ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ ΚΡΗΤΗΣ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ



Ελαχιστοποίηση Ρεύματος Γείωσης σε Αντιστροφείς Ισχύος DC/AC τύπου Πλήρους Γέφυρας χωρίς Μετασχηματιστή

Διπλωματική Εργασία

Δημήτριος Ζωγράφος

Χανιά 2013

Στην οικογένειά μου

Πρόλογος

Θα ήθελα να εκφράσω τις θερμές μου ευχαριστίες στον Επίκουρο Καθηγητή κ. Ευτύχιο Κουτρούλη για την καθοδήγηση που παρείχε καθ' όλη τη διάρκεια εκπόνησης της διπλωματικής μου εργασίας. Χωρίς τις πολύτιμες συμβουλές του, η πραγματοποίηση αυτής της εργασίας θα ήταν αδύνατη.

Ακόμα, θα ήθελα να ευχαριστήσω τους καθηγητές του τμήματος Ηλεκτρονικών Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών του Πολυτεχνείου Κρήτης. Οι γνώσεις και - κυρίως - ο τρόπος σκέψης που μετέδωσαν μέσα από τις διαλέξεις τους αποτελούν ισχυρά εφόδια για το μέλλον.

Ένα μεγάλο ευχαριστώ οφείλω στην οικογένειά μου, που όλα αυτά τα χρόνια στάθηκε στο πλευρό μου και βοήθησε να ξεπεράσω όποια δυσκολία συνάντησα.

Τέλος, ευχαριστώ τους φίλους μου για τις όμορφες στιγμές που ζήσαμε και έκαναν τα φοιτητικά μου χρόνια αξέχαστα.

Περίληψη

Το φαινόμενο του ρεύματος γείωσης εμφανίζεται στους αντιστροφείς χωρίς μετασχηματιστή που είναι συνδεδεμένοι με το ηλεκτρικό δίκτυο και οφείλεται στην έλλειψη γαλβανικής απομόνωσης μεταξύ του φωτοβολταϊκού συστήματος και του δικτύου. Ωστόσο, τα πλεονεκτήματα που παρουσιάζουν οι αντιστροφείς DC/AC χωρίς μετασχηματιστή έχουν οδηγήσει πολλούς ερευνητές παγκοσμίως στην αναζήτηση μεθόδων για την μείωση του ρεύματος γείωσης.

Στην παρούσα διπλωματική εργασία αναπτύχθηκε μία πρωτότυπη μέθοδος για την μείωση του ρεύματος γείωσης σε αντιστροφείς DC/AC με πλήρη γέφυρα με χρήση γενετικού αλγορίθμου. Τα αποτελέσματα έδειξαν σημαντική βελτίωση, ενώ σε ορισμένες περιπτώσεις επιτεύχθηκε μείωση κάτω από τα όρια που θέτουν διεθνή πρότυπα για την ασφαλή λειτουργία αντιστροφέων DC/AC χωρίς μετασχηματιστή. Για την εκτέλεση του αλγορίθμου χρησιμοποιήθηκε ο υπολογιστής πλέγματος του Πολυτεχνείου Κρήτης.

Περιεχόμενα

1. EIΣ	ΑΓΩΓΗ7
1.	1 Γενικά7
2. PE)	ΜΑ ΓΕΙΩΣΗΣ ΣΕ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΧΩΡΙΣ Μ/Σ9
2.	1 Εισαγωγή9
2.	2 Ο αντιστροφέας πλήρους γέφυρας9
2.5	3 Διπολική διαμόρφωση εύρους παλμών11
2.4	4 Μονοπολική διαμόρφωση εύρους παλμών12
2.	5 Ρεύμα γείωσης σε Φ/Β συστήματα14
2.	6 Το μοντέλο του ρεύματος γείωσης που χρησιμοποιήθηκε
2.	7 Τοπολογίες αντιστροφέων πλήρους γέφυρας χωρίς Μ/Σ23
	2.7.1 O NPC - Neutral Point Clamped αντιστροφέας24
	2.7.2 Ο αντιστροφέας πλήρους γέφυρας με παράκαμψη DC
3. H N	ΙΕΘΟΔΟΣ ΕΛΑΧΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ ΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΓΕΙΩΣΗΣ ΠΟΥ
3. H M A	ΙΕΘΟΔΟΣ ΕΛΑΧΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ ΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΓΕΙΩΣΗΣ ΠΟΥ ΝΑΠΤΥΧΘΗΚΕ
3. Н М А З.	ΜΕΘΟΔΟΣ ΕΛΑΧΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ ΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΓΕΙΩΣΗΣ ΠΟΥ ΝΑΠΤΥΧΘΗΚΕ
3. H M A 3. 3.2	ΜΕΘΟΔΟΣ ΕΛΑΧΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ ΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΓΕΙΩΣΗΣ ΠΟΥ ΝΑΠΤΥΧΘΗΚΕ
3. H M A 3. 3.2	ΜΕΘΟΔΟΣ ΕΛΑΧΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ ΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΓΕΙΩΣΗΣ ΠΟΥ ΝΑΠΤΥΧΘΗΚΕ
3. H M A 3. 3. 3. 3.	ΜΕΘΟΔΟΣ ΕΛΑΧΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ ΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΓΕΙΩΣΗΣ ΠΟΥ ΝΑΠΤΥΧΘΗΚΕ
 3. H M 3. 3. 3. 3. 	ΜΕΘΟΔΟΣ ΕΛΑΧΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ ΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΓΕΙΩΣΗΣ ΠΟΥ ΝΑΠΤΥΧΘΗΚΕ
 3. H M 3. 3. 3. 	ΜΕΘΟΔΟΣ ΕΛΑΧΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ ΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΓΕΙΩΣΗΣ ΠΟΥ ΝΑΠΤΥΧΘΗΚΕ
 3. H M 3. 3. 3. 3. 	ΜΕΘΟΔΟΣ ΕΛΑΧΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ ΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΓΕΙΩΣΗΣ ΠΟΥ ΝΑΠΤΥΧΘΗΚΕ
 3. H M 3. 3. 3. 3. 	ΜΕΘΟΔΟΣ ΕΛΑΧΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ ΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΓΕΙΩΣΗΣ ΠΟΥ ΝΑΠΤΥΧΘΗΚΕ
 3. H M 3. 3. 3. 3. 3. 	ΛΕΘΟΔΟΣ ΕΛΑΧΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ ΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΓΕΙΩΣΗΣ ΠΟΥ ΝΑΠΤΥΧΘΗΚΕ 28 1 Εισαγωγή. 28 2 Διάρθρωση 28 3 Υλοποίηση γενετικού αλγορίθμου σε Matlab 30 4 Η συνάρτηση αξιολόγησης 35 3.4.1 Πλάτος βασικής συνιστώσας τάσης σε κυματομορφή 2 επιπέδων. 37 3.4.2 Πλάτος βασικής συνιστώσας τάσης σε κυματομορφή 3 επιπέδων. 40 5 Προσομοίωση αντιστροφέα στο Simulink 42 3.5.1 Universal Bridge. 42 3.5.2 DC Voltage Source. 46

3.5.4 AC Voltage Source	48
3.5.5 RMS - Root Mean Square	48
3.5.6 THD - Total Harmonic Distortion	49
3.5.7 To Workspace	49
3.5.8 From Workspace	49
3.5.9 Fourier	51
3.5.10 Multiport Switch	51
3.5.11 Powergui	52
3.5.12 Harmonics Measure Subsystem - Υποσύστημα μέτρησης αρμο	νικών.53
3.5.13 Half-Period Detection Subsystem - Υποσύστημα αν ημιπεριόδων	ίχνευσης 54
3.5.14 Control Unit - Υποσύστημα ελέγχου των IGBTs/Diodes	55
3.5.15 Ο αντιστροφέας που υλοποιήθηκε	60
3.5.16 Έλεγχος σωστής λειτουργίας	60
3.6 Εκτέλεση γενετικού αλγορίθμου	61
4. ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ	64
4.1 Εισαγωγή	64
4.2 Διαμόρφωση δύο επιπέδων	65
4.3 Διαμόρφωση τριών επιπέδων	
4.3.1 Βελτιστοποίηση χωρίς περιορισμούς αρμονικής παραμόρφωσης	148
4.3.2 Βελτιστοποίηση με φίλτρα L και LCL	154
4.3.3 Διερεύνηση του χώρου αναζήτησης	162
5. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ	164
5.1 Συμπεράσματα	

1. εισαγωγη

1.1 Γενικά

Η παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας από ανανεώσιμες πηγές αυξάνεται διαρκώς. Ειδικά τα φωτοβολταϊκά (Φ/Β) συστήματα εμφανίζουν τη μεγαλύτερη σχετική αύξηση, καθώς χρησιμοποιούνται σε πολλές εφαρμογές. Οι κύριες κατηγορίες εφαρμογών είναι τα αυτόνομα Φ/Β, τα μεγάλα διασυνδεδεμένα στο δίκτυο Φ/Β και τα οικιακά συνδεδεμένα στο δίκτυο Φ/Β συστήματα.

Για τη σύνδεση με το ηλεκτρικό δίκτυο είναι απαραίτητη η χρήση αντιστροφέα ισχύος DC σε AC. Οι αντιστροφείς ισχύος δέχονται σαν είσοδο μια συνεχή τάση και παράγουν μια ημιτονοειδή κυματομορφή στο επιθυμητό πλάτος και συχνότητα, όπως αυτά καθορίζονται από το ηλεκτρικό δίκτυο. Οι αντιστροφείς που χρησιμοποιούνται συχνά σήμερα είναι ογκώδεις και έχουν μεγάλο κόστος επειδή περιλαμβάνουν μετασχηματιστή (Μ/Σ). Τα τελευταία χρόνια γίνονται προσπάθειες ώστε να μειωθεί το κόστος των μονοφασικών μετατροπέων στα Φ/Β συστήματα χαμηλής ισχύος αφαιρώντας τον μετασχηματιστή. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να υπάρχει γαλβανική σύνδεση μεταξύ του δικτύου και του Φ/Β και να δημιουργείται ρεύμα στη γείωση λόγω των παρασιτικών χωρητικοτήτων που υπάρχουν μεταξύ των Φ/Β συλλεκτών και των μεταλλικών πλαισίων που είναι γειωμένα. Το ρεύμα αυτό είναι σημαντικό και αυξάνει τις ηλεκτρομαγνητικές εκπομπές, τις αρμονικές που περνούν στο δίκτυο και τις απώλειες του συστήματος [1]. Έχουν προταθεί διαφορετικές τοπολογίες αντιστροφέων χωρίς μετασχηματιστή

και μέθοδοι ελέγχου τους που περιορίζουν το ρεύμα γείωσης, όπως πχ. ο Neutral Point Clamped (NPC), Conergy-NPC, H5, κλπ. και η διπολική διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM, Pulse-Width Modulation) για αντιστροφέα πλήρους γέφυρας, αντίστοιχα. Οι τοπολογίες χωρίς μετασχηματιστή που έχουν αναπτυχθεί για τη μείωση του ρεύματος γείωσης έχουν περισσότερα ημιαγωγικά στοιχεία και πιο πολύπλοκο έλεγχο σε σχέση με την πλήρη γέφυρα. Όμως η πλήρης γέφυρα με μονοπολική PWM διαμόρφωση παράγει πολύ υψηλό ρεύμα γείωσης.

Στην παρούσα εργασία αναπτύχθηκε μια πρωτότυπη μέθοδος μείωσης του ρεύματος γείωσης σε μονοφασικούς αντιστροφείς DC/AC με πλήρη γέφυρα συναρτήσει των παλμών που παράγει ο αντιστροφέας. Πιο συγκεκριμένα, μοντελοποιήθηκε ένα διασυνδεδεμένο με το δίκτυο Φ/Β σύστημα, με παρασιτικές χωρητικότητες και υπολογίσθηκε το ρεύμα γείωσης σε αντιστροφέα πλήρους γέφυρας με διπολική και μονοπολική PWM. Στη συνέχεια, χρησιμοποιήθηκε γενετικός αλγόριθμος για την παραγωγή των σημάτων ελέγχου του αντιστροφέα και υπολογίσθηκε το ρεύμα γείωσης που παράγεται, με σκοπό την εύρεση της ελάχιστης τιμής του.

Στο Κεφάλαιο 2 παρουσιάζεται ο αντιστροφέας πλήρους γέφυρας και ο τρόπος λειτουργίας του. Επίσης αναλύεται το πρόβλημα των ρευμάτων γείωσης και μερικές προτεινόμενες από τη βιβλιογραφία μέθοδοι επίλυσής του.

Στο Κεφάλαιο 3 γίνεται αναλυτική περιγραφή της μεθόδου που αναπτύχθηκε στα πλαίσια της παρούσας εργασίας και της θεωρίας στην οποία βασίστηκε, για διπολική και μονοπολική διαμόρφωση, αντίστοιχα.

Στο Κεφάλαιο 4 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της προτεινόμενης μεθόδου και στο Κεφάλαιο 5 ακολουθούν τα συμπεράσματα.

2. ΡΕΥΜΑ ΓΕΙΩΣΗΣ ΣΕ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΧΩΡΙΣ Μ/Σ

2.1 Εισαγωγή

Στο παρόν Κεφάλαιο παρουσιάζεται ο αντιστροφέας πλήρους γέφυρας και οι διαμορφώσεις δύο και τριών επιπέδων. Στη συνέχεια εξηγείται ο τρόπος δημιουργίας του ρεύματος γείωσης καθώς και τα μοντέλα που χρησιμοποιούνται για την ανάλυση του. Τέλος παρουσιάζονται κάποιες μέθοδοι που εφαρμόζονται μέχρι σήμερα για την μείωση του ρεύματος γείωσης.

2.2 Ο αντιστροφέας πλήρους γέφυρας

Ο αντιστροφέας πλήρους γέφυρας ανήκει στην κατηγορία των αντιστροφέων πηγής τάσης (VSIs, Voltage Source Inverters) των οποίων η είσοδος είναι πηγή συνεχούς τάσης. Όταν η τάση εισόδου έχει σταθερό πλάτος, ο αντιστροφέας, εκτός από τη συχνότητα, θα πρέπει να ελέγχει και το πλάτος της τάσης εξόδου. Αυτό επιτυγχάνεται με τη διαμόρφωση του εύρους των παλμών της εξόδου του αντιστροφέα και για αυτό το λόγο ονομάζονται αντιστροφείς με διαμόρφωση εύρους παλμών (Pulse Width Modulation, PWM). Υπάρχουν διάφορες στρατηγικές PWM των διακοπτών του αντιστροφέα με σκοπό την παραγωγή εναλλασσόμενης τάσης στην έξοδο, όπως η διπολική (Bipolar) και η μονοπολική (Unipolar) διαμόρφωση. Στο Σχήμα 2.1 παρουσιάζεται ένας μονοφασικός αντιστροφέας πλήρους γέφυρας.



Σχήμα 2.1 Μονοφασικός αντιστροφέας πλήρους γέφυρας [2].

Προκειμένου να παραχθεί μία AC τάση στην έξοδο του αντιστροφέα, κατά την PWM, ένα ημιτονοειδές σήμα ελέγχου, με συχνότητα την επιθυμητή συχνότητα εξόδου, συγκρίνεται με μία τριγωνική κυματομορφή σταθερού πλάτους V_{tri} και συχνότητας f_s . Η f_s καλείται συχνότητα μετάβασης (switching frequency) και καθορίζει την συχνότητα με την οποία αλλάζουν κατάσταση (on, off) οι διακόπτες του αντιστροφέα. Το σήμα ελέγχου $V_{control}$ με συχνότητα f_1 , η οποία καλείται συχνότητα διαμόρφωσης, χρησιμοποιείται για να διαμορφώσει τη μετάβαση των διακοπτών με κατάλληλο τρόπο ώστε να προκύψει η επιθυμητή ημιτονοειδής τάση στην έξοδο. Για αυτό το λόγο η συγκεκριμένη διαμόρφωση καλείται και SPWM (Sinusoidal Pulse Width Modulation). Η τάση εξόδου φιλτράρεται, ωστόσο δεν είναι καθαρά ημιτονοειδής καθώς περιέχει συνιστώσες σε αρμονικές της f_1 . Ο λόγος διαμόρφωσης πλάτους m_a ορίζεται ως:

$$m_a = \frac{V_{control}}{V_{tri}} \tag{2.1}$$

όπου:

- V_{control} είναι το πλάτος του σήματος ελέγχου
- V tri είναι το πλάτος του τριγωνικού σήματος

Ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας m_f ορίζεται ως:

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \tag{2.2}$$

Επιλέγονται περιττές ακέραιες τιμές για τον συντελεστή m_f γιατί έτσι προκύπτει περιττή συμμετρία [f(-t) = -f(t)] και συμμετρία μισού κύματος $[f(t) = -f(t + \frac{1}{2}T_1)]$ [2]. Επομένως, εμφανίζονται μόνο περιττές αρμονικές στην κυματομορφή εξόδου, ενώ οι άρτιες αρμονικές εξαλείφονται. Επιπλέον, στην ανάλυση Fourier του σήματος εξόδου του αντιστροφέα, μόνο οι συνιστώσες της σειράς των ημιτόνων είναι μη μηδενικές, σε αντίθεση με τις συνιστώσες της σειράς των που μηδενίζονται.

2.3 Διπολική διαμόρφωση εύρους παλμών

Κατά τη διπολική διαμόρφωση εύρους παλμών, οι διαγώνιοι διακόπτες $T_{A+}, T_{A-}, T_{B+}, T_{B-}$ του Σχήματος 2.1 ελέγχονται σε ζεύγη. Το ζεύγος 1 αποτελείται από τους T_{A+}, T_{B-} και το ζεύγος 2 από τους T_{A-}, T_{B+} . Ο τρόπος μετάθεσης των διακοπτών καθορίζεται από τη σύγκριση της τριγωνικής κυματομορφής με το σήμα ελέγχου V_{control} όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.2.



Σχήμα 2.2 Διπολική διαμόρφωση PWM [2].

Πιο συγκεκριμένα [2]:

$$V_{control} > V_{tri,} \quad T_{A+}, T_{B-} \text{ sival on, } V_{Ao} = \frac{1}{2}V_d, \quad V_{Bo} = -\frac{1}{2}V_d$$

$$(2.3)$$

$$V_{control} < V_{tri,} \quad T_{A-}, T_{B+} \text{ sival on, } V_{Ao} = -\frac{1}{2}V_d, \quad V_{Bo} = \frac{1}{2}V_d$$

Επομένως:

$$V_{Ao}(t) = -V_{Bo}(t)$$
 (2.4)

και επειδή:

$$V_{o} = V_{Ao}(t) - V_{Bo}(t) = 2V_{Ao}(t)$$
(2.5)

προκύπτει για τις Εξισώσεις 2.3 ότι:

$$(2.3) \Longrightarrow \begin{cases} V_o = V_d \\ \dot{\eta} \\ V_o = -V_d \end{cases}$$
(2.6)

Επειδή τα δύο ζεύγη διακοπτών δεν είναι ποτέ ταυτόχρονα σε κατάσταση off, η τάση εξόδου V_{Ao} κυμαίνεται μεταξύ δύο τιμών, V_d και $-V_d$ και για αυτό η συγκεκριμένη διαμόρφωση καλείται διπολική (Bipolar SPWM) ή διαμόρφωση δύο επιπέδων. Στο Σχήμα 2.3 απεικονίζονται οι κανονικοποιημένες αρμονικές της τάσης εξόδου για $m_a = 0.8$ και $m_f = 15$.



Σχήμα 2.3 Αρμονικές τάσης εξόδου για διπολική διαμόρφωση PWM [2].

2.4 Μονοπολική διαμόρφωση εύρους παλμών

Σε αντίθεση με τη διπολική διαμόρφωση που αναλύθηκε στην προηγούμενη ενότητα, στη μονοπολική διαμόρφωση ελέγχονται ξεχωριστά οι διακόπτες του πρώτου και του δεύτερου κλάδου του αντιστροφέα, συγκρίνοντας μια τριγωνική κυματομορφή με τα σήματα ελέγχου V_{control} και $-V_{\text{control}}$ αντίστοιχα. Πιο αναλυτικά, για τον πρώτο κλάδο του αντιστροφέα:

$$V_{control} > V_{tri}: \quad T_{A+}$$
είναι on και $v_{AN} = V_d$

$$V_{control} < V_{tri}: \quad T_{A-}$$
είναι on και $v_{AN} = 0$
(2.7)

Η τάση εξόδου ως προς το σημείο αναφοράς N φαίνεται στο Σχήμα 2.4β. Για τον δεύτερο κλάδο, η σύγκριση με το $-V_{\text{control}}$ δίνει:

$$(-V_{control}) > V_{tri}: \quad T_{B+} \text{ exval on } \text{ kal } v_{BN} = V_d$$

$$(-V_{control}) < V_{tri}: \quad T_{B-} \text{ exval on } \text{ kal } v_{BN} = 0$$

$$(2.8)$$

Η τάση εξόδου του δεύτερου ποδιού ως προς το σημείο Ν φαίνεται στο Σχήμα 2.4γ.



