της συχνότητας ενεργοποιείται τη χρονική

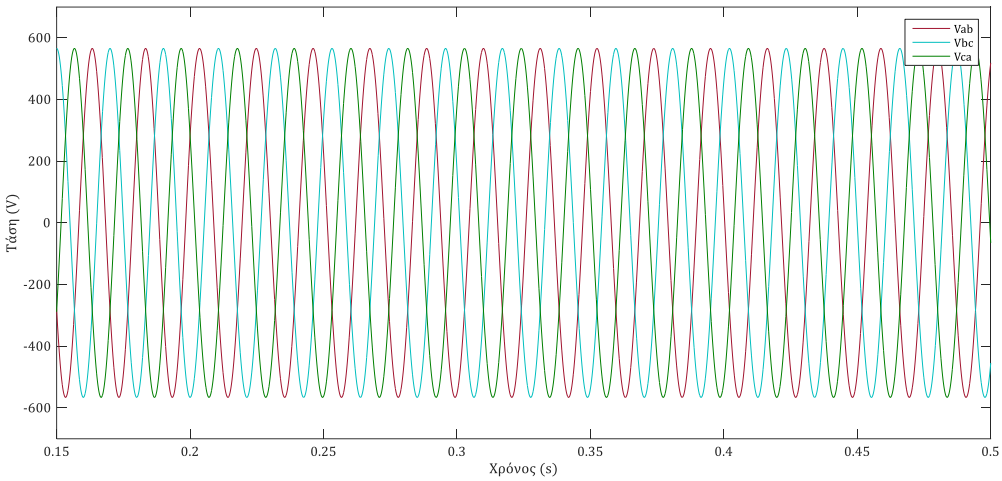
στιγμή $t = 0.42s$ (σχήμα 6.19β), μπλοκάροντας την παλμοδότηση της πλήρους γέφυρας. Η χρονική στιγμή ενεργοποίησης της προστασίας στην περίπτωση της διαταραχής της συχνότητας εξαρτάται από την δυναμική απόκριση του βρόχου κλειδώματος φάσης (PLL). Άρα η μικρή καθυστέρηση που παρατηρείται (περίπου 0.02s) οφείλεται στο μπλοκ του PLL (3ph).



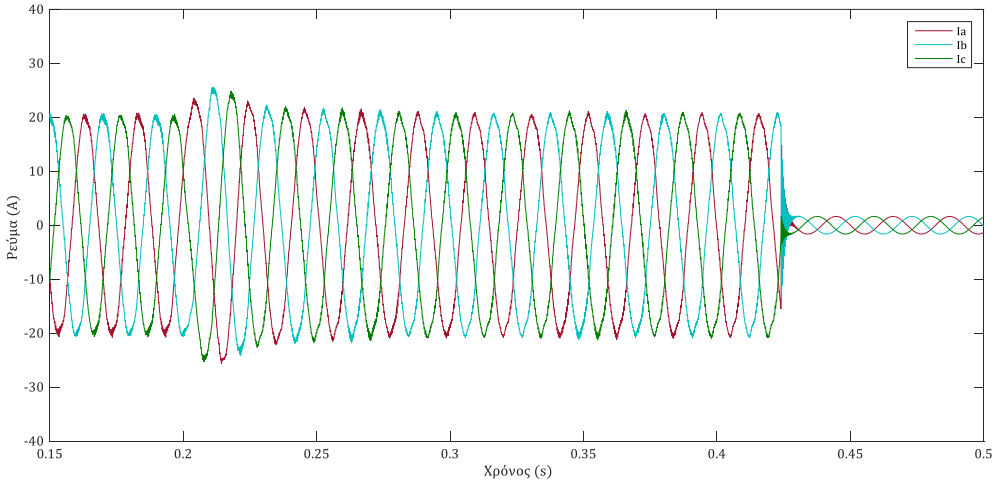

*(α)*




*(β)*




*(γ)*

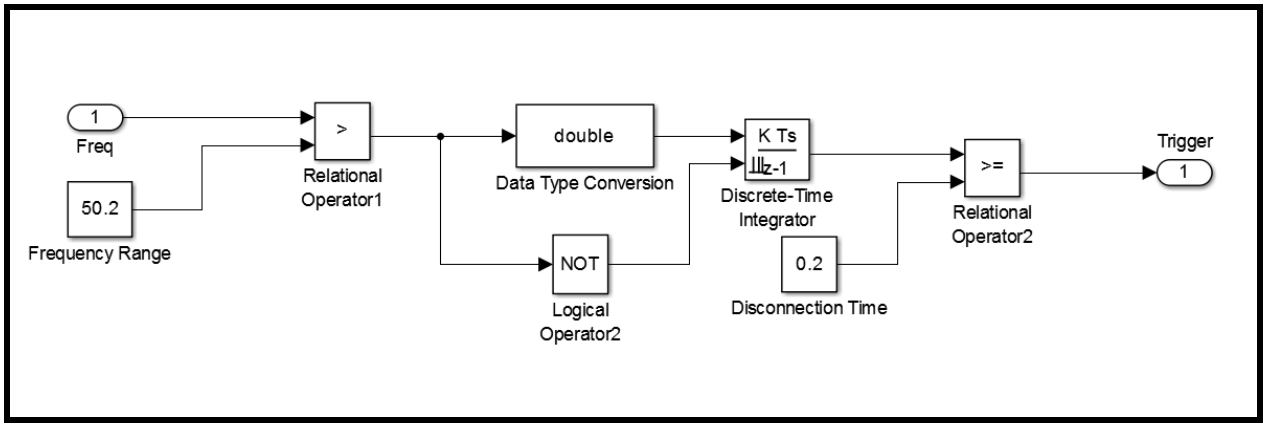



*(δ)*

*Σχήμα 6.19 : α) Η διαταραχή της συχνότητας δικτύου και η έξοδος του ελεγκτή PLL. Η τελική τιμή της συχνότητας είναι 47Hz. β) Η κατάσταση της προστασίας κατά την πτώση της συχνότητας. γ) Οι πολικές τάσεις στο σημείο PCC δ) Τα ρεύματα στο σημείο PCC*

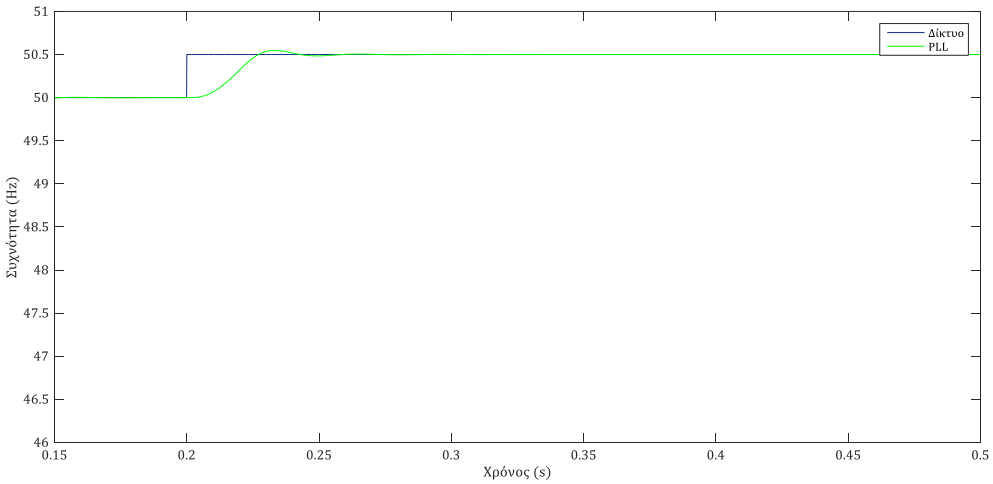
### 6.7.4 Σύστημα προστασίας έναντι ανόδου της συχνότητας του δικτύου

Κατά αντιστοιχία με την προστασία έναντι πτώσης της συχνότητας, η προστασία του αντιστροφέα έναντι ανόδου της συχνότητας στο σημείο PCC υλοποιήθηκε χρησιμοποιώντας τα ίδια μπλοκ του Simulink, διαφοροποιώντας μόνο τον σχεσιακό τελεστή και το επίπεδο της συχνότητας.

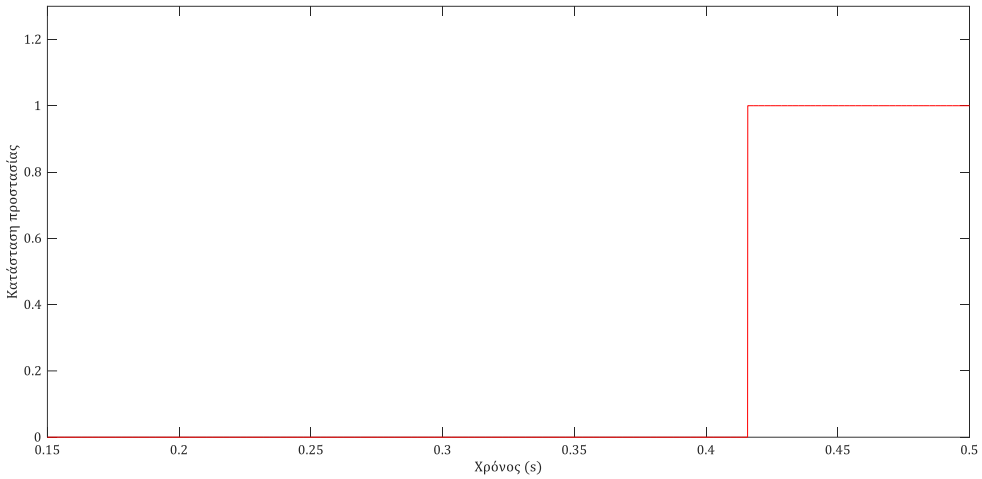



*Σχήμα 6.20 : Μπλοκ υλοποίησης προστασίας του αντιστροφέα έναντι ανόδου της συχνότητας δικτύου σε περιβάλλον Simulink.*

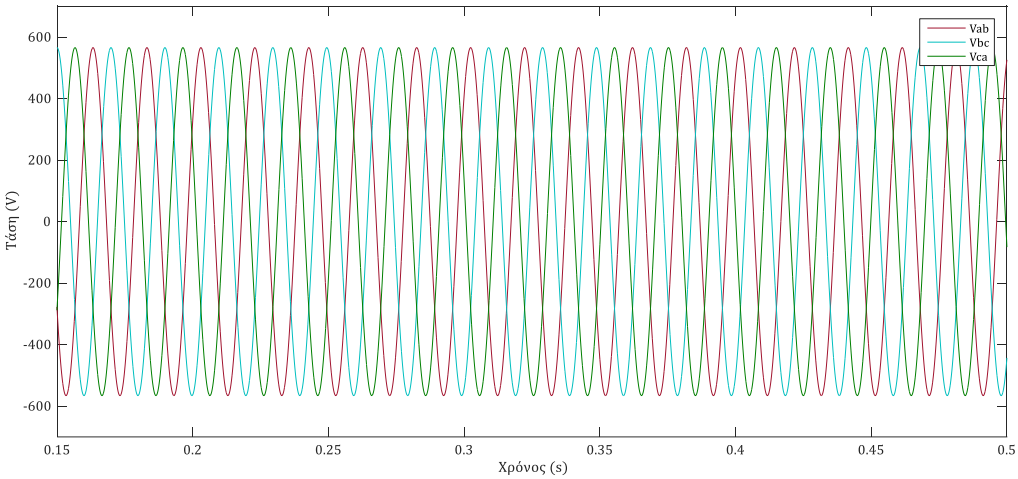
Στην περίπτωση που εξετάστηκε (σχήμα 6.21), ο αντιστροφέας ακολουθεί το πρότυπο VDE 0126-1-1 και την χρονική στιγμή $t = 0.2s$ η συχνότητα παίρνει την τιμή $f = 50.5Hz$. Η προστασία του αντιστροφέα έναντι των διαταραχών της συχνότητας ενεργοποιείται τη χρονική στιγμή $t = 0.41s$ (σχήμα 6.21β), μπλοκάροντας την παλμοδότηση της πλήρους γέφυρας.



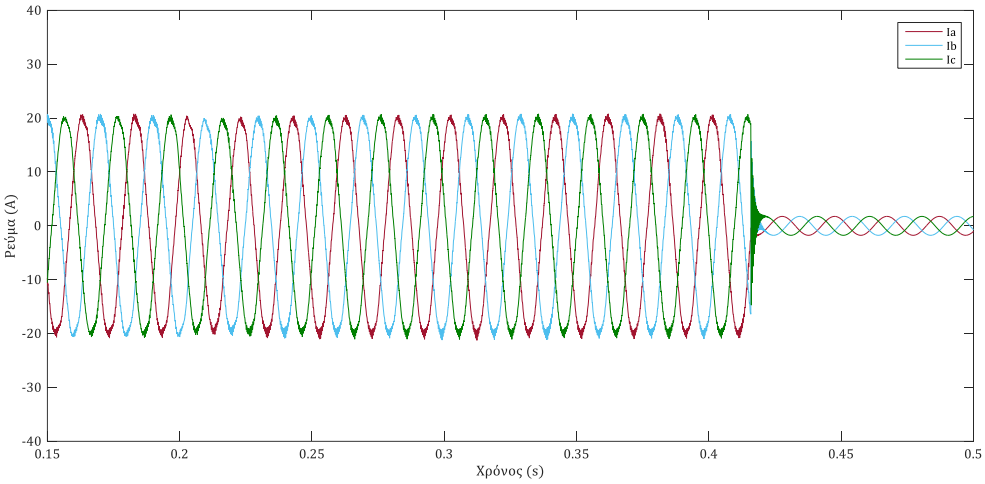

*(α)*


Κατάσταση προστασίας
Χρόνος (s)
0
0.2
0.4
0.6
0.8
1
1.2
0.15
0.2
0.25
0.3
0.35
0.4
0.45
0.5

*(β)*


Τάση (V)
Χρόνος (s)
Vab
Vbc
Vca
600
400
200
0
-200
-400
-600
0.15
0.2
0.25
0.3
0.35
0.4
0.45
0.5

*(γ)*




*(δ)*

*Σχήμα 6.21 : α) Η διαταραχή της συχνότητας δικτύου και η έξοδος του ελεγκτή PLL. Η τελική τιμή της συχνότητας είναι 50.5Hz. β) Η κατάσταση της προστασίας κατά την πτώση της συχνότητας. γ) Οι πολικές τάσεις στο σημείο PCC δ) Τα ρεύματα στο σημείο PCC*

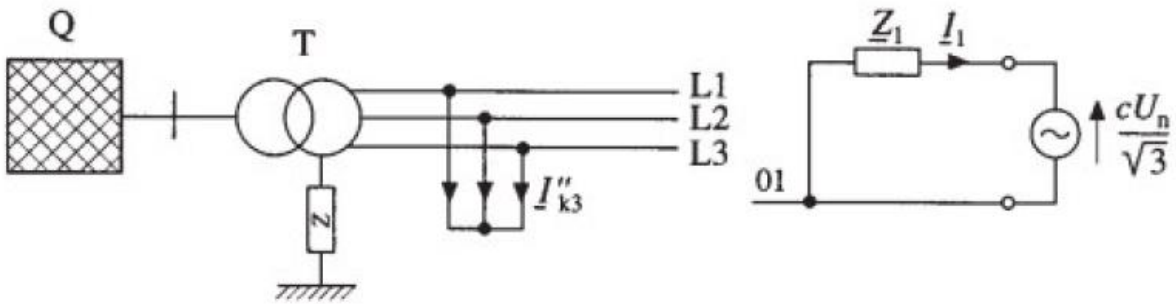
# 7 ΣΥΝΔΕΣΗ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΣΤΟ ΔΙΚΤΥΟ ΔΙΑΝΟΜΗΣ ΚΑΙ ΜΕΛΕΤΗ ΒΡΑΧΥΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ

## 7.1 Εισαγωγή

Σύμφωνα με τον ελληνικό κώδικα διαχείρισης ηλεκτρικών συστημάτων, οι Φ/Β σταθμοί μέχρι 100 $kW_p$ συνδέονται κατά κανόνα στη χαμηλή τάση. Στο κεφάλαιο που ακολουθεί, αφού προσομοιωθεί μια τυπική γραμμή ΧΤ σύμφωνα με το πρότυπο IEC 60909 στο περιβάλλον MATLAB/Simulink, θα συνδεθεί το μοντέλο του τριφασικού αντιστροφέα που υλοποιήθηκε στο προηγούμενο κεφάλαιο, ρυθμισμένο με βάση τον κώδικα ΜΔΝ. Τα σφάλματα που προκύπτουν στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας, μπορεί να είναι είτε βραχυκυκλώματα είτε υπερφορτίσεις. Η παρούσα εργασία επικεντρώνεται στα σφάλματα που προκύπτουν από βραχυκυκλώματα. Τα βραχυκυκλώματα κατά κύριο λόγο συμβαίνουν στις γραμμές μεταφοράς και οφείλονται σε διάφορες αιτίες όπως την πτώση δέντρων ή οχημάτων ή πτηνών στις γραμμές μεταφοράς (ή τους πύργους στήριξης), το σπάσιμο των αγωγών από υψηλή συγκέντρωση χιονιού ή πάγου στους αγωγούς ή το δυνατό άνεμο [51]. Σκοπός του κεφαλαίου είναι η μελέτη της αλληλεπίδρασης του τριφασικού αντιστροφέα με το δίκτυο σε περιπτώσεις σφαλμάτων δικτύου.

