



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ
ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ

**Ηλεκτρονικοί Μετατροπείς Ισχύος
Συνεχούς Τάσης σε Συνεχή για Μεταφορά
Ηλεκτρικής Ενέργειας Αιολικών Πάρκων**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Ιωάννης Α. Σταυρινάκης

Επιβλέπων : Στέφανος Ν. Μανιάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Νοέμβριος 2003



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ
ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ

**Ηλεκτρονικοί Μετατροπείς Ισχύος
Συνεχούς Τάσης σε Συνεχή για Μεταφορά
Ηλεκτρικής Ενέργειας Αιολικών Πάρκων**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Ιωάννης Α. Σταυρινάκης

Επιβλέπων : Στέφανος Ν. Μανιάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 7^η Νοεμβρίου 2003.

.....
Στέφανος Ν. Μανιάς
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Αντόνιος Κλαδάς
Αναπληρωτής Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Σταύρος Παπαθανασίου
Λέκτορας Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Νοέμβριος 2003

.....
Ιωάννης Α. Σταυρινάκης
Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

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

Περίληψη

Η διπλωματική αυτή εργασία εξετάζει τις σύγχρονες τεχνικές που χρησιμοποιούνται για την διασύνδεση αιολικών πάρκων με το δίκτυο διανομής της ηλεκτρικής ενέργειας και περιλαμβάνουν την εκτεταμένη χρήση ηλεκτρονικών ισχύος. Εξετάζονται δύο από τους κυριότερους μετατροπείς ισχύος DC/DC που χρησιμοποιούνται σήμερα και είναι ο μετατροπέας ανύψωσης και ο μετατροπέας πλήρους γέφυρας με χρήση μετασχηματιστή υψηλής συχνότητας. Οι δύο αυτοί μετατροπείς εξετάζονται αναλυτικά και προσομοιώνονται για μέγεθος ισχύος που βρίσκει εφαρμογές στην μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας από αιολικά πάρκα. Συγκρίνονται μεταξύ τους οι δύο μετατροπείς ως προς τα χαρακτηριστικά τους και την καταπόνηση των ημιαγωγικών τους στοιχείων και αναφέρονται τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα που παρουσιάζουν. Προσομοιώνεται η περίπτωση χρησιμοποίησης των δύο μετατροπέων, με δυνατότητα αμφίδρομης ροής ενέργειας, για την διασύνδεση αιολικού πάρκου με το δίκτυο. Εξετάζονται τα προβλήματα που προκύπτουν από την παράλληλη και εν σειρά διασύνδεση ημιαγωγικών στοιχείων, προκειμένου να κατασκευαστούν μετατροπείς που θα μπορούν να χειρίζονται μεγάλα ποσά ισχύος. Παρουσιάζονται κάποιες στοιχειώδεις τεχνικές για την αντιμετώπιση αυτού του προβλήματος και γίνεται εφαρμογή των τεχνικών αυτών στην περίπτωση του μετατροπέα ανύψωσης. Τέλος γίνεται αναφορά στους τριφασικούς αντιστροφείς DC/AC, στην τεχνική ημιτονοειδούς διαμόρφωσης του εύρους των παλμών (SPWM) και παρουσιάζονται δύο τριφασικοί αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων.

Λέξεις Κλειδιά

Διασύνδεση Αιολικών Πάρκων, Μετατροπέας Ανύψωσης, Μετατροπέας Πλήρους Γέφυρας, Αμφίδρομη Ροή Ισχύος, Διασύνδεση Ημιαγωγικών Στοιχείων παράλληλα και εν σειρά, Αντιστροφείς Πολλαπλών Επιπέδων

Αντί προλόγου

Η Ελλάδα, που η φύση την έχει προικίσει με άφθονες πηγές ανανεώσιμων μορφών ενέργειας, έχει την μεγάλη ευκαιρία και την ιστορική ευθύνη απέναντι στα συμφέροντα των ερχόμενων γενεών, να χαράξει μια εθνική ενεργειακή πολιτική ώστε και με την συμβολή της μελέτης και έρευνας των πανεπιστημίων να αναπτύξει μια εθνική βιομηχανία ανανεώσιμων πηγών ενέργειας.

Ένα μεγάλο ευχαριστώ στο Ε.Μ.Π. (δωρητές – ευεργέτες, διδακτικό προσωπικό και σε εκείνους, που με τις πράξεις και το έργο τους, το καταξίωσαν ως ανώτατο εκπαιδευτικό ίδρυμα) για τις γνώσεις και τον τρόπο σκέψης που προσπάθησε να μου μεταφέρει.

Θα ήθελα, τέλος, να ευχαριστήσω ιδιαίτερω τον καθηγητή κ. Σ. Μανιά, για την πολύτιμη αρωγή που μου παρείχε, καθ' όλη την διάρκεια της εργασίας, τόσο με την παροχή επιπλέον βιβλιογραφικού υλικού που ήταν απαραίτητο για την εργασία αυτή, όσο και για τις χρήσιμες υποδείξεις του στην επίλυση προβλημάτων που παρουσιάζονταν.

Περιεχόμενα

Εισαγωγή.....	11
Κεφάλαιο 1: Αιολική Ενέργεια και Ανεμογεννήτριες.....	13
1.1. Εισαγωγή.....	13
1.2. Αιολική Ενέργεια.....	14
1.3. Ανεμογεννήτριες.....	14
1.3.1. Ανεμογεννήτριες Σταθερής Ταχύτητας.....	17
1.3.2. Ανεμογεννήτριες Μεταβλητής Ταχύτητας.....	18
1.4. Τεχνικές Διασύνδεσης Αιολικών Πάρκων στο Δίκτυο Διανομής.....	20
1.4.1. Αιολικό Πάρκο Εναλλασσόμενης/Συνεχούς Τάσης.....	21
1.4.2. Αιολικό Πάρκο Συνεχούς Τάσης DC1.....	22
1.4.3. Αιολικό Πάρκο Συνεχούς Τάσης DC2.....	22
1.4.4. Τρόποι Μεταφοράς Ηλεκτρικής Ενέργειας από Αιολικό Πάρκο.....	23
Κεφάλαιο 2: Μετατροπείας Ανύψωσης.....	25
2.1. Τοπολογία.....	25
2.2. Ανάλυση Τοπολογίας Ανύψωσης στην Μόνιμο Κατάσταση Συνεχούς Αγωγής.....	27
2.2.1. Υπολογισμός της Τάσης Εξόδου όταν ο μετατροπείας λειτουργεί σε κατάσταση Συνεχούς Αγωγής.....	27
2.2.2. Κυμάτωση του Ρεύματος του Πηνίου i_L	27
2.2.3. Απλοποιημένες Σχέσεις.....	28
2.2.4. Σχέση Ρεύματος Εισόδου – Εξόδου.....	28
2.2.5. Καταπόνηση Ημιαγωγικών Στοιχείων.....	29
2.3. Ανάλυση Τοπολογίας Ανύψωσης στην Μόνιμο Κατάσταση Διακοπτόμενης Αγωγής.....	31
2.3.1. Κυμάτωση Δi_L του Ρεύματος του Πηνίου.....	33
2.3.2. Τάση Εξόδου \bar{V}_{out}	33
2.4. Επιλογή Πηνίου L.....	34
2.5. Επιλογή Πυκνωτή Εξόδου C_{out}	35
2.6. Πλεονεκτήματα – Μειονεκτήματα του Μετατροπεία Ανύψωσης.....	35
2.7. Εφαρμογή – Προσομοίωση.....	36
2.8. Παράλληλα Συνδεδεμένοι Μετατροπείας Ανύψωσης.....	39
Κεφάλαιο 3: Μετατροπείας Πλήρους Γέφυρας.....	43
3.1. Τοπολογία.....	43
3.2. Χρήση.....	43
3.3. Τρόπος Λειτουργίας.....	43
3.4. Καταπόνηση Ημιαγωγικών Διακοπών.....	44
3.5. Σχέση Ρεύματος Εισόδου – Εξόδου.....	46
3.6. Επιλογή Φίλτρου Εξόδου $L_o C_o$	47
3.6.1. Επιλογή Πηνίου Εξόδου L_o	47
3.6.2. Επιλογή Πυκνωτή Εξόδου C_o	47
3.7. Πλεονεκτήματα – Μειονεκτήματα του Μετατροπεία Πλήρους Γέφυρας.....	49
3.8. Εφαρμογή – Προσομοίωση.....	49
Κεφάλαιο 4: Σύγκριση Μετατροπεία Ανύψωσης – Πλήρους Γέφυρας.....	53
4.1. Μέγιστες Επιτρεπόμενες Τιμές των Ημιαγωγικών Στοιχείων.....	53
4.1.1. Σύγκριση Συντελεστή F για τους Ελεγχόμενους Η.Δ. των Τοπολογιών Boost – Πλήρους Γέφυρας.....	53