Σχήμα 2.4 Μονοπολική διαμόρφωση [2].

Σε αυτήν την περίπτωση η τάση εξόδου του αντιστροφέα κυμαίνεται μεταξύ 0 και V_d ή μεταξύ 0 και $-V_d$. Αυτός είναι ο λόγος που η συγκεκριμένη στρατηγική μετάθεσης των διακοπτών ονομάζεται μονοπολική (Unipolar) SPMW. Το φάσμα της τάσης εξόδου στη μονοπολική SPWM διαμόρφωση ξεκινά από το διπλάσιο της συχνότητας μετάβασης [2]. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.5, οι χαμηλότερες αρμονικές εμφανίζονται ως πλευρικές ζώνες σε συχνότητα διπλάσια της συχνότητας μετάβασης , f_s . Επίσης τα άλματα της τάσης εξόδου μειώνονται σε V_d , σε αντίθεση με τη διπολική διαμόρφωση στην οποία είναι $2V_d$. Άρα, έχουμε μειωμένο ρυθμό dv/dt κατά μήκος των φίλτρων και μικρότερη κυμάτωση του ρεύματος. Αυτό οδηγεί σε χαμηλότερες απαιτήσεις φιλτραρίσματος, μικρότερες απώλειες κατά τη μετάθεση των διακοπτών και μειωμένες ηλεκτρομαγνητικές εκπομπές [1].



Σχήμα 2.5 Αρμονικές εξόδου για μονοπολική διαμόρφωση PWM [2].

2.5 Ρεύμα γείωσης σε Φ/Β συστήματα

Η επιφάνεια των Φ/Β κυττάρων είναι υπό τάση, τοποθετείται εντός μεταλλικού πλαισίου που είναι γειωμένο για λόγους ασφαλείας, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.6.



Σχήμα 2.6 Κάτοψη και διατομή Φ/Β μονάδας και πλαισίου [3].

Λειτουργεί δηλαδή σαν πυκνωτής, η χωρητικότητα του οποίου είναι ανάλογη του εμβαδού επιφανείας των οπλισμών του και αντιστρόφως ανάλογη της απόστασης μεταξύ των οπλισμών:

$$C = \varepsilon_r \varepsilon_0 \frac{A}{d}$$
 (2.9)

όπου:

- C η χωρητικότητα του πυκνωτή σε Farad,
- $ε_r$ η διηλεκτρική σταθερά του υλικού μεταξύ των οπλισμών του πυκνωτή,

• ε₀ η διαπερατότητα του κενού, ίση με 8,854
$$\frac{F}{m}$$

Κεφάλαιο 2 - Ελαχιστοποίηση ρεύματος γείωσης σε αντιστροφείς ισχύος DC/AC τύπου πλήρους γέφυρας χωρίς μετασχηματιστή.

- Α το εμβαδό της περιοχής αλληλοεπικάλυψης των οπλισμών του πυκνωτή και
- d η απόσταση μεταξύ των οπλισμών του πυκνωτή.

Ωστόσο, η παρασιτική χωρητικότητα εξαρτάται επιπλέον από παράγοντες όπως το υλικό κατασκευής των Φ/Β στοιχείων, οι καιρικές συνθήκες, η υγρασία και η σκόνη που καλύπτει το Φ/Β πάνελ [4]. Συνεπώς, όλα τα Φ/Β στοιχεία εμφανίζουν κάποια χωρητικότητα [3], η οποία είναι ανεπιθύμητη και για το λόγο αυτό καλείται παρασιτική χωρητικότητα. Όταν δε χρησιμοποιείται μετασχηματιστής, υπάρχει σύνδεση μεταξύ του δικτύου και του Φ/Β συστήματος με αποτέλεσμα τη δημιουργία ενός κυκλώματος που αποτελείται από τις παρασιτικές χωρητικότητες C_{pv} και C_{inv} , τα φίλτρα και την σύνθετη αντίσταση του δικτύου, όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.7. Η παρασιτική χωρητικότητα των Φ/Β πάνελ μεταβάλλεται ανάλογα με τις καιρικές συνθήκες και τη δομή των πάνελ και της βάσης στήριξης [4]. Μία εναλλασσόμενη τάση κοινού σήματος (common mode voltage) μπορεί να παράγει ένα ρεύμα κοινού σήματος ή αλλιώς ρεύμα γείωσης.



Σχήμα 2.7 Φωτοβολταϊκό σύστημα με αντιστροφέα χωρίς μετασχηματιστή συνδεδεμένο στο δίκτυο με παρασιτικές χωρητικότητες [5].

Σύμφωνα με το γερμανικό πρότυπο DIN VDE 0126-1-1 όταν πρόκειται για συνδεδεμένους με το δίκτυο αντιστροφείς χωρίς Μ/Σ πρέπει να υπάρχει μια μονάδα παρακολούθησης του ρεύματος διαρροής (Residual Current Monitoring Unit, RCMU), η οποία έχει την ικανότητα ανίχνευσης DC και AC ρευμάτων. Σε περίπτωση που το ρεύμα γείωσης, i_{cm}, ξεπεράσει το όριο των 300mA RMS, πρέπει να αποσυνδέεται αυτόματα το Φ/Β σύστημα από το δίκτυο. Επιπλέον, το ρεύμα γείωσης μπορεί να προκαλέσει σημαντικές ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές και να παραμορφώσει το ρεύμα που εγχέεται στο ηλεκτρικό δίκτυο. Τέλος, το ρεύμα γείωσης αποτελεί

Κεφάλαιο 2 - Ελαχιστοποίηση ρεύματος γείωσης σε αντιστροφείς ισχύος DC/AC τύπου πλήρους γέφυρας χωρίς μετασχηματιστή.

απώλεια του συστήματος. Για τους λόγους που προαναφέρθηκαν, πρέπει να αναζητηθούν αποτελεσματικές μέθοδοι μείωσης του ρεύματος γείωσης.

Γενικά, σε ένα κύκλωμα, η τάση κοινού σήματος είναι η μέση τιμή των δυναμικών των εξόδων σε σχέση με ένα κοινό σημείο αναφοράς. Στο παρόν σύστημα χρησιμοποιείται ως σημείο αναφοράς το αρνητικό άκρο της DC πλευράς του αντιστροφέα. Επομένως η τάση κοινού σήματος του αντιστροφέα, V_{cm} , ορίζεται ως:

$$v_{cm} = \frac{v_{1N} + v_{2N}}{2} \tag{2.10}$$

Η διαφορική τάση εξόδου του αντιστροφέα, v_{dm} , ορίζεται ως η διαφορά δυναμικού μεταξύ των εξόδων του, δηλαδή:

$$v_{dm} = v_{1N} - v_{2N} = v_{12} \tag{2.11}$$

Αντίστοιχα, ορίζεται το ρεύμα κοινού σήματος ως:

$$i_{cm} = i_1 + i_2$$
 (2.12)

και το διαφορικό ρεύμα ως:

$$i_{dm} = \frac{i_1 - i_2}{2} \tag{2.13}$$

Σύμφωνα με το [4], για να ελαχιστοποιηθεί το ρεύμα γείωσης, i_{cm}, είναι απαραίτητο η τάση κοινού σήματος να διατηρείται σταθερή σε όλες τις εναλλαγές της εξόδου του αντιστροφέα. Αυτό εξηγείται λαμβάνοντας υπόψη το απλοποιημένο μοντέλο του Σχήματος 2.8.



Σχήμα 2.8 Μοντέλο ρεύματος κοινού σήματος [4].

Στον αντιστροφέα πλήρους γέφυρας οι τάσεις V_{AO} και V_{BO} ελέγχονται από τους διακόπτες S1, S2, S3, S4. Όταν ο επάνω διακόπτης ενός κλάδου είναι σε κατάσταση ON, τότε η αντίστοιχη τάση είναι ίση με τη DC τάση εισόδου, ενώ όταν ο κάτω διακόπτης είναι σε κατάσταση ON η τάση είναι μηδέν. Επομένως το κύκλωμα του Σχήματος 2.8 μπορεί να απλοποιηθεί περαιτέρω, αντικαθιστώντας το DC τμήμα και τους διακόπτες με δύο PWM πηγές τάσης, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.9.



Σχήμα 2.9 Απλοποιημένο μοντέλο ρεύματος κοινού σήματος [4].

Σύμφωνα με την αρχή της Υπέρθεσης το συνολικό ρεύμα γείωσης i_{cm} ισούται με το άθροισμα των ρευμάτων i_{cm1} , i_{cm2} και i_{cm3} που παράγονται από το δίκτυο και τις δύο PWM πηγές τάσης, αντίστοιχα:

$$\dot{i}_{cm} = \dot{i}_{cm1} + \dot{i}_{cm2} + \dot{i}_{cm3} \tag{2.14}$$

Εφαρμόζοντας την αρχή της υπέρθεσης, το ρεύμα i_{cml} υπολογίζεται από το ισοδύναμο μοντέλο του Σχήματος 2.10, ως εξής:

$$i_{cm1} = \frac{-\frac{1}{2} j v_{grid}}{-\frac{1}{4} \omega_g L + \frac{1}{\omega_g C_p}}$$
(2.15)

όπου vgrid είναι η τάση του ηλεκτρικού δικτύου.



Σχήμα 2.10 Ισοδύναμο κύκλωμα του ρεύματος γείωσης που παράγεται από το δίκτυο [4].

Αντιστοίχως, για την ανάλυση του ρεύματος γείωσης που παράγεται από τις PWM πηγές τάσης V_{AO} και V_{BO} προκύπτουν τα ισοδύναμα κυκλώματα του Σχήματος 2.11α και 2.11β. Τα ρεύματα i_{cm2} και i_{cm3} υπολογίζονται από τη σχέση:

$$i_{cm2} = \frac{\frac{1}{2} j v_{Ao}}{-\frac{1}{4} \omega L + \frac{1}{\omega C_p}}$$

$$i_{cm3} = \frac{\frac{1}{2} j v_{Bo}}{-\frac{1}{4} \omega L + \frac{1}{\omega C_p}}$$
(2.16)

όπου ω είναι η γωνιακή συχνότητα.



Σχήμα 2.11
α Ισοδύναμο κύκλωμα ρεύματος γείωσης που παράγεται από την πηγ
ή $V_{\rm AO}$ [4].



Σχήμα 2.11
β Ισοδύναμο κύκλωμα ρεύματος γείωσης που παράγεται από την πηγ
ή $V_{\scriptscriptstyle BO}[4].$

Συγκριτικά με τη συχνότητα f_s , η συχνότητα του δικτύου είναι πολύ μικρή και επομένως το ρεύμα i_{cm1} μπορεί να αγνοηθεί. Τότε, το ρεύμα γείωσης υπολογίζεται βάσει των Εξισώσεων 2.16 ως:

$$i_{cm} = \frac{jv_{cm}}{-\frac{1}{4}\omega_{cm}L + \frac{1}{Cp\omega_{cm}}}$$

$$v_{cm} = \frac{1}{2}(v_{Ao} + v_{Bo})$$
(2.17)

Από την προηγούμενη εξίσωση, προκύπτει το ισοδύναμο κύκλωμα ανάλυσης του ρεύματος γείωσης που φαίνεται στο Σχήμα 2.12. Παρατηρώντας το κύκλωμα του Σχήματος 2.12, γίνεται εμφανές ότι το ρεύμα γείωσης μηδενίζεται αν η τάση κοινού σήματος, v_{cm}, είναι σταθερή.



Σχήμα 2.12 Ισοδύναμο κύκλωμα ρεύματος γείωσης [4].

Η ανάλυση που προηγήθηκε σε αυτή την ενότητα και η εξίσωση 2.17 που προκύπτει, βασίζεται σε απλοποιημένο μοντέλο αντιστροφέα. Σκοπός της είναι η παρουσίαση του προβλήματος και η εκτίμηση του μεγέθους του ρεύματος γείωσης. Στην παρούσα εργασία, το σύστημα που αναπτύχθηκε βασίζεται σε πιο ακριβές μοντέλο, ούτως ώστε οι υπολογισμοί που πραγματοποιούνται να είναι το δυνατόν ακριβέστεροι. Η μοντελοποίηση που υλοποιήθηκε παρουσιάζεται στην επόμενη ενότητα.

2.6 Το μοντέλο του ρεύματος γείωσης που χρησιμοποιήθηκε

Σύμφωνα με το [5], το ρεύμα κοινού σήματος i_{cm} περιλαμβάνει συνιστώσες σε δύο ζώνες συχνοτήτων: στη συχνότητα δικτύου 50 ή 60 Hz και στη συχνότητα μετάβασης του αντιστροφέα που κυμαίνεται μεταξύ 10-100kHz για οικιακά συνδεδεμένα με το δίκτυο συστήματα. Το ρεύμα κοινού σήματος σε αντιστροφείς συνδεδεμένους με το δίκτυο χωρίς μετασχηματιστή πρέπει να μειωθεί χρησιμοποιώντας κατάλληλες μεθόδους ανάλογα με τη ζώνη συχνοτήτων.

Το ρεύμα κοινού σήματος χαμηλής συχνότητας ρέει μέσω της παρασιτικής χωρητικότητας των ηλιακών συστοιχιών και της αντίστασης γείωσης του δικτύου. Στα συστήματα χαμηλής ισχύος και χαμηλής τάσης, η συνιστώσα της θεμελιώδους συχνότητας, το πλάτος της οποίας είναι γενικά λιγότερο από 5 mA, δε χρειάζεται περαιτέρω μείωση, ωστόσο σε μεγάλους σταθμούς παραγωγής, το ρεύμα αυτό αυξάνει ραγδαία καθώς αυξάνονται τα ηλιακά πάνελ. Στην περίπτωση αυτή, είναι απαραίτητη η χρήση μετασχηματιστή.

Το ρεύμα κοινού σήματος στη συχνότητα μετάβασης του αντιστροφέα ρέει μέσω της παρασιτικής χωρητικότητας των ηλιακών πάνελ και του αντιστροφέα και των πυκνωτών κοινού σήματος του φίλτρου ΕΜΙ. Όπως εξηγήθηκε προηγουμένως, το ρεύμα γείωσης μειώνεται εάν διατηρηθεί σταθερή η τάση κοινού σήματος. Στο Σχήμα 2.13 παρουσιάζεται το μοντέλο που χρησιμοποιείται για την ανάλυση του ρεύματος γείωσης στη συχνότητα μετάβασης.



Σχήμα 2.13 Μοντέλο ρεύματος γείωσης με παρασιτικές χωρητικότητες [5].

Στο παραπάνω Σχήμα, οι πυκνωτές C_{pv1} και C_{pv2} αναπαριστούν την παρασιτική χωρητικότητα μεταξύ των ηλιακών πάνελ και της γης, ενώ οι C_1 και C_2 την παρασιτική χωρητικότητα μεταξύ αντιστροφέα και γείωσης. Τα L_1 , L_2 είναι πηνία φίλτρου και οι Z_{Line1} , Z_{Line2} είναι οι σύνθετες αντιστάσεις των γραμμών του δικτύου. Η σύνθετη αντίσταση Z_G αναπαριστά την σύνθετη αντίσταση μεταξύ της γείωσης του δικτύου και της γείωσης του μεταλλικού πλαισίου του αντιστροφέα. Οι C_{x1} , C_{x2} είναι χωρητικότητες διαφορικού σήματος, αντιστοίχως. Τα C_{y1} και C_{y2} είναι χωρητικότητες κοινού σήματος.

Για την παραγωγή του ισοδύναμου κυκλώματος του ρεύματος γείωσης στη συχνότητα μετάβασης, αφαιρούνται ο κλάδος και το στοιχείο διαφορικού σήματος και διατηρείται μόνο ο κλάδος και το στοιχείο κοινού σήματος, όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.14. Επίσης, η πηγή τάσης του δικτύου μπορεί να βραχυκυκλωθεί εφόσον λειτουργεί σε διαφορετική συχνότητα από τη συχνότητα μετάβασης.



Σχήμα 2.14 Ισοδύναμο κύκλωμα ανάλυσης ρεύματος δικτύου ενδιάμεσης ζώνης συχνοτήτων [5].

Για το παραπάνω κύκλωμα ισχύει:

$$u_{A} = \frac{u_{DM}}{2} \frac{(Z_{L2} + Z_{2}) - (Z_{L1} + Z_{1})}{Z_{L1} + Z_{L2} + Z_{1} + Z_{2}}$$
(2.18)

$$Z_{A} = \frac{(Z_{L1} + Z_{1})(Z_{L2} + Z_{2})}{Z_{L1} + Z_{L2} + Z_{1} + Z_{2}}$$
(2.19)

$$u_B = \frac{u_{DM}}{2} \frac{Z_{C2} - Z_{C1}}{Z_{C1} + Z_{C2}}$$
(2.20)

$$Z_{B} + \frac{Z_{C1}Z_{C2}}{Z_{C1} + Z_{C2}}$$
(2.21)

Οι αναλυτικές εξισώσεις για τα Z_1 , Z_2 και Z_3 δίνονται στο [5]. Ο κλάδος του φίλτρου περιλαμβάνει την πηγή v_A , το φίλτρο ρεύματος και ΕΜΙ, τις παρασιτικές παραμέτρους και παίζει σημαντικό ρόλο στην αντίσταση της διαδρομής του ρεύματος γείωσης. Παρόμοια, ο παρασιτικός κλάδος περιλαμβάνει την πηγή v_B και τους παρασιτικούς πυκνωτές μεταξύ του ενδιάμεσου σημείου της DC πλευράς και της γείωσης. Ο παρασιτικός κλάδος επηρεάζει την αντίσταση της διαδρομής του ρεύματος και στη βιβλιογραφία υπό

την προϋπόθεση ότι οι παρασιτικές χωρητικότητες C_1 και C_2 είναι ίσες. Το ισοδύναμο κύκλωμα ανάλυσης του ρεύματος γείωσης στη συχνότητα μετάβασης παρουσιάζεται στο Σχήμα 2.14.



Σχήμα 2.14 Απλοποιημένο μοντέλο ρεύματος γείωσης στη συχνότητα μετάβασης [5].

Τα στοιχεία του παραπάνω κυκλώματος δίνονται από τις εξισώσεις:

$$u_{CM-DM} = \frac{u_A Z_B + u_B (Z_A + Z_3 + Z_{LCM})}{Z_A + Z_3 + Z_{LCM} + Z_B}$$
(2.22)

$$Z = \frac{Z_B (Z_A + Z_3 + Z_{LCM})}{Z_A + Z_3 + Z_{LCM} + Z_B}$$
(2.23)

Από το μοντέλο του Σχήματος 2.14, προκύπτουν δύο κανόνες για την εξάλειψη του ρεύματος γείωσης:

- Για συμμετρικές τοπολογίες αντιστροφέων με μηδενική u_{CM-DM} , αρκεί η σχεδίαση μιας PWM με σταθερή u_{CM} .
- Για μη συμμετρικές τοπολογίες, αρκεί η επιλογή των παραμέτρων του αντιστροφέα ώστε το άθροισμα U_{CM-DM} και U_{CM} να είναι σταθερό.

2.7 Τοπολογίες αντιστροφέων πλήρους γέφυρας χωρίς $M\!/\!\Sigma$

Ο αντιστροφέας πλήρους γέφυρας χωρίς Μ/Σ αποτελεί μία ελκυστική επιλογή καθώς έχει αρκετά προτερήματα σε σχέση με τους αντιστροφείς με Μ/Σ. Μερικά από τα πλεονεκτήματα του αντιστροφέα πλήρους γέφυρα χωρίς Μ/Σ είναι ότι έχει μικρότερο κόστος και μέγεθος από τον αντιστροφέα πλήρους γέφυρας με Μ/Σ. Ωστόσο πρέπει να μειωθεί το ρεύμα γείωσης σύμφωνα με το πρότυπο DIN VDE 0126-1-1, ώστε να μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε Φ/Β συστήματα. Προς αυτή την κατεύθυνση γίνεται μεγάλη προσπάθεια από πολλούς ερευνητές και

ήδη έχουν προταθεί τοπολογίες για την επίλυση του προβλήματος. Μερικές από αυτές παρουσιάζονται στις ενότητες που ακολουθούν.

2.7.1 O NPC - Neutral Point Clamped αντιστροφέας

Ο αντιστροφέας NPC του Σχήματος 2.13 παρουσιάζει αρκετές ομοιότητες με τον αντιστροφέα πλήρους γέφυρας με μονοπολική SPWM. Και οι δύο προσφέρουν τα ίδια τρία επίπεδα τάσης στην έξοδο, έχουν τον ίδιο αριθμό ελεγχόμενων διακοπτών, διπλασιάζουν τη συχνότητα μετάβασης όσον αφορά τις αρμονικές εξόδου και έχουν παρόμοιο dv / dt. Επομένως έχουν τις ίδιες απαιτήσεις φιλτραρίσματος, την ίδια κυμάτωση του ρεύματος εξόδου και παρόμοια καταπόνηση των διακοπτών.



Σχήμα 2.13 Μοντέλο προσομοίωσης αντιστροφέα NPC [1].

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.13, το ενδιάμεσο σημείο μεταξύ των DC πηγών συνδέεται στο ουδέτερο άκρο του δικτύου. Αυτό είναι ένα πολύ σημαντικό πλεονέκτημα του NPC καθώς η τάση γείωσης είναι σχεδόν σταθερή με αποτέλεσμα να μην εμφανίζεται 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 από την τοπολογία πλήρους γέφυρας. Στο Σχήμα 2.14 παρουσιάζεται η τάση και το ρεύμα γείωσης του NPC αντιστροφέα.



Σχήμα 2.14 Προσομοίωση αντιστροφέα NPC [1].

Όπως φαίνεται στο Σχήμα 2.14 η τάση γείωσης του NPC αντιστροφέα είναι σταθερή με αποτέλεσμα να μην δημιουργείται ρεύμα γείωσης.

2.7.2 Ο αντιστροφέας πλήρους γέφυρας με παράκαμψη DC

Στο [4] προτείνεται η τοπολογία του Σχήματος 2.15 που ονομάζεται αντιστροφέας πλήρους γέφυρας με παράκαμψη DC (FB-DCBP, full bridge with DC bypass). Οι δίοδοι D7, D8 και ο διαιρέτης χωρητικότητας περιορίζουν την τάση αποκοπής των S5 και S6 στο μισό της τάσης εισόδου V_{dc} . Συνήθως οι συνδεδεμένοι με το δίκτυο αντιστροφείς λειτουργούν με συντελεστή ισχύος (Power Factor) περίπου ίσο με 1. Σε αυτήν την υπόθεση στηρίζεται η ανάλυση που ακολουθεί για αυτήν την τοπολογία. Για τιμές του συντελεστή ισχύος μικρότερες της μονάδας η ανάλυση είναι παρόμοια.



Σχήμα 2.15 Ο αντιστροφέας FB-DCBP [4].

Κατά τη θετική ημιπερίοδο, οι διακόπτες S1 και S4 είναι σε κατάσταση ON, ενώ οι S5 και S6 εναλλάσσονται με συχνότητα f_s με τον ίδιο τρόπο ώστε να διαμορφώσουν την τάση εισόδου. Οι διακόπτες S2 και S3 εναλλάσσονται μαζί, με συχνότητα f_s , και συμπληρωματικά με τους S5 και S6. Σε αυτήν την περίπτωση, όταν οι S5 και S6 είναι σε κατάσταση ON, $V_{AB} = V_{dc}$ και το ρεύμα του πηνίου, που ρέει μέσω των S5, S1, S4 και S6, αυξάνεται. Η τάση κοινού σήματος είναι:

$$v_{cm} = \frac{1}{2} (v_{Ao} + v_{Bo}) = \frac{1}{2} (v_{DC} + 0) = \frac{1}{2} v_{DC}$$
(2.18)

Όταν οι S5 και S6 είναι σε κατάσταση OFF και οι S2, S3 είναι σε κατάσταση ON, το ρεύμα ακολουθεί δύο διαδρομές: μέσω του S1 και της διόδου του S3, και μέσω του S4 και της διόδου του S2. Έτσι, οι S2 και S3 είναι σε κατάσταση ON χωρίς ρεύμα άρα δεν εμφανίζουν απώλειες μεταγωγής. Σε αυτήν την περίπτωση οι τάσεις V_{AB} και V_{CD} τείνουν στο μηδέν και οι δίοδοι D7 και D8 σταθεροποιούν τις τάσεις v_{A0} και v_{B0} στην τιμή $\frac{1}{2}V_{DC}$. Η τάση κοινού σήματος είναι:

$$v_{cm} = \frac{1}{2} (v_{Ao} + v_{Bo}) = \frac{1}{2} v_{DC}$$
 (2.19)

Επομένως το ρεύμα γείωσης μειώνεται. Στην αρνητική ημιπερίοδο, η λειτουργία του αντιστροφέα είναι παρόμοια. Όπως φαίνεται και στο Σχήμα 2.16, αυτή η τοπολογία παράγει σταθερή τάση κοινού σήματος, επομένως έχει μικρές απαιτήσεις φιλτραρίσματος και ελαχιστοποιεί το ρεύμα γείωσης.

Εργαστήριο Ηλεκτρικών Κυκλωμάτων και Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας



Σχήμα 2.16 Προσομοίωση αντιστροφέα FB-DCBP [4].

3. Η ΜΕΘΟΔΟΣ ΕΛΑΧΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗΣ ΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΓΕΙΩΣΗΣ ΠΟΥ ΑΝΑΠΤΥΧΘΗΚΕ

3.1 Εισαγωγή

Στην παρούσα εργασία χρησιμοποιείται γενετικός αλγόριθμος για την ελαχιστοποίηση του ρεύματος γείωσης σε αντιστροφείς πλήρους γέφυρας χωρίς μετασχηματιστή που είναι συνδεδεμένοι στο ηλεκτρικό δίκτυο, σε συνάρτηση με την παραγόμενη κυματομορφή εξόδου του αντιστροφέα. Στο κεφάλαιο που ακολουθεί παρουσιάζεται αναλυτικά η υλοποίηση του αλγορίθμου βελτιστοποίησης και του κυκλώματος του αντιστροφέα για PWM κυματομορφές δύο και τριών επιπέδων.

3.2 Διάρθρωση

Το μοντέλο που αναπτύχθηκε στα πλαίσια της παρούσας εργασίας αποτελείται από τον γενετικό αλγόριθμο και το διασυνδεδεμένο Φ/Β σύστημα που προσομοιώνεται στο Simulink. Αρχικά ο

γενετικός αλγόριθμος παράγει ένα σετ γωνιών από 0 έως 90 μοίρες όπως αυτό του Σχήματος 3.1α και 3.1β.



Σχήμα 3.1α Κυματομορφή PWM δύο επιπέδων με δύο γωνίες, a_1 και a_2 [6].



Σχήμα 3.1 β Κυματομορφή PWM τριών επιπέδων με τρεις γωνίες, a_1 , a_2 και a_3 [6].

Στη συνέχεια, ελέγχεται εάν το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου του αντιστροφέα είναι το επιθυμητό για αυτό το σετ και βάσει αυτού παράγει τα σήματα ελέγχου των διακοπτών του αντιστροφέα και εκτελεί την προσομοίωση. Αφού ολοκληρωθεί η προσομοίωση, υπολογίζεται το ρεύμα γείωσης, το οποίο αποτελεί την τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης για το συγκεκριμένο σετ γωνιών. Η μέτρηση αυτή αξιολογείται από τον γενετικό αλγόριθμο και η διαδικασία επαναλαμβάνεται με διαφορετικό σετ έως ότου βρεθεί η ελάχιστη τιμή του ρεύματος γείωσης. Στο διάγραμμα του Σχήματος 3.2 φαίνεται αυτή η διαδικασία.

Κεφάλαιο 3 - Ελαχιστοποίηση ρεύματος γείωσης σε αντιστροφείς ισχύος DC/AC τύπου πλήρους γέφυρας χωρίς μετασχηματιστή. 29



Σχήμα 3.2 Διάγραμμα ροής.

3.3 Υλοποίηση γενετικού αλγορίθμου σε Matlab

Ο γενετικός αλγόριθμος (ΓΑ) χρησιμοποιείται στη βελτιστοποίηση προβλημάτων, με ή χωρίς περιορισμούς και είναι εμπνευσμένος από την διαδικασία της βιολογικής εξέλιξης. Παράγει έναν αρχικό πληθυσμό λύσεων ο οποίος αξιολογείται. Στη συνέχεια, αυτός ο πληθυσμός τροποποιείται με τυχαίο τρόπο παράγοντας τα άτομα που θα δώσουν την επόμενη γενιά. Έτσι, μετά από έναν αριθμό γενεών, καταφέρνει να βρει τη βέλτιστη λύση. Ο ΓΑ έχει δύο σημαντικές διαφορές από ένα κλασσικό αλγόριθμο βελτιστοποίησης. Πρώτον, σε κάθε επανάληψη ο γενετικός παράγει έναν πληθυσμό λύσεων και το καλύτερο σημείο πλησιάζει προς τη βέλτιστη λύση, ενώ οι κλασσικές μέθοδοι παράγουν ένα μόνο σημείο το οποίο πλησιάζει τη βέλτιστη λύση. Δεύτερον, η επόμενη γενιά δημιουργείται από τον γενετικό με τυχαίο τρόπο σε αντίθεση με τις κλασσικές μεθόδους βελτιστοποίησης που επιλέγουν το επόμενο σημείο ντετερμινιστικά [7].

Η ορολογία που χρησιμοποιείται στους ΓΑ, προέρχεται από τη γενετική. Ένας πληθυσμός λύσεων αποτελείται από άτομα. Σε αντίθεση με τους φυσικούς οργανισμούς, στον ΓΑ κάθε άτομο έχει ένα χρωμόσωμα, το οποίο είναι μία λύση στο πρόβλημα. Ένα χρωμόσωμα περιέχει τόσα γονίδια όσες είναι οι μεταβλητές του προβλήματος βελτιστοποίησης. Για παράδειγμα, εάν η συνάρτηση του προβλήματος είναι η f(x,y) = x + y, τότε ένα χρωμόσωμα περιέχει δύο γονίδια [x,y]. Ένα σύνολο χρωμοσωμάτων καλείται γενιά. Ο ΓΑ ξεκινά παράγοντας τον αρχικό

πληθυσμό, ο οποίος αξιολογείται με βάση την αντικειμενική συνάρτηση. Στη συνέχεια, μέσω των γενετικών πράξεων δημιουργεί τις επόμενες γενιές, μέχρι να φτάσει σε μία καλή 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. Τα προαναφερθέντα απεικονίζονται στο διάγραμμα του Σχήματος 3.3.



Σχήμα 3.3 Βήματα γενετικού αλγορίθμου.

Στο Matlab, η κλήση της συνάρτησης του ΓΑ γίνεται με την επόμενη εντολή:

[x,fval,exitflag]=ga(fitnessfcn,nvars,A,b,Aeq,beq,LB,UB,nonlcon,options)

όπου:

- x είναι η βέλτιστη λύση που βρήκε ο αλγόριθμος,
- fval η times the sunarce of the second second
- exitflag ο κωδικός εξόδου του γενετικού. Παρέχει πληροφορίες για τον τρόπο τερματισμού του αλγορίθμου,
- fitnessfcn είναι η συνάρτηση που θέλουμε να ελαχιστοποιηθεί. Λέγεται και αντικειμενική συνάρτηση ή συνάρτηση αξιολόγησης,
- nvars ο αριθμός των γονιδίων,
- Α, b είναι πίνακας και διάνυσμα αντίστοιχα, που αναπαριστούν τους γραμμικούς περιορισμούς ανισότητας της μορφής $Ax \leq b$,

- Α_{eq}, b_{eq} είναι πίνακας και διάνυσμα αντίστοιχα, που αναπαριστούν γραμμικές εξισώσεις περιορισμών της μορφής Α_{eq}x = b_{eq}. Στο πρόβλημα που εξετάζεται στην παρούσα διπλωματική εργασία δεν υπάρχουν περιορισμοί γραμμικών εξισώσεων,
- LB είναι διάνυσμα με τις κατώτατες τιμές για κάθε γονίδιο. Στο πρόβλημα που εξετάζεται εδώ πρέπει τα γονίδια να είναι μεγαλύτερα του μηδενός, άρα το LB έχει σε όλες τις στήλες μηδενικά,
- UB είναι διάνυσμα με τις ανώτατες τιμές για κάθε γονίδιο. Στο συγκεκριμένο πρόβλημα πρέπει τα γονίδια να είναι μικρότερα του ενενήντα, άρα το UB έχει σε όλες τις στήλες την τιμή ενενήντα,
- nonlcon είναι χειριστής συνάρτησης για μη γραμμικούς περιορισμούς. Σε αυτό το πρόβλημα δεν υπάρχουν τέτοιου είδους περιορισμοί,
- options είναι 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() [8], με το ακόλουθο συντακτικό:

όπου param είναι η παράμετρος που θέλουμε να ορίσουμε και value η αντίστοιχη τιμή.

Ένας περιορισμός ανισότητας στην παρούσα εργασία είναι ότι κάθε γονίδιο πρέπει να είναι μικρότερο από το επόμενο. Δηλαδή για τα γονίδια x_1, x_2, x_3, x_4 θα πρέπει να ισχύει:

$$x_1 \le x_2 \le x_3 \le x_4 \tag{3.1}$$

ή αντίστοιχα

$$\begin{cases} x_1 \le x_2 \\ x_2 \le x_3 \\ x_3 \le x_4 \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} x_1 - x_2 \le 0 \\ x_2 - x_3 \le 0 \\ x_3 - x_4 \le 0 \end{cases}$$
(3.2)

Ο περιορισμός ανισότητας (3.2) μπορεί να αναπαρασταθεί με τον πίνακα Α και τα διανύσματα x και b ως εξής:

$$Ax \le b \tag{3.3}$$
$$-1 \quad 0 \quad 0 \quad \begin{bmatrix} x_1 \\ x_1 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} 0 \end{bmatrix}$$

$$\mu \varepsilon \quad A = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}, \quad x = \begin{bmatrix} x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} \text{ for } b = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

Γενικά ο πίνακας Α έχει m γραμμές και nvars στήλες, όπου m είναι ο αριθμός των γραμμικών περιορισμών ανισότητας και nvars ο αριθμός των μεταβλητών του προβλήματος. Αντίστοιχα, το διάνυσμα x έχει nvars γραμμές, ενώ το διάνυσμα b έχει m γραμμές.

Για τη δομή options χρησιμοποιήθηκαν οι παρακάτω επιλογές:

Γ1

options = gaoptimset ('InitialPopulation', init_pop, 'PopulationSize', 75, 'EliteCount', 5, 'CrossoverFraction', 0.5, 'MutationFcn', @mutationadaptfeasible, 'SelectionFcn', @selectiontournament, 'CrossoverFcn', 'Generations', 500. @crossoverscattered, 500, 'PlotFcns', 'StallGenLimit', {@gaplotbestf, @gaplotscores, @gaplotbestindiv, @gaplotdistance}, 'Display', 'iter', 'UseParallel', 'always', 'Vectorized', 'off');

όπου:

- InitialPopulation είναι πίνακας με τον αρχικό πληθυσμό ή μέρος αυτού, που δίνεται από τον χρήστη. Είναι, δηλαδή, τα σημεία από τα οποία ξεκινά την αναζήτηση ο ΓΑ.
- PopulationSize είναι το μέγεθος του πληθυσμού σε κάθε γενιά.
- EliteCount είναι ο αριθμός των ατόμων που θα περάσουν απευθείας στην επόμενη γενιά.
- 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. Δημιουργεί τυχαία κατευθύνσεις, οι οποίες προσαρμόζονται σε σχέση με την τελευταία επιτυχή ή ανεπιτυχή γενιά. Οι

μεταλλάξεις που δημιουργεί είναι μέσα στα όρια που θέτουν οι περιορισμοί του εκάστοτε προβλήματος.

- 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. Προφανώς η τιμή της παραμέτρου Tournament size πρέπει να είναι τουλάχιστον 2, ενώ η προεπιλεγμένη τιμή είναι 4.
- CrossoverFcn είναι ο χειριστής της συνάρτησης διασταύρωσης. Χρησιμοποιείται η συνάρτηση crossoverscattered, η οποία δημιουργεί τυχαία ένα διάνυσμα με τιμές 0 και 1.
 Στις θέσεις με τιμή 1 επιλέγονται τα γονίδια του πρώτου γονέα, ενώ στις θέσεις με τιμή 0 επιλέγονται τα γονίδια του δεύτερου γονέα. Για παράδειγμα, εάν p1 και p2 είναι οι γονείς:

$$p1 = [a b c d e f g h]$$
$$p2 = [1 2 3 4 5 6 7 8]$$

και το δυαδικό διάνυσμα είναι [1 1 0 0 1 0 0 0], η συνάρτηση επιστρέφει ένα παιδί με τα γονίδια:

- Generations είναι ο μέγιστος αριθμός επαναλήψεων που εκτελεί ο αλγόριθμος.
- StallGenLimit ο αριθμός των επαναλήψεων πάνω από τον οποίο ο αλγόριθμος σταματά,
 εάν η μέση σχετική μεταβολή της καλύτερης τιμής της αντικειμενικής συνάρτησης είναι
 μικρότερη από την ανοχή της συνάρτησης.
- PlotFcns αφορά τις πληροφορίες που παρέχει ο αλγόριθμος σε μορφή διαγράμματος, κατά τη διάρκεια των επαναλήψεων. Επιλέχθηκαν οι συναρτήσεις gaplotbestf, gaplotscores, gaplotbestindiv, gaplotdistance. 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 και η τέταρτη τυπώνει την μέση απόσταση μεταξύ των ατόμων σε σχέση με τη γενιά.
- 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.
- Οι δύο τελευταίες επιλογές UseParallel και Vectorized με τιμές always και off αντίστοιχα έχουν επιλεγεί έτσι ώστε ο αλγόριθμος να εκτελείται παράλληλα.

3.4 Η συνάρτηση αξιολόγησης

Όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, η συνάρτηση αξιολόγησης δέχεται χρωμοσώματα που αποτελούνται από γονίδια. Τα γονίδια στο παρόν πρόβλημα είναι γωνίες στο διάστημα [0 90] μοίρες, επειδή οι κυματομορφές PWM έχουν συμμετρία μισού και τετάρτου κύματος. Οι PWM κυματομορφές δύο και τριών επιπέδων φαίνονται στα Σχήματα 3.1α και 3.1β, αντίστοιχα, για τάση εισόδου του αντιστροφέα V_d .

Αρχικά, τα χρωμοσώματα ελέγχονται ώστε το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας τάσης που παράγουν να είναι το επιθυμητό [6]. Εφόσον ικανοποιείται αυτός ο περιορισμός, οι γωνίες μετατρέπονται σε χρονικές στιγμές. Σε ένα περιοδικό σήμα με περίοδο Τ οι γωνίες α αντιστοιχίζονται σε χρόνο μέσω της σχέσης:

$$t = \frac{aT}{360} \tag{3.4}$$

Με βάση τη συμμετρία των PWM κυματομορφών, δημιουργείται ένα σήμα που περιέχει τις χρονικές στιγμές μετάθεσης των διακοπτών του αντιστροφέα για μία περίοδο. Στη συνέχεια εκτελείται η προσομοίωση της λειτουργίας του αντιστροφέα και λαμβάνονται η RMS τιμή του ρεύματος γείωσης, η συνολική αρμονική παραμόρφωση (THD, Total Harmonic Distortion) και οι περιττές αρμονικές μέχρι την 41^η τάξη του ρεύματος του δικτύου. Επιλέχθηκε να ελέγχονται οι αρμονικές μέχρι την 41^η και όχι κάποια μεγαλύτερη, ώστε να μην αυξάνεται υπερβολικά ο χρόνος των υπολογισμών. Εδώ πρέπει να σημειωθεί ότι κατά τη μετατροπή τάσης DC σε AC, η κυματομορφή που προκύπτει δεν είναι καθαρά ημιτονοειδής, δηλαδή εκτός από τη συνιστώσα της θεμελιώδους συχνότητας, διαθέτει ανεπιθύμητες συνιστώσες σε συχνότητες που είναι αρμονικές της βασικής. Στην προτεινόμενη μέθοδο ελέγχεται το ρεύμα που εισέρχεται στο δίκτυο σύμφωνα με τους περιορισμούς που θέτει η ΙΕΕΕ για την ποιότητα της ισχύος σε διασυνδεδεμένα συστήματα [9]. Εάν η συνολική αρμονική παραμόρφωση και οι επιμέρους

αρμονικές του ρεύματος δικτύου ικανοποιούν τους περιορισμούς του Πίνακα 3.1, τότε η μέτρηση του ρεύματος γείωσης λαμβάνεται υπόψη και επιστρέφεται στον γενετικό αλγόριθμο. Σε αντίθετη περίπτωση το τρέχον χρωμόσωμα απορρίπτεται.

Πίνακας 3.1 Μέγιστη αρμονική παραμόρφωση ρεύματος σε % του ονομαστικού ρεύματος σύμφωνα με το [9]								
Αρμονική τάζη h (περιττές αρμονικές)	h<11	11≤h<17	17≤h<23	23≤h<35	35≤h	Συνολική παραμόρφωση ζήτησης (TDD, Total Demand Distortion)		
Ποσοστό (%)	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0		

Πιο συγκεκριμένα, υπολογίζεται πρώτα το άθροισμα των τετραγώνων των rms τιμών ρεύματος για κάθε σετ αρμονικών του Πίνακα 3.1:

$$I_{n_1 \le h < n_2} = \sqrt{\sum_{h=n_1}^{n_2 - 1} I_h^2}$$
(3.5)

και στη συνέχεια το πηλίκο, που πρέπει να είναι μικρότερο ή ίσο του αντίστοιχου ποσοστού:

$$TDD = \frac{I_{n_1 \le h < n_2}}{I_o} \tag{3.6}$$

όπου I_o είναι το ονομαστικό ρεύμα του αντιστροφέα και υπολογίζεται από τη σχέση:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} \tag{3.7}$$

με P_o την ονομαστική ισχύ εξόδου του αντιστροφέα και V_o την τάση του δικτύου, που στην παρούσα εργασία είναι 220 V rms. Συνεπώς, ελέγχονται οι επιμέρους αρμονικές ώστε να είναι εντός των ορίων του Πίνακα 3.1. Επιπλέον, ελέγχεται εάν η συνολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος δικτύου είναι μικρότερη από 5%.
3.4.1 Πλάτος βασικής συνιστώσας τάσης σε κυματομορφή 2 επιπέδων

Γενικά, μια μη ημιτονοειδής κυματομορφή f(t), που επαναλαμβάνεται με γωνιακή συχνότητα ω, μπορεί να εκφραστεί ως εξής [6]:

$$f(t) = F_o + \sum_{h=1}^{\infty} f_h(t) = \frac{1}{2}a_o + \sum_{h=1}^{\infty} \{a_h \cos(h\omega t) + b_h \sin(h\omega t)\}$$
(3.8)

όπου $F_o = \frac{a_o}{2}$ είναι η μέση τιμή της κυματομορφής και:

$$a_h = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cos(h\omega t) \,\mathrm{d}\,\omega t \tag{3.9}$$

$$b_h = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \sin(h\omega t) \,\mathrm{d}\,\omega t \tag{3.10}$$

Επομένως, η μέση τιμή δίνεται από τη σχέση:

$$F_o = \frac{a_o}{2} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \,\mathrm{d}\,\omega t = \frac{1}{T} \int_o^T f(t) \,\mathrm{d}t \tag{3.11}$$

με $T = \frac{2\pi}{\omega}$. Οι συνιστώσες της Εξίσωσης (3.8) μπορούν να παρασταθούν ως στρεφόμενο διάνυσμα $\overrightarrow{F_h} = F_h e^{j\varphi_h}$ όπου το ενεργό πλάτος και η φάση φ_h δίνονται από τις σχέσεις:

$$F_{h} = \frac{\sqrt{a_{h}^{2} + b_{h}^{2}}}{\sqrt{2}}$$

$$\tan(\varphi_{h}) = -\frac{b_{h}}{a_{h}}$$
(3.12)

Η ενεργός τιμή της συνάρτησης f(t) μπορεί να εκφραστεί σε σχέση με τις ενεργές τιμές των όρων της σειράς Fourier ως εξής:

$$F = \left(F_0^2 + \sum_{h=1}^{\infty} F_h^2\right)^{1/2}$$
(3.13)

Η κυματομορφή δύο επιπέδων του Σχήματος 3.3α έχει περιττή συμμετρία, συμμετρία μισού κύματος και μηδενική μέση τιμή, συνεπώς μπορούμε να εφαρμόσουμε ανάλυση Fourier, κάνοντας χρήση των απλοποιημένων σχέσεων, δεδομένου ότι:

$$a_{o} = 0$$

$$a_{h} = 0$$

$$b_{h} = \begin{cases} \frac{4}{\pi} \int_{0}^{\pi/2} f(t) \sin(h\omega t) d\omega t \text{ gia h pertuck kai} \\ 0 & \text{gia h arguing} \end{cases}$$

$$(3.14)$$

Προκύπτει λοιπόν για την κυματομορφή του Σχήματος 3.3α :

$$\hat{V}_{ao,h} = \frac{4}{\pi} \left[\int_{0}^{a_{1}} V_{d} \sin(h\omega t) d\omega t - \int_{a_{1}}^{a_{2}} V_{d} \sin(h\omega t) d\omega t + \int_{a_{2}}^{90} V_{d} \sin(h\omega t) d\omega t \right] \Rightarrow$$

$$\hat{V}_{ao,h} = \frac{4V_{d}}{\pi h} \left(-\left[\cos(h\omega t) \right]_{0}^{a_{1}} + \left[\cos(h\omega t) \right]_{a_{1}}^{a_{2}} - \left[\cos(h\omega t) \right]_{a_{2}}^{90} \right) \Rightarrow$$

$$\hat{V}_{ao,h} = \frac{4V_{d}}{\pi h} \left(-\cos(ha_{1}) + \cos(0) + \cos(ha_{2}) - \cos(ha_{1}) - \cos(h90) + \cos(ha_{2}) \right) \Rightarrow$$

$$\hat{V}_{ao,h} = \frac{4V_{d}}{\pi h} \left(1 - 2\cos(ha_{1}) + 2\cos(ha_{2}) \right) \qquad (3.15)$$

Γενικεύοντας την Εξίσωση (3.15) για m γωνίες, συνεπάγεται:

$$\hat{V}_{ao,h} = \frac{4V_d}{\pi h} \left(1 + 2\sum_{k=1}^m (-1)^k \cos(ha_k) \right)$$
(3.16)

Έστω b_1 το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας. Τότε από την Εξίσωση (3.16) παίρνουμε:

$$b_1 = \frac{4V_d}{\pi} \left(1 + 2\sum_{k=1}^m (-1)^k \cos(a_k) \right) \Longrightarrow$$

Εργαστήριο Ηλεκτρικών Κυκλωμάτων και Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας

$$b_1 = \frac{4V_d}{\pi} + \frac{8V_d}{\pi} \sum_{k=1}^m (-1)^k \cos(a_k)$$
(3.17)

Αν V_1 είναι η rms τιμή της βασικής συνιστώσας της τάσης, η προηγούμενη εξίσωση γίνεται:

$$\sqrt{2}V_{1} = \frac{4V_{d}}{\pi} + \frac{8V_{d}}{\pi} \sum_{k=1}^{m} (-1)^{k} \cos(a_{k}) \Longrightarrow$$

$$\sum_{k=1}^{m} (-1)^{k} \cos(a_{k}) = \frac{\pi\sqrt{2}V_{1} - 4V_{d}}{8V_{d}} \qquad (3.18)$$

Για τις γωνίες $a_1, a_2, ..., a_m$ ισχύει ο περιορισμός $a_k < a_{k+1} < 90^\circ$. Επομένως

$$\sum_{k=1}^{m} (-1)^k \cos(a_k) < 0$$

και λόγω της Εξίσωσης (3.18):

$$\frac{\pi\sqrt{2}V_{1} - 4V_{d}}{8V_{d}} < 0 \Longrightarrow$$

$$\pi\sqrt{2}V_{1} - 4V_{d} < 0 \Longrightarrow$$

$$V_{1} < \frac{4V_{d}}{\pi\sqrt{2}}$$
(3.19)

Επομένως η μέγιστη rms τιμή τάσης της θεμελιώδους συχνότητας είναι $V_1 = 0.9V_d$.

Από τη Εξίσωση (3.18) είναι φανερό ότι οι τιμές των γωνιών $a_1, a_2, ..., a_m$ επηρεάζουν το πλάτος της βασικής συνιστώσας της τάσης εξόδου του αντιστροφέα. Ωστόσο για κάθε χρωμόσωμα που παράγει ο γενετικός πρέπει εξασφαλίζεται ότι το πλάτος της τάσης εξόδου είναι το επιθυμητό. Στην παρούσα εργασία, αυτό εξασφαλίζεται λαμβάνοντας υπόψη μόνο τις γωνιές a_2 έως a_m και υπολογίζοντας τη γωνία a_1 μέσω της εξίσωσης (3.18):

$$\sum_{k=1}^{m} (-1)^k \cos(a_k) = \frac{\pi \sqrt{2V_1 - 4V_d}}{8V_d} \Longrightarrow$$
$$-\cos(a_1) + \sum_{k=2}^{m} (-1)^k \cos(a_k) = \frac{\pi \sqrt{2V_1 - 4V_d}}{8V_d} \Longrightarrow$$
$$\cos(a_1) = \sum_{k=2}^{m} (-1)^k \cos(a_k) - \frac{\pi \sqrt{2V_1 - 4V_d}}{8V_d} \Longrightarrow$$

$$a_1 = \arccos\left[\sum_{k=2}^m (-1)^k \cos(a_k) - \frac{\pi\sqrt{2}V_1 - 4V_d}{8V_d}\right] \Rightarrow$$

$$a_{1} = \arccos\left[\sum_{k=2}^{m} (-1)^{k} \cos(a_{k}) - \frac{\pi\sqrt{2}V_{1}}{8V_{d}} + \frac{1}{2}\right]$$
(3.20)

Ο δείκτης διαμόρφωσης είναι παράμετρος λειτουργίας του αντιστροφέα και υπολογίζεται ως εξής:

$$M = \frac{\sqrt{2}V_1}{V_d} \tag{3.21}$$

Η εξίσωση (3.20) με χρήση της (3.21) γίνεται:

$$a_{1} = \arccos\left[\sum_{k=2}^{m} (-1)^{k} \cos(a_{k}) - \frac{M\pi}{8} + \frac{1}{2}\right]$$
(3.22)

3.4.2 Πλάτος βασικής συνιστώσας τάσης σε κυματομορφή 3 επιπέδων

Η κυματομορφή τριών επιπέδων του Σχήματος 3.3β έχει επίσης περιττή συμμετρία, συμμετρία μισού κύματος και μηδενική μέση τιμή. Ακολουθώντας την μεθοδολογία της προηγούμενης ενότητας, έχουμε:

$$\hat{V}_{ao,h} = \frac{4}{\pi} \left[\int_{\alpha_1}^{\alpha_2} V_d \sin(h\omega t) d\omega t + \int_{\alpha_3}^{90} V_d \sin(h\omega t) d\omega t \right] \Rightarrow$$
$$V_{ao,h} = \frac{4V_d}{h\pi} \left(-\left[\cos(h\omega t)\right]_{\alpha_1}^{\alpha_2} - \left[\cos(h\omega t)\right]_{\alpha_3}^{90} \right) \Rightarrow$$

Κεφάλαιο 3 - Ελαχιστοποίηση ρεύματος γείωσης σε αντιστροφείς ισχύος DC/AC τύπου πλήρους γέφυρας χωρίς μετασχηματιστή.

$$V_{ao,h} = \frac{4V_d}{h\pi} \left(-\cos(ha_2) + \cos(ha_1) - \cos(h90) + \cos(ha_3) \right) \Longrightarrow$$
$$V_{ao,h} = \frac{4V_d}{h\pi} \left(\cos(ha_1) - \cos(ha_2) + \cos(ha_3) \right)$$
(3.23)

Γενικεύοντας την τελευταία σχέση για m γωνίες, συνεπάγεται:

$$V_{ao,h} = \frac{4V_d}{h\pi} \sum_{k=1}^{m} (-1)^{k+1} \cos(ha_k)$$
(3.24)

Έστω $b_1 = \sqrt{2}V_1$ το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης, με V_1 την rms τιμή της. Τότε από την Εξίσωση (3.24) παίρνουμε:

$$\sqrt{2}V_{1} = \frac{4V_{d}}{\pi} \sum_{k=1}^{m} (-1)^{k+1} \cos(a_{k}) \Rightarrow$$

$$\frac{\sqrt{2}V_{1}\pi}{4V_{d}} = \sum_{k=1}^{m} (-1)^{k+1} \cos(a_{k}) \qquad (3.25)$$

Όπως προηγουμένως και εδώ ισχύει για τις γωνίες $a_1, a_2, ..., a_m$ ο περιορισμός $a_k < a_{k+1} < 90^\circ$. Άρα:

$$0 \leq \sum_{k=1}^{m} (-1)^{k+1} \cos(a_k) \leq 1 \Longrightarrow$$
$$0 \leq \frac{\sqrt{2}V_1 \pi}{4V_d} \leq 1 \Longrightarrow$$
$$V_1 \leq \frac{4V_d}{\pi \sqrt{2}}$$
(3.26)

που σημαίνει ότι η rms τιμή της V_1 δεν μπορεί να είναι μεγαλύτερη από $0.9V_d$. Η γωνία a_1 υπολογίζεται από την Εξίσωση (3.25), ώστε η βασική συνιστώσα να έχει το επιθυμητό πλάτος:

$$\frac{\sqrt{2}V_{1}\pi}{4V_{d}} = \cos(a_{1}) + \sum_{k=2}^{m} (-1)^{k+1} \cos(a_{k}) \Rightarrow$$

$$\cos(a_{1}) = \frac{\sqrt{2}V_{1}\pi}{4V_{d}} - \sum_{k=2}^{m} (-1)^{k+1} \cos(a_{k})$$

$$a_{1} = \arccos\left[\frac{\sqrt{2}V_{1}\pi}{4V_{d}} - \sum_{k=2}^{m} (-1)^{k+1} \cos(a_{k})\right] \qquad (3.27)$$

Με αντικατάσταση του δείκτη διαμόρφωσης στην τελευταία εξίσωση, συνεπάγεται:

$$a_{1} = \arccos\left[\frac{M\pi}{4} - \sum_{k=2}^{m} (-1)^{k+1} \cos(a_{k})\right]$$
(3.28)

Γενικά για τα γονίδια ενός χρωμοσώματος θα πρέπει να ισχύει ότι $a_k < a_{k+1} < 90^\circ$ και η γωνία a_1 να προκύπτει από την Εξίσωση (3.28) για κυματομορφή τριών επιπέδων ή την Εξίσωση (3.22) για κυματομορφή δύο επιπέδων. Ένα χρωμόσωμα που δεν πληροί αυτές τις προϋποθέσεις απορρίπτεται.

3.5 Προσομοίωση αντιστροφέα στο Simulink

Το Simulink είναι ένα περιβάλλον μπλοκ διαγραμμάτων για την προσομοίωση πολλών τομέων. Υποστηρίζει σχεδίαση σε επίπεδο συστήματος, προσομοίωση, αυτόματη παραγωγή κώδικα καθώς και τη συνεχή δοκιμή και έλεγχο ενσωματωμένων συστημάτων. Παρέχει ένα γραφικό επεξεργαστή σχεδίασης, προσαρμόσιμες βιβλιοθήκες και μεθόδους επίλυσης με σκοπό τη μοντελοποίηση και προσομοίωση δυναμικών συστημάτων. Είναι ολοκληρωμένο με τη Matlab, παρέχοντας τη δυνατότητα να ενσωματώσει αλγορίθμους Matlab στα μοντέλα και να εξάγει τα αποτελέσματα της προσομοίωσης για περαιτέρω ανάλυση. Για τους σκοπούς της παρούσας εργασίας, το Simulink χρησιμοποιήθηκε για την προσομοίωση του συνδεδεμένου με το ηλεκτρικό δίκτυο αντιστροφέα. Στις υποενότητες που ακολουθούν περιγράφονται τα μπλοκ που χρησιμοποιήθηκαν για την σύνθεση του μοντέλου του DC/AC αντιστροφέα.

3.5.1 Universal Bridge

Αυτό το μπλοκ υλοποιεί μία γέφυρα με την επιλεγμένη τοπολογία και τις επιθυμητές διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος. Στην παρούσα εργασία χρησιμοποιήθηκε γέφυρα δύο κλάδων με διπολικά

τρανζίστορ απομονωμένης πύλης (IGBT, Insulated Gate Bipolar Transistor) και αντιπαράλληλες διόδους, όπως αυτό του Σχήματος 3.4.



Σχήμα 3.4 Universal Bridge με IGBTs/Diodes και δύο κλάδους [10].

Τα IGBTs είναι ημιαγωγοί που ελέγχονται από την τάση που εφαρμόζεται στην πύλη. Το IGBT προσομοιώνεται με το κύκλωμα που παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.5 και περιέχει τον αντιστάτη Ron, το πηνίο Lon και μία πηγή συνεχούς τάσης σε σειρά με ένα διακόπτη που ελέγχεται από το λογικό σήμα g (g>0 ή g=0).



Σχήμα 3.5 Ισοδύναμο κύκλωμα ενός IGBT στο Simulink [10].

Το IGBT γίνεται on όταν η τάση συλλέκτη-εκπομπού είναι θετική και μεγαλύτερη από την τάση V_f και το σήμα g είναι θετικό (g>0). Αντίστοιχα, γίνεται off όταν η τάση συλλέκτη-εκπομπού είναι θετική και το σήμα g είναι μηδέν (g=0). Επίσης, το IGBT περιέχει ένα κύκλωμα απόσβεσης υπερτάσεων (Snubber) συνδεδεμένο παράλληλα, μεταξύ συλλέκτη και εκπομπού, που αποτελείται από την αντίσταση R_s σε σειρά με τον πυκνωτή C_s . Στο Σχήμα 3.6

παρουσιάζεται η χαρακτηριστική $I_C - V_{CE}$ ενός IGBT με βάση το μοντέλο του IGBT που υλοποιείται στο Simulink.



Σχήμα 3.6 Χαρακτηριστική $I_C - V_{CE}$ ενός IGBT στο Simulink [10].

Η μετάβαση στην κατάσταση OFF φαίνεται στο Σχήμα 3.7 και χωρίζεται σε δύο μέρη. Όταν το σήμα g γίνεται μηδέν, το ρεύμα του συλλέκτη μειώνεται στο 0.1 του $I_{\rm max}$ σε χρόνο fall time (T_f) και από εκεί πέφτει στο μηδέν σε χρόνο tail time (T_t).



Σχήμα 3.7 Χαρακτηριστική μετάβασης στην κατάσταση OFF ενός IGBT [10].

Η δίοδος είναι ένας ημιαγωγός που ελέγχεται από την τάση V_{ak} στα άκρα της και το ρεύμα I_{ak} που τη διαρρέει. Όταν η τάση V_{ak} είναι θετική, η δίοδος είναι ορθά πολωμένη και αρχίζει να άγει με ένα μικρό δυναμικό V_f κατά μήκος της. Η δίοδος τίθεται σε κατάσταση αποκοπής όταν το ρεύμα που τη διαρρέει γίνει μηδέν. Όταν η τάση V_{ak} είναι αρνητική, τότε η δίοδος είναι *Κεφάλαιο 3 - Ελαχιστοποίηση ρεύματος γείωσης σε αντιστροφείς ισχύος DC/AC τύπου πλήρους* γέφυρας χωρίς μετασχηματιστή. ανάστροφα πολωμένη και παραμένει στην κατάσταση OFF. Στο Σχήμα 3.8 φαίνεται η χαρακτηριστική μιας διόδου με βάση το μοντέλο της διόδου που υλοποιείται στο Simulink.



Σχήμα 3.8 Χαρακτηριστική Ι-V μιας διόδου στο Simulink [10].

Η δίοδος προσομοιώνεται στο Simulink με το κύκλωμα του Σχήματος 3.9 και αποτελείται από μία αντίσταση R_{on} , ένα πηνίο L_{on} και μία πηγή συνεχούς τάσης συνδεδεμένα σε σειρά με ένα διακόπτη. Ο διακόπτης ελέγχεται από την τάση V_{ak} και το ρεύμα I_{ak} .



Σχήμα 3.9 Ισοδύναμο κύκλωμα διόδου στο Simulink [10].

Η δίοδος διαθέτει επίσης ένα κύκλωμα απόσβεσης που συνδέεται παράλληλα στα σημεία Α και Κ και αποτελείται από μια αντίσταση R_s σε σειρά με ένα πυκνωτή C_s .

Οι παράμετροι της γέφυρας που μπορούν να οριστούν στο Simulink είναι:

- Number of bridge arm: εάν επιλεχθεί η τιμή 1 ή 2, υλοποιείται ένας μονοφασικός αντιστροφέας με 2 ή 4 διακόπτες, αντίστοιχα. Εάν επιλεχθεί η τιμή 3 υλοποιείται ένας τριφασικός αντιστροφέας με 6 διακόπτες.
- Snubber resistance R_s (Ohms): η τιμή της αντίστασης R_s στο κύκλωμα απόσβεσης υπερτάσεων. Το κύκλωμα απόσβεσης απαλείφεται εάν τεθεί inf.
- Snubber capacitance C_s (F): η τιμή του πυκνωτή C_s στο κύκλωμα απόσβεσης υπερτάσεων. Εάν τεθεί 0, το κύκλωμα απόσβεσης απαλείφεται, ενώ εάν τεθεί inf το κύκλωμα απόσβεσης παρουσιάζει ωμική αντίσταση.

- Power Electronic device: επιλογή του τύπου των διακοπτών που πρόκειται να χρησιμοποιηθούν.
- Ron (ohms): εσωτερική αντίσταση του επιλεγμένου διακόπτη.
- Forward voltages [Device V_f (V), Diode V_{fd} (V)]: είναι οι τάσεις ορθής πόλωσης των IGBT και των αντιπαράλληλων διόδων.
- [T_f (s) , T_t (s)]: είναι οι χρόνοι fall time και tail time σε δευτερόλεπτα, όπως παρουσιάστηκαν στον Σχήμα 3.7.
- Measurements: η επιλογή Measurements δίνει τη δυνατότητα να μετρηθούν τάσεις και ρεύματα της διάταξης συνδέοντας ένα πολύμετρο.

3.5.2 DC Voltage Source

Το μπλοκ του Σχήματος 3.10 υλοποιεί στο Simulink μία ιδανική πηγή συνεχούς τάσης. Οι παράμετροι που επιλέχθηκαν είναι:

- Amplitude (V): 400
- Measurements: None

Σχήμα 3.10 Ιδανική πηγή συνεχούς τάσης στο Simulink [10].

3.5.3 Series RLC Branch

Το μπλοκ αυτό υλοποιεί οποιονδήποτε συνδυασμό ενός αντιστάτη, ενός πηνίου και ενός πυκνωτή σε σειρά. Στο Σχήμα 3.11 παρουσιάζεται το μπλοκ με αντίσταση, πηνίο και πυκνωτή. Σε περίπτωση που δεν χρησιμοποιηθεί κάποιο από τα στοιχεία αυτά, η αντίστοιχη τιμή μηδενίζεται αν πρόκειται για αντίσταση και πηνίο, ενώ τίθεται στο άπειρο αν πρόκειται για πυκνωτή. Επίσης το αντίστοιχο στοιχείο δεν εμφανίζεται στο μπλοκ.

Σχήμα 3.11 RLC μπλοκ στο Simulink [10].

Οι παράμετροι ενός RLC κλάδου είναι:

- Branch type: επιλογή αντίστασης, πηνίου, πυκνωτή ή συνδυασμού αυτών.
- Resistance: η τιμή της αντίστασης σε Ohm (Ω)
- Inductance: η τιμή της αυτεπαγωγής σε Henry (H)
- Inductor initial current: εάν επιλεγεί, ορίζει την αρχική τιμή του ρεύματος του πηνίου.
 Στην αντίθετη περίπτωση το ρεύμα υπολογίζεται ώστε η προσομοίωση να ξεκινά σε μόνιμη κατάσταση ισορροπίας.
- Capacitance: η χωρητικότητα του κλάδου σε Farad (F).
- Capacitor initial voltage: εάν επιλεγεί, ορίζει την αρχική τάση του πυκνωτή, διαφορετικά υπολογίζεται ώστε η προσομοίωση να ξεκινά σε μόνιμη κατάσταση ισορροπίας.

Τα RLC στοιχεία που χρησιμοποιήθηκαν στην προσομοίωση του αντιστροφέα είναι:

- Οι παρασιτικοί πυκνωτές γείωσης στα άκρα του φωτοβολταϊκού πλαισίου C_{pv1} και C_{pv2} με τιμή 0.1 μF και οι δύο.
- Οι παρασιτικοί πυκνωτές μεταξύ των ποδιών της γέφυρας και της γείωσης C1 και C2 με τιμή 0.5 nF και οι δύο.
- Οι σύνθετες αντιστάσεις γραμμής Z₁ και Z₂ που αποτελούνται από αντίσταση 50 mΩ και πηνίο 0.02 mH και οι δύο.
- Η σύνθετη αντίσταση της γείωσης Z_g που αποτελείται από αντίσταση 10 Ω και πηνίο 0.02 mH.
- Τα πηνία L₁ και L₂ που χρησιμοποιήθηκαν ως φίλτρα με τιμές 2.5, 5, 7.5 και 10 mH το κάθε ένα. Η τοπολογία του φίλτρου που χρησιμοποιήθηκε φαίνεται στο Σχήμα 3.12.



Σχήμα 3.12 Τοπολογία LL των φίλτρων που χρησιμοποιήθηκαν [4].

3.5.4 AC Voltage Source

Το μπλοκ του Σχήματος 3.13 υλοποιεί μία ιδανική ημιτονοειδή πηγή τάσης. Η παραγόμενη κυματομορφή περιγράφεται από τη σχέση:

$$U = A\sin(\omega t + \varphi), \ \omega = 2\pi f, \ \varphi = φάση σε ακτίνια$$
(3.29)

Οι τιμές των παραμέτρων που χρησιμοποιήθηκαν είναι:

- Peak amplitude (V): 220*sqrt(2)
- Phase (deg): χρησιμοποιήθηκαν διάφορες τιμές, ανάλογα με το φίλτρο, ώστε να συγχρονίζεται η τάση του δικτύου με το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα με σκοπό να επιτευχθεί συντελεστής ισχύος ίσος με 1.
- Frequency (Hz): 50
- Sample time: 0
- Measurements: None

Σχήμα 3.13 Ημιτονοειδής πηγή τάσης στο Simulink [10].

3.5.5 RMS - Root Mean Square

Το μπλοκ RMS υπολογίζει την Root Mean Square τιμή του σήματος που δέχεται σαν είσοδο, συμπεριλαμβανομένης της βασικής συνιστώσας, της DC συνιστώσας και των αρμονικών. Ανάλογα με τη συχνότητα, που εισάγεται σαν παράμετρος στο μπλοκ, υπολογίζει την RMS τιμή της εισόδου σε ένα παράθυρο διάρκειας ενός κύκλου με βάση την ακόλουθη εξίσωση:

$$RMS(f(t)) = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t-T}^{t} f(\lambda)^2 d\lambda}$$
(3.30)

όπου f(t) είναι το σήμα εισόδου και $T = \frac{1}{f}$, με f τη θεμελιώδη συχνότητα.

Να σημειωθεί ότι πρέπει να ολοκληρωθεί μία περίοδος του f(t) για να ληφθεί η σωστή RMS τιμή στην έξοδο του μπλοκ.

3.5.6 THD - Total Harmonic Distortion

Χρησιμοποιείται για να υπολογίσει την συνολική αρμονική παραμόρφωση ενός περιοδικού σήματος τάσης ή ρεύματος. Η συνολική αρμονική παραμόρφωση ενός σήματος ορίζεται ως:

$$THD = \frac{I_{H}}{I_{F}} 100\%$$
 (3.31)

όπου:

$$I_{H} = \sqrt{I_{2}^{2} + I_{3}^{2} + \dots + I_{n}^{2}}$$
(3.32)

και I_n η rms τιμή της αρμονικής
n και I_F η rms τιμή της βασικής συνιστώσας.

3.5.7 To Workspace

Το μπλοκ Workspace χρησιμοποιείται γενικά για την αποστολή δεδομένων στο χώρο εργασίας της Matlab από το Simulink. Τα δεδομένα μπορεί να είναι σε μορφή διανύσματος (Array), δομής (structure) ή δομής με χρόνο (structure with time) και καθορίζονται από την παράμετρο Variable name. Η δομή αποτελείται από τρία πεδία: time, signals, blockName. Το πεδίο time είναι κενό και το πεδίο blockName περιέχει το όνομα του Workspace μπλοκ. Το πεδίο signals περιέχει μία δομή με τρία πεδία: values που περιέχει το διάνυσμα με τις τιμές του σήματος, dimensions που περιέχει τη διάσταση του διανύσματος values και label που περιέχει το όνομα της εισόδου. Η δομή με χρόνο είναι ίδια με την απλή δομή με τη διαφορά ότι στο πεδίο time αποθηκεύεται ένα διάνυσμα με τους χρόνους της προσομοίωσης. Στην παρούσα εργασία χρησιμοποιήθηκε για να στείλει την rms τιμή του ρεύματος γείωσης, το πλάτος των αρμονικών και την συνολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος δικτύου στην αντικειμενική συνάρτηση μετά το τέλος της προσομοίωσης. Και στις δυο περιπτώσεις τα δεδομένα στάλθηκαν σε μορφή διανύσματος. Συγκεκριμένα στάλθηκε μόνο το τελευταίο στοιχείο του διανύσματος, επειδή σε αυτό βρίσκονται οι τιμές που μας ενδιαφέρουν.

3.5.8 From Workspace

Το μπλοκ From Workspace χρησιμοποιείται για να διαβάσει δεδομένα πίνακα ή δομής από το χώρο εργασίας του Matlab. Στην παρούσα εργασία χρησιμοποιήθηκε για να μεταφέρει το σήμα

Κεφάλαιο 3 - Ελαχιστοποίηση ρεύματος γείωσης σε αντιστροφείς ισχύος DC/AC τύπου πλήρους γέφυρας χωρίς μετασχηματιστή.

οδήγησης των IGBTs από την αντικειμενική συνάρτηση στο Simulink. Η δομή wave που δημιουργήθηκε πρέπει να έχει την ακόλουθη μορφή:

- wave.time=[TimeValues]: διάνυσμα που περιέχει τις χρονικές στιγμές στις οποίες αλλάζει η τιμή του σήματος. Οι χρονικές στιγμές, όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, προκύπτουν από τα γονίδια που παράγει ο γενετικός αλγόριθμος μέσω της εξίσωσης 3.4 για το πρώτο τέταρτο μιας περιόδου. Το υπόλοιπο σήμα κατασκευάζεται ούτως ώστε η παραγόμενη κυματομορφή να έχει περιττή συμμετρία και συμμετρία μισού κύματος.
- wave.signals.values=[DataValues]: διάνυσμα που περιέχει τις τιμές του σήματος.
 Αποτελείται από 1 και 0 εναλλάξ.
- wave.signals.dimensions=[DimValues]: αφορά τη διάσταση της δομής. Εδώ χρειάζεται να διαβαστεί ένα σήμα, οπότε η διάσταση της δομής είναι 1.

Για τις παραμέτρους του μπλοκ χρησιμοποιήθηκαν οι εξής επιλογές:

παράγει στην έξοδο:

- Data: Καθορίζει τα δεδομένα που θα διαβαστούν από το χώρο εργασίας του Matlab.
- Sample time: Ο ρυθμός με τον οποίο το μπλοκ διαβάζει τα δεδομένα.
- Interpolate data: δεν επιλέχθηκε. Εάν επιλεχθεί, ρυθμίζει τον τρόπο που υπολογίζονται οι τιμές του σήματος κατά τις χρονικές στιγμές που δεν έχουν προβλεφθεί από το διάνυσμα [TimeValues]. Για παράδειγμα, εάν το μπλοκ διαβάσει τα δεδομένα:

time: 1	2	3	4
signal: 253	254	?	256
time: 1	2	3	4
signal: 253	254	255	256

Αυτή η έξοδος δεν είναι η επιθυμητή γιατί πρέπει να διατηρείται η τιμή του σήματος για όσο χρόνο υποδεικνύει το διάνυσμα [TimeValues]. Επομένως δεν χρησιμοποιείται η επιλογή Interpolate Data και η έξοδος για το προηγούμενο παράδειγμα θα είναι:

time: 1 2 3 4 signal: 253 254 254 256

 Enable zero-crossing detection: Επιλέχθηκε. Εάν το διάνυσμα [DataValues] περιέχει πάνω από μία εγγραφές για την ίδια χρονική στιγμή, το Simulink εντοπίζει ένα zero crossing. Για παράδειγμα, έστω ότι εισάγονται τα δεδομένα:

time:	0	1	2	2	3
signal:	0	1	0	1	0

τότε στη χρονική στιγμή 2 εντοπίζεται ένα zero crossing. Επειδή το σήμα οδήγησης είναι ένας τετραγωνικός παλμός και η μετάβαση από το 0 στο 1 και αντίστροφα γίνεται σχεδόν ακαριαία, χρειάζεται ο εντοπισμός των zero crossings που συμβαίνουν. Με αυτό τον τρόπο αποδίδεται πιστά ο παλμός.

Form output after final data value by: Holding final value. Αφορά τον τρόπο που το μπλοκ παράγει την έξοδό του μετά την τελευταία χρονική στιγμή του διανύσματος [TimeValues]. Εδώ επιλέχθηκε να διατηρείται η τελευταία τιμή του [DataValues].

3.5.9 Fourier

Το μπλοκ Fourier αναλύει το σήμα εισόδου κατά ένα παράθυρο διαρκείας ενός κύκλου της θεμελιώδους συχνότητάς του. Έχει τη δυνατότητα να υπολογίζει το πλάτος και τη φάση της DC συνιστώσας, της θεμελιώδους αλλά και οποιασδήποτε άλλης αρμονικής. Πρέπει να σημειωθεί ότι το Fourier μπλοκ δίνει σωστή τιμή για το πλάτος και τη φάση αφού ολοκληρωθεί ένας κύκλος προσομοίωσης. Οι τιμές των παραμέτρων που χρησιμοποιήθηκαν είναι:

- Fundamental frequency f1 (Hz): 50
- Harmonic n (0=DC, 1=fundamental, 2=2nd harmonic, ...): Χρησιμοποιήθηκαν οι τιμές
 3, 5, 7, ..., 41 για την ανάλυση των αντίστοιχων αρμονικών του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα.

3.5.10 Multiport Switch

Το συγκεκριμένο μπλοκ επιλέγει ανάμεσα στα σήματα εισόδου αυτό που θα συνδεθεί στην έξοδο, ανάλογα με το σήμα ελέγχου. Στην πρώτη είσοδο του μπλοκ συνδέεται το σήμα ελέγχου, ενώ στις υπόλοιπες τα δεδομένα. Στο Σχήμα 3.14 απεικονίζεται ένα multiport switch.

Σχήμα 3.14 Multiport Switch [10].

Οι επιλογές που χρησιμοποιήθηκαν είναι:

- Data port order: Zero-based contiguous. Αυτό σημαίνει ότι η αρίθμηση των εισόδων ξεκινά από το 0 και φτάνει μέχρι τον αριθμό εισόδων δεδομένων μείον 1. Επειδή οι είσοδοι δεδομένων είναι δύο σε αυτή την εργασία, η πρώτη είσοδος αριθμείται με 0, ενώ η δεύτερη με 1. Αντίστοιχα, το σήμα ελέγχου πρέπει να παίρνει τις τιμές 0 ή 1 και αναλόγως συνδέεται η κατάλληλη είσοδος στην έξοδο.
- Number of data ports: 2. Είναι ο αριθμός των εισόδων που θα χρησιμοποιηθούν για δεδομένα.
- Data port for default case: Last data port. Η επιλογή αφορά την περίπτωση που το σήμα ελέγχου είναι εκτός ορίων. Επιλέγεται η τελευταία είσοδος, χωρίς αυτό να παίζει κάποιο ρόλο στην προσομοίωση αφού, όπως εξηγείται παρακάτω, στην περίπτωση αυτή παράγεται σφάλμα.
- Diagnostic for default case: Error. Καθορίζει την ενέργεια που εκτελεί το λογισμικό όταν η είσοδος ελέγχου δεν ταιριάζει με κανέναν αριθμό εισόδου. Επιλέχθηκε να παράγεται σφάλμα και να σταματά η προσομοίωση.
- Sample time (-1 for inherited): -1.

3.5.11 Powergui

Είναι μπλοκ περιβάλλοντος που χρησιμοποιείται απαραίτητα σε μοντέλα που περιέχουν μπλοκ του SimPowerSystems toolbox του Simulink. Επιτρέπει την επιλογή της μεθόδους επίλυσης του κυκλώματος ανάμεσα στις παρακάτω:

- Continuous method, που χρησιμοποιεί επίλυση με μεταβλητό βήμα,
- Ideal Switching continuous method, που αφορά τον τρόπο με τον οποίο μοντελοποιούνται οι διακόπτες και τα ηλεκτρονικά στοιχεία.
- Discrete, που χρησιμοποιεί επίλυση με σταθερά βήματα
- Phasor, επιλύει το μοντέλο με τη βοήθεια διανυσμάτων στη συχνότητα που ορίζεται.

Επίσης προσφέρει διάφορα εργαλεία, όπως ανάλυση στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας, ανάλυση Fourier, κλπ. μέσω γραφικής διεπαφής.

Για τις ανάγκες τις παρούσας εργασίας χρησιμοποιήθηκε διακριτή μέθοδος επίλυσης με παραμέτρους:

- Solver type: Tustin
- Sample time (s): 50e-8

Επίσης στην καρτέλα Preferences επιλέχθηκε να ξεκινά η προσομοίωση στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας.

3.5.12 Harmonics Measure Subsystem - Υποσύστημα μέτρησης αρμονικών

Στο Σχήμα 3.15 απεικονίζεται το υποσύστημα μέτρησης αρμονικών που υλοποιήθηκε στην παρούσα εργασία. Είναι ένα υποσύστημα αποτελούμενο από Fourier και το Workspace μπλοκ που σκοπό έχει τη μέτρηση των αρμονικών του ρεύματος δικτύου και την αποστολή τους στην αντικειμενική συνάρτηση. Για τις ανάγκες της παρούσας εργασίας λαμβάνονται υπόψη οι περιττές αρμονικές μέχρι την 41^η. Όταν τελειώσει η προσομοίωση του συστήματος, τα πλάτη των προαναφερθέντων αρμονικών αποστέλλονται στην αντικειμενική συνόρτηση και υπολογίζεται η συνολική παραμόρφωση ζήτησης TDD βάσει του Πίνακα 3.1. Για τον υπολογισμό της συνολικής παραμόρφωσης ζήτησης, λαμβάνεται υπόψη μόνο η έξοδος των Fourier μπλοκ που αφορά το πλάτος των αρμονικών, ενώ η έξοδος που αφορά την φάση αγνοείται.



Σχήμα 3.15 Υποσύστημα μέτρησης αρμονικών που υλοποιήθηκε.

3.5.13 Half-Period Detection Subsystem - Υποσύστημα ανίχνευσης ημιπεριόδων

Επειδή ο έλεγχος των διακοπτών του αντιστροφέα αλλάζει ανάλογα με την ημιπερίοδο, είναι απαραίτητο να γνωρίζει το σύστημα σε ποια από τις δύο ημιπεριόδους βρίσκεται η προσομοίωση. Για το λόγο αυτό αναπτύχθηκε το υποσύστημα ανίχνευσης ημιπεριόδων, του οποίου η έξοδος είναι 0 εάν η προσομοίωση βρίσκεται στην πρώτη ημιπερίοδο, διαφορετικά είναι 1. Να σημειωθεί ότι υλοποιήθηκε για να ανιχνεύει ημιπεριόδους μέχρι την 15^η περίοδο όσες και οι περίοδοι που χρειάστηκαν σε κάποιες περιπτώσεις μέχρι να επέλθει η μόνιμη κατάσταση ισορροπίας. Μπορεί όμως πολύ εύκολα να επεκταθεί η λειτουργία του σε περισσότερες περιόδους εάν χρειαστεί. Στο Σχήμα 3.16 παρουσιάζεται το υποσύστημα για 5 περιόδους λειτουργίας.

```
Κεφάλαιο 3 - Ελαχιστοποίηση ρεύματος γείωσης σε αντιστροφείς ισχύος DC/AC τύπου πλήρους
γέφυρας χωρίς μετασχηματιστή. 54
```



Σχήμα 3.16 Υποσύστημα ανίχνευσης ημιπεριόδων που υλοποιήθηκε.

3.5.14 Control Unit - Υποσύστημα ελέγχου των IGBTs/Diodes

Υλοποιήθηκαν δύο υποσυστήματα ελέγχου των διακοπτών του αντιστροφέα ανάλογα με τη διαμόρφωση που χρησιμοποιείται. Τα υποσυστήματα αυτά διαβάζουν το σήμα που δημιουργείται στην αντικειμενική συνάρτηση και παράγουν δύο σήματα ελέγχου, για τους διακόπτες του αντιστροφέα.

Το υποσύστημα που χρησιμοποιείται στη διαμόρφωση δύο επιπέδων φαίνεται στο Σχήμα 3.17. Για να γίνει σαφής η λογική που υλοποιεί το υποσύστημα ελέγχου παρουσιάζεται ένα παράδειγμα με δύο γωνίες.



Σχήμα 3.17 Υποσύστημα ελέγχου διακοπτών που υλοποιήθηκε.

Έστω ότι η αντικειμενική συνάρτηση λαμβάνει από το γενετικό αλγόριθμο τις γωνίες $a_1 = 10^{\circ}$ και $a_2 = 20^{\circ}$. Η αντικειμενική συνάρτηση βάσει της περιττής συμμετρίας και της συμμετρίας μισού κύματος που πρέπει να έχει η παραγόμενη κυματομορφή, φτιάχνει το σήμα του Σχήματος 3.18. Στη συνέχεια, το σήμα αυτό διαβάζεται από το Simulink με τη βοήθεια ενός From Workspace μπλοκ και το υποσύστημα ελέγχου δημιουργεί τα σήματα του Σχήματος 3.19.



Σχήμα 3.18 Παράδειγμα σήματος ελέγχου που παράγει η αντικειμενική συνάρτηση.

Το πρώτο σήμα ελέγχει τον επάνω διακόπτη του πρώτου κλάδου και τον κάτω διακόπτη του δεύτερου κλάδου του αντιστροφέα, ενώ το δεύτερο σήμα ελέγχει τον κάτω του πρώτου κλάδου και τον επάνω διακόπτη του δεύτερου κλάδου. Με τα σήματα του Σχήματος 3.19 ο αντιστροφέας παράγει την έξοδο του Σχήματος 3.20.



Σχήμα 3.19 Παράδειγμα των σημάτων ελέγχου των διακοπτών.



Σχήμα 3.20 Παράδειγμα της εξόδου του αντιστροφέα για διαμόρφωση 2 επιπέδων.

Όταν ο αντιστροφέας λειτουργεί με διαμόρφωση τριών επιπέδων χρησιμοποιείται το υποσύστημα ελέγχου του Σχήματος 3.21. Έστω ότι η αντικειμενική συνάρτηση λαμβάνει από το γενετικό αλγόριθμο τις γωνίες $a_1 = 10^\circ$, $a_2 = 20^\circ$ και $a_3 = 40^\circ$. Η αντικειμενική συνάρτηση παράγει το σήμα του Σχήματος 3.22 το οποίο διαβάζεται από το υποσύστημα ελέγχου.

Εργαστήριο Ηλεκτρικών Κυκλωμάτων και Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας



Σχήμα 3.21 Υποσύστημα ελέγχου διακοπτών για διαμόρφωση τριών επιπέδων.



Σχήμα 3.22 Παράδειγμα του σήματος ελέγχου που παράγει η αντικειμενική συνάρτηση.

Στη συνέχεια το υποσύστημα παράγει τα σήματα ελέγχου που φαίνονται στο Σχήμα 3.23 και η έξοδος του αντιστροφέα για τις γωνίες a_1 , a_2 και a_3 παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.24.



Σχήμα 3.23 Παράδειγμα των σημάτων ελέγχου των διακοπτών του αντιστροφέα.



Σχήμα 3.24 Παράδειγμα της εξόδου του αντιστροφέα για διαμόρφωση 3 επιπέδων.

3.5.15 Ο αντιστροφέας που υλοποιήθηκε

Στο Σχήμα 3.25 απεικονίζεται το μοντέλο του αντιστροφέα που υλοποιήθηκε για την προσομοίωση του συστήματος. Ο πυκνωτής C_{pv2} συνδέεται σε μικρή αντίσταση (πχ. 10 mΩ) διαφορετικά παράγεται μήνυμα σφάλματος από το Simulink και διακόπτεται η προσομοίωση.



Σχήμα 3.25 Αντιστροφέας συνδεδεμένος στο δίκτυο.

Oi C_{pv1} kai C_{pv2} eívai oi parasitikoí pukvætéc metažú twv hliakáv pável kai the geíwshe, oi C_1 kai C_2 eívai parasitikoí pukvætéc metažú twv kládov tou antistropéa kai the geíwshe, ta phvía L_1 kai L_2 apoteloún to gíltro ežódou tou antistropéa, oi súnvetec antistáseic Z_1 kai Z_2 eínai súnvetec antistáseic the grammán tou diktúou kai h súnveth antístash Z_g anaparistá th súnveth antístash metažú the geíwshe tou hlektrikoú diktúou kai the geíwshe tou antistropéa.

3.5.16 Έλεγχος σωστής λειτουργίας

Για να επιβεβαιωθεί η σωστή λειτουργία του συστήματος που αναπτύχθηκε, συγκρίθηκαν τα αποτελέσματα της προσομοίωσής του με τα αποτελέσματα της εργασίας [1], χρησιμοποιώντας τις ίδιες παραμέτρους που χρησιμοποιούνται και στο [1]. Η σύγκριση για την περίπτωση της μονοπολικής PWM φαίνεται στα σχήματα που ακολουθούν.

Κεφάλαιο 3 - Ελαχιστοποίηση ρεύματος γείωσης σε αντιστροφείς ισχύος DC/AC τύπου πλήρους γέφυρας χωρίς μετασχηματιστή. 60



Σχήμα 3.26 Προσομοίωση αντιστροφέα στο [1].



Σχήμα 3.27 Προσομοίωση του αντιστροφέα που αναπτύχθηκε στην παρούσα εργασία.

Όπως φαίνεται στα Σχήματα 3.26 και 3.27 η προσομοίωση του αντιστροφέα που αναπτύχθηκε στην παρούσα εργασία παράγει πανομοιότυπες κυματομορφές με τον αντιστροφέα της εργασίας [1].

3.6 Εκτέλεση γενετικού αλγορίθμου

Γενικά, οι γενετικοί αλγόριθμοι χρησιμοποιούνται ευρέως σε προβλήματα βελτιστοποίησης επειδή μπορούν να επιλύουν δύσκολα προβλήματα σε σύντομο χρονικό διάστημα. Ωστόσο η

επίλυση του προβλήματος που αντιμετωπίζεται στην παρούσα εργασία απαιτεί πολλές επαναλήψεις και ταυτόχρονα ο χρόνος εκτέλεσης των υπολογισμών και της προσομοίωσης μιας επανάληψης είναι μεγάλος καθώς εξαρτάται από το χρόνο προσομοίωσης του αντιστροφέα στο Simulink. Προκειμένου να ληφθούν τα αποτελέσματα συντομότερα, η εκτέλεση του γενετικού αλγορίθμου έγινε στον υπολογιστή πλέγματος του Πολυτεχνείου Κρήτης, ο οποίος διαθέτει 43 κόμβους. Κάθε κόμβος έχει 4 πυρήνες, επομένως είναι δυνατό να δημιουργηθούν 172 Matlab workers. Ένας Matlab worker είναι στην ουσία ένας επεξεργαστής που αναλαμβάνει να εκτελέσει κάποιες επαναλήψεις του κώδικα. Έχοντας πολλούς επεξεργαστές διαθέσιμους επιτυγχάνεται η παράλληλη εκτέλεση του γενετικού αλγορίθμου και συντομεύεται έτσι σημαντικά ο χρόνος εκτέλεσης.

Για την παράλληλη εκτέλεση ενός αλγορίθμου σε επιτραπέζιο υπολογιστή χρησιμοποιείται το Parallel Computing Toolbox, το οποίο προφέρει έως 12 workers. Ο ίδιος αλγόριθμος μπορεί να εκτελεστεί σε υπολογιστή πλέγματος με τη χρήση του MATLAB Distributed Computing Server Toolbox. Τα βήματα που ακολουθούνται σε αυτήν την περίπτωση είναι:

- Άνοιγμα του Admin Center. Το Admin Center είναι η γραφική διεπαφή που παρουσιάζεται στο Σχήμα 3.28. Από το Admin Center ελέγχονται οι διεργασίες ενός Matlab Job Scheduler (MJS). Ένας MJS αναλαμβάνει την επίβλεψη και κατανομή του φόρτου εργασίας του αλγορίθμου στους διαθέσιμους πόρους. Στο πεδίο Hosts του Admin Center φαίνονται οι κόμβοι που είναι διαθέσιμοι, οι πυρήνες που διαθέτει κάθε κόμβος καθώς και εάν είναι διαθέσιμη η υπηρεσία MDCE, που εξασφαλίζει την επικοινωνία όλων των διεργασιών. Στο πεδίο MATLAB Job Scheduler (MJS) δημιουργείται ένας scheduler. Με την εντολή start στο πεδίο workers δημιουργούνται οι workers που θα έχει στη διάθεση του ο scheduler.
- Άνοιγμα της Matlab και επιλογή Parallel > Manage Configurations. Στο παράθυρο που ανοίγει επιλέγεται File > New > jobmanager και στις ιδιότητες προστίθεται μόνο το Job manager hostname (LookupURL) και το Job manager name (Name).

Εάν γίνει επικύρωση του manager, τότε είναι ορατοί οι πυρήνες του υπολογιστή πλέγματος στη Matlab και γίνονται διαθέσιμοι με την εντολή *matlabpool open*.

Find		Host			MDC	E Service		MJS
dce Service	Hostname 🦀	Reachable	2	Cores Statu		Up Since	Name	C
lan Canidan	node1	yes		2 🔍 🔍 ru	ning	2012-05-17 13:11	mjs4	2
IDE SERVICE	node2	yes		2 🔵 ru	ning	2012-05-17 12:14	1	2
				1999				
3 Job Schedul	ler (MJS)							
	Name 🗠	Hostname		Status		Up Since		Workers
	mjs4	node1		🔘 runn	ng	2012-05-17 13:59		4
				1000				
3								
3		Worker					MJS	
3	Name A	Worker	Status	Up Since	Connectic	in N	MJS	Hostner
3	Name /- hcde1_workar01	Worker Hostname node1	Status	Up Since 2012-05-17 14:18	Connectii © conne	in N	MJS ame 54	Hostner
2	Name / node1_worker01 node1_worker02	Worker Hastname node1	Status Gide	Up Since 2012-05-17 14:18 2012-05-17 14:18	Connectii Connectii	in N cted mi	MJS ame s4 s4	Hostnar node1 node1
5	Name / node1_workst01 node2_workst02 node2_workst01	Worker Hostname node1 node2	Status ide ide ide ide	Up Since 2012-05-17 14:18 2012-05-17 14:18 2012-05-17 14:18	Connection Connection	in N Cted m Cted m	MJS ame 54 54 54	Hostnar node1 node1

 $Σ_{\chi \eta \mu \alpha}$ 3.28 Admin Center του MATLAB Distributed Computing Server Toolbox [11].

4. ΑποτελεΣματα

4.1 Εισαγωγή

Στο Κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της μεθόδου που αναπτύχθηκε για διάφορες τιμές παραμέτρων λειτουργίας του αντιστροφέα και για διαμορφώσεις SPWM δύο και τριών επιπέδων. Για κάθε σετ περιπτώσεων που εξετάστηκαν, υπάρχουν δύο διαγράμματα. Στο πρώτο παρουσιάζεται η RMS τιμή του ρεύματος γείωσης, που προκύπτει από τη συμβατική διαμόρφωση SPWM σε σύγκριση με την RMS τιμή του ρεύματος γείωσης που υπολογίσθηκε μέσω της προτεινόμενης μεθόδου, ενώ στο δεύτερο προβάλλεται η συνολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα, για τις αντίστοιχες περιπτώσεις. Στη συνέχεια παρουσιάζονται οι κυματομορφές του ρεύματος γείωσης, ig, του ρεύματος εξόδου, io, και της τάσης εξόδου της γέφυρας, VAB, για τη συμβατική SPWM διαμόρφωση και για την προτεινόμενη μέθοδο. Να σημειωθεί ότι για λόγους ευκρίνειας η τάση εξόδου της γέφυρας σχεδιάζεται σε ένα τέταρτο μίας περιόδου, χωρίς να υπάρχει απώλεια της πληροφορίας δεδομένου ότι η συγκεκριμένη κυματομορφή παρουσιάζει περιττή συμμετρία και συμμετρία μισού κύματος. Τα παραπάνω σήματα όπως και το φίλτρο LL που χρησιμοποιήθηκε και αποτελείται από τα πηνία L_1 και L_2 , παρουσιάζονται στον αντιστροφέα του Σχήματος 4.1. Στους υπολογισμούς που αναφέρθηκαν η τάση εισόδου του αντιστροφέα είναι 400 V. Στη συνέχεια του κεφαλαίου ακολουθούν επιπλέον υπολογισμοί και διαγράμματα που αφορούν τη διαμόρφωση τριών επιπέδων, στις περιπτώσεις όπου το ρεύμα γείωσης δεν ξεπερνά τα 300mA.



Σχήμα 4.1 Ο αντιστροφέας που υλοποιήθηκε στην παρούσα εργασία.

4.2 Διαμόρφωση δύο επιπέδων

Για το πρώτο σετ υπολογισμών, η συχνότητα μετάβασης διατηρείται σταθερή στα 10 kHz ενώ χρησιμοποιούνται φίλτρα LL των 5, 10, 15 και 20 mH. Ο συντελεστής διαμόρφωσης είναι 0.77 και στις τέσσερις περιπτώσεις. Στο Σχήμα 4.2 φαίνονται τα αποτελέσματα για το ρεύμα γείωσης και στο Σχήμα 4.3 η συνολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος δικτύου.



Σχήμα 4.2 Ρεύμα γείωσης για διάφορες τιμές φίλτρων.



Σχήμα 4.3 Συνολική αρμονική παραμόρφωση ρεύματος δικτύου για διαμόρφωση SPWM.

Από τα παραπάνω διαγράμματα είναι φανερό ότι δεν υπάρχει περιθώριο ελαχιστοποίησης του ρεύματος γείωσης για τη διπολική SPWM διαμόρφωση, όπως εξηγήθηκε θεωρητικά στο Κεφάλαιο 2. Επίσης η παραμόρφωση του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα είναι εντός των προδιαγραφών του [9]. Στα Σχήματα που ακολουθούν παρουσιάζονται το ρεύμα γείωσης, το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα και η τάση εξόδου της γέφυρας για διαμόρφωση SPWM και για τη διαμόρφωση που προέκυψε από τη βελτιστοποίηση.



Σχήμα 4.4
α Ρεύμα γείωσης για διαμόρφωση SPWM για L=5mH.



Σχήμα 4.4β Ρεύμα γείωσης για διαμόρφωση βελτιστοποίησης για L=5mH.



Σχήμα 4.5
α Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για διαμόρφωση SPWM για L=5 mH.



Σχήμα 4.5 β Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για βελτιστοποιημένη διαμόρφωση για L=5 mH.



Σχήμα 4.6
α Τάση εξόδου γέφυρας για διαμόρφωση SPWM για L=5 mH.



Σχήμα 4.6
β Τάση εξόδου γέφυρας για βελτιστοποιημένη διαμόρφωση για
 $L{=}5~mH.$



Σχήμα 4.7a Ρεύμα γείωσης SPWM διαμόρφωσης για L=10 mH.



Σχήμα 4.7β Ρεύμα γείωσης βελτιστοποίησης για L=10 mH.

Κεφάλαιο 4 - Ελαχιστοποίηση ρεύματος γείωσης σε αντιστροφείς ισχύος DC/AC τύπου πλήρους γέφυρας χωρίς μετασχηματιστή. 70



Σχήμα 4.8
α Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για διαμόρφωση SPWM για L=10 mH.



Σχήμα 4.8β Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για διαμόρφωση βελτιστοποίησης για L=10 mH.



Σχήμα 4.9
α Τάση εξόδου γέφυρας για διαμόρφωση SPWM για L=10 mH.



Σχήμα 4.9β Τάση εξόδου γέφυρας για διαμόρφωση βελτιστοποίησης για L=10 mH.


Σχήμα 4.10α Ρεύμα γείωσης για διαμόρφωση SPWM για L=15 mH.



Σχήμα 4.10
β Ρεύμα γείωσης για βελτιστοποιημένη διαμόρφωση για L=15 mH.



Σχήμα 4.11α Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για διαμόρφωση SPWM για L=15 mH.



Σχήμα 4.11β Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για βελτιστοποιημένη διαμόρφωση για L=15 mH.



Σχήμα 4.12α Τάση εξόδου για διαμόρφωση SPWM για L=15 mH.



Σχήμα 4.12
β Τάση εξόδου βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για L=15 mH.



Σχήμα 4.13
α Ρεύμα γείωσης για διαμόρφωση SPWM για L=20 mH.



Σχήμα 4.13β Ρεύμα γείωσης βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για L=20 mH.



Σχήμα 4.14α Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για διαμόρφωση SPWM για L=20 mH.



Σχήμα 4.14β Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για βελτιστοποιημένη διαμόρφωση για L=20 mH.



Σχήμα 4.15α Τάση εξόδου για διαμόρφωση SPWM για L=20 mH.



Σχήμα 4.15
β Τάση εξόδου βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για L=20 mH.

Κεφάλαιο 4 - Ελαχιστοποίηση ρεύματος γείωσης σε αντιστροφείς ισχύος DC/AC τύπου πλήρους γέφυρας χωρίς μετασχηματιστή. 78

Για το δεύτερο σετ υπολογισμών χρησιμοποιείται φίλτρο 10 mH και η συχνότητα του αντιστροφέα είναι 10 kHz. Στο Σχήμα 4.16 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα για το ρεύμα γείωσης για τιμές του δείκτη διαμόρφωσης 0.1, 0.5 και 0.9 και στο Σχήμα 4.17 η συνολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος δικτύου.



Διπολική SPWM 2,5 2,02 2 1,69 1,5 THD (%) 1 0.82 0,5 0 m=0.1 m=0.5 m=0.9 Δείκτης διαμόρφωσης

Σχήμα 4.16 Ρεύμα γείωσης για διάφορες τιμές του δείκτη διαμόρφωσης.

Σχήμα 4.17 Συνολική αρμονική παραμόρφωση ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα.

Και εδώ δεν παρατηρείται βελτίωση όσον αφορά το ρεύμα γείωσης, ανεξάρτητα από την επιλογή του συντελεστή διαμόρφωσης. Η παραμόρφωση του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα είναι εντός των προδιαγραφών που ορίζονται στο [9]. Στα Σχήματα που ακολουθούν

παρουσιάζονται το ρεύμα γείωσης, το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα και η τάση εξόδου της γέφυρας για διαμόρφωση SPWM και για τη διαμόρφωση που προέκυψε από τη βελτιστοποίηση.



Σχήμα 4.18α Ρεύμα γείωσης για διαμόρφωση SPWM για m=0.1.



Σχήμα 4.18
β Ρεύμα γείωσης βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για m=0.1.



Σχήμα 4.19
α Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για διαμόρφωση SPWM για m=0.1.



Σχήμα 4.19β Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για m=0.1.



Σχήμα 4.20α Τάση εξόδου γέφυρας για διαμόρφωση SPWM για m=0.1.

Κεφάλαιο 4 - Ελαχιστοποίηση ρεύματος γείωσης σε αντιστροφείς ισχύος DC/AC τύπου πλήρους γέφυρας χωρίς μετασχηματιστή.



Σχήμα 4.20
β Τάση εξόδου γέφυρας βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για
 m=0.1.



Σχήμα 4.21 α Ρεύμα γείωσης για διαμόρφωση SPWM για m=0.5.

Κεφάλαιο 4 - Ελαχιστοποίηση ρεύματος γείωσης σε αντιστροφείς ισχύος DC/AC τύπου πλήρους γέφυρας χωρίς μετασχηματιστή.



Σχήμα 4.21β Ρεύμα γείωσης βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για m=0.5.



Σχήμα 4.22 α Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για διαμόρφωση SPWM για m=0.5.



Σχήμα 4.22 α Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για m=0.5.



Σχήμα 4.23 αΤάση εξόδου γέφυρας για διαμόρφωση SPWM για m=0.5.



Σχήμα 4.23β Τάση εξόδου γέφυρας βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για m=0.5.



Σχήμα 4.24α Ρεύμα γείωσης για διαμόρφωση SPWM για m=0.9.

Κεφάλαιο 4 - Ελαχιστοποίηση ρεύματος γείωσης σε αντιστροφείς ισχύος DC/AC τύπου πλήρους γέφυρας χωρίς μετασχηματιστή.



Σχήμα 4.24β Ρεύμα γείωσης βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για m=0.9.



Σχήμα 4.25
α Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για διαμόρφωση SPWM για m=0.9.



Σχήμα 4.25β Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για m=0.9.



Σχήμα 4.26α Τάση εξόδου της γέφυρας για διαμόρφωση SPWM για m=0.9.



Σχήμα 4.26β Τάση εξόδου της γέφυρας βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για m=0.9.

Για το τρίτο σετ υπολογισμών χρησιμοποιείται φίλτρο 10 mH και ο δείκτης διαμόρφωσης επιλέγεται ίσος με 0.8. Στα διαγράμματα που ακολουθούν, παρουσιάζεται το ρεύμα γείωσης και η συνολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος δικτύου για συχνότητες μετάβασης του αντιστροφέα των 5, 10 και 15 kHz.



Σχήμα 4.27 Ρεύμα γείωσης για διάφορες τιμές συχνότητας μετάβασης.



Σχήμα 4.28 Συνολική αρμονική παραμόρφωση ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα.

Όπως ήταν αναμενόμενο για τη διπολική SPWM διαμόρφωση, δεν παρατηρείται βελτίωση ως προς το ρεύμα γείωσης ανεξάρτητα της συχνότητας μετάβασης του αντιστροφέα που επιλέγεται. Και σε αυτήν την περίπτωση η παραμόρφωση του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα είναι εντός των προδιαγραφών του [9]. Στα Σχήματα που ακολουθούν παρουσιάζονται το ρεύμα γείωσης, το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα και η τάση εξόδου της γέφυρας για διαμόρφωση SPWM και για τη διαμόρφωση που προέκυψε από τη βελτιστοποίηση.



Σχήμα 4.29
α Ρεύμα γείωσης για διαμόρφωση SPWM για $f_{\rm s}=5 kHz$.



Σχήμα 4.29
β Ρεύμα γείωσης για βελτιστοποιημένη διαμόρφωση για $f_s = 5 kHz$.



Σχήμα 4.30
α Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για διαμόρφωση SPWM για $f_s = 5 kHz$.



Σχήμα 4.30 β Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για βελτιστοποιημένη διαμόρφωση για $f_s = 5 kHz$.



Σχήμα 4.31
α Τάση εξόδου της γέφυρας για διαμόρφωση SPWM για $f_s = 5 kHz$.



Σχήμα 4.31
β Τάση εξόδου της γέφυρας για βελτιστοποιημένη διαμόρφωση για $f_s = 5 kHz$.



Σχήμα 4.32
α Ρεύμα γείωσης για διαμόρφωση SPWM για $f_s = 10 kHz$.



Σχήμα 4.32 β Ρεύμα γείωσης βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για $f_s = 10 kHz$.



Σχήμα 4.33
α Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για διαμόρφωση SPWM για
 f_s =10kHz .



Σχήμα 4.33
β Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης γι
α f_s =10kHz .



Σχήμα 4.34
α Τάση εξόδου της γέφυρας για διαμόρφωση SPWM για $f_s = 10 kHz$.



Σχήμα 4.34
β Τάση εξόδου της γέφυρας βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης γι
α f_s =10kHz .



Σχήμα 4.35
α Ρεύμα γείωσης για διαμόρφωση SPWM για $f_s = 15 kHz$.



Σχήμα 4.35
β Ρεύμα γείωσης βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για $f_s = 15 kHz$.



Σχήμα 4.36
α Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για διαμόρφωση SPWM για
 f_s =15kHz .



Σχήμα 4.36
β Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης γι
α f_s =15kHz .



Σχήμα 4.37
α Τάση εξόδου της γέφυρας για διαμόρφωση SPWM για $f_{\rm s}$ =
15kHz .



Σχήμα 4.37
β Τάση εξόδου της γέφυρας βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για
 f_s =15kHz .

Σε όλες τις περιπτώσεις που εξετάστηκαν για τη διπολική SPWM διαμόρφωση, παρατηρείται ότι δεν υπάρχει βελτίωση όσον αφορά το ρεύμα γείωσης. Ανεξάρτητα από τις παραμέτρους που εφαρμόστηκαν και τη θέση των SPWM παλμών, το ρεύμα γείωσης είναι περίπου 6.9 mA και παράγεται από το ηλεκτρικό δίκτυο. Αυτό επιβεβαιώνει τη θεωρία που παρουσιάσθηκε στο Κεφάλαιο 2 σύμφωνα με την οποία εάν η τάση κοινού σήματος του αντιστροφέα διατηρείται σταθερή, δε δημιουργείται ρεύμα στη γείωση του συστήματος εξαιτίας του αντιστροφέα. Τέλος, ένα χρήσιμο συμπέρασμα που προκύπτει από τους υπολογισμούς που έγιναν, είναι η επιβεβαίωση της ικανότητας του γενετικού αλγορίθμου να βρίσκει την βέλτιστη λύση.

4.3 Διαμόρφωση τριών επιπέδων

Για το πρώτο σετ υπολογισμών, η συχνότητα μετάβασης διατηρείται σταθερή στα 10 kHz, ο συντελεστής διαμόρφωσης είναι 0.77 ενώ χρησιμοποιούνται φίλτρα των 5, 10, 15 και 20 mH. Στο Σχήμα 4.38 φαίνονται τα αποτελέσματα για το ρεύμα γείωσης και στο Σχήμα 4.39 η συνολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος δικτύου.



Σχήμα 4.38 Ρεύμα γείωσης για διάφορες τιμές φίλτρων.

Κεφάλαιο 4 - Ελαχιστοποίηση ρεύματος γείωσης σε αντιστροφείς ισχύος DC/AC τύπου πλήρους γέφυρας χωρίς μετασχηματιστή.

Εργαστήριο Ηλεκτρικών Κυκλωμάτων και Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας



Σχήμα 4.39 Συνολική αρμονική παραμόρφωση ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα.

Από τα δύο προηγούμενα γραφήματα, παρατηρούμε ότι όσο αυξάνεται η τιμή του φίλτρου στην έξοδο του αντιστροφέα, τόσο μειώνεται το ρεύμα γείωσης. Επίσης, ανάλογη μείωση παρατηρείται στην συνολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος δικτύου, όπως ήταν αναμενόμενο. Ενδιαφέρον παρουσιάζουν οι περιπτώσεις των φίλτρων 15 mH και 20 mH καθώς το ρεύμα γείωσης που παράγεται με την προτεινόμενη διαμόρφωση είναι κάτω του ορίου των 300 mA, σε αντίθεση με το ρεύμα γείωσης που παράγεται από την μονοπολική SPWM διαμόρφωση. Επίσης για την περίπτωση που χρησιμοποιείται φίλτρο 5 mH, η παραμόρφωση του ρεύματος εξόδου που παράγει η μονοπολική SPWM διαμόρφωση είναι εκτός των προδιαγραφών [9] ενώ η προτεινόμενη μέθοδος παράγει ρεύμα με συνολική αρμονική παρουσιάζονται το ρεύμα γείωσης, το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα και η τάση εξόδου της γέφυρας για μονοπολική διαμόρφωση και για τη διαμόρφωση που προέκυψε από τη βελτιστοποίηση.



Σχήμα 4.40α Ρεύμα γείωσης για μονοπολική διαμόρφωση SPWM για L=5 mH.



Σχήμα 4.40β Ρεύμα γείωσης βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για L=5 mH.



Σχήμα 4.41α Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για μονοπολική διαμόρφωση SPWM για L=5 mH.



Σχήμα 4.41β Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για L=5 mH.



Σχήμα 4.42α Τάση εξόδου της γέφυρας για μονοπολική διαμόρφωση SPWM για L=5 mH.



Σχήμα 4.42β Τάση εξόδου της γέφυρας βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για L=5 mH.



Σχήμα 4.43α Ρεύμα γείωσης για μονοπολική διαμόρφωση SPWM για L=10 mH.



Σχήμα 4.43β Ρεύμα γείωσης βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για L=10 mH.



Σχήμα 4.44α Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για μονοπολική διαμόρφωση SPWM για L=10 mH.



Σχήμα 4.44β Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για L=10 mH.



Σχήμα 4.45α Τάση εξόδου της γέφυρας για μονοπολική διαμόρφωση SPWM για L=10 mH.



Σχήμα 4.45
β Τάση εξόδου της γέφυρας βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για L=10 mH.



Σχήμα 4.46α Ρεύμα γείωσης για μονοπολική διαμόρφωση SPWM για L=15 mH.



Σχήμα 4.46β Ρεύμα γείωσης βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για L=15 mH.


Σχήμα 4.47α Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για μονοπολική διαμόρφωση SPWM για L=15 mH.



Σχήμα 4.47β Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για L=15 mH.



Σχήμα 4.48α Τάση εξόδου της γέφυρας για μονοπολική διαμόρφωση SPWM για L=15 mH.



Σχήμα 4.48β Τάση εξόδου της γέφυρας βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για L=15 mH.



Σχήμα 4.49
α Ρεύμα γείωσης για μονοπολική διαμόρφωση SPWM για L=20 mH.



Σχήμα 4.49β Ρεύμα γείωσης βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για L=20 mH.



Σχήμα 4.50α Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για μονοπολική διαμόρφωση SPWM για L=20 mH.



Σχήμα 4.50β Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για L=20 mH.



Σχήμα 4.51α Τάση εξόδου της γέφυρας για μονοπολική διαμόρφωση SPWM για L=20 mH.



Σχήμα 4.51β Τάση εξόδου της γέφυρας βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για L=20 mH.

Για το δεύτερο σετ υπολογισμών χρησιμοποιείται φίλτρο 10 mH και η συχνότητα του αντιστροφέα είναι 10 kHz. Στο Σχήμα 4.52 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα για το ρεύμα γείωσης για τιμές του δείκτη διαμόρφωσης 0.1, 0.5 και 0.9 και στο Σχήμα 4.53 η συνολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος δικτύου.



Σχήμα 4.52 Ρεύμα γείωσης για διάφορες τιμές του δείκτη διαμόρφωσης.



Σχήμα 4.53 Συνολική αρμονική παραμόρφωση ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα.

Σε αυτή την περίπτωση, παρατηρούμε ότι με την προτεινόμενη μεθοδολογία υπάρχει μεγάλη βελτίωση στο ρεύμα γείωσης όπως επίσης και στην ολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος δικτύου έναντι της κλασσικής διαμόρφωσης με μονοπολική SPWM. Πιο συγκεκριμένα, το ρεύμα γείωσης που παράγεται με την προτεινόμενη διαμόρφωση δεν ξεπερνά τα 300 mA, σε αντίθεση με το ρεύμα γείωσης που παράγεται με την SPWM διαμόρφωση. Επίσης παρατηρείται σημαντική μείωση στην συνολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα. Στα Σχήματα που ακολουθούν παρουσιάζονται το ρεύμα γείωσης, το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα και η τάση εξόδου της γέφυρας για μονοπολική διαμόρφωση SPWM και για τη διαμόρφωση που προέκυψε από τη βελτιστοποίηση.



Σχήμα 4.54 α Ρεύμα γείωσης για μονοπολική διαμόρφωση SPWM για m=0.1.



Σχήμα 4.54β Ρεύμα γείωσης βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για m=0.1.



Σχήμα 4.55α Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για μονοπολική διαμόρφωση SPWM για m=0.1.



Σχήμα 4.55β Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για m=0.1.



Σχήμα 4.56
α Τάση εξόδου της γέφυρας για μονοπολική διαμόρφωση SPWM για
 m=0.1.



Σχήμα 4.56 β Τάση εξόδου της γέφυρας βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για m=0.1.



Σχήμα 4.57 α Ρεύμα γείωσης για μονοπολική διαμόρφωση SPWM για m=0.5.



Σχήμα 4.57β Ρεύμα γείωσης βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για m=0.5.



Σχήμα 4.58α Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για μονοπολική διαμόρφωση SPWM για m=0.5.



Σχήμα 4.58β Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για m=0.5.



Σχήμα 4.59α Τάση εξόδου της γέφυρας για μονοπολική διαμόρφωση SPWM για m=0.5.



Σχήμα 4.59β Τάση εξόδου της γέφυρας βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για m=0.5.



Σχήμα 4.60α Ρεύμα γείωσης για μονοπολική διαμόρφωση SPWM για m=0.9.



Σχήμα 4.60
β Ρεύμα γείωσης βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για m=0.9.



Σχήμα 4.61α Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για μονοπολική διαμόρφωση SPWM για m=0.9.



Σχήμα 4.61β Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για m=0.9.



Σχήμα 4.62α Τάση εξόδου της γέφυρας για μονοπολική διαμόρφωση SPWM για m=0.9.



Σχήμα 4.62
β Τάση εξόδου της γέφυρας βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για
 m=0.9.

Για το τρίτο σετ υπολογισμών χρησιμοποιείται φίλτρο 10 mH και ο δείκτης διαμόρφωσης επιλέγεται ίσος με 0.8. Στα διαγράμματα που ακολουθούν, παρουσιάζεται το ρεύμα γείωσης και η συνολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος δικτύου για συχνότητες μετάβασης του αντιστροφέα των 5, 10 και 15 kHz.



Σχήμα 4.63 Ρεύμα γείωσης για διάφορες τιμές συχνότητας μετάβασης.



Σχήμα 4.64 Συνολική αρμονική παραμόρφωση ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα.

Όπως ήταν αναμενόμενο, όσο αυξάνεται η συχνότητα μετάβασης τόσο μειώνεται το ρεύμα γείωσης και η ολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος δικτύου. Επίσης, και εδώ παρουσιάζεται βελτίωση σε σχέση με την κλασσική μονοπολική SPWM. Ειδικά για την περίπτωση που επιλέγεται συχνότητα μετάβασης 15 kHz, το ρεύμα γείωσης που παράγεται με την προτεινόμενη διαμόρφωση είναι κάτω από το όριο των 300 mA σε αντίθεση με το ρεύμα γείωσης που παράγεται με τη μονοπολική SPWM διαμόρφωση. Αντίστοιχη μείωση παρατηρείται στη συνολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος δικτύου. Στα Σχήματα που ακολουθούν παρουσιάζονται το ρεύμα γείωσης, το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα και η τάση εξόδου της γέφυρας για μονοπολική διαμόρφωση SPWM και για τη διαμόρφωση που προέκυψε από τη βελτιστοποίηση.



Σχήμα 4.65
α Ρεύμα γείωσης για μονοπολική διαμόρφωση SPWM για $f_{\rm s}=5 kHz$.



Σχήμα 4.65
β Ρεύμα γείωσης βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για $f_s=5 k H z$.



Σχήμα 4.66
α Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για μονοπολική διαμόρφωση SPWM για
 $f_s=5 kHz$.



Σχήμα 4.66
β Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για
 $f_s=5 kHz$.



Σχήμα 4.67
α Τάση εξόδου της γέφυρας για μονοπολική διαμόρφωση SPWM για
 $f_s=5 kHz$.



Σχήμα 4.67
β Τάση εξόδου της γέφυρας βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για
 $f_s=5 kHz$.



Σχήμα 4.68
α Ρεύμα γείωσης για μονοπολική διαμόρφωση SPWM για $f_{\rm s}$ =10
kHz .



Σχήμα 4.68
β Ρεύμα γείωσης βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για f_s =
10kHz .



Σχήμα 4.69
α Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για μονοπολική διαμόρφωση SPWM για
 f_s =10kHz .



Σχήμα 4.69
β Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης γι
α $f_s=10 kHz$.



Σχήμα 4.70
α Τάση εξόδου της γέφυρας για μονοπολική διαμόρφωση SPWM για
 f_s =10kHz .



Σχήμα 4.70
β Τάση εξόδου της γέφυρας βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για
 $f_s = 10 kHz$.



Σχήμα 4.71
α Ρεύμα γείωσης για μονοπολική διαμόρφωση SPWM για $f_s = 15 kHz$.



Σχήμα 4.71
β Ρεύμα γείωσης βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για $f_s = 15 kHz$.



Σχήμα 4.72
α Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για μονοπολική διαμόρφωση SPWM γι
α f_s =15kHz .



Σχήμα 4.72 β Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης για $f_s = 15 kHz$.



Σχήμα 4.73
α Τάση εξόδου της γέφυρας για μονοπολική διαμόρφωση SPWM για
 f_s =15kHz .



Σχήμα 4.73
β Τάση εξόδου της γέφυρας βελτιστοποιημένης διαμόρφωσης γι
α f_s =15kHz .

Για τις περιπτώσεις που το ρεύμα γείωσης δεν ξεπερνά το όριο των 300mA (rms) παρουσιάζονται κάποιοι επιπλέον υπολογισμοί, με σκοπό την περαιτέρω ανάλυση της λειτουργίας του αντιστροφέα. Πιο συγκεκριμένα, έγινε ανάλυση ευαισθησίας της λειτουργίας του αντιστροφέα σε σχέση με την παρασιτική χωρητικότητα και την τάση εισόδου. Οι υπολογισμοί αυτοί είναι απαραίτητοι καθώς σε ένα πραγματικό σύστημα η παρασιτική χωρητικότητα και η τάση εισόδου δεν διατηρούνται σταθερές αλλά μεταβάλλονται απρόβλεπτα. Επιπλέον παρουσιάζεται το φάσμα της τάσης εξόδου και του ρεύματος γείωσης για τη μονοπολική SPWM διαμόρφωση και για τη διαμόρφωση που προέκυψε από τη βελτιστοποίηση.

Για την πρώτη περίπτωση που το ρεύμα γείωσης δεν ξεπερνά τα 300 mA, οι παράμετροι του αντιστροφέα είναι:

- Συχνότητα μετάβασης $f_s = 10kHz$
- Φίλτρο L=15mH
- Δείκτης διαμόρφωσης Μ=0.77
- Για την προτεινόμενη μέθοδο χρησιμοποιήθηκαν οι τιμές των γωνιών που προέκυψαν από τη βελτιστοποίηση.

Στα Σχήματα 4.74 και 4.75 παρουσιάζεται η μεταβολή του ρεύματος γείωσης με την τιμή των παρασιτικών πυκνωτών και την τιμή της τάσης εισόδου του αντιστροφέα, αντίστοιχα.



Σχήμα 4.74 Μεταβολή του ρεύματος γείωσης του αντιστροφέα με την τιμή της παρασιτικής χωρητικότητας.

Εργαστήριο Ηλεκτρικών Κυκλωμάτων και Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας



Σχήμα 4.75 Μεταβολή του ρεύματος γείωσης του αντιστροφέα με την τιμή της τάσης εισόδου.

Από τα Σχήματα 4.74 και 4.75, προκύπτει ότι το ρεύμα γείωσης της προτεινόμενης διαμόρφωσης δεν ξεπερνά το όριο των 300 mA για παρασιτικές χωρητικότητες 85 – 140 nF. Επίσης το ρεύμα γείωσης είναι κάτω από 300 mA σε όλο το εύρος τιμών της τάσης εισόδου του αντιστροφέα που εξετάστηκε. Η συνολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα είναι εντός των προδιαγραφών του [9] σε κάθε περίπτωση. Στα Σχήματα που ακολουθούν, παρουσιάζονται το φάσμα της τάσης εξόδου του αντιστροφέα και του ρεύματος γείωσης για τη μονοπολική διαμόρφωση SPWM και τη διαμόρφωση που προέκυψε από τη βελτιστοποίηση.



διαμόρφωση SPWM.

Κεφάλαιο 4 - Ελαχιστοποίηση ρεύματος γείωσης σε αντιστροφείς ισχύος DC/AC τύπου πλήρους γέφυρας χωρίς μετασχηματιστή.

Εργαστήριο Ηλεκτρικών Κυκλωμάτων και Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας



Σχήμα 4.77 Φάσμα τάσης εζόδου της γέφυρας που παράγεται από τη βελτιστοποιημένη





Σχήμα 4.78 Φάσμα ρεύματος γείωσης που παράγεται από τη συμβατική μονοπολική διαμόρφωση SPWM.



Σχήμα 4.79 Φάσμα ρεύματος γείωσης που παράγεται από τη βελτιστοποιημένη διαμόρφωση.

Στη δεύτερη περίπτωση που το ρεύμα γείωσης είναι κάτω από 300mA, οι παράμετροι του αντιστροφέα είναι:

- Συχνότητα μετάβασης $f_s = 10kHz$
- Φίλτρο L=20mH
- Δείκτης διαμόρφωσης Μ=0.77
- Για την προτεινόμενη μέθοδο χρησιμοποιήθηκαν οι τιμές των γωνιών που προέκυψαν από τη βελτιστοποίηση.

Στα Σχήματα 4.80 και 4.81 παρουσιάζεται η μεταβολή του ρεύματος γείωσης με την τιμή των παρασιτικών πυκνωτών και την τιμή της τάσης εισόδου του αντιστροφέα, αντίστοιχα.



Σχήμα 4.80 Μεταβολή του ρεύματος γείωσης αντιστροφέα με την τιμή της παρασιτικής





Σχήμα 4.81 Μεταβολή του ρεύματος γείωσης του αντιστροφέα με την τιμή της τάσης εισόδου.

Στα Σχήματα 4.80 και 4.81 φαίνεται ότι το ρεύμα γείωσης που παράγεται με την προτεινόμενη διαμόρφωση είναι εντός των προδιαγραφών που έχουν τεθεί στο εύρος παρασιτικών χωρητικοτήτων 75 – 135 nF και σε ολόκληρο το εύρος τάσεων εισόδου που εξετάστηκε. Επίσης, σε όλες τις περιπτώσεις, η συνολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος δικτύου είναι εντός των προδιαγραφών του [9]. Στα Σχήματα που ακολουθούν, παρουσιάζονται το φάσμα της τάσης εξόδου του αντιστροφέα και του ρεύματος γείωσης για τη μονοπολική διαμόρφωση SPWM και τη διαμόρφωση που προέκυψε από τη βελτιστοποίηση.

Εργαστήριο Ηλεκτρικών Κυκλωμάτων και Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας



Σχήμα 4.82 Φάσμα τάσης εξόδου της γέφυρας που παράγεται από τη συμβατική μονοπολική





διαμόρφωση.



Σχήμα 4.84 Φάσμα ρεύματος γείωσης που παράγεται από τη συμβατική μονοπολική διαμόρφωση SPWM.



Σχήμα 4.85 Φάσμα ρεύματος γείωσης που παράγεται από τη βελτιστοποιημένη διαμόρφωση.

Στην τρίτη περίπτωση που το ρεύμα είναι κάτω από 300 mA, οι παράμετροι λειτουργίας του αντιστροφέα είναι:

- Συχνότητα μετάβασης $f_s = 10 kHz$
- Φίλτρο L=10mH
- Δείκτης διαμόρφωσης Μ=0.9

Κεφάλαιο 4 - Ελαχιστοποίηση ρεύματος γείωσης σε αντιστροφείς ισχύος DC/AC τύπου πλήρους γέφυρας χωρίς μετασχηματιστή.

 Για την προτεινόμενη μέθοδο χρησιμοποιήθηκαν οι τιμές των γωνιών που προέκυψαν από τη βελτιστοποίηση.

Στα Σχήματα 4.86 και 4.87 παρουσιάζεται η μεταβολή του ρεύματος γείωσης με την τιμή των παρασιτικών πυκνωτών και την τιμή της τάσης εισόδου του αντιστροφέα, αντίστοιχα.



Σχήμα 4.86 Μεταβολή του ρεύματος γείωσης του αντιστροφέα με την τιμή της παρασιτικής χωρητικότητας.



Σχήμα 4.87 Μεταβολή του ρεύματος γείωσης του αντιστροφέα με την τιμή της τάσης εισόδου.

Από τα παραπάνω Σχήματα προκύπτει ότι το ρεύμα γείωσης, που παράγεται με την προτεινόμενη διαμόρφωση, δεν ξεπερνά το όριο των 300 mA σε ολόκληρο το εύρος τιμών των παρασιτικών χωρητικοτήτων που εξετάστηκαν. Παρομοίως, δεν ξεπερνά τα 300 mA στο εύρος

τιμών της τάσης εισόδου του αντιστροφέα 350 – 450 V. Στα Σχήματα που ακολουθούν, παρουσιάζονται το φάσμα της τάσης εξόδου του αντιστροφέα και του ρεύματος γείωσης για τη μονοπολική διαμόρφωση SPWM και τη διαμόρφωση που προέκυψε από τη βελτιστοποίηση.



Σχήμα 4.88 Φάσμα τάσης εζόδου της γέφυρας που παράγεται από τη συμβατική μονοπολική διαμόρφωσης SPWM.



διαμόρφωση.

Κεφάλαιο 4 - Ελαχιστοποίηση ρεύματος γείωσης σε αντιστροφείς ισχύος DC/AC τύπου πλήρους γέφυρας χωρίς μετασχηματιστή.



Σχήμα 4.90 Φάσμα ρεύματος γείωσης που παράγεται από τη συμβατική μονοπολική διαμόρφωση

SPWM.



Σχήμα 4.91 Φάσμα ρεύματος γείωσης που παράγεται από τη βελτιστοποιημένη διαμόρφωση.

Στην τέταρτη περίπτωση που το ρεύμα δεν ξεπερνά τα 300 mA, οι παράμετροι λειτουργίας του αντιστροφέα είναι:

- Συχνότητα μετάβασης 15kHz
- Φίλτρο L=10mH
- Δείκτης διαμόρφωσης =0.8
- Για την προτεινόμενη μέθοδο χρησιμοποιήθηκαν οι τιμές των γωνιών που προέκυψαν από τη βελτιστοποίηση.
Στα Σχήματα 4.92 και 4.93 παρουσιάζεται η μεταβολή του ρεύματος γείωσης με την τιμή των παρασιτικών πυκνωτών και την τιμή της τάσης εισόδου του αντιστροφέα, αντίστοιχα.



Σχήμα 4.92 Μεταβολή του ρεύματος γείωσης του αντιστροφέα με την τιμή της παρασιτικής

χωρητικότητας.



Σχήμα 4.93 Μεταβολή του ρεύματος γείωσης του αντιστροφέα με την τιμή της τάσης εισόδου.

Όπως φαίνεται στα παραπάνω Σχήματα, το ρεύμα γείωσης είναι εντός των προδιαγραφών του προτύπου DIN VDE 0126-1-1 στο εύρος των παρασιτικών χωρητικοτήτων 50 – 150 nF και στο εύρος τάσης εισόδου 350 – 450 V. Επίσης, η συνολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος δικτύου δεν ξεπερνά τα όρια που θέτει το [9]. Στα Σχήματα που ακολουθούν, παρουσιάζονται το

Κεφάλαιο 4 - Ελαχιστοποίηση ρεύματος γείωσης σε αντιστροφείς ισχύος DC/AC τύπου πλήρους γέφυρας χωρίς μετασχηματιστή.

φάσμα της τάσης εξόδου του αντιστροφέα και του ρεύματος γείωσης για τη μονοπολική διαμόρφωση SPWM και τη διαμόρφωση που προέκυψε από τη βελτιστοποίηση.



Σχήμα 4.94 Φάσμα τάσης εξόδου της γέφυρας που παράγεται από τη συμβατική μονοπολική

διαμόρφωση SPWM.



διαμόρφωση.



Σχήμα 4.96 Φάσμα ρεύματος γείωσης που παράγεται από τη συμβατική μονοπολική διαμόρφωση SPWM.



Σχήμα 4.97 Φάσμα ρεύματος γείωσης που παράγεται από τη βελτιστοποιημένη διαμόρφωση.

Τέλος στα Σχήματα 4.98 και 4.99 παρουσιάζονται κάποια από τα βέλτιστα σετ γωνιών που προέκυψαν από τη βελτιστοποίηση και παράγουν ρεύμα γείωσης κάτω από το όριο των 300 mA.



Σχήμα 4.98 Σετ βέλτιστων γωνιών.



Σχήμα 4.99 Σετ βέλτιστων γωνιών.

4.3.1 Βελτιστοποίηση χωρίς περιορισμούς αρμονικής παραμόρφωσης

Σε αυτή την παράγραφο παρουσιάζονται τα αποτελέσματα της μεθόδου που αναπτύχθηκε με τη διαφορά ότι δεν χρησιμοποιήθηκε κανένας περιορισμός όσον αφορά την συνολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος του δικτύου ή τις επιμέρους αρμονικές, για να διαπιστωθεί εάν μπορεί να επιτευχθεί μεγαλύτερη μείωση του ρεύματος γείωσης. Συγκεκριμένα έγινε μία βελτιστοποίηση και οι παράμετροι που χρησιμοποιήθηκαν είναι:

- Συχνότητα μετάβασης $f_s = 10 kHz$
- Φίλτρο L=10mH
- Δείκτης διαμόρφωσης Μ=0.9

Στο Σχήμα 4.100 απεικονίζεται το αποτέλεσμα της βελτιστοποίησης που έγινε χωρίς περιορισμούς σε σύγκριση με τη βελτιστοποίηση όπου ελήφθησαν υπόψη οι περιορισμοί.



Σχήμα 4.100 Ρεύμα γείωσης για βελτιστοποίηση με και χωρίς περιορισμούς.

Εργαστήριο Ηλεκτρικών Κυκλωμάτων και Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας



Σχήμα 4.101 Συνολική αρμονική παραμόρφωση ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα για βελτιστοποίηση με και χωρίς περιορισμούς.

Διαπιστώνεται από το Σχήμα 4.100 ότι δεν υπάρχει βελτίωση ως προς το ρεύμα γείωσης, εάν γίνει ελαχιστοποίηση χωρίς να λαμβάνονται υπόψη οι περιορισμοί για την παραμόρφωση του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα. Ομοίως, από το Σχήμα 4.101, φαίνεται ότι δεν προκύπτει βελτίωση ως προς την συνολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα. Στα Σχήματα που ακολουθούν παρουσιάζονται το ρεύμα γείωσης, το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα και η τάση εξόδου της γέφυρας για τις δύο περιπτώσεις.



Σχήμα 4.102α Ρεύμα γείωσης για βελτιστοποίηση χωρίς περιορισμούς.



Σχήμα 4.102β Ρεύμα γείωσης για βελτιστοποίηση με περιορισμούς.

Κεφάλαιο 4 - Ελαχιστοποίηση ρεύματος γείωσης σε αντιστροφείς ισχύος DC/AC τύπου πλήρους γέφυρας χωρίς μετασχηματιστή.



Σχήμα 4.103α Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για βελτιστοποίηση χωρίς περιορισμούς.



Σχήμα 4.103β Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για βελτιστοποίηση με περιορισμούς.



Σχήμα 4.104α Τάση εξόδου της γέφυρας για βελτιστοποίηση χωρίς περιορισμούς.



Σχήμα 4.104β Τάση εξόδου της γέφυρας για βελτιστοποίηση με περιορισμούς.

Από τα παραπάνω Σχήματα, διαπιστώνεται ότι ο γενετικός αλγόριθμος φτάνει περίπου στην ίδια βέλτιστη τιμή, ανεξάρτητα από το αν λαμβάνονται υπόψη κατά τη βελτιστοποίηση οι περιορισμοί που αφορούν την συνολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος δικτύου ή όχι.

4.3.2 Βελτιστοποίηση με φίλτρα L και LCL

Στις περιπτώσεις που παρουσιάστηκαν προηγουμένως έχουν χρησιμοποιηθεί φίλτρα LL διαφόρων τιμών. Η τοπολογία των φίλτρων αυτών φαίνεται στο Σχήμα 4.1. Στην παράγραφο που ακολουθεί παρουσιάζονται τα αποτελέσματα που προκύπτουν με τη χρήση φίλτρων L και LCL. Το φίλτρο L αποτελείται από πηνίο 20mH, ενώ το φίλτρο LCL από πηνία $L_1=L_2=10$ mH και πυκνωτή C=5µF. Οι τοπολογίες των παραπάνω φίλτρων παρουσιάζονται στα Σχήματα 4.105 και 4.106.



Σχήμα 4.105 Τοπολογία φίλτρου L που χρησιμοποιήθηκε στην παρούσα εργασία.



Σχήμα 4.106 Τοπολογία φίλτρου LCL που χρησιμοποιήθηκε στην παρούσα εργασία.

Η τάση εισόδου είναι 400V, η ισχύς του αντιστροφέα 5kW, η συχνότητα μετάβασης 10kHz και ο συντελεστής διαμόρφωσης 0.8 Στο Σχήμα 4.107 παρουσιάζεται το ρεύμα γείωσης της μονοπολικής διαμόρφωσης SPWM και της προτεινόμενης διαμόρφωσης για κάθε περίπτωση. Στο Σχήμα 4.108 παρουσιάζεται η ολική αρμονική παραμόρφωση για τις αντίστοιχες περιπτώσεις.



Σχήμα 4.107 Ρεύμα γείωσης για τους δύο τύπους φίλτρων.



Σχήμα 4.108 Συνολική αρμονική παραμόρφωση ρεύματος δικτύου.

Στα σχήματα που ακολουθούν παρουσιάζονται το ρεύμα γείωσης, το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα και η τάση εξόδου της γέφυρας του αντιστροφέα, αρχικά για την περίπτωση του φίλτρου L και στη συνέχεια για την περίπτωση του φίλτρου LCL.



Σχήμα 4.109α Ρεύμα γείωσης για μονοπολική SPWM διαμόρφωση για το φίλτρο L.



Σχήμα 4.109β Ρεύμα γείωσης για βελτιστοποιημένη διαμόρφωση για το φίλτρο L.



Σχήμα 4.110α Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για μονοπολική SPWM διαμόρφωση για φίλτρο L.



Σχήμα 4.110β Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για βελτιστοποιημένη διαμόρφωση για το φίλτρο L.



Σχήμα 4.111α Τάση εξόδου της γέφυρας για μονοπολική SPWM διαμόρφωση για το φίλτρο L.



Σχήμα 4.111β Τάση εξόδου της γέφυρας για βελτιστοποιημένη διαμόρφωση για το φίλτρο L.



Σχήμα 4.112α Ρεύμα γείωσης για μονοπολική SPWM διαμόρφωση για το φίλτρο LCL.



Σχήμα 4.112β Ρεύμα γείωσης για βελτιστοποιημένη διαμόρφωση για το φίλτρο LCL.



Σχήμα 4.113α Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για μονοπολική SPWM διαμόρφωση για το φίλτρο

LCL.



Σχήμα 4.113β Ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα για βελτιστοποιημένη διαμόρφωση για το φίλτρο

LCL.

Κεφάλαιο 4 - Ελαχιστοποίηση ρεύματος γείωσης σε αντιστροφείς ισχύος DC/AC τύπου πλήρους γέφυρας χωρίς μετασχηματιστή.



Σχήμα 4.114α Τάση εξόδου της γέφυρας για μονοπολική SPWM διαμόρφωση για το φίλτρο LCL.



Σχήμα 4.114β Τάση εξόδου της γέφυρας για βελτιστοποιημένη διαμόρφωση για το φίλτρο LCL.

4.3.3 Διερεύνηση του χώρου αναζήτησης

Οι γενετικοί αλγόριθμοι προσεγγίζουν την περιοχή της ολικά βέλτιστης λύσης χωρίς να πέσουν στην παγίδα των τοπικών ακροτάτων. Για να διαπιστωθεί η ικανότητα του ΓΑ να βρει την ολικά βέλτιστη λύση στο συγκεκριμένο πρόβλημα που εξετάζεται σε αυτήν την εργασία, χρειάζεται να γίνει διερεύνηση του χώρου αναζήτησης. Στην παρούσα εργασία, η επαλήθευση έγινε με τον εξής τρόπο: χρησιμοποιήθηκε γενετικός αλγόριθμος για την ελαχιστοποίηση της αντικειμενικής συνάρτησης. Στη συνέχεια, το αποτέλεσμα του γενετικού αλγορίθμου χρησιμοποιήθηκε για την παραγωγή νέων γονιδίων που απέχουν κατά ένα μικρό βήμα από τα αρχικά και ελέγχθηκε εάν υπάρχει καλύτερη λύση. Έστω ότι ο γενετικός αλγόριθμος βρήκε τη λύση:

$$x = [x_a, x_b, ..., x_n]$$
(4.1)

Κάθε γονίδιο αντικαταστάθηκε από δύο γονίδια που απέχουν το ίδιο από το αρχικό ως εξής:

$$\begin{array}{l} x_{m+} \leftarrow x_m + d_m \\ x_{m-} \leftarrow x_m - d_m \end{array} \tag{4.2}$$

όπου d_i είναι το εύρος που χρησιμοποιήθηκε κατά περίπτωση. Έτσι δημιουργήθηκαν οι ακόλουθοι συνδυασμοί:

$$x_{1} = [x_{a+}, x_{b+}, ..., x_{n+}]$$

$$x_{2} = [x_{a+}, x_{b+}, ..., x_{n-}]$$

$$\vdots$$

$$x_{n} = [x_{a-}, x_{b-}, ..., x_{n-}]$$
(4.3)

Στη συνέχεια αξιολογήθηκαν οι παραπάνω συνδυασμοί. Η επαλήθευση έγινε για μονοπολική SPWM διαμόρφωση με 15 γονίδια, συνεπώς ελέγχθηκαν 2¹⁵ συνδυασμοί και προέκυψε ότι πράγματι ο γενετικός αλγόριθμος βρήκε την βέλτιστη λύση. Οι παράμετροι λειτουργίας του αντιστροφέα που επιλέχθηκαν είναι:

- Φίλτρο LL του Σχήματος 4.1 με τιμές $L_1=L_2=10$ mH,
- Τάση εισόδου του αντιστροφέα 400 V,
- Δείκτης διαμόρφωσης m=0.8,
- Συχνότητα μετάβασης $f_s = 800 Hz$, που αντιστοιχεί σε 15 γονίδια.

Στο Σχήμα 4.115 φαίνονται οι τιμές της αντικειμενικής συνάρτησης για τα παραπάνω χρωμοσώματα και η βέλτιστη τιμή της αντικειμενικής συνάρτησης όπως προκύπτει από το γενετικό αλγόριθμο.



Σχήμα 4.115 Αποτελέσματα εξαντλητικής αναζήτησης της βέλτιστης λύσης.

Επιπλέον έγινε μία ακόμα εξαντλητική αναζήτηση σε τυχαίο χώρο χωρίς να βρεθεί καλύτερη λύση. Η βελτιστοποίηση με τη χρήση του γενετικού αλγορίθμου διήρκησε περίπου 90 λεπτά ενώ η εξαντλητική αναζήτηση περίπου 270 λεπτά για τον ίδιο αριθμό γονιδίων. Οι δύο αλγόριθμοι εκτελέστηκαν στον υπολογιστή πλέγματος του Πολυτεχνείου Κρήτης.

5. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

5.1 Συμπεράσματα

Στην παρούσα εργασία παρουσιάστηκε το πρόβλημα του ρεύματος γείωσης σε Φ/Β αντιστροφείς και μία νέα προσέγγιση για την αντιμετώπισή του. Συγκεκριμένα, χρησιμοποιήθηκε γενετικός αλγόριθμος για την εύρεση εκείνων των παλμών που προκαλούν τη μικρότερη τιμή ρεύματος γείωσης. Για την προσομοίωση, υλοποιήθηκε στο Simulink το μοντέλο ενός αντιστροφέα χωρίς Μ/Σ σε τοπολογία πλήρους γέφυρας συνδεδεμένου στο δίκτυο. Η είσοδος του αντιστροφέα είναι σταθερή στα 400 V. Η βελτιστοποίηση έγινε λαμβάνοντας υπόψη τους περιορισμούς σχετικά με το πλάτος της βασικής συνιστώσας της τάσης εξόδου και την αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα.

Οι δημοσιευμένες μέθοδοι αντιμετώπισης του ρεύματος γείωσης επικεντρώνονται είτε στη χρήση διαμόρφωσης με σταθερή τάση κοινού σήματος στην έξοδο του αντιστροφέα, είτε στη χρήση πολυπλοκότερων τοπολογιών που απομονώνουν το ηλεκτρικό δίκτυο από τη Φ/Β συστοιχία μέσω διακοπτών. Αντίθετα, η προτεινόμενη μεθοδολογία καταφέρνει να μειώσει το ρεύμα γείωσης συνδυάζοντας τα πλεονεκτήματα που προκύπτουν από τη χρήση της διαμόρφωσης SPWM τριών επιπέδων και της χρήσης της πλήρους γέφυρας που είναι η απλούστερη τοπολογία αντιστροφέα. Συγκεκριμένα, τα πλεονεκτήματα της μονοπολικής διαμόρφωσης είναι ότι χρειάζεται μικρότερο φίλτρο στην έξοδο του αντιστροφέα σε σύγκριση με τη διπολική διαμόρφωση. Επίσης, προκαλεί λιγότερη καταπόνηση των διακοπτών και

χαμηλότερη ηλεκτρομαγνητική εκπομπή. Ακόμα το βασικότερο προτέρημα του αντιστροφέα πλήρους γέφυρας είναι ότι αποτελείται από μόνο τέσσερις διακόπτες. Συνεπώς, έχει χαμηλό κόστος, ευκολότερο έλεγχο και λιγότερες πιθανότητες βλάβης άρα μεγαλύτερη αξιοπιστία συγκριτικά με έναν πιο πολύπλοκο αντιστροφέα. Τέλος, με τη χρήση της προτεινόμενης διαμόρφωσης, παρατηρήθηκε σημαντική μείωση της συνολικής αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα σε σύγκριση με τη συμβατική μονοπολική SPWM διαμόρφωση.

Τα αποτελέσματα αυτής της προσέγγισης παρουσιάζουν ιδιαίτερο ενδιαφέρον καθώς υπάρχει σημαντική μείωση στο ρεύμα γείωσης σε σχέση με τη μονοπολική διαμόρφωση SPWM. Αυτό σημαίνει ότι υπάρχει η δυνατότητα να υλοποιηθεί ένας εμπορικός αντιστροφέας χωρίς Μ/Σ που θα συμμορφώνεται με τα διεθνή πρότυπα και θα έχει τα πλεονεκτήματα που προαναφέρθηκαν.

Μελλοντικά θα μπορούσε να υλοποιηθεί η βέλτιστη διαμόρφωση που βρέθηκε στην παρούσα εργασία σε μικροηλεκτρονικό σύστημα (πχ. FPGA) για την εφαρμογή της μεθόδου. Επίσης είναι δυνατή η κατασκευή γραφικής διεπαφής για το λογισμικό που αναπτύχθηκε με σκοπό τη δημιουργία ενός ολοκληρωμένου εργαλείου σχεδίασης Φ/Β αντιστροφέων.

Βιβλιογραφία

[1] Oscar Lopez, Remus Teodorescu, Francisco Freijedo, Jesus Doval-Gandoy, "Eliminating ground current in a Transformerless photovoltaic application", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 25, No. 1, PP. 140 – 147, 2010.

[2] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins, "Power Electronics – Converters, Applications and Design" 2nd edition, John Wiley & Sons INC.

[3] SMA technical information, "Leading Leakage Currents - Information on the Design of Transformerless Inverters", <u>www.sma.de</u>, 2012.

[4] Lin Ma, Fen Tang, Fei Zhou, Xinmin Jin, Yibin Tong, "Leakage current analysis of a singlephase transformerless PV inverter connected to the grid", IEEE International Conference on Sustainable Energy Technologies, PP. 285 - 289, 24-27 Nov. 2008.

[5] Huafeng Xiao, Shaojun Xie, "Leakage Current Analytical Model and Application in Single-Phase Transformerless Photovoltaic Grid-Connected Inverter", IEEE Transactions on Electromagnetic Capability, Vol. 52, No. 4, PP. 902 – 913, Nov. 2010.

[6] Τσιτσόπουλος Νικόλαος, "Βελτιστοποίηση Ελέγχου Μετατροπέων DC/AC με χρήση Γενετικών Αλγορίθμων", Διπλωματική Εργασία, Πολυτεχνείο Κρήτης, 2006.

[7] <u>http://www.mathworks.com/discovery/genetic-algorithm.html</u> Genetic Algorithm – Matlab, 2013.

[8] <u>http://www.mathworks.com/help/gads/genetic-algorithm-options.html</u>, Genetic Algorithm Options - Matlab and Simulink, 2013.

[9] IEEE Standard: 1547, IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems, 2003.

[10] <u>http://www.mathworks.com/help/physmod/powersys/index.html</u>, SimPowerSystems Documentation, 2013.

[11] <u>http://www.mathworks.com/help/mdce/index.html</u> MATLAB Distributed Computing Server, 2013.