## 7.2 Προσομοίωση δικτύου

Το δίκτυο θα προσομοιωθεί ως μια τριφασική πηγή τάσης. Η εσωτερική της αντίσταση θα προσδιοριστεί υπολογίζοντας την ισχύ βραχυκύκλωσης στο σημείο κοινής σύνδεσης (PCC) του δικτύου με τον τριφασικό αντιστροφέα πηγής τάσης (δηλαδή στο δίκτυο διανομής ΧΤ). Στην περίπτωση των τριφασικών συστημάτων, σύμφωνα με το πρότυπο IEC 60 909, το ρεύμα βραχυκύκλωσης σε διάφορα σημεία του συστήματος μπορεί να καθοριστεί υπολογίζοντας το ισοδύναμο κύκλωμα στο σημείο του σφάλματος [52]. Η τιμή του συντελεστή προσαύξησης της τάσης c, ανάλογα με το επίπεδο τάσης και τον τύπο του σφάλματος καθορίζεται σύμφωνα με τον πίνακα 7-1.




Σχήμα 7.1 : Ισοδύναμο κύκλωμα στην περίπτωση τριπολικού βραχυκυκλώματος με ισοδύναμη πηγή τάσης στη θέση του σφάλματος [53].

### 7.2.1 Δίκτυο μεταφοράς Υψηλής Τάσης

Για το τμήμα του δικτύου μέχρι τον μετασχηματιστή ΥΤ/ΜΤ θα θεωρηθεί μια τυπική τιμή ισχύος βραχυκύκλωσης $S_{kQ} = 250MVA$. Η τιμή του συντελεστή προσαύξησης της τάσης (c), στο επίπεδο Μέσης Τάσης ($U_N = 20kV$) θα είναι ίση με $c = 1,1$, επομένως η σύνθετη αντίσταση του τμήματος ΥΤ θα είναι ίση με:

$$Z_Q = \frac{cU_N^2}{S_{kQ}} = \frac{1,1\times\left(20\times10^3\right)^2}{250\times10^6} = 1,76\Omega \tag{7.1}$$

Πίνακας 7-1 : Τιμές συντελεστή προσαύξησης της τάσης (c) [53] .

| Network voltage $U_n$ | Voltage factor c for calculation of the largest short circuit current[1] $c_{max}$ | the smallest short circuit current $c_{min}$ |
|---|---|---|
| Low voltage 100 V to 1000 V (IEC 38, Table 1) | 1.05[2]<br>1.10[3] | 0.95 |
| Medium voltage > 1 kV to 35 kV<br>High voltage > 35 kV | 1.10 | 1.00 |
| 1) $c_{max} \cdot U_n$ must not exceed the highest voltage $U_m$ for operational equipment in the network<br>2) for low voltage networks with a tolerance of +6 %<br>3) for low voltage networks with a tolerance of +10 % | | |

### 7.2.2 Δίκτυο διανομής Μέσης Τάσης

Οι εναέριες γραμμές μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας κατασκευάζονται κατά κύριο λόγο από αλουμίνιο. Σε σύγκριση με τον χαλκό, το αλουμίνιο είναι αρκετά ελαφρύτερο, έχει χαμηλότερο κόστος και εμφανίζεται σε αφθονία. Όμως οι αγωγοί από αλουμίνιο παρουσιάζουν μικρότερη αγωγιμότητα και μηχανική αντοχή σε σχέση με τους χάλκινους. Για να αυξηθεί η μηχανική αντοχή τους εφαρμόζεται η τεχνική των συνεστραμμένων κλώνων. Μέσα στον αγωγό του αλουμινίου ενσωματώνονται σύρματα χάλυβα ώστε να παρουσιάζει την επιθυμητή μηχανική αντοχή. Ο αγωγός αλουμινίου με ενίσχυση χάλυβα (Aluminium Conductor Steel Reinforced – ACSR) χρησιμοποιείται κατά κύριο λόγο στις εναέριες γραμμές μεταφοράς του ελληνικού συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας.

Πίνακας 7-2 : Ηλεκτρικά χαρακτηριστικά εναέριων γραμμών μεταφοράς ΜΤ [54].

| ΑΓΩΓΟΙ | ΟΝΟΜ. ΔΙΑΤΟΜΗ | ΠΡΑΓΜ. ΔΙΑΤΟΜΗ | ΜΕΓΙΣΤΗ ΕΠΙΤΡΕΠΟΜΕΝΗ ΦΟΡΤΙΣΗ | | | R | X |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | $mm^2$ | $mm^2$ | A | MVA στα 20 kV | MVA στα 15 kV | Ω/km | Ω/km |
| 3X16 ACSR | 16 | 25 | 136 | 4.71 | 3.53 | 1,268 | 0,422 |
| 3X35 ACSR | 35 | 56 | 224 | 7.76 | 5.82 | 0,576 | 0,397 |
| 3X95 ACSR | 95 | 150 | 448 | 15.52 | 11.64 | 0,215 | 0,334 |
| 3X16 CU | 16 | 16 | 115 | 3.98 | 2.99 | 1,274 | 0,417 |
| 3X35 CU | 35 | 35 | 185 | 6.41 | 4.81 | 0,596 | 0,393 |
| 3X95 CU | 95 | 95 | 352 | 12.19 | 9.15 | 0,220 | 0,358 |
| 3X50AL+50ST | 50 | 50 | 123 | 4.26 | 3.20 | 0,823 | 0,150 |
| 3X150AL+50ST | 150 | 150 | 241 | 8.35 | 6.26 | 0,266 | 0,125 |

Αν υποθέσουμε ότι στο υπό εξέταση τμήμα του δικτύου, ο υποσταθμός ΥΤ/ΜΤ τροφοδοτείται μέσω εναέριων γραμμών 3x95 ACSR, συνολικού μήκους 2km τότε η σύνθετη αντίσταση του δικτύου διανομής θα είναι ίση με:

$$R_L = 0,334\frac{\Omega}{km} \times 2km = 0,668\Omega \tag{7.2}$$

$$X_L = 0,215\frac{\Omega}{km} \times 2km = 0,430\Omega \tag{7.3}$$

### 7.2.3 Μετασχηματιστής ισχύος 20/0,4 kV

Οι διασυνδεμένοι Μ/Σ έχουν δυο είδη απωλειών, τις απώλειες κενού ή απώλειες σιδήρου ($P_{Fe}$) και τις απώλειες φορτίου ή ωμικές απώλειες ($P_{Cu}$). Οι απώλειες κενού ($P_{Fe}$) παρουσιάζονται στο Μ/Σ όσο είναι συνδεμένος στο δίκτυο λόγω μαγνητικής υστέρησης και δινορευμάτων. Παράλληλα, ανάλογα με το φορτίο που τροφοδοτείται μέσω του Μ/Σ, παρουσιάζονται ωμικές απώλειες που είναι ανάλογες του τετραγώνου του ρεύματος. Οι τυπικές τιμές των απωλειών Μ/Σ ισχύος μέσης τάσης (20kV) παρουσιάζονται στον πίνακα 7-3. Η ονομαστική τάση βραχυκύκλωσης $u_k$ είναι η τάση βραχυκύκλωσης $U_k$ ανηγμένη στην ονομαστική τάση του πρωτεύοντος τυλίγματος. Η τάση βραχυκύκλωσης $U_k$ είναι η τάση του πρωτεύοντος ενός μετασχηματιστή (Μ/Σ) για την οποία δίνει ονομαστικό ρεύμα για θερμοκρασία 20 $^oC$, με βραχυκυκλωμένο το δευτερεύον τύλιγμα.

Η σύνθετη αντίσταση (ωμική και επαγωγική) των τυλιγμάτων του Μ/Σ προσδιορίζεται από την ονομαστική τάση βραχυκύκλωσης $u_k$ σύμφωνα με την σχέση:

$$Z_T = u_k \frac{U^2}{S_N} = 0,04 \times \frac{20000^2}{630000} = 25,4\Omega \tag{7.4}$$

Πίνακας 7-3 : Τυπικές τιμές απωλειών Μ/Σ ισχύος μέσης τάσης 20 kV και ονομαστικής τάσης βραχυκύκλωσης [55].

| ΤΥΠΙΚΕΣ ΑΠΩΛΕΙΕΣ Μ/Σ ΜΕΣΗΣ ΤΑΣΗΣ 20 kV | | | |
|---|---|---|---|
| Ισχύς Μ/Σ, $S_r$ (KVA) | Απώλειες κενού, $P_{Fe}$ (W) | Απώλειες φορτίου, $P_{Cu}$ (W) | Ονομαστική τάση βραχυκύκλωσης, $u_k$(%) |
| 25 | 115 | 700 | 4,0 |
| 50 | 190 | 1050 | 4,0 |
| 75 | 260 | 1420 | 4,0 |
| 100 | 320 | 1750 | 4,0 |
| 150 | 435 | 2250 | 4,0 |
| 200 | 550 | 2850 | 4,0 |
| 250 | 650 | 3250 | 4,0 (6,0) |
| 400 | 930 | 4600 | 4,0 (6,0) |
| 500 | 1100 | 5500 | 4,0 (6,0) |
| 630 | 1300 | 6500 | 4,0 (6,0) |
| 750 | 1430 | 7600 | 6,0 |
| 1000 | 1650 | 10500 | 6,0 |
| 1250 | 1900 | 13500 | 6,0 |
| 1600 | 2550 | 18100 | 6,0 |

Η ωμική αντίσταση των τυλιγμάτων του Μ/Σ προσδιορίζεται από τις απώλειες φορτίου του Μ/Σ σύμφωνα με την σχέση:

$$R_T = P_{Cu}\left(\frac{U}{S_N}\right)^2 = 6500\times\left(\frac{20000}{630000}\right)^2 = 6,55\Omega \tag{7.5}$$

Επομένως η επαγωγική αντίδραση των τυλιγμάτων του Μ/Σ θα ισούται με:

$$X_T = \sqrt{Z_T^2 - R_T^2} = \sqrt{25,4^2 - 6,55^2} = 24,54\Omega \tag{7.6}$$

### 7.2.4 Ισχύς βραχυκύκλωσης δικτύου

Η συνολική σύνθετη αντίσταση του δικτύου στην έξοδο (δευτερεύον τύλιγμα) του μετασχηματιστή ΜΤ/ΧΤ θα είναι ίση με:

$$\begin{aligned} Z_G &= \sqrt{R_G^2 + X_G^2} = \sqrt{\left(R_Q + R_L + R_T\right)^2 + \left(X_Q + X_L + X_T\right)^2} \Rightarrow \\ Z_G &= \sqrt{\left(0,43 + 6,55\right)^2 + \left(1,76 + 0,668 + 24,54\right)^2} = 27,86\Omega \end{aligned} \tag{7.7}$$

Επομένως η ισχύς βραχυκύκλωσης στην έξοδο του μετασχηματιστή ΜΤ/ΧΤ υπολογίζεται ως εξής:

$$S_{kG} = \frac{cU_N^2}{Z_G} = \frac{1{,}1\times\left(20\times10^3\right)^2}{27{,}86} = 15{,}8MVA \tag{7.8}$$

Τελικά το δίκτυο διανομής ΧΤ θα προσομοιωθεί ως τριφασική πηγή τάσης με τα χαρακτηριστικά που παρουσιάζονται στον πίνακα 7-4.

Πίνακας 7-4 : Παράμετροι τριφασικής πηγής τάσης.

| **ΤΡΙΦΑΣΙΚΗ ΠΗΓΗ ΤΑΣΗΣ** | |
|---|---|
| Πολική τάση (Rms τιμή) | 400 V |
| Συχνότητα | 50 Hz |
| Συνδεσμολογία | Yg |
| Ισχύς βραχυκύκλωσης | 15800 VA |
| Βάση τάσης (Rms τιμή) | 400 V |
| Λόγος X/R | 10 |

### 7.2.5 Γραμμή διανομής Χαμηλής Τάσης

Έστω ότι στο υπό εξέταση τμήμα του δικτύου, το φορτίο τροφοδοτείται μέσω εναέριων γραμμών 4x50 AL, συνολικού μήκους 400m τότε η αντίσταση των γραμμών ΧΤ θα είναι ίση με:

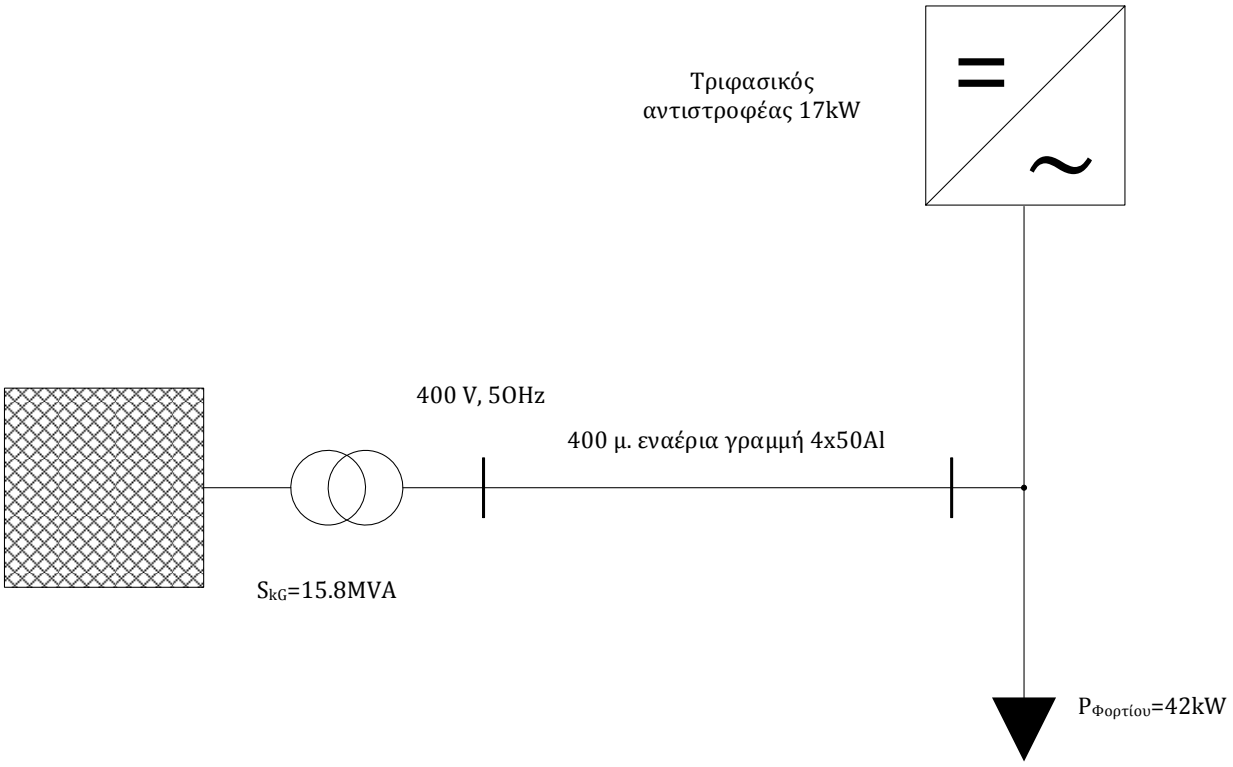
$$R_L = 0{,}397\,\frac{\Omega}{km}\times 0{,}4km = 0{,}15\Omega \tag{7.9}$$

Πίνακας 7-5 : Ηλεκτρικά χαρακτηριστικά εναέριων γραμμών μεταφοράς ΧΤ [54].

| ΑΓΩΓΟΙ | ΟΝΟΜ. ΔΙΑΤΟΜΗ | ΠΡΑΓΜ. ΔΙΑΤΟΜΗ | ΜΕΓ.ΕΠΙΤΡ. ΦΟΡΤΙΣΗ | | R | X | $R_{ουδ}$ ($20^0$C) |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | $mm^2$ | $mm^2$ | A | τριφ.KVA | Ω/km | Ω/km | Ω/km |
| 4X16 AL | 16 | 27 | 145 | 100 | 1,218 | 0,318 | |
| 4X35 AL | 35 | 57 | 232 | 161 | 0,574 | 0,294 | |
| 4X50 AL | 50 | 82 | 295 | 204 | 0,397 | 0,279 | |
| 4X16 CU | 16 | 16 | 115 | 80 | 1,274 | 0,334 | |
| 4X35 CU | 35 | 35 | 185 | 128 | 0,596 | 0,309 | |
| 4X50 CU | 50 | 50 | 232 | 161 | 0,426 | 0,294 | |
| ΣΚ 3X70 AL+54,6 AAAC | 70 | 70 | 194 | 134 | 0,497 | 0,100 | 0,630 |
| ΣΚ 4X120+25 AL | 120 | 120 | 280 | 194 | 0,284 | 0,083 | |

## 7.3 Σύνδεση τριφασικού αντιστροφέα στο δίκτυο διανομής

Ο τριφασικός αντιστροφέας συνδέεται παράλληλα με ένα γραμμικό φορτίο 42 kW στην άκρη της εναέριας γραμμής ΧΤ. Το φορτίο επιλέχθηκε ώστε να αναπαριστά την λειτουργία ιδανικών καταναλωτών ΧΤ.




Σχήμα 7.2 : Η τοπολογία που χρησιμοποιήθηκε για την μελέτη βραχυκυκλωμάτων.

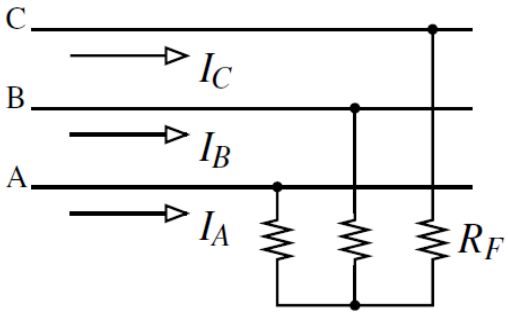
Επειδή η μελέτη αφορά το ΣΗΕ της Κρήτης το σύστημα προστασίας του αντιστροφέα ρυθμίζεται έτσι ώστε να ικανοποιούνται οι απαιτήσεις του κώδικα Μη Διασυνδεδεμένων Νήσων. Παράλληλα, στον χρόνο αποσύνδεσης (disconnection time) του μπλοκ προστασίας έναντι διαταραχών της τάσης, ενσωματώθηκε η καθυστέρηση (~0.05s) που παρατηρήθηκε στην απόκριση του (σχήμα 7.2). Έτσι ο αντιστροφέας πλέον αποσυνδέεται στον επιθυμητό χρόνο.

## 7.4 Περιπτώσεις βραχυκυκλωμάτων προς εξέταση

### 7.4.1 Τριφασικό βραχυκύκλωμα

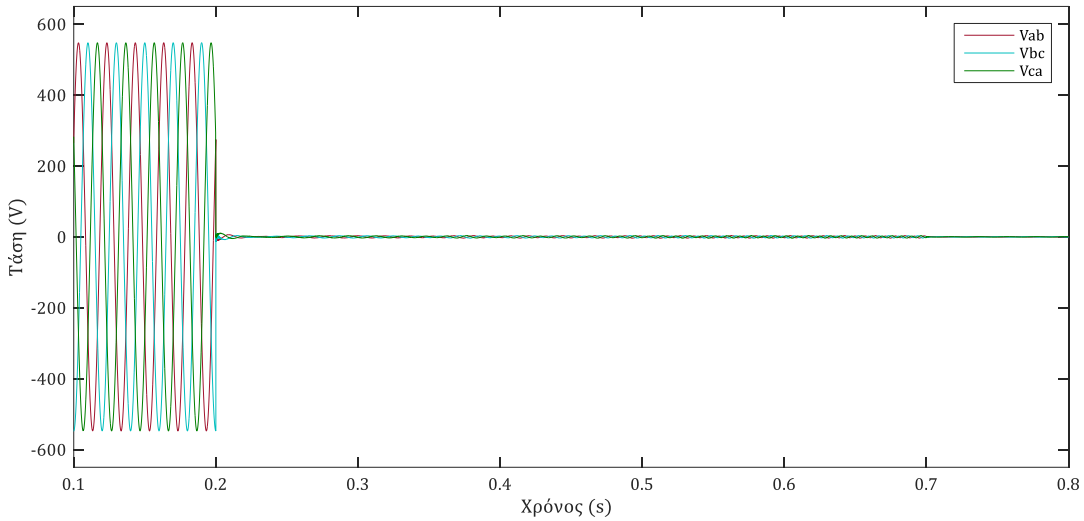
Αρχικά στο μοντέλο που υλοποιήθηκε, προσομοιώνεται τριφασικό βραχυκύκλωμα. Το τριφασικό βραχυκύκλωμα (σε επαφή ή όχι με τη γη) μπορεί να είναι από τις λιγότερο συνηθισμένες περιπτώσεις σφαλμάτων στο δίκτυο, αποτελεί όμως τη δυσμενέστερη κατάσταση

γι' αυτό. Το βραχυκύκλωμα πραγματοποιείται την χρονική στιγμή $t = 0.2s$ στο μέσο των εναέριων γραμμών ΧΤ (200m από το σημείο PCC).

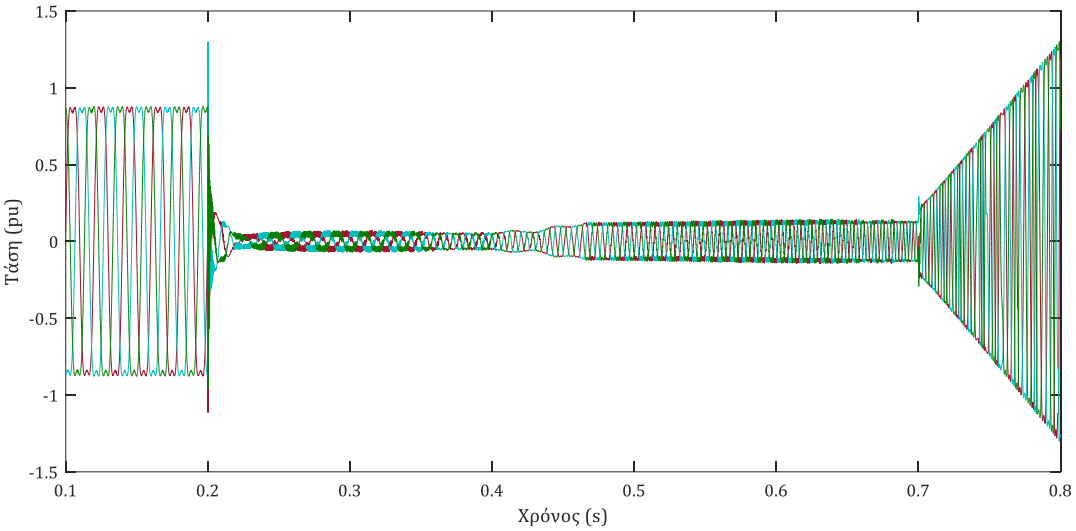



Σχήμα 7.3 : Τριφασικό βραχυκύκλωμα χωρίς επαφή με την γη, αντίστασης $R_F = 0.0001\Omega$

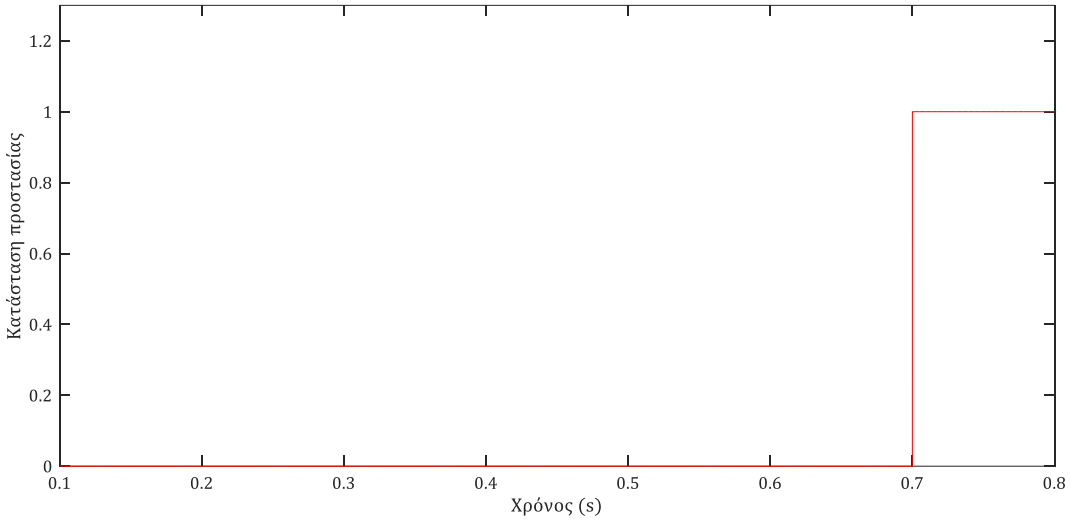
Όπως απεικονίζεται στο διάγραμμα του ρεύματος (σχήμα 7.4δ), ο τριφασικός αντιστροφέας αντιδρά στο βραχυκύκλωμα και τροφοδοτεί αρχικά το δίκτυο με περίπου πέντε φορές το ονομαστικό του ρεύμα για χρονικό διάστημα περίπου μισό κύκλο. Στη συνέχεια όμως το ρεύμα στην έξοδο του μειώνεται μέχρι να επανέλθει στην ονομαστική του τιμή. Αυτό επιτυγχάνεται με την λειτουργία των ελεγκτών του αντιστροφέα που προσαρμόζουν την τάση αναφοράς (σχήμα 7.4β) ώστε το ρεύμα στην έξοδο του να παραμένει σταθερό. Επειδή η διαταραχή της τάσης παραμένει για χρονικό διάστημα μεγαλύτερο από 0.5 δευτερόλεπτα, ο αντιστροφέας, σύμφωνα με τον κώδικα ΜΔΝ, θα πρέπει να αποσυνδεθεί από το δίκτυο. Η προστασία του αντιστροφέα ενεργοποιείται τη χρονική στιγμή $t = 0.7s$ ( σχήμα 7.4γ), μπλοκάροντας την παλμοδότηση των διακοπτικών του στοιχείων.



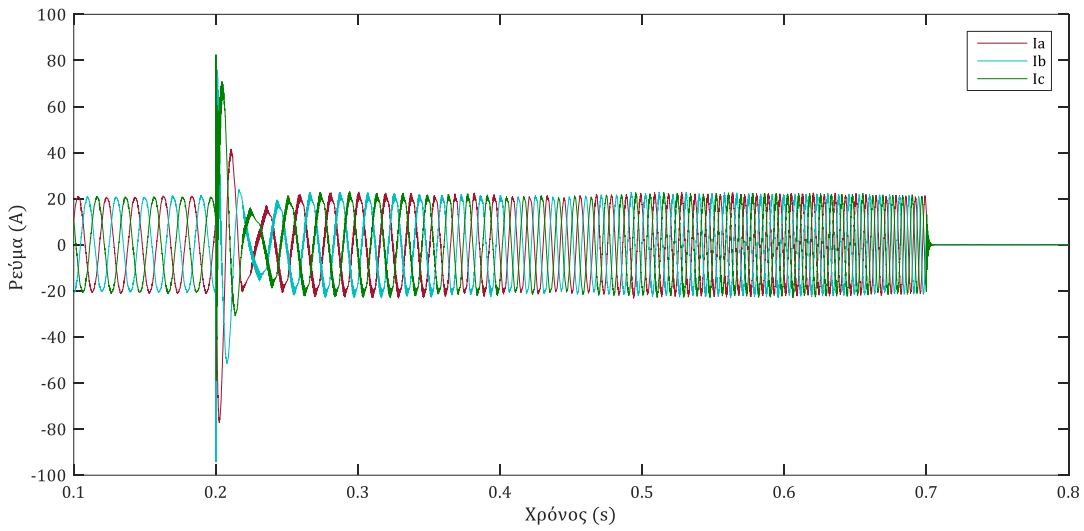

*(α)*


1.5
1
0.5
0
-0.5
-1
-1.5
Τάση (pu)
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
Χρόνος (s)

*(β)*


1.2
1
0.8
0.6
0.4
0.2
0
Κατάσταση προστασίας
0.1
0.2
0.3
0.4
0.5
0.6
0.7
0.8
Χρόνος (s)

*(γ)*

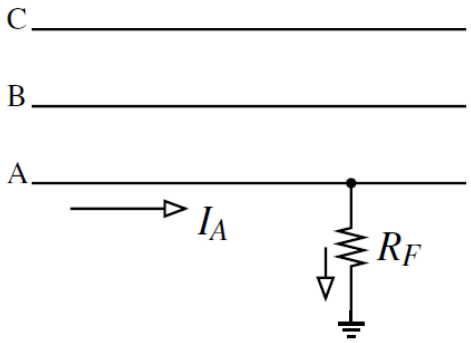



(δ)

Σχήμα 7.4 α) Οι πολικές τάσεις στο σημείο PCC. β) Οι τάσεις αναφοράς στην έξοδο του ελεγκτή ρεύματος. γ) Η κατάσταση της προστασίας κατά την διάρκεια του βραχυκυκλώματος. δ) Τα ρεύματα στο σημείο PCC.

### 7.4.2 Βραχυκύκλωμα μεταξύ φάσης και γης

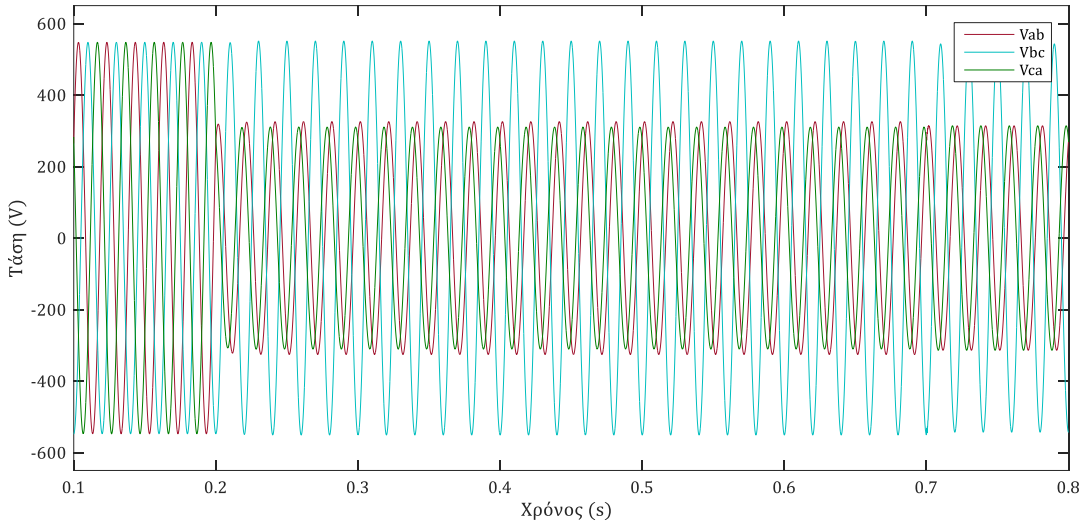
Στη συνέχεια προσομοιώνεται βραχυκύκλωμα μεταξύ μιας ενεργής φάσης και γης, καθώς αποτελεί τον πιο συνηθισμένο τύπο βραχυκυκλώματος που μπορεί να εμφανιστεί στο δίκτυο. Το βραχυκύκλωμα πραγματοποιείται την χρονική στιγμή $t = 0.2s$ στο μέσο της απόστασης των εναέριων γραμμών ΧΤ (200m από το σημείο PCC).



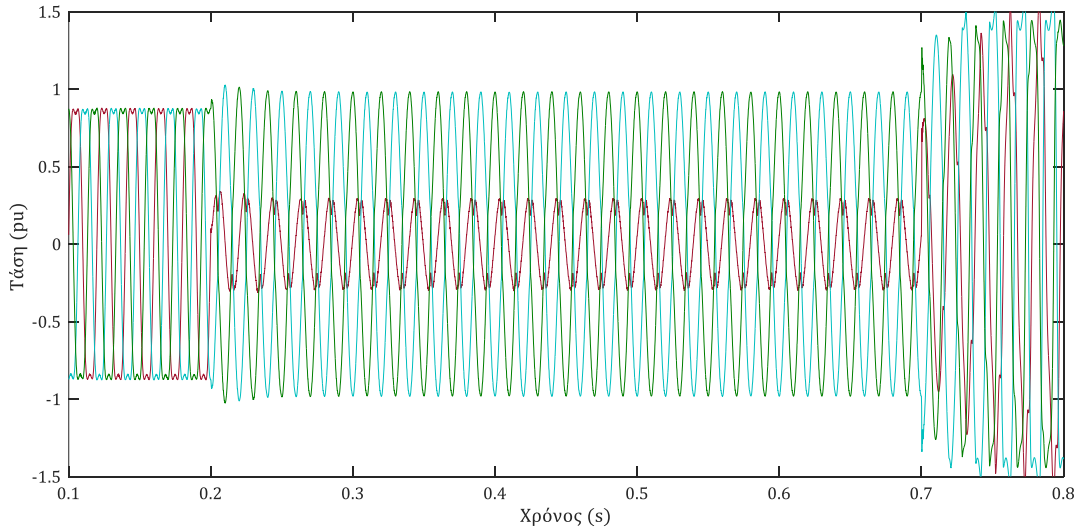

Σχήμα 7.5 : Βραχυκύκλωμα μεταξύ φάσης και γης, αντίστασης $R_F = 0.0002\Omega$

Όπως απεικονίζεται στο διάγραμμα του ρεύματος (σχήμα 7.6δ), ο τριφασικός αντιστροφέας αντιδρά στο βραχυκύκλωμα, αυξάνοντας το ρεύμα στις δυο φάσεις (A,B) ενώ παράλληλα διατηρεί το ρεύμα στην τρίτη φάση σταθερό. Οι ελεγκτές του αντιστροφέα προσαρμόζουν την τάση αναφοράς (σχήμα 7.6β) ώστε να ανταποκρίνονται στις συνθήκες του δικτύου. Επειδή η διαταραχή της τάσης παραμένει για χρονικό διάστημα μεγαλύτερο από 0.5 δευτερόλεπτα, ο αντιστροφέας, σύμφωνα με τον κώδικα ΜΔΝ, θα πρέπει να αποσυνδεθεί από το

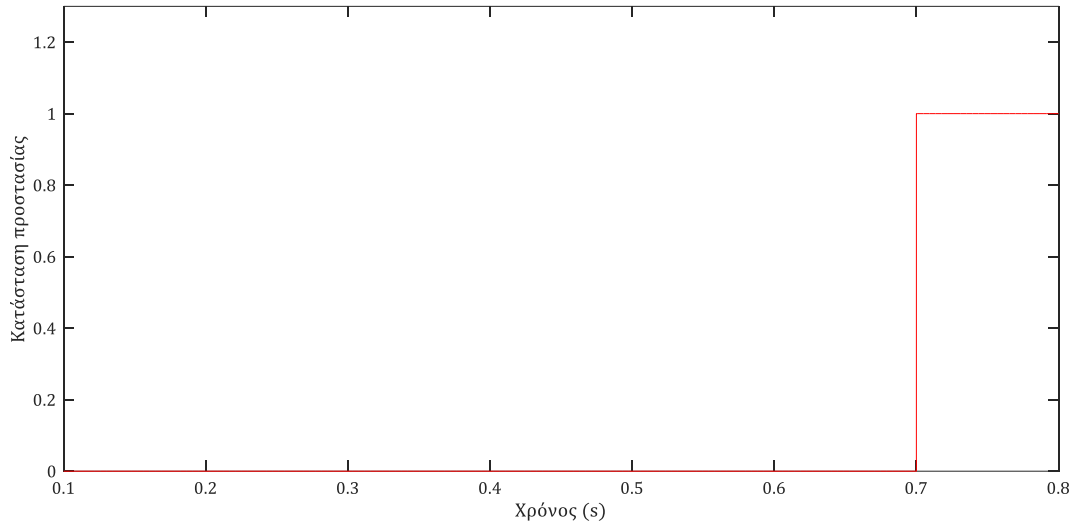
δίκτυο. Η προστασία του αντιστροφέα ενεργοποιείται την χρονική στιγμή $t = 0.7s$ (σχήμα 7.6γ), μπλοκάροντας την παλμοδότηση των διακοπτικών του στοιχείων.



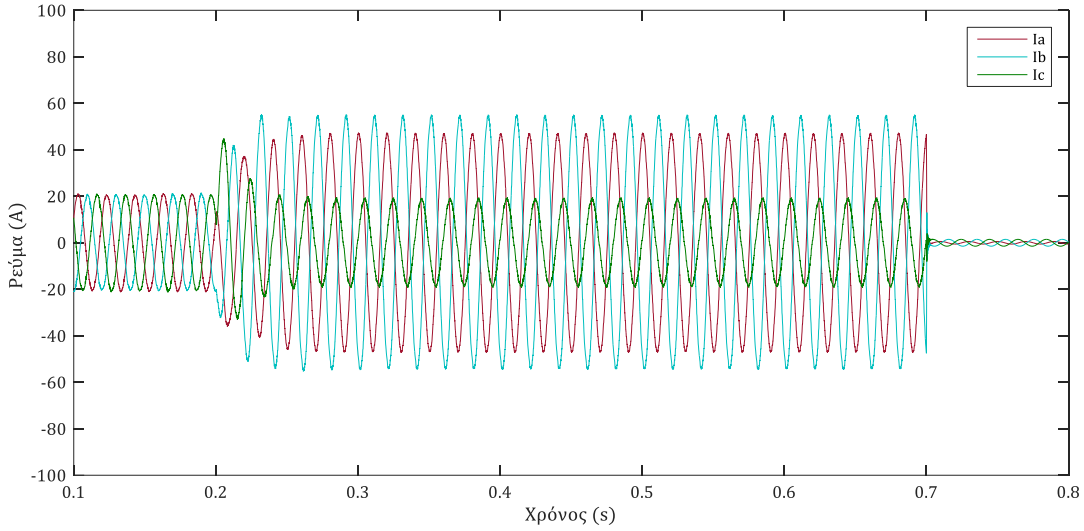

*(α)*




*(β)*




*(γ)*




*(δ)*

Σχήμα 7.6 : α) Οι πολικές τάσεις στο σημείο PCC. β) Οι τάσεις αναφοράς στην έξοδο του ελεγκτή ρεύματος. γ) Η κατάσταση της προστασίας κατά την διάρκεια του βραχυκυκλώματος. δ) Τα ρεύματα στο σημείο PCC.

Τα αποτελέσματα στην περίπτωση του μονοφασικού βραχυκυκλώματος δεν ανταποκρίνονται στην πραγματικότητα. Το ρεύμα στην έξοδο του αντιστροφέα δεν επανέρχεται, όπως αναμένεται, στην ονομαστική του τιμή. Αυτό οφείλεται στη συγκεκριμένη υλοποίηση του ελεγκτή ρεύματος. Για την μελέτη περιπτώσεων ασύμμετρων βραχυκυκλωμάτων θα ήταν προτιμότερο να υλοποιηθεί προστασία έναντι ασυμμετρίας φάσεων.

# 8 ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ ΚΑΙ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΕΣ ΠΡΟΕΚΤΑΣΕΙΣ

Αντικείμενο της παρούσας εργασίας ήταν ο σχεδιασμός ενός τριφασικού αντιστροφέα για τη διασύνδεση φωτοβολταϊκών πλαισίων στο δίκτυο χαμηλής τάσης και η μελέτη της αλληλεπίδρασης του με το δίκτυο κατά την διάρκεια σφαλμάτων δικτύου.

Αρχικά πραγματοποιήθηκε βιβλιογραφική έρευνα σχετικά με τις δομές των φωτοβολταϊκών αντιστροφέων που υπάρχουν στο εμπόριο. Ιδιαίτερη σημασία δόθηκε στους ελέγχους που πραγματοποιούνται για την ασφαλή αποσύνδεση τους σε περίπτωση ασυνήθιστων συνθηκών. Στη συνέχεια υπολογίστηκαν αναλυτικά οι τιμές των κυκλωματικών στοιχείων του υπό εξέταση τριφασικού αντιστροφέα. Ακολούθησε η μαθηματική ανάλυση των ελεγκτών ενός διασυνδεδεμένου αντιστροφέα με δυνατότητα ρύθμισης της ενεργού/αέργου ισχύος μέσω ελέγχου του ρεύματός του. Το θεωρητικό μέρος της εργασίας ολοκληρώνεται με την παρουσίαση των διεθνών προτύπων διασύνδεσης φωτοβολταϊκής παραγωγής στο δίκτυο και τις απαιτήσεις του διαχειριστή του ελληνικού δικτύου.

Για τη μελέτη της αλληλεπίδρασης του αντιστροφέα με το δίκτυο, προσομοιώθηκε σε περιβάλλον MATLAB/Simulink ένας τριφασικός αντιστροφέας δύο επιπέδων, με ισχύ εξόδου 17 kW. Στο μοντέλο η παλμοδότηση των διακοπτικών του στοιχείων γίνεται μέσω διαμόρφωσης εύρους παλμών με έγχυση τρίτης αρμονικής. Για τον έλεγχο του ρεύματος εξόδου, επιλέχθηκαν PI-ελεγκτές στο στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς καθώς παρέχουν γρήγορη δυναμική απόκριση. Στο μοντέλο προσομοίωσης δεν χρησιμοποιήθηκε ξεχωριστός βρόγχος ελέγχου της ισχύος εξόδου και θεωρήθηκαν σταθερές τιμές για τα ρεύματα αναφοράς ($i_{d,ref}$ και $i_{q,ref}$). Οι σταθερές τιμές αναφοράς εξασφαλίζουν τον επιθυμητό περιορισμό του ρεύματος εξόδου σε συνθήκες σφάλματος. Επίσης στο μοντέλο του αντιστροφέα ενσωματώθηκαν συστήματα ελέγχου που επιτρέπουν την αποσύνδεση του από το δίκτυο για διαταραχές στην πλευρά του δικτύου. Συγκεκριμένα υλοποιήθηκαν μπλοκ προστασίας έναντι πτώσης/ανόδου τάσης και πτώσης/ανόδου συχνότητας σύμφωνα με το πρότυπο VDE 0126-1-1 και παρουσιάστηκε η αποτελεσματικότητα τους. Όσον αφορά τη μελέτη των βραχυκυκλωμάτων, για το ελληνικό δίκτυο διανομής οι υπολογισμοί έγιναν σύμφωνα με το πρότυπο IEC 60909 και το σύστημα προστασίας του αντιστροφέα ρυθμίστηκε σύμφωνα με τον κώδικα διαχείρισης Μη Διασυνδεδεμένων Νήσων.

Με βάση τα αποτελέσματα της εργασίας μπορούν να προκύψουν αρκετά συμπεράσματα. Αρχικά παρατηρήθηκε ότι σε περιπτώσεις σφαλμάτων δικτύου ο αντιστροφέας προσαρμόζει τις τάσεις αναφοράς του έτσι ώστε το ρεύμα στην έξοδο του να παραμένει σταθερό. Παράλληλα το σύστημα προστασίας του αντιστροφέα, που επιτρέπει την ασφαλή αποσύνδεση του από το δίκτυο σε διαταραχές δικτύου, προσαρμόζεται στις απαιτήσεις του εκάστοτε διαχειριστή. Στην περίπτωση του τριφασικού βραχυκυκλώματος που αποτελεί τη δυσμενέστερη περίπτωση βραχυκυκλώματος, ο αντιστροφέας τροφοδοτεί το δίκτυο με ρεύμα ίσο με πέντε φορές το ονομαστικό του ρεύμα για χρονικό διάστημα ίσο περίπου με μισή περίοδο και στη συνέχεια το ρεύμα στην έξοδο του σταθεροποιείται ξανά στην ονομαστική του τιμή. Στην περίπτωση των ασύμμετρων βραχυκυκλωμάτων ο αντιστροφέας είναι απαραίτητο να διαθέτει επιπλέον σύστημα ελέγχου της ασυμμετρίας των τάσεων στην έξοδό του.

Η μελέτη που έγινε στην παρούσα εργασία μπορεί να επεκταθεί προς δύο κατευθύνσεις. Η πρώτη αφορά τη βελτιστοποίηση των ελεγκτών του αντιστροφέα που υλοποιήθηκαν και τη πειραματική επιβεβαίωση των αποτελεσμάτων που παρουσιάστηκαν. Συγκεκριμένα η μελέτη θα μπορούσε να επικεντρωθεί σε διαφορετικές περιπτώσεις ασύμμετρων βραχυκυκλωμάτων. Η δεύτερη αφορά την υλοποίηση διαφορετικών μεθόδων ελέγχου τόσο του ρεύματος εξόδου όσο και της παραγόμενης ισχύος. Έτσι με τη συγκριτική μελέτη των μεθόδων θα παρουσιαστούν τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα της κάθε προσέγγισης.

Η ραγδαία εξέλιξη των συστημάτων διεσπαρμένης παραγωγής έχει δημιουργήσει ένα ευρύ πεδίο για έρευνα. Η παρούσα εργασία είχε σκοπό να συμβάλει σε αυτή την κατεύθυνση, δημιουργώντας παράλληλα τις προϋποθέσεις για περαιτέρω έρευνα.

# ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ


[1] Δ. Λαμπρίδης, Π. Ντοκόπουλος, Γ. Παπαγιάννης, *Συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας*: Ζήτη, 2006.

[2] Βοβός Νικόλαος, *Εξελιγμένα Συστήματα Μεταφοράς και Διανομής Ηλεκτρικής Ενέργειας*: Εκδόσεις Πανεπιστημίου Πατρών.

[3] B. Kroposki *et al.*, "Benefits of Power Electronic Interfaces for Distributed Energy Systems," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 25, no. 3, pp. 901–908, 2010.

[4] N. Mohan, *Power electronics: A first course / Ned Mohan*. Hoboken, N.J.: Wiley, 2012.

[5] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power electronics: Converters, applications, and design / Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins*, 2nd ed. New York, Chichester: Wiley, 1995.

[6] F. Blaabjerg, Y. Yang, K. Ma, and X. Wang, "Power electronics - the key technology for renewable energy system integration," in *4th The International Conference on Renewable Energy Research and Applications (ICRERA 2015): Palermo, Italy, 22-25 Nov 2015*, Palermo, Italy, 2015, pp. 1618–1626.

[7] A. Yazdani and R. Iravani, *Voltage-Sourced Converters in Power Systems*: John Wiley & Sons, 2010.

[8] CIGRE WG C6.24, "Capacity of Distribution Feeders for Hosting DER," Jun. 2014.

[9] CIGRE TF C6.04.02, *Benchmark systems for network integration of renewable and distributed energy resources*: CIGRÉ, 2014.

[10] J. Keller and B. Kroposki, "Understanding Fault Characteristics of Inverter-Based Distributed Energy Resources," *NREL*, [Online] Available: http://www.nrel.gov/docs/fy10osti/46698.pdf.

[11] Kiriakos Siderakis, Antiopi Gigantidou, Konstantinos Lagouvardos, Eleftheria Kavousanaki, "Fleet Management and Grid Integration of PV Generating Stations," *Deregulated Electricity Market Issues in South Eastern Europe*, vol. 1, May. 2015.

[12] F. Blaabjerg, Z. Chen, and S. B. Kjaer, "Power Electronics as Efficient Interface in Dispersed Power Generation Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 5, pp. 1184–1194, 2004.

[13] H. Haberlin, *Photovoltaics: System design and practice*. Chichester, West Sussex: John Wiley & Sons Ltd, 2012.

[14] T. Esram and P. L. Chapman, "Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques," *IEEE Trans. On Energy Conversion*, vol. 22, no. 2, pp. 439–449, 2007.

[15] ΤΕΕ, *Οδηγός Μελέτης και Υλοποίησης Φωτοβολταϊκών Έργων*, 2011.

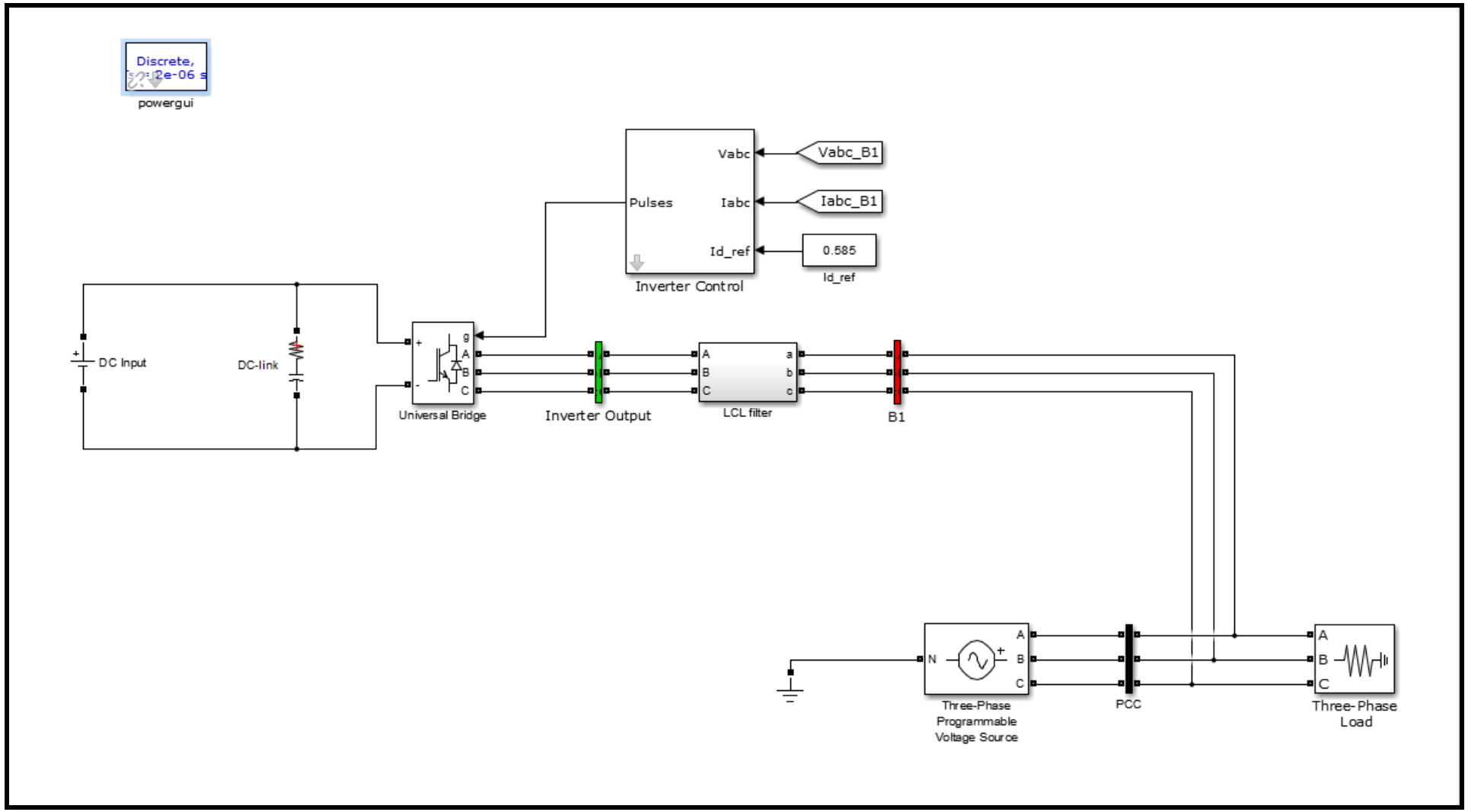
[16] T. Kerekes, D. Séra, and L. Máthé, “Three-phase Photovoltaic Systems: Structures, Topologies, and Control,” *Electric Power Components and Systems*, vol. 43, no. 12, pp. 1364–1375, 2015.
[17] S. Kouro, J. I. Leon, D. Vinnikov, and L. G. Franquelo, “Grid-Connected Photovoltaic Systems: An Overview of Recent Research and Emerging PV Converter Technology,” *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, no. 1, pp. 47–61, 2015.
[18] Tamás Kerekes, “Analysis and Modeling of Transformerless Photovoltaic Inverter Systems,” Phd Thesis, Institute of Energy Technology, Aalborg University, Denmark, 2009.
[19] Λεμπίδης Γεώργιος, Ορφανουδάκης Γεώργιος, Σιδεράκης Κυριάκος, “Ηλεκτρονικά Ισχύος και Τεχνολογίες Διασύνδεσης: Διάλεξη 11 - Αντιστροφείς για φωτοβολταϊκά,”
[20] J. M. Carrasco *et al.*, “Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey,” *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 4, pp. 1002–1016, 2006.
[21] SMA Solar Technology AG, Ed., *Χωρητικά ρεύματα διαφυγής: Οδηγίες για το σχεδιασμό εγκατάστασης μετατροπέων χωρίς μετασχηματιστή*.
[22] TASK V Grid Interconnection of Building Integrated and Other Dispersed Photovoltaic Power Systems, *Grid-connected photovoltaic power systems: survey of inverter and related protection equipments*, 2002.
[23] O. Anaya-Lara, D. Campos-Gaona, E. Moreno-Goytia, and G. Adam, *Offshore Wind Energy Generation*. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2014.
[24] SMA Solar Technology AG, Ed., *Service and Maintenance*.
[25] SMA Solar Technology AG, Ed., *Sunny Tripower 8000TL / 10000TL / 12000TL / 15000TL / 17000TL: Installation Manual*.
[26] A. Wintrich, U. Nicolai, W. Tursky, and T. Reimann, *Application Manual Power Semiconductors*, 2nd ed. Ilmenau: ISLE, 2015.
[27] G. Vazquez *et al.*, “A photovoltaic three-phase topology to reduce Common Mode Voltage,” in *CDROM proceedings: 2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics ; Palace Hotel Bari, Bari, Italy, 04 -07 July. 2010*, Bari, Italy, 2010, pp. 2885–2890.
[28] Digi-Key's North American Editors, *Design Considerations for Selecting Capacitors for DC Link and Inverter Applications*. [Online] Available: http://www.digikey.com/en/articles/techzone/2016/may/design-considerations-for-selecting-capacitors-for-dc-link-and-inverter-applications.
[29] Wikipedia, *Capacitor types*. [Online] Available: https://en.wikipedia.org/wiki/Capacitor_types.
[30] Xi Lu, “Minimizing DC Capacitor Current Ripple and DC Capacitance Requirement of the HEV converter/inverter systems.,” MSc, Michigan State University, 2012.
[31] Baburaj Karanayil, Vassilios Agelidis, Josep Pou, *Evaluation of DC-link Decoupling Using Electrolytic or Polypropylene Film Capacitors in Three-Phase Grid-Connected Photovoltaic Inverters: 39th annual conference of the IEEE Industrial Electronics Societ ; 10 - 13 Nov. 2013, Vienna, Austria ; proceedings*. Piscataway, NJ: IEEE, 2013.
[32] J. W. Kolar and S. D. Round, “Analytical calculation of the RMS current stress on the DC-link capacitor of voltage-PWM converter systems,” *IEE Proceedings - Electric Power Applications*, vol. 153, no. 4, p. 535, 2006.
[33] J. Jose, G. N. Goyal, and M. V. Aware, “Improved inverter utilisation using third harmonic injection,” in *2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems and 2010 Power India*, New Delhi, India, Jan. 2010, pp. 1–6.
[34] D. G. Holmes, “The significance of zero space vector placement for carrier-based PWM schemes,” *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 32, no. 5, pp. 1122–1129, 1996.
[35] M. Salcone, Ed., *Selecting Film Bus Link Capacitors For High Performance Inverter Applications: IEMDC '09 ; 3 - 6 May 2009, Miami, FL, USA*. Piscataway, NJ: IEEE, 2009.
[36] IXYS UK, Ed., *High density DC Film Capacitors: Product Selector Guide*, 2013.
[37] S. V. Araujo, A. Engler, B. Sahan, and F. L. M. Antunes, “LCL filter design for grid-connected NPC inverters in offshore wind turbines,” in *The 7th International Conference on*

*Power Electronics: October 22-26, 2007, EXCO, Daegu, Korea*, Daegu, South Korea, 2008, pp. 1133–1138.
[38] A. Reznik, M. G. Simoes, A. Al-Durra, and S. M. Muyeen, "LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid-Interconnected Systems," *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 50, no. 2, pp. 1225–1232, 2014.
[39] R. N. Beres, X. Wang, F. Blaabjerg, M. Liserre, and C. L. Bak, "Optimal Design of High-Order Passive-Damped Filters for Grid-Connected Applications," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 31, no. 3, pp. 2083–2098, 2016.
[40] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodriguez, *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. Piscataway N.J., Chichester West Sussex, Hoboken N.J.: IEEE; Wiley, 2011.
[41] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Design and Control of an LCL-Filter-Based Three-Phase Active Rectifier," *IEEE Trans. on Ind. Applicat.*, vol. 41, no. 5, pp. 1281–1291, 2005.
[42] D. Jovcic and K. Ahmed, *High-Voltage Direct-Current Transmission*. Chichester, UK: John Wiley & Sons, Ltd, 2015.
[43] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse width modulation for power converters: Principles and practice*. Hoboken, N.J., Great Britain: John Wiley, 2003.
[44] Αντώνης Θ. Αλεξανδρίδης, *Τεχνολογίες Ελέγχου στα Αιολικά Συστήματα*: Εκδόσεις Πανεπιστημίου Πατρών.
[45] G.-C. Hsieh and J. C. Hung, "Phase-locked loop techniques. A survey," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 43, no. 6, pp. 609–615, 1996.
[46] *IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems*, IEEE Std 1547-2003, 2003.
[47] Ρυθμιστική Αρχή Ενέργειας, *Κώδικας Διαχείρισης Ηλεκτρικών Συστημάτων Μη Διασυνδεδεμένων Νησιών*.
[48] Ρυθμιστική Αρχή Ενέργειας, *Κώδικας Διαχείρισης του Ελληνικού Συστήματος Μεταφοράς Ηλεκτρικής Ενέργειας*.
[49] The MathWorks Inc., *Simulink User's Guide: R2015a*, 2015.
[50] B. Bahrani, S. Kenzelmann, and A. Rufer, "Multivariable-PI-Based dq Current Control of Voltage Source Converters With Superior Axis Decoupling Capability," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 7, pp. 3016–3026, 2011.
[51] Νικόλαος Α. Βοβός, Γαβριήλ Β. Γιαννακόπουλος, *Ανάλυση συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας*: Ζήτη, 2008.
[52] Δ.Τσανάκας, *Ειδικά Κεφάλαια Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας*: Εκδόσεις Πανεπιστημίου Πατρών.
[53] I. Kasikci, *Short Circuits in Power Systems: A Practical Guide to IEC 60909*, 2nd ed. Newark: John Wiley & Sons Incorporated, 2017.
[54] ΔΕΗ, *Ηλεκτρικά Χαρακτηριστικά Καλωδίων*.
[55] Πέτρος Ντοκόπουλος, *Ηλεκτρικές εγκαταστάσεις καταναλωτών: Σύμφωνα με το νέο κανονισμό ΕΛΟΤ HD 384*: Ζήτη, 2005.

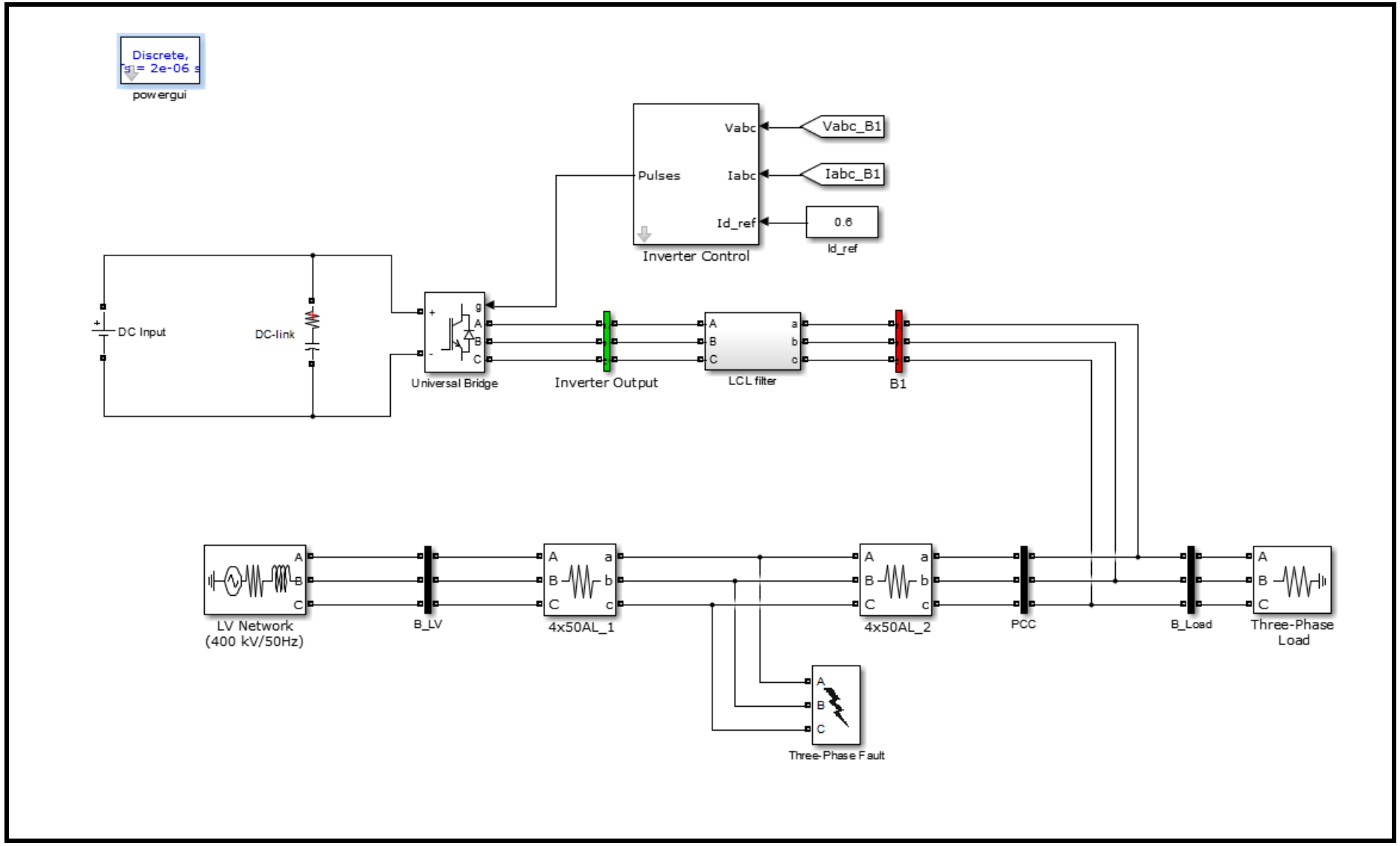
# ΠΑΡΑΡΤΗΜΑΤΑ

# A Μοντέλα προσομοίωσης στο περιβάλλον MATLAB/Simulink

## A.1 Μοντέλο προσομοίωσης για τη μελέτη των συστημάτων προστασίας του αντιστροφέα



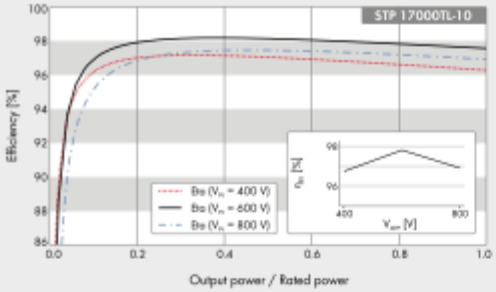
## A.2 Μοντέλο προσομοίωσης για τη μελέτη βραχυκυκλωμάτων



# B. Τεχνικά φυλλάδια

## B.1 Τεχνικό φυλλάδιο αντιστροφέων της εταιρίας SMA (Sunny Tripower 15000TL / 17000TL)

### Efficiency Curve




### Accessory

● Standard features O Optional features–Not available
Data at nominal conditions
Status: March 2015

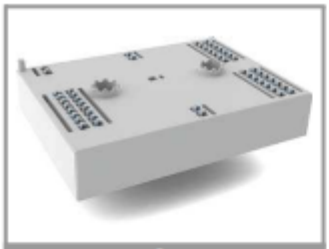
| Technical Data | Sunny Tripower 15000TL | Sunny Tripower 17000TL |
|---|---|---|
| **Input (DC)** | | |
| Max. DC power (@ cos φ = 1) / DC rated power | 15,340 W / 15,340 W | 17,410 W / 17,410 W |
| Max. input voltage | 1,000 V | 1,000 V |
| MPP Voltage range / rated input voltage | 360 V to 800 V/600 V | 400 V to 800 V/600 V |
| Min. input voltage / initial input voltage | 150 V / 188 V | |
| Max. input current input A / input B | 33 A / 11 A | |
| Max. input current per string input A1 / input B1 | 40 A / 12.5 A | |
| Max. DC short-circuit current input A / input B | 50 A / 17 A | |
| Number of independent MPP inputs/strings per MPP input | 2 / A:5; B:1 | |
| **Output (AC)** | | |
| Rated power (at 230 V, 50 Hz) | 15,000 W | 17,000 W |
| Max. AC apparent power | 15,000 VA | 17,000 VA |
| Nominal AC voltage | 3 / N / PE; 220 / 380 V<br>3 / N / PE; 230 / 400 V<br>3 / N / PE; 240 / 415 V | |
| AC voltage range | 160 V - 280 V | |
| AC power frequency / range | 50 Hz / 44 Hz ... 55 Hz<br>60 Hz / 54 Hz ... 65 Hz | |
| Rated power frequency/rated grid voltage | 50 Hz / 230 V | |
| Max. output current / Rated output current | 24 A / 24 A | 24.6 A / 24.6 A |
| Power factor at rated power / Adjustable displacement power factor | 1 / 0 lagging to 0 leading | |
| THD | ≤ 3 % | ≤ 2,6 % |
| Feed-in phases/connection phases | 3 / 3 | 3 / 3 |
| **Efficiency** | | |
| Max. efficiency / European efficiency | 98.2 % / 97.8 % | 98.2 % / 97.8 % |
| **Protective devices** | | |
| Input-side disconnection point | ● | |
| Ground fault monitoring / grid monitoring | ● / ● | |
| DC surge arrester SPD type III / SPD type II | ● / O | |
| DC reverse polarity protection / AC short-circuit current capability / galvanically isolated | ● / ● / – | |
| All-pole sensitive residual-current monitoring unit / Electronic string current monitoring | ● / ● | |
| Protection class (as per IEC 62109-1) / overvoltage category (as per IEC 62109-1) | I / AC: III; DC: II | |
| **General Data** | | |
| Dimensions (W / H / D) | 665 / 690 / 265 mm (26.2 / 27.2 / 10.4 inches) | |
| Weight | 59 kg (130.07 lb) | |
| Operating temperature range | -25 °C to +60 °C (-13 °F to +140 °F) | |
| Noise emission, typical | 51 dB(A) | |
| Self-consumption (at night) | 1 W | |
| Topology / cooling concept | Transformerless / OptiCool | |
| Degree of protection (as per IEC 60529) | IP65 | |
| Climatic category (according to IEC 60721-3-4) | 4K4H | |
| Max. permissible value for relative humidity (non-condensing) | 100 % | |
| **Features / function** | | |
| DC connection / AC connection | SUNCLIX / spring-cage terminal | SUNCLIX / spring-cage terminal |
| Display | Graphic | Graphic |
| Interface: RS485, Bluetooth®, Speedwire / Webconnect | O / ● / O | |
| Data interface: SMA Modbus / SunSpec Modbus | O / O | |
| Multifunction relay / Power Control Module | O / O | |
| OptiTrack Global Peak/Integrated Plant Control/Q on Demand 24/7 | ● / ● / ● | |
| Off-Grid capable/SMA Fuel Save Controller compatible | ● / ● | |
| Warranty: 5/10/15/20/25 years | ● / O / O / O / O | |
| Certificates and approvals (others available upon request) | AS 4777, BDEW 2008, C10/11:2012, CE, CEI 0-16, CEI 0-21, EN 50438*, G59/3, IEC 60068-2, IEC 61727, MEA 2013, PEA 2013*, IEC 62109-1/2, NEN EN 50438, PPC, PPDS, RD 1699, RD 661/2007, SI4777, UTE C15-712-1, VDE 0126-1-1, VDE-AR-N 4105, VFR 2013, VFR 2014 | |
| Type designation | STP 15000TL-10 | STP 17000TL-10 |

* To be observed in the event of short-circuit of the string fuse.
* Does not apply to all national appendices of EN 50438
* Only applies for STP 17000TL-10

**www.SMA-Solar.com** **SMA Solar Technology**

## B.2 Τεχνικό φυλλάδιο συσκευής SKiiP 38GB17E4V1

# SKiiP 38GB17E4V1



MiniSKiiP® 3 Dual

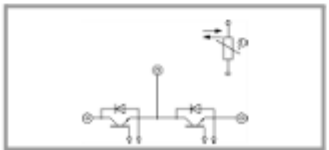
**SKiiP 38GB17E4V1**

### Features

- Trench IGBTs
- Robust and soft freewheeling diodes in CAL technology
- Highly reliable spring contacts for electrical connections
- UL recognised: File no. E63532
- NTC T-Sensor

### Remarks

- Max. case temperature limited to $T_C$=125°C
- Product reliability results valid for $T_j$≤150°C (recommended $T_{j,op}$=-40...+150°C)

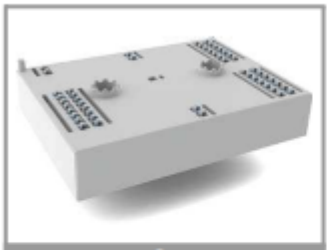


GB

| Absolute Maximum Ratings | | | | |
|---|---|---|---|---|
| **Symbol** | **Conditions** | | **Values** | **Unit** |
| **Inverter - IGBT** | | | | |
| $V_{CES}$ | $T_j$ = 25 °C | | 1700 | V |
| $I_C$ | $T_j$ = 175 °C | $T_s$ = 25 °C | 341 | A |
| | | $T_s$ = 70 °C | 277 | A |
| $I_{Cnom}$ | | | 300 | A |
| $I_{CRM}$ | $I_{CRM}$ = 3 x $I_{Cnom}$ | | 900 | A |
| $V_{GES}$ | | | -20 ... 20 | V |
| $t_{psc}$ | $V_{CC}$ = 1000 V<br>$V_{GE}$ ≤ 15 V<br>$V_{CES}$ ≤ 1700 V | $T_j$ = 150 °C | 10 | µs |
| $T_j$ | | | -40 ... 175 | °C |
| **Inverse - Diode** | | | | |
| $I_F$ | $T_j$ = 175 °C | $T_s$ = 25 °C | 267 | A |
| | | $T_s$ = 70 °C | 209 | A |
| $I_{Fnom}$ | | | 300 | A |
| $I_{FRM}$ | $I_{FRM}$ = 2 x $I_{Fnom}$ | | 600 | A |
| $I_{FSM}$ | 10 ms, sin 180°, $T_j$ = 150 °C | | 1566 | A |
| $T_j$ | | | -40 ... 175 | °C |
| **Module** | | | | |
| $I_{t(RMS)}$ | $T_{terminal}$ = 80 °C, 20 A per spring | | 280 | A |
| $T_{stg}$ | | | -40 ... 125 | °C |
| $V_{isol}$ | AC sinus 50 Hz, t = 1 min | | 2500 | V |

| Characteristics | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| **Symbol** | **Conditions** | | **min.** | **typ.** | **max.** | **Unit** |
| **Inverter - IGBT** | | | | | | |
| $V_{CE(sat)}$ | $I_C$ = 300 A<br>$V_{GE}$ = 15 V<br>chiplevel | $T_j$ = 25 °C | | 1.90 | 2.20 | V |
| | | $T_j$ = 150 °C | | 2.30 | 2.60 | V |
| $V_{CE0}$ | chiplevel | $T_j$ = 25 °C | | 0.8 | 0.9 | V |
| | | $T_j$ = 150 °C | | 0.7 | 0.8 | V |
| $r_{CE}$ | $V_{GE}$ = 15 V<br>chiplevel | $T_j$ = 25 °C | | 3.7 | 4.3 | mΩ |
| | | $T_j$ = 150 °C | | 5.3 | 6 | mΩ |
| $V_{GE(th)}$ | $V_{GE}$ = $V_{CE}$, $I_C$ = 12 mA | | 5.2 | 5.8 | 6.4 | V |
| $I_{CES}$ | $V_{GE}$ = 0 V<br>$V_{CE}$ = 1700 V | $T_j$ = 25 °C | | 0.1 | 0.3 | mA |
| | | | | | | mA |
| $C_{ies}$ | $V_{CE}$ = 25 V<br>$V_{GE}$ = 0 V | f = 1 MHz | | 27.20 | | nF |
| $C_{oes}$ | | f = 1 MHz | | 1.06 | | nF |
| $C_{res}$ | | f = 1 MHz | | 0.88 | | nF |
| $Q_G$ | - 8 V...+ 15 V | | | 2400 | | nC |
| $R_{Gint}$ | $T_j$ = 25 °C | | | 2.1 | | Ω |
| $t_{d(on)}$ | $V_{CC}$ = 900 V<br>$I_C$ = 300 A<br>$R_{G\,on}$ = 2 Ω<br>$R_{G\,off}$ = 2 Ω<br>$di/dt_{on}$ = 7900 A/µs<br>$di/dt_{off}$ = 2025 A/µs<br>du/dt = 5084 V/µs<br>$V_{GE}$ = +15/-15 V<br>$L_s$ = 25 nH | | | 216 | | ns |
| $t_r$ | | | | 52 | | ns |
| $E_{on}$ | | | | 47 | | mJ |
| $t_{d(off)}$ | | | | 697 | | ns |
| $t_f$ | | | | 167 | | ns |
| $E_{off}$ | | | | 102 | | mJ |
| $R_{th(j-s)}$ | per IGBT, $\lambda_{paste}$=0.8 W/K*m | | | 0.15 | | K/W |

# SKiiP 38GB17E4V1



MiniSKiiP® 3 Dual

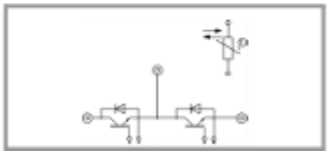
**SKiiP 38GB17E4V1**

### Features

- Trench IGBTs
- Robust and soft freewheeling diodes in CAL technology
- Highly reliable spring contacts for electrical connections
- UL recognised: File no. E63532
- NTC T-Sensor

### Remarks

- Max. case temperature limited to $T_C$=125°C
- Product reliability results valid for $T_j$≤150°C (recommended $T_{j,op}$=-40...+150°C)



GB

| Characteristics | | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|
| **Symbol** | **Conditions** | | **min.** | **typ.** | **max.** | **Unit** |
| **Inverse - Diode** | | | | | | |
| $V_F = V_{EC}$ | $I_F$ = 300 A<br>$V_{GE}$ = 0 V<br>chiplevel | $T_j$ = 25 °C | | 2 | 2.4 | V |
| | | $T_j$ = 150 °C | | 2.2 | 2.6 | V |
| $V_{F0}$ | chiplevel | $T_j$ = 25 °C | | 1.3 | 1.6 | V |
| | | $T_j$ = 150 °C | | 1.1 | 1.2 | V |
| $r_F$ | chiplevel | $T_j$ = 25 °C | | 2.3 | 2.8 | mΩ |
| | | $T_j$ = 150 °C | | 3.6 | 4.5 | mΩ |
| $I_{RRM}$ | $I_F$ = 300 A<br>$di/dt_{off}$ = 8569 A/µs<br>$V_{GE}$ = -15 V<br>$V_{CC}$ = 900 V | | | 517 | | A |
| $Q_{rr}$ | | | | 100 | | µC |
| $E_{rr}$ | | | | 69 | | mJ |
| $R_{th(j-s)}$ | per Diode, $\lambda_{paste}$=0.8 W/K*m | | | 0.24 | | K/W |
| **Module** | | | | | | |
| $L_{CE}$ | | | | 15 | | nH |
| $M_s$ | to heat sink | | 2 | | 2.5 | Nm |
| w | | | | 76 | | g |
| **Temperature Sensor** | | | | | | |
| $R_{100}$ | $T_c$=100°C ($R_{25}$=5 kΩ) | | | 493 ± 5% | | Ω |
| $B_{25/85}$ | $R_{(T)}=R_{25}*\exp[B_{25/85}*(1/T-1/298)]$, [T]=K | | | 3420 | | K |

 © by SEMIKRON

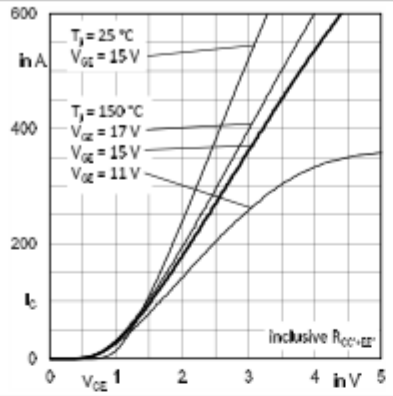



Fig. 1: Typ. output characteristic, inclusive $R_{CC'+EE'}$

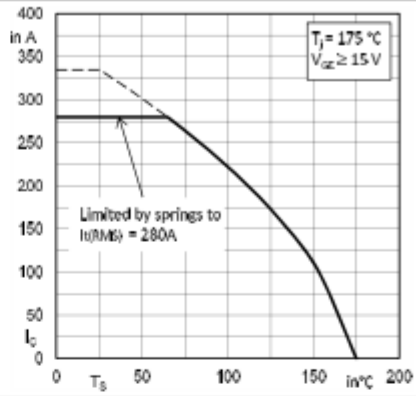



Fig. 2: Rated current vs. temperature $I_C = f(T_S)$

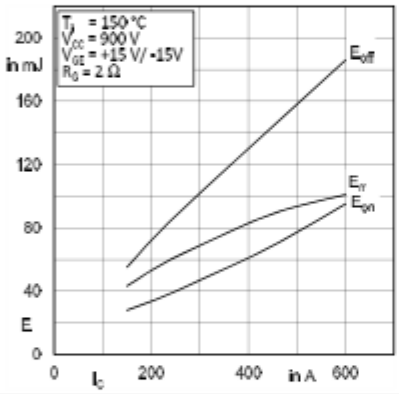



Fig. 3: Typ. turn-on /-off energy = f ($I_C$)

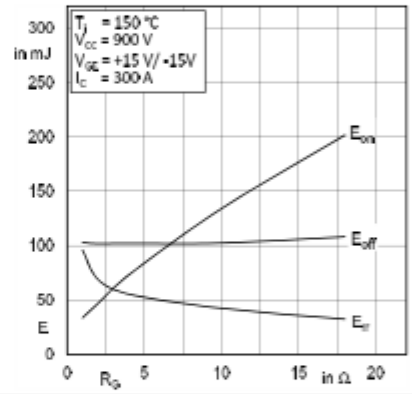



Fig. 4: Typ. turn-on /-off energy = f ($R_G$)

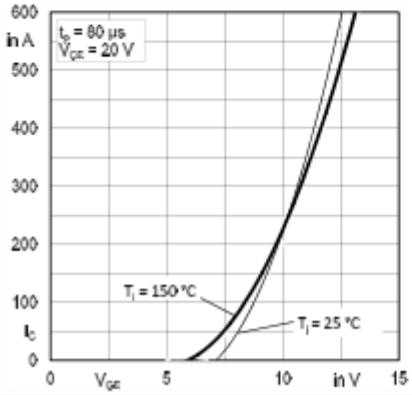



Fig. 5: Typ. transfer characteristic

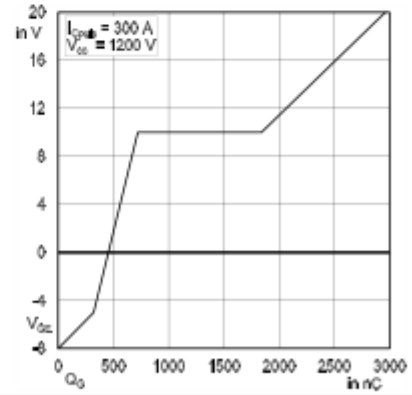



Fig. 6: Typ. gate charge characteristic

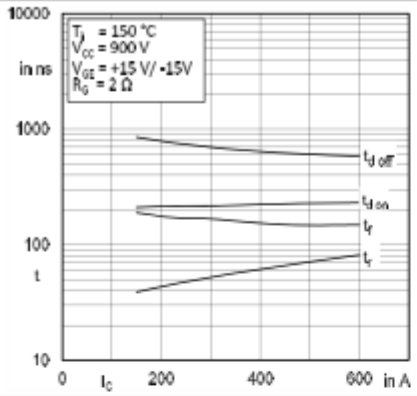



Fig. 7: Typ. switching times vs. $I_C$

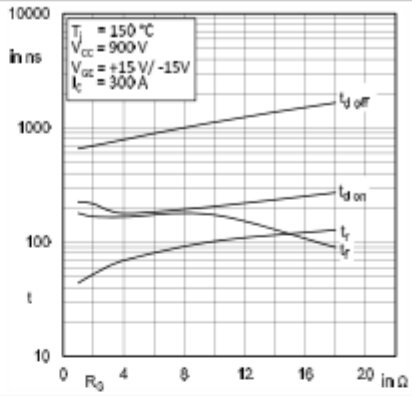



Fig. 8: Typ. switching times vs. gate resistor $R_G$

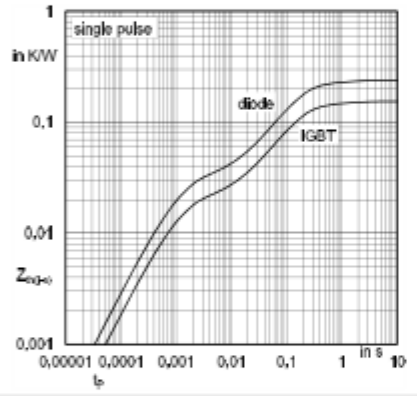



Fig. 9: Transient thermal impedance of IGBT and Diode

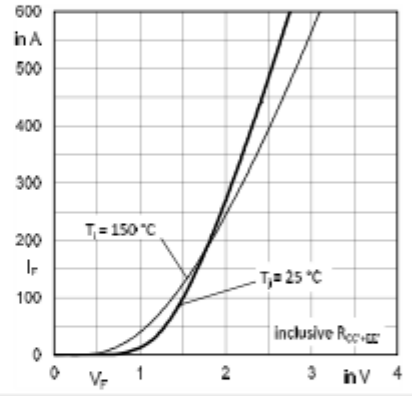



Fig. 10: CAL diode forward characteristic

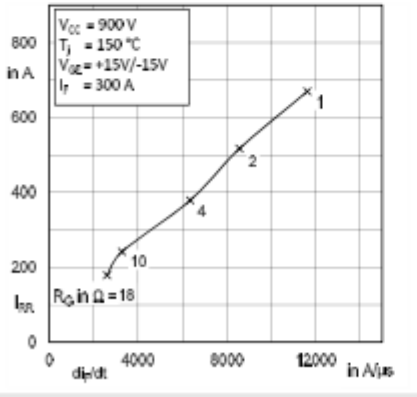



Fig. 11: Typ. CAL diode peak reverse recovery current

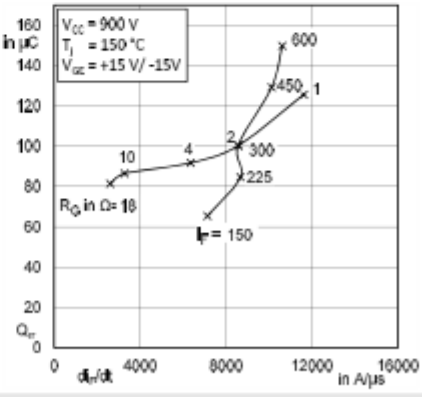
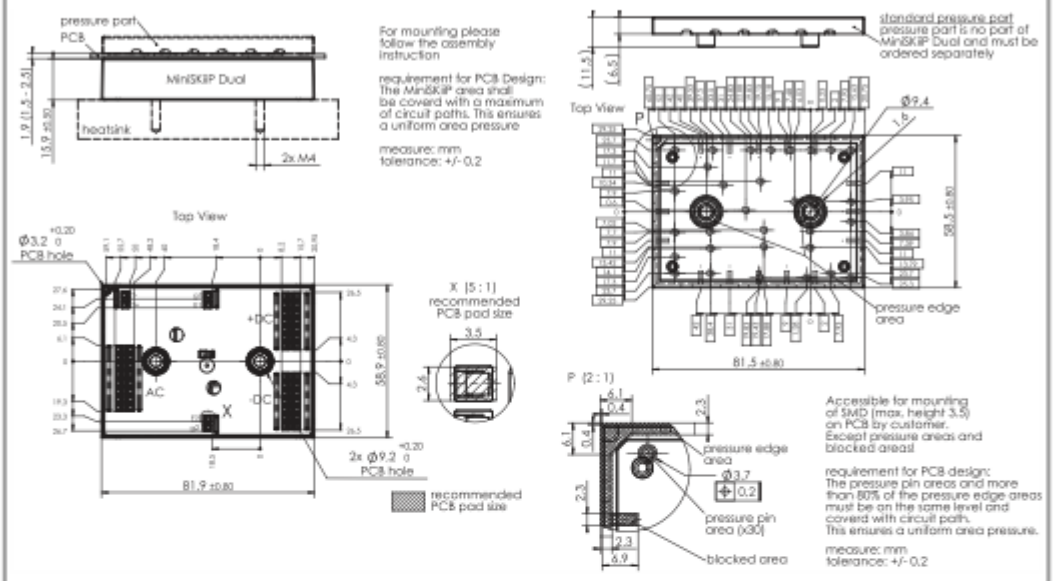
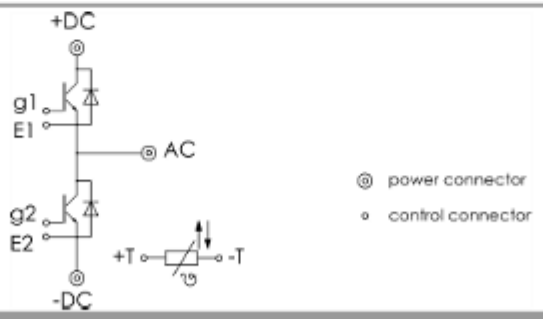



Fig. 12: Typ. CAL diode recovery charge

 © by SEMIKRON




pinout, dimensions




pinout

This is an electrostatic discharge sensitive device (ESDS), international standard IEC 60747-1, Chapter IX

* The specifications of our components may not be considered as an assurance of component characteristics. Components have to be tested for the respective application. Adjustments may be necessary. The use of SEMIKRON products in life support appliances and systems is subject to prior specification and written approval by SEMIKRON. We therefore strongly recommend prior consultation of our staff.

## B.3 Τεχνικό φυλλάδιο πυκνωτών πλαστικής ταινίας της εταιρίας Elektronikon

Product Selector Guide

IXYS UK WESTCODE

# High Density DC Film Capacitors

September 2013 Issue 1

## CURRENT AND CAPACITANCE AS YOU NEED IT

The IXYS UK E50 PK16 range of capacitors can be used for the assembly of low inductance DC buffer circuits and DC filters; with its high energy density it can replace banks of series-connected electrolytic capacitors as well as large film capacitors in rectangular cases.
The capacitance in a DC buffer circuit must be sufficiently sized to both handle and smooth the occurring ripple currents. The traditional use of series/parallel-connected electrolytic capacitors offered large capacitance at seemingly low cost, however the low cost per microfarad is countered by the very low current strength, the high sensitivity to voltage and current surges, as well as high risk of failures in the field, resulting in high maintenance costs.

Our advanced know-how in special capacitor film coating and many years of practical experience in designing and manufacturing capacitors have allowed us to create our PK16 range with high capacitance density. With fivefold the current strength of conventional electrolytic capacitors, it is not necessary to reproduce the same capacitance in film technology.

While the capacitors of our PK16 XI range are optimised for your lean DC link with maximum available current and best possible cooling, the PK16 CLASSIC (XC) range offers another extra in capacitance where strong current capability is to be combined with perfect smoothing.
Thanks to its compact cylindrical aluminium (NT/NZ) or plastic (N4) can design this capacitor is ideal for both the electrical and mechanical requirements of high-speed IGBT converters.

### Applications

**For use with:**

- Low inductance DC buffers
- DC filters
- High-speed converters

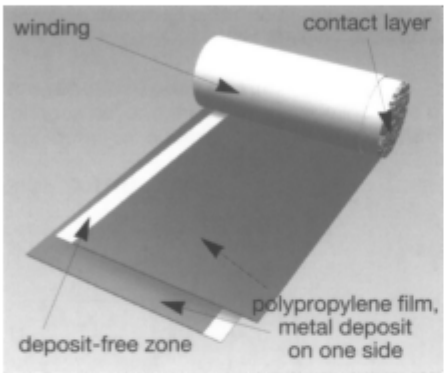
### Features and Benefits

- Superior voltage and current strength
- Dramatic increase in operational life
- Drastic reduction of failures
- Minimal power dissipation losses
- Reduced self-inductance and series resistance
- More exact manufacturing tolerances
- Elimination of sharing resistors

www.ixysuk.com www.ixys.com

While the capacitors of our PK16 XI range are optimised for your lean DC link with maximum available current and best possible cooling, the PK16 CLASSIC (XC) range offers another extra in capacitance where strong current capability is to be combined with perfect smoothing.
Thanks to its compact cylindrical aluminium (NT/NZ) or plastic (N4) can design this capacitor is ideal for both the electrical and mechanical requirements of high-speed IGBT converters.

Its robust terminals and the robust fixing stud allow for very simple and reliable mounting that unites lowest inductance and highest current strength. The particularly large clearance and creepage distances make this design suitable for a wide range of operating voltages. As a result, existing standard converter concepts can easily be adapted to new application without having to change the principal construction and to re-approve the entire system.




**Nomenclature**

All parts are numbered using the following system

Example – E50.L11-474N4W

E50 – Capacitor type
L – Diameter (See table below)
11 – length ÷ 10
474 – Capacitance to nearest 10µF
N4 – mounting/termination arrangement
W – Fixed code

Diameter code table

| Code | Diameter (mm) | Code | Diameter (mm) |
|---|---|---|---|
| C | 30 | M | 75 |
| D | 35 | N | 85 |
| E | 40 | P | 95 |
| F | 45 | Q | 100 |
| G | 50 | R | 116 |
| H | 55 | S | 136 |
| K | 60 | T | 142 |
| L | 65 | U | 172 |

Capacitors in the PK16 series are made with self-healing dielectric. In the event of voltage breakdowns, caused by weak spots in the dielectric or high thermal/electrical load, the metal coating around the breakdown spot is vaporised within a few microseconds. As a result, the area around the breakdown spot is de-metallised, and the capacitor remains fully functional.

The release of energy during a regular self-healing breakdown, and the amount of gas generated in the process, are so small that even after thousands of such self-healing procedures there is no significant build-up of overpressure inside the capacitor.
The scenario of self-healing breakdown becomes less likely, or impossible, under high thermal or electrical overstress. The disintegration of the polypropylene dielectric may produce more or less amounts of gas accompanied by a build-up of internal pressure. Very frequent and large-scale occurrence of self-healing breakdowns (e.g. as a result of strong voltage overstrain) may cause a gradual rise of the internal pressure of capacitors with hermetically sealed cans as well.
For the sake of lowest available self-inductance and maximum mounting comfort, the capacitors of our PK16 range are not equipped with an integrated safety mechanism to disconnect them in the event of overload or failure. They should therefore not be operated beyond their rated values and should be allocated in a non-critical environment (non-inflammable materials) where build-up of pressure or even ignition of the polypropylene cannot cause consequential damage.

**High Density DC Film Capacitors**
**PK16 – Maximum current, large capacitance**
**600V$_{DC}$**

| | |
|---|---|
| Standards: | IEC 61071, optional IEC61881 |
| | UL 810 |
| Can: | Aluminium/Plastic (UL94:V0) |
| Mounting position: | Optional |
| Filling material: | Solid, based on vegetable oil, non-PCB |
| Internal protection: | None |
| Fire load: | 40MJ/kg |
| $C_n$ tolerance: | ±5% |
| Insulation strength $C \times R_{is}$: | 5000s |
| $\tan\delta_D$: | $2\times10^{-4}$ |
| Limit temperatures: | |
| $\Theta_{min}$: | -40°C |
| $\Theta_{max\ (HOTSPOT)}$ ø67-85: | +85°C |
| $\Theta_{max\ (HOTSPOT)}$ ø116: | +80°C |
| $\Theta_{max\ (HOTSPOT)}$ ø136: | +75°C |
| Storage Temperature: | -40°C - +85°C |
| Lifetime: | >200000hrs |
| Failure rate: | 50 FIT |

Reference Interval – 100000hrs, $\Theta_{(HOTSPOT)} \leq 70°C$

| Part number | Capacitance $C_n$ µF | Range | $R_s$ mΩ | $I_{max}$ A | $I_{pk}$ kA | $L_e$ nH | Diameter mm | Length mm |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| E50.L11-474N4W | 465 | PK16XC | 2.60 | 20 | 1.90 | 50 | 67 | 114 |
| E50.N11-784NTW | 780 | PK16XC | 1.60 | 30 | 3.70 | 60 | 85 | 110 |
| E50.N13-105NTW | 1000 | PK16XC | 1.80 | 35 | 3.70 | 55 | 85 | 136 |
| E50.N15-115NZW | 1080 | PK16XI | 1.00 | 60 | 7.40 | 40 | 85 | 155 |
| E50.N14-115NZW | 1100 | PK16XC | 1.90 | 35 | 3.70 | 40 | 85 | 146 |
| E50.N18-145NTW | 1430 | PK16XC | 2.30 | 35 | 3.70 | 60 | 85 | 181 |
| E50.N21-165NZW | 1650 | PK16XC | 1.30 | 60 | 7.40 | 60 | 85 | 210 |
| E50.N25-205NTW | 2000 | PK16XI | 1.40 | 60 | 7.40 | 60 | 85 | 252 |
| E50.R16-205NTW | 2000 | PK16XI | 0.51 | 80 | 13.70 | 40 | 116 | 165 |
| E50.R16-225NTW | 2245 | PK16XC | 1.10 | 40 | 6.70 | 40 | 116 | 165 |
| E50.R19-265NTW | 2595 | PK16XC | 1.30 | 40 | 6.70 | 50 | 116 | 190 |
| E50.R21-285NTW | 2830 | PK16XC | 0.66 | 60 | 13.40 | 50 | 116 | 215 |
| E50.N35-295NTW | 2860 | PK16XC | 1.80 | 60 | 7.40 | 100 | 85 | 348 |
| E50.R23-305NTW | 3000 | PK16XI | 0.53 | 100 | 21.00 | 50 | 116 | 230 |
| E50.R29-405NTW | 4000 | PK16XI | 0.58 | 100 | 28.00 | 70 | 116 | 295 |
| E50.R29-415NTW | 4140 | PK16XC | 0.83 | 60 | 13.40 | 70 | 116 | 295 |
| E50.R34-505NTW | 5000 | PK16XI | 0.72 | 100 | 20.00 | 70 | 116 | 345 |
| E50.R34-525NTW | 5190 | PK16XC | 0.96 | 60 | 13.40 | 70 | 116 | 345 |
| E50.S29-565NTW | 5600 | PK16XI | 0.55 | 120 | 30.00 | 70 | 136 | 295 |
| E50.S29-595NTW | 5900 | PK16XC | 0.73 | 60 | 19.20 | 70 | 136 | 295 |
| E50.S34-705NTW | 7000 | PK16XI | 0.66 | 120 | 29.00 | 70 | 136 | 345 |
| E50.S34-745NTW | 7400 | PK16XC | 0.84 | 60 | 19.20 | 70 | 136 | 345 |

**High Density DC Film Capacitors**

**PK16 – Maximum current, large capacitance**

**700$V_{DC}$**

| Part number | Capacitance $C_n$ µF | Range | $R_s$ mΩ | $I_{max}$ A | $I_{pk}$ kA | $L_e$ nH | Diameter mm | Length mm |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| E50.L11-354N4W | 350 | PK16XC | 3.00 | 20 | 1.50 | 50 | 67 | 114 |
| E50.N11-594NTW | 585 | PK16XC | 1.70 | 30 | 3.20 | 60 | 85 | 110 |
| E50.N13-754NTW | 750 | PK16XC | 2.00 | 35 | 3.20 | 55 | 85 | 136 |
| E50.N15-804NZW | 800 | PK16XI | 1.10 | 60 | 6.40 | 40 | 85 | 155 |
| E50.N14-834NZW | 825 | PK16XC | 2.10 | 35 | 3.30 | 40 | 85 | 146 |
| E50.N18-115NTW | 1075 | PK16XC | 2.50 | 35 | 3.20 | 60 | 85 | 181 |
| E50.N21-125NZW | 1170 | PK16XI | 1.30 | 60 | 6.50 | 60 | 85 | 210 |
| E50.R16-155NTW | 1460 | PK16XI | 0.54 | 80 | 11.70 | 40 | 116 | 165 |
| E50.N25-155NTW | 1500 | PK16XI | 1.50 | 60 | 6.40 | 60 | 85 | 252 |
| E50.R16-175NTW | 1680 | PK16XC | 1.20 | 40 | 5.90 | 40 | 116 | 165 |
| E50.R19-195NTW | 1945 | PK16XC | 1.40 | 40 | 5.90 | 50 | 116 | 190 |
| E50.R21-215NTW | 2120 | PK16XC | 0.69 | 60 | 11.70 | 50 | 116 | 215 |
| E50.N35-225NTW | 2150 | PK16XC | 1.80 | 60 | 6.50 | 100 | 85 | 348 |
| E50.R23-225NTW | 2190 | PK16XI | 0.55 | 100 | 17.60 | 50 | 116 | 230 |
| E50.R29-295NTW | 2920 | PK16XI | 0.59 | 100 | 23.40 | 70 | 116 | 295 |
| E50.R29-315NTW | 3100 | PK16XC | 0.87 | 60 | 11.70 | 70 | 116 | 295 |
| E50.R34-375NTW | 3700 | PK16XI | 0.79 | 100 | 18.00 | 70 | 116 | 345 |
| E50.R34-395NTW | 3890 | PK16XC | 1.00 | 60 | 11.80 | 70 | 116 | 345 |
| E50.S29-425NTW | 4200 | PK16XI | 0.61 | 120 | 30.00 | 70 | 136 | 295 |
| E50.S29-445NTW | 4420 | PK16XC | 0.76 | 60 | 16.70 | 70 | 136 | 295 |
| E50.S34-525NTW | 5200 | PK16XI | 0.68 | 120 | 25.00 | 70 | 136 | 345 |
| E50.S34-555NTW | 5540 | PK16XC | 0.88 | 60 | 16.70 | 70 | 136 | 345 |

**High Density DC Film Capacitors**

**PK16 – Maximum current, large capacitance**

**900$V_{DC}$**

| Part number | Capacitance $C_n$ µF | Range | $R_s$ mΩ | $I_{max}$ A | $I_{pk}$ kA | $L_e$ nH | Diameter mm | Length mm |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| E50.L11-274N4W | 270 | PK16XC | 3.20 | 20 | 1.50 | 50 | 67 | 114 |
| E50.N11-454NTW | 450 | PK16XC | 1.80 | 30 | 2.80 | 60 | 85 | 110 |
| E50.N13-584NTW | 580 | PK16XC | 2.10 | 35 | 3.00 | 55 | 85 | 136 |
| E50.N15-614NZW | 610 | PK16XI | 1.10 | 60 | 5.60 | 40 | 85 | 155 |
| E50.N14-634NZW | 630 | PK16XC | 2.30 | 35 | 2.80 | 40 | 85 | 146 |
| E50.N18-834NTW | 830 | PK16XC | 2.70 | 35 | 2.90 | 60 | 85 | 181 |
| E50.R16-115NTW | 1120 | PK16XI | 0.57 | 80 | 10.30 | 40 | 116 | 165 |
| E50.N25-125NTW | 1150 | PK16XI | 1.60 | 60 | 5.70 | 60 | 85 | 252 |
| E50.R16-135NTW | 1290 | PK16XC | 1.30 | 40 | 5.20 | 40 | 116 | 165 |
| E50.R19-155NTW | 1490 | PK16XC | 1.50 | 40 | 5.20 | 50 | 116 | 190 |
| E50.N35-175NTW | 1660 | PK16XC | 1.90 | 60 | 5.70 | 100 | 85 | 348 |
| E50.R23-175NTW | 1680 | PK16XI | 0.57 | 100 | 15.40 | 50 | 116 | 230 |
| E50.R29-225NTW | 2240 | PK16XI | 0.61 | 100 | 20.50 | 70 | 116 | 295 |
| E50.R29-245NTW | 2380 | PK16XC | 0.93 | 60 | 10.30 | 70 | 116 | 295 |
| E50.R34-285NTW | 2800 | PK16XI | 0.78 | 100 | 15.40 | 70 | 116 | 345 |
| E50.R34-305NTW | 2980 | PK16XC | 1.10 | 60 | 10.30 | 70 | 116 | 345 |
| E50.S29-325NTW | 3200 | PK16XI | 0.57 | 120 | 30.00 | 70 | 136 | 295 |
| E50.S29-345NTW | 3380 | PK16XC | 0.80 | 60 | 14.60 | 70 | 136 | 295 |
| E50.S34-405NTW | 4000 | PK16XI | 0.70 | 120 | 22.00 | 70 | 136 | 345 |
| E50.S34-425NTW | 4240 | PK16XC | 0.93 | 60 | 14.60 | 70 | 136 | 345 |

**High Density DC Film Capacitors**

**PK16 – Maximum current, large capacitance**

**1100$V_{DC}$**

| Part number | Capacitance $C_n$ µF | Range | $R_s$ mΩ | $I_{max}$ A | $I_{pk}$ kA | $L_e$ nH | Diameter mm | Length mm |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| E50.L11-204N4W | 195 | PK16XC | 3.20 | 20 | 1.50 | 50 | 67 | 114 |
| E50.N11-334NTW | 325 | PK16XC | 1.80 | 30 | 2.40 | 60 | 85 | 110 |
| E50.N13-424NTW | 420 | PK16XC | 2.00 | 40 | 2.50 | 40 | 85 | 136 |
| E50.N15-454NTW | 450 | PK16XI | 1.10 | 50 | 4.80 | 45 | 85 | 155 |
| E50.N14-464NZW | 455 | PK16XC | 2.30 | 40 | 2.40 | 40 | 85 | 146 |
| E50.N18-604NTW | 595 | PK16XC | 2.80 | 40 | 2.40 | 60 | 85 | 181 |
| E50.R16-804NTW | 800 | PK16XI | 0.61 | 80 | 8.60 | 40 | 116 | 165 |
| E50.N25-834NTW | 830 | PK16XI | 1.70 | 60 | 4.80 | 60 | 85 | 252 |
| E50.R16-934NTW | 930 | PK16XC | 1.30 | 40 | 4.40 | 40 | 116 | 165 |
| E50.R19-115NTW | 1075 | PK16XC | 1.50 | 40 | 4.40 | 50 | 116 | 190 |
| E50.R21-125NTW | 1170 | PK16XC | 0.74 | 60 | 8.70 | 50 | 116 | 215 |
| E50.N35-125NTW | 1190 | PK16XC | 2.00 | 60 | 4.80 | 100 | 85 | 348 |
| E50.R23-125NTW | 1200 | PK16XI | 0.60 | 100 | 13.00 | 50 | 116 | 230 |
| E50.R29-165NTW | 1600 | PK16XI | 0.63 | 100 | 17.20 | 70 | 116 | 295 |
| E50.R29-175NTW | 1700 | PK16XC | 0.94 | 60 | 8.60 | 70 | 116 | 295 |
| E50.R34-205NTW | 2000 | PK16XI | 0.82 | 100 | 12.90 | 70 | 116 | 345 |
| E50.R34-225NTW | 2150 | PK16XC | 1.10 | 60 | 8.70 | 70 | 116 | 345 |
| E50.S29-235NTW | 2300 | PK16XI | 0.59 | 120 | 24.80 | 70 | 136 | 295 |
| E50.S29-245NTW | 2440 | PK16XC | 0.80 | 60 | 12.40 | 70 | 136 | 295 |
| E50.S34-295NTW | 2900 | PK16XI | 0.73 | 120 | 18.70 | 70 | 136 | 345 |
| E50.S34-315NTW | 3060 | PK16XC | 0.93 | 60 | 12.40 | 70 | 136 | 345 |

**High Density DC Film Capacitors**

**PK16 – Maximum current, large capacitance**

**1300$V_{DC}$**

| Part number | Capacitance $C_n$ µF | Range | $R_s$ mΩ | $I_{max}$ A | $I_{pk}$ kA | $L_e$ nH | Diameter mm | Length mm |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| E50.L11-134N4W | 125 | PK16XC | 3.90 | 20 | 1.00 | 50 | 67 | 114 |
| E50.N11-224NTW | 215 | PK16XC | 1.80 | 30 | 2.00 | 60 | 85 | 110 |
| E50.N13-274NTW | 270 | PK16XC | 2.50 | 40 | 2.00 | 55 | 85 | 136 |
| E50.N14-304NZW | 300 | PK16XC | 2.60 | 40 | 2.00 | 40 | 85 | 146 |
| E50.N15-304NTW | 300 | PK16XI | 1.20 | 60 | 4.00 | 40 | 85 | 155 |
| E50.N18-394NTW | 390 | PK16XC | 3.20 | 40 | 2.00 | 60 | 85 | 181 |
| E50.R16-554NTW | 545 | PK16XI | 0.62 | 80 | 7.20 | 40 | 116 | 165 |
| E50.N25-564NTW | 560 | PK16XI | 1.80 | 60 | 4.00 | 60 | 85 | 252 |
| E50.R16-614NTW | 605 | PK16XC | 1.60 | 40 | 3.50 | 40 | 116 | 165 |
| E50.R19-704NTW | 700 | PK16XC | 1.80 | 40 | 3.50 | 50 | 116 | 190 |
| E50.R21-764NTW | 760 | PK16XC | 0.82 | 60 | 7.00 | 50 | 116 | 215 |
| E50.N35-784NTW | 780 | PK16XC | 2.30 | 60 | 3.90 | 100 | 85 | 348 |
| E50.R23-824NTW | 820 | PK16XI | 0.60 | 100 | 10.90 | 50 | 116 | 230 |
| E50.R29-115NTW | 1090 | PK16XI | 0.63 | 100 | 14.50 | 60 | 116 | 295 |
| E50.R29-115NT1W | 1120 | PK16XC | 1.00 | 60 | 7.00 | 70 | 116 | 295 |
| E50.R34-145NTW | 1370 | PK16XI | 0.83 | 100 | 10.90 | 70 | 116 | 345 |
| E50.R34-145NT1W | 1400 | PK16XC | 1.20 | 60 | 7.00 | 70 | 116 | 345 |
| E50.S29-165NTW | 1560 | PK16XI | 0.59 | 120 | 20.70 | 70 | 136 | 295 |
| E50.S29-165NT1W | 1600 | PK16XC | 0.88 | 60 | 10.00 | 70 | 136 | 295 |
| E50.S34-205NTW | 1950 | PK16XI | 0.74 | 120 | 15.50 | 70 | 136 | 345 |
| E50.S34-205NT1W | 2010 | PK16XC | 1.00 | 60 | 10.10 | 70 | 136 | 345 |