4.1.2. Σύγκριση Συντελεστή F για τις Διόδους των Μετατροπέων Ανύψωσης – Πλήρους Γέφυρας.....	56
4.2. Μέγεθος Μαγνητικού Κυκλώματος.....	56
4.3. Μέγεθος Πυκνωτών Εξόδου.....	58
4.4. Συμπεράσματα.....	59
Κεφάλαιο 5: Μετατροπείς Αμφίδρομης Ροής Ενέργειας για Αιολικά Πάρκα με Επαγωγικές Γεννήτριες	61
5.1. Εισαγωγή – Τοπολογίες.....	61
5.2. Εφαρμογή – Προσομοίωση.....	63
5.3. Ροή Ισχύος από Ανεμογεννήτρια προς Εγκατάσταση Υψηλής Τάσης DC.....	65
5.3.1. Σύστημα Ανοιχτού Βρόχου.....	65
5.3.2. Σύστημα Ρύθμισης των Παλμών Έναυσης των Ημιαγωγικών Διακοπών της Πλήρους Γέφυρας με Μέτρηση της Τάσης Εξόδου.....	69
5.4. Ροή Ισχύος από την Εγκατάσταση Υψηλής Τάσης DC προς Ανεμογεννήτρια	71
Κεφάλαιο 6: Παράλληλη και Εν Σειρά Σύνδεση Ημιαγωγικών Διακοπών.....	75
6.1 Παράλληλη Σύνδεση IGBT.....	75
6.1.1 Ημιαγωγικοί Διακόπτες σε Μόνιμη Κατάσταση Αγωγής.....	75
6.1.2 Μεταβατική Κατάσταση Λειτουργίας των Ημιαγωγικών Διακοπών.....	77
6.2 Εν Σειρά Σύνδεση IGBT.....	79
6.2.1 Ημιαγωγικοί Διακόπτες σε Μόνιμη Κατάσταση Αγωγής.....	79
6.2.2 Μεταβατική Κατάσταση Λειτουργίας των Ημιαγωγικών Διακοπών.....	81
6.3. Παράλληλη Σύνδεση Μετατροπέων Ανύψωσης με Συζευγμένα Πηνία.....	82
Κεφάλαιο 7: Γενικά περί Τριφασικών Αντιστροφών DC→AC.....	87
7.1. Τριφασικός Αντιστροφέας Γέφυρας.....	87
7.2. Τριφασικός Αντιστροφέας που χρησιμοποιεί την τεχνική SPWM.....	89
7.3. Αντιστροφείς Πολλαπλών Επιπέδων.....	93
7.3.1. Αντιστροφέας Πολλαπλών Επιπέδων με σύνδεση διόδων (Diode-Clamped Multilevel Inverter).....	94
7.3.2. Αντιστροφέας Πολλαπλών Επιπέδων με πυραμιδωτή σύνδεση πυκνωτών (Flying-Capacitor Multilevel Inverter).....	95
Κεφάλαιο 8: Συμπεράσματα.....	97
Βιβλιογραφία.....	99

Εισαγωγή

Οι ανανεώσιμες πηγές ενέργειας και κυρίως η αιολική, τα τελευταία χρόνια έχουν γίνει επίκεντρο ενδιαφέροντος τόσο για λόγους οικονομικούς όσο και για οικολογικούς. Η χρησιμοποίηση των ηλεκτρονικών ισχύος στην διασύνδεση των αιολικών πάρκων με το δίκτυο έχει επιλύσει πολλά προβλήματα, ενώ ταυτόχρονα έχει δημιουργήσει νέα (αρμονικές). Η παρούσα εργασία εξετάζει τους μετατροπείς που χρησιμοποιούνται για την μεταφορά της ηλεκτρικής ενέργειας από τα αιολικά πάρκα προς το δίκτυο.

Ειδικότερα, στο 1^ο κεφάλαιο γίνεται μια εισαγωγή στην αιολική ενέργεια, τις ανεμογεννήτριες και των τεχνικών διασύνδεσης των αιολικών πάρκων με το δίκτυο διανομής.

Στο 2^ο κεφάλαιο εξετάζεται αναλυτικά ο μετατροπέας ανύψωσης. Παρουσιάζεται η τοπολογία του και γίνεται ανάλυση του κυκλώματος τόσο στην κατάσταση συνεχόμενης αγωγής του πηνίου, όσο και της διακοπτόμενης. Εξάγονται αναλυτικές σχέσεις για την τάση εξόδου και την κυμάτωση του ρεύματος του πηνίου. Υπολογίζονται οι τιμές του πηνίου εισόδου και του πυκνωτή εξόδου, ώστε η κυμάτωση τάσης να είναι μικρή. Γίνεται προσομοίωση της λειτουργίας του και επίσης παρουσιάζεται το κύκλωμα παράλληλης σύνδεσης δύο μετατροπέων ανύψωσης.

Στο 3^ο κεφάλαιο εξετάζεται ο μετατροπέας πλήρους γέφυρας με μετασχηματιστή υψηλής συχνότητας. Περιγράφεται ο τρόπος λειτουργίας του και παρουσιάζονται βασικές σχέσεις για την τάση εξόδου και για τις καταπονήσεις των ημιαγωγικών στοιχείων. Γίνεται επιλογή του φίλτρου εξόδου και τέλος προσομοίωση του μετατροπέα.

Στο 4^ο κεφάλαιο συγκρίνονται οι δύο παραπάνω μετατροπείς. Η σύγκριση γίνεται με βάση τις μέγιστες επιτρεπόμενες τιμές τάσης και ρεύματος για τα ημιαγωγικά στοιχεία, το μέγεθος του μαγνητικού κυκλώματος και το μέγεθος του πυκνωτή εξόδου.

Στο 5^ο κεφάλαιο παρουσιάζονται οι δύο μετατροπείς με δυνατότητα αμφίδρομης ροής ενέργειας και γίνεται προσομοίωση τόσο για ροή ισχύος από ανεμογεννήτρια προς το δίκτυο, όσο και της αντίστροφης ροής.

Στο 6^ο κεφάλαιο παρουσιάζονται τα προβλήματα που ανακύπτουν με την παράλληλη και εν σειρά σύνδεση των ημιαγωγικών στοιχείων προκειμένου να αντέχουν μεγάλα ρεύματα και τάσεις. Προτείνονται τεχνικές και κυκλώματα που περιορίζουν στο ελάχιστο τα προβλήματα αυτά.

Στο 7^ο κεφάλαιο γίνεται αναφορά στον κλασικό τριφασικό αντιστροφέα, τόσο με τον απλό τρόπο οδήγησή του, όσο και με την τεχνική SPWM. Επίσης παρουσιάζονται δύο πολυεπίπεδοι αντιστροφείς με σύνδεση διόδων και σύνδεση πυκνωτών.

Τέλος στο 8^ο κεφάλαιο παρουσιάζονται τα συμπεράσματα και προτάσεις για περαιτέρω συνέχιση της εργασίας αυτής.

Κεφάλαιο 1

Αιολική Ενέργεια και Ανεμογεννήτριες

1.1. Εισαγωγή ^[3]

Η εκμετάλλευση του ανέμου ως πηγή ενέργειας έχει γίνει από τα πανάρχαια χρόνια. Η μεγάλη σημασία αυτής της ενέργειας φαίνεται στην Ελληνική μυθολογία όπου ο Αίολος διορίζεται από τους θεούς ταμίας των ανέμων. Η αξιοποίηση της ενέργειας αυτής συνέβαλε αποφασιστικά στην εξέλιξη της ανθρωπότητας ιδιαίτερα στην χρησιμοποίησή της στην ναυτιλία για συγκοινωνίες και εξερευνήσεις. Επίσης οι ανεμόμυλοι ήταν ένα άλλο μέσο αξιοποίησης της αιολικής ενέργειας για άλεση δημητριακών, άντληση υδάτων κ.τ.λ..

Οι ανεμοκινητήρες αναπτύχθηκαν από αρχαιοτάτων χρόνων και χρησιμοποιούνταν ευρύτατα μέχρι και τον δεύτερο παγκόσμιο πόλεμο. Μετά τον πόλεμο η χρήση τους άρχισε να περιορίζεται σημαντικά εξαιτίας της μεγάλης βιομηχανικής και τεχνολογικής προόδου που σημειώνονταν τα χρόνια εκείνα. Έτσι η ανάπτυξη άλλων μορφών ενέργειας (από υγρά και στερεά καύσιμα, της πυρηνικής κ.α.) που παρουσιάζουν μεγαλύτερη πυκνότητα και ταυτόχρονα είναι απαλλαγμένες από τον στατιστικό χαρακτήρα του ανέμου, παρουσιάζοντας έτσι μεγαλύτερη αξιοπιστία διαθεσιμότητας, αλλά και η δημιουργία εκτεταμένων ηλεκτρικών δικτύων που φθάνουν ακόμα και στα πιο απομακρυσμένα και απομονωμένα μέρη οδήγησε στο περιθώριο το ενδιαφέρον γύρω από τους ανεμοκινητήρες για περίπου τριάντα χρόνια μετά τον δεύτερο παγκόσμιο πόλεμο.

Όμως η πετρελαϊκή κρίση του 1973 πυροδότησε το ενδιαφέρον για εναλλακτικές μορφές ενέργειας. Το κίνητρο τότε ήταν καθαρά οικονομικό, σε μια προσπάθεια των βιομηχανικά και τεχνολογικά αναπτυγμένων χωρών να περιορίσουν την ενεργειακή τους εξάρτηση από τις πετρελαιοπαραγωγές χώρες. Στην συνέχεια όμως και εξαιτίας διαφόρων γεγονότων όπως της αυξανόμενης μόλυνσης του περιβάλλοντος, του φαινομένου του θερμοκηπίου, των τραγικών ατυχημάτων σε εργοστάσια πυρηνικής ενέργειας, της κατανόησης ότι τα ορυκτά καύσιμα δεν είναι ανεξάντλητα και της βούλησης των κρατών για εθνική και ανεξάρτητη ενεργειακή πολιτική με την αξιοποίηση των εγχώριων πηγών ενέργειας, οδήγησαν σε μελέτη, έρευνα και προσπάθεια αξιοποίησης των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας (αιολική, ηλιακή κ.α.) που από την φύση τους ανανεώνονται διαρκώς και προσφέρονται στον άνθρωπο δωρεάν για εκμετάλλευση.

Ένα επιπλέον θετικό χαρακτηριστικό των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας για τις τεχνολογικά αναπτυσσόμενες χώρες, είναι το γεγονός ότι, αυτές έχουν τις κατασκευαστικές δυνατότητες ώστε να δημιουργήσουν βιομηχανία που θα σχετίζεται με τις ανανεώσιμες πηγές ενέργειας. Κατά συνέπεια οι χώρες αυτές, εκτός από τον περιορισμό της ενεργειακής τους εξάρτησης από τρίτους, μπορούν να δημιουργήσουν τις προϋποθέσεις για νέες και αναβαθμισμένες θέσεις εργασίας. Ειδικότερα για την Ελλάδα, που η φύση την έχει προικίσει με άφθονες πηγές ανανεώσιμων μορφών ενέργειας, έχει την μεγάλη ευκαιρία και την ιστορική ευθύνη απέναντι στα συμφέροντα των ερχόμενων γενιών, να χαράξει μια εθνική ενεργειακή πολιτική ώστε και με την συμβολή της μελέτης και έρευνας των πανεπιστημίων να αναπτύξει μια εθνική βιομηχανία ανανεώσιμων πηγών ενέργειας.

1.2. Αιολική Ενέργεια ^[3]

Αιολική Ενέργεια είναι η κινητική ενέργεια του ανέμου, η οποία οφείλεται στην ηλιακή ακτινοβολία. Ο άνεμος δημιουργείται κυρίως λόγω της άνισης θέρμανσης της επιφάνειας της γης από τον ήλιο.

Τα σημαντικότερα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα της αιολικής ενέργειας είναι τα παρακάτω :

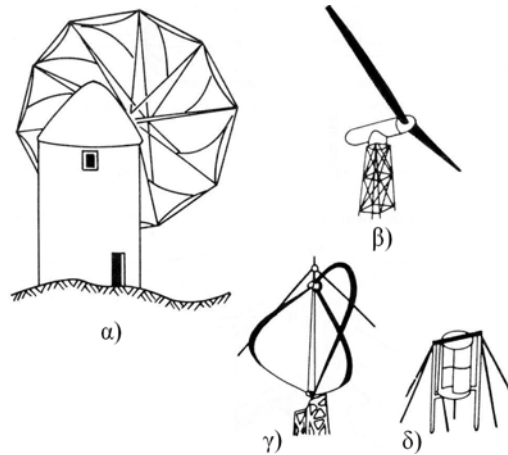
- + δεν ρυπαίνει το περιβάλλον, άρα είναι οικολογική
- + είναι ανανεώσιμη
- + είναι ανεξάντλητη
- + είναι δωρεάν
- + δίνει απ' ευθείας μηχανική ενέργεια, μια «αναβαθμισμένη» κατά την τεχνική ορολογία μορφή ενέργειας, που με πολύ υψηλό βαθμό απόδοσης και απλά μέσα μετατρέπεται σε οποιαδήποτε άλλη μορφή ενέργειας
- + σήμερα είναι μία από τις πιο εναλλακτικές πηγές για την παραγωγή ηλεκτρισμού
- δεν έχει αξιοπιστία διαθεσιμότητας, αφού αυτή εξαρτάται από τον στατιστικό χαρακτήρα του ανέμου και άρα ο έλεγχος του ρυθμού παροχής ενέργειας είναι αδύνατος. Αυτό είναι ίσως το σημαντικότερο μειονέκτημα όλων εν γένει των ανανεώσιμων μορφών ενέργειας αφού η ηλεκτρική ενέργεια που παράγεται από αυτές δεν μπορεί πρακτικά και οικονομικά να αποθηκευτεί σε μεγάλες ποσότητες και να είναι διαθέσιμη όταν ζητηθεί.
- είναι «ήπια» μορφή ενέργειας που σημαίνει ότι είναι μικρή η ποσότητα ενέργειας ανά μονάδα χρόνου που μπορεί να δεσμευτεί σε κάθε τετραγωνικό μέτρο επιφάνειας που προσβάλλεται από τον άνεμο
- δεν είναι εξαγωγήσιμη, άρα η εκμετάλλευσή της πρέπει να γίνει στις περιοχές εκείνες που έχουν καλό αιολικό δυναμικό

1.3. Ανεμογεννήτριες ^{[3], [5]}

Οι σημερινοί ανεμοκινητήρες μοιάζουν ελάχιστα ή και καθόλου με τους παραδοσιακούς παλαιούς ανεμόμυλους που χρησιμοποιούνταν μέχρι και τον δεύτερο παγκόσμιο πόλεμο (σχ. 1.1). Διαφέρουν όχι μόνο ως προς την αρχή λειτουργίας τους, αλλά και ως προς τον τρόπο χρησιμοποίησής τους.

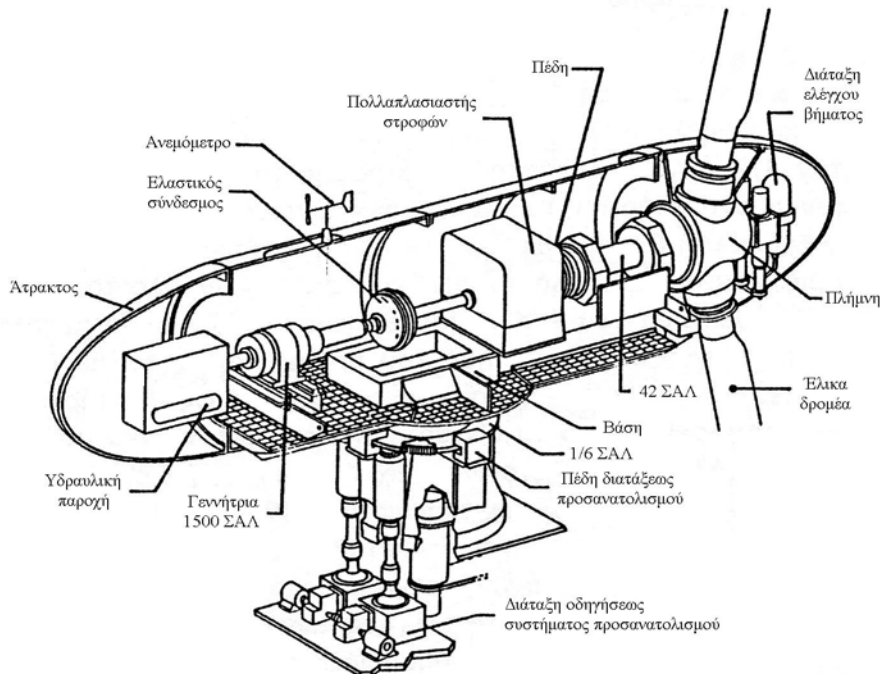
Έτσι οι σύγχρονοι ανεμοκινητήρες προορίζονται κυρίως για εφαρμογές παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας, άντλησης και θερμότητας, σε αντίθεση με τους παλαιούς που χρησιμοποιούνταν κυρίως για άλεση. Ειδικότερα για την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας, η μηχανική ενέργεια του δρομέα χρησιμοποιείται για την κίνηση ηλεκτρογεννητριών. Η παραγόμενη ενέργεια μπορεί να χρησιμοποιείται για την φόρτιση συσσωρευτών (μικρές

μονάδες) ή να διοχετεύεται στο ηλεκτρικό δίκτυο, οπότε στην περίπτωση αυτή γίνεται εξοικονόμηση καυσίμου από τον κεντρικό σταθμό παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας. Μία άλλη δυνατότητα με πολύ καλές προοπτικές είναι η χρήση της παραγόμενης ηλεκτρικής ενέργειας για ηλεκτρόλυση νερού και η αποθήκευση του παραγόμενου υδρογόνου. Το υδρογόνο θα μπορούσε να μεταφερθεί σε άλλες θέσεις για καύση (π.χ. κινητήρες αυτοκινήτων) με προϊόν καύσης το νερό.



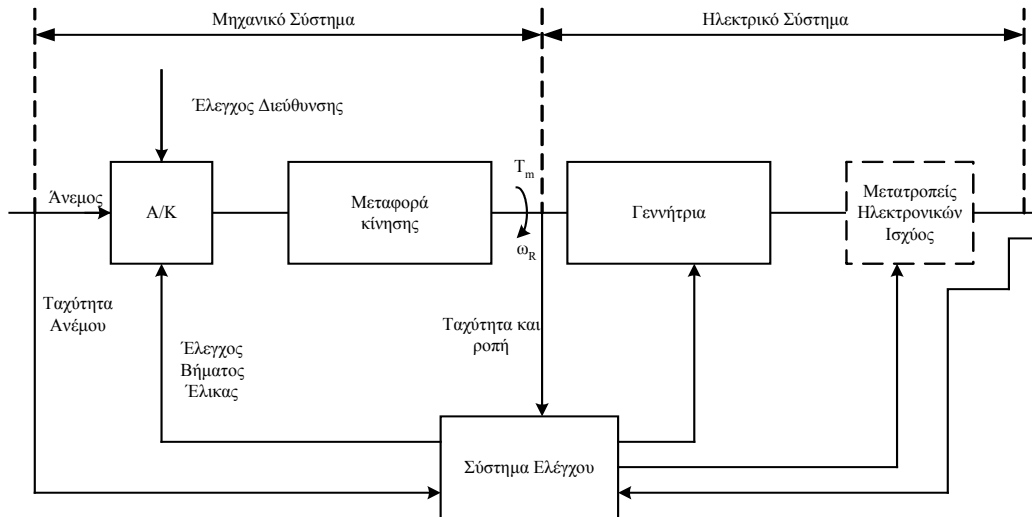
Σχ. 1.1: Τύποι Ανεμοκινητήρων. α) Παραδοσιακός νησιώτικος Α/Κ. β) Διπτέρυγος Α/Κ οριζόντιου άξονα. γ) Τριπτέρυγος Α/Κ Darrieus. δ) Α/Κ τύπου Savonius. ^[3]

Η σχηματική παράσταση του χώρου μηχανισμών μίας ανεμογεννήτριας οριζοντίου άξονα φαίνεται στο σχήμα 1.2.



Σχ. 1.2: Σχηματική παράσταση χώρου μηχανισμών ανεμογεννήτριας. ^[5]

Η ανεμογεννήτρια λοιπόν αποτελείται από διάφορα τμήματα. Στο σχήμα 1.3 παριστάνεται το δομικό διάγραμμα των κύριων αυτών τμημάτων.



Σχ. 1.3: Δομικό Διάγραμμα κύριων τμημάτων ανεμογεννήτριας. [5]

Τα ποσά ενέργειας που περικλείονται στις μεγάλες μάζες του ανέμου είναι τεράστια και τουλάχιστον προς το παρόν είναι αυτά που προσφέρονται περισσότερο για μετατροπή και εκμετάλλευση.

Ένα ρεύμα αέρα διατομής A , στιγμιαίας ταχύτητας V ίδιας σε όλη την διατομή και πυκνότητας ρ περικλείει στιγμιαία ισχύ που δίνεται από την σχέση

$$P = \frac{1}{2} \rho V^3 A$$

Όμως η ισχύς που παρέχει η έλικα είναι μικρότερη και δίνεται από την σχέση

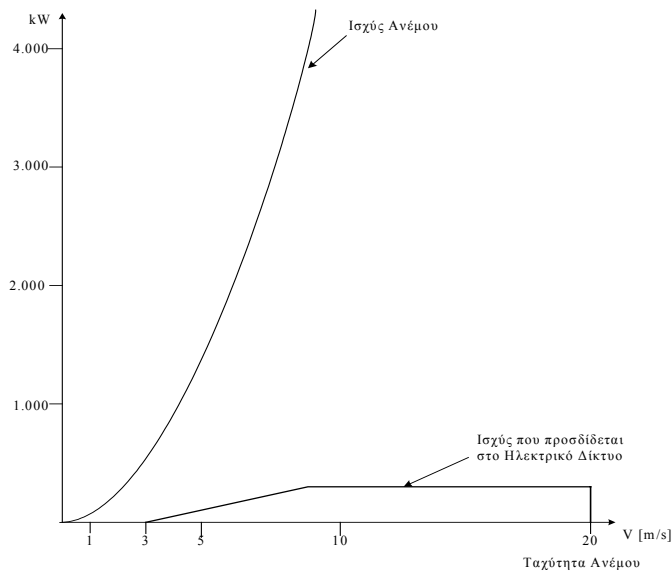
$$P_{A/K} = C_p \frac{1}{2} \rho V^3 A$$

όπου C_p είναι ο συντελεστής ισχύος. Ο C_p δεν είναι αυστηρά ο βαθμός απόδοσης του δρομέα, αφού αναφέρεται σε μία ισχύ που δεν μπορούμε να εκμεταλλευτούμε ολόκληρη, ακόμα και με μία ιδανική έλικα.

Η ανεμογεννήτρια δεν μπορεί να αξιοποιήσει όλη την ισχύ του ανέμου. Όταν η ταχύτητα του ανέμου είναι μικρή, τότε λόγω τριβών η ανεμογεννήτρια δεν μπορεί να εκκινήσει, ενώ όταν η ταχύτητα του ανέμου φθάνει σε υψηλές ταχύτητες διακόπτεται η λειτουργία της εγκατάστασης για λόγους ασφαλείας. Στο σχήμα 1.4. παρουσιάζεται η τυπική καμπύλη ισχύος ανεμογεννήτριας, διαμέτρου $D = 32$ m, ονομαστικής ισχύος $P_R = 225$ kW, ονομαστικής ταχύτητας $V_R = 9,0$ m/s με ταχύτητα έναρξης και διακοπής λειτουργίας αντίστοιχα ίση με 4,2 m/s και 20 m/s, μετρούμενες στα 10 m από το έδαφος.

Για την παραγωγή μίας ικανοποιητικής ποσότητας ηλεκτρικής ενέργειας από τον άνεμο δεν αρκεί μία μόνο ανεμογεννήτρια, αλλά αρκετές. Όλες αυτές οι ανεμογεννήτριες τοποθετούνται σε μία περιοχή που ονομάζεται αιολικό πάρκο. Στην σημερινή εποχή δεν είναι απαραίτητο το αιολικό πάρκο να βρίσκεται στην στεριά. Πολλές φορές οι κάτοικοι μίας περιοχής αντιδρούν στην δημιουργία αιολικού πάρκου. Άλλες φορές προκύπτουν σοβαρές οικονομικές αξιώσεις για αποζημίωση των χώρων που θα εγκατασταθούν οι ανεμογεννήτριες. Στην περίπτωση αυτή το αιολικό πάρκο δημιουργείται στην θάλασσα. Εκεί οι περίοδοι που επικρατεί άπνοια είναι γενικά εξαιρετικά σπάνιες και μικρής χρονικής διάρκειας. Εάν οι αποστάσεις που απαιτούνται για την μεταφορά της ηλεκτρικής ενέργειας είναι μεγάλες, τότε συμφέρει η μετατροπή της AC τάσης σε DC υψηλής τιμής (HVDC) και στην συνέχεια η μετατροπή της DC τάσης σε AC. Εκτιμάται ότι στο μέλλον, με την μείωση του κόστους των ημιαγωγικών στοιχείων μεγάλης ισχύος, που χρησιμοποιούνται

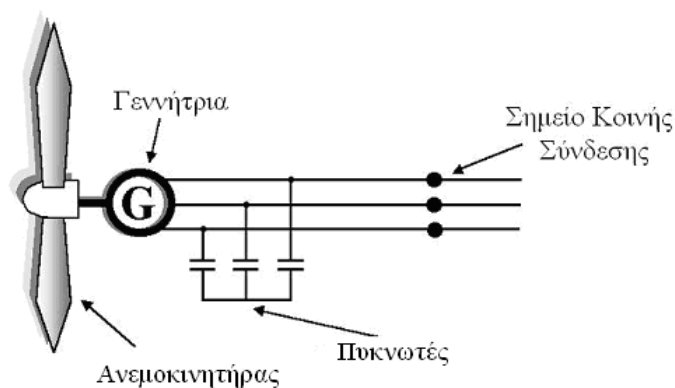
για την προαναφερόμενη μετατροπή της τάσης, η παραπάνω τακτική θα βρίσκει ολοένα και μεγαλύτερη εφαρμογή.



Σχ. 1.4: Ισχύς Ανέμου και Ανεμογεννήτριας. [3]

1.3.1. Ανεμογεννήτριες Σταθερής Ταχύτητας

Οι ανεμογεννήτριες σταθερής ταχύτητας χρησιμοποιούνται όταν συνδέονται απευθείας με το δίκτυο, όπως φαίνεται στο σχήμα 1.5 και είναι η απλούστερη περίπτωση.



Σχ. 1.5: Ανεμογεννήτρια Σταθερής Ταχύτητας με Ασύγχρονη Γεννήτρια και Ποκνωτές για βελτίωση του συντελεστή ισχύος του συστήματος. [7]

Στην περίπτωση αυτή υπάρχει η απαίτηση για παραγωγή τάσης με σταθερή συχνότητα. Επομένως η ταχύτητα περιστροφής του δρομέα της γεννήτριας πρέπει να παραμένει, όσο αυτό είναι εφικτό, σταθερή. Για να διατηρηθεί η ταχύτητα περιστροφής του δρομέα του ανεμοκινητήρα μέσα σε ένα μικρό εύρος τιμών, ακόμα και αν η ταχύτητα του ανέμου μεταβάλλεται σημαντικά, χρησιμοποιούνται μηχανολογικές διατάξεις που ελέγχουν το βήμα της έλικας. Επίσης στην περίπτωση αυτή συνήθως χρησιμοποιείται ασύγχρονη γεννήτρια. Η ασύγχρονη γεννήτρια έχει την ιδιότητα ότι η συχνότητα της παραγόμενης τάσης δεν είναι ανάλογη των στροφών, όπως συμβαίνει με την σύγχρονη γεννήτρια, αλλά

αυξάνεται πολύ λίγο με το φορτίο (π.χ. μέχρι 3%), οπότε μπορεί να θεωρηθεί πρακτικά σταθερή. Ένας άλλος λόγος για την επιλογή της ασύγχρονης γεννήτριας είναι ότι είναι αξιόπιστη και συγκριτικά οικονομικότερη. Έχει όμως το μειονέκτημα ότι απαιτεί απορρόφηση άεργης ισχύος. Την άεργη αυτή ισχύ απορροφά η γεννήτρια από το δίκτυο, πλήρως ή μερικώς αν εγκατασταθούν παράλληλα πυκνωτές, οπότε βελτιώνεται και ο συντελεστής ισχύος του συστήματος. Η γεννήτρια επίσης έχει ορισμένα χαρακτηριστικά που είναι χρήσιμα στις εφαρμογές ανεμογεννητριών, όπως είναι για παράδειγμα η ολίσθηση.

Μια άλλη κατασκευαστική προσέγγιση που ακολουθούν ορισμένοι κατασκευαστές είναι να εξοπλίζουν τις ανεμογεννήτριές τους με δύο γεννήτριες, μία που θα λειτουργεί στις περιόδους εκείνες που η ταχύτητα του ανέμου θα είναι μικρή και μία αρκετά μεγαλύτερη που θα λειτουργεί όταν πνέουν ισχυροί άνεμοι. Επίσης μία άλλη σχεδίαση είναι οι γεννήτριες μεταβλητών πόλων. Οι γεννήτριες αυτές, ανάλογα με τον τρόπο που είναι συνδεδεμένα τα τυλίγματα του στάτη, μπορούν να εργάζονται με έναν διαφορετικό αριθμό πόλων, και έτσι να λειτουργούν σε διαφορετικές ταχύτητες περιστροφής. Όλες οι παραπάνω σχεδιάσεις θεωρούνται ως ανεμογεννήτριες σταθερής ταχύτητας. Βεβαίως το κόστος των δύο τελευταίων σχεδιάσεων είναι αρκετά μεγαλύτερο. Από την άλλη χρησιμοποιώντας μια διπλή γεννήτρια έχουμε την δυνατότητα αυτή να δουλεύει για μεγαλύτερο εύρος τιμών ταχύτητας ανέμου, δηλαδή και για μικρές και για μεγάλες ταχύτητες.

1.3.2. Ανεμογεννήτριες Μεταβλητής Ταχύτητας

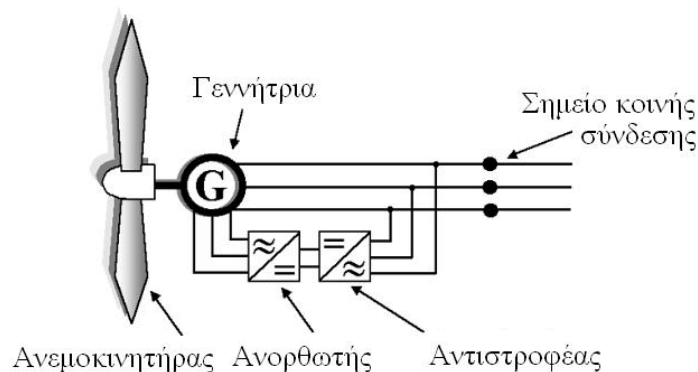
Οι ανεμογεννήτριες μεταβλητών στροφών χρησιμοποιούν εξοπλισμό με ηλεκτρονικά ισχύος, προκειμένου στο σημείο σύνδεσης με το δίκτυο να υπάρχει σύμφωνα με τις προδιαγραφές σταθερή τάση και κυρίως συχνότητα. Το μεγάλο πλεονέκτημα της χρησιμοποίησης των ηλεκτρονικών ισχύος είναι ότι δεν μας ενοχλεί πλέον το γεγονός της μεταβλητής ταχύτητας του ανέμου, η οποία οδηγεί σε μεταβλητή ταχύτητα περιστροφής του δρομέα του ανεμοκινητήρα. Αυτό έχει θετική επίπτωση στην μηχανολογική κατασκευή του ανεμοκινητήρα, αφού πλέον τα μηχανικά συστήματα ελέγχου των στροφών του δρομέα γίνονται απλούστερα, άρα φθηνότερα και επιπλέον αυξάνεται η αξιοπιστία της όλης κατασκευής. Επίσης μειώνονται οι διάφορες καταπονήσεις στα επιμέρους στοιχεία του ανεμοκινητήρα, όπως είναι οι οδοντωτοί τροχοί του κιβωτίου ταχυτήτων, η μηχανολογική καταπόνηση της ίδιας της γεννήτριας, και επίσης μειώνεται η κόπωση των υλικών του πύργου και των πτερυγίων, οδηγώντας σε ελαφρότερες, οικονομικότερες και μακροβιότερες κατασκευές. Τα πλεονεκτήματα της χρησιμοποίησης των ηλεκτρονικών ισχύος δεν σταματάνε μόνο στα μηχανολογικά, αλλά η αξία τους φαίνεται ίσως πιο άμεσα στο ηλεκτρικό κομμάτι της ανεμογεννήτριας. Έτσι με τα ηλεκτρονικά ισχύος έχουμε την δυνατότητα του ελέγχου της άεργης ισχύος, οπότε μπορούμε να πετύχουμε πολύ καλή ποιότητα ισχύος στο ηλεκτρικό δίκτυο. Θεωρητικά επίσης η μεταβλητή ταχύτητα οδηγεί σε ελαφρώς μεγαλύτερη παραγωγή ενέργειας στην διάρκεια ενός έτους, καθώς ο δρομέας του ανεμοκινητήρα μπορεί να λειτουργεί σε στροφές για τις οποίες ο συντελεστής ισχύος C_p παρουσιάζει την μέγιστη τιμή, δηλαδή έχουμε μεγιστοποίηση της απόληψης ισχύος από τον άνεμο. Από οικονομικής όμως απόψεως το όφελος αυτό είναι μικρό, ιδιαίτερα αν λάβουμε υπόψη το κόστος του επιπλέον εξοπλισμού αλλά και το γεγονός ότι ο εξοπλισμός αυτός έχει απώλειες ισχύος κατά την λειτουργία του σε σχέση με τις ανεμογεννήτριες σταθερής ταχύτητας.

Ένας καλός λόγος για να εργάζεται ο ανεμοκινητήρας με μεταβλητή ταχύτητα είναι το γεγονός ότι ο έλεγχος της κλίσης των πτερυγίων είναι μια μηχανολογική διαδικασία. Αυτό σημαίνει ότι ο χρόνος αντίδρασης για τον μηχανισμό ελέγχου της κλίσης γίνεται μία

κρίσιμη παράμετρος κατά την σχεδίαση του ανεμοκινητήρα. Ωστόσο, εάν γίνει χρήση του μεταβλητού της ολίσθησης του κινητήρα, τότε η ολίσθηση αυτή χρησιμοποιείται ως μια παράμετρος ελέγχου. Όταν λοιπόν εμφανιστεί μία γρήγορη μεταβολή του ανέμου, ο μηχανισμός ελέγχου δίνει σήμα ώστε να αυξηθεί η ολίσθηση της γεννήτριας ώστε να επιτραπεί στον δρομέα να δουλέψει λίγο ταχύτερα ενόσω ο μηχανισμός της κλίσης της έλικας αρχίζει να αντιμετωπίζει την κατάσταση μεταβάλλοντας την κλίση των πτερυγίων. Από την στιγμή που ο μηχανισμός της κλίσης έχει κάνει την δουλειά του, η ολίσθηση μειώνεται ξανά. Στην περίπτωση που έχουμε πτώση της ταχύτητας του ανέμου, η παραπάνω διαδικασία εφαρμόζεται αλλά αντίστροφα. Κατά συνέπεια, το μηχανικό σύστημα της κλίσης των πτερυγίων ελέγχει την ταχύτητα περιστροφής των πτερυγίων και το ηλεκτρικό σύστημα ελέγχει την ροπή.

Όταν μια γεννήτρια εργάζεται με υψηλή ολίσθηση, τότε εκλύει περισσότερη θερμότητα και επομένως δουλεύει λιγότερο αποτελεσματικά. Αυτό από μόνο του δεν αποτελεί πρόβλημα από την στιγμή που εναλλακτικά μπορεί να ρυθμιστεί η κλίση των πτερυγίων με τέτοιο τρόπο ώστε να απορροφήσουμε περισσότερη ποσότητα ενέργειας από την πλεονάζουσα του αέρα. Ένα από τα πραγματικά οφέλη της χρησιμοποίησης της στρατηγικής ελέγχου που μνημονεύτηκε παραπάνω είναι η καλύτερη ποιότητα ισχύος. Οι αυξομειώσεις στην ισχύ εξόδου μειώνονται μεταβάλλοντας την ολίσθηση του κινητήρα και αποθηκεύοντας ή απελευθερώνοντας μέρος της ενέργειας ως ενέργεια περιστροφής στον δρομέα της ανεμογεννήτριας. Η ολίσθηση σε μία εναλλασσόμενη μηχανή είναι συνήθως πολύ μικρή για λόγους απόδοσης, επομένως η ταχύτητα περιστροφής κυμαίνεται 1 – 2 % μεταξύ κενού και πλήρους φορτίου. Η ολίσθηση ωστόσο είναι συνάρτηση της (DC) αντίστασης (μετρούμενης σε ohms) στο τυλίγμα του δρομέα της γεννήτριας. Όσο μεγαλύτερη είναι η αντίσταση, τόσο μεγαλύτερη είναι και η ολίσθηση.

Ένας τρόπος για να μεταβάλλουμε την ολίσθηση ενός κινητήρα είναι να μεταβάλλουμε την αντίσταση του τυλίγματος του δρομέα. Ένας σύγχρονος τρόπος δημιουργίας μεταβλητής ταχύτητας είναι η χρησιμοποίηση μετατροπών συνδεδεμένους με το τυλίγμα του δρομέα, όπως φαίνεται στο σχήμα 1.6.

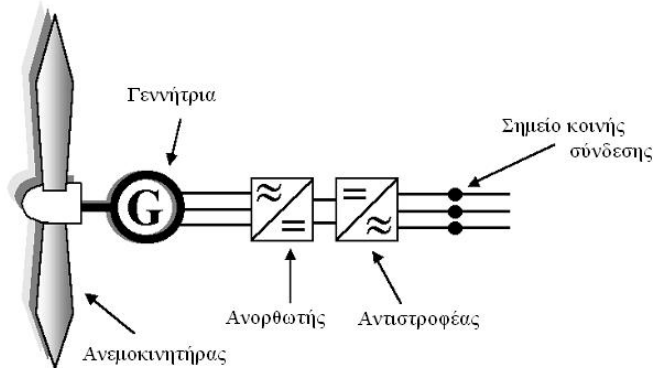


Σχ. 1.6: Ανεμογεννήτρια Μεταβλητής Ταχύτητας με παράλληλη σύνδεση ανορθωτή και αντιστροφέα.^[7]

Τα τυλίγματα του δρομέα είναι συνδεδεμένα σε έναν AC-DC-AC μετατροπέα με μεταβλητή συχνότητα. Η ταχύτητα περιστροφής είναι ανάλογη της διαφοράς συχνότητας μεταξύ της συχνότητας του στάτη και της συχνότητας του δρομέα.

Ένας άλλος σύγχρονος τρόπος διασύνδεσης της γεννήτριας φαίνεται στο σχήμα 1.7, όπου μεταξύ γεννήτριας και δικτύου παρεμβάλλεται σε σειρά ένας ανορθωτής και ένας αντιστροφέας. Στην περίπτωση αυτή ο έλεγχος της ταχύτητας περιστροφής του ανεμοκινητήρα είναι ανεξάρτητος από την συχνότητα του δικτύου. Επιπλέον υπάρχει το

μεγάλο πλεονέκτημα ότι με την βοήθεια των ηλεκτρονικών ισχύος μπορούμε να ελέγξουμε την ροή της ισχύος οπότε να τροφοδοτείται η γεννήτρια με την απαιτούμενη άεργο ισχύ από το δίκτυο, ενώ με την εφαρμογή διαφόρων τεχνικών μπορούμε να κατασκευάσουμε ενεργά φίλτρα βελτιώνοντας έτσι την ποιότητα της ισχύος που ρέει προς το δίκτυο. Επιπλέον, η ανεμογεννήτρια μπορεί να λειτουργεί για τιμές από 0 – 100 % της ονομαστικής ταχύτητας, αφού με τους μετατροπείς μπορούμε να χειριστούμε οποιοδήποτε ρυθμό παραγωγής ενέργειας της ανεμογεννήτριας.



Σχ. 1.7: Ανεμογεννήτρια μεταβλητής ταχύτητας με σύνδεση σε σειρά με ανορθωτή και αντιστροφέα^[7]

1.4. Τεχνικές Διασύνδεσης Αιολικών Πάρκων στο Δίκτυο Διανομής^{[7], [8]}

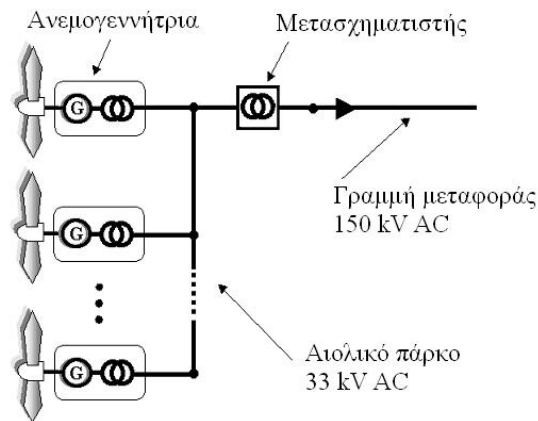
Επειδή η αιολική ενέργεια είναι μια «ήπια» μορφή ενέργειας, για να μπορέσουμε να πάρουμε από τον άνεμο μία ικανοποιητική ποσότητα ενέργειας, η οποία να είναι συγκρίσιμη με αυτήν έστω ενός μικρού συμβατικού σταθμού παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας, απαιτούνται αρκετές αιολικές μηχανές, οι οποίες θα πρέπει να είναι διασυνδεδεμένες μεταξύ τους και να βρίσκονται σε περιοχές με υψηλό αιολικό δυναμικό, δημιουργώντας με τον τρόπο αυτό ένα αιολικό πάρκο. Στο αιολικό αυτό πάρκο η διάταξη των ανεμογεννητριών τόσο μεταξύ τους όσο και ως προς την επικρατούσα κατεύθυνση του ανέμου καθορίζεται με κριτήρια όπως την ελαχιστοποίηση της αλληλεπίδρασης των ανεμοκινητήρων που μπορούν να εγκατασταθούν στον διαθέσιμο χώρο του πάρκου και της μεγιστοποίησης της ενεργειακής απόδοσης του αιολικού πάρκου.

Τα αιολικά πάρκα δεν είναι απαραίτητο να καταλαμβάνουν κάποιον χώρο στεριάς. Υπάρχουν περιοχές της Ευρώπης στις οποίες έχουν δημιουργηθεί αιολικά πάρκα σε θαλάσσιες περιοχές. Στην θάλασσα οι περίοδοι που υπάρχει άπνοια είναι αρκετά σπάνιες και διαρκούν μικρό χρονικό διάστημα. Συνεπώς, η αποτελεσματική χρήση των ανεμογεννητριών είναι μεγαλύτερη στην θάλασσα από ότι στην στεριά.

Ένας παραδοσιακός τρόπος μεταφοράς ενέργειας από αιολικό πάρκο προς το δίκτυο φαίνεται στο σχήμα 1.8. Στην περίπτωση αυτή η μεταφορά της ενέργειας γίνεται με εναλλασσόμενη τάση υψηλής τιμής.

Ένας άλλος τρόπος μεταφοράς της ηλεκτρικής ενέργειας είναι με μετατροπή της τάσης του αιολικού πάρκου σε συνεχή τάση υψηλής τιμής (HVDC), μεταφορά της ηλεκτρικής ενέργειας με συνεχή τάση DC και στην συνέχεια μετατροπή της σε εναλλασσόμενη AC κοντά στο φορτίο ή στο σύστημα διασύνδεσης. Η μεταφορά της ηλεκτρικής ενέργειας με συνεχή τάση υψηλής τιμής (HVDC) έχει τα παρακάτω πλεονεκτήματα:

- Δεν παρουσιάζονται τα προβλήματα που προκύπτουν από την δημιουργία των ηλεκτρομαγνητικών πεδίων όταν η μεταφορά γίνεται με τάση AC. Τα πεδία αυτά προκαλούν παρεμβολές και δυσλειτουργίες στον χώρο των τηλεπικοινωνιών.



Σχ. 1.8: Σύστημα μεταφοράς ενέργειας με εναλλασσόμενη τάση από αιολικό πάρκο. [7]

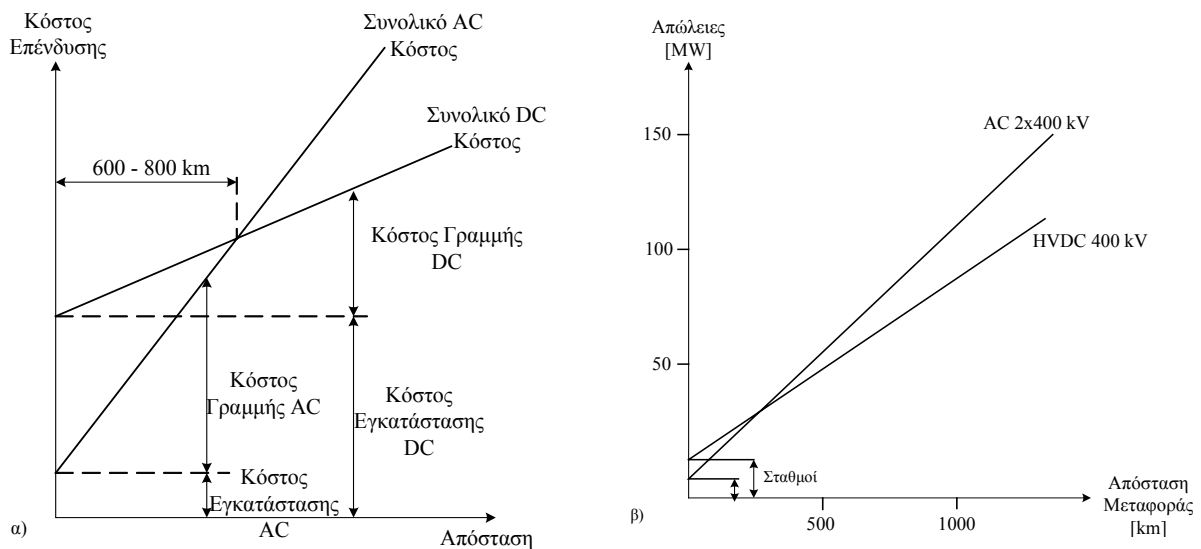
- Η ροή της ισχύος είναι ελέγξιμη σε αντίθεση με τα συστήματα μεταφοράς AC.
- Δεν απαιτούνται ενεργά φίλτρα και πυκνωτές για αντιστάθμιση ισχύος.
- Καθιστά δυνατή την διασύνδεση δύο ηλεκτρικών συστημάτων, όταν αυτά έχουν διαφορετική συχνότητα ή διαφορετική φιλοσοφία ελέγχου της συχνότητας.
- Για μεγάλες αποστάσεις μεταφοράς της ηλεκτρικής ενέργειας οι απώλειες ισχύος είναι μικρότερες από ότι με μεταφορά με τάση AC.
- Χρησιμοποιείται όταν η μεταφορά της ηλεκτρικής ενέργειας γίνεται με καλώδια, τα οποία τοποθετούνται υποθαλάσσια και έχουν μεγάλο μήκος.
- Τα καλώδια δεν παρουσιάζουν την μεγάλη παρασιτική χωρητικότητα που δημιουργείται κατά την μεταφορά με AC τάση.
- Επιτρέπει αποτελεσματικά τον διαχωρισμό δύο συστημάτων με διατήρηση της ευστάθειάς τους.

Τα μειονεκτήματα της μεταφοράς της ηλεκτρικής ενέργειας με συνεχή τάση υψηλής τιμής (HVDC) είναι τα παρακάτω:

- το κόστος των συστημάτων συνεχούς τάσης είναι τώρα μεγαλύτερο από το αντίστοιχο των παραδοσιακών συστημάτων που χρησιμοποιούν εναλλασσόμενη τάση, αλλά με την πάροδο του χρόνου και την ωρίμανση της τεχνολογίας των ημιαγωγών σε περιοχές υψηλής ισχύος, αναμένεται στο μέλλον το κόστος αυτό να μειωθεί σημαντικά, καθιστώντας ανταγωνιστική την διασύνδεση με συνεχή τάση.
- Η χρησιμοποίηση μετατροπέων ισχύος αυξάνουν τις συνολικές απώλειες ισχύος.

Στο σχήμα 1.9 παρουσιάζονται δύο γραφικές παραστάσεις που συγκρίνουν τους δύο δυνατούς τρόπους μεταφοράς της ηλεκτρικής ενέργειας με AC και DC τάση, με κριτήριο το κόστος της επένδυσης και τις συνολικές απώλειες που παρουσιάζονται. Παρατηρούμε ότι για μεγάλες αποστάσεις μεταφοράς της ηλεκτρικής ενέργειας, η μεταφορά με σταθερή τάση υψηλής τιμής (HVDC) είναι πιο συμφέρουσα.

Στις επόμενες παραγράφους παρουσιάζονται τρεις διαφορετικοί τρόποι μεταφοράς ενέργειας με συνεχή τάση.

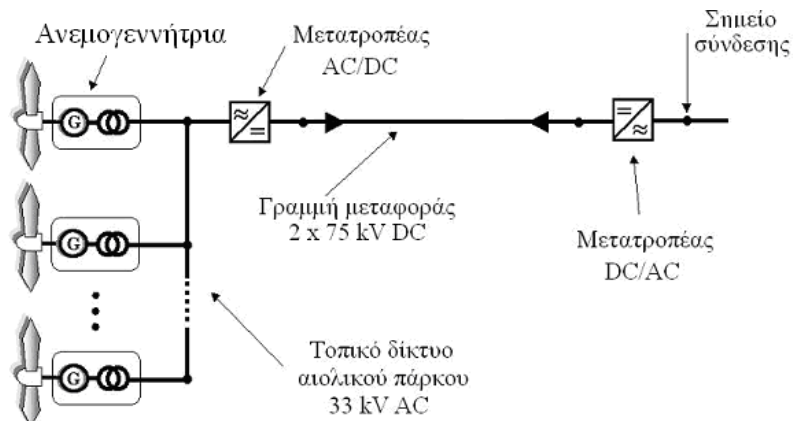


Σχ. 1.9: Σύγκριση μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας με AC και DC τάση.

- α) Σύγκριση με κριτήριο το κόστος της επένδυσης.
 β) Σύγκριση με κριτήριο τις συνολικές απώλειες ισχύος.^[7]

1.4.1. Αιολικό Πάρκο Εναλλασσόμενης/Συνεχούς Τάσης.

Στο αιολικό πάρκο εναλλασσόμενης/συνεχούς τάσης του σχήματος 1.10, κάθε ανεμογεννήτρια διαθέτει έναν μετασχηματιστή 33 kV, οπότε η τάση εξόδου είναι 33kV AC. Η κάθε ανεμογεννήτρια είναι συνδεδεμένη σε ένα τοπικό δίκτυο εναλλασσόμενης τάσης, το οποίο συνδέεται με τον κύριο μετατροπέα 33/150 kV AC/DC.

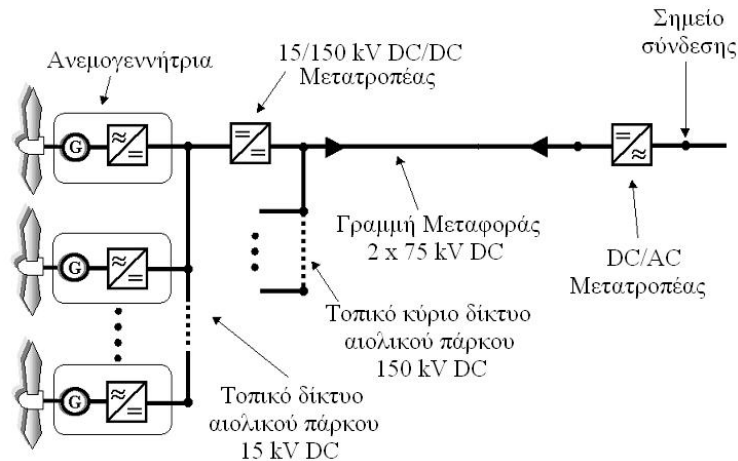


Σχ. 1.10: Σχηματικό διάγραμμα αιολικού πάρκου εναλλασσόμενης/συνεχούς τάσης που αποτελείται από ανεμογεννήτριες, τοπικό δίκτυο AC τάσης, μετατροπέα AC/DC, καλώδια μεταφοράς DC τάσης και μετατροπέα DC/AC στο σημείο σύνδεσης με το δίκτυο.^[7]

Η μεταφορά μπορεί να γίνει με δύο ομάδες καλωδίων 75 kV DC. Στο σημείο σύνδεσης με το δίκτυο υπάρχει ένας DC/AC μετατροπέας για την σύνδεση τελικά της εγκατάστασης στο δίκτυο.

1.4.2. Αιολικό Πάρκο Συνεχούς Τάσης με έναν Μετατροπέα Ανύψωσης (τοπολογία DC1).

Στο αιολικό πάρκο του σχήματος 1. 11 κάθε ανεμογεννήτρια έχει έναν μετατροπέα 15 kV AC/DC και επομένως μια τάση εξόδου των 15 kV DC. Ανά πέντε οι ανεμογεννήτριες συνδέονται μεταξύ τους δημιουργώντας ένα τοπικό υποδίκτυο 15 kV DC, το οποίο συνδέεται σε έναν 15/150 kV DC/DC μετατροπέα.



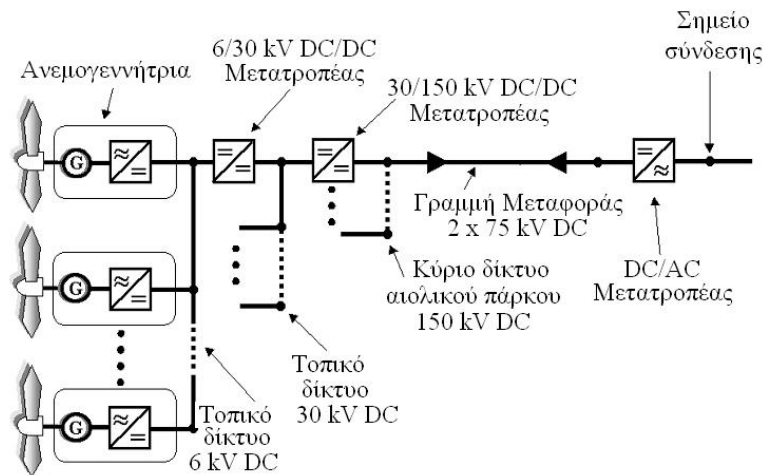
Σχ. 1.11: Σχηματικό διάγραμμα αιολικού πάρκου συνεχούς τάσης DC1 αποτελούμενο από ανεμογεννήτριες, τοπικό δίκτυο συνεχούς τάσης, μετατροπείς DC/DC, καλώδια μεταφοράς DC τάσης και μετατροπέα DC/AC στο σημείο σύνδεσης με το δίκτυο.^[7]

Όλοι αυτοί οι 15/150 kV DC/DC μετατροπείς συνδέονται μεταξύ τους αποτελώντας έτσι το τοπικό κύριο δίκτυο του αιολικού πάρκου. Στην συνέχεια μέσω δύο ομάδων καλωδίων 75 kV μεταφέρεται η ηλεκτρική ενέργεια σε μετατροπέα DC/AC που υπάρχει στο σημείο σύνδεσης με το δίκτυο.

1.4.3. Αιολικό Πάρκο Συνεχούς Τάσης με Δύο Εν Σειρά Συνδεδεμένους Μετατροπείς Ανύψωσης (Τοπολογία DC2).

Στο αιολικό πάρκο του σχήματος 1.12 κάθε ανεμογεννήτρια έχει τάση εξόδου 6 kV DC. Ανά πέντε οι ανεμογεννήτριες συνδέονται μεταξύ τους, δημιουργώντας ένα τοπικό δίκτυο το οποίο συνδέεται με έναν 6/30 kV DC/DC μετατροπέα.

Σε ομάδες οι μετατροπείς 6/30 kV DC/DC είναι συνδεδεμένοι με μετατροπείς 30/150 kV DC/DC. Όλοι αυτοί οι μετατροπείς 30/150 kV συνδέονται μεταξύ τους δημιουργώντας το κύριο δίκτυο του αιολικού πάρκου. Από εκεί η ηλεκτρική ενέργεια μεταφέρεται μέσω δύο ομάδων καλωδίων 75 kV DC σε έναν μετατροπέα DC/AC που βρίσκεται στο σημείο σύνδεσης με το δίκτυο.



Σχ. 1.12: Σχηματικό διάγραμμα αιολικού πάρκου συνεχούς τάσης DC2 αποτελούμενο από ανεμογεννήτριες, τοπικά δίκτυα συνεχούς τάσης, μετατροπείς DC/DC, καλώδια μεταφοράς συνεχούς τάσης και DC/AC μετατροπέα στο σημείο σύνδεσης με το δίκτυο. ^[7]

1.4.4. Τεχνικές Μεταφοράς Ηλεκτρικής Ενέργειας από Αιολικό Πάρκο.

Παραπάνω παρουσιάστηκαν τέσσερις διαφορετικοί τρόποι μεταφοράς της ηλεκτρικής ενέργειας από το αιολικό πάρκο προς το δίκτυο. Ο πρώτος είναι το παραδοσιακό σύστημα μεταφοράς με εναλλασσόμενη τάση AC. Ο δεύτερος είναι με μεταφορά συνεχούς τάσης, από το δίκτυο του αιολικού πάρκου, στο οποίο η τάση είναι εναλλασσόμενη. Οι δύο άλλοι τρόποι χρησιμοποιούν σταθερή τάση DC για την μεταφορά, αλλά επιπλέον η τάση του τοπικού δικτύου του αιολικού πάρκου είναι σταθερή DC.

Με τον δεύτερο τρόπο υπάρχει η δυνατότητα οι ανεμογεννήτριες να δουλεύουν με μεταβλητή ταχύτητα περιστροφής, αφού το πρόβλημα της μεταβολής της συχνότητας λύνεται με την βοήθεια των ηλεκτρονικών ισχύος. Ωστόσο οι μηχανικές καταπονήσεις των ανεμοκινητήρων θα είναι για όλες οι ίδιες από την στιγμή που είναι συνδεδεμένες όλες μαζί.

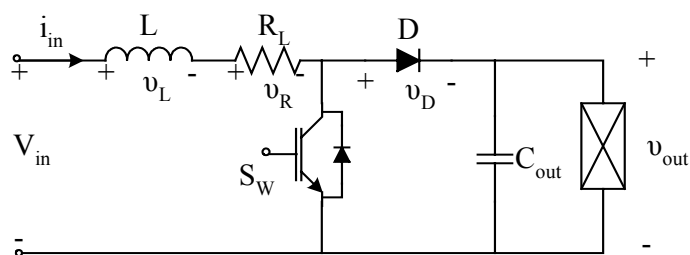
Οι δύο τελευταίοι τρόποι σύνδεσης (DC1 και DC2) δίνουν την δυνατότητα οι ανεμογεννήτριές τους να εργάζονται μεταξύ τους με διαφορετική ταχύτητα και επομένως οι μηχανικές καταπονήσεις να είναι μικρότερες, η δε εκμετάλλευση ενέργειας από τον άνεμο μεγαλύτερη.

Σε όλους τους παραπάνω τρόπους μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας, εκτός από τον παραδοσιακό AC, χρησιμοποιούνται μετατροπείς συνεχούς τάσης σε συνεχή (DC→DC) και για αυτό τον λόγο στα επόμενα κεφάλαια θα αναλύσουμε και θα συγκρίνουμε δύο βασικούς DC→DC μετατροπείς, οι οποίοι χρησιμοποιούνται σε αυτές τις εφαρμογές.

Κεφάλαιο 2

Μετατροπέας Ανύψωσης ^{[1],[4],[6],[12],[13]}

2.1. Τοπολογία: Στο σχήμα 2.1 φαίνεται ο Μετατροπέας Ανύψωσης

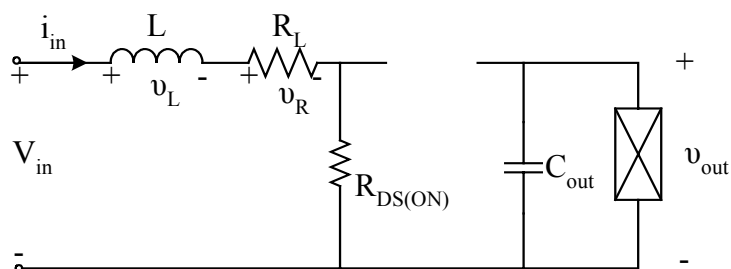


Σχ. 2.1: Μετατροπέας Ανύψωσης

Χρήση: Η τοπολογία Ανύψωσης χρησιμοποιείται στους DC – DC μετατροπείς για ανύψωση της τάσης εισόδου. Το χαρακτηριστικό αυτού του μετατροπέα είναι ότι δεν παρέχει γαλβανική απομόνωση της εξόδου από την είσοδο, ενώ επιτρέπει την ρύθμιση του λόγου τάσης εξόδου προς εισόδου V_{out}/V_{in} , ο οποίος είναι πάντα $V_{out}/V_{in} \geq 1$.

Τρόπος Λειτουργίας: Ο τρόπος λειτουργίας του μετατροπέα Ανύψωσης είναι κυκλικός. Κάθε κύκλος λειτουργίας του έχει δύο φάσεις:

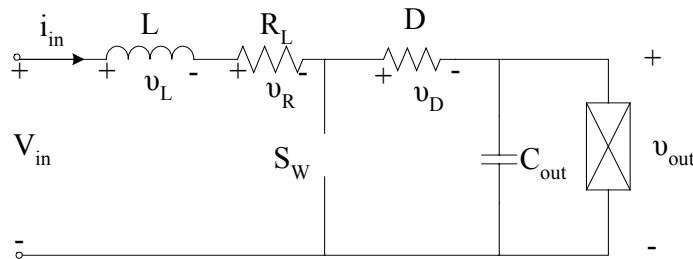
- **Φάση Πρώτη:** Ο Ημιαγωγικός Διακόπτης S_w άγει (ON). Στην περίπτωση αυτή το ισοδύναμο κύκλωμα του μετατροπέα γίνεται όπως στο σχήμα 2.2



Σχ. 2.2: Ισοδύναμο Κύκλωμα Μετατροπέα Ανύψωσης κατά την Πρώτη Φάση

Στην φάση αυτή στα άκρα του πηνίου L εφαρμόζεται πρακτικά η τάση εισόδου V_{in} . Τότε το ρεύμα εισόδου αρχίζει να αυξάνεται γραμμικά ($di_{in} > 0$) και ενέργεια αποθηκεύεται στο πηνίο, εξαιτίας του μαγνητικού πεδίου που δημιουργείται γύρω από αυτό. Η δίοδος D πολώνεται ανάστροφα και έτσι αποτρέπει την βραχυκύκλωση των άκρων του πυκνωτή εξόδου C_{out} , ο οποίος αρχίζει να εκφορτίζεται τροφοδοτώντας το φορτίο με την απαραίτητη ενέργεια. Λόγω της εκφόρτισης του πυκνωτή η τάση εξόδου θα αρχίσει να μειώνεται.

- **Φάση Δεύτερη:** Ο Ημιαγωγικός Διακόπτης S_W δεν άγει (OFF): Το ισοδύναμο κύκλωμα γίνεται όπως στο σχήμα 2.3



Σχ. 2.3: Ισοδύναμο Κύκλωμα Μετατροπέα Ανύψωσης κατά την Δεύτερη Φάση

Στην φάση αυτή ενέργεια μεταφέρεται από την πηγή v_{in} αλλά και από το μαγνητικό πεδίο του πηνίου L, στο φορτίο και στον πυκνωτή C_{out} . Στην περίπτωση αυτή το ρεύμα του πηνίου αρχίζει να μειώνεται γραμμικά ($di_{in} < 0$) οπότε η τάση στα άκρα του v_L θα είναι $\left(v_L = L \frac{di_{in}}{dt} \right) v_L < 0$, επομένως η τάση εξόδου v_{out} που είναι (θεωρώντας ότι $v_{RL}, v_D \rightarrow 0$ όπως πρακτικά συμβαίνει)

$$-v_{in} + v_L + v_{out} = 0 \Rightarrow$$

$$v_{out} = v_{in} - v_L$$

θα είναι μεγαλύτερη της τάσης εισόδου v_{in} . Στην φάση αυτή ο πυκνωτής εξόδου C_{out} φορτίζεται.

Ο μετατροπέας Ανύψωσης, ανάλογα με το φορτίο και τον χρόνο μη αγωγής του διακόπτη S_W , μπορεί να λειτουργεί με δύο τρόπους:

- την Διακοπτόμενη Αγωγή του πηνίου (Discontinuous Conduction Mode, DCM), στην οποία το ρεύμα εισόδου μηδενίζεται πριν την έναρξη ενός νέου κύκλου λειτουργίας του μετατροπέα.
- την Συνεχή Αγωγή του πηνίου (Continuous Conduction Mode, CCM), στην οποία τα ρεύμα εισόδου δεν μηδενίζεται.

Ορισμοί:

t_{ON}	=	χρόνος αγωγής (κατάσταση ON) του ημιαγωγικού διακόπτη S_W	=	DT_s
t_{OFF}	=	χρόνος μη αγωγής (κατάσταση OFF) του ημιαγωγικού διακόπτη S_W		
T_S	=	η περίοδος του κύκλου λειτουργίας του μετατροπέα	=	$t_{ON} + t_{OFF}$

D	=	Βαθμός Χρησιμοποίησης (Duty Cycle) του ημιαγωγικού διακόπτη. $S_w = \frac{t_{ON}}{T_s}$, $D \in (0,1)$		
v_{in}	=	Τάση Εισόδου		
v_{out}	=	Τάση Εξόδου		

2.2 Ανάλυση Τοπολογίας Ανύψωσης στην Μόνιμο Κατάσταση Συνεχούς Αγωγής

2.2.1. Υπολογισμός της Τάσης Εξόδου \bar{v}_{out} , όταν ο μετατροπέας λειτουργεί σε κατάσταση Συνεχούς Αγωγής του Πηνίου CCM ($i_L > 0 \forall t$).

- Η ενέργεια που στην Φάση 1 αποθηκεύεται στο πηνίο L είναι:

$$W_1 = \bar{v}_L \bar{i}_L t_{ON}, \text{ όπου } \bar{v}_L = V_{in} - R_L \bar{i}_L - \bar{v}_{S_w}$$

- Η ενέργεια που στην Φάση 2 απελευθερώνεται από το πηνίο L είναι:

$$W_2 = \bar{v}_L \bar{i}_L t_{OFF}, \text{ όπου } \bar{v}_L = V_{in} - R_L \bar{i}_L - \bar{v}_D - \bar{v}_{out}$$

Συνεπώς και βάση της Αρχής Διατήρησης της Ενέργειας θα ισχύει:

$$W_1 = -W_2 \Rightarrow (V_{in} - R_L \bar{i}_L - \bar{v}_{S_w}) t_{ON} = -(V_{in} - R_L \bar{i}_L - \bar{v}_D - \bar{v}_{out}) t_{OFF}$$

Αλλά $\frac{t_{OFF}}{t_{ON}} = \frac{T - t_{ON}}{t_{ON}} = \frac{T}{t_{ON}} - 1 = \frac{1}{D} - 1 = \frac{1-D}{D} \Rightarrow \frac{t_{ON}}{t_{OFF}} = \frac{D}{1-D}$

οπότε τελικά η τάση εξόδου δίνεται από την σχέση:

$$\bar{v}_{out} = \frac{V_{in} - R_L \bar{i}_L - \bar{v}_D - \bar{v}_{S_w}}{1-D} \quad (2.1)$$

2.2.2. Κυμάτωση του Ρεύματος του Πηνίου i_L

Είναι $v_L = L \frac{di_L}{dt} \Rightarrow \bar{v}_L = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \Rightarrow \Delta i_L = \frac{\bar{v}_L}{L} \Delta t$

οπότε στην Φάση 1 η κυμάτωση του ρεύματος του πηνίου θα είναι:

$$\Delta i_{L(+)} = \frac{V_{in} - R_L \bar{i}_L - \bar{v}_{S_w}}{L} t_{ON} \quad (2.2a)$$

και στην Φάση 2 θα είναι:

$$\Delta i_{L(-)} = \frