

ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ ΚΡΗΤΗΣ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ



Μεταπτυχιακός Φοιτητής

Σαριδάκης Στέφανος

Θέμα μεταπτυχιακής διατριβής
**Βελτιστοποίηση σχεδιασμού φωτοβολταϊκών μετατροπέων
DC/AC**

Τριμελής εξεταστική επιτροπή:

Ευτύχιος Κουτρούλης (Επιβλέπων, Επίκουρος Καθηγητής)

Κωνσταντίνος Καλαϊτζάκης (Καθηγητής)

Ματτίας Μπούχερ (Επίκουρος Καθηγητής)

Χανιά 2014

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Θα ήθελα να εκφράσω τις ευχαριστίες μου στον επιβλέποντα επίκουρο καθηγητή κ. Κουτρούλη Ευτύχιο για την καλή συνεργασία που είχαμε καθ' όλη τη διάρκεια εκπόνησης της παρούσας μεταπτυχιακής διατριβής, για τη δυνατότητα που μου έδωσε να ασχοληθώ με ένα τόσο επίκαιρο και ενδιαφέρον θέμα.

Επίσης ευχαριστώ τους γονείς μου που με στήριξαν όλα αυτά τα χρόνια των σπουδών μου και σε αυτούς που με βοήθησαν να φτάσω στο στόχο μου.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Τα τελευταία χρόνια το ποσοστό της ενέργειας που παράγεται από Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας αυξάνεται σημαντικά. Τα φωτοβολταϊκά συστήματα είναι αυτά με την πιο δυναμική και αξιόπιστη συμβολή στην παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας. Οι αντιστροφείς DC/AC χωρίς μετασχηματιστή αποτελούν το κύριο στοιχείο ενός φωτοβολταϊκού συστήματος στην ταχέως αναπτυσσόμενη αγορά των διασυνδεδεμένων φωτοβολταϊκών συστημάτων. Οι αντιστροφείς αυτοί μπορούν να σχεδιαστούν χρησιμοποιώντας διάφορες εναλλακτικές λύσεις που είναι διαθέσιμες, όπως είναι η τοπολογία του αντιστροφέα, η τεχνολογία κατασκευής των ημιαγωγών ισχύος και η δομή του φίλτρου εξόδου. Επίσης, οι ημιαγωγοί που βασίζονται στο καρβίδιο του πυριτίου (SiC) έχουν αρχίσει να χρησιμοποιούνται τα τελευταία χρόνια σε φωτοβολταϊκές εφαρμογές, έναντι των ημιαγωγών που βασίζονται στο πυρίτιο (Si), λόγω της ικανότητας τους να λειτουργούν αξιόπιστα σε υψηλά επίπεδα θερμοκρασίας και συχνότητας μεταγωγής, παρέχοντας ταυτόχρονα υψηλή απόδοση.

Σε αυτή την μεταπτυχιακή εργασία, παρουσιάζεται μια νέα τεχνική σχεδιασμού με χρήση γενετικού αλγορίθμου για τη βελτιστοποίηση της συχνότητας μεταγωγής και της δομής του φίλτρου εξόδου (είτε LCL ή LLCL) σε διάφορους εμπορικούς φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς, όπως οι H5, H6, NPC, ANPC και Conergy-NPC χωρίς την χρήση μετασχηματιστή και οι οποίοι ως υλικό κατασκευής των ημιαγωγών έχουν είτε το SiC, είτε το Si. Τα αποτελέσματα του σχεδιασμού αποδεικνύουν ότι οι βελτιστοποιημένοι φωτοβολταϊκοί αντιστροφείς που βασίζονται στην τεχνολογία SiC είναι πιο αποτελεσματικοί από την άποψη της παραγωγής ενέργειας από αυτούς που βασίζονται στο Si. Έτσι, η προτεινόμενη μεθοδολογία επιτρέπει τη βέλτιστη σχεδίαση για τη μεγιστοποίηση του οικονομικού οφέλους που προκύπτει κατά τη διάρκεια ζωής του εγκατεστημένου φωτοβολταϊκού συστήματος. Τέλος, για την εκτέλεση του αλγορίθμου χρησιμοποιήθηκε ο υπολογιστής πλέγματος του Πολυτεχνείου Κρήτης.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1	ΕΙΣΑΓΩΓΗ	7
1.1	Εισαγωγή	7
1.2	Στόχος της παρούσας εργασίας	8
1.3	Δημοσιεύσεις που προέκυψαν από αυτή την μεταπτυχιακή διατριβή	9
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2	ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΑ ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΚΑΙ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ	10
2.1	Εισαγωγή	10
2.1.1	Διασυνδεδεμένα φωτοβολταϊκά συστήματα	10
2.1.2	Αυτόνομα φωτοβολταϊκά συστήματα	11
2.1.3	Υβριδικά φωτοβολταϊκά συστήματα	12
2.2	Σύνδεση φωτοβολταϊκών συστημάτων με το ηλεκτρικό δίκτυο	13
2.2.1	Κεντρικοί αντιστροφεείς	13
2.2.2	Αντιστροφεείς στοιχειοσειράς	14
2.2.3	Αντιστροφεείς πολλαπλών στοιχειοσειρών	15
2.2.4	Ενσωματωμένες μονάδες αντιστροφών	16
2.3	Φωτοβολταϊκοί αντιστροφεείς	17
2.3.1	Αντιστροφεείς με βάση την ύπαρξη μετασχηματιστή απομόνωσης	17
2.3.2	Αντιστροφεείς με βάση τον αριθμό βαθμίδων	20
2.4	Παρασιτική χωρητικότητα φωτοβολταϊκών συστοιχιών	21
2.5	Ρεύμα διαρροής	21
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3	Η ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΗ ΜΕΘΟΔΟΛΟΓΙΑ ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ ΠΟΥ ΣΧΕΔΙΑΣΤΗΚΕ	23
3.1	Εισαγωγή	23
3.2	Δομή του μοντέλου βελτιστοποίησης που αναπτύχθηκε	25
3.2.1	Υπολογισμός του κόστους εγκατάστασης κατά την διαδικασία της βελτιστοποίησης	27
3.2.2	Υπολογισμός της ενέργειας που παράγεται κατά την διαδικασία	

βελτιστοποίησης.	28
3.3 Ο γενετικός αλγόριθμος που χρησιμοποιήθηκε στη Matlab.....	29

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 *ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΑΙ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΙΚΩΝ*

<i>ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ DC-AC</i>	35
4.1 Εισαγωγή	35
4.2 Η μονοπολική διαμόρφωση εύρους παλμών (SPWM).....	35
4.3 Υπολογισμός απωλειών ισχύος σε αντιστροφείς χρησιμοποιώντας.....	37
ημιαγωγούς Si.	37
4.3.1 Ανάλυση λειτουργίας του αντιστροφέα H5.....	39
4.3.2 Υπολογισμός απωλειών ισχύος για τον αντιστροφέα H5.....	43
4.3.2.1 Υπολογισμός απωλειών αγωγής για τον αντιστροφέα H5	43
4.3.2.2 Υπολογισμός απωλειών μεταγωγής για τον αντιστροφέα H5	44
4.3.3 Ανάλυση λειτουργίας του αντιστροφέα H6.....	46
4.3.4 Υπολογισμός απωλειών ισχύος για τον αντιστροφέα H6.....	49
4.3.4.1 Υπολογισμός απωλειών αγωγής για τον αντιστροφέα H6	49
4.3.4.2 Υπολογισμός απωλειών μεταγωγής για τον αντιστροφέα H6	50
4.3.5 Ανάλυση λειτουργίας του αντιστροφέα NPC.....	52
4.3.6 Υπολογισμός απωλειών ισχύος για τον αντιστροφέα NPC.....	55
4.3.6.1 Υπολογισμός απωλειών αγωγής για τον αντιστροφέα NPC.....	55
4.3.6.2 Υπολογισμός απωλειών μεταγωγής για τον αντιστροφέα NPC	57
4.3.7 Ανάλυση λειτουργίας του αντιστροφέα ANPC	58
4.3.8 Υπολογισμός απωλειών ισχύος για τον αντιστροφέα ANPC	61
4.3.8.1 Υπολογισμός απωλειών αγωγής για τον αντιστροφέα ANPC.....	61
4.3.8.2 Υπολογισμός απωλειών μεταγωγής για τον αντιστροφέα ANPC	63
4.3.9 Ανάλυση λειτουργίας του αντιστροφέα Conergy-NPC.....	64
4.3.10 Υπολογισμός απωλειών ισχύος για τον αντιστροφέα Conergy-NPC.....	67
4.3.10.1 Υπολογισμός απωλειών αγωγής για τον αντιστροφέα Conergy-NPC	67
4.3.10.2 Υπολογισμός απωλειών μεταγωγής για τον αντιστροφέα Conergy - NPC.....	68
4.4 Υπολογισμός απωλειών ισχύος σε αντιστροφείς χρησιμοποιώντας ημιαγωγούς τύπου SiC.....	69

4.4.1 Υπολογισμός απωλειών ισχύος για τον αντιστροφέα H5	71
4.4.2 Υπολογισμός απωλειών ισχύος για τον αντιστροφέα Conergy-NPC	73
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 <i>ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΑΙ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΠΑΘΗΤΙΚΩΝ ΦΙΛΤΡΩΝ</i>	
<i>ΕΞΟΔΟΥ</i>	75
5.1 Εισαγωγή	75
5.2 Ανάλυση παθητικών φίλτρων εξόδου	75
5.3 Μοντελοποίηση απωλειών ισχύος των παθητικών φίλτρων εξόδου	78
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6 <i>ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΤΗΣ ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΗΣ ΜΕΘΟΔΟΥ</i>	
<i>ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ</i>	81
6.1 Εισαγωγή	81
6.2 Αποτελέσματα για εμπορικά διαθέσιμα IGBT και διόδους πυριτίου	81
6.2.1 Αποτελέσματα βελτιστοποίησης για φίλτρο εξόδου τύπου LCL	82
6.2.2 Αποτελέσματα βελτιστοποίησης για φίλτρο εξόδου τύπου LLCL	86
6.3 Αποτελέσματα για εμπορικά διαθέσιμα JFETs και διόδους Schottky τύπου SiC	89
6.3.1 Αποτελέσματα βελτιστοποίησης για φίλτρο εξόδου LCL	90
6.3.2 Αποτελέσματα βελτιστοποίησης για φίλτρο εξόδου LLCL	94
6.3 Σύγκριση των αποτελεσμάτων βελτιστοποίησης για IGBTs και SiC-JFETs	98
καθώς και φίλτρα LCL και LLCL	98
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7 <i>ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ</i>	101
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	103

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

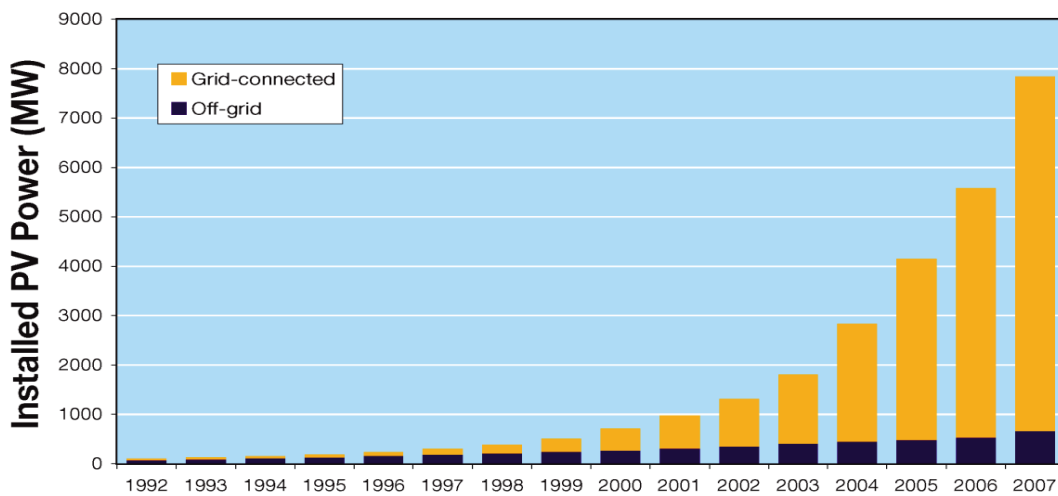
1.1 Εισαγωγή

Τα τελευταία χρόνια το ποσοστό της ενέργειας που παράγεται από Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας αυξάνεται σημαντικά. Τα φωτοβολταϊκά συστήματα είναι αυτά με την πιο δυναμική και αξιόπιστη συμβολή στην παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας. Αν και γίνονται σημαντικές ερευνητικές προσπάθειες, το κόστος παραγωγής και εγκατάστασης ενός φωτοβολταϊκού συστήματος παραμένει ακόμα πολύ υψηλό. Από την αρχή των ερευνητικών μελετών, όλη η προσπάθεια επικεντρώνεται στην βελτίωση της αποδοτικότητας με σκοπό την παραγωγή περισσότερης ενέργειας.

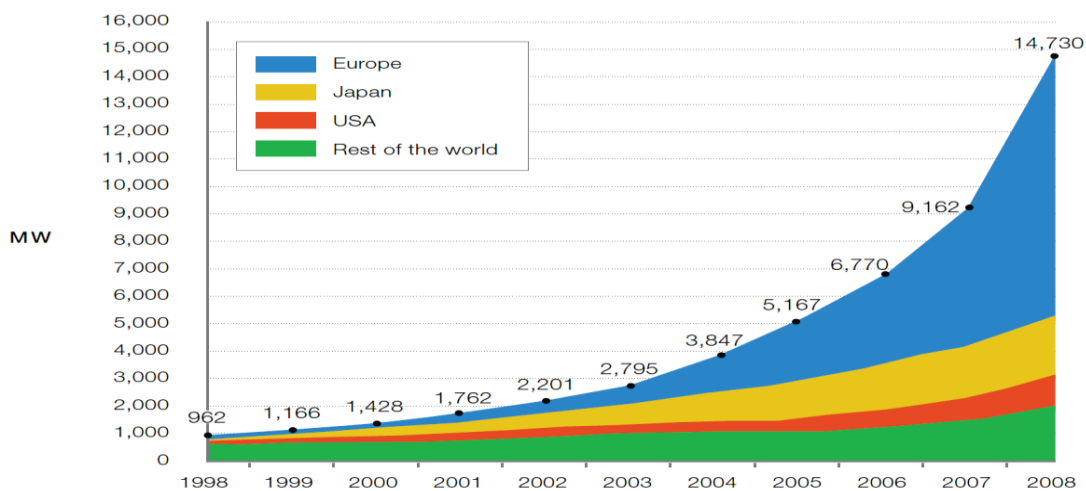
Η παραγωγή ενέργειας με τη χρήση των φωτοβολταϊκών συστημάτων θα μπορούσε να είναι μια λύση για την εξισορρόπηση των συνεχώς αυξανόμενων ενεργειακών αναγκών. Τα διασυνδεδεμένα φωτοβολταϊκά συστήματα είχαν μια τεράστια αύξηση της αγοράς κατά τα τελευταία 10 χρόνια.

Σύμφωνα με τις τελευταίες έρευνες, κατά τη διάρκεια του 2007 υπήρχαν συνολικά 2,25 GW εγκατεστημένης ισχύος από φωτοβολταϊκά συστήματα, εκ των οποίων η πλειοψηφία το 90 % έχουν εγκατασταθεί στη Γερμανία, την Ισπανία, τις ΗΠΑ και την Ιαπωνία. Στο τέλος του 2007 η συνολική εγκατεστημένη ισχύς φωτοβολταϊκών ανήλθε σε 7,9 GW εκ των οποίων το 92% περίπου ήταν συνδεδεμένα με το ηλεκτρικό δίκτυο. Στο Σχήμα 1.1 παρουσιάζεται η πορεία της εγκατεστημένης ισχύος από το 1992 έως το 2007, συμπεριλαμβάνοντας τα διασυνδεδεμένα και μη-διασυνδεδεμένα φωτοβολταϊκά συστήματα [1].

Στην Ευρώπη η αγορά της φωτοβολταϊκής ενέργειας έχει αυξηθεί πολύ κατά τα τελευταία χρόνια. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.2, στο τέλος του 2008, η εγκατεστημένη ισχύς των φωτοβολταϊκών συστημάτων ανήλθε στα 15 GW περίπου, από τα οποία το 65% αφορά την Ευρώπη. Από τα 15 GW της εγκατεστημένης ισχύος των φωτοβολταϊκών, τα 9 GW έχουν εγκατασταθεί στην Ευρώπη, ακολουθούμενη από την Ιαπωνία με 2,1 GW και τις ΗΠΑ με 1,2 GW. Στην Ευρώπη έχουμε μια αύξηση της αγοράς το 2008 σε Ισπανία που ήταν το 2,5 GW της εγκατάστασης και στην Γερμανία με 1,5 GW [2].



Σχήμα 1.1: Συνολική εγκατεστημένη ισχύς φωτοβολταϊκών μεταξύ 1992 και 2007 σύμφωνα με τον διεθνή οργανισμό ενέργειας [1].



Σχήμα 1.2: Ιστορική εξέλιξη της παγκόσμιας εγκατεστημένης ισχύος φωτοβολταϊκών συστημάτων ανά περιοχή [2].

1.2 Στόχος της παρούσας εργασίας

Σε αυτή την εργασία, ο στόχος είναι να παρουσιαστεί μια νέα τεχνική σχεδιασμού με χρήση γενετικού αλγορίθμου για τη βελτιστοποίηση της συχνότητας μεταγωγής και της δομής του φίλτρου εξόδου (είτε LCL ή LLCL) σε διάφορους εμπορικούς φωτοβολταϊκούς αντιστροφεείς, όπως οι H5, H6, NPC, ANPC και

Conergy-NPC χωρίς την χρήση μετασχηματιστή. Επίσης, ένα πολύ χρήσιμο στοιχείο είναι να συμπεριληφθούν και τα υλικά κατασκευής των ημιαγωγών που απαρτίζουν έναν αντιστροφέα και είναι τόσο το SiC, όσο και το Si.

Τα αποτελέσματα του σχεδιασμού αποδεικνύουν ότι οι βελτιστοποιημένοι αντιστροφείς H5, H6, NPC, ANPC και Conergy-NPC χωρίς μετασχηματιστή που βασίζονται στο SiC, είναι πιο αποτελεσματικοί από την άποψη της παραγωγής ενέργειας από τους βελτιστοποιημένους αντιστροφείς που βασίζονται στο Si και αυτό γιατί είναι ικανοί να λειτουργούν αποτελεσματικά σε υψηλότερες συχνότητες μεταγωγής, μειώνοντας έτσι το μέγεθος, το βάρος και το κόστος του φίλτρου εξόδου φωτοβολταϊκού αντιστροφέα.

1.3 Δημοσιεύσεις που προέκυψαν από αυτή την μεταπτυχιακή διατριβή

- [1] S. Saridakis, E. Koutroulis, and F. Blaabjerg, “Optimal design of modern transformerless PV inverter topologies,” *IEEE Transactions on Energy Conversion*, vol. 28, no. 2, pp. 394-404, June 2013.
- [2] S. Saridakis, E. Koutroulis, and F. Blaabjerg, “Optimization of SiC-based H5 and Conergy-NPC transformerless PV inverters,” *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, έχει γίνει δεκτή για δημοσίευση.
- [3] S. Saridakis, E. Koutroulis, and F. Blaabjerg, “Optimal design of NPC and Active-NPC transformerless PV inverters,” in *3rd IEEE International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pp. 106-113, 2012.
- [4] S. Saridakis, E. Koutroulis, and F. Blaabjerg, “Filter Optimization of Si and SiC semiconductor-based H5 and Conergy-NPC transformerless PV inverters,” in *15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, pp. 1-10, 2013.
- [5] S. Saridakis, E. Koutroulis, and F. Blaabjerg, “Optimization of SiC-based H5 and Conergy-NPC transformerless PV inverters,” in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 4732-4739, 2013.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΑ ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΪΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΚΑΙ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ

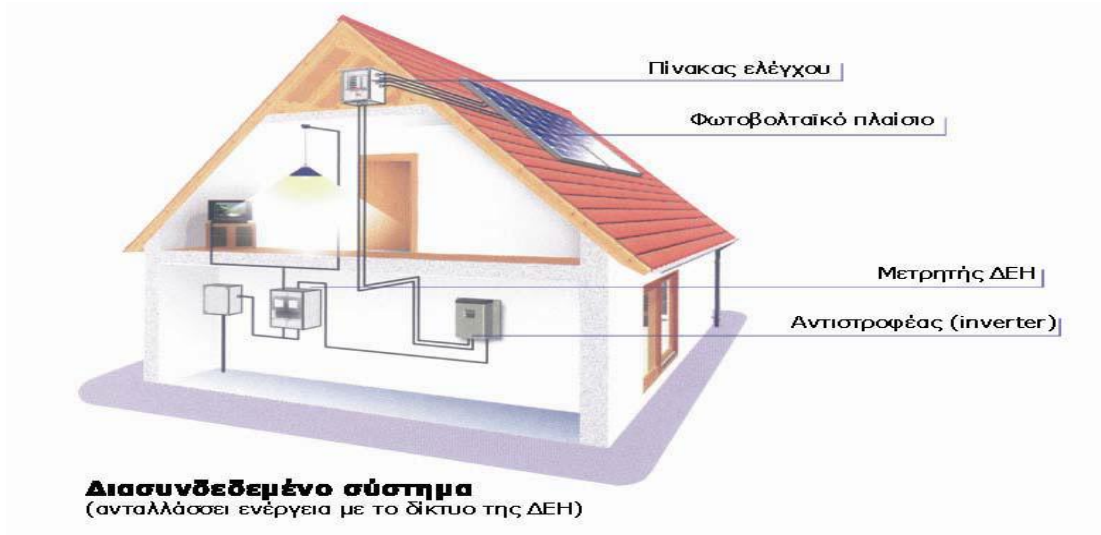
2.1 Εισαγωγή

Τα φωτοβολταϊκά συστήματα διαδραματίζουν σημαντικό ρόλο στην παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας, όπως αναφέρθηκε σε προηγούμενο κεφάλαιο. Έτσι λοιπόν, ανάλογα με την χρήση τους μπορούν να ταξινομηθούν σε τρεις μεγάλες κατηγορίες και είναι:

- Τα διασυνδεδεμένα φωτοβολταϊκά συστήματα
- Τα αυτόνομα φωτοβολταϊκά συστήματα
- Τα υβριδικά φωτοβολταϊκά συστήματα

2.1.1 Διασυνδεδεμένα φωτοβολταϊκά συστήματα [3]

Τα διασυνδεδεμένα φωτοβολταϊκά συστήματα παρέχουν ηλεκτρική ενέργεια σε κτίρια τα οποία είναι συνδεδεμένα και με το ηλεκτρικό δίκτυο της Δ.Ε.Η. Σε αυτήν την περίπτωση δεν απαιτείται η χρήση συσσωρευτών για την αποθήκευση της πλεονάζουσας ενέργειας, καθώς αυτή διοχετεύεται στο δίκτυο της Δ.Ε.Η., η οποία την αγοράζει έναντι μίας ορισμένης τιμής. Σε αντίθετη περίπτωση, δηλαδή όταν η παραγόμενη ηλεκτρική ενέργεια από το φωτοβολταϊκό σύστημα δεν επαρκεί, οι ανάγκες συμπληρώνονται από το δίκτυο. Έτσι, στην εγκατάσταση προστίθεται ένας διπλός μετρητής για την καταμέτρηση της εισερχόμενης και εξερχόμενης ενέργειας (Σχήμα 2.1).

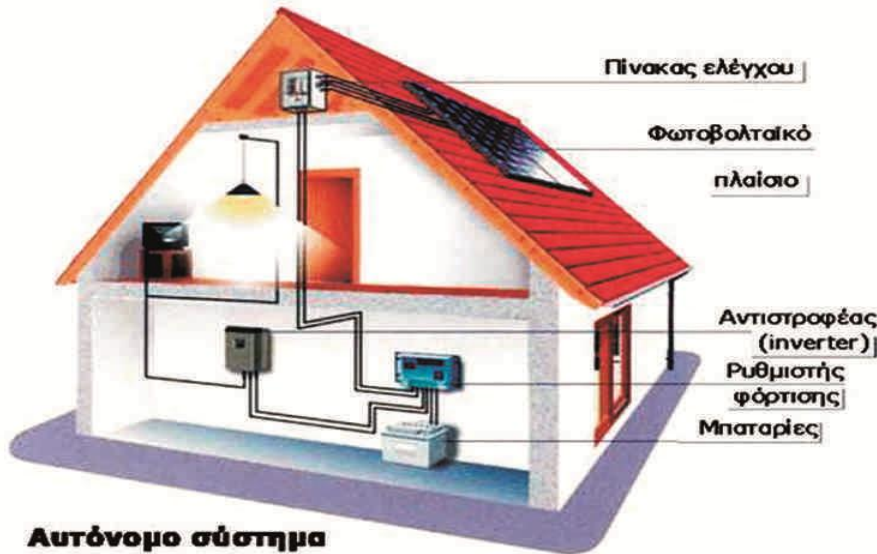


Σχήμα 2.1: Διασυνδεδεμένο φωτοβολταϊκό σύστημα με το δίκτυο χαμηλής τάσης της ΔΕΗ [3].

2.1.2 Αυτόνομα φωτοβολταϊκά συστήματα [3]

Ένα αυτόνομο φωτοβολταϊκό σύστημα τροφοδοτεί με ηλεκτρική ενέργεια ένα κτίριο, το οποίο δεν είναι συνδεδεμένο με το δίκτυο της Δ.Ε.Η. Οι επιμέρους διατάξεις ενός τέτοιου συστήματος είναι η συστοιχία συσσωρευτών που απαιτείται για την αποθήκευση της πλεονάζουσας ηλεκτρικής ενέργειας που παράγεται από τα φωτοβολταϊκά πλαίσια για μεταγενέστερη χρήση (την νύχτα ή όταν έχει συννεφιά κ.λ.π.), ο ρυθμιστής φόρτισης των συσσωρευτών που φροντίζει για την ομαλή εκφόρτισή τους και προστατεύει επίσης από υπερφόρτιση ή την εκφόρτισή τους. Ακόμη, λαμβάνεται μέριμνα για την ύπαρξη ενός αντιστροφέα, ο οποίος μετατρέπει την συνεχή τάση των συσσωρευτών σε εναλλασσόμενη με κατάλληλα χαρακτηριστικά ώστε να λειτουργούν οι συσκευές αλλά και να μειώνει τις απώλειες που προκύπτουν από την μεταφορά συνεχούς ρεύματος έναντι του εναλλασσόμενου. Τέλος, τοποθετείται ένας πίνακας ελέγχου, ο οποίος περιλαμβάνει όλες τις αναγκαίες διατάξεις μετρήσεων και ελέγχου για την παρακολούθηση και σωστή λειτουργία του συστήματος. Σε αυτά τα συστήματα είναι απαραίτητο να διαστασιολογείται σωστά το σύστημα έτσι ώστε να επιλέγεται η ακριβής χωρητικότητα των συσσωρευτών για την

συνολική κάλυψη των ενεργειακών αναγκών τις μέρες κατά τις οποίες η παραγόμενη ηλεκτρική ενέργεια δεν επαρκεί (Σχήμα 2.2).



Σχήμα 2.2: Αυτόνομο φωτοβολταϊκό σύστημα οικίας [3].

2.1.3 Υβριδικά φωτοβολταϊκά συστήματα [3]

Επειδή η περίπτωση του αυτόνομου φωτοβολταϊκού συστήματος οδηγεί στην επιλογή μεγάλου μεγέθους συσσωρευτών για την ασφαλή κάλυψη της ενεργειακής ζήτησης και δεδομένου ότι το κόστος αγοράς και το κόστος συντήρησης των συσσωρευτών είναι μεγάλο, συχνά επιλέγεται ο συνδυασμός του ανωτέρω συστήματος με την ύπαρξη ηλεκτροπαραγωγού ζεύγους ή την τοποθέτηση ανεμογεννήτριας, ως βοηθητικές πηγές παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας. Σε αυτήν την περίπτωση, το υπό διαστασιολόγηση φωτοβολταϊκό σύστημα είναι μικρότερο και λειτουργεί συμπληρωματικά με κάποιο από τα παραπάνω συστήματα όταν δεν επαρκεί η παρεχόμενη από αυτό ενέργεια. Σε αυτήν την περίπτωση προστίθεται μία ακόμη διάταξη, η διάταξη ανόρθωσης, η οποία μετατρέπει το εναλλασσόμενο ρεύμα που προέρχεται από την εξωτερική πηγή σε συνεχές ώστε να είναι κατάλληλο για την φόρτιση των συσσωρευτών. Τέλος, υπάρχει και ένας μετατροπέας συνεχούς

ρεύματος για την προσαρμογή των χαρακτηριστικών της συνεχούς τάσης των φωτοβολταϊκών ώστε να εξασφαλίζεται η ομαλή λειτουργία του υπόλοιπου κυκλώματος και να μεγιστοποιείται η ισχύς εξόδου τους.

2.2 Σύνδεση φωτοβολταϊκών συστημάτων με το ηλεκτρικό δίκτυο

Τα φωτοβολταϊκά συστήματα που συνδέονται με το δίκτυο χαμηλής τάσης διαδραματίζουν σημαντικό ρόλο στην διανεμημένη παραγωγή ενέργειας. Έτσι, λοιπόν θα πρέπει να λαμβάνεται υπόψη η μεγιστοποίηση της ενέργειας που διαχέεται στο δίκτυο. Επειδή τα τελευταία χρόνια έχουμε αύξηση των φωτοβολταϊκών εγκαταστάσεων, οι φωτοβολταϊκοί αντιστροφείς θα πρέπει να έχουν κάποια χαρακτηριστικά, όπως είναι το χαμηλό κόστος, η υψηλή αξιοπιστία, η υψηλή απόδοση, μικρό βάρος και μέγεθος [4-9].

Προκειμένου να επιτευχθούν τα παραπάνω, έχουν σχεδιαστεί διάφοροι συνδυασμοί φωτοβολταϊκών αντιστροφέων, ως εξής [10-11]:

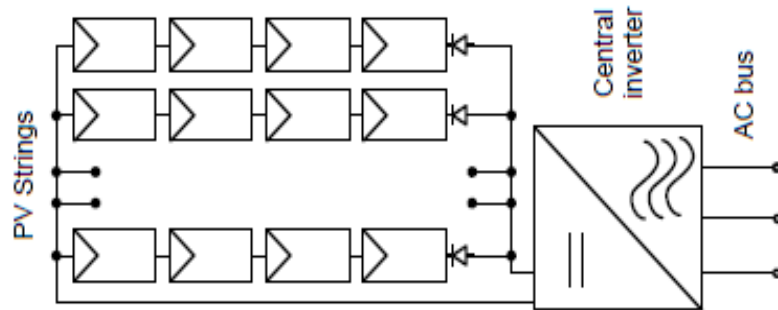
- Κεντρικοί αντιστροφείς
- Αντιστροφείς στοιχειοσειράς
- Αντιστροφείς πολλαπλών στοιχειοσειρών
- Ενσωματωμένες μονάδες αντιστροφέων

2.2.1 Κεντρικοί αντιστροφείς

Το χαρακτηριστικό γνώρισμα της τεχνολογίας αυτής (Σχήμα 2.3) είναι ότι χρησιμοποιεί μεγάλο αριθμό φωτοβολταϊκών πλασίων, τα οποία μέσω ενός κεντρικού αντιστροφέα συνδέονται στο δίκτυο χαμηλής τάσης. Τα φωτοβολταϊκά πλαίσια χωρίζονται σε παράλληλες ομάδες, ώστε να εξασφαλίζεται με αυτό τον τρόπο η επιθυμητή τιμή συνεχούς τάσης (Σ.Τ.), χωρίς να μεσολαβούν κάποιοι μετατροπείς ανύψωσης Σ.Τ. σε Σ.Τ. ή μετασχηματιστών.

Αν και έχουν κάποια πλεονεκτήματα, όπως η υψηλή τους απόδοση και το χαμηλό τους κόστος, υπάρχουν και κάποια μειονεκτήματα. Η ύπαρξη ενός μόνο ελεγκτή MPPT και σε συνδυασμό με κάποια ανομοιόμορφη σκίαση επιφέρει χαμηλή

παραγωγή ενέργειας. Σε περίπτωση που κάποια ομάδα πλαισίων σκιάζεται περισσότερο από τις άλλες, αυτό δημιουργεί χαμηλή τάση σε σχέση με τις υπόλοιπες, με αποτέλεσμα το ενδεχόμενο της καταστροφής του εξοπλισμού. Για να αποφευχθεί αυτό το ενδεχόμενο, τοποθετούνται δίοδοι προστασίας που όμως μειώνουν την αποδοτικότητα του συστήματος, λόγω των απωλειών τους. Επίσης, σε περίπτωση που ο αντιστροφέας υποστεί κάποια βλάβη, τότε όλο το σύστημα δεν θα είναι λειτουργικά αξιόπιστο.



Σχήμα 2.3: Δομή διάταξης κεντρικών αντιστροφών [12].

2.2.2 Αντιστροφείς στοιχειοσειράς

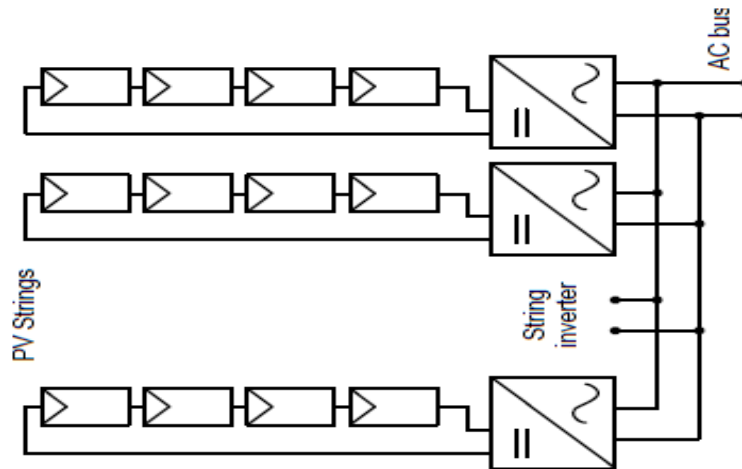
Οι αντιστροφείς στοιχειοσειράς (Σχήμα 2.4) εισήχθησαν στην ευρωπαϊκή αγορά το 1995. Σ' αυτήν την τεχνολογία τα φωτοβολταϊκά πλαίσια που συνδέονται σε σειρά σχηματίζουν μια ομάδα, όπου η κάθε ομάδα συνδέεται σε ξεχωριστό αντιστροφέα. Έτσι, λόγω του μικρού σχετικά αριθμού των φωτοβολταϊκών πλαισίων, η ηλεκτρική ισχύς που παρέχεται στο δίκτυο είναι της τάξης από 1.5-5 KW. Επίσης, λόγω της ύπαρξης μεγάλου αριθμού σε σειρά φωτοβολταϊκών πλαισίων η Σ.Τ στα άκρα της στοιχειοσειράς μπορεί να είναι υψηλή και να μην χρειάζεται έτσι κάποιος μετατροπέας ανύψωσης Σ.Τ σε Σ.Τ ή μετασχηματιστής. Σε αντίθετη περίπτωση, η χρήση ενός μετατροπέα ανύψωσης Σ.Τ σε Σ.Τ ή μετασχηματιστή επιβάλλεται.

Σε κάθε στοιχειοσειρά υπάρχει ένας ελεγκτής MPPT με αποτέλεσμα η εκμετάλλευση της παραγόμενης ενέργειας να είναι καλύτερη σε σχέση με την τεχνολογία της κεντριοποιημένης δομής. Σε περίπτωση σκίασης κάποιας

στοιχειοσειράς δεν δημιουργεί πρόβλημα στο συνολικό σύστημα, αλλά δεν θα πρέπει να αγνοείται και θα πρέπει να τοποθετείται πρόσθετος εξοπλισμός.

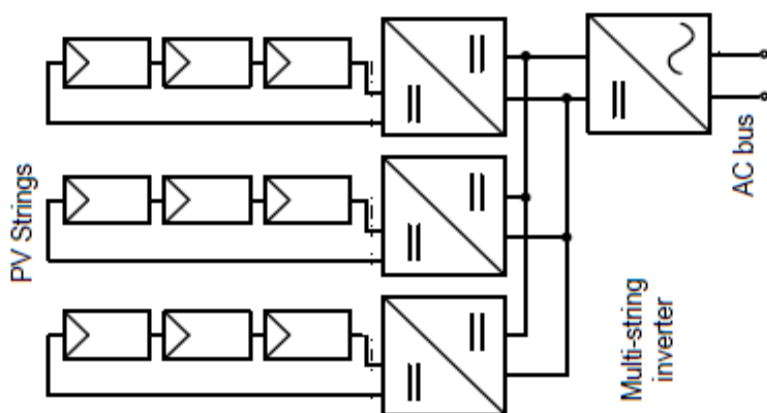
2.2.3 Αντιστροφείς πολλαπλών στοιχειοσειρών

Οι αντιστροφείς πολλαπλών στοιχειοσειρών εμφανιστήκαν πρόσφατα και συνδυάζουν τα πλεονεκτήματα των αντιστροφέων στοιχειοσειρών και των ενσωματωμένων μονάδων αντιστροφέων (Σχήμα 2.5). Χρησιμοποιούνται τόσο για την παραγωγή μεγάλων ποσοτήτων ενέργειας, αλλά και σε μικρές κτιριακές εγκαταστάσεις.



Σχήμα 2.4: Δομή διάταξης αντιστροφέων στοιχειοσειράς [12].

Η τεχνολογία αυτή χρησιμοποιεί σε κάθε παράλληλη σύνδεση των πλαισίων μετατροπείς Σ.Τ σε Σ.Τ , οι οποίοι έχουν δικό τους ελεγκτή MPPT και οι οποίοι καταλήγουν σε ένα κοινό αντιστροφέα. Έτσι μ'αυτόν τον τρόπο δεν έχουν σημασία τα ονομαστικά στοιχεία, η κλίση και το μέγεθος των φωτοβολταϊκών πλαισίων, καθώς συνδέονται σε κοινό αντιστροφέα [13]. Ο συνδυασμός των πλεονεκτημάτων των αντιστροφέων στοιχειοσειρών και των ενσωματωμένων μονάδων αντιστροφέων προσδίδουν στο δίκτυο μεγάλες ποσότητες ενέργειας αυξάνοντας την απόδοσή τους.

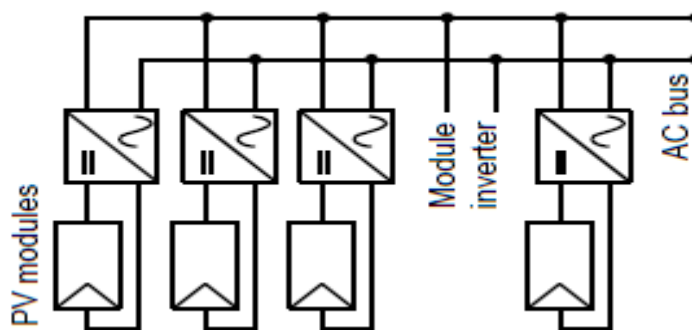


Σχήμα 2.5: Δομή διάταξης αντιστροφέων πολλαπλών στοιχειοσειρών [12].

2.2.4 Ενσωματωμένες μονάδες αντιστροφέων

Οι ενσωματωμένες μονάδες εναλλασσόμενου ρεύματος (AC - PV Modules), είναι η πιο σύγχρονη λύση σε διασυνδεδεμένα οικιακά συστήματα τα τελευταία χρόνια. Η δομή μιας τέτοιας διάταξης φαίνεται στο Σχήμα 2.6. Πρόκειται για διατάξεις μικρής ισχύος 50-180 W, όπου σε κάθε φωτοβολταϊκό πλαίσιο είναι ενσωματωμένος ένας αντιστροφέας.

Σ' αυτές τις διατάξεις έχουμε μικρές σχετικά απώλειες, επειδή ένας μόνο ελεγκτής MPPT χρειάζεται σε κάθε πλαίσιο παρέχοντας μ' αυτό τον τρόπο αύξηση της παραγόμενης ενέργειας. Ένας ακόμη σημαντικός λόγος που θα πρέπει να εξεταστεί είναι ότι επειδή η συνεχής τάση που αναπτύσσεται στα άκρα του φωτοβολταϊκού πλαισίου είναι μικρή, αυτή θα πρέπει να ανυψωθεί είτε παρεμβάλλοντας κάποιο μετατροπέα ανύψωσης Σ.Τ. σε Σ.Τ. πριν τον αντιστροφέα ή κάποιο μετασχηματιστή χαμηλών/υψηλών συχνοτήτων. Επίσης, οι διατάξεις αυτές παρέχουν μεγάλη αξιοπιστία, επειδή η παράλληλη σύνδεση μεταξύ τους επιτρέπει μόνο την ασυνέχεια του τμήματος, το οποίο είναι αποκομμένο.



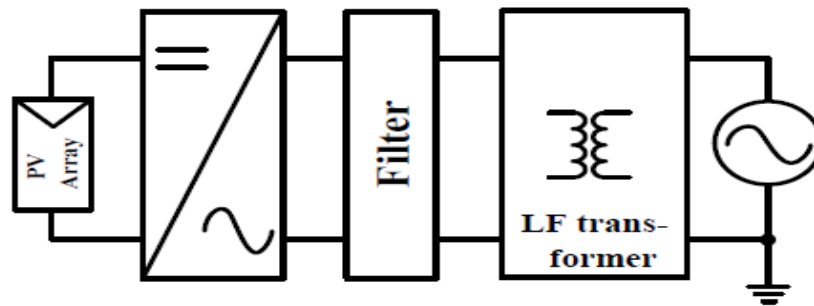
Σχήμα 2.6: Δομή διάταξης ενσωματωμένων μονάδων αντιστροφών [12].

2.3 Φωτοβολταϊκοί αντιστροφέες

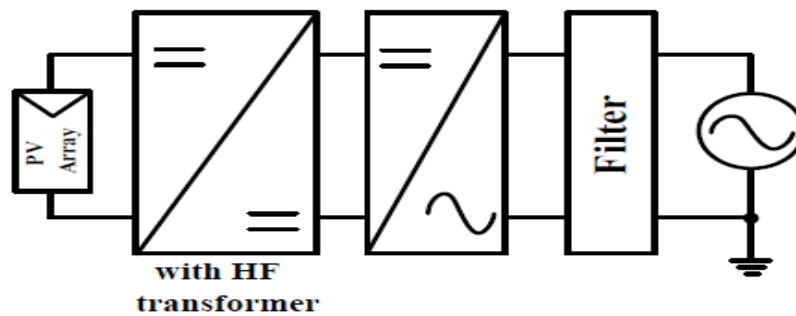
Τα φωτοβολταϊκά πλαίσια παρέχουν ηλεκτρική ενέργεια υπό μορφή συνεχούς τάσης και ρεύματος. Όμως για να είναι εφικτή η σύνδεση τους με το ηλεκτρικό δίκτυο εναλλασσόμενου ρεύματος θα πρέπει να υπάρχουν κάποιοι μετατροπείς ισχύος DC-AC. Οι μετατροπείς αυτοί μπορούν να χωριστούν σε ομάδες, όπως εάν έχουν μετασχηματιστή απομόνωσης ή όχι, ή ακόμα ανάλογα με τον αριθμό των βαθμίδων τους, όπως εάν έχουν μία, δύο ή πολλαπλές βαθμίδες.

2.3.1 Αντιστροφέες με βάση την ύπαρξη μετασχηματιστή απομόνωσης

Ανάλογα με την γαλβανική απομόνωση των φωτοβολταϊκών πλαισίων και του ηλεκτρικού δικτύου, οι αντιστροφέες μπορούν να απομονωθούν ή όχι. Αυτή η γαλβανική απομόνωση πραγματοποιείται συνήθως μέσα στον μετασχηματιστή. Έτσι, η ύπαρξη μετασχηματιστή απομόνωσης προσφέρει την δυνατότητα τα φωτοβολταϊκά πλαίσια να μπορούν να είναι γαλβανικά απομονωμένα από το δίκτυο εναλλασσόμενου ρεύματος. Η παρουσία της γαλβανικής απομόνωσης εξαρτάται από τους κανονισμούς που έχουν τεθεί σε κάθε χώρα [14]. Σε κάποιες χώρες, όπως η Ιταλία και το Ηνωμένο Βασίλειο, η απαίτηση της γαλβανικής απομόνωσης είναι κανόνας και υλοποιείται είτε με ένα μετασχηματιστή χαμηλών συχνοτήτων από την πλευρά του ηλεκτρικού δικτύου εναλλασσόμενου ρεύματος (Σχήμα 2.7), είτε από ένα μετασχηματιστή υψηλών συχνοτήτων από την DC πλευρά του αντιστροφέα (Σχήμα 2.8).

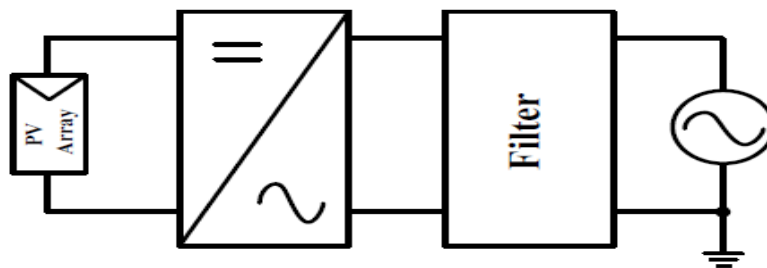


Σχήμα 2.7: Δομή διάταξης αντιστροφέα με μετασχηματιστή χαμηλών συχνοτήτων [12].



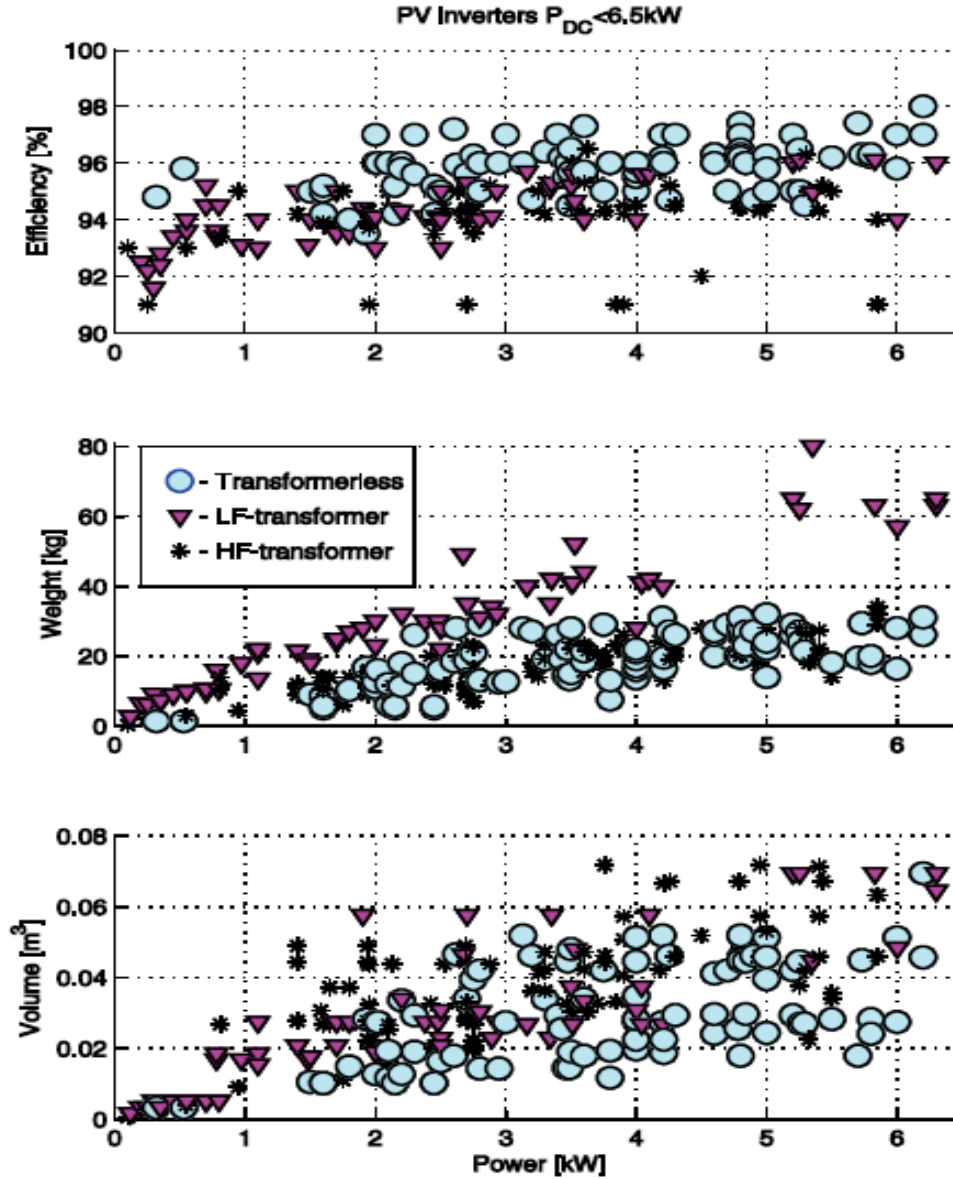
Σχήμα 2.8: Δομή διάταξης αντιστροφέα με μετασχηματιστή υψηλών συχνοτήτων [12].

Όμως, από την άλλη πλευρά υπάρχουν χώρες, όπως η Γερμανία και η Ισπανία, όπου η χρήση της γαλβανικής απομόνωσης δεν είναι απαραίτητη. Ένα τέτοιο σύστημα χωρίς την χρήση μετασχηματιστή απομόνωσης (Σχήμα 2.9), πλεονεκτεί στο ότι μειώνει το βάρος, το μέγεθος, το κόστος και την πολυπλοκότητα της συνολικής εγκατάστασης και αυξάνει την απόδοση του συστήματος [5-7, 15-16].



Σχήμα 2.9: Δομή διάταξης αντιστροφέα χωρίς μετασχηματιστή απομόνωσης [12].

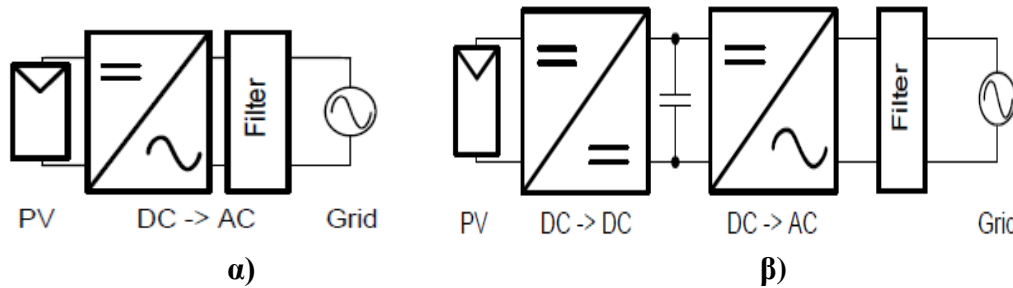
Η μέγιστη απόδοση, το βάρος και το μέγεθος εμπορικά διαθέσιμων φωτοβολταϊκών μετατροπέων DC-AC για ισχύ μέχρι τα 6.5 KW φαίνονται στο Σχήμα 2.10.



Σχήμα 2.10: Τα χαρακτηριστικά λειτουργίας εμπορικά διαθέσιμων αντιστροφέων χωρίς την χρήση μετασχηματιστή σε σχέση με τους αντιστροφέες με μετασχηματιστή απομόνωσης [12].

2.3.2 Αντιστροφείς με βάση τον αριθμό βαθμίδων

Οι αντιστροφείς ανάλογα με τα επιμέρους στάδια μετατροπής ενέργειας που χρησιμοποιούν, μπορούν να ταξινομηθούν σε μίας βαθμίδας ή πολλών βαθμίδων (Σχήμα 2.11α και 2.11β) [17].



Σχήμα 2.11: α) Αντιστροφέας μιας βαθμίδας, β) Αντιστροφέας δύο βαθμίδων [17].

Το ιδιαίτερο χαρακτηριστικό γνώρισμα για την τοπολογία μίας βαθμίδας (Σχήμα 2.11α) είναι ότι χρησιμοποιείται ένας μόνο μετατροπέας και στην περίπτωση αυτή είναι ο αντιστροφέας, ο οποίος αναλαμβάνει την μετατροπή της συνεχούς τάσης σε εναλλασσόμενη. Επίσης, επιβάλλεται σύμφωνα με τα διεθνή πρότυπα η χρήση κατάλληλων φίλτρων σχετικά με την εναρμόνιση των χαρακτηριστικών μεγεθών της τάσης και του ρεύματος εξόδου. Ο σχεδιασμός ελέγχου στην τοπολογία μιας βαθμίδας είναι ιδιαίτερα πολύπλοκος, για το γεγονός ότι χρησιμοποιείται μόνο ένας ελεγκτής για την ανίχνευση του σημείου μέγιστης ισχύος. Όμως, το πλεονέκτημα που έχουν σε σχέση με τις τοπολογίες πολλών βαθμίδων είναι ότι έχουμε μικρότερο αριθμό ημιαγωγικών στοιχείων, γεγονός που αυξάνει την αξιοπιστία του μετατροπέα και επίσης το χαμηλό κόστος κατασκευής.

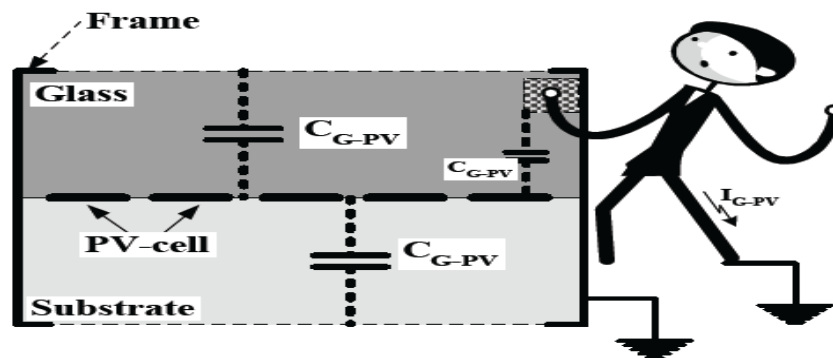
Στους μετατροπείς δυο βαθμίδων (Σχήμα 2.11β) έχουμε δύο μετατροπείς, ο πρώτος είναι ένας μετατροπέας από συνεχούς τάσης σε συνεχή (boost converter) που αναλαμβάνει να ανυψώσει την συνεχή τάση σε μια συνεχή επιθυμητής τιμής και ο δεύτερος είναι ένας μετατροπέας από συνεχή σε εναλλασσόμενη τάση (αντιστροφέας). Η χρήση φίλτρων εξόδου και σ' αυτήν την περίπτωση είναι αναγκαία σύμφωνα με τους διεθνείς κανονισμούς. Επιπλέον, στην τοπολογία δύο βαθμίδων

λόγω του ότι έχουμε περισσότερα ημιαγώγιμα στοιχεία, μειώνεται η αξιοπιστία του συστήματος, και η απόδοση του και επίσης αυξάνεται το κόστος κατασκευής.

2.4 Παρασιτική χωρητικότητα φωτοβολταϊκών συστοιχιών

Σήμερα, σε όλες σχεδόν τις χώρες τα περισσότερα φωτοβολταϊκά πάνελ, έχουν ένα μεταλλικό πλαίσιο, το οποίο επιβάλλεται να γειωθεί, ώστε να υπάρχει συμμόρφωση με τους αντίστοιχους διεθνείς κανονισμούς. Με δεδομένο ότι τα φωτοβολταϊκά πάνελ έχουν μεγάλη επιφάνεια και σε συνδυασμό με το μεταλλικό πλαίσιο, δημιουργείται μια παρασιτική χωρητικότητα C_{G-PV} , όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.12. Η τιμή της παρασιτικής χωρητικότητας εξαρτάται από:

- Την επιφάνεια του φωτοβολταϊκού πλαισίου και του γειωμένου πλαισίου
- Την απόσταση των φωτοβολταϊκών κυττάρων
- Τις ατμοσφαιρικές συνθήκες
- Την σκόνη και την υγρασία, η οποία μπορεί να αυξήσει την ηλεκτρική αγωγιμότητα της επιφάνειας του πλαισίου [17].



Σχήμα 2.12: Παρασιτική χωρητικότητα φωτοβολταϊκού πλαισίου [12].

2.5 Ρεύμα διαρροής

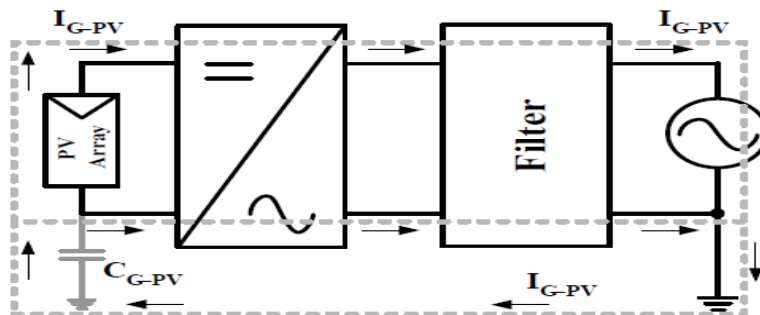
Οι τοπολογίες χωρίς μετασχηματιστή δεν έχουν γαλβανική απομόνωση μεταξύ της φωτοβολταϊκής συστοιχίας και του ηλεκτρικού δικτύου. Αυτό σημαίνει, ότι τα φωτοβολταϊκά πλαίσια είναι άμεσα συνδεδεμένα με το δίκτυο και μ' αυτόν τον τρόπο να δημιουργείται ένας αγωγίμος δρόμος για τα ρεύματα διαρροής. Η έλλειψη

γαλβανικής απομόνωσης και με συνδυασμό την παρουσία της παρασιτικής χωρητικότητας, προκαλεί μεταβολή στην τάση μεταξύ της συστοιχίας και της γείωσης, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.13 [12]. Η παρασιτική χωρητικότητα μαζί με τις DC γραμμές που συνδέουν τη φωτοβολταϊκή συστοιχία με τον αντιστροφέα, δημιουργούν ένα κύκλωμα συντονισμού και η συχνότητα συντονισμού του κυκλώματος εξαρτάται από το μέγεθος της φωτοβολταϊκής συστοιχίας και το μήκος των καλωδίων DC [18].

Στην εργασία [12] αποτυπώνονται οι ηλεκτρικοί κίνδυνοι που δημιουργούνται, όταν ένα άτομο αγγίζει την επιφάνεια της φωτοβολταϊκής συστοιχίας. Ανάλογα με την κατασκευή των φωτοβολταϊκών πάνελ, την τοπολογία του αντιστροφέα και την στρατηγική διαμόρφωσης, όταν αγγίζουμε την επιφάνεια των πάνελ, ένα ρεύμα γείωσης θα μπορούσε να ρέει μέσω του ανθρώπινου σώματος και αν το ρεύμα αυτό είναι πάνω από ένα επίπεδο θα μπορούσε να επιφέρει κάποιο σοβαρό τραυματισμό [12]. Η διαδρομή του ρεύματος γείωσης I_{G-PV} φαίνεται στο Σχήμα 2.13.

Για την ελαχιστοποίηση του ρεύματος διαρροής, πρέπει να αναφερθούν τα παρακάτω:

- Να γειώνεται το πλαίσιο της φωτοβολταϊκής συστοιχίας, το οποίο μειώνει την χωρητικότητα και επομένως και το ρεύμα διαρροής.
- Θα πρέπει να επιλέγεται προσεκτικά η τοπολογία και η στρατηγική διαμόρφωσης, ώστε να μειώνονται οι διακυμάνσεις μεταξύ της φωτοβολταϊκής συστοιχίας και της γείωσης.
- Όταν γίνεται συντήρηση, ο αντιστροφέας θα πρέπει να αποσυνδέεται.



Σχήμα 2.13: Τοπολογία αντιστροφέα χωρίς μετασχηματιστή όπου φαίνεται η διαδρομή του ρεύματος διαρροής μεταξύ του γειωμένου φωτοβολταϊκού πλαισίου και του ηλεκτρικού δικτύου [12].

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

Η ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΗ ΜΕΘΟΔΟΛΟΓΙΑ ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ ΠΟΥ ΣΧΕΔΙΑΣΤΗΚΕ

3.1 Εισαγωγή

Στην παρούσα εργασία, μελετάμε την διαδικασία βελτιστοποίησης με απώτερο στόχο την ελαχιστοποίηση του κόστους της ηλεκτρικής ενέργειας που παράγεται από τον φωτοβολταϊκό αντιστροφέα χωρίς μετασχηματιστή [19]. Για να γίνει αυτό, χρησιμοποιείται γενετικός αλγόριθμος, ο οποίος υπολογίζει τις βέλτιστες τιμές της συχνότητας μεταγωγής f_s (Hz) και των στοιχείων του φίλτρου εξόδου. Η αγορά των φωτοβολταϊκών συστημάτων έχει κυριαρχήσει τα τελευταία χρόνια, ενώ η εγκατάσταση των μονοφασικών φωτοβολταϊκών συστημάτων επεκτείνεται ραγδαία [20]. Οι αντιστροφείς χωρίς μετασχηματιστή χρησιμοποιούνται πιο συχνά για την διασύνδεση των φωτοβολταϊκών συστημάτων με το ηλεκτρικό δίκτυο, λόγω του χαμηλότερου κόστους, χαμηλότερου βάρους και υψηλότερης απόδοσης που παρέχουν [4-9].

Πολλές τοπολογίες χωρίς μετασχηματιστή, με διαφορετικά χαρακτηριστικά λειτουργίας, έχουν προταθεί στο παρελθόν. Μεταξύ αυτών, οι H5, H6, NPC, ANPC και Conergy-NPC [21-22] έχουν ενσωματωθεί σε εμπορικούς διαθέσιμους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς, δεδομένου ότι έχουν τα πλεονεκτήματα της χαμηλής διαρροής ρεύματος παρέχοντας υψηλή απόδοση [23-25].

Συνήθως, διακόπτες IGBT και δίοδοι που βασίζονται σε πυρίτιο (Si) χρησιμοποιούνται για την κατασκευή του τμήματος ισχύος των φωτοβολταϊκών αντιστροφέων [24]. Ωστόσο, η τεχνολογία καρβιδίου του πυριτίου (SiC) έχει αναδειχθεί κατά τη διάρκεια των τελευταίων ετών, ως εναλλακτική λύση για την κατασκευή των ημιαγωγών ισχύος που χρησιμοποιούνται σε τέτοιους αντιστροφείς DC / AC [26-28]. Λόγω των χαμηλότερων ενεργειακών απαιτήσεων μεταγωγής των τρανζίστορ SiC, η συχνότητα μεταγωγής του αντιστροφέα μπορεί να αυξηθεί κατά ένα συντελεστή 3-9, στοχεύοντας έτσι να μειωθεί το μέγεθος και το κόστος των παθητικών στοιχείων στο φίλτρο εξόδου, καθώς επίσης και στην αύξηση της

απόδοσης του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα [29-32]. Επιπλέον, με τη χρήση ημιαγωγών ισχύος SiC, επιτυγχάνεται μεγαλύτερη ευελιξία όσον αφορά την εφαρμογή του υποσυστήματος ψύξης ισχύος-αντιστροφέα, λόγω της ικανότητάς τους να λειτουργούν σε υψηλότερη θερμοκρασία σε σχέση με τους ημιαγωγούς Si [33-36]. Τα SiC-JFETs και SiC-Schottky δίοδοι θεωρούνται η πιο ώριμη τεχνολογία SiC για την ενσωμάτωση τους στους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς [37]. Υπάρχουν SiC-JFETs τα οποία είναι εμπορικά διαθέσιμα και τα οποία είναι ικανά να λειτουργούν αξιόπιστα σε υψηλή θερμοκρασία και εφαρμογές υψηλής ταχύτητας μεταγωγής [38]. Επίσης, έχουν αναπτυχθεί SiC-MOSFETs με ικανότητα χειρισμού ισχύος παρόμοια με εκείνη των IGBTs από Si [39]. Μια ανάλυση των απωλειών ισχύος από έναν τριφασικό αντιστροφέα που αποτελείται από SiC-MOSFETs με συχνότητα μεταγωγής 400 kHz παρουσιάζεται στο [40], ενώ ο σχεδιασμός ενός μονοφασικού αντιστροφέα 200 kHz που αποτελείται από Si-MOSFETs και SiC- διόδους αναλύεται στο [41], που δείχνει την σύγκριση με τους συμβατικούς φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς. Ο σχεδιασμός ενός τριφασικού αντιστροφέα με πλήρη γέφυρα 40 kVA με 10 παράλληλα συνδεδεμένα SiC-JFETs σε κάθε διακόπτη περιγράφεται στο [42]. Η προκύπτουσα απόδοση του αντιστροφέα στην ονομαστική ισχύ υπερβαίνει το 99,5%. Ο σχεδιασμός ενός κυκλώματος οδήγησης σε κυκλώματα με SiC-JFETs και υψηλή ταχύτητα μεταγωγής αναλύεται στο [43]. Ένα κατάλληλο μοντέλο, το οποίο επιτρέπει τη βέλτιστη σχεδίαση των φίλτρων για τη μείωση των ηλεκτρομαγνητικών παρεμβολών που χρησιμοποιούνται στους αντιστροφείς με SiC-JFETs, παρουσιάζεται στο [44].

Οι διακόπτες του τμήματος ισχύος του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα, συνήθως ελέγχονται με μεθόδους όπως η Sinusoidal Pulse Width Modulation (SPWM), η Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM) κλπ. Στην περίπτωση αυτή, το ρεύμα που παράγεται από το τμήμα ισχύος περιέχει αρμονικές υψηλής συχνότητας. Έτσι, ένα φίλτρο χαμηλής διέλευσης συνδέεται στην έξοδο της βαθμίδας ισχύος των φωτοβολταϊκών αντιστροφέων, προκειμένου να μειωθεί το πλάτος των αρμονικών του ρεύματος, οι οποίες εγχέονται μέσα στο ηλεκτρικό δίκτυο σε ένα αποδεκτό επίπεδο [45].

Σε σύγκριση με τα φίλτρα τύπου L, τα φίλτρα LCL είναι ικανά να πληρούν τις απαιτήσεις που καθορίζονται από τα πρότυπα διασύνδεσης (π.χ. IEEE 1542), από την

άποψη της αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος εξόδου, με σημαντικά μικρότερο μέγεθος και κόστος, ενώ ταυτόχρονα ενισχύουν την απόδοση του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα, αν και η διαδικασία σχεδιασμού τους είναι πιο σύνθετη [46]. Ωστόσο, ένα φίλτρο LLCL υψηλής τάξης έχει επίσης παρουσιαστεί στα [47- 48], με στόχο μια ακόμη καλύτερη εξασθένηση της κυμάτωσης του ρεύματος εξόδου σε σύγκριση με το φίλτρο LCL, οδηγώντας έτσι σε περαιτέρω μείωση του μεγέθους του φίλτρου.

Οι φωτοβολταϊκοί αντιστροφείς συνήθως σχεδιάζονται χρησιμοποιώντας μοντέλα υπολογισμού των απωλειών ισχύος και αρμονικών ρεύματος με στόχο να μεγιστοποιηθεί η μέγιστη απόδοση τους ή/και η ‘ευρωπαϊκή απόδοση’ τους, αλλά χωρίς να λαμβάνεται υπόψη η συνεχώς μεταβαλλόμενη παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας της φωτοβολταϊκής γεννήτριας κατά τη διάρκεια ζωής του φωτοβολταϊκού συστήματος [5, 23, 24, 49, 50].

3.2 Δομή του μοντέλου βελτιστοποίησης που αναπτύχθηκε

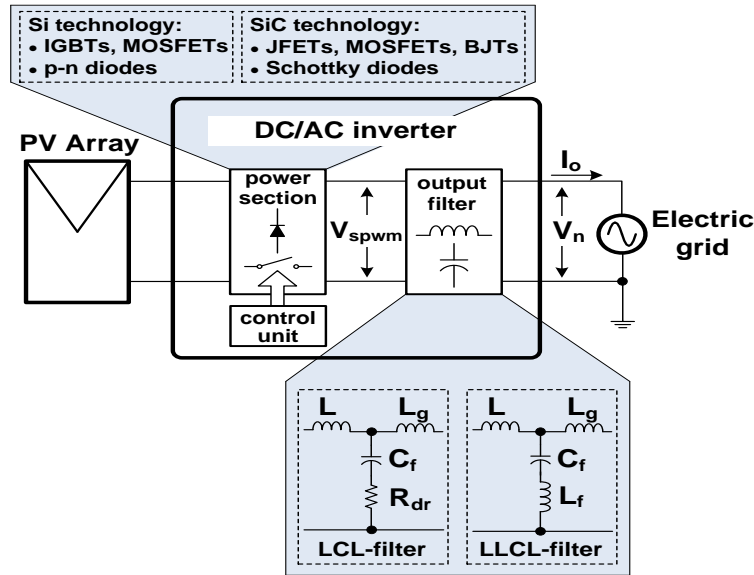
Στο μοντέλο που αναπτύχθηκε, χρησιμοποιείται ο γενετικός αλγόριθμος για να ελαχιστοποιήσει το κόστος της ενέργειας που παράγεται από τον αντιστροφέα, $LCOE$ (€/Wh) το οποίο ορίζεται ως εξής [19]:

$$\underset{\mathbf{X}}{\text{minimize}} \{LCOE(\mathbf{X})\} = \underset{\mathbf{X}}{\text{minimize}} \left\{ \frac{C_t(\mathbf{X})}{E_i(\mathbf{X})} \right\} \quad (3.1)$$

όπου C_t (€) είναι το συνολικό κόστος κατασκευής του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα, E_i (Wh) είναι η συνολική ενέργεια που διοχετεύεται στο ηλεκτρικό δίκτυο από το φωτοβολταϊκό αντιστροφέα κατά τη διάρκεια του έτους και \mathbf{X} είναι το διάνυσμα των μεταβλητών σχεδιασμού της διαδικασίας βελτιστοποίησης. Το διάνυσμα \mathbf{X} στην παρούσα περίπτωση είναι $\mathbf{X} = [L, L_g, C_f, R_{dr}, f_s]$ για ένα φίλτρο τύπου LCL και $\mathbf{X} = [L, L_g, C_f, L_f, f_s]$ για ένα φίλτρο τύπου LLCL, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.1.

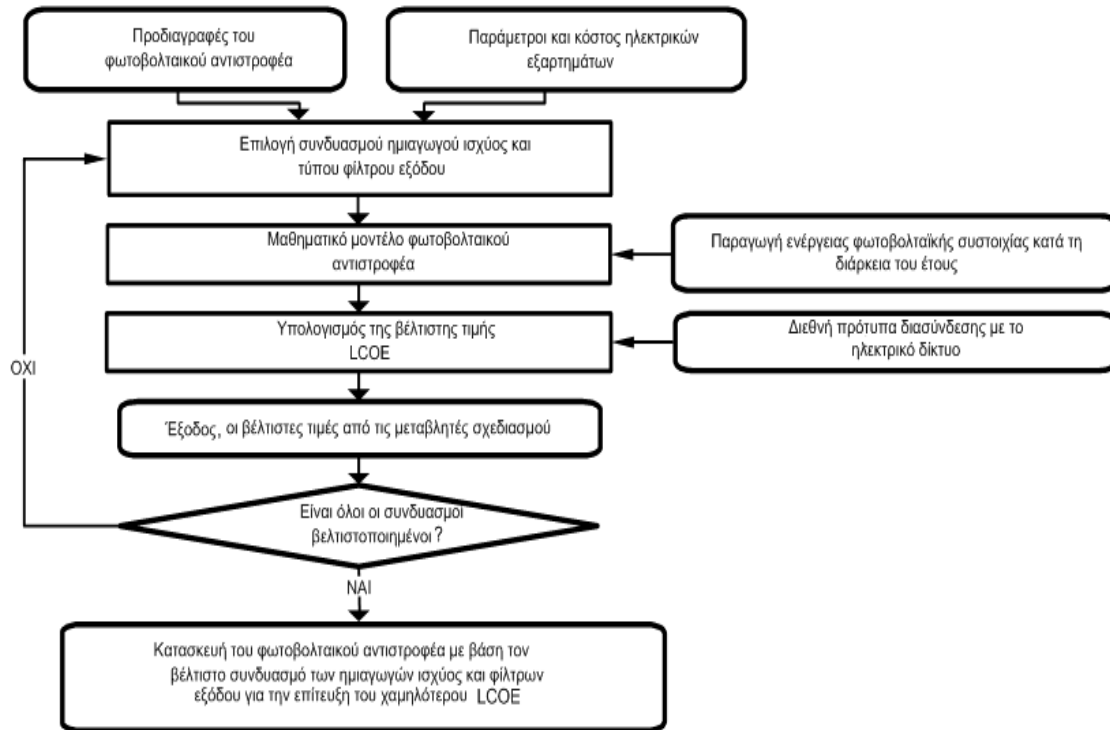
Ο γενετικός αλγόριθμος κάθε φορά παράγει πολλαπλά εναλλακτικά σετ τιμών του διανύσματος \mathbf{X} , ώστε να βρεί την βέλτιστη λύση του $LCOE$, ικανοποιώντας κάθε φορά τους περιορισμούς του προβλήματος βελτιστοποίησης. Η διαδικασία

επαναλαμβάνεται και για κάθε συνδυασμό σετ ημιαγωγών ισχύος πυριτίου ή καρβίδιο του πυριτίου, όπως επίσης και για όποιο τύπου φίλτρου εξόδου εκτελείται, είτε φίλτρο τύπου LCL ή φίλτρο τύπου LLCL.



Σχήμα 3.1: Διάγραμμα ενός μονοφασικού φωτοβολταϊκού αντιστροφέα διασυνδεδεμένου με το ηλεκτρικό δίκτυο με εναλλακτικές τοπολογίες του φίλτρου εξόδου [51].

Το διάγραμμα ροής της προτεινόμενης διαδικασίας βελτιστοποίησης απεικονίζεται στο Σχήμα 3.2. Αρχικά, ο σχεδιαστής προσδιορίζει τις προδιαγραφές των φωτοβολταϊκών αντιστροφέων, όπως η ονομαστική ισχύς, η συχνότητα εξόδου, καθώς και τις τιμές της αγοράς και των ηλεκτρικών παραμέτρων των στοιχείων που θα χρησιμοποιηθούν για την κατασκευή του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα, δηλαδή των ημιαγωγών πυριτίου ή καρβιδίου του πυριτίου, των πηνίων, των πυκνωτών κ.ά.



Σχήμα 3.2: Διάγραμμα ροής της προτεινόμενης διαδικασίας σχεδιασμού για τη βελτιστοποίηση των φωτοβολταϊκών αντιστροφών [51].

3.2.1 Υπολογισμός του κόστους εγκατάστασης κατά την διαδικασία της βελτιστοποίησης

Ανάλογα με τον τύπο του φίλτρου που χρησιμοποιείται στους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς, η τιμή του συνολικού κόστους κατασκευής, C_i στην (3.1), υπολογίζεται ως το άθροισμα των τιμών των μεμονωμένων συστατικών που απαρτίζουν κάθε δομή του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα όπως ακολούθως:

$$C_i(X) = c_{inv}P_n + c_{hs} + n_s c_s + n_d c_d + c_i \left(L + L_g + L_f \right) \frac{P_n}{V_n} + c_c C_f + c_r R_{dr} \times SF \times P_{d,max} \quad (3.2)$$

όπου c_{inv} (€ / W) είναι το κόστος κατασκευής του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα ανά Watt της ονομαστικής ισχύος χωρίς να περιλαμβάνεται το κόστος της ψήκτρας, των ημιαγωγών ισχύος και των στοιχείων του φίλτρου, c_{hs} (€) είναι το κόστος της

ψήκτρας, n_s , n_d είναι ο αριθμός διακοπών ισχύος και των διόδων, αντίστοιχα, c_s , c_d (€) είναι το κόστος του κάθε διακόπτη ισχύος και κάθε διόδου, αντίστοιχα, c_i [€/ (H · A)] είναι το κόστος του πηνίου στο φίλτρο ανά μονάδα αυτεπαγωγής και ανά μονάδα του ονομαστικού ρεύματος εξόδου του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα, c_c (€ / F) είναι το κόστος του πυκνωτή του φίλτρου ανά μονάδα χωρητικότητας, c_r [€/ (Ω · W)] είναι το κόστος της αντίστασης απόσβεσης του φίλτρου ανά μονάδα αντίστασης και ανά μονάδα ισχύος της, SF (%) είναι ο συντελεστής ασφαλείας της τιμής της αντίστασης απόσβεσης του φίλτρου και $P_{d,max}$ (W) είναι η μέγιστη ισχύς που καταναλώνεται στην αντίσταση απόσβεσης του φίλτρου κατά τη διάρκεια του έτους. Για φίλτρα τύπου LCL έχουμε θεωρήσει ότι $L_f = 0$ στην (3.2), ενώ στην περίπτωση που έχουμε ένα φίλτρο τύπου LLCL που χρησιμοποιείται στους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς είναι $R_{dr} = 0$. Οι τιμές των c_m , c_{hs} , c_s , c_d , c_i , c_{L_f} , c_c και c_r λαμβάνονται από τον σχεδιαστή από τα κόστη των αντίστοιχων ηλεκτρικών στοιχείων, τα οποία προσφέρονται στην αγορά.

3.2.2 Υπολογισμός της ενέργειας που παράγεται κατά την διαδικασία βελτιστοποίησης

Η συνολική ενέργεια που διοχετεύεται στο ηλεκτρικό δίκτυο από το φωτοβολταϊκό αντιστροφέα κατά τη διάρκεια του έτους, $E_i(X)$ στην (3.1), υπολογίζεται χρησιμοποιώντας την παρακάτω εξίσωση, για κάθε ώρα t του έτους ($1 \leq t \leq 8760$), ως εξής:

$$E_i(X) = \sum_{t=1}^{8760} P_o(t) \cdot \Delta t = \sum_{t=1}^{8760} [P_{pv}(t) - P_{tot}(t)] \cdot \Delta t \quad (3.3)$$

όπου P_o (W) είναι η ισχύς που διοχετεύεται στο ηλεκτρικό δίκτυο, P_{pv} (W) είναι το μέγιστο σημείο ισχύος (MPP) που παράγεται από τη φωτοβολταϊκή γεννήτρια, η οποία συνδέεται στους ακροδέκτες εισόδου DC του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα,

P_{tot} (W) είναι οι συνολικές απώλειες ισχύος του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα και $\Delta t = 1 \text{ hour}$ είναι το χρονικό βήμα της προσομοίωσης.

Στην εξίσωση (3.3), το σύνολο των τιμών της ισχύος P_{pv} , καθώς και οι αντίστοιχες τιμές της τάσεως εξόδου της φωτοβολταϊκής γεννήτριας V_{pv} , κατά τη διάρκεια του χρόνου υπολογίζονται όπως περιγράφεται στο [52] χρησιμοποιώντας τις χρονοσειρές των μετεωρολογικών συνθηκών κατά τη διάρκεια του έτους, οι οποίες παρέχονται από το σχεδιαστή των φωτοβολταϊκών αντιστροφέων στο πρώτο στάδιο της προτεινόμενης διαδικασίας, όπως αναλύθηκε παραπάνω. Οι συνολικές απώλειες ισχύος του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα, υπολογίζονται για κάθε σύνολο τιμών που περιλαμβάνει το διάνυσμα X στην (3.1), αθροίζοντας τις απώλειες ισχύος των επιμέρους στοιχείων που περιλαμβάνονται στο τμήμα των ημιαγωγών ισχύος, το φίλτρο εξόδου και της μονάδας ελέγχου, ως εξής:

$$P_{tot} = P_{cond} + P_{sw} + P_d + P_{L,c} + P_{L,r} + P_{cu} \quad (3.4)$$

όπου P_{cond} , P_{sw} (W) είναι οι απώλειες αγωγής και μεταγωγής, αντίστοιχα, των ημιαγωγών ισχύος, P_d (W) είναι οι απώλειες ισχύος στην αντίσταση απόσβεσης στην έξοδο του φίλτρου LCL (για LLCL-φίλτρο $P_d = 0$), $P_{L,c}, P_{L,r}$ (W) είναι οι απώλειες πυρήνα και τυλιγμάτων, αντίστοιχα, από τα πηνία που ενσωματώνονται στο φίλτρο εξόδου LCL και P_{cu} (W) είναι η συνολική κατανάλωση ισχύος της μονάδας ελέγχου, η οποία παρέχεται στην προτεινόμενη διαδικασία βελτιστοποίησης από το σχεδιαστή του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα.

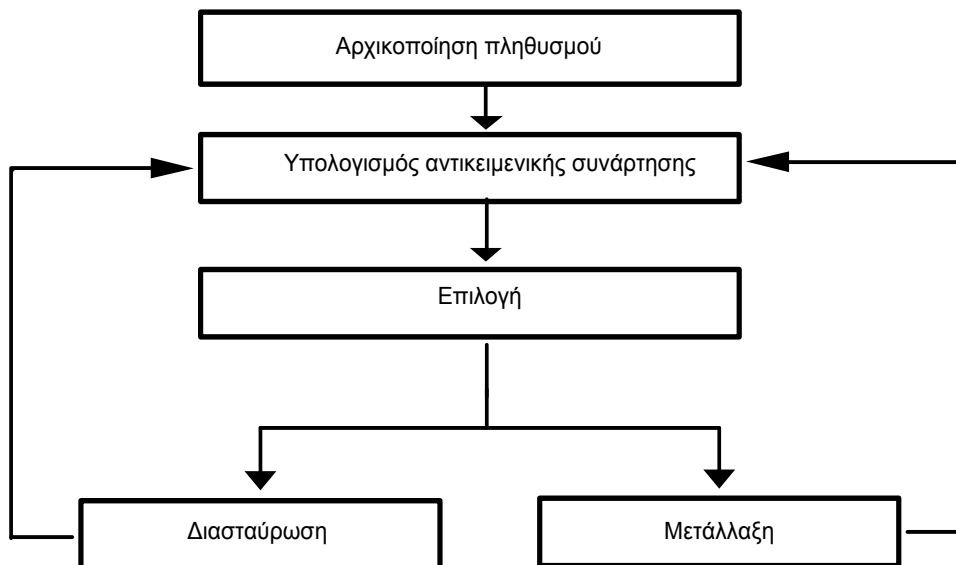
Οι τιμές των απωλειών ισχύος P_{cond} , P_{sw} θα αναλυθούν λεπτομερώς στο Κεφάλαιο 4, ενώ αντίστοιχα οι απώλειες ισχύος P_d , $P_{L,c}$, $P_{L,r}$ στο Κεφάλαιο 5.

3.3 Ο γενετικός αλγόριθμος που χρησιμοποιήθηκε στη Matlab

Ο γενετικός αλγόριθμος (ΓΑ) είναι μια επαναληπτική διαδικασία, η οποία παράγει ένα αρχικό πληθυσμό λύσεων που αξιολογούνται ως προς το αν αποτελούν την καταλληλότερη λύση. Στην συνέχεια, ο πληθυσμός αυτός τροποποιείται με βάση τις γενετικές πράξεις, παράγοντας νέα άτομα που συνθέτουν την επόμενη γενιά.

Μετά από ένα αριθμό γενεών βρίσκεται η βέλτιστη λύση. Οι γενετικές πράξεις είναι η επιλογή, η διασταύρωση και η μετάλλαξη. Η επιλογή αφορά τον τρόπο που ο αλγόριθμος διαλέγει τους γονείς για την επόμενη γενιά. Η διασταύρωση και η μετάλλαξη αφορούν τον τρόπο που θα προκύψουν τα άτομα της επόμενης γενιάς. Στην πρώτη περίπτωση συνδυάζονται οι δύο γονείς, ενώ στη δεύτερη γίνονται μικρές, τυχαίες αλλαγές στα άτομα. Στο διάγραμμα του Σχήματος 3 απεικονίζονται τα προηγούμενα που αναφέρθηκαν.

Στην εργασία αυτή, ο γενετικός αλγόριθμος εφαρμόζεται λόγω της καταλληλότητας του να επιλύει σύνθετα προβλήματα βελτιστοποίησης σε σχέση με κλασσικούς αλγορίθμους βελτιστοποίησης. Και αυτό διότι: α) ο γενετικός αλγόριθμος παράγει πλήθος λύσεων, όπου το καλύτερο σημείο πλησιάζει στη βέλτιστη λύση σε σχέση με κλασσικούς αλγορίθμους βελτιστοποίησης, οι οποίοι παράγουν μόνο ένα σημείο και β) η επόμενη γενιά δημιουργείται από τον γενετικό με τυχαίο τρόπο σε αντίθεση με τις κλασσικές μεθόδους βελτιστοποίησης που επιλέγουν το επόμενο σημείο ντετερμινιστικά [53].



Σχήμα 3.3: Βήματα γενετικού αλγορίθμου [53] .

Στην Matlab, η εκτέλεση της συνάρτησης του ΓΑ γίνεται με την επόμενη εντολή:

```
[x, LCOE, exitflag]=ga(@(x)obj_optimization(x, f, V_n, P_n, RF, I_b, Z_b, L_b, C_b, T_a_year, G_year, V_maxm, P_maxm, P_n'), 4, A, b, A_eq, b_eq, LB, UB, @nlinconst,options);
```

όπου:

- x είναι το διάνυσμα των μεταβλητών σχεδιασμού των οποίων υπολογίζεται η βέλτιστη τιμή
- $LCOE$ είναι η βέλτιστη τιμή του κόστους της ενέργειας που παράγεται στο βέλτιστο σημείο x .
- $exitflag$ είναι ο κωδικός εξόδου του γενετικού. Παρέχει πληροφορίες για τον τρόπο τερματισμού του αλγορίθμου.
- $@(x) obj_optimization(x, f, V_n, P_n, RF, I_b, Z_b, L_b, C_b, T_{a_year}, G_{year}, V_{maxm}, P_{maxm}, P_n')$ είναι η συνάρτηση που θέλουμε να ελαχιστοποιηθεί ή αλλιώς λέγεται και αντικειμενική συνάρτηση.

- ❖ f είναι η συχνότητα του ηλεκτρικού δικτύου
- ❖ V_n είναι η ονομαστική τάση του ηλεκτρικού δικτύου
- ❖ P_n είναι η ονομαστική ισχύς του ηλεκτρικού δικτύου
- ❖ RF είναι ο συντελεστής κυμάτωσης του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα.
- ❖ I_b είναι το ρεύμα βάσης στην έξοδο του αντιστροφέα. Το ρεύμα αυτό δίνεται από την σχέση $I_b = \frac{P_n}{V_n}$.
- ❖ Z_b είναι η σύνθετη επαγωγή βάσης στην έξοδο του αντιστροφέα. Η σύνθετη επαγωγή βάσης δίνεται από την σχέση $Z_b = \frac{V_n^2}{P_n}$.

- ❖ L_b είναι η αυτεπαγωγή βάσης στην έξοδο του αντιστροφέα. Η αυτεπαγωγή βάσης δίνεται από την σχέση

$$L_b = \frac{Z_b}{2 \cdot \pi \cdot f}.$$

- ❖ C_b είναι η χωρητικότητα βάσης στην έξοδο του αντιστροφέα. Η χωρητικότητα βάσης δίνεται από την

$$\text{σχέση } C_b = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot Z_b}.$$

- ❖ T_{a_year} είναι πίνακας με τις μέσες ωριαίες τιμές της θερμοκρασίας περιβάλλοντος σε μια εξεταζόμενη περιοχή κατά την διάρκεια του έτους.

- ❖ G_{year} πίνακας με τις μέσες ωριαίες τιμές ηλιακής ακτινοβολίας σε μια εξεταζόμενη περιοχή κατά την διάρκεια του έτους.

- ❖ V_{maxm} είναι πίνακας με τις τιμές τάσης στο σημείο μέγιστης ισχύος της φωτοβολταϊκής συστοιχίας που συνδέεται στην είσοδο του αντιστροφέα.

- ❖ P_{maxm} είναι πίνακας με τις τιμές ισχύος στο σημείο μέγιστης ισχύος της φωτοβολταϊκής συστοιχίας που συνδέεται στην είσοδο του αντιστροφέα.

- A , b είναι ο πίνακας και το διάνυσμα αντίστοιχα, που αναπαριστούν τους γραμμικούς περιορισμούς ανισότητας της μορφής $Ax \leq b$.
- A_{eq} , b_{eq} είναι ο πίνακας και το διάνυσμα αντίστοιχα, που αναπαριστούν γραμμικές εξισώσεις περιορισμών της μορφής $A_{eq}x \leq b_{eq}$.
- LB είναι το διάνυσμα με τις κατώτατες τιμές για κάθε γονίδιο.
- UB είναι διάνυσμα με τις ανώτατες τιμές για κάθε γονίδιο.

- @nlinconst είναι η συνάρτηση για καθορισμό μη-γραμμικών περιορισμών.
- options είναι η δομή με τις παραμέτρους που θέλουμε να χρησιμοποιήσει ο αλγόριθμος. Στην περίπτωση που η δομή των επιλογών είναι κενή, τότε ο αλγόριθμος χρησιμοποιεί τις προεπιλεγμένες παραμέτρους. Η δομή options δημιουργείται με κλήση στη συνάρτηση της Matlab gaoptimset() [54], ως εξής:

```
options=gaoptimset('PopulationSize',40,'EliteCount',5,'SelectionFcn',@selectionroul  
ette,'CrossoverFraction',0.5,'CrossoverFcn',@crossovertwopoint,'MutationFcn',@mu  
tationadaptfeasible,'Generations',300,'PlotFcns',{@gaplotbestf,@gaplotscores,@gap  
lotbestindiv},'Display','iter');
```

όπου:

- PopulationSize είναι το μέγεθος του πληθυσμού σε κάθε γενιά.
- EliteCount είναι ο αριθμός των ατόμων που θα περάσουν απευθείας στην επόμενη γενιά.
- SelectionFcn είναι ο χειριστής της συνάρτησης επιλογής. Χρησιμοποιείται η συνάρτηση selectiontournament, η οποία επιλέγει τυχαία όσα άτομα ορίζει η παράμετρος Tournament size και διαλέγει το καλύτερο από αυτά για να γίνει γονιός.
- CrossoverFraction είναι το ποσοστό των ατόμων στην επόμενη γενιά που προκύπτουν από διασταύρωση, πέρα από τα elite άτομα. Τα υπόλοιπα άτομα δημιουργούνται μέσω μετάλλαξης.
- MutationFcn είναι χειριστής της συνάρτησης που παράγει τους μεταλλαγμένους απογόνους. Σε αυτό το πρόβλημα επιλέχθηκε η συνάρτηση mutationadaptfeasible, που χρησιμοποιείται σε προβλήματα με περιορισμούς.

- Generations είναι ο μέγιστος αριθμός επαναλήψεων που εκτελεί ο αλγόριθμος.
- PlotFcns αφορά τις πληροφορίες που παρέχει ο αλγόριθμος σε μορφή διαγράμματος, κατά τη διάρκεια των επαναλήψεων. Επιλέχθηκαν οι συναρτήσεις gaplotbestf, gaplotscores, gaplotbestindiv. Η πρώτη τυπώνει την καλύτερη τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης σε σχέση με τη γενιά, η δεύτερη την αξιολόγηση κάθε ατόμου της τρέχουσας γενιάς, η τρίτη τυπώνει τα γονίδια του καλύτερου ατόμου της τρέχουσας γενιάς.
- Display είναι επιλογή που ρυθμίζει πόση πληροφορία εμφανίζεται στην γραμμή εντολών όσο εκτελείται ο αλγόριθμος. Επιλέχθηκε η τιμή iter που εμφανίζει πληροφορίες σε κάθε γενιά. Οι πληροφορίες που εμφανίζονται είναι:
 - ❖ Ο αριθμός της τρέχουσας γενιάς.
 - ❖ Ο συνολικός αριθμός υπολογισμών της αντικειμενικής συνάρτησης.
 - ❖ Η καλύτερη τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης.
 - ❖ Η μέση τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης.
 - ❖ Ο αριθμός των γενεών από την τελευταία φορά που βελτιώθηκε η τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΑΙ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΦΩΤΟΒΟΛΤΑΙΚΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ DC-AC

4.1 Εισαγωγή

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζονται οι μετατροπείς DC/AC χωρίς την χρήση μετασχηματιστή. Ο ρόλος των μετατροπέων DC/AC είναι η παραγωγή ημιτονοειδούς AC τάσης εξόδου της οποίας, τόσο το πλάτος όσο και η συχνότητα είναι ελεγχόμενα μεγέθη. Αυτού του είδους οι αντιστροφείς λειτουργούν με σταθερή DC τάση στην είσοδό τους και επιτυγχάνουν έλεγχο του πλάτους και της συχνότητας της AC τάσης εξόδου με κατάλληλη διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM). Αναλύεται ο τρόπος υπολογισμού των συναρτήσεων διαμόρφωσης χρησιμοποιώντας ως μέθοδος παλμοδότησης των ημιαγωγικών στοιχείων την διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM). Συγκεκριμένα μελετάται η μονοπολική PWM, αντί της διπολικής PWM. Υπολογίζονται οι συναρτήσεις διαμόρφωσης που έχει κάθε ημιαγωγικό στοιχείο ανάλογα με το διάστημα που βρίσκεται σε αγωγή σε κάθε τοπολογία ξεχωριστά. Επίσης, αναλύεται σε κάθε τοπολογία, ο τρόπος υπολογισμού, τόσο των απωλειών αγωγής, όσο και των απωλειών μεταγωγής.

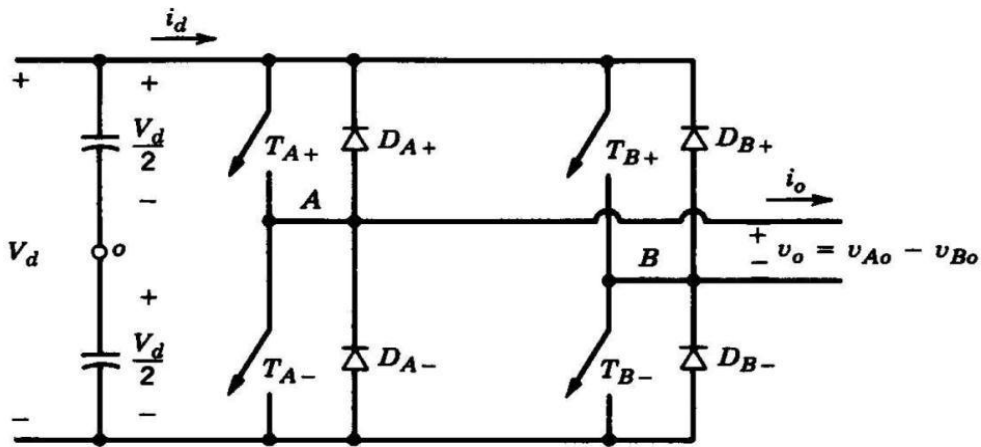
4.2 Η μονοπολική διαμόρφωση εύρους παλμών (SPWM)

Για να κατανοήσουμε την ανάλυση των τοπολογιών που θα ακολουθήσουν θα πρέπει να αναλύσουμε τον μονοφασικό αντιστροφέα πλήρους γέφυρας (Σχήμα 4.1). Στη διαμόρφωση SPWM με μονοπολική τάση εξόδου τα διακοπτικά στοιχεία του αντιστροφέα πλήρους γέφυρας χωρίζονται σε δυο ομάδες, στις A και B, αλλά η παλμοδότηση κάθε στοιχείου είναι ξεχωριστή και διαφορετική από κάθε άλλου. Για την παλμοδότηση των στοιχείων ακολουθείται η εξής διαδικασία.

- Για την ομάδα A, συγκρίνεται η V_{tri} με τη $V_{control}$ και όταν $V_{control} > V_{tri}$ τότε ο διακόπτης T_{A+} είναι κλειστός ενώ ο T_{A-} είναι ανοιχτός και $V_{AN} = V_d$, ενώ όταν

ισχύει $V_{control} < V_{tri}$ τότε ο διακόπτης T_{A-} είναι κλειστός, ενώ ο T_{A+} είναι ανοιχτός, και $V_{AN} = 0$.

- Για την ομάδα B, συγκρίνεται η V_{tri} με τη $-V_{control}$ και όταν $-V_{control} > V_{tri}$ τότε ο διακόπτης T_{B-} είναι κλειστός ενώ ο T_{B+} είναι ανοιχτός και $V_{BN} = 0$. Δηλαδή, το ημίτονο ελέγχου της ομάδας B έχει διαφορά φάσης 180° από το ημίτονο ελέγχου της ομάδας A.



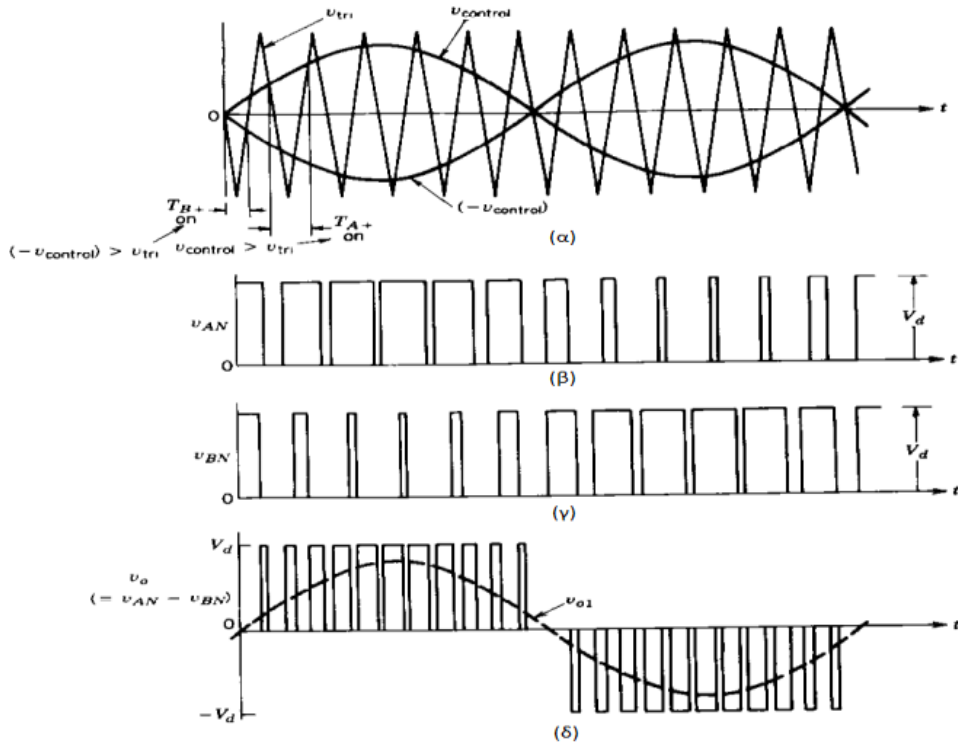
Σχήμα 4.1: Μονοφασικός αντιστροφέας πλήρους γέφυρας [55].

Από τα παραπάνω προκύπτουν τέσσερις δυνατοί συνδυασμοί κλειστών διακοπών και των αντίστοιχων επιπέδων τάσης, όπως φαίνονται και στο Σχήμα 4.2.

1. T_{A+}, T_{B-} κλειστοί: $V_{AN} = V_d, V_{BN} = 0, V_o = V_d$.
2. T_{A-}, T_{B+} κλειστοί: $V_{AN} = 0, V_{BN} = V_d, V_o = -V_d$.
3. T_{A+}, T_{B+} κλειστοί: $V_{AN} = 0, V_{BN} = 0, V_o = 0$.
4. T_{A-}, T_{B-} κλειστοί: $V_{AN} = 0, V_{BN} = 0, V_o = 0$.

Σε αυτή τη μέθοδο διαμόρφωσης των παλμών παρατηρούμε από το Σχήμα 4.1 ότι όταν συμβαίνει μια μετάβαση, η τάση εξόδου αλλάζει μεταξύ των επιπέδων τάσης 0 και $+V_d$ ή μεταξύ των 0 και $-V_d$. Για το λόγο αυτό, η συγκεκριμένη μέθοδος

διαμόρφωσης SPWM ονομάζεται διαμόρφωση εύρους παλμών με μονοπολική τάση εξόδου. Δηλαδή με αυτή τη μέθοδο τα άλματα της τάσης εξόδου σε κάθε μετάβαση μειώνονται σε V_d από $2V_d$, που θα υπήρχαν αν είχαμε διπολική PWM.



Σχήμα 4.2: Διαμόρφωση SPWM με μονοπολική τάση εξόδου [55].

4.3 Υπολογισμός απωλειών ισχύος σε αντιστροφείς χρησιμοποιώντας

ημιαγωγούς Si

Η προτεινόμενη μεθοδολογία επικεντρώνεται στις τοπολογίες αντιστροφών H5, H6, NPC, ANPC και Conergy - NPC, οι οποίες αποτελούνται από ημιαγωγούς Si και που βασίζονται σε διακόπτες ισχύος IGBT και διόδους πυριτίου. Η μοντελοποίηση αυτών των ημιαγωγών ισχύος υπολογίζονται χρησιμοποιώντας τις ακόλουθες εξισώσεις :

$$P_{cond,S} = V_{s,on} \times I_{avg} + R_{pd,on} \times I_{rms}^2 \quad (4.1)$$

$$P_{cond,d} = V_{d,on} \times I_{avg} + R_{pd,on} \times I_{rms}^2 \quad (4.2)$$

όπου $V_{s,on}$ (V), $R_{pd,on}$ (Ω) είναι η τάση και η αντίσταση του κάθε IGBT, αντίστοιχα και $V_{d,on}$ (V), $R_{pd,on}$ (Ω) είναι η τάση και η αντίσταση της κάθε διόδου, αντίστοιχα.

Οι αντιστάσεις του Si που βασίζονται στα IGBT και στις διόδους πυριτίου εξαρτώνται από τη θερμοκρασία του κάθε ημιαγωγού ισχύος, T_j ($^{\circ}\text{C}$) [32, 37]:

$$R_{pd,on} = c_1 \times T_j^2 + c_2 \times T_j + c_3 \quad (4.3)$$

όπου $R_{pd,on} = R_{s,on}$ ή $R_{pd,on} = R_{d,on}$ για IGBT και διόδους πυριτίου στις (4.1) και (4.2), αντίστοιχα, και c_1 , c_2 , c_3 είναι σταθερές που λαμβάνονται σύμφωνα με τις αντίστοιχες πληροφορίες που παρέχονται τα datasheet του κάθε ημιαγωγού.

Στην προτεινόμενη μεθοδολογία βελτιστοποίησης δεχόμαστε ότι οι διακόπτες ισχύος IGBT και οι διόδοι πυριτίου των αντιστροφών H5, H6, NPC, ANPC και Conergy – NPC, είναι στερεωμένοι σε μια κοινή ψήκτρα. Έτσι, η θερμοκρασία του κάθε ημιαγωγού ισχύος, T_j ($^{\circ}\text{C}$) των αντιστροφών H5, H6, NPC, ANPC και Conergy – NPC, σε κάθε ώρα t του έτους ($1 \leq t \leq 8760$), $T_{j,i}(t)$ ($^{\circ}\text{C}$), δίνεται από την ακόλουθη εξίσωση:

$$T_{j,i}(t) = T_A(t) + \theta_{jc} \times P_{Li}(t) + \theta_{ca} \times \sum_{k=1}^n P_{Lk}(t) \quad (4.4)$$

όπου $T_A(t)$ ($^{\circ}\text{C}$) είναι η θερμοκρασία περιβάλλοντος του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα για κάθε ώρα t , θ_{jc} ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$) είναι η θερμική αντίσταση του κάθε ημιαγωγού, θ_{ca} ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$) είναι η θερμική αντίσταση της ψήκτρας, n είναι ο αριθμός των ημιαγωγών ισχύος που περιλαμβάνει ο αντιστροφέας ($n=10, n=14, n=10, n=12, n=8$, για τις τοπολογίες H5, H6, NPC, ANPC και Conergy – NPC, αντίστοιχα) και $P_{Li}(t)$ (W) είναι οι συνολικές απώλειες αγωγιμότητας και μεταγωγής του κάθε ημιαγωγού για κάθε ώρα t ($1 \leq i \leq n$).

Στις σχέσεις (4.1) και (4.2) τα I_{avg} , I_{rms} (A) είναι η μέση και ενεργός τιμή των ρευμάτων για κάθε IGBT ή δίοδο, αντίστοιχα και δίνονται από τις παρακάτω σχέσεις:

$$I_{avg} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sqrt{2} \cdot I_o(t) \cdot \sin(\phi - \theta) \cdot f(\phi, m_a) \cdot d\phi \quad (4.5)$$

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} (\sqrt{2} \cdot I_o(t) \cdot \sin(\phi - \theta))^2 \cdot f(\phi, m_a) \cdot d\phi} \quad (4.6)$$

όπου $f(\phi, m_a)$ είναι η συνάρτηση διαμόρφωσης σε κάθε ημιαγωγό [49], m_a είναι ο συντελεστής διαμόρφωσης για την SPWM διαμόρφωση [50] και θ (rad) είναι η φασική γωνία ανάμεσα στο ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα και της θεμελιώδους τάσης κατά την SPWM διαμόρφωση.

Ο συντελεστής διαμόρφωσης για την SPWM διαμόρφωση m_a στις σχέσεις (4.5) και (4.6) δίνεται ως εξής:

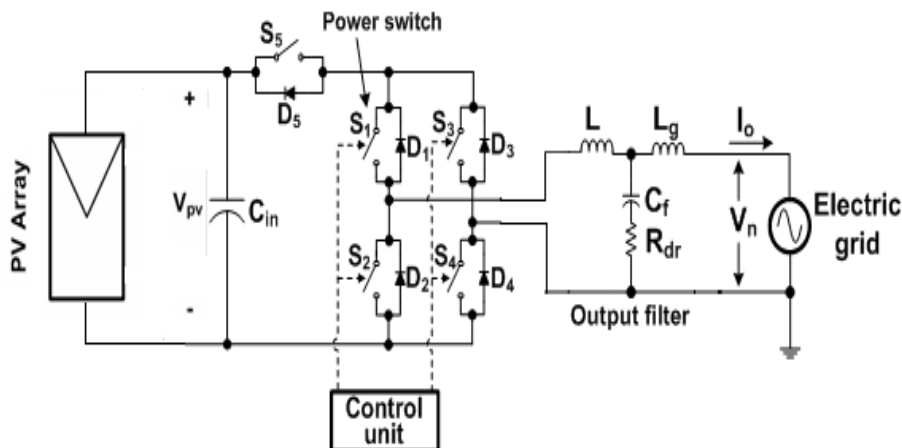
$$m_a = \frac{\sqrt{2 \cdot \left\{ V_n^2 + \left[I_o(t) 2\pi f (L + L_g) \right]^2 \right\}}}{V_{pv}(t)} \quad (4.7)$$

Η φασική γωνία στις σχέσεις (4.5) και (4.6) υπολογίζεται με βάση την παρακάτω σχέση:

$$\cos \theta = V_n / \sqrt{V_n^2 + \left[I_o(t) 2\pi f (L + L_g) \right]^2} \quad (4.8)$$

4.3.1 Ανάλυση λειτουργίας του αντιστροφέα H5

Στο Σχήμα 4.3 παρουσιάζεται ο αντιστροφέας H5 τον οποίο εξετάζουμε στην εργασία αυτή.

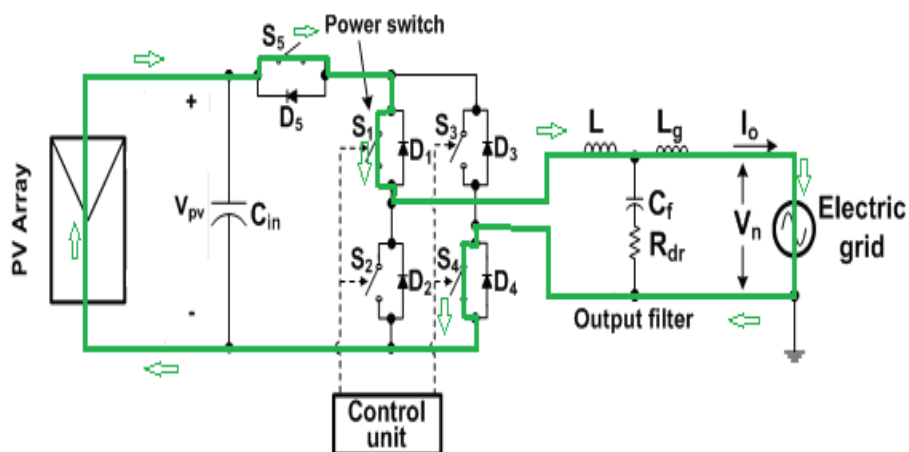


Σχήμα 4.3: Ο αντιστροφέας H5 [49].

Όπως παρατηρούμε στο Σχήμα 4.3, ο αντιστροφέας αυτός αποτελείται από πέντε ημιαγωγικά στοιχεία. Επομένως, η τοπολογία του αντιστροφέα H5 δεν είναι τίποτα άλλο από μία πλήρης γέφυρα στην οποία είναι σε σειρά συνδεδεμένο ένα ακόμη ημιαγωγικό στοιχείο μεταξύ της DC τάσης εισόδου και των δύο επάνω ημιαγωγικών στοιχείων της γέφυρας. Με την προσθήκη αυτή απομονώνεται η φωτοβολταϊκή συστοιχία από το δίκτυο κατά τη διάρκεια των περιόδων ελεύθερης διέλευσης, συνεπώς ελαχιστοποιείται το περιεχόμενο υψηλών συχνοτήτων της τάσης επάνω στον παρασιτικό πυκνωτή, μεταξύ των φωτοβολταϊκών στοιχείων και γείωσης με αποτέλεσμα τη μείωση του ρεύματος διαρροής [49].

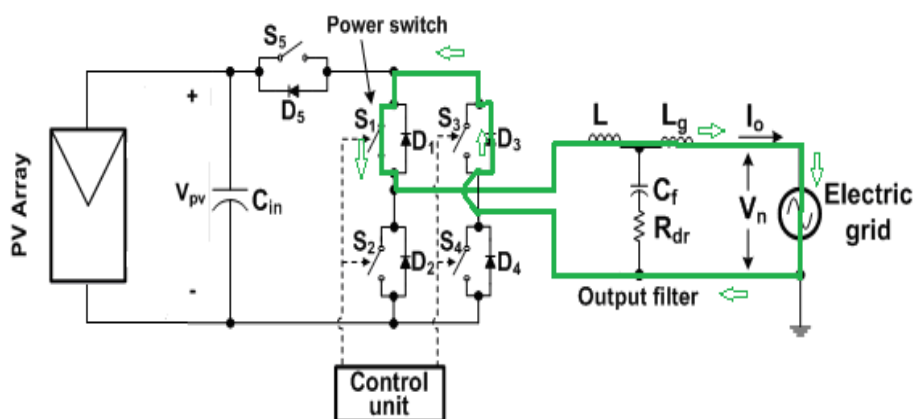
Η μέθοδος παλμοδότησης που χρησιμοποιείται έχει σκοπό την παραγωγή μονοπολικής τάσης εξόδου SPWM, όπως αναλύεται παρακάτω. Τα ημιαγωγικά στοιχεία S1 και S3 παλμοδοτούνται με τη συχνότητα του δικτύου. Άρα, ο S1 είναι διαρκώς σε αγωγή κατά τη θετική ημιπερίοδο της τάσης αναφοράς, ενώ ο S3 είναι διαρκώς σε αγωγή κατά την αρνητική ημιπερίοδο της τάσης αναφοράς. Αντίθετα, τα υπόλοιπα ημιαγωγικά στοιχεία παλμοδοτούνται με υψηλή διακοπτική συχνότητα.

Για να παραχθεί η θετική τάση εξόδου ($+V_{pv}$) του αντιστροφέα τα στοιχεία S4 και S5 παλμοδοτούνται με υψηλή διακοπτική συχνότητα και μέσω του S1, το οποίο είναι μονίμως σε αγωγή κατά τη θετική ημιπερίοδο, το ρεύμα ρέει μέσω των διακοπών S5, S1 επιστρέφοντας μέσω του S4 πίσω στην DC πηγή (Σχήμα 4.4).



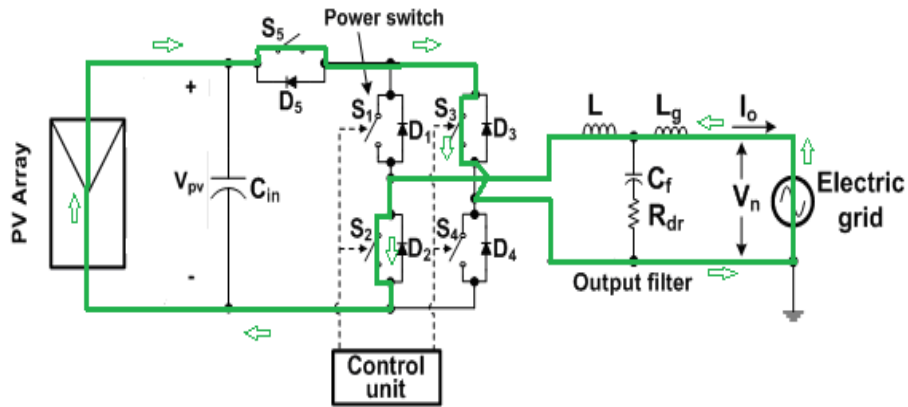
Σχήμα 4.4: Παραγωγή θετικής τάσης εξόδου $+V_{pv}$ του αντιστροφέα H5.

Κατά τη διάρκεια όπου η μονοπολική τάση εξόδου παίρνει τις τιμές του δεύτερου επιπέδου της μηδενικής (0^+), δηλαδή κατά την περίοδο ελεύθερης διέλευσης, κατά τη διάρκεια της ημιπεριόδου που παράγεται θετική τάση εξόδου, οι διακόπτες υψηλής συχνότητας βρίσκονται σε αποκοπή, οπότε το ρεύμα ρέει μέσω του διακόπτη S1 χαμηλής συχνότητας παλμοδότησης και της διόδου του S3, το οποίο βρίσκεται επίσης σε αποκοπή (Σχήμα 4.5).



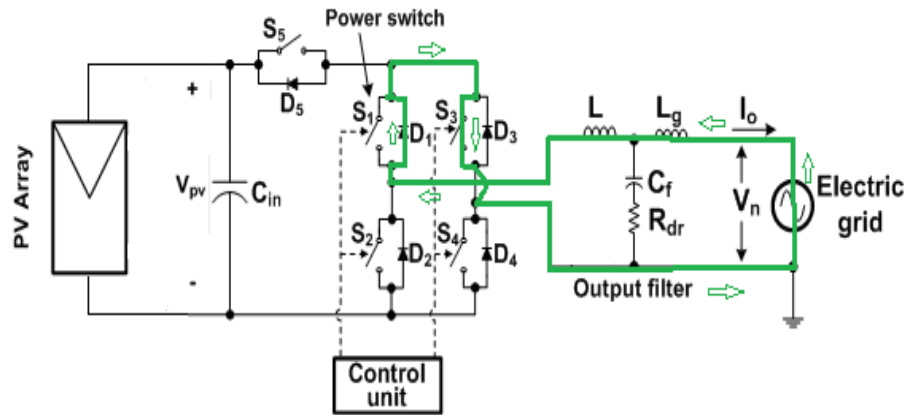
Σχήμα 4.5: Παραγωγή μηδενικής τάσης εξόδου 0^+ του αντιστροφέα H5.

Για να παραχθεί η αρνητική τάση εξόδου ($-V_{pv}$) του αντιστροφέα ακολουθείται παρόμοια διαδικασία με την παραγωγή θετικής τάσης εξόδου. Τα στοιχεία S2 και S5 παλμοδοτούνται με υψηλή διακοπτική συχνότητα και μέσω του S3, το οποίο είναι μονίμως σε αγωγή κατά την αρνητική ημιπερίοδο, το ρεύμα ρέει μέσω των διακοπών S5, S3 επιστρέφοντας μέσω του S2 πίσω στην DC πηγή (Σχήμα 4.6).



Σχήμα 4.6: Παραγωγή αρνητικής τάσης εξόδου $-V_{pv}$ του αντιστροφέα H5.

Κατά τη διάρκεια όπου η μονοπολική τάση εξόδου παίρνει τις τιμές του δεύτερου επιπέδου της μηδενικής (0^-), δηλαδή κατά την περίοδο ελεύθερης διέλευσης, κατά τη διάρκεια της ημιπεριόδου που παρατηρείται αρνητική τάση εξόδου, οι διακόπτες υψηλής συχνότητας βρίσκονται σε αποκοπή, οπότε το ρεύμα ρέει μέσω του διακόπτη S3 χαμηλής συχνότητας και της διόδου του S1 το οποίο βρίσκεται επίσης σε αποκοπή (Σχήμα 4.7).



Σχήμα 4.7: Παραγωγή μηδενικής τάσης εξόδου 0^- του αντιστροφέα H5.

4.3.2 Υπολογισμός απωλειών ισχύος για τον αντιστροφέα H5

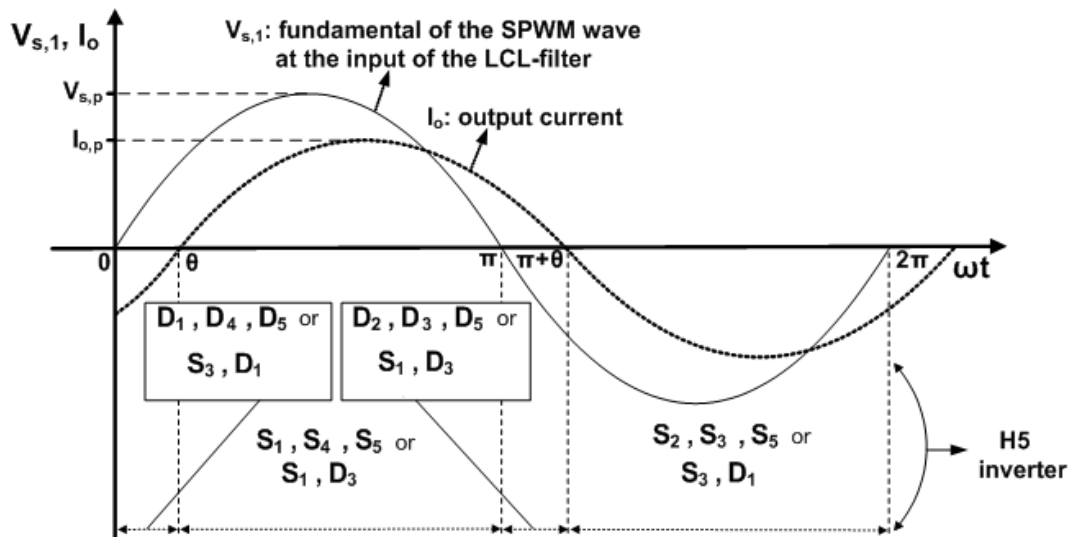
4.3.2.1 Υπολογισμός απωλειών αγωγής για τον αντιστροφέα H5

Οι συναρτήσεις διαμόρφωσης του αντιστροφέα H5, υπολογίζονται για μονοπολική τάση εξόδου [56], [57]. Οι συναρτήσεις διαμόρφωσης που προκύπτουν για τον αντιστροφέα H5 παρουσιάζονται στον Πίνακα 4.1, λαμβάνοντας υπόψη τα διαστήματα αγωγής του κάθε ημιαγωγού που εικονίζονται στο Σχήμα 4.8.

ΠΙΝΑΚΑΣ 4.1

Διαστήματα αγωγής και συναρτήσεις διαμόρφωσης για τον αντιστροφέα H5.

Power semiconductor	Conduction interval	Modulation function, $f(\omega t)$
S_1	$[\theta, \pi]$	1
	$[\pi, \pi + \theta]$	$[1 - m_a \cdot \sin(\omega t)] / 2$
D_3	$[\theta, \pi]$	$[1 - m_a \cdot \sin(\omega t)] / 2$
	$[\pi, \pi + \theta]$	1
S_4, S_5	$[\theta, \pi]$	$[1 + m_a \cdot \sin(\omega t)] / 2$
	$[\pi + \theta, 2\pi]$	
D_2, D_5	$[0, \theta]$	$[1 - m_a \cdot \sin(\omega t)] / 2$
	$[\pi, \pi + \theta]$	



Σχήμα 4.8: Διαστήματα αγωγής των ημιαγωγών του αντιστροφέα H5.

Λαμβάνοντας υπόψη την συμμετρική λειτουργία του αντιστροφέα H5 και τις συναρτήσεις διαμόρφωσης του Πίνακα 4.1 στις σχέσεις (4.5) και (4.6), συμπεραίνουμε ότι:

$$\begin{aligned} I_{Si,avg} &= I_{Sj,avg} = I_{S,avg} \quad , \quad I_{Si,rms} = I_{Sj,rms} = I_{S,rms} \\ I_{Di,avg} &= I_{Dj,avg} = I_{D,avg} \quad , \quad I_{Di,rms} = I_{Dj,rms} = I_{D,rms} \end{aligned} \quad (4.9)$$

όπου $I_{S,avg}$, $I_{D,avg}$ είναι η μέση τιμή του κάθε IGBT και διόδου πυριτίου, αντίστοιχα, $I_{S,rms}$, $I_{D,rms}$ είναι η ενεργός τιμή του κάθε IGBT και διόδου πυριτίου, αντίστοιχα, και $i, j=1...5$ ο αριθμός των IGBT και διόδων πυριτίου.

Οι συνολικές απώλειες αγωγής για τον αντιστροφέα H5 κατά την διάρκεια τους έτους ($1 \leq t \leq 8760$), $P_{cond}(t)$ (W), είναι το άθροισμα των απωλειών αγωγής των IGBT και των διόδων, οπότε με χρήση των σχέσεων (4.1), (4.2), (4.9) έχουμε:

$$\begin{aligned} P_{cond}(t) &= 2 \times (V_{s,on} I_{S1,avg} + I_{S1,rms}^2 R_{s,on}) + 2 \times (V_{s,on} I_{S4,avg} + I_{S4,rms}^2 R_{s,on}) + V_{s,on} I_{S5,avg} + I_{S5,rms}^2 R_{s,on} + \\ &2 \times (V_{d,on} I_{D1,avg} + I_{D1,rms}^2 R_{d,on}) + 2 \times (V_{d,on} I_{D4,avg} + I_{D4,rms}^2 R_{d,on}) + V_{d,on} I_{D5,avg} + I_{D5,rms}^2 R_{d,on} \end{aligned} \quad (4.10)$$

4.3.2.2 Υπολογισμός απωλειών μεταγωγής για τον αντιστροφέα H5

Για τον υπολογισμό των απωλειών μεταγωγής, $P_{sw}(t)$ στην (3.4), σε ένα μονοφασικό αντιστροφέα H5, εφαρμόζεται η διαδικασία που αναλύεται παρακάτω. Η συνολική ενέργεια μεταγωγής, E_i (Joule), των ημιαγωγών ισχύος που ανοιγοκλείνουν κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος $0 \leq \omega t \leq \theta$ που απεικονίζεται στο σχήμα 4.8, όπου το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα είναι αρνητικό, υπολογίζεται ως το άθροισμα της ενέργειας που καταναλώνεται κατά την αντίστοιχη ενεργοποίηση και απενεργοποίηση, ως εξής:

$$E_i = \frac{V_{pv}(t)}{V_i} \cdot \frac{I_o(t) \cdot \sqrt{2}}{I_i} \cdot \frac{f_s}{2\pi f} \cdot (E_{ons3} + E_{offD4} + E_{offD5} + E_{offS3} + E_{onD4} + E_{onD5}) \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\theta \sin \theta d\theta \quad (4.11)$$

όπου E_{on} και E_{off} (Joule) είναι η ενέργεια ενεργοποίησης και απενεργοποίησης, αντίστοιχα, του κάθε ημιαγωγού ισχύος.

Κατά το χρονικό διάστημα $\theta \leq \omega t \leq \pi$ στο Σχήμα 4.8, το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα λαμβάνει θετικές τιμές. Έτσι, η συνολική ενέργεια μεταγωγής των ημιαγωγών ισχύος, οι οποίοι ενεργοποιούνται και απενεργοποιούνται κατά τη διάρκεια αυτού του χρονικού διαστήματος, E_2 (Joule), υπολογίζεται χρησιμοποιώντας την ακόλουθη εξίσωση:

$$E_2 = \frac{V_{pv}(t)}{V_i} \cdot \frac{I_o(t) \cdot \sqrt{2}}{I_i} \cdot \frac{f_s}{2\pi f} \cdot (E_{onD3} + E_{offS4} + E_{offS5} + E_{offD3} + E_{onS4} + E_{onS5}) \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\theta}^{\pi} \sin \theta d\theta \quad (4.12)$$

Επειδή, πρακτικά, όλοι οι ημιαγωγοί ισχύος που χρησιμοποιούνται για την κατασκευή του αντιστροφέα έχουν τα ίδια λειτουργικά χαρακτηριστικά, ισχύει ότι:

$$\left. \begin{aligned} E_{onS1} &= E_{onS2} = E_{onS3} = E_{onS4} = E_{onS5} = E_{onT} \\ E_{offS1} &= E_{offS2} = E_{offS3} = E_{offS4} = E_{offS5} = E_{offT} \\ E_{onD1} &= E_{onD2} = E_{onD3} = E_{onD4} = E_{onD5} = E_{onDT} \\ E_{offD1} &= E_{offD2} = E_{offD3} = E_{offD4} = E_{offD5} = E_{offDT} \end{aligned} \right\} \quad (4.13)$$

επομένως, οι τιμές των E_1 και E_2 υπολογίζονται με αντικατάσταση της (4.13) στις (4.11) και (4.12), ως ακολούθως:

$$E_1 = \frac{V_{pv}(t)}{V_i} \cdot \frac{I_o(t) \cdot \sqrt{2}}{I_i} \cdot \frac{f_s}{2\pi f} \cdot (1 - \cos \theta) \cdot (E_{onT} + E_{offT} + 2E_{onDT} + 2E_{offDT}) \quad (4.14)$$

$$E_2 = \frac{V_{pv}(t)}{V_i} \cdot \frac{I_o(t) \cdot \sqrt{2}}{I_i} \cdot \frac{f_s}{2\pi f} \cdot (1 + \cos \theta) \cdot (2E_{onT} + 2E_{offT} + E_{onDT} + E_{offDT}) \quad (4.15)$$

Λόγω της συμμετρικής λειτουργίας της τοπολογίας H5, οι συνολικές απώλειες μεταγωγής κατά τη διάρκεια της αρνητικής ημπεριόδου της τάσης εξόδου (δηλαδή κατά τη διάρκεια $[\pi - 2\pi]$), είναι ίσες με το άθροισμα των E_1 και E_2 . Έτσι, οι

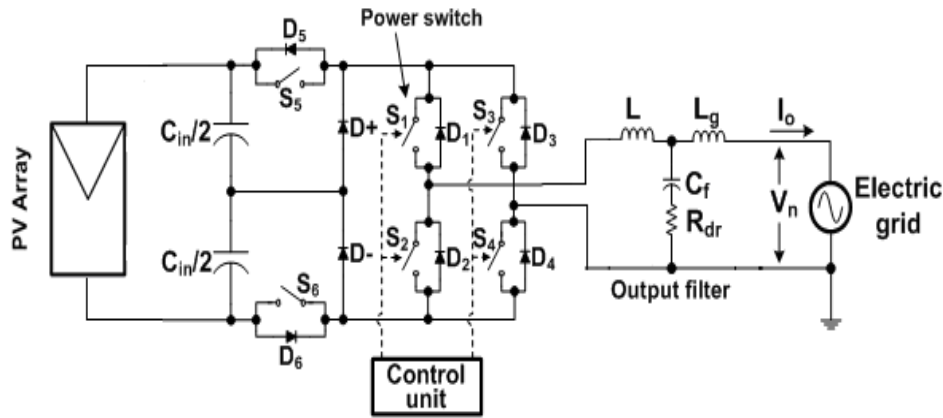
συνολικές απώλειες μεταγωγής του αντιστροφέα H5, $P_{sw}(t)$ στην (3.4), κατά την διάρκεια της ώρας t του έτους ($1 \leq t \leq 8760$) δίδονται από τη σχέση:

$$P_{sw}(t) = \frac{2 \cdot (E_1 + E_2)}{T} = 2 \cdot f \cdot (E_1 + E_2) = \frac{V_{pv}(t) \cdot I_o(t) \cdot \sqrt{2} \cdot f_s}{\pi \cdot V_t \cdot I_t} [3 \cdot (E_{onT} + E_{offT} + E_{onDT} + E_{offDT}) + (E_{on,T} + E_{off,T} - E_{on,DT} - E_{off,DT}) \cdot \cos\theta] \quad (4.16)$$

όπου $f = 1/T$ (Hz) είναι η συχνότητα της τάσης εξόδου του αντιστροφέα.

4.3.3 Ανάλυση λειτουργίας του αντιστροφέα H6

Στο Σχήμα 4.9 παρουσιάζεται ο αντιστροφέας H6 τον οποίο και εξετάζουμε σε αυτή την παράγραφο. Όπως παρατηρούμε, ο αντιστροφέας αυτός αποτελείται από έξι ημιαγωγικά στοιχεία. Επομένως, η τοπολογία του αντιστροφέα H6 δεν είναι τίποτα άλλο από μία πλήρης γέφυρα στην οποία είναι σε σειρά συνδεδεμένα δύο ημιαγωγικά στοιχεία μεταξύ των δύο ακροδεκτών της τάσης εισόδου.

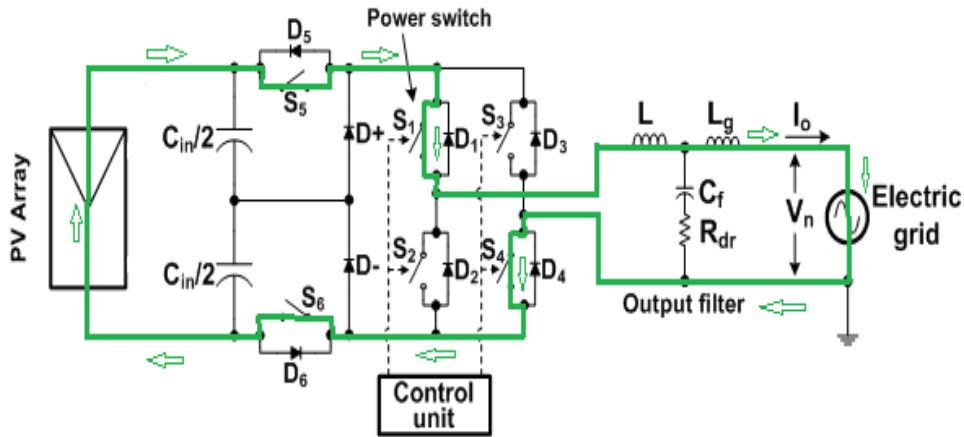


Σχήμα 4.9: Ο αντιστροφέας H6 [49].

Στον αντιστροφέα H6 τα ημιαγωγικά στοιχεία S1 και S3 παλμοδοτούνται με τη συχνότητα του δικτύου. Άρα, ο S1 είναι διαρκώς σε αγωγή κατά τη θετική ημιπερίοδο της τάσης αναφοράς, ενώ ο S3 είναι διαρκώς σε αγωγή κατά την

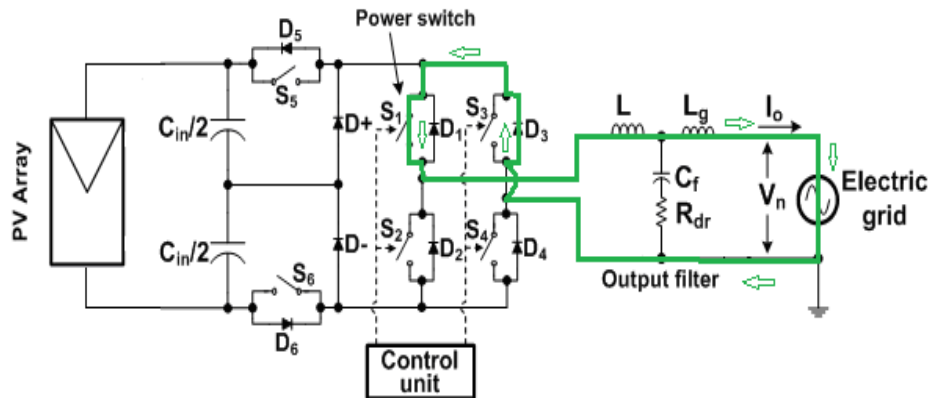
αρνητική ημιπερίοδο της τάσης αναφοράς. Αντίθετα, τα υπόλοιπα ημιαγωγικά στοιχεία παλμοδοτούνται με υψηλή διακοπτική συχνότητα.

Για να παραχθεί η θετική τάση εξόδου ($+V_{pv}$) του αντιστροφέα τα στοιχεία S4, S5 και S6 παλμοδοτούνται με υψηλή διακοπτική συχνότητα και μέσω του S1, το οποίο είναι μονίμως σε αγωγή κατά τη θετική ημιπερίοδο, το ρεύμα ρέει μέσω των διακοπών S5, S1 επιστρέφοντας μέσω των S4, S6 πίσω στην DC πηγή (Σχήμα 4.10).



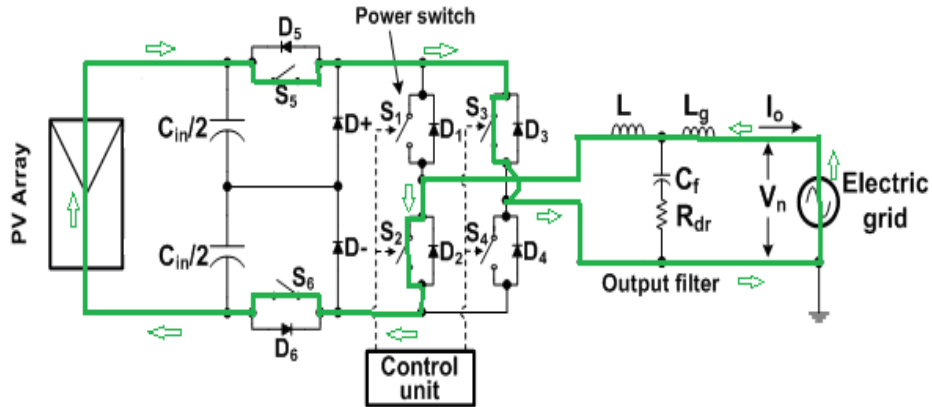
Σχήμα 4.10: Παραγωγή θετικής τάσης εξόδου $+V_{pv}$ του αντιστροφέα H6.

Κατά τη διάρκεια όπου η μονοπολική τάση εξόδου παίρνει τις τιμές του δεύτερου επιπέδου της (0^+), δηλαδή κατά την περίοδο ελεύθερης διέλευσης, κατά τη διάρκεια της ημιπεριόδου που παρατηρείται θετική τάση εξόδου, οι διακόπτες υψηλής συχνότητας βρίσκονται σε αποκοπή, οπότε το ρεύμα ρέει μέσω του διακόπτη S1 χαμηλής συχνότητας παλμοδότησης και της διόδου του S3, το οποίο βρίσκεται επίσης σε αποκοπή (Σχήμα 4.11).



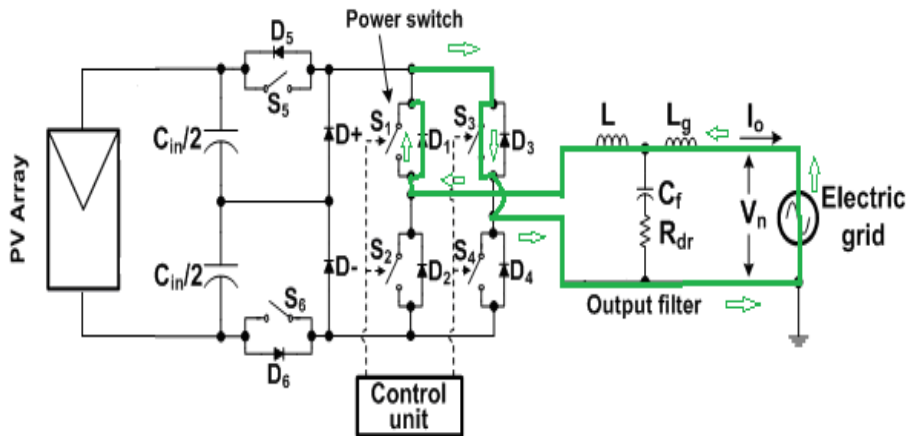
Σχήμα 4.11: Παραγωγή μηδενικής τάσης εξόδου 0^+ του αντιστροφέα H6.

Για να παραχθεί η αρνητική τάση εξόδου ($-V_{pv}$) του αντιστροφέα ακολουθείται παρόμοια διαδικασία με την παραγωγή θετικής τάσης εξόδου. Τα στοιχεία S2, S5 και S6 παλμοδοτούνται με υψηλή διακοπτική συχνότητα και μέσω του S3, το οποίο είναι μονίμως σε αγωγή κατά την αρνητική ημιπερίοδο, το ρεύμα ρέει μέσω των διακοπών S5, S3 επιστρέφοντας μέσω των S2, S6 πίσω στην DC πηγή (Σχήμα 4.12).



Σχήμα 4.12: Παραγωγή αρνητικής τάσης εξόδου $-V_{pv}$ του αντιστροφέα H6.

Κατά τη διάρκεια όπου η μονοπολική τάση εξόδου παίρνει τις τιμές του δεύτερου επιπέδου της (0^-), δηλαδή κατά την περίοδο ελεύθερης διέλευσης, κατά τη διάρκεια της ημιπεριόδου που παρατηρείται αρνητική τάση εξόδου, οι διακόπτες υψηλής συχνότητας βρίσκονται σε αποκοπή, οπότε το ρεύμα ρέει μέσω του διακόπτη S3 χαμηλής συχνότητας και της διόδου του S1 το οποίο βρίσκεται επίσης σε αποκοπή (Σχήμα 4.13).



Σχήμα 4.13: Παραγωγή μηδενικής τάσης εξόδου 0^- του αντιστροφέα H6.

4.3.4 Υπολογισμός απωλειών ισχύος για τον αντιστροφέα H6

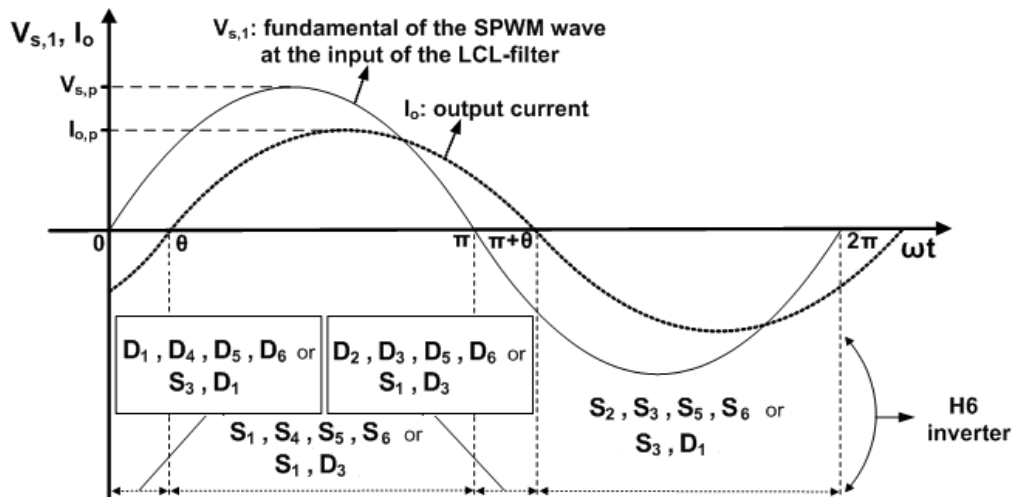
4.3.4.1 Υπολογισμός απωλειών αγωγής για τον αντιστροφέα H6

Οι συναρτήσεις διαμόρφωσης για τον αντιστροφέα H6 παρουσιάζονται στον Πίνακα 4.2, λαμβάνοντας υπόψη τα διαστήματα αγωγής του κάθε ημιαγωγού που εικονίζονται στο Σχήμα 4.14.

ΠΙΝΑΚΑΣ 4.2

Διαστήματα αγωγής και συναρτήσεις διαμόρφωσης για τον αντιστροφέα H6.

Power semiconductor	Conduction interval	Modulation function, $f(\omega t)$
S_1	$[\theta, \pi]$	1
	$[\pi, \pi + \theta]$	$[1 - m_a \cdot \sin(\omega t)] / 2$
D_3	$[\theta, \pi]$	$[1 - m_a \cdot \sin(\omega t)] / 2$
	$[\pi, \pi + \theta]$	1
S_4, S_5, S_6	$[\theta, \pi]$	$[1 + m_a \cdot \sin(\omega t)] / 2$
	$[\pi + \theta, 2\pi]$	
D_2, D_5, D_6	$[0, \theta]$	$[1 - m_a \cdot \sin(\omega t)] / 2$
	$[\pi, \pi + \theta]$	



Σχήμα 4.14: Διαστήματα αγωγής των ημιαγωγών του αντιστροφέα H6.

Λαμβάνοντας υπόψη την συμμετρική λειτουργία του αντιστροφέα H6 και τις συναρτήσεις διαμόρφωσης του Πίνακα 4.2 στις σχέσεις (4.5) και (4.6), συμπεραίνουμε ότι:

$$\begin{aligned} I_{Si,avg} &= I_{Sj,avg} = I_{S,avg} \quad , \quad I_{Si,rms} = I_{Sj,rms} = I_{S,rms} \\ I_{Di,avg} &= I_{Dj,avg} = I_{D,avg} \quad , \quad I_{Di,rms} = I_{Dj,rms} = I_{D,rms} \end{aligned} \quad (4.17)$$

όπου $i, j = 1 \dots 6$.

Οι συνολικές απώλειες αγωγής για τον αντιστροφέα H6 κατά την διάρκεια του έτους ($1 \leq t \leq 8760$), $P_{cond}(t)$ (W), είναι το άθροισμα των απωλειών αγωγής των IGBT και των διόδων, οπότε με χρήση των σχέσεων (4.1), (4.2), (4.17) έχουμε:

$$\begin{aligned} P_{cond}(t) &= 2 \cdot (V_{s,on} I_{S1,avg} + I_{S1,rms}^2 R_{s,on}) + 2 \cdot (V_{s,on} I_{S4,avg} + I_{S4,rms}^2 R_{s,on}) + V_{s,on} I_{S5,avg} + I_{S5,rms}^2 R_{s,on} + \\ &V_{s,on} I_{S6,avg} + I_{S6,rms}^2 R_{s,on} + 2 \cdot (V_{d,on} I_{D1,avg} + I_{D1,rms}^2 R_{d,on}) + 2 \cdot (V_{d,on} I_{D4,avg} + I_{D4,rms}^2 R_{d,on}) + \\ &V_{d,on} I_{D5,avg} + I_{D5,rms}^2 R_{d,on} + V_{d,on} I_{D6,avg} + I_{D6,rms}^2 R_{d,on} \end{aligned} \quad (4.18)$$

4.3.4.2 Υπολογισμός απωλειών μεταγωγής για τον αντιστροφέα H6

Για τον υπολογισμό των απωλειών μεταγωγής, $P_{sw}(t)$ στην (3.4), σε ένα μονοφασικό αντιστροφέα H6 εφαρμόζεται η ίδια διαδικασία που αναλύθηκε και για τον H5. Η συνολική ενέργεια μεταγωγής, E_1 (Joule), των ημιαγωγών ισχύος που ανοιγοκλείνουν κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος $0 \leq \omega t \leq \theta$ που απεικονίζεται στο Σχήμα 4.14, όπου το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα είναι αρνητικό, υπολογίζεται ως το άθροισμα της ενέργειας που καταναλώνεται κατά την αντίστοιχη ενεργοποίηση και απενεργοποίηση:

$$E_1 = \frac{V_{pv}(t)}{V_t} \cdot \frac{I_o(t) \cdot \sqrt{2}}{I_t} \cdot \frac{f_s}{2\pi f} \cdot (1 - \cos \theta) \cdot (E_{onS3} + E_{offD4} + E_{offD5} + E_{offD6} + E_{offS3} + E_{onD4} + E_{onD5} + E_{onD6}) \quad (4.19)$$

Κατά το χρονικό διάστημα $\theta \leq \omega t \leq \pi$ στο Σχήμα 4.14, το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα λαμβάνει θετικές τιμές. Έτσι, η συνολική ενέργεια μεταγωγής των

ημιαγωγών ισχύος, οι οποίοι ενεργοποιούνται και απενεργοποιούνται κατά τη διάρκεια αυτού του χρονικού διαστήματος, E_2 (Joule), υπολογίζεται χρησιμοποιώντας την ακόλουθη εξίσωση:

$$E_2 = \frac{V_{pv}(t)}{V_t} \cdot \frac{I_o(t) \cdot \sqrt{2}}{I_t} \cdot \frac{f_s}{2\pi f} \cdot (1 + \cos \theta) \cdot (E_{onD3} + E_{offS4} + E_{offS5} + E_{offS6} + E_{offD3} + E_{onS4} + E_{onS5} + E_{onS6}) \quad (4.20)$$

Πρακτικά, οι ημιαγωγοί ισχύος του ίδιου τύπου που χρησιμοποιούνται για την κατασκευή του αντιστροφέα έχουν τα ίδια λειτουργικά χαρακτηριστικά, δηλαδή ισχύει ότι:

$$\left. \begin{aligned} E_{onS1} &= E_{onS2} = E_{onS3} = E_{onS4} = E_{onS5} = E_{onS6} = E_{onT} \\ E_{offS1} &= E_{offS2} = E_{offS3} = E_{offS4} = E_{offS5} = E_{offS6} = E_{offT} \\ E_{onD1} &= E_{onD2} = E_{onD3} = E_{onD4} = E_{onD5} = E_{onD6} = E_{onDT} \\ E_{offD1} &= E_{offD2} = E_{offD3} = E_{offD4} = E_{offD5} = E_{offD6} = E_{offDT} \end{aligned} \right\} \quad (4.21)$$

επομένως, οι τιμές των E_1 και E_2 υπολογίζονται με αντικατάσταση της (4.21) στις (4.19) και (4.20), ως ακολούθως:

$$E_1 = \frac{V_{pv}(t)}{V_t} \cdot \frac{I_o(t) \cdot \sqrt{2}}{I_t} \cdot \frac{f_s}{2\pi f} \cdot (1 - \cos \theta) \cdot (E_{onT} + E_{offT} + 3E_{onDT} + 3E_{offDT}) \quad (4.22)$$

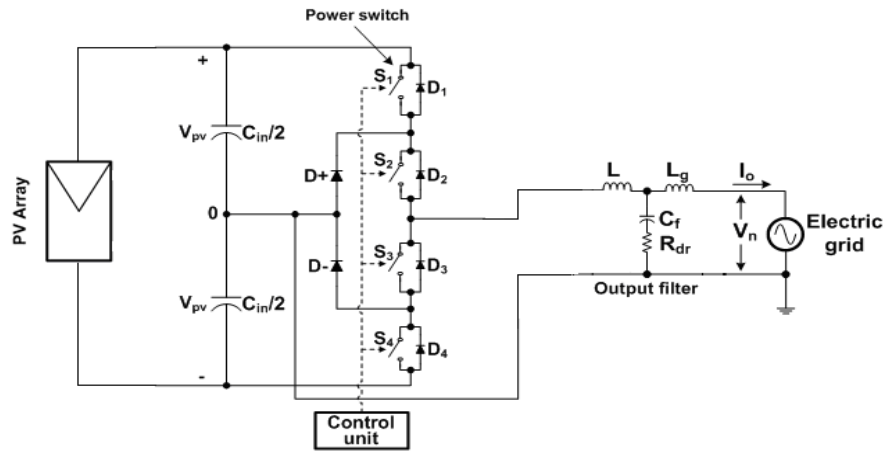
$$E_2 = \frac{V_{pv}(t)}{V_t} \cdot \frac{I_o(t) \cdot \sqrt{2}}{I_t} \cdot \frac{f_s}{2\pi f} \cdot (1 + \cos \theta) \cdot (3E_{onT} + 3E_{offT} + E_{onDT} + E_{offDT}) \quad (4.23)$$

Λόγω της συμμετρικής λειτουργίας της τοπολογίας H6, οι συνολικές απώλειες μεταγωγής κατά τη διάρκεια της αρνητικής ημιπεριόδου της τάσης εξόδου (δηλαδή κατά τη διάρκεια $[\pi-2\pi]$), είναι ίσες με το άθροισμα των E_1 και E_2 . Έτσι, οι συνολικές απώλειες μεταγωγής του αντιστροφέα H6, $P_{sw}(t)$ στην (3.4), κατά την διάρκεια της ώρας t του έτους ($1 \leq t \leq 8760$) δίδονται από τη σχέση:

$$\begin{aligned}
P_{sw}(t) &= \frac{2 \cdot (E_1 + E_2)}{T} = 2 \cdot f \cdot (E_1 + E_2) = \\
&= \frac{V_{pv}(t) \cdot I_o(t) \cdot \sqrt{2} \cdot f_s}{\pi \cdot V_t \cdot I_t} [4 \cdot (E_{onT} + E_{offT} + E_{onDT} + E_{offDT}) + 2 \cdot (E_{on,T} + E_{off,T} - E_{on,DT} - E_{off,DT}) \cdot \cos\theta]
\end{aligned} \tag{4.24}$$

4.3.5 Ανάλυση λειτουργίας του αντιστροφέα NPC

Στο Σχήμα 4.15 παρουσιάζεται το διάγραμμα του αντιστροφέα NPC.



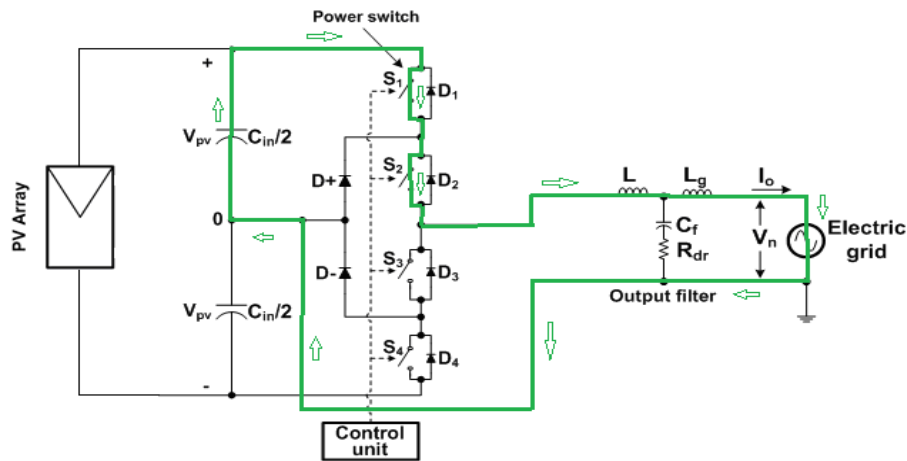
Σχήμα 4.15: Ο μονοφασικός αντιστροφέας NPC [49].

Ο αντιστροφέας NPC του Σχήματος 4.15 παρουσιάζει αρκετές ομοιότητες με τον αντιστροφέα πλήρους γέφυρας με μονοπολική SPWM. Και οι δύο προσφέρουν τα ίδια επίπεδα τάσης στην έξοδο.

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 4.15, το ενδιάμεσο σημείο μεταξύ των πυκνωτών εισόδου συνδέεται στο ουδέτερο άκρο του δικτύου. Αυτό είναι ένα πολύ σημαντικό πλεονέκτημα των τοπολογιών NPC, καθώς η τάση γείωσης είναι σχεδόν σταθερή με αποτέλεσμα να μην εμφανίζεται παρασιτικό ρεύμα γείωσης. Βασικό μειονέκτημα της συγκεκριμένης τοπολογίας είναι ότι χρειάζεται δύο μεγάλους πυκνωτές ως φίλτρα στην DC είσοδο, αυξάνοντας έτσι το μέγεθος και το κόστος του αντιστροφέα. Επίσης η συγκεκριμένη τοπολογία χρειάζεται δύο επιπλέον διόδους σε σχέση με την τοπολογία πλήρους γέφυρας.

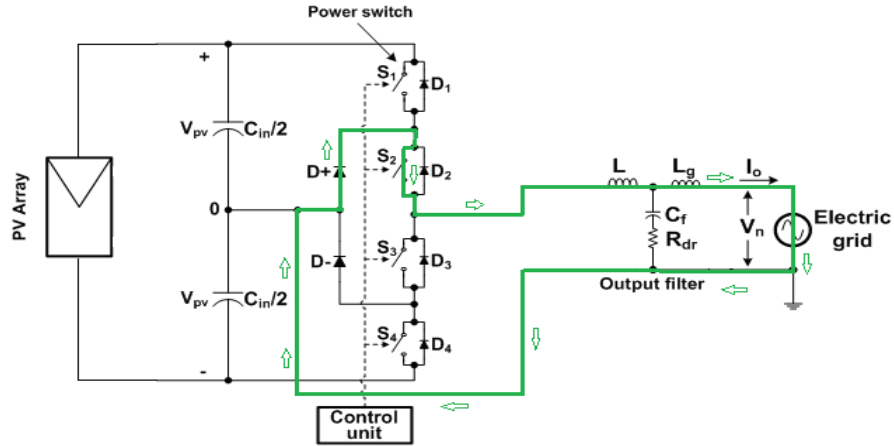
Στην περίπτωση αυτή τα ημιαγωγικά στοιχεία S2 και S3 παλμοδοτούνται με τη συχνότητα του δικτύου. Άρα, ο S2 είναι διαρκώς σε αγωγή κατά τη θετική ημιπερίοδο της τάσης αναφοράς, ενώ ο S3 είναι διαρκώς σε αγωγή κατά την αρνητική ημιπερίοδο της τάσης αναφοράς. Αντίθετα, τα υπόλοιπα ημιαγωγικά στοιχεία παλμοδοτούνται με υψηλή διακοπτική συχνότητα.

Για την παραγωγή της θετικής τάσης εξόδου ($+V_{pv}$) του αντιστροφέα το στοιχείο S1 παλμοδοτείται με υψηλή διακοπτική συχνότητα και μέσω του S2, το οποίο είναι μόνιμως σε αγωγή κατά τη θετική ημιπερίοδο, το ρεύμα ρέει μέσω των διακοπτών S1, S2 επιστρέφοντας πίσω στην DC πηγή (Σχήμα 4.16).



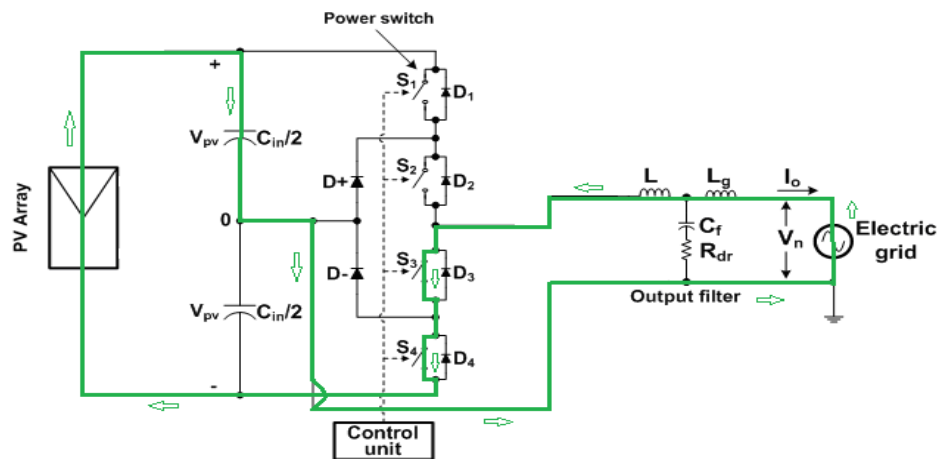
Σχήμα 4.16: Παραγωγή θετικής τάσης εξόδου $+V_{pv}$ του αντιστροφέα NPC.

Όταν η μονοπολική τάση εξόδου παίρνει τις τιμές του δεύτερου επιπέδου της (0^+), δηλαδή κατά την περίοδο ελεύθερης διέλευσης, κατά τη διάρκεια της ημιπερίόδου που παρατηρείται θετική τάση εξόδου, οι διακόπτες υψηλής συχνότητας βρίσκονται σε αποκοπή, οπότε το ρεύμα ρέει μέσω του διακόπτη S2 χαμηλής συχνότητας παλμοδότησης και της διόδου D+ (Σχήμα 4.17).



Σχήμα 4.17: Παραγωγή μηδενικής τάσης εξόδου 0^+ του αντιστροφέα NPC.

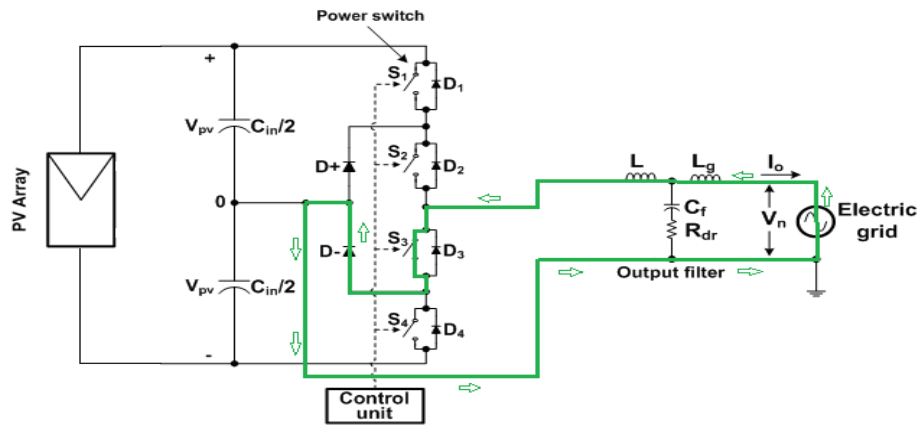
Για την παραγωγή της αρνητικής τάσης εξόδου ($-V_{pv}$) του αντιστροφέα ακολουθείται παρόμοια διαδικασία με την παραγωγή θετικής τάσης εξόδου. Το στοιχείο S4 παλμοδοτείται με υψηλή διακοπτική συχνότητα και μέσω του S3, το οποίο είναι μόνιμως σε αγωγή κατά την αρνητική ημιπερίοδο, το ρεύμα ρέει μέσω των διακοπών S3, S4 επιστρέφοντας μέσω της DC πηγής (Σχήμα 4.18).



Σχήμα 4.18: Παραγωγή αρνητικής τάσης εξόδου $-V_{pv}$ του αντιστροφέα NPC.

Όταν η μονοπολική τάση εξόδου παίρνει τις τιμές του δεύτερου επιπέδου της (0^-), δηλαδή κατά την περίοδο ελεύθερης διέλευσης, κατά τη διάρκεια της ημιπεριόδου που παρατηρείται αρνητική τάση εξόδου, οι διακόπτες υψηλής

συχνότητας βρίσκονται σε αποκοπή, οπότε το ρεύμα ρέει μέσω του διακόπτη S3 χαμηλής συχνότητας και της διόδου D- (Σχήμα 4.19).



Σχήμα 4.19: Παραγωγή μηδενικής τάσης εξόδου 0^- του αντιστροφέα NPC.

4.3.6 Υπολογισμός απωλειών ισχύος για τον αντιστροφέα NPC

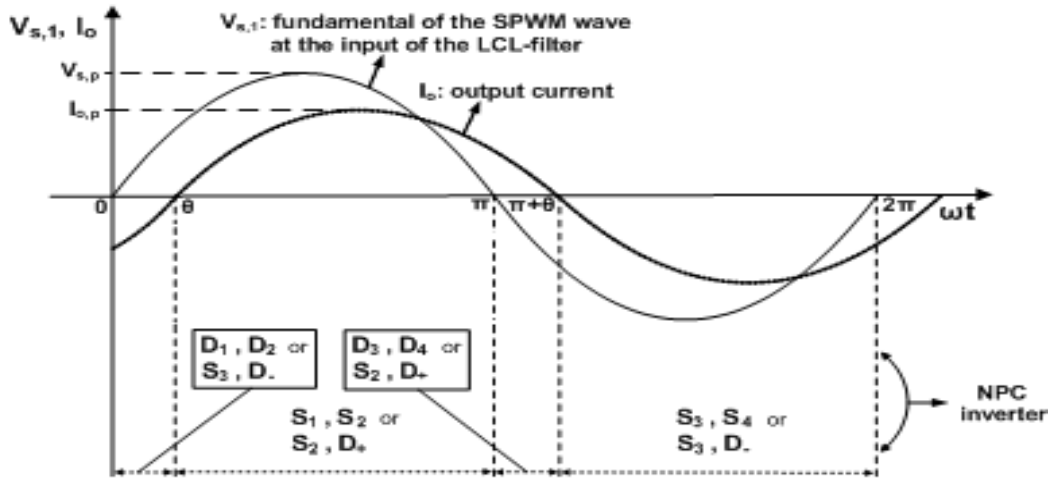
4.3.6.1 Υπολογισμός απωλειών αγωγής για τον αντιστροφέα NPC

Ο υπολογισμός των συναρτήσεων διαμόρφωσης του αντιστροφέα NPC, πραγματοποιείται θεωρώντας ότι παράγεται μονοπολική τάση εξόδου [58]. Οι συναρτήσεις διαμόρφωσης για τον αντιστροφέα NPC παρουσιάζονται στον Πίνακα 4.3, λαμβάνοντας υπόψη τα διαστήματα αγωγής του κάθε ημιαγωγού που εικονίζονται στο Σχήμα 4.20.

ΠΙΝΑΚΑΣ 4.3

Διαστήματα αγωγής και συναρτήσεις διαμόρφωσης για τον αντιστροφέα NPC.

Power semiconductor	Conduction interval	Modulation function, $f(\omega t)$
S_1	$[\theta, \pi]$	$m_a \cdot \sin(\omega t)$
D_1	$[0, \theta]$	$m_a \cdot \sin(\omega t)$
S_2	$[\theta, \pi]$	1
	$[\pi, \pi + \theta]$	$1 + m_a \cdot \sin(\omega t)$
D_2	$[0, \theta]$	$m_a \cdot \sin(\omega t)$
$D+$	$[\theta, \pi]$	$1 - m_a \cdot \sin(\omega t)$
	$[\pi, \pi + \theta]$	$1 + m_a \cdot \sin(\omega t)$



Σχήμα 4.20: Διαστήματα αγωγής των ημιαγωγών του αντιστροφέα NPC.

Λαμβάνοντας υπόψη την συμμετρική λειτουργία του αντιστροφέα NPC και τις συναρτήσεις διαμόρφωσης του Πίνακα 4.3 στις σχέσεις (4.5) και (4.6), συμπεραίνουμε ότι:

$$\begin{aligned}
 I_{S1,avg} &= I_{S4,avg} \quad , \quad I_{S2,avg} = I_{S3,avg} \\
 I_{S1,rms} &= I_{S4,rms} \quad , \quad I_{S2,rms} = I_{S3,rms} \\
 I_{D1,avg} &= I_{D2,avg} = I_{D3,avg} = I_{D4,avg} \\
 I_{D1,rms} &= I_{D2,rms} = I_{D3,rms} = I_{D4,rms} \\
 I_{D+,avg} &= I_{D-,avg} \quad , \quad I_{D+,rms} = I_{D-,rms}
 \end{aligned} \tag{4.25}$$

όπου $i, j = 1 \dots 4$.

Οι συνολικές απώλειες αγωγής για τον αντιστροφέα NPC κατά την διάρκεια του έτους ($1 \leq t \leq 8760$), $P_{cond}(t)$ (W), είναι το άθροισμα των απωλειών αγωγής των IGBT και των διόδων, οπότε με χρήση των σχέσεων (4.1), (4.2), (4.25) προκύπτει ότι:

$$\begin{aligned}
 P_{cond}(t) &= 2 \cdot (V_{s,on} I_{S1,avg} + I_{S1,rms}^2 R_{s,on}) + 2 \cdot (V_{s,on} I_{S2,avg} + I_{S2,rms}^2 R_{s,on}) + \\
 &\quad 2 \cdot (V_{d,on} I_{D1,avg} + I_{D1,rms}^2 R_{d,on}) + 2 \cdot (V_{d,on} I_{D2,avg} + I_{D2,rms}^2 R_{d,on}) + \\
 &\quad 2 \cdot (V_d I_{D+,avg} + I_{D+,rms}^2 R_d)
 \end{aligned} \tag{4.26}$$

4.3.6.2 Υπολογισμός απωλειών μεταγωγής για τον αντιστροφέα NPC

Για τον υπολογισμό των απωλειών μεταγωγής, $P_{sw}(t)$ στην (3.4), σε ένα μονοφασικό αντιστροφέα NPC εφαρμόζεται η διαδικασία που αναλύεται παρακάτω. Η συνολική ενέργεια μεταγωγής, E_1 (Joule), των ημιαγωγών ισχύος που ανοιγοκλείνουν κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος $0 \leq \omega t \leq \theta$ που απεικονίζεται στο Σχήμα 4.20, όπου το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα είναι αρνητικό, υπολογίζεται ως το άθροισμα της ενέργειας που καταναλώνεται κατά την αντίστοιχη ενεργοποίηση και απενεργοποίηση των ημιαγωγικών στοιχείων:

$$E_1 = \frac{V_{pv}(t)/2}{V_t} \cdot \frac{I_o(t) \cdot \sqrt{2}}{I_t} \cdot \frac{f_s}{2\pi f} \cdot (1 - \cos \theta) \cdot (E_{onS3} + E_{onD-} + E_{offD1} + E_{offD2} + E_{offS3} + E_{offD-} + E_{onD1} + E_{onD2}) \quad (4.27)$$

Κατά το χρονικό διάστημα $\theta \leq \omega t \leq \pi$ στο Σχήμα 4.20, το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα λαμβάνει θετικές τιμές. Έτσι, η συνολική ενέργεια μεταγωγής των ημιαγωγών ισχύος, οι οποίοι ενεργοποιούνται και απενεργοποιούνται κατά τη διάρκεια αυτού του χρονικού διαστήματος, E_2 (Joule), υπολογίζεται χρησιμοποιώντας την ακόλουθη εξίσωση:

$$E_2 = \frac{V_{pv}(t)/2}{V_t} \cdot \frac{I_o(t) \cdot \sqrt{2}}{I_t} \cdot \frac{f_s}{2\pi f} \cdot (1 + \cos \theta) \cdot (E_{onD+} + E_{offS1} + E_{offD+} + E_{onS1}) \quad (4.28)$$

Όπως και στις προηγούμενες περιπτώσεις, οι ημιαγωγοί ισχύος που χρησιμοποιούνται για την κατασκευή του αντιστροφέα έχουν τα ίδια λειτουργικά χαρακτηριστικά, δηλαδή ισχύει ότι:

$$\left. \begin{aligned} E_{onS1} &= E_{onS2} = E_{onS3} = E_{onS4} = E_{onT} \\ E_{offS1} &= E_{offS2} = E_{offS3} = E_{offS4} = E_{offT} \\ E_{onD1} &= E_{onD2} = E_{onD3} = E_{onD4} = E_{onDT} \\ E_{offD1} &= E_{offD2} = E_{offD3} = E_{offD4} = E_{offDT} \end{aligned} \right\} \quad (4.29)$$

επομένως, οι τιμές των E_1 και E_2 υπολογίζονται με αντικατάσταση της (4.29) στις (4.27) και (4.28), ως ακολούθως:

$$E_1 = \frac{V_{pv}(t)/2}{V_t} \cdot \frac{I_o(t) \cdot \sqrt{2}}{I_t} \cdot \frac{f_s}{2\pi f} \cdot (1 - \cos \theta) \cdot (E_{onT} + E_{offT} + 3E_{onDT} + 3E_{offDT}) \quad (4.30)$$

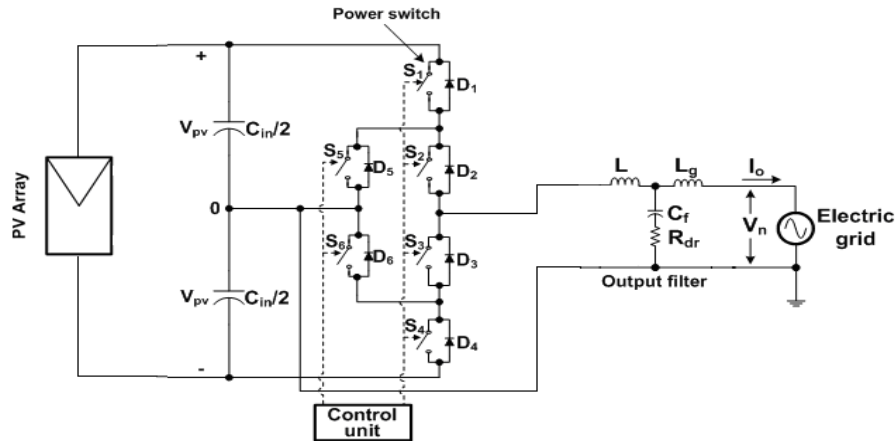
$$E_2 = \frac{V_{pv}(t)/2}{V_t} \cdot \frac{I_o(t) \cdot \sqrt{2}}{I_t} \cdot \frac{f_s}{2\pi f} \cdot (1 + \cos \theta) \cdot (E_{onT} + E_{offT} + E_{onDT} + E_{offDT}) \quad (4.31)$$

Λόγω της συμμετρικής λειτουργίας της τοπολογίας NPC, οι συνολικές απώλειες μεταγωγής κατά τη διάρκεια της αρνητικής ημιπεριόδου της τάσης εξόδου (δηλαδή κατά τη διάρκεια $[\pi - 2\pi]$), είναι ίσες με το άθροισμα των E_1 και E_2 . Έτσι, οι συνολικές απώλειες μεταγωγής του αντιστροφέα NPC, $P_{sw}(t)$ στην (3.4), κατά την διάρκεια της ώρας t του έτους ($1 \leq t \leq 8760$) δίδονται από τη σχέση:

$$\begin{aligned} P_{sw}(t) &= \frac{2 \cdot (E_1 + E_2)}{T} = 2 \cdot f \cdot (E_1 + E_2) = \\ &= \frac{V_{pv}(t) \cdot I_o(t) \cdot \sqrt{2} \cdot f_s}{2\pi \cdot V_t \cdot I_t} [2 \cdot (E_{onT} + E_{offT} + 2 \cdot E_{onDT} + 2 \cdot E_{offDT}) - 2 \cdot (E_{on,DT} + E_{off,DT}) \cdot \cos \theta] \end{aligned} \quad (4.32)$$

4.3.7 Ανάλυση λειτουργίας του αντιστροφέα ANPC

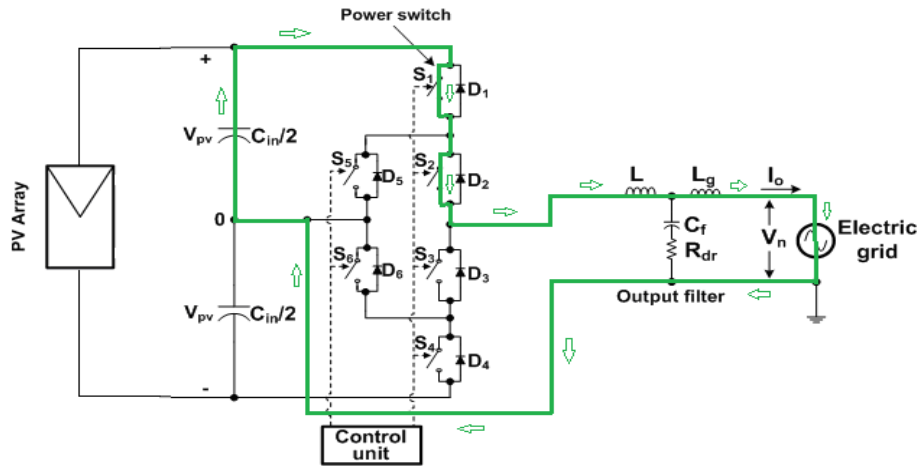
Στο Σχήμα 4.21 παρουσιάζεται ο αντιστροφέας ANPC.



Σχήμα 4.21: Ο μονοφασικός αντιστροφέας ANPC [49].

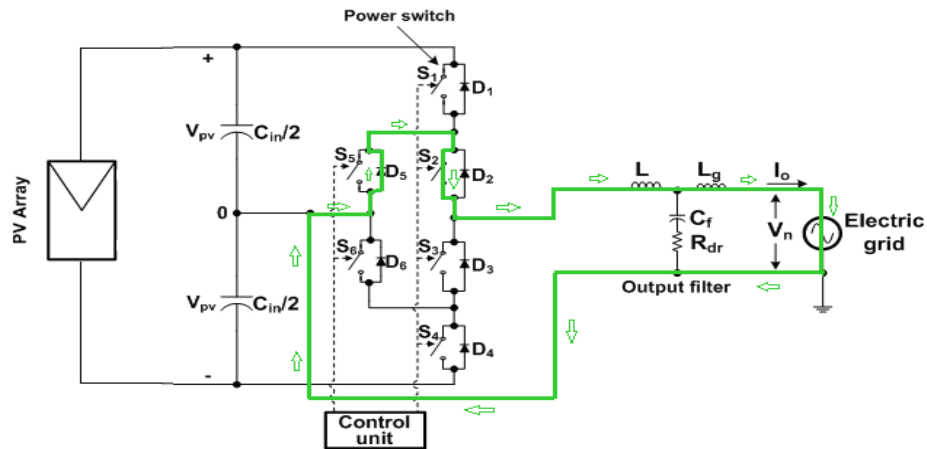
Η μέθοδος παλμοδότησης που χρησιμοποιείται στον ANPC έχει σκοπό την παραγωγή μονοπολικής τάσης εξόδου SPWM. Τα ημιαγωγικά στοιχεία S2 και S3 παλμοδοτούνται με τη συχνότητα του δικτύου. Άρα, ο S2 είναι διαρκώς σε αγωγή κατά τη θετική ημιπερίοδο της τάσης αναφοράς, ενώ ο S3 είναι διαρκώς σε αγωγή κατά την αρνητική ημιπερίοδο της τάσης αναφοράς. Αντίθετα, τα υπόλοιπα ημιαγωγικά στοιχεία παλμοδοτούνται με υψηλή διακοπτική συχνότητα.

Η θετική τάση εξόδου ($+V_{pv}$) του αντιστροφέα παράγεται όταν το στοιχείο S1 παλμοδοτείται με υψηλή διακοπτική συχνότητα και μέσω του S2, το οποίο είναι μονίμως σε αγωγή κατά τη θετική ημιπερίοδο, το ρεύμα ρέει μέσω των διακοπών S1, S2 επιστρέφοντας πίσω στην DC πηγή (Σχήμα 4.22).



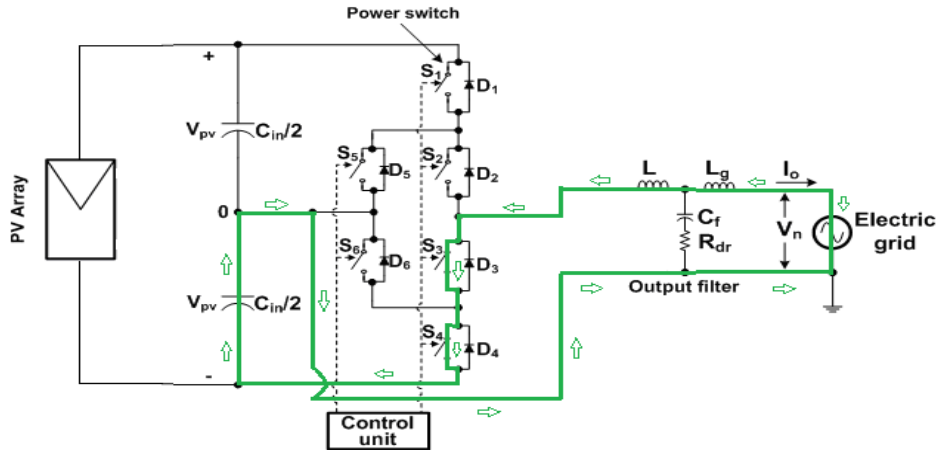
Σχήμα 4.22: Παραγωγή θετικής τάσης εξόδου $+V_{pv}$ του αντιστροφέα ANPC.

Η μονοπολική τάση εξόδου παίρνει τις τιμές του δεύτερου επιπέδου της (0^+), δηλαδή κατά την περίοδο ελεύθερης διέλευσης, κατά τη διάρκεια της ημιπεριόδου που παρατηρείται θετική τάση εξόδου, οι διακόπτες υψηλής συχνότητας βρίσκονται σε αποκοπή, οπότε το ρεύμα ρέει μέσω του διακόπτη S2 χαμηλής συχνότητας παλμοδότησης και της διόδου D5, (Σχήμα 4.23).



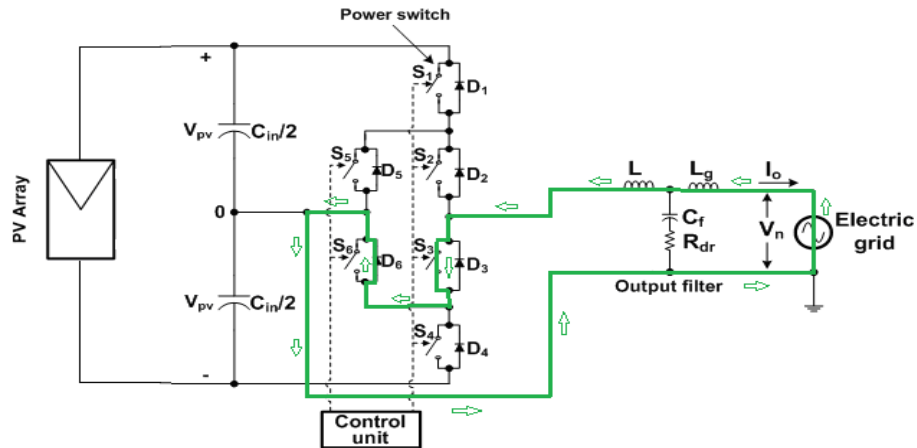
Σχήμα 4.23: Παραγωγή μηδενικής τάσης εξόδου 0^+ του αντιστροφέα ANPC.

Η αρνητική τάση εξόδου ($-V_{pv}$) του αντιστροφέα παράγεται όταν το στοιχείο S4 παλμοδοτείται με υψηλή διακοπτική συχνότητα και μέσω του S3, το οποίο είναι μόνιμως σε αγωγή κατά την αρνητική ημιπερίοδο, το ρεύμα ρέει μέσω των διακοπών S3, S4 επιστρέφοντας μέσω της DC πηγής (Σχήμα 4.24).



Σχήμα 4.24: Παραγωγή αρνητικής τάσης εξόδου $-V_{pv}$ του αντιστροφέα ANPC.

Όταν η μονοπολική τάση εξόδου παίρνει τις τιμές του δεύτερου επιπέδου της (0^-), δηλαδή κατά την περίοδο ελεύθερης διέλευσης, κατά τη διάρκεια της ημιπεριόδου που παρατηρείται αρνητική τάση εξόδου, οι διακόπτες υψηλής συχνότητας βρίσκονται σε αποκοπή, οπότε το ρεύμα ρέει μέσω του διακόπτη S3 χαμηλής συχνότητας και της διόδου D6 (Σχήμα 4.25).



Σχήμα 4.25: Παραγωγή μηδενικής τάσης εξόδου 0^- του αντιστροφέα ANPC.

4.3.8 Υπολογισμός απωλειών ισχύος για τον αντιστροφέα ANPC

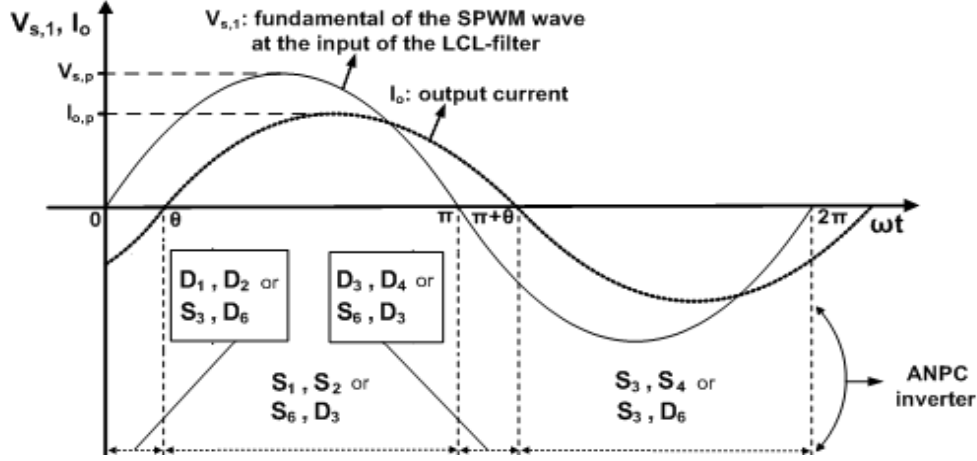
4.3.8.1 Υπολογισμός απωλειών αγωγής για τον αντιστροφέα ANPC

Οι συναρτήσεις διαμόρφωσης για τον αντιστροφέα ANPC παρουσιάζονται στον Πίνακα 4.4, λαμβάνοντας υπόψη τα διαστήματα αγωγής του κάθε ημιαγωγού που εικονίζονται στο Σχήμα 4.26.

ΠΙΝΑΚΑΣ 4.4

Διαστήματα αγωγής και συναρτήσεις διαμόρφωσης για τον αντιστροφέα ANPC.

Power semiconductor	Conduction interval	Modulation function, $f(\omega t)$
S_1	$[\theta, \pi]$	$m_a \cdot \sin(\omega t)$
D_1	$[0, \theta]$	$m_a \cdot \sin(\omega t)$
S_2	$[\theta, \pi]$	1
D_2	$[0, \theta]$	1



Σχήμα 4.20: Διαστήματα αγωγής των ημιαγωγών του αντιστροφέα ANPC.

Λαμβάνοντας υπόψη την συμμετρική λειτουργία του αντιστροφέα ANPC και τις συναρτήσεις διαμόρφωσης του Πίνακα 4.4 στις σχέσεις (4.5) και (4.6), συμπεραίνουμε ότι:

$$\begin{aligned}
 I_{S1,avg} &= I_{S4,avg} \quad , \quad I_{S2,avg} = I_{S3,avg} \\
 I_{S1,rms} &= I_{S4,rms} \quad , \quad I_{S2,rms} = I_{S3,rms} \\
 I_{D1,avg} &= I_{D2,avg} = I_{D3,avg} = I_{D4,avg} \\
 I_{D1,rms} &= I_{D2,rms} = I_{D3,rms} = I_{D4,rms}
 \end{aligned} \tag{4.33}$$

όπου $i, j=1...4$.

Οι συνολικές απώλειες αγωγής για τον αντιστροφέα ANPC κατά την διάρκεια του έτους ($1 \leq t \leq 8760$), $P_{cond}(t)$ (W), είναι το άθροισμα των απωλειών αγωγής των IGBT και των διόδων, οπότε με χρήση των σχέσεων (4.1), (4.2), (4.33) έχουμε:

$$\begin{aligned}
 P_{cond}(t) &= 2 \cdot (V_{s,on} I_{S1,avg} + I_{S1,rms}^2 R_{s,on} + V_{s,on} I_{S2,avg} + I_{S2,rms}^2 R_{s,on}) + \\
 &\quad 2 \cdot (V_d I_{D1,avg} + I_{D1,rms}^2 R_d + V_d I_{D2,avg} + I_{D2,rms}^2 R_d)
 \end{aligned} \tag{4.34}$$

4.3.8.2 Υπολογισμός απωλειών μεταγωγής για τον αντιστροφέα ANPC

Για τον υπολογισμό των απωλειών μεταγωγής, $P_{sw}(t)$ στην (3.4), σε ένα μονοφασικό αντιστροφέα ANPC εφαρμόζεται η διαδικασία που αναλύεται παρακάτω. Η συνολική ενέργεια μεταγωγής, E_1 (Joule), των ημιαγωγών ισχύος που ανοιγοκλείνουν κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος $0 \leq \omega t \leq \theta$ που απεικονίζεται στο Σχήμα 4.26, όπου το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα είναι αρνητικό, υπολογίζεται ως το άθροισμα της ενέργειας που καταναλώνεται κατά την αντίστοιχη ενεργοποίηση και απενεργοποίηση των ημιαγωγικών στοιχείων:

$$E_1 = \frac{V_{pv}(t)/2}{V_t} \cdot \frac{I_o(t) \cdot \sqrt{2}}{I_t} \cdot \frac{f_s}{2\pi f} \cdot (1 - \cos \theta) \cdot (E_{onS5} + E_{offD1} + E_{offS5} + E_{onD1}) \quad (4.35)$$

Κατά το χρονικό διάστημα $\theta \leq \omega t \leq \pi$ στο Σχήμα 4.26, το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα λαμβάνει θετικές τιμές. Έτσι, η συνολική ενέργεια μεταγωγής των ημιαγωγών ισχύος, οι οποίοι ενεργοποιούνται και απενεργοποιούνται κατά τη διάρκεια αυτού του χρονικού διαστήματος, E_2 (Joule), υπολογίζεται χρησιμοποιώντας την ακόλουθη εξίσωση:

$$E_2 = \frac{V_{pv}(t)/2}{V_t} \cdot \frac{I_o(t) \cdot \sqrt{2}}{I_t} \cdot \frac{f_s}{2\pi f} \cdot (1 + \cos \theta) \cdot (E_{onD5} + E_{offS1} + E_{offD5} + E_{onS1}) \quad (4.36)$$

Πρακτικά, οι ημιαγωγοί ισχύος του ίδιου τύπου έχουν τα ίδια λειτουργικά χαρακτηριστικά, οπότε ισχύει ότι:

$$\left. \begin{aligned} E_{onS1} &= E_{onS2} = E_{onS3} = E_{onS4} = E_{onS5} = E_{onT} \\ E_{offS1} &= E_{offS2} = E_{offS3} = E_{offS4} = E_{offS5} = E_{offT} \\ E_{onD1} &= E_{onD2} = E_{onD3} = E_{onD4} = E_{onD5} = E_{onDT} \\ E_{offD1} &= E_{offD2} = E_{offD3} = E_{offD4} = E_{offD5} = E_{offDT} \end{aligned} \right\} \quad (4.37)$$

επομένως, οι τιμές των E_1 και E_2 υπολογίζονται με αντικατάσταση της (4.37) στις (4.35) και (4.36), ως ακολούθως:

$$E_1 = \frac{V_{pv}(t)/2}{V_t} \cdot \frac{I_o(t) \cdot \sqrt{2}}{I_t} \cdot \frac{f_s}{2\pi f} \cdot (1 - \cos \theta) \cdot (E_{onT} + E_{offT} + E_{onDT} + E_{offDT}) \quad (4.38)$$

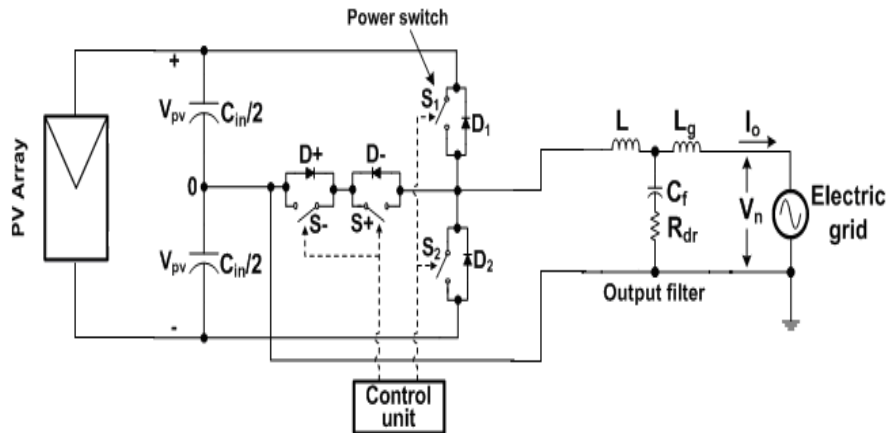
$$E_2 = \frac{V_{pv}(t)/2}{V_t} \cdot \frac{I_o(t) \cdot \sqrt{2}}{I_t} \cdot \frac{f_s}{2\pi f} \cdot (1 + \cos \theta) \cdot (E_{onT} + E_{offT} + E_{onDT} + E_{offDT}) \quad (4.39)$$

Λόγω της συμμετρικής λειτουργίας της τοπολογίας ANPC, οι συνολικές απώλειες μεταγωγής κατά τη διάρκεια της αρνητικής ημιπεριόδου της τάσης εξόδου, δηλαδή κατά τη διάρκεια $[\pi - 2\pi]$, είναι ίσες με το άθροισμα των E_1 και E_2 . Έτσι, οι συνολικές απώλειες μεταγωγής του αντιστροφέα ANPC, $P_{sw}(t)$ στην (3.4), κατά την διάρκεια της ώρας t του έτους ($1 \leq t \leq 8760$) δίδονται από τη σχέση:

$$\begin{aligned} P_{sw}(t) &= \frac{2 \cdot (E_1 + E_2)}{T} = 2 \cdot f \cdot (E_1 + E_2) = \\ &= \frac{V_{pv}(t) \cdot I_o(t) \cdot \sqrt{2} \cdot f_s}{2\pi \cdot V_t \cdot I_t} [2 \cdot (E_{onT} + E_{offT} + E_{onDT} + E_{offDT})] \end{aligned} \quad (4.40)$$

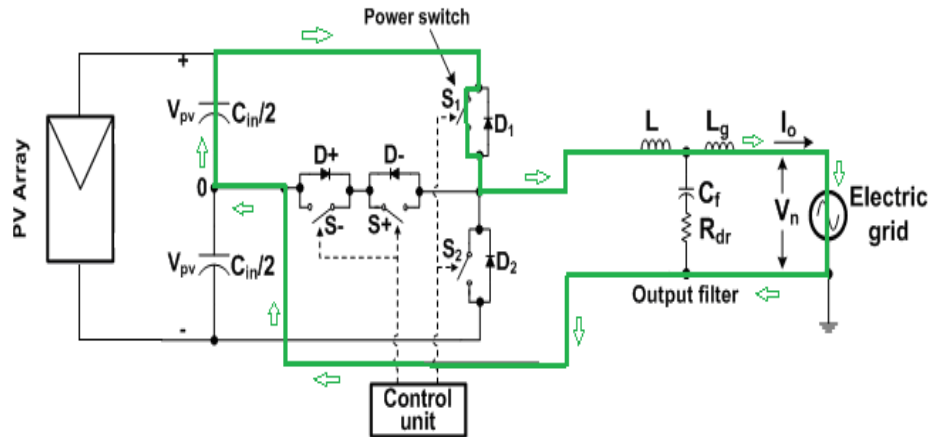
4.3.9 Ανάλυση λειτουργίας του αντιστροφέα Conergy-NPC

Στο Σχήμα 4.27 παρουσιάζεται ο αντιστροφέας Conergy-NPC. Στην τοπολογία Conergy-NPC, όλα τα ημιαγωγικά στοιχεία παλμοδοτούνται με υψηλή διακοπτική συχνότητα.



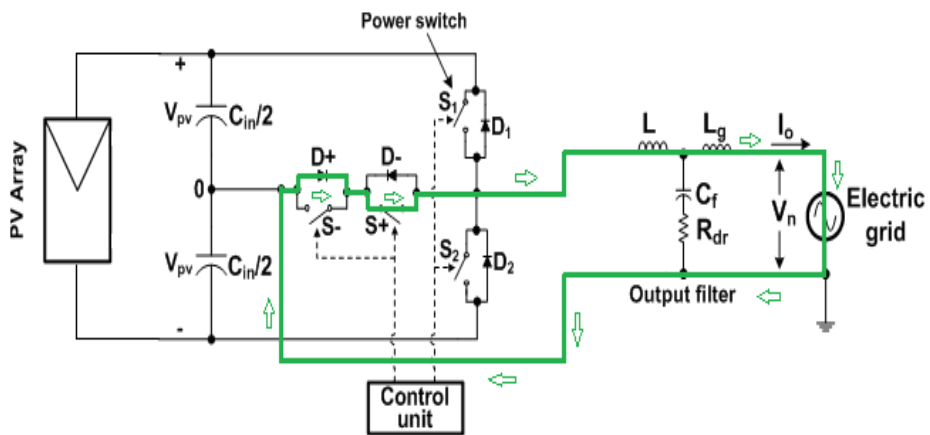
Σχήμα 4.27: Ο μονοφασικός αντιστροφέας Conergy-NPC [49].

Για την παραγωγή της θετικής τάσης εξόδου ($+V_{pv}$) του αντιστροφέα το στοιχείο S1 παλμοδοτείται με υψηλή διακοπτική συχνότητα κατά τη θετική ημιπερίοδο και το ρεύμα ρέει μέσω του διακόπτη S1 επιστρέφοντας πίσω στην DC πηγή (Σχήμα 4.28).



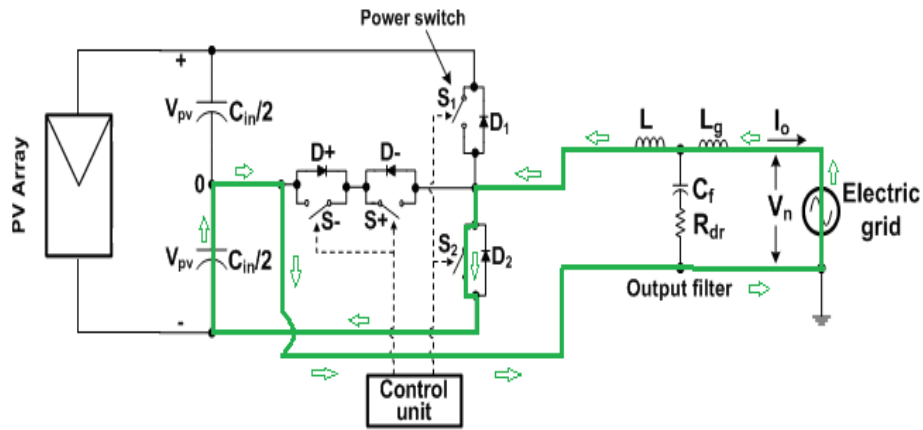
Σχήμα 4.28: Παραγωγή θετικής τάσης εξόδου $+V_{pv}$ του αντιστροφέα Conergy-NPC.

Όταν η μονοπολική τάση εξόδου παίρνει τις τιμές του δεύτερου επιπέδου της (0^+), δηλαδή κατά την περίοδο ελεύθερης διέλευσης, κατά τη διάρκεια της ημιπεριόδου που παρατηρείται θετική τάση εξόδου, ο διακόπτης S1 υψηλής συχνότητας βρίσκεται σε αποκοπή, οπότε το ρεύμα ρέει μέσω του διακόπτη S+ υψηλής συχνότητας παλμοδότησης και της διόδου D+, (Σχήμα 4.29).



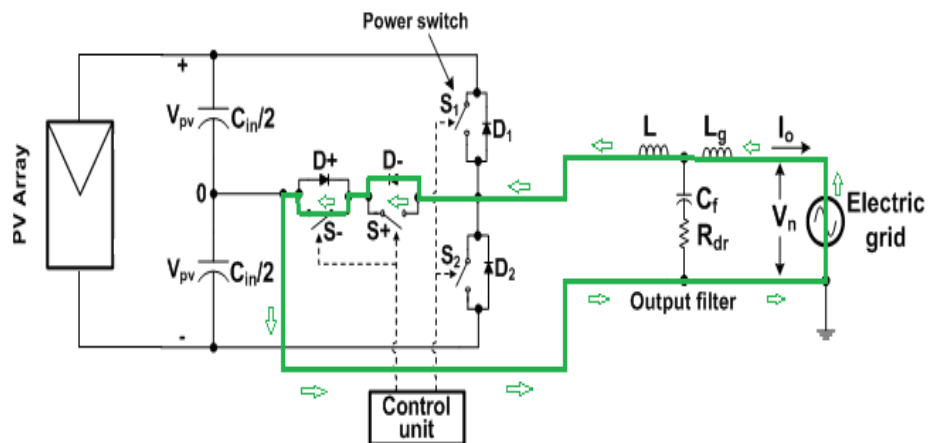
Σχήμα 4.29: Παραγωγή μηδενικής τάσης εξόδου 0^+ του αντιστροφέα Conergy-NPC.

Η αρνητική τάση εξόδου ($-V_{pv}$) του αντιστροφέα παράγεται όταν το στοιχείο S2 παλμοδοτείται με υψηλή διακοπτική συχνότητα κατά την αρνητική ημιπερίοδο και το ρεύμα ρέει μέσω του διακόπτη S2 επιστρέφοντας μέσω της DC πηγής (Σχήμα 4.30).



Σχήμα 4.30: Παραγωγή αρνητικής τάσης εξόδου $-V_{pv}$ του αντιστροφέα Conergy-NPC.

Κατά τη διάρκεια όπου η μονοπολική τάση εξόδου παίρνει τις τιμές του δεύτερου επιπέδου της (0^-), δηλαδή κατά την περίοδο ελεύθερης διέλευσης, κατά τη διάρκεια της ημιπερίόδου που παρατηρείται αρνητική τάση εξόδου, ο διακόπτης S2 υψηλής συχνότητας βρίσκεται σε αποκοπή, οπότε το ρεύμα ρέει μέσω του διακόπτη S- υψηλής συχνότητας παλμοδότησης και της διόδου D-, (Σχήμα 4.31).



Σχήμα 4.31: Παραγωγή μηδενικής τάσης εξόδου 0^- του αντιστροφέα Conergy-NPC.

4.3.10 Υπολογισμός απωλειών ισχύος για τον αντιστροφέα Conergy-NPC

4.3.10.1 Υπολογισμός απωλειών αγωγής για τον αντιστροφέα Conergy-NPC

Οι συναρτήσεις διαμόρφωσης για τον αντιστροφέα NPC, παρουσιάζονται στον Πίνακα 4.5, λαμβάνοντας υπόψη τα διαστήματα αγωγής του κάθε ημιαγωγού που εικονίζονται στο Σχήμα 4.32.

Λαμβάνοντας υπόψη την συμμετρική λειτουργία του αντιστροφέα Conergy-NPC και τις συναρτήσεις διαμόρφωσης του Πίνακα 4.5 στις σχέσεις (4.5) και (4.6), συμπεραίνουμε ότι:

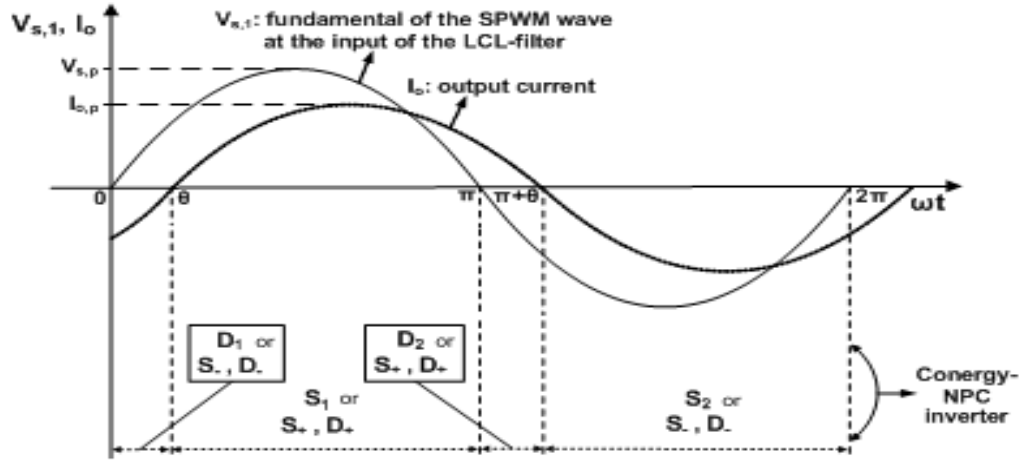
$$\begin{aligned}
 I_{S1,avg} &= I_{S2,avg} = I_{S,avg} \quad , \quad I_{S1,rms} = I_{S2,rms} = I_{S,rms} \\
 I_{D1,rms} &= I_{D2,rms} = I_{D,rms} \quad , \quad I_{D1,avg} = I_{D2,avg} = I_{D,avg} \\
 I_{S+,avg} &= I_{S-,avg} \quad , \quad I_{S+,rms} = I_{S-,rms} \\
 I_{D+,avg} &= I_{D-,avg} \quad , \quad I_{D+,rms} = I_{D-,rms}
 \end{aligned} \tag{4.41}$$

όπου $i, j = 1 \dots 2$.

ΠΙΝΑΚΑΣ 4.5

Διαστήματα αγωγής και συναρτήσεις διαμόρφωσης για τον αντιστροφέα Conergy-NPC.

Power semiconductor	Conduction interval	Modulation function, $f(\omega t)$
S_i	$[\theta, \pi]$	$m_a \cdot \sin(\omega t)$
D_i	$[0, \theta]$	$m_a \cdot \sin(\omega t)$
$S+$	$[\theta, \pi]$	$1 - m_a \cdot \sin(\omega t)$
	$[\pi, \pi + \theta]$	$1 + m_a \cdot \sin(\omega t)$
$D+$	$[\theta, \pi]$	$1 - m_a \cdot \sin(\omega t)$
	$[\pi, \pi + \theta]$	$1 + m_a \cdot \sin(\omega t)$



Σχήμα 4.32: Διαστήματα αγωγής των ημιαγωγών του αντιστροφέα Conergy-NPC.

Οι συνολικές απώλειες αγωγής για τον αντιστροφέα Conergy-NPC κατά την διάρκεια του έτους ($1 \leq t \leq 8760$), $P_{cond}(t)$ (W), είναι το άθροισμα των απωλειών αγωγής των IGBT και των διόδων, οπότε με χρήση των σχέσεων (4.1), (4.2), (4.41) έχουμε:

$$P_{cond}(t) = 2 \cdot (V_{s,on} I_{s,avg} + I_{s,rms}^2 R_{s,on}) + 2 \cdot (V_{s,on} I_{s+,avg} + I_{s+,rms}^2 R_{s,on}) + 2 \cdot (V_d I_{d,avg} + I_{d,rms}^2 R_d) + 2 \cdot (V_d I_{d+,avg} + I_{d+,rms}^2 R_d) \quad (4.42)$$

4.3.10.2 Υπολογισμός απωλειών μεταγωγής για τον αντιστροφέα Conergy-NPC

Η ενέργεια συνολικής μεταγωγής, E_1 και E_2 , αντίστοιχα, των ημιαγωγών ισχύος, κατά τα χρονικά διαστήματα $0 \leq \omega t \leq \theta$ και $\theta \leq \omega t \leq \pi$, που απεικονίζεται στο Σχήμα 4.32, υπολογίζονται ως το άθροισμα της ενέργειας που καταναλώνεται κατά την αντίστοιχη ενεργοποίηση και απενεργοποίηση:

$$E_1 = \frac{V_{pv}(t)/2}{V_t} \cdot \frac{I_o(t) \cdot \sqrt{2}}{I_t} \cdot \frac{f_s}{f} \cdot (E_{onD1} + E_{offS-} + E_{offD-} + E_{onS-} + E_{onD-} + E_{offD1}) \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^\theta \sin \theta d\theta \quad (4.43)$$

$$E_2 = \frac{V_{pv}(t)/2}{V_t} \cdot \frac{I_o(t) \cdot \sqrt{2}}{I_t} \cdot \frac{f_s}{f} \cdot (E_{onS1} + E_{offS+} + E_{offD+} + E_{offS1} + E_{onS+} + E_{onD+}) \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \int_{\theta}^{\pi} \sin \theta d\theta \quad (4.44)$$

Οι συνολικές απώλειες μεταγωγής του μετατροπέα Conergy-NPC, $P_{sw}(t)$, την ώρα t ($1 \leq t \leq 8760$) υπολογίζονται χρησιμοποιώντας τις (4.43) και (4.44), ενώ ταυτόχρονα λαμβάνεται υπόψη και η συμμετρική λειτουργία της τοπολογίας του αντιστροφέα Conergy-NPC και ότι όλοι οι διακόπτες ισχύος και οι διόδοι που χρησιμοποιούνται για την κατασκευή του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα έχουν μεταξύ τους τα ίδια χαρακτηριστικά λειτουργίας:

$$P_{sw}(t) = 2 \cdot f \cdot (E_1 + E_2) = \frac{V_{pv}(t) \cdot \sqrt{2} \cdot I_o(t, y)}{2\pi \cdot V_t \cdot I_t} \cdot f_s \cdot [3(E_{onT} + E_{onDT}) + 3(E_{offT} + E_{offDT}) + (E_{on,T} + E_{off,T} - E_{on,DT} - E_{off,DT}) \cdot \cos \theta] \quad (4.45)$$

4.4 Υπολογισμός απωλειών ισχύος σε αντιστροφείς χρησιμοποιώντας

ημιαγωγούς τύπου SiC

Η προτεινόμενη μεθοδολογία εφαρμόζεται επίσης στις τοπολογίες αντιστροφέων H5 και Conergy NPC, οι οποίες αποτελούνται από ημιαγωγούς SiC και οι οποίες βασίζονται σε διακόπτες ισχύος JFETs και διόδους Schottky. Η μοντελοποίηση αυτών των ημιαγωγών ισχύος υπολογίζονται χρησιμοποιώντας τις σχέσεις [32]:

$$V_s = I_s R_{s,on} \quad (4.46)$$

$$V_d = V_{d,on} + I_D R_{d,on} \quad (4.47)$$

όπου, V_s , V_d (V) είναι η πτώση τάσεως στα άκρα του διακόπτη ισχύος SiC-JFETs και της διόδου Schottky, αντίστοιχα, I_s , I_D (A) είναι το αντίστοιχο ρεύμα αγωγής,

$V_{d,on}$ (V) είναι η πτώση τάσης στη δίοδο Schottky, όταν $I_D = 0$ και $R_{s,on}, R_{d,on}$ (Ω) είναι η αντίσταση του διακόπτη JFET και της διόδου Schottky, αντίστοιχα.

Οι αντιστάσεις του SiC που βασίζονται στα JFETs και στις διόδους Schottky εξαρτώνται από τη θερμοκρασία του κάθε ημιαγωγού ισχύος, T_j ($^{\circ}\text{C}$) [32, 37]:

$$R_{pd,on} = c_1 \cdot T_j^2 + c_2 \cdot T_j + c_3 \quad (4.48)$$

όπου $R_{pd,on} = R_{s,on}$ ή $R_{pd,on} = R_{d,on}$ για JFETs και Schottky διόδους τύπου SiC στις (4.46) και (4.47), αντίστοιχα, και c_1, c_2, c_3 είναι σταθερές που λαμβάνονται σύμφωνα με τις αντίστοιχες πληροφορίες που παρέχονται στο datasheet του κάθε ημιαγωγού.

Στην προτεινόμενη μεθοδολογία βελτιστοποίησης δεχόμαστε ότι οι διακόπτες ισχύος JFET και οι διόδους Schottky των αντιστροφών H5 και Conergy-NPC είναι στερεωμένοι σε μια κοινή ψήκτρα. Έτσι, η θερμοκρασία του κάθε ημιαγωγού ισχύος, T_j ($^{\circ}\text{C}$) των αντιστροφών H5 και Conergy-NPC σε κάθε ώρα t του έτους ($1 \leq t \leq 8760$), $T_{j,i}(t)$ ($^{\circ}\text{C}$), δίνεται από την σχέση:

$$T_{j,i}(t) = T_A(t) + \theta_{jc} \cdot P_{l,i}(t) + \theta_{ca} \cdot \sum_{k=1}^n P_{l,k}(t) \quad (4.49)$$

όπου $T_A(t)$ ($^{\circ}\text{C}$) είναι η θερμοκρασία περιβάλλοντος του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα για κάθε ώρα t , θ_{jc} ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$) είναι η θερμική αντίσταση του κάθε ημιαγωγού, θ_{ca} ($^{\circ}\text{C}/\text{W}$) είναι η θερμική αντίσταση της ψήκτρας, n είναι ο αριθμός των ημιαγωγών ισχύος που περιλαμβάνει ο αντιστροφέας ($n=10$ και $n=8$ για τις τοπολογίες H5 και Conergy NPC, αντίστοιχα) και $P_{l,i}(t)$ (W) είναι οι συνολικές απώλειες αγωγιμότητας και μεταγωγής του κάθε ημιαγωγού για κάθε ώρα t ($1 \leq i \leq n$).

4.4.1 Υπολογισμός απωλειών ισχύος για τον αντιστροφέα H5

Οι συνολικές απώλειες αγωγής του αντιστροφέα H5 για μια ώρα t του έτους ($1 \leq t \leq 8760$), $P_{cond}(t)$ (W), είναι ίσες με το άθροισμα των απωλειών αγωγιμότητας των SiC JFETs και διόδων Schottky και υπολογίζονται με τη χρήση των (4.46) - (4.49) και (4.5) - (4.8), αντίστοιχα, σύμφωνα με την σχέση:

$$P_{cond}(t) = 2 \cdot I_{S1,rms}^2 R_{s,on} + 2 \cdot I_{S4,rms}^2 R_{s,on} + I_{S5,rms}^2 R_{s,on} + 2 \cdot (V_{d,on} I_{D1,avg} + I_{D1,rms}^2 R_{d,on}) + V_{d,on} I_{D5,avg} + 2 \cdot (V_{d,on} I_{D4,avg} + I_{D4,rms}^2 R_{d,on}) + I_{D5,rms}^2 R_{d,on} \quad (4.50)$$

όπου, $I_{i,avg}$, $I_{i,rms}$ (A) είναι η μέση τιμή και ενεργή τιμή, αντίστοιχα, του ρεύματος για κάθε ημιαγωγό που είναι σε αγωγή.

Οι τιμές των $I_{D1,avg}$, $I_{D4,avg}$, $I_{D5,avg}$, $I_{D1,rms}$, $I_{D4,rms}$, $I_{D5,rms}$, $I_{S1,rms}$, $I_{S4,rms}$ και $I_{S5,rms}$ στην (4.50) υπολογίζονται με εφαρμογή των συναρτήσεων διαμόρφωσης για τον αντιστροφέα H5 στις (4.5) και (4.6), αντίστοιχα, όπως παρουσιάζεται στο [49].

Οι απώλειες μεταγωγής κάθε SiC-JFET που χρησιμοποιείται στον αντιστροφέα H5, P_J (W), υπολογίζεται χρησιμοποιώντας την σχέση [32]:

$$P_J = \left(\frac{V_{pv}(t)}{V_{ref}} \right)^{\frac{3}{2}} \cdot f_s \cdot \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} E(\lambda) d\lambda \quad (4.51)$$

όπου $V_{pv}(t)$ (V) είναι η τάση εξόδου της φωτοβολταϊκής γεννήτριας κατά την ώρα t του χρόνου ($1 \leq t \leq 8760$), V_{ref} (V) είναι η τάση αναφοράς και $E(\cdot)$ είναι η ενέργεια μεταγωγής, η οποία υπολογίζεται ως ένα πολυώνυμο τρίτης τάξης συναρτήσεως του ρεύματος που διέρχεται από το JFET [59].

Η τοπολογία H5 λειτουργεί συμμετρικά κατά τη διάρκεια μιας περιόδου της θεμελιώδους συνιστώσας συχνότητας του σήματος SPWM V_{spwm} . Έτσι, η συνολική ενέργεια μεταγωγής των διακοπών ισχύος, S_1 , S_4 και S_5 κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος $[\theta, \pi + \theta]$ είναι ίση με την συνολική ενέργεια μεταγωγής των

S_2 , S_3 και S_5 στο χρονικό διάστημα $[\pi + \theta, 2\pi + \theta]$. Εφαρμόζοντας την σχέση (4.51), προκύπτει ότι η συνολική απώλεια ισχύος μεταγωγής κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος $[0, 2\pi]$ όλων των JFETs στον αντιστροφέα H5 στην ώρα t του χρόνου ($1 \leq t \leq 8760$), $P_{sw,s}(t)$ (W), δίνεται από την σχέση:

$$P_{sw,s}(t) = 2 \cdot f_s \cdot \left(\frac{V_{pv}(t)}{V_t} \right)^{\frac{3}{2}} \cdot E_{sw1} \quad (4.52)$$

όπου η ενέργεια μεταγωγής E_{sw1} (Joule) υπολογίζεται χρησιμοποιώντας την σχέση:

$$E_{sw1} = \alpha_1 \cdot I_o(t)^3 \cdot \left(2 + \frac{3\cos\theta}{4} - \frac{\cos 3\theta}{12} \right) + \alpha_2 \cdot I_o(t)^2 \cdot \left(\pi - \frac{\theta}{2} + \frac{\sin 2\theta}{4} \right) + \alpha_3 \cdot I_o(t) \cdot (3 + \cos\theta) \quad (4.53)$$

και οι τιμές των συντελεστών $\alpha_1 - \alpha_3$ υπολογίζονται όπως περιγράφεται στο [59], χρησιμοποιώντας το datasheet του εξεταζόμενου ημιαγωγού SiC.

Η απώλεια ισχύος μεταγωγής κάθε τύπου SiC Schottky διόδου του αντιστροφέα H5, P_D (W), υπολογίζεται σύμφωνα με το [32], χρησιμοποιώντας την σχέση:

$$P_D = f_s \cdot \frac{V_{pv}(t)}{2S} \cdot \sqrt{\frac{V_{pv}(t)}{V_t}} \cdot I_R \cdot t_{rr} \cdot \frac{S^2}{S+1} \quad (4.54)$$

όπου S , είναι το snappiness factor της διόδου, I_R (A) είναι το ρεύμα κορυφής ανάστροφης πόλωσης και t_{rr} (sec) είναι ο χρόνος της ανάστροφης πόλωσης, αντίστοιχα. Οι τιμές των S , I_R και t_{rr} , προέρχεται από το datasheet της διόδου Schottky που χρησιμοποιείται στον αντιστροφέα H5.

Για συμμετρική λειτουργία, η συνολική απώλεια ισχύος μεταγωγής των D_2 , D_3 και D_5 , κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος $[\theta, \pi + \theta]$ είναι ίση με εκείνη των D_1 , D_4 και D_5 , κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος $[\pi + \theta, 2\pi + \theta]$. Έτσι, οι συνολικές απώλειες μεταγωγής όλων των διόδων Schottky που περιλαμβάνονται στο αντιστροφέα H5 κατά την ώρα t του χρόνου, $P_{sw,d}(t)$ (W), υπολογίζονται χρησιμοποιώντας την (4.54), σύμφωνα με την σχέση:

$$P_{sw,d}(t) = \left(1 + \frac{\theta}{\pi}\right) \cdot f_s \cdot \frac{V_{pv}(t)}{2S} \cdot \sqrt{\frac{V_{pv}(t)}{V_t}} \cdot I_R \cdot t_{rr} \cdot \frac{S^2}{S+1} \quad (4.55)$$

4.4.2 Υπολογισμός απωλειών ισχύος για τον αντιστροφέα Conergy-NPC

Ομοίως, με την προσέγγιση που εφαρμόστηκε για τον αντιστροφέα H5, οι συνολικές απώλειες αγωγής την ώρα t του έτους ($1 \leq t \leq 8760$), $P_{cond}(t)$ (W), των ημιαγωγών ισχύος τύπου SiC που περιλαμβάνει ο αντιστροφέας Conergy-NPC υπολογίζονται με βάση τις (4.46) - (4.49) και (4.5) - (4.8), αθροίζοντας τις απώλειες αγωγής των επιμέρους SiC - JFETs και διόδων Schottky, ως εξής:

$$P_{cond}(t) = 2 \cdot I_{S1,rms}^2 R_{s,on} + 2 \cdot (V_{d,on} I_{D1,avg} + I_{D1,rms}^2 R_{d,on}) + 2 \cdot I_{S+,rms}^2 R_{s,on} + 2 \cdot (V_{d,on} I_{D+,avg} + I_{D+,rms}^2 R_{d,on}) \quad (4.56)$$

Λαμβάνοντας υπόψη τη συμμετρική λειτουργία του αντιστροφέα Conergy-NPC, συμπεραίνουμε ότι η ενέργεια μεταγωγής των S_+ και S_1 στο χρονικό διάστημα $[\theta, \pi + \theta]$ είναι ίση με εκείνη των S_- και S_2 κατά το χρονικό διάστημα $[\pi + \theta, 2\pi + \theta]$.

Στη συνέχεια, οι συνολικές απώλειες κατά τη διάρκεια της μεταγωγής από $[0, 2\pi]$ όλων των SiC - JFET που υπάρχουν στον αντιστροφέα Conergy-NPC, $P_{sw,s}(t)$ (W), υπολογίζονται με τη χρήση της (4.52), ως εξής:

$$P_{sw,s}(t) = 2 \cdot f_s \cdot \left(\frac{V_{pv}(t)}{V_t}\right)^{\frac{3}{2}} \cdot \left(E_{sw2} + \frac{E_{sw3}}{2}\right) \quad (4.57)$$

όπου οι ενέργειες μεταγωγής E_{sw2} και E_{sw3} (Joule) δίνονται από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$E_{sw2} = \alpha_1 \cdot I_o(t)^3 \cdot \left(\frac{2}{3} + \frac{3\cos\theta}{4} - \frac{\cos 3\theta}{12}\right) + \alpha_2 \cdot I_o(t)^2 \cdot \left(\frac{\pi - \theta}{2} + \frac{\sin 2\theta}{4}\right) + \alpha_3 \cdot I_o(t) \cdot (1 + \cos\theta) \quad (4.58)$$

$$E_{sw3} = \alpha_4 \cdot I_o(t)^3 + \alpha_5 \cdot I_o(t)^2 + \alpha_6 \cdot I_o(t) \quad (4.59)$$

και οι τιμές $\alpha_4 - \alpha_6$ υπολογίζονται σύμφωνα με το [59], όπως έχει περιγραφεί παραπάνω.

Επίσης, λόγω της συμμετρικής λειτουργίας, οι απώλειες μεταγωγής των SiC διόδων Schottky D_+ και D_2 κατά το χρονικό διάστημα από $[\theta, \pi + \theta]$ είναι ίσες με τις απώλειες μεταγωγής των D_- και D_1 κατά το χρονικό διάστημα από $[\pi + \theta, 2\pi + \theta]$. Χρησιμοποιώντας την (4.54), προκύπτει ότι οι συνολικές απώλειες μεταγωγής όλων των διόδων Schottky που περιλαμβάνονται στον αντιστροφέα Conergy-NPC, $P_{sw,d}(t)$ (W), δίνονται από την σχέση:

$$P_{sw,d}(t) = \left(1 + \frac{\theta}{\pi}\right) \cdot f_s \cdot \frac{V_{pv}(t)}{2S} \cdot \sqrt{\frac{V_{pv}(t)}{V_t}} \cdot I_R \cdot t_{rr} \cdot \frac{S^2}{S+1} \quad (4.60)$$

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΑΙ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΠΑΘΗΤΙΚΩΝ ΦΙΛΤΡΩΝ ΕΞΟΔΟΥ

5.1 Εισαγωγή

Όπως έχει αναφερθεί σε προηγούμενο κεφάλαιο, επιβάλλεται η χρήση κατάλληλων φίλτρων στην έξοδο του αντιστροφέα, σύμφωνα με τα διεθνή πρότυπα σχετικά με την εναρμόνιση των χαρακτηριστικών μεγεθών της τάσης και του ρεύματος εξόδου [55]. Οι αρμονικές στην έξοδο του αντιστροφέα έχουν αρνητική επίδραση στο φορτίο που τροφοδοτεί. Παράλληλα, από οικονομική σκοπιά, είναι επιθυμητό, όσο το δυνατόν, να έχουμε μικρότερες τιμές αυτεπαγωγής και χωρητικότητας ώστε το φίλτρο να είναι μην είναι ογκώδες και επίσης να έχει μικρό κόστος.

5.2 Ανάλυση παθητικών φίλτρων εξόδου

Στην προτεινόμενη μεθοδολογία, θεωρείται ότι οι φωτοβολταϊκοί αντιστροφεείς ελέγχονται έτσι ώστε να παράγεται μονοπολική SPWM στην έξοδο του αντιστροφέα (Σχήμα 3.1). Επίσης, όπως απεικονίζεται στο σχήμα 3.1, το φίλτρο LCL χρησιμοποιεί μία αντίσταση απόσβεσης, R_{dr} , σε σειρά με τον πυκνωτή [60], ενώ στο LLCL φίλτρο μία αυτεπαγωγή, L_f , που χρησιμοποιείται αντί της R_{dr} [61]. Και τα δύο αυτά είδη φίλτρων σχεδιάζονται έτσι ώστε σε κάθε ώρα t του έτους ($1 \leq t \leq 8760$), ο συντελεστής κυμάτωσης του ρεύματος στην έξοδο του αντιστροφέα, RF_{sw} (%), να είναι μικρότερος από το ανώτατο όριο που ορίζεται από τον σχεδιαστή του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα, $RF_{sw,max}$ (%), ως εξής:

$$RF_{sw} = \frac{I_r(t) \cdot V_n}{P_n} \leq RF_{sw,max} \quad (5.1)$$

όπου P_n (W) είναι η ονομαστική ισχύς του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα.

Επίσης, σε κάθε ώρα t του έτους ($1 \leq t \leq 8760$), το περιεχόμενο των αρμονικών του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα, τόσο στην συχνότητα μεταγωγής, όσο και στη διπλάσια της συχνότητας μεταγωγής πρέπει να περιορίζεται και να είναι μικρότερο από το μέγιστο επιτρεπτό όριο, RF_{max} (%), το οποίο καθορίζεται από τον σχεδιαστή του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα, ως εξής [61]:

$$\frac{2V_{pv}(t) \cdot V_n \cdot |G(j\omega_s)| \cdot \max(|J_1(\pi m_a)|, |J_3(\pi m_a)|)}{\sqrt{2}\pi P_n} \leq RF_{max} \quad (5.2)$$

$$\max(|J_1(2\pi m_a)|, |J_3(2\pi m_a)|, |J_5(2\pi m_a)|) \cdot \frac{V_{pv}(t) \cdot V_n \cdot |G(j2\omega_s)|}{\sqrt{2}\pi P_n} \leq RF_{max} \quad (5.3)$$

όπου

- για το φίλτρο LCL είναι $G(s) = \frac{1}{LL_g C_f s^3 + (L + L_g)s}$ (5.4)

- για το φίλτρο LLCL είναι $G(s) = \frac{L_{ripple} C_f s^2 + 1}{(LL_g C_f + (L + L_g)L_{ripple} C_f)s^3 + (L + L_g)s}$ (5.5)

και J_1 , J_3 και J_5 είναι τα ολοκληρώματα της συνάρτησης Bessel, που ορίζεται ως

εξής $J_n(x) = (1/\pi) \int_0^\pi \cos(n\lambda - x \sin \lambda) d\lambda$.

Προκειμένου επίσης να λάβουμε υπόψη την απόκλιση της τιμής του L_f από την ονομαστική τιμή της σε πραγματικές εφαρμογές του φίλτρου LLCL, οι ανισότητες (5.2) και (5.3), θα πρέπει να απαιτείται να ισχύουν για $L_{ripple} = 0.8L_f$, $L_{ripple} = L_f$ και $L_{ripple} = 1.2L_f$, αντίστοιχα. Οι τιμές των P_n , $RF_{sw,max}$, RF_{max} , στις (5.1) - (5.3) εισάγονται στην προτεινόμενη διαδικασία σχεδιασμού από τον σχεδιαστή του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα.

Η τιμή της αντίστασης απόσβεσης του φίλτρου LCL υπολογίζεται ως συνάρτηση του πυκνωτή του φίλτρου, C_f , και της συχνότητα συντονισμού, f_{res} :

$$R_{dr} = \frac{1}{2\pi C_f f_{res}} \quad (5.6)$$

όπου

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \cdot \sqrt{(L+L_g)/L_g C_f L} \quad (5.7)$$

Η συχνότητα συντονισμού για το φίλτρο LLCL δίνεται από την σχέση:

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{(L_g \cdot L / (L+L_g) + L_f) \cdot C_f}} \quad (5.8)$$

Για το φίλτρο LLCL, η τιμή του L_f υπολογίζεται έτσι ώστε ο κλάδος $L_f - C_f$ να συντονίζεται στη συχνότητα μεταγωγής:

$$L_f = \frac{1}{(2\pi f_s)^2 C_f} \quad (5.9)$$

προκειμένου να φιλτράρονται οι αρμονικές στην πλευρά του δικτύου και έτσι να μειώνεται η συνολική αρμονική παραμόρφωση (THD) του ρεύματος εξόδου.

Επιπλέον, οι τιμές των συστατικών που περιλαμβάνει το φίλτρο του αντιστροφέα (είτε LCL ή LLCL), θα πρέπει να περιορίζονται κατά την εκτέλεση της προτεινόμενης διαδικασίας βελτιστοποίησης σύμφωνα με τους ακόλουθους περιορισμούς [60-61]:

- προκειμένου να αποφευχθεί η υπερβολική πτώση τάσης AC κατά τη διάρκεια λειτουργίας του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα (και ως εκ τούτου να απαιτείται υψηλή τάση DC), το άθροισμα των L και L_g περιορίζεται στο να είναι μικρότερο από 0.1 pu:

$$L + L_g \leq 0.1 \cdot L_b \quad (5.10)$$

όπου $L_b = V_n^2 / (P_n 2\pi f)$ είναι η αυτεπαγωγή βάσης.

- η τιμή του πυκνωτή του φίλτρου, C_f , πρέπει να είναι μικρότερη από 0.05 pu προκειμένου να περιοριστεί η ροή αέργου ισχύος στον πυκνωτή εξόδου του φίλτρου:

$$C_f \leq 0.05 \cdot C_b \quad (5.11)$$

όπου $C_b = P_n / (V_n^2 2\pi f)$ είναι η χωρητικότητα βάσης.

- για να αποφευχθούν προβλήματα συντονισμού, η τιμή της f_{res} και για τους τύπους φίλτρου ορίζεται ως εξής:

$$10 \cdot f \leq f_{res} \leq \frac{f_s}{2} \quad (5.12)$$

όπου f (Hz) είναι η ονομαστική συχνότητα της τάσης του ηλεκτρικού δικτύου.

5.3 Μοντελοποίηση απωλειών ισχύος των παθητικών φίλτρων εξόδου

Τα παθητικά φίλτρα εξόδου συνεισφέρουν και αυτά από την μεριά τους κατά ένα σημαντικό ποσοστό στην αύξηση των απωλειών ενός φωτοβολταϊκού αντιστροφέα. Με αυτό το δεδομένο, θα πρέπει και αυτές να συμπεριληφθούν, ώστε η σχεδίαση του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα να είναι ολοκληρωμένη.

Οι απώλειες χαλκού των αυτεπαγωγών στην (3.4), υπολογίζονται χρησιμοποιώντας την ακόλουθη σχέση:

$$P_{L,r} = I_r(t)^2 \cdot (R_{ac,L} + R_{ac,L_f}) + I_o(t)^2 \cdot r_L \cdot (L + L_g) + \frac{V_n^2 + [I_o(t) \cdot 2\pi f L_g]^2}{\left(2\pi f L_f - \frac{1}{C_f 2\pi f}\right)^2 + (r_{L_f} \cdot L_f)^2} \cdot r_{L_f} \cdot L_f \quad (5.13)$$

όπου για το φίλτρο LCL το $L_f = 0$, $I_r(t)$ (A) είναι η rms τιμή της κυμάτωσης του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα από την πλευρά του πηνίου L κατά την ώρα t του έτους ($1 \leq t \leq 8760$), $I_o(t)$ (A) είναι η rms τιμή του ρεύματος της θεμελιώδους συχνότητας, το οποίο παρέχεται από το φωτοβολταϊκό αντιστροφέα στο ηλεκτρικό δίκτυο, V_n (V) είναι η ονομαστική τάση εξόδου rms του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα, $R_{ac,L}$, R_{ac,L_f} (Ω) είναι οι αντιστάσεις υψηλής συχνότητας των περιελίξεων των πηνίων L και L_f , αντιστοίχως, και r_L , r_{L_f} , (Ω/H) είναι η αντίσταση της επαγωγικής περιέλιξης χαμηλής συχνότητας ανά μονάδα αυτεπαγωγής [L , L_g] και L_f , αντίστοιχα.

Στην περίπτωση ενός αντιστροφέα SPWM που παράγει μια μονοπολική τάση εξόδου, η τιμή του I_r υπολογίζεται ως εξής [62]:

$$I_r = \frac{V_{pv}(t) \sqrt{2m_a^2[(\pi/4)(1+(3m_a^2/4)) - 4(m_a/3)]/3\pi}}{2Lf_s} \quad (5.14)$$

όπου $V_{pv}(t)$ (V) είναι η τάση εξόδου της φωτοβολταϊκής γεννήτριας υπό συνθήκες MPPT κατά την ώρα t του έτους ($1 \leq t \leq 8760$), m_a είναι ο δείκτης διαμόρφωσης και f_s (Hz) είναι η συχνότητα μεταγωγής.

Η τιμή του $R_{ac,L}$ στην (5.13) υπολογίζεται, ως εξής [63]:

$$R_{ac,L} = r_L L \frac{\gamma}{2} \left[\frac{ber(\gamma) \cdot bei'(\gamma) - bei(\gamma) \cdot ber'(\gamma)}{[ber'(\gamma)]^2 + [bei'(\gamma)]^2} - \lambda \frac{ber_2(\gamma) \cdot ber'(\gamma) + bei_2(\gamma) \cdot bei'(\gamma)}{[ber(\gamma)]^2 + [bei(\gamma)]^2} \right] \quad (5.15)$$

όπου γ και λ είναι σταθερές, οι οποίες εξαρτώνται από τη συχνότητα μεταγωγής f_s , καθώς και τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά της αυτεπαγωγής (π.χ. διάμετρος των αγωγών, αριθμός στρωμάτων κ.λπ.) και ber , bei , ber_2 και bei_2 , είναι τα πραγματικά και τα φανταστικά μέρη των συναρτήσεων Bessel.

Με την ίδια προσέγγιση, η τιμή του R_{ac,L_f} στην (5.13) υπολογίζεται, ως εξής [63]:

$$R_{ac,L_f} = r_{L_f} L_f \frac{\gamma}{2} \left[\frac{ber(\gamma) \cdot bei'(\gamma) - bei(\gamma) \cdot ber'(\gamma)}{[ber'(\gamma)]^2 + [bei'(\gamma)]^2} - \lambda \frac{ber_2(\gamma) \cdot ber'(\gamma) + bei_2(\gamma) \cdot bei'(\gamma)}{[ber(\gamma)]^2 + [bei(\gamma)]^2} \right] \quad (5.16)$$

Οι τιμές των V_n , f , r_L , r_{L_f} , γ , λ στις (5.13) - (5.16) εισάγονται στην προτεινόμενη διαδικασία σχεδιασμού από τον σχεδιαστή του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα. Οι τιμές των P_d και $P_{L,c}$ υπολογίζονται όπως αναλύεται στην [50].

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ ΤΗΣ ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΗΣ ΜΕΘΟΔΟΥ ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ

6.1 Εισαγωγή

Ο στόχος της προτεινόμενης μεθόδου βελτιστοποίησης είναι να διερευνήσουμε την απόδοση των φωτοβολταϊκών αντιστροφών χωρίς τη χρήση μετασχηματιστή. Η προτεινόμενη μεθοδολογία έχει εφαρμοστεί για το βέλτιστο σχεδιασμό μονοφασικών διασυνδεδεμένων φωτοβολταϊκών αντιστροφών με $P_n = 2 \text{ kW}$, $V_n = 220 \text{ V}$ και $f = 50 \text{ Hz}$, οι οποίοι βασίζονται στις τοπολογίες H5, H6, NPC, ANPC και Conergy-NPC χωρίς τη χρήση μετασχηματιστή και έχει υλοποιηθεί σύμφωνα με τη διαδικασία βελτιστοποίησης που έχει περιγραφεί στο Κεφάλαιο 3 και χρησιμοποιώντας τα μοντέλα του Κεφαλαίου 4 και 5. Θεωρήθηκε ότι οι αντιστροφείς που μελετήθηκαν προορίζονται να λειτουργούν σε Ισπανία, Ελλάδα, Γερμανία και Νορβηγία, αντίστοιχα. Η διαδικασία βελτιστοποίησης έχει γίνει λαμβάνοντας υπόψη τους τύπους των φίλτρων εξόδου LCL ή LLCL, τα εμπορικά διαθέσιμα Si-IGBT και διόδους πυριτίου με μέγιστη επιτρεπόμενη συχνότητα μεταγωγής $f_{s,max} = 30 \text{ kHz} \geq f_s$ και εμπορικά διαθέσιμα SiC-JFETs και διόδους Schottky με μέγιστη επιτρεπόμενη συχνότητα μεταγωγής $f_{s,max} = 300 \text{ kHz} \geq f_s$. Το μέγιστο επιτρεπόμενο όριο του συντελεστή κυμάτων του ρεύματος εξόδου του μετατροπέα έχει οριστεί ίσο με $RF_{max} = 0.3 \%$, προκειμένου να συμμορφώνεται με το πρότυπο IEEE 519 - 1992.

6.2 Αποτελέσματα για εμπορικά διαθέσιμα IGBT και διόδους πυριτίου

Στο σημείο αυτό θα διερευνήσουμε την απόδοση των φωτοβολταϊκών αντιστροφών που βασίζονται στις τοπολογίες H5, H6, NPC, ANPC και Conergy-NPC χωρίς τη χρήση μετασχηματιστή. Η διαδικασία βελτιστοποίησης έχει γίνει λαμβάνοντας υπόψη τους τύπους των φίλτρων εξόδου LCL και LLCL, εμπορικά διαθέσιμα IGBT και διόδους πυριτίου με μέγιστη επιτρεπόμενη συχνότητα μεταγωγής $f_{s,max} = 30 \text{ kHz} \geq f_s$.

6.2.1 Αποτελέσματα βελτιστοποίησης για φίλτρο εξόδου τύπου LCL

Οι βέλτιστες τιμές των μεταβλητών σχεδιασμού φωτοβολταϊκών μετατροπέων, δηλαδή τα L , L_g , C_f , R_{dr} και f_s , καθώς και η αντίστοιχη βέλτιστη τιμή του κόστους της παραγόμενης ηλεκτρικής ενέργειας, $LCOE_{opt}$, που έχουν προκύψει με τη χρήση της προτεινόμενης μεθοδολογίας βελτιστοποίησης για τους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς H5, H6, NPC, ANPC και Conergy - NPC που εγκαθίστανται στην Athens (Ελλάδα), Oslo (Νορβηγία), Murcia (Ισπανία) και του Freiburg (Γερμανία), αντίστοιχα, παρουσιάζονται στον Πίνακα 6.1. Έχουν προκύψει διαφορετικές βέλτιστες τιμές σε κάθε περίπτωση, λόγω της διαφορετικής δομής των ημιαγωγών ισχύος που περιλαμβάνει η κάθε τοπολογία αντιστροφέα και τις διαφορετικές χρονοσειρές ηλιακής ακτινοβολίας και θερμοκρασίας περιβάλλοντος που επικρατούν σε κάθε περιοχή εγκατάστασης, οι οποίες επηρεάζουν την τάση εισόδου και τις συνθήκες λειτουργίας του ρεύματος των φωτοβολταϊκών αντιστροφέων κατά τη διάρκεια του έτους. Η βέλτιστη τιμή της συχνότητας μεταγωγής, στον Πίνακα 6.1, έχει υπολογιστεί να είναι ίση ή κοντά στο ανώτατο όριο 30 kHz των ημιαγωγών ισχύος, προκειμένου να ελαχιστοποιηθεί η συνεισφορά του κόστους LCL φίλτρου στο συνολικό κόστος του φωτοβολταϊκού αντιστροφέα.

Οι τιμές του LCOE, που λαμβάνονται σε περίπτωση που ένας μη-βελτιστοποιημένος φωτοβολταϊκός αντιστροφέας H5, H6, NPC, ANPC και Conergy-NPC είναι εγκατεστημένος σε κάθε τοποθεσία, περιλαμβάνονται επίσης στον Πίνακα 6.1. Οι μη-βελτιστοποιημένοι φωτοβολταϊκοί αντιστροφείς αποτελούνται από τους ίδιους ημιαγωγούς ισχύος με αυτούς των βελτιστοποιημένων φωτοβολταϊκών αντιστροφέων. Επίσης, περιέχουν ένα φίλτρο εξόδου LCL το οποίο έχει σχεδιαστεί σύμφωνα με τη μεθοδολογία που παρουσιάζεται στο [60] με $L=5.65\text{ mH}$, $L_g=0.31\text{ mH}$, $C_f=3.29\text{ }\mu\text{F}$ και $R_{dr}=5.6\text{ }\Omega$. Οι μη-βελτιστοποιημένοι φωτοβολταϊκοί αντιστροφείς λειτουργούν με συχνότητα μεταγωγής ίση με $f_s=15\text{ kHz}$, η οποία είναι μέσα στο εύρος των τυπικών τιμών της συχνότητας μεταγωγής που εφαρμόζεται σε αυτό το επίπεδο ισχύος [64]. Σε αντίθεση με τη διαδικασία που ακολουθήθηκε στην προτεινόμενη μεθοδολογία, οι μη-

βελτιστοποιημένοι φωτοβολταϊκοί αντιστροφείς έχουν σχεδιαστεί χωρίς να ληφθεί υπόψη το κόστος παραγωγής ενέργειας σε κάθε περιοχή εγκατάστασης.

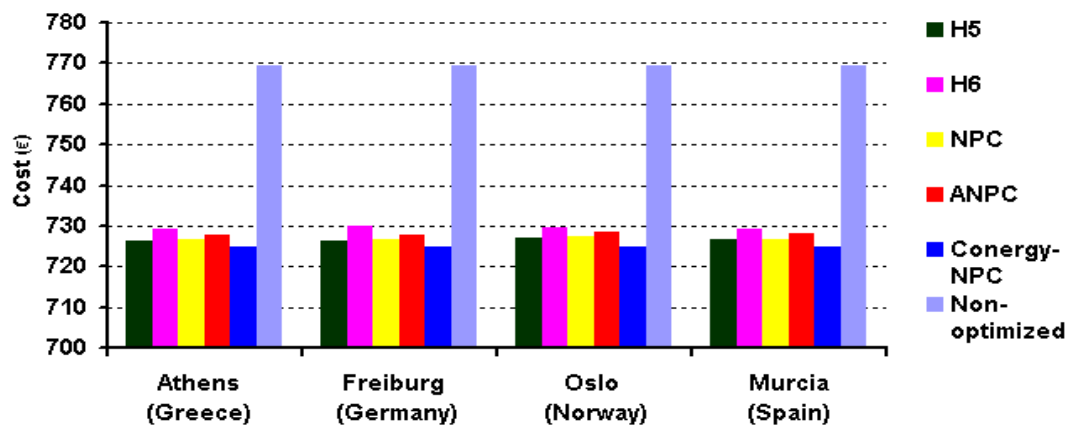
ΠΙΝΑΚΑΣ 6.1

Βέλτιστες τιμές μεταβλητών σχεδιασμού των φωτοβολταϊκών αντιστροφέων H5, H6, NPC, ANPC και CONERGY-NPC και του LCOE των βελτιστοποιημένων και μη-βελτιστοποιημένων φωτοβολταϊκών αντιστροφέων με LCL φίλτρο για διάφορες τοποθεσίες εγκατάστασης στην Ευρώπη.

		L (mH)	L_g (μH)	C_f (μF)	R_{dr} (Ω)	f_s (kHz)	$LCOE_{opt}$ (€/MWh)	$LCOE_{g-o}$ (€/MWh)
Athens (Greece)	H5	1.070	101.32	2.280	6.371	29.30	228.30	250.74
	H6	1.089	78.342	3.671	4.462	28.10	234.44	256.30
	NPC	0.963	134.94	4.404	5.184	29.95	220.51	244.70
	ANPC	0.963	117.46	5.035	4.560	29.95	221.08	245.53
	Conergy-NPC	0.963	131.49	4.508	5.066	29.95	219.62	243.74
Oslo (Norway)	H5	1.093	65.930	4.867	3.574	30.00	337.43	377.84
	H6	1.089	83.055	5.191	3.856	30.00	346.26	385.81
	NPC	1.048	104.54	5.648	4.103	29.95	323.80	367.49
	ANPC	1.048	103.62	5.698	4.068	29.95	325.04	368.95
	Conergy-NPC	0.963	122.18	5.243	4.547	29.95	322.12	365.93
Murcia (Spain)	H5	1.050	104.03	2.259	6.473	29.00	199.50	220.68
	H6	1.092	109.86	2.140	6.830	29.00	207.21	225.66
	NPC	0.931	119.27	5.050	4.576	29.95	194.83	215.37
	ANPC	0.987	125.89	4.528	4.966	29.95	195.44	216.04
	Conergy-NPC	0.931	116.82	5.154	4.488	29.95	194.06	214.54
Freiburg (Germany)	H5	1.093	78.480	2.762	5.149	30.00	332.08	372.32
	H6	1.089	90.917	2.598	5.683	29.10	341.33	380.11
	NPC	0.971	109.56	5.871	4.095	29.95	319.00	362.35
	ANPC	0.936	105.89	5.984	3.987	29.95	319.94	363.37
	Conergy-NPC	0.971	110.54	5.544	4.231	29.95	317.60	360.80

Το LCOE των βελτιστοποιημένων φωτοβολταϊκών αντιστροφέων είναι χαμηλότερο κατά 8.90-13.60% σε σύγκριση με εκείνων των αντίστοιχων μη-βελτιστοποιημένων φωτοβολταϊκών αντιστροφέων. Σε όλους τους χώρους εγκατάστασης, η καλύτερη τιμή του LCOE επιτυγχάνεται με τους βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς Conergy-NPC. Η βέλτιστη τιμή LCOE των αντιστροφέων Conergy-NPC που έχουν εγκατασταθεί στις τοποθεσίες Athens, Oslo, Murcia και Freiburg, αντίστοιχα, είναι χαμηλότερη από το βέλτιστο LCOE των υπόλοιπων τοπολογιών φωτοβολταϊκών αντιστροφέων στις ίδιες θέσεις εγκατάστασης κατά 0.41-6.75%, 0.52-7.49%, 0.40-6.78% και 0.44-7.47%, αντίστοιχα.

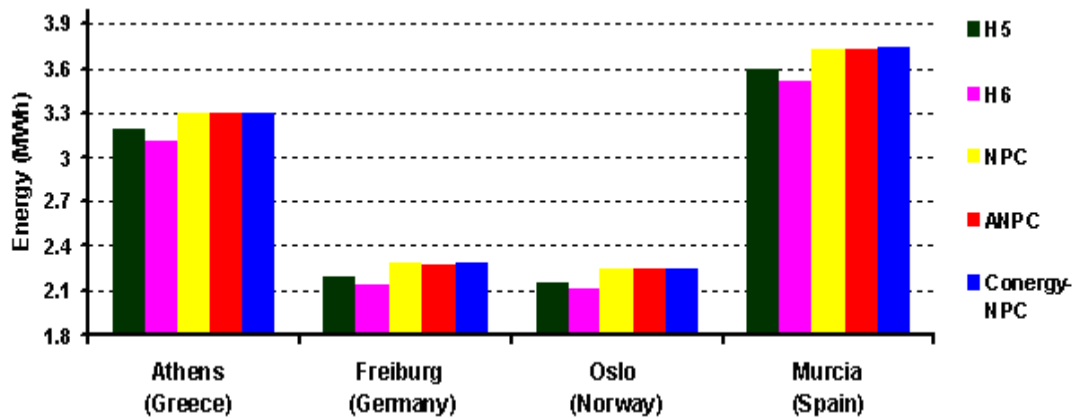
Το συνολικό κόστος κατασκευής των βελτιστοποιημένων και μη-βελτιστοποιημένων φωτοβολταϊκών αντιστροφέων H5, H6, NPC, ANPC και Conergy-NPC για διάφορες τοποθεσίες εγκατάστασης στην Ευρώπη απεικονίζεται στο Σχήμα 6.1. Σε σύγκριση με τους μη-βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς, το κόστος των βελτιστοποιημένων αντιστροφέων H5, H6, NPC, ANPC και Conergy-NPC είναι μικρότερο κατά 5.31-5.50%. Σε όλες τις τοποθεσίες εγκατάστασης, το ελάχιστο κόστος επιτυγχάνεται με τον βελτιστοποιημένο αντιστροφέα Conergy-NPC και είναι χαμηλότερο έναντι των υπόλοιπων τοπολογιών φωτοβολταϊκών αντιστροφέων στις ίδιες θέσεις εγκατάστασης κατά 0.21-0.57%, 0.26-0.63%, 0.25-0.63% και 0.17-0.67%, αντίστοιχα.



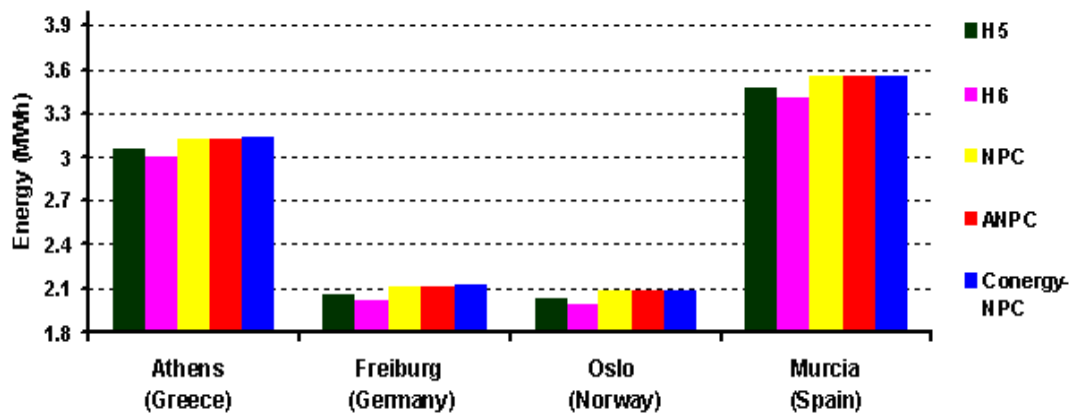
Σχήμα 6.1: Συνολικό κόστος κατασκευής για τους βελτιστοποιημένους και μη βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς H5, H6, NPC, ANPC και Conergy-NPC για διάφορες τοποθεσίες εγκατάστασης στην Ευρώπη.

Η συνολική ενέργεια που διοχετεύεται στο ηλεκτρικό δίκτυο κατά τη διάρκεια του έτους από τους μη-βελτιστοποιημένους και βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς σε διάφορες τοποθεσίες εγκατάστασης στην Ευρώπη απεικονίζεται στο Σχήμα 6.2. Η ενέργεια που διοχετεύεται στο δίκτυο ηλεκτροδότησης από τους βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς H5, H6, NPC, ANPC και Conergy-NPC είναι υψηλότερο σε σύγκριση με εκείνο των αντίστοιχων μη βελτιστοποιημένων αντιστροφέων σε κάθε περιοχή εγκατάστασης κατά 3.13-7.24%. Μεταξύ των βελτιστοποιημένων φωτοβολταϊκών αντιστροφέων, οι φωτοβολταϊκοί αντιστροφείς Conergy-NPC επιτυγχάνουν την μέγιστη παραγωγή ενέργειας στις

τοποθεσίες εγκατάστασης που μελετήθηκαν. Η ενέργεια που παράγεται από τους βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς Conergy-NPC είναι υψηλότερη από εκείνη των βελτιστοποιημένων φωτοβολταϊκών αντιστροφέων που βασίζονται στις τοπολογίες H5, H6, NPC και ANPC κατά 0.13-6.40%.



α)



β)

Σχήμα 6.2: Συνολική ετήσια ενέργεια που διοχετεύεται στο ηλεκτρικό δίκτυο για τους **α)** βελτιστοποιημένους και **β)** μη-βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς H5, H6, NPC, ANPC και Conergy-NPC για διάφορες τοποθεσίες εγκατάστασης στην Ευρώπη.

6.2.2 Αποτελέσματα βελτιστοποίησης για φίλτρο εξόδου τύπου LLCL

Οι βέλτιστες τιμές των μεταβλητών σχεδιασμού φωτοβολταϊκών αντιστροφών L , L_g , C_f , L_f , και f_s , καθώς και η αντίστοιχη βέλτιστη τιμή του κόστους της παραγόμενης ηλεκτρικής ενέργειας $LCOE_{opt}$, που έχουν προκύψει με τη χρήση της προτεινόμενης μεθοδολογίας βελτιστοποίησης για τους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς H5, H6, NPC, ANPC και Conergy - NPC που εγκαθίστανται στις τοποθεσίες, Athens (Ελλάδα), Oslo (Νορβηγία), Murcia (Ισπανία) και του Freiburg (Γερμανία), αντίστοιχα, παρουσιάζονται στον Πίνακα 6.2.

Οι αντίστοιχες τιμές του LCOE που προκύπτουν για έναν μη-βελτιστοποιημένο φωτοβολταϊκό αντιστροφή H5, H6, NPC, ANPC και Conergy-NPC που εγκαθίσταται στις ίδιες περιοχές, περιλαμβάνονται επίσης στον Πίνακα 6.2. Οι μη-βελτιστοποιημένοι φωτοβολταϊκοί αντιστροφείς αποτελούνται από τους ίδιους ημιαγωγούς ισχύος με αυτούς των βελτιστοποιημένων φωτοβολταϊκών αντιστροφών. Επίσης, περιέχουν ένα φίλτρο εξόδου LLCL το οποίο έχει σχεδιαστεί σύμφωνα με τη μεθοδολογία που παρουσιάζεται στο [61] με $L=5.65$ mH, $L_g=0.39$ mH, $C_f=3.29$ μ F και $L_f=0.03$ mH. Οι μη-βελτιστοποιημένοι φωτοβολταϊκοί αντιστροφείς λειτουργούν με συχνότητα μεταγωγής ίση με $f_s=15$ kHz.

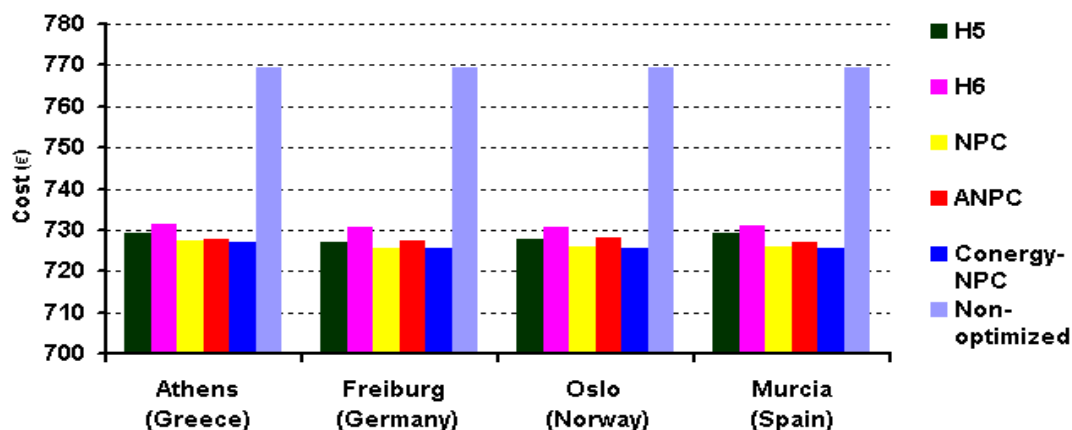
Το LCOE των βελτιστοποιημένων φωτοβολταϊκών αντιστροφών με βάση τις τοπολογίες H5, H6, NPC, ANPC και Conergy-NPC είναι χαμηλότερο κατά 9.07-13.95% σε σύγκριση με εκείνων των αντίστοιχων μη-βελτιστοποιημένων φωτοβολταϊκών αντιστροφών. Σε όλες τις περιοχές εγκατάστασης η καλύτερη τιμή του LCOE επιτυγχάνεται με τους βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς Conergy-NPC. Η βέλτιστη τιμή LCOE των αντιστροφών Conergy-NPC που έχουν εγκατασταθεί στις τοποθεσίες Athens, Oslo, Murcia και Freiburg, αντίστοιχα, είναι χαμηλότερη από το βέλτιστο LCOE των υπόλοιπων τοπολογιών στις ίδιες θέσεις εγκατάστασης κατά 0.61-5.24%, 0.23-6.08%, 0.27-5.84% και 0.40-5.35%, αντίστοιχα.

ΠΙΝΑΚΑΣ 6.2

Βέλτιστες τιμές μεταβλητών σχεδιασμού των φωτοβολταϊκών αντιστροφέων H5, H6, NPC, ANPC και CONERGY-NPC, καθώς και του LCOE των βελτιστοποιημένων και μη-βελτιστοποιημένων φωτοβολταϊκών αντιστροφέων με LLCL φίλτρο για διάφορες τοποθεσίες εγκατάστασης στην Ευρώπη.

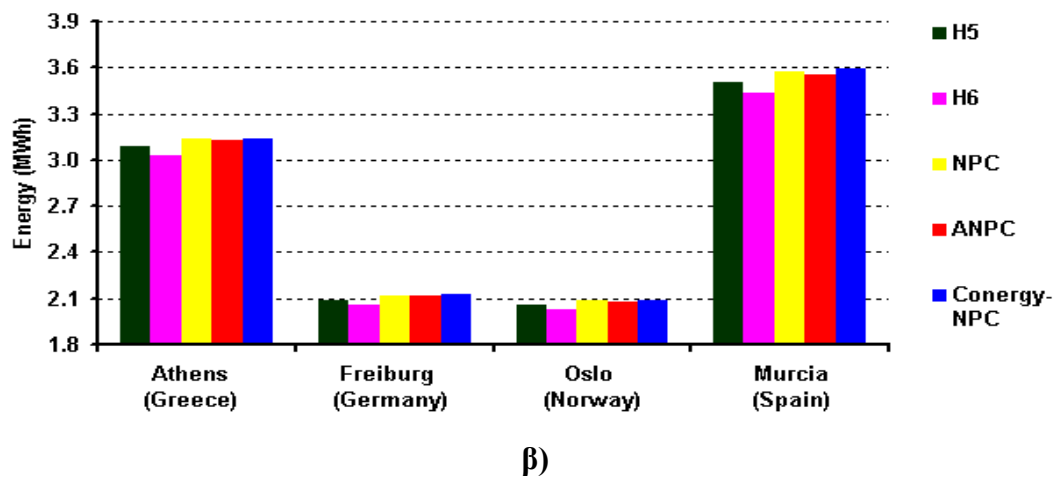
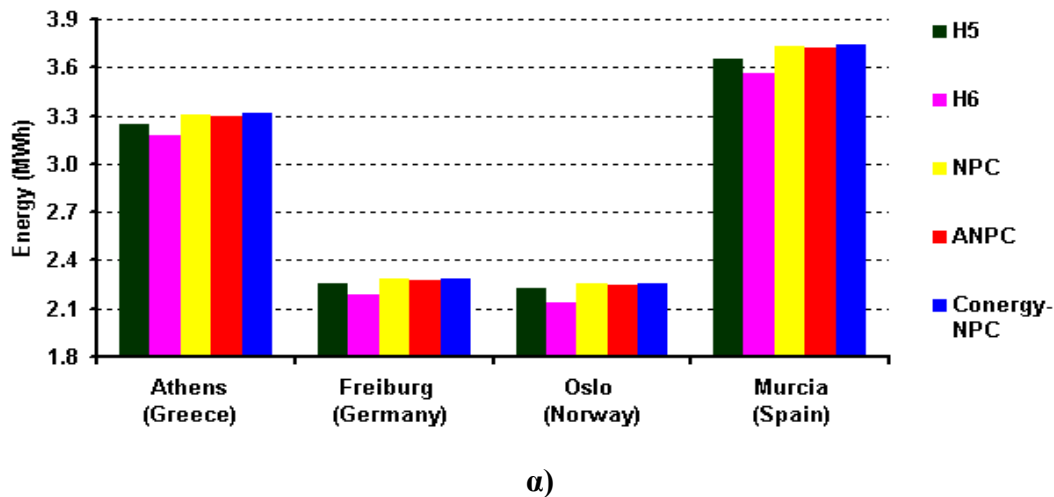
		L (mH)	L_t (μH)	C_f (μF)	L_f (μH)	f_s (kHz)	$LCOE_{opt}$ (€/MWh)	$LCOE_{n-o}$ (€/MWh)
Athens (Greece)	H5	1.132	38.033	5.298	8.512	23.70	224.78	248.47
	H6	1.124	64.040	4.202	12.80	21.70	230.37	253.98
	NPC	1.323	53.351	4.961	12.09	20.55	220.24	243.94
	ANPC	1.064	61.130	2.417	14.43	26.95	220.96	244.91
	Conergy-NPC	1.323	52.621	5.139	11.84	20.40	218.91	243.31
Oslo (Norway)	H5	1.186	40.761	4.731	8.499	25.10	327.66	372.17
	H6	1.173	76.930	3.569	12.85	23.50	341.30	380.03
	NPC	1.113	37.270	4.688	8.180	25.70	322.48	367.48
	ANPC	1.113	104.40	1.678	22.86	25.70	324.63	368.57
	Conergy-NPC	1.113	37.508	4.658	8.234	25.70	321.73	365.48
Murcia (Spain)	H5	1.213	68.178	3.949	14.48	21.05	199.48	218.85
	H6	1.146	88.533	3.751	12.23	23.50	205.18	223.80
	NPC	1.064	52.398	3.358	11.88	25.20	194.38	214.40
	ANPC	1.476	149.37	2.315	33.58	18.05	195.21	215.58
	Conergy-NPC	1.274	94.180	2.777	21.08	20.80	193.85	212.69
Freiburg (Germany)	H5	1.186	84.971	2.557	18.49	23.15	322.85	366.91
	H6	1.122	89.210	4.015	14.31	21.00	333.76	374.59
	NPC	1.112	63.555	2.870	14.18	24.95	318.08	361.28
	ANPC	0.980	46.109	3.100	10.28	28.20	319.53	362.83
	Conergy-NPC	1.112	31.756	5.731	7.101	24.95	316.82	360.13

Το συνολικό κόστος κατασκευής των βελτιστοποιημένων και μη βελτιστοποιημένων φωτοβολταϊκών αντιστροφέων H5, H6, NPC, ANPC και Conergy-NPC για διάφορες τοποθεσίες εγκατάστασης στην Ευρώπη απεικονίζεται στο Σχήμα 6.3. Σε σύγκριση με τους μη-βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς, το κόστος των βελτιστοποιημένων αντιστροφέων H5, H6, NPC, ANPC και Conergy-NPC είναι μικρότερο κατά 5.07-5.62%. Σε όλες τις τοποθεσίες εγκατάστασης, το ελάχιστο κόστος επιτυγχάνεται με τον βελτιστοποιημένο αντιστροφέα Conergy-NPC και είναι χαμηλότερο σε σχέση με εκείνο των βελτιστοποιημένων φωτοβολταϊκών αντιστροφέων που βασίζονται στις τοπολογίες H5, H6, NPC και ANPC κατά 0.03-0.57%, 0.07-0.71%, 0.09-0.75% και 0.04-0.75%, αντίστοιχα.



Σχήμα 6.3: Συνολικό κόστος κατασκευής για τους βελτιστοποιημένους και μη βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς H5, H6, NPC, ANPC και Conergy-NPC για διάφορες τοποθεσίες εγκατάστασης στην Ευρώπη.

Η συνολική ενέργεια που διοχετεύεται στο ηλεκτρικό δίκτυο κατά τη διάρκεια του έτους από τους μη-βελτιστοποιημένους και βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς σε διάφορες τοποθεσίες εγκατάστασης στην Ευρώπη απεικονίζεται στο Σχήμα 6.4. Η ενέργεια που διοχετεύεται στο δίκτυο ηλεκτροδότησης από τους βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς H5, H6, NPC, ANPC και Conergy-NPC είναι υψηλότερη σε σύγκριση με εκείνη των αντίστοιχων μη-βελτιστοποιημένων αντιστροφέων σε κάθε περιοχή εγκατάστασης, κατά 3.51-7.34%. Μεταξύ των βελτιστοποιημένων φωτοβολταϊκών αντιστροφέων, οι φωτοβολταϊκοί αντιστροφείς Conergy-NPC επιτυγχάνουν την μέγιστη παραγωγή ενέργειας σε όλες τις τοποθεσίες εγκατάστασης. Η ενέργεια που παράγεται από τους βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς Conergy-NPC είναι υψηλότερη από εκείνη των βελτιστοποιημένων φωτοβολταϊκών αντιστροφέων που βασίζονται στις τοπολογίες H5, H6, NPC και ANPC κατά 0.13-5.06%.



Σχήμα 6.4: Συνολική ετήσια ενέργεια που διοχετεύεται στο ηλεκτρικό δίκτυο για τους, **α)** βελτιστοποιημένους και **β)** μη-βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς H5, H6, NPC, ANPC και Conergy-NPC για διάφορες τοποθεσίες εγκατάστασης στην Ευρώπη.

6.3 Αποτελέσματα για εμπορικά διαθέσιμα JFETs και διόδους Schottky τύπου

SiC

Στο σημείο αυτό θα διερευνήσουμε την αποδοτικότητα των φωτοβολταϊκών αντιστροφέων που βασίζονται στις τοπολογίες H5 και Conergy-NPC χωρίς τη χρήση μετασχηματιστή. Η διαδικασία βελτιστοποίησης έχει γίνει λαμβάνοντας υπόψη τους τύπους των φίλτρων εξόδου LCL και LLCL, τα εμπορικά διαθέσιμα SiC-JFETs και

τις διόδους Schottky με μέγιστη επιτρεπόμενη συχνότητα μεταγωγής $f_{s,max} = 300 \text{ kHz} \geq f_s$.

6.3.1 Αποτελέσματα βελτιστοποίησης για φίλτρο εξόδου LCL

Οι βέλτιστες τιμές των μεταβλητών σχεδιασμού φωτοβολταϊκών αντιστροφών, δηλαδή τα L , L_g , C_f , R_{dr} και f_s , καθώς και η αντίστοιχη βέλτιστη τιμή του κόστους της παραγόμενης ηλεκτρικής ενέργειας $LCOE_{opt}$, που έχουν προκύψει με τη χρήση της προτεινόμενης μεθοδολογίας βελτιστοποίησης για τους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς H5 και Conergy-NPC που εγκαθίστανται στις τοποθεσίες Athens (Ελλάδα), Oslo (Νορβηγία), Murcia (Ισπανία) και Freiburg (Γερμανία), αντίστοιχα, παρουσιάζονται στον Πίνακα 6.3.

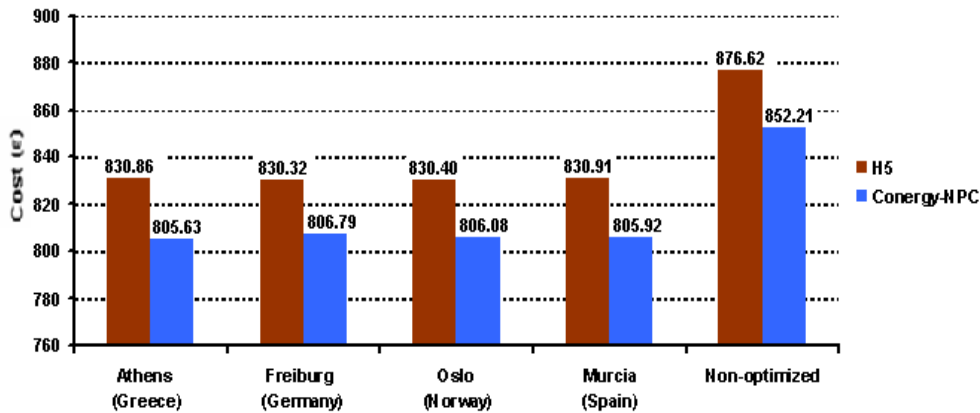
Το LCOE των βελτιστοποιημένων φωτοβολταϊκών αντιστροφών με βάση τις τοπολογίες H5 και Conergy-NPC είναι χαμηλότερο κατά 11.62-15.50% σε σύγκριση με εκείνο των αντίστοιχων μη-βελτιστοποιημένων φωτοβολταϊκών αντιστροφών. Σε όλους τους χώρους εγκατάστασης η καλύτερη τιμή του LCOE επιτυγχάνεται με τους βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς Conergy-NPC. Η βέλτιστη τιμή LCOE των αντιστροφών Conergy-NPC που έχουν εγκατασταθεί στις διάφορες τοποθεσίες της Ευρώπης είναι χαμηλότερη από το βέλτιστο LCOE των φωτοβολταϊκών αντιστροφών H5 στις ίδιες τοποθεσίες εγκατάστασης κατά 3.88-4.33%.

Το συνολικό κόστος κατασκευής των βελτιστοποιημένων και μη-βελτιστοποιημένων H5 και Conergy-NPC φωτοβολταϊκών αντιστροφών για διάφορες τοποθεσίες εγκατάστασης στην Ευρώπη απεικονίζεται στο Σχήμα 6.5. Σε σύγκριση με τους μη-βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς, το κόστος των βελτιστοποιημένων αντιστροφών H5 και Conergy-NPC είναι μικρότερο κατά 5.49-5.78%. Σε όλους τις τοποθεσίες εγκατάστασης, το ελάχιστο κόστος επιτυγχάνεται με τον βελτιστοποιημένο αντιστροφή Conergy-NPC και είναι χαμηλότερο κατά 2.92-3.13% σε σχέση με εκείνο των βελτιστοποιημένων φωτοβολταϊκών αντιστροφών που βασίζονται στις τοπολογίες H5.

ΠΙΝΑΚΑΣ 6.3

Βέλτιστες τιμές των μεταβλητών σχεδιασμού των φωτοβολταϊκών αντιστροφέων H5 και Conergy-NPC και του LCOE των βελτιστοποιημένων και μη-βελτιστοποιημένων φωτοβολταϊκών αντιστροφέων με LCL φίλτρο για διάφορες τοποθεσίες εγκατάστασης στην Ευρώπη.

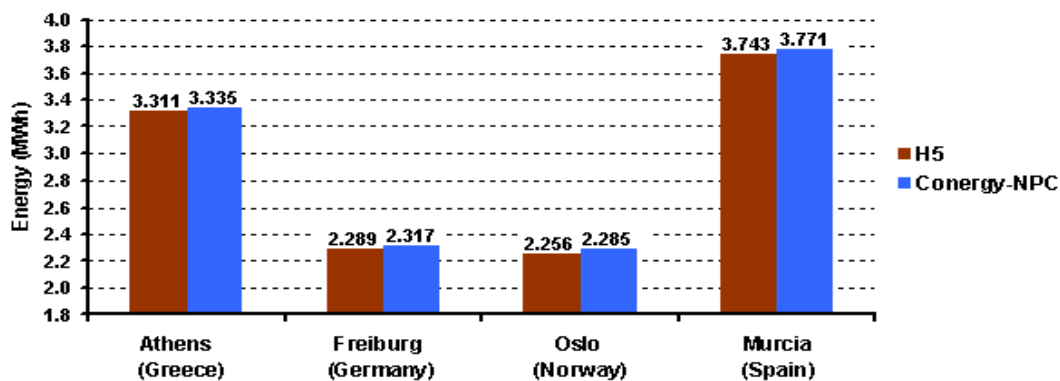
		L (mH)	L_f (μH)	C_f (μF)	R_{gy} (Ω)	f_s (kHz)	$LCOE_{opt}$ (€/MWh)	$LCOE_{n-o}$ (€/MWh)
Athens	H5	0.407	3.235	1.856	1.315	207.10	250.97	281.70
	Conergy-NPC	0.159	7.318	2.698	1.610	169.35	241.54	271.13
Murcia	H5	0.413	14.23	1.024	3.666	201.10	221.99	247.78
	Conergy-NPC	0.179	6.752	3.771	1.314	148.60	213.70	238.66
Freiburg	H5	0.350	3.308	1.005	1.806	246.25	362.69	418.92
	Conergy-NPC	0.291	11.16	3.709	1.703	109.55	348.15	401.08
Oslo	H5	0.350	8.270	1.258	2.534	256.05	368.03	425.04
	Conergy-NPC	0.208	8.290	3.227	1.572	143.75	352.74	406.74



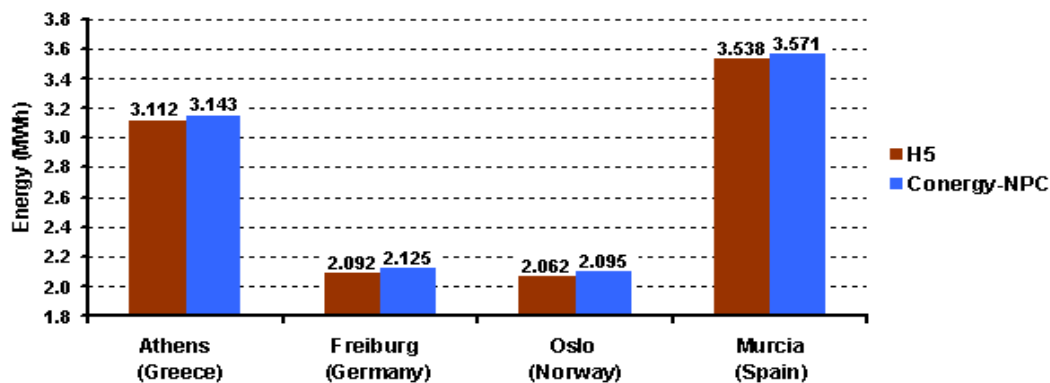
Σχήμα 6.5: Συνολικό κόστος κατασκευής για τους βελτιστοποιημένους και μη-βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς H5 και Conergy-NPC για διάφορες τοποθεσίες εγκατάστασης στην Ευρώπη με φίλτρο εξόδου LCL.

Η συνολική ενέργεια που διοχετεύεται στο ηλεκτρικό δίκτυο κατά τη διάρκεια του έτους από τους μη-βελτιστοποιημένους και βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς σε διάφορες τοποθεσίες εγκατάστασης στην Ευρώπη απεικονίζεται στο Σχήμα 6.6. Η ενέργεια που διοχετεύεται στο δίκτυο ηλεκτροδότησης από τους βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς H5 και Conergy-NPC είναι

υψηλότερη σε σύγκριση με εκείνη των αντίστοιχων μη βελτιστοποιημένων αντιστροφών σε κάθε περιοχή εγκατάστασης κατά 5.30-8.61%. Μεταξύ των βελτιστοποιημένων φωτοβολταϊκών αντιστροφών, οι φωτοβολταϊκοί αντιστροφείς Conergy-NPC επιτυγχάνουν την μέγιστη παραγωγή ενέργειας σε όλες τις τοποθεσίες εγκατάστασης. Η ενέργεια που παράγεται από τους βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς Conergy-NPC είναι υψηλότερη από εκείνη των βελτιστοποιημένων φωτοβολταϊκών αντιστροφών που βασίζονται στην τοπολογία H5 κατά 0.72-1.27%.



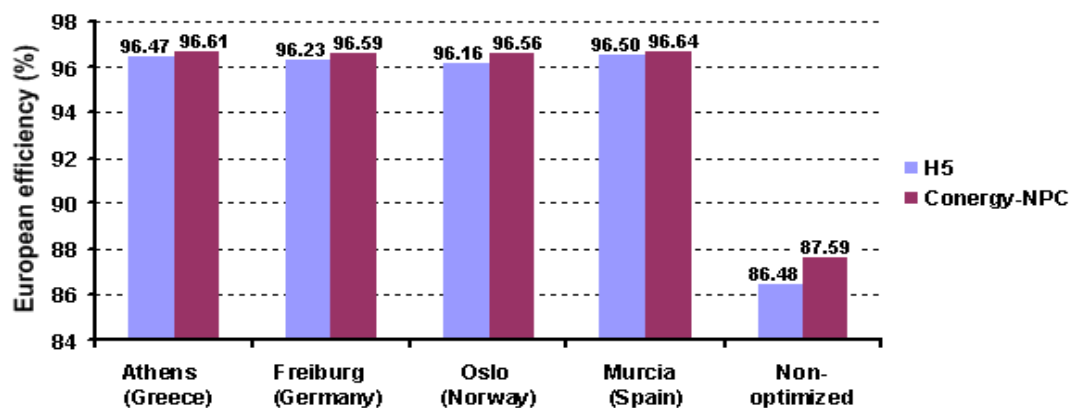
α)



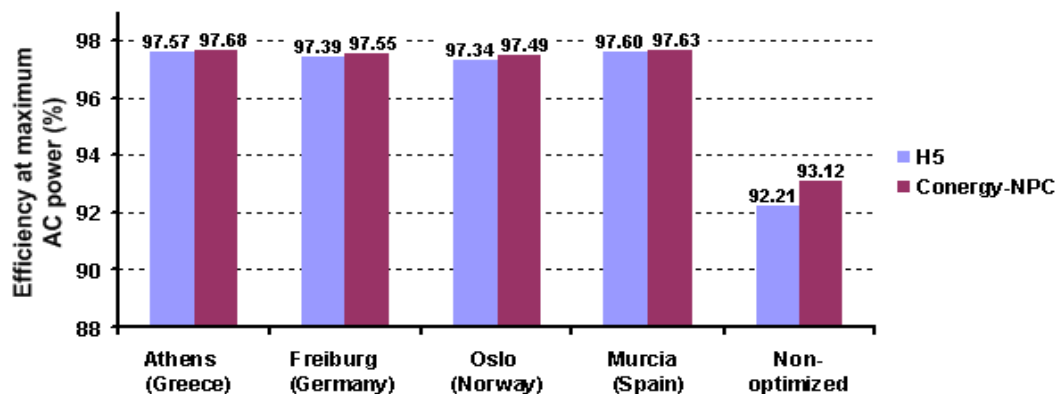
β)

Σχήμα 6.6: Συνολική ετήσια ενέργεια που εγχέεται στο δίκτυο για τους, **α)** βελτιστοποιημένους και **β)** μη-βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς H5 και Conergy-NPC για διάφορες τοποθεσίες εγκατάστασης στην Ευρώπη με φίλτρο εξόδου LCL.

Η Ευρωπαϊκή απόδοση και η απόδοση στη μέγιστη ισχύ από τους βελτιστοποιημένους και μη-βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς H5 και Conergy-NPC, για διάφορες τοποθεσίες εγκατάστασης στην Ευρώπη, παρουσιάζονται στο Σχήμα 6.7. Στην προτεινόμενη διαδικασία βέλτιστου σχεδιασμού, αυτό που επιτυγχάνεται είναι να έχουμε με τους βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς την Ευρωπαϊκή απόδοση και την απόδοση στη μέγιστη ισχύ να είναι υψηλότερες κατά 10.24-11.59% και 4.69-5.85%, αντίστοιχα, σε σύγκριση με τους αντίστοιχους μη βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς H5 και Conergy-NPC.



α)



β)

Σχήμα 6.7: α) Ευρωπαϊκή απόδοση και β) απόδοση στη μέγιστη ισχύ για τους βελτιστοποιημένους και μη-βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς H5 και Conergy-NPC για διάφορες τοποθεσίες εγκατάστασης στην Ευρώπη με φίλτρο εξόδου LCL.

6.3.2 Αποτελέσματα βελτιστοποίησης για φίλτρο εξόδου LLCL

Οι βέλτιστες τιμές των μεταβλητών σχεδιασμού των φωτοβολταϊκών αντιστροφών, δηλαδή τα L , L_g , C_f , L_f , και f_s , καθώς και η αντίστοιχη βέλτιστη τιμή του κόστους της παραγόμενης ηλεκτρικής ενέργειας $LCOE_{opt}$, που έχουν προκύψει με τη χρήση της προτεινόμενης μεθοδολογίας βελτιστοποίησης για τους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς H5 και Conergy-NPC που εγκαθίστανται στις τοποθεσίες Athens (Ελλάδα), Oslo (Νορβηγία), Murcia (Ισπανία) και του Freiburg (Γερμανία), αντίστοιχα, παρουσιάζονται στον Πίνακα 6.4.

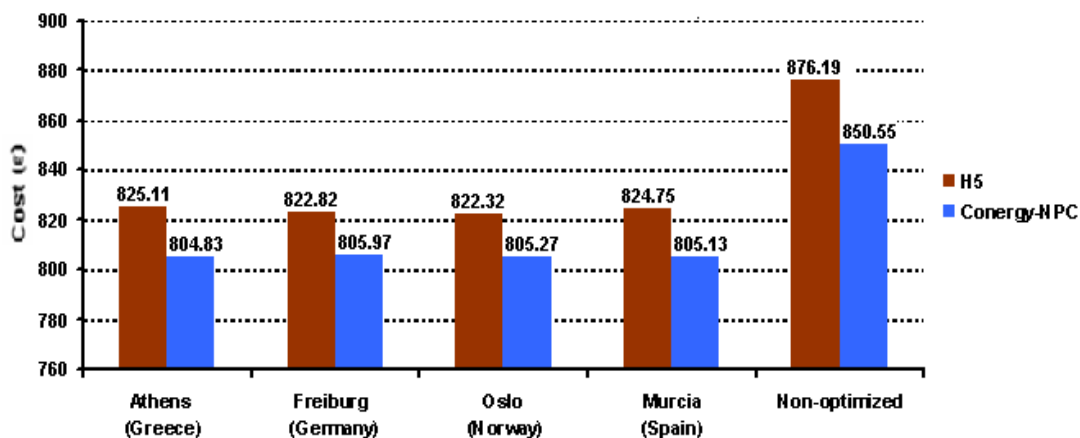
ΠΙΝΑΚΑΣ 6.4

Βέλτιστες τιμές μεταβλητών σχεδιασμού των φωτοβολταϊκών αντιστροφών H5 και Conergy-NPC και του LCOE των βελτιστοποιημένων και μη-βελτιστοποιημένων φωτοβολταϊκών αντιστροφών με LLCL φίλτρο σε διάφορες τοποθεσίες εγκατάστασης στην Ευρώπη.

		L (mH)	L_g (μH)	C_f (μF)	L_f (μH)	f_s (kHz)	$LCOE_{opt}$ (€/MWh)	$LCOE_{H-O}$ (€/MWh)
Athens	H5	0.198	4.740	1.481	0.936	135.20	249.12	281.25
	Conergy-NPC	0.107	1.507	1.205	0.336	249.95	240.95	270.14
Murcia	H5	0.111	1.283	1.590	0.282	237.70	218.63	247.51
	Conergy-NPC	0.109	1.075	1.784	0.240	243.35	212.31	237.17
Freiburg	H5	0.290	8.121	1.586	1.774	94.900	358.76	414.79
	Conergy-NPC	0.213	6.869	1.005	1.513	129.10	347.16	399.28
Oslo	H5	0.291	8.300	1.527	1.709	98.550	363.79	420.78
	Conergy-NPC	0.351	10.13	1.722	2.218	81.450	351.41	404.22

Το LCOE των βελτιστοποιημένων φωτοβολταϊκών αντιστροφών με βάση τις τοπολογίες H5 και Conergy-NPC είναι χαμηλότερο κατά 9.13-15.67% σε σύγκριση με εκείνο των αντίστοιχων μη-βελτιστοποιημένων φωτοβολταϊκών αντιστροφών. Σε όλες τις περιοχές εγκατάστασης η καλύτερη τιμή του LCOE επιτυγχάνεται με τους βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς Conergy-NPC. Η βέλτιστη τιμή LCOE των αντιστροφών Conergy-NPC που έχουν εγκατασταθεί στις διάφορες τοποθεσίες της Ευρώπης είναι χαμηλότερη από τη βέλτιστη τιμή του LCOE των φωτοβολταϊκών αντιστροφών H5 στις ίδιες τοποθεσίες εγκατάστασης κατά 2.98-3.52%.

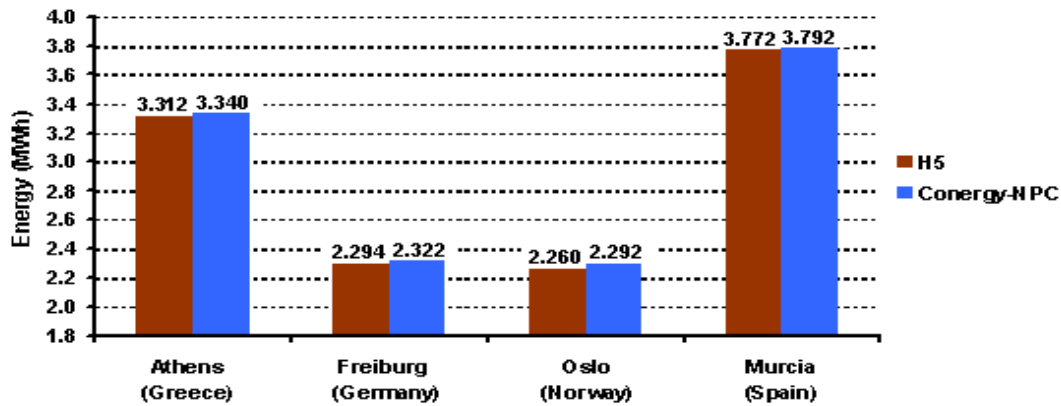
Το συνολικό κόστος κατασκευής των βελτιστοποιημένων και μη-βελτιστοποιημένων H5 και Conergy-NPC φωτοβολταϊκών αντιστροφέων για διάφορες τοποθεσίες εγκατάστασης στην Ευρώπη απεικονίζεται στο Σχήμα 6.8. Σε σύγκριση με τους μη-βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς, το κόστος των βελτιστοποιημένων αντιστροφέων H5 και Conergy-NPC είναι μικρότερο κατά 5.53-6.55%. Σε όλες τις τοποθεσίες εγκατάστασης, το ελάχιστο κόστος επιτυγχάνεται με τον βελτιστοποιημένο αντιστροφέα Conergy-NPC και είναι χαμηλότερο κατά 2.09-2.52% σε σχέση με εκείνο των βελτιστοποιημένων φωτοβολταϊκών αντιστροφέων που βασίζονται στις τοπολογίες H5.



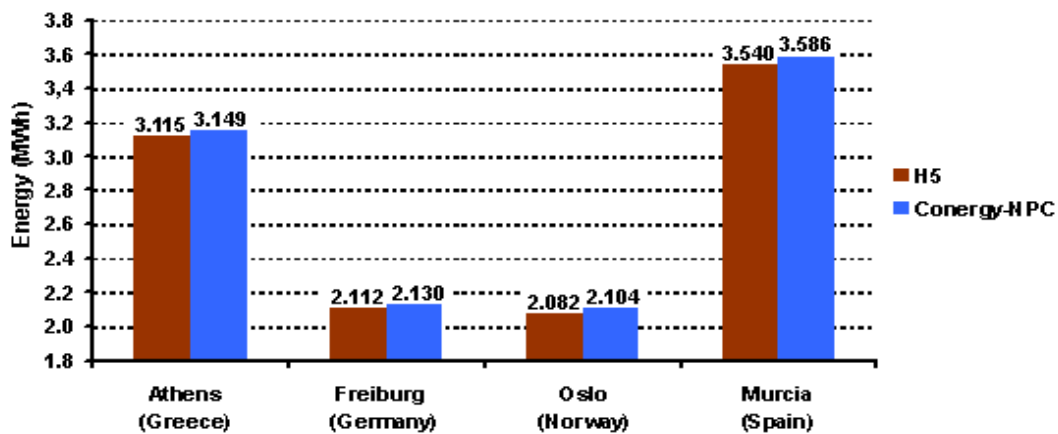
Σχήμα 6.8: Συνολικό κόστος κατασκευής για τους βελτιστοποιημένους και μη-βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς H5 και Conergy-NPC για διάφορες τοποθεσίες εγκατάστασης στην Ευρώπη με φίλτρο εξόδου LLCL.

Η συνολική ενέργεια που διοχετεύεται στο ηλεκτρικό δίκτυο κατά τη διάρκεια του έτους από τους μη-βελτιστοποιημένους και βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς σε διάφορες τοποθεσίες εγκατάστασης στην Ευρώπη απεικονίζεται στο Σχήμα 6.9. Η ενέργεια που διοχετεύεται στο δίκτυο ηλεκτροδότησης από τους βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς H5 και Conergy-NPC είναι υψηλότερη σε σύγκριση με εκείνη των αντίστοιχων μη-βελτιστοποιημένων αντιστροφέων σε κάθε χώρο εγκατάστασης κατά 5.43-8.27%. Η ενέργεια που παράγεται από τους βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς Conergy-

NPC είναι υψηλότερη από εκείνη των βελτιστοποιημένων φωτοβολταϊκών αντιστροφέων που βασίζονται στην τοπολογία H5 κατά 0.53-1.40%.



α)

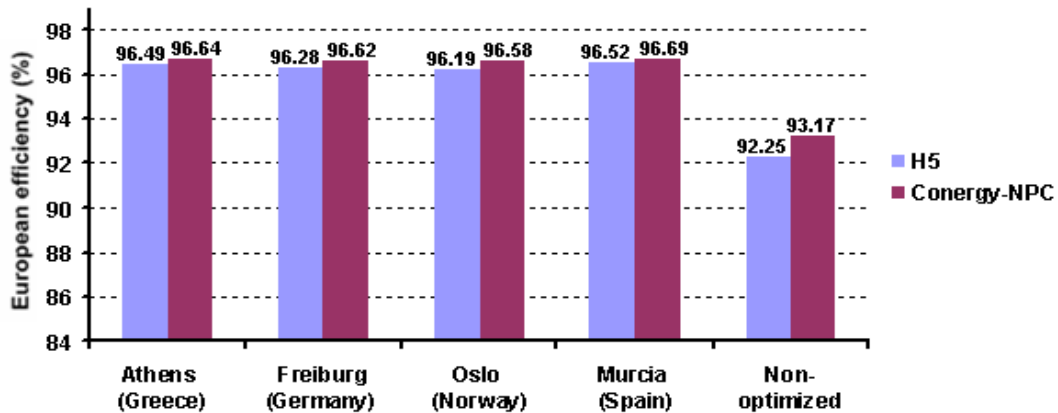


β)

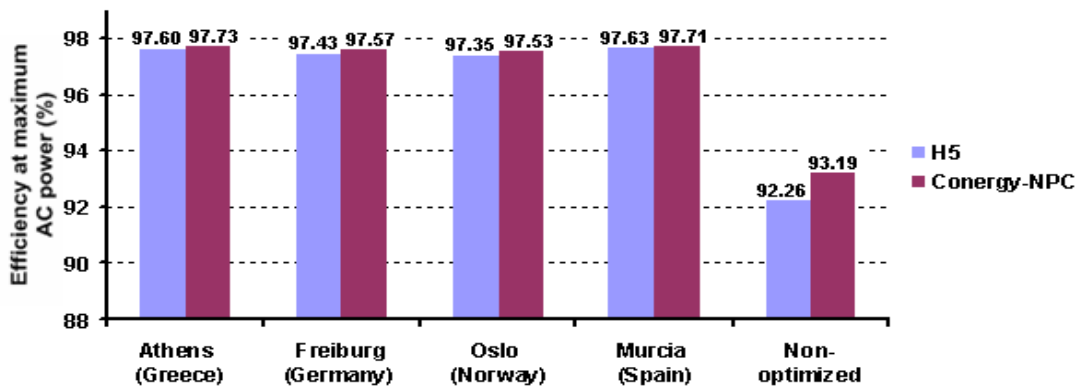
Σχήμα 6.9: Συνολική ετήσια ενέργεια που διοχετεύεται στο δίκτυο για τους, α) βελτιστοποιημένους και β) μη-βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς H5 και Conergy-NPC για διάφορες τοποθεσίες εγκατάστασης στην Ευρώπη με φίλτρο εξόδου LLCL.

Η Ευρωπαϊκή απόδοση και η απόδοση στη μέγιστη ισχύ από τους βελτιστοποιημένους και μη-βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς H5 και Conergy-NPC, για διάφορες τοποθεσίες εγκατάστασης στην Ευρώπη, παρουσιάζονται στο Σχήμα 6.10. Στην προτεινόμενη βέλτιστη διαδικασία σχεδιασμού επιτυγχάνεται με τους βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς

αντιστροφείς να έχουμε την Ευρωπαϊκή απόδοση και την απόδοση στη μέγιστη ισχύ, να είναι υψηλότερες κατά 3.66-4.63% και 4.66-5.82%, αντίστοιχα, σε σύγκριση με τους αντίστοιχους μη-βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς H5 και Conergy-NPC.



α)



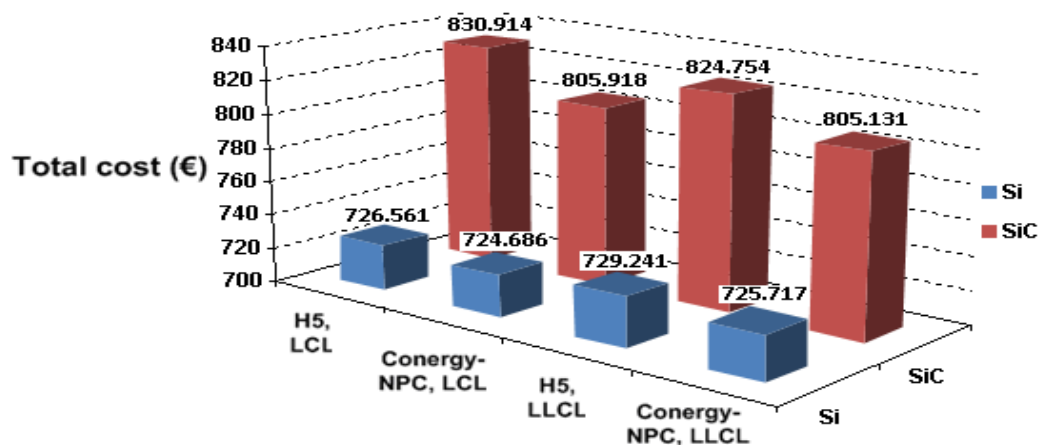
β)

Σχήμα 6.10: α) Ευρωπαϊκή απόδοση και β) απόδοση στη μέγιστη ισχύ για τους βελτιστοποιημένους και μη-βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς H5 και Conergy-NPC για διάφορες τοποθεσίες εγκατάστασης στην Ευρώπη με φίλτρο εξόδου LLCL.

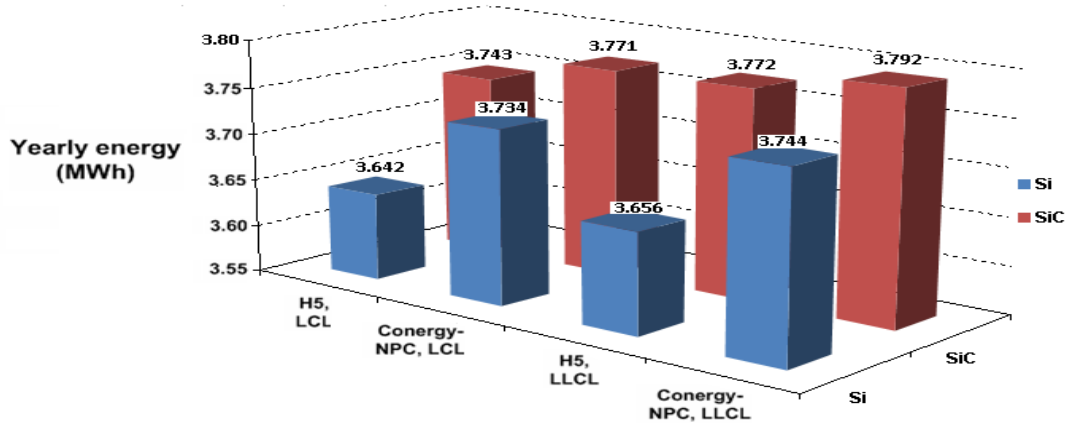
6.3 Σύγκριση των αποτελεσμάτων βελτιστοποίησης για IGBTs και SiC-JFETs

καθώς και φίλτρα LCL και LLCL

Το συνολικό κόστος και η ετήσια παραγωγή ενέργειας για τους βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς μετατροπείς H5 και Conergy - NPC που εγκαθίστανται στην Murcia (Ισπανία), η οποία είναι η τοποθεσία εγκατάστασης που παρουσιάζει την υψηλότερη ηλιακή ακτινοβολία, όταν χρησιμοποιούνται οι δύο διαφορετικές τεχνολογίες κατασκευής των ημιαγωγών ισχύος των αντιστροφών (δηλαδή Si και SiC), καθώς και οι δύο διαφορετικοί τύποι φίλτρων εξόδου (δηλαδή τύπου LCL και LLCL, αντίστοιχα) παρουσιάζονται στα Σχήματα 6.11 και 6.12 αντίστοιχα. Το κόστος κατασκευής των βελτιστοποιημένων φωτοβολταϊκών αντιστροφών SiC είναι υψηλότερο από εκείνο των αντίστοιχων βελτιστοποιημένων φωτοβολταϊκών αντιστροφών Si για τις τοπολογίες H5 και Conergy-NPC κατά 10.94-14.36%, λόγω του υψηλότερου κόστους των ημιαγωγών SiC. Οι αντιστροφείς που βασίζονται στην τεχνολογία SiC εγχέουν περισσότερη ενέργεια στο ηλεκτρικό δίκτυο κατά 0.99-3.17%. Στην υπό μελέτη περίπτωση μας, το κόστος και η παραγωγή ενέργειας από τους βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς για τα φίλτρα LLCL και φίλτρα LCL, αντίστοιχα, διαφέρουν κατά λιγότερο από 0.1%.

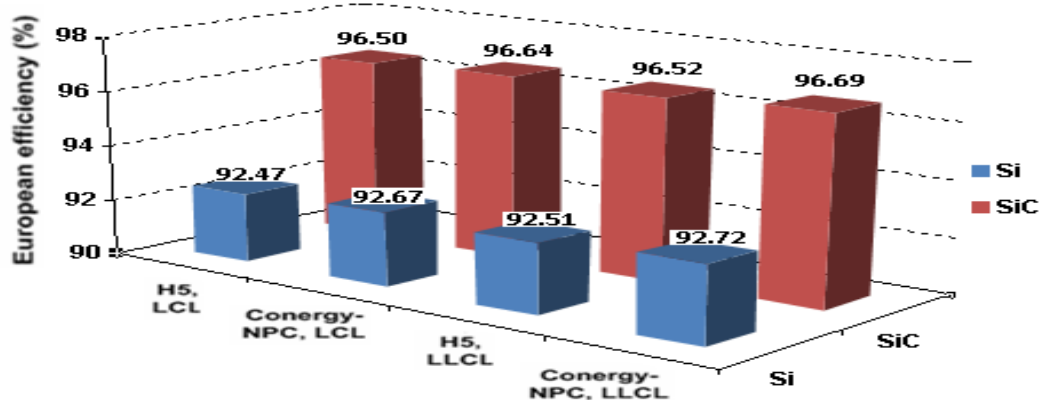


Σχήμα 6.11: Συνολικό κόστος κατασκευής για τους βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς H5 και Conergy-NPC για την Murcia (Ισπανία) για όλους τους συνδυασμούς τεχνολογιών κατασκευής των ημιαγωγών και τύπων φίλτρου εξόδου.

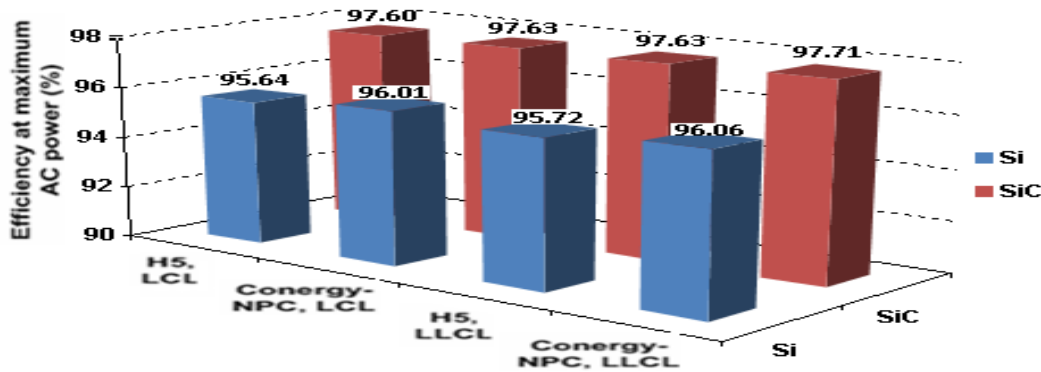


Σχήμα 6.12: Συνολική ετήσια ενέργεια για τους βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς H5 και Conergy-NPC για την Murcia (Ισπανία) για όλους τους συνδυασμούς τεχνολογιών κατασκευής των ημιαγωγών και τύπων φίλτρου εξόδου.

Η Ευρωπαϊκή απόδοση και η απόδοση στη μέγιστη ισχύ των φωτοβολταϊκών αντιστροφέων τεχνολογίας SiC είναι υψηλότερη από εκείνων των αντίστοιχων βελτιστοποιημένων φωτοβολταϊκών αντιστροφέων Si για τις τοπολογίες H5 και Conergy-NPC στην περιοχή της Murcia (Ισπανία) κατά 4.28-4.36% και 1.69-2.05%, αντίστοιχα (Σχήμα 6.13).



α)



β)

Σχήμα 6.13: α) Ευρωπαϊκή απόδοση και β) απόδοση στη μέγιστη ισχύ για τους βελτιστοποιημένους φωτοβολταϊκούς αντιστροφέας H5 και Conergy-NPC για την Murcia (Ισπανία) για όλους τους συνδυασμούς τεχνολογιών κατασκευής των ημιαγωγών και τύπων φίλτρου εξόδου.

Οι βέλτιστες τιμές των μεταβλητών σχεδιασμού των φωτοβολταϊκών αντιστροφέων είναι διαφορετικές σε κάθε περιοχή εγκατάστασης. Όμως, οι αντιστροφέας H5 και Conergy-NPC που βασίζονται στο SiC και οι οποίοι είναι σχεδιασμένοι να λειτουργούν στο Oslo, μπορούν να λειτουργούν εξίσου ικανοποιητικά ακόμα και εάν εγκατασταθούν στις υπόλοιπες περιοχές που εξετάζουμε. Σε αυτή την περίπτωση, οι τιμές του LCOE των βελτιστοποιημένων αντιστροφέων είναι μικρότερες κατά 8.47-11.36% σε σχέση με τις τιμές LCOE των μη-βελτιστοποιημένων αντιστροφέων στις ίδιες περιοχές εγκατάστασης. Επίσης, η αντίστοιχη παραγωγή ενέργειας είναι υψηλότερη από εκείνη των μη-βελτιστοποιημένων αντιστροφέων κατά 4.24-6.41%. Έτσι, συμπεραίνουμε ότι, προκειμένου να έχουμε μαζικές κατασκευές φωτοβολταϊκών αντιστροφέων, σύμφωνα με την προτεινόμενη μεθοδολογία βελτιστοποίησης που αναλύθηκε, δίνεται η δυνατότητα να κατασκευαστεί ένας βελτιστοποιημένος αντιστροφέας με υψηλές επιδόσεις, ώστε να λειτουργεί σε διάφορες περιοχές.

Ένα σημαντικό στοιχείο που θα πρέπει να αναφέρουμε είναι το γεγονός ότι για ίση τιμή των Si και SiC, οι βελτιστοποιημένοι αντιστροφέας SiC έχουν χαμηλότερο LCOE κατά 4.19-6.69%, η ενέργεια που διοχετεύεται στο δίκτυο είναι υψηλότερη κατά 1.59-4.16% και το συνολικό κόστος κατασκευής είναι χαμηλότερο κατά 2.69-2.94% σε σύγκριση με τους βελτιστοποιημένους αντιστροφέας Si.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Οι αντιστροφείς DC / AC χωρίς μετασχηματιστή αποτελούν τα κύρια δομικά στοιχεία στην ταχέως αναπτυσσόμενη αγορά των διασυνδεδεμένων στο δίκτυο φωτοβολταϊκών συστημάτων. Επιπρόσθετα, η εφαρμογή της τεχνολογίας SiC έχει αναδειχθεί κατά τα τελευταία χρόνια για την κατασκευή ημιαγωγών ισχύος που χρησιμοποιούνται σε συστήματα μετατροπής ενέργειας, με δυνατότητες λειτουργίας σε υψηλές θερμοκρασίες και συχνότητες. Έτσι, πολλές εναλλακτικές λύσεις είναι σήμερα διαθέσιμες στους σχεδιαστές όσο αφορά τις τοπολογίες, την τεχνολογία κατασκευής των ημιαγωγών ισχύος και τη διάταξη του φίλτρου εξόδου.

Σε αυτή την μεταπτυχιακή εργασία, παρουσιάστηκε μια νέα τεχνική σχεδιασμού για τη βελτιστοποίηση της συχνότητας μεταγωγής και της δομής του φίλτρου εξόδου (είτε LCL ή LLCL) στους φωτοβολταϊκούς αντιστροφείς H5, H6, NPC, ANPC και Conergy-NPC χωρίς την χρήση μετασχηματιστή. Η προτεινόμενη τεχνική αποτελεί ένα ολοκληρωμένο εργαλείο σχεδιασμού, το οποίο ενσωματώνει στη διαδικασία σχεδιασμού τη διερεύνηση της επίδρασης των παραγόντων που επηρεάζουν την ποσότητα της παραγόμενης ενέργειας, καθώς και το κόστος των φωτοβολταϊκών αντιστροφών.

Τα αποτελέσματα του σχεδιασμού αποδεικνύουν ότι οι βελτιστοποιημένοι αντιστροφείς H5, H6, NPC, ANPC και Conergy-NPC χωρίς μετασχηματιστή που βασίζονται στην τεχνολογία SiC, είναι πιο αποτελεσματικοί από την άποψη της παραγωγής ενέργειας από τους μη-βελτιστοποιημένους και βελτιστοποιημένους αντιστροφείς που βασίζονται στο πυρίτιο. Επίσης, είναι ικανοί να λειτουργούν αποτελεσματικά σε υψηλότερες συχνότητες μεταγωγής, μειώνοντας έτσι το μέγεθος, το βάρος και το κόστος του φίλτρου εξόδου φωτοβολταϊκού αντιστροφέα. Τέλος, έχει αποδειχθεί ότι η μείωση της τιμής αγοράς των ημιαγωγών ισχύος τύπου SiC στο επίπεδο της τεχνολογίας Si είναι ο βασικός παράγοντας για να επιτευχθεί η ανάπτυξη της βελτιστοποιημένων φωτοβολταϊκών αντιστροφών SiC με χαμηλότερο κόστος

της ενέργειας σε σχέση με το αντίστοιχο κόστος των φωτοβολταϊκών αντιστροφών που βασίζονται στην τεχνολογία Si, μεγιστοποιώντας έτσι την οικονομική αποδοτικότητα της φωτοβολταϊκής εγκατάστασης.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1] IEA-International Energy Agency, "Trends in Photovoltaic Applications: Survey report of selected IEA countries between 1992 and 2007", *Report IEA PVPS T1-17:2008*, 2008.
- [2] EPIA, "Global market outlook for photovoltaics until 2013", *European Photovoltaic Industry Association*, 2009.
- [3] Κέντρο Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας, <http://www.cres.gr>
- [4] Y. Yang, F. Blaabjerg, and H. Wang, "Low voltage ride-through of single-phase transformerless photovoltaic inverters," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 50, no. 3, pp. 1942-1952, May. 2014.
- [5] R. Teodorescu, M. Liserre, and P. Rodríguez, *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*, 1st ed., Wiley, 2011.
- [6] L. Zhang, K. Sun, L. Feng, H. Wu, and Y. Xing, "A family of neutral point clamped full-bridge topologies for transformerless photovoltaic grid-tied inverters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 28, no. 2, pp. 730-739, Feb. 2013.
- [7] B. Yang, W. Li, Y. Gu, W. Cui, and X. He, "Improved transformerless inverter with common-mode leakage current elimination for a photovoltaic grid-connected power system," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 752-762, Feb. 2012.
- [8] L. Zhang, K. Sun, Y. Xing, and M. Xing, "H6 transformerless full-bridge PV grid-tied inverters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 29, no. 3, pp. 1229-1238, March 2014.
- [9] J.-S. Lee, and K.-B. Lee, "New modulation techniques for a leakage current reduction and a neutral-point voltage balance in transformerless photovoltaic systems using a three-level inverter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 29, no. 4, pp. 1720-1732, April 2014.
- [10] S.Kjaer, J.Pedersen, F.Blaabjerg, "A review of single-phase grid connected inverters for photovoltaic modules", *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol.41, no.5, pp.1292-1306, Sep. 2005.

- [11] M. Calais, J. Myrzik, T. Spooner, V. G. Agelidis, "Inverters for single-phase grid Connected photovoltaic systems – an overview", *IEEE 33rd Annual Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1995-2000, Jun.2002.
- [12] F.Blaabjerg, F.Iov, T.Terekes, R.Teodorescu, K.Ma, «Power Electronics – Key Technology for Renewable Energy Systems», Aalborg University, Institute of Energy Technology.
- [13] M. Meinhardt, G. Cramer, B. Burger, P. Zacharias, "Multi-string-converter with reduced specific costs and enhanced functionality" , *Solar Energy*, vol.69, no.1-6, pp.217-227,2000.
- [14] V. Salas, E. Olias, "Overview of the state of technique for PV inverters used in low voltage grid-connected PV systems: Inverters below 10 KW", *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, pp.1-10, 2009.
- [15] H. Haberlin, L. Borgha, M. Kaempfer, U. Zwahlen, "New tests at grid connected PV inverters: Overview over test results and measured values of total efficiency", *21st European Photovoltaic Solar Energy Conference*, 4-8 Sep.2006.
- [16] A. Schlumberger, "Market survey on inverters 2007", *Photon International*, vol.4, 2007.
- [17] M.Calais, V.Agelidis, "Multilevel converters for single-phase grid connected Photovoltaic systems, an overview", *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 7-10 Jul.1998, pp.224-229.
- [18] O.Lopez, R.Teodorescu, J.Doval-Gandoy, "Multilevel transformerless topologies for Single-Phase Grid-Connected Converters", *IEEE 32th Annual Conference on Industrial Electronics*, 2006, pp.5191-5196.
- [19] Campbell M., Blunden J., Smeloff E., Aschenbrenner P.: Minimizing utility-scale PV power plant LCOE through the use of high capacity factor configurations, *34th IEEE Photovoltaic Specialists Conference*, pp. 421-426, 2009.
- [20] Y. Yang, F. Blaabjerg, and Z. Zou, "Benchmarking of grid fault modes in single-phase grid-connected photovoltaic systems," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 49, no. 5, pp. 2167-2176, September/October 2013.

- [21] Y.-M. Chen, C.-H. Chang, Y.-R. Chang, "H5™ inverter with constant frequency asynchronous sigma-delta modulation," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 3522-3527, 2011.
- [22] L. Ma, K. Sun, X. Jin, "A transformation method from conventional three phases full-bridge topology to Conergy-NPC topology," *2011 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1-5, 2011.
- [23] S.V. Araujo, P. Zacharias, and R. Mallwitz, "Highly efficient single-phase transformerless inverters for grid-connected photovoltaic systems," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 9, pp. 3118-3128, Sept. 2010.
- [24] A. Hasanzadeh, C.S. Edrington, and J. Leonard, "Reduced switch NPC-based transformerless PV inverter by developed switching pattern," *IEEE 27th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 359-360, 2012.
- [25] M.C. Polisenio, R.A. Mastromauro, and M. Liserre, "Transformerless photovoltaic (PV) inverters: a critical comparison," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 3438-3445, 2012.
- [26] C.N. Ho, H. Breuninger, S. Pettersson, G. Escobar, L.A. Serpa, and A. Coccia, "Practical design and implementation procedure of an interleaved boost converter using SiC diodes for PV applications," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 27, no. 6, pp. 2835-2845, June 2012.
- [27] S.V. Araujo, and P. Zacharias, "Perspectives of high-voltage SiC semiconductors in high power conversion systems for wind and photovoltaic sources," *14th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, pp. 1-10, 2011.
- [28] F. Xu, T. J. Han, D. Jiang, L. M. Tolbert, F. Wang, J. Nagashima, S. J. Kim, S. Kulkarni, and F. Barlow, "Development of a SiC JFET-based six-pack power module for a fully integrated inverter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 28, no. 3, pp. 1464-1478, March 2013.
- [29] C.N.-M. Ho, H. Breuninger, S. Pettersson, G. Escobar, and F. Canales, "A comparative performance study of an interleaved boost converter using

- commercial Si and SiC diodes for PV applications,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 28, no. 1, pp. 289-299, Jan. 2013.
- [30] C. Wilhelm, D. Kranzer, and B. Burger, “Development of a highly compact and efficient solar inverter with Silicon Carbide transistors,” *6th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS)*, pp. 1-6, 2010.
 - [31] B. Burger, D. Kranzer, and O. Stalter, “Cost reduction of PV-inverters with SiC-DMOSFETs,” *5th International Conference on Integrated Power Systems (CIPS)*, pp. 1-5, 2008.
 - [32] H. Zhang, L.M. Tolbert, and B. Ozpineci, “Impact of SiC devices on hybrid electric and plug-in hybrid electric vehicles,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 47, no. 2, pp. 912-921, March/April 2011.
 - [33] D. Bortis, B. Wrzecionko, and J.W. Kolar, “A 120 °C ambient temperature forced air-cooled normally-off SiC JFET automotive inverter system,” *IEEE 26th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1282-1289, 2011.
 - [34] T.E. Salem, and R.A. Wood, “1000-hour evaluation of a 1200-V, 880-A all-SiC dual module,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 29, no. 5, pp. 2192-2198, 2014.
 - [35] F. Filsecker, R. Alvarez, and S. Bernet, “The investigation of a 6.5-kV, 1-kA diode module for medium voltage converters,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 29, no. 5, pp. 2272-2280, 2014.
 - [36] X. Gong, and J.A. Ferreira, “Investigation of conducted EMI in SiC JFET inverters using separated heat sinks,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 1, pp. 115-125, 2014.
 - [37] D. Jiang, R. Burgos, F. Wang, and D. Boroyevich, “Temperature-dependent characteristics of SiC devices: performance evaluation and loss calculation,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 1013-1024, Feb. 2012.
 - [38] C. Cai, W. Zhou, and K. Sheng, “Characteristics and application of normally-off SiC-JFETs in converters without antiparallel diodes,” *IEEE Trans. On Power Electronics*, vol. 28, no. 10, pp. 4850-4860, Oct. 2013.
 - [39] O. Alatise, N.-A. Parker-Allotey, D. Hamilton, and P. Mawby, “The impact of parasitic inductance on the performance of silicon-carbide Schottky barrier

- diodes,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 27, no. 8, pp. 3826-3833, Aug. 2012.
- [40] M. Shen, and S. Krishnamurthy, “Simplified loss analysis for high speed SiC MOSFET inverter,” *IEEE 27th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1682-1687, 2012.
 - [41] K. Wada, and T. Shimizu, “Experimental verification of a 200-kHz PWM inverter with a current control for 20-kHz sinusoidal waveform,” *IEEE 8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE)*, pp. 1992-1996, 2011.
 - [42] J. Rabkowski, D. Peftitsis, and H.-P. Nee, “Design steps towards a 40-kVA SiC inverter with an efficiency exceeding 99.5%,” *IEEE 27th Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1536-1543, 2012.
 - [43] Y. Zushi, S. Sato, K. Matsui, Y. Murakami, and S. Tanimoto, “A novel gate assist circuit for quick and stable driving of SiC-JFETs in a 3-phase inverter,” *27th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1734-1739, 2012.
 - [44] X. Gong, I. Josifović, and J.A. Ferreira, “Modeling and reduction of conducted EMI of inverters with SiC JFETs on insulated metal substrate,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 28, no. 7, pp. 3138-3146, July 2013.
 - [45] F. Blaabjerg, W. Wu, and T. Tang, “A new design method for the passive damped LCL and LLCL filter-based single-phase grid-tied inverter,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 60, no. 10, pp. 4339-4350, Oct. 2013.
 - [46] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, “Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier,” *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1281-1291, Sept. 2005.
 - [47] W. Wu, Y. He, and F. Blaabjerg, “An LLCL power filter for single-phase grid-tied inverter,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 782-789, Feb. 2012.
 - [48] W. Wu, Y. Sun, Z. Lin, Y. He, M. Huang, F. Blaabjerg, H.S.-H. Chung, “A modified LLCL filter with the reduced conducted EMI noise,” *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 29, no. 7, pp. 3393-3402, July 2014.

- [49] S. Saridakis, E. Koutroulis, and F. Blaabjerg, "Optimal design of modern transformerless PV inverter topologies," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 28, no. 2, pp. 394-404, June 2013.
- [50] E. Koutroulis, and F. Blaabjerg, "Methodology for the optimal design of transformerless grid-connected PV inverters," *IET Power Electronics*, vol. 5, no. 8, pp. 1491-1499, 2012.
- [51] S. Saridakis, E. Koutroulis, and F. Blaabjerg, "Optimization of SiC-based H5 and Conergy-NPC transformerless PV inverters," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, έχει γίνει δεκτό.
- [52] E. Lorenzo, Solar electricity - Engineering of photovoltaic systems, 1st ed., Progensa, 1994.
- [53] <http://www.mathworks.com/discovery/genetic-algorithm.html> Genetic Algorithm – Matlab, 2013.
- [54] <http://www.mathworks.com/help/gads/genetic-algorithm-options.html>, Genetic Algorithm Options - Matlab and Simulink, 2013.
- [55] N. Mohan, T. Undeland, W. Robbins, «Ηλεκτρονικά Ισχύος», TZIOΛΑ 1996.
- [56] F. Casanellas, "Losses in PWM inverters using IGBTs", *IEE Proc.-Electr. Power Appl.*, vol. 141, No. 5, pp. 235-239, 1994.
- [57] M.H. Bierhoff, F.W. Fuchs, "Semiconductor losses in voltage source and current source IGBT converters based on analytical derivation," *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, (PESC)*, pp. 2836-2842, 2004.
- [58] T.J. Kim, D.W. Kang, Y.H. Lee, D.S. Hyun, "The analysis of conduction and switching losses in multi-level inverter system," *IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference, (PESC)*, pp. 1363-1368, 2001.
- [59] H. Zhang, L.M. Tolbert, "Efficiency of SiC JFET-based inverters," *4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pp. 2056-2059, 2009.
- [60] M. Liserre, F. Blaabjerg, and S. Hansen, "Design and control of an LCL-filter-based three-phase active rectifier," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 41, no. 5, pp. 1281-1291, Sept. 2005.

- [61] W. Wu, Y. He, and F. Blaabjerg, "An LLCL power filter for single-phase grid-tied inverter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 782-789, Feb. 2012.
- [62] Kim, H., Kim, K.-H.: 'Filter design for grid connected PV inverters'. *IEEE Int. Conf. Sustainable Energy Technologies*, 2008, pp. 1070–1075
- [63] G.S. Dimitrakakis, and E.C. Tatakis, "High-frequency copper losses in magnetic components with layered windings," *IEEE Trans. on Magnetics*, vol. 45, no. 8, pp. 3187-3199, August 2009.
- [64] H.F. Xiao, S.J. Xie, C. Yang, and R.H. Huang, "An optimized transformerless photovoltaic grid-connected inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 5, pp. 1887-1895, May 2011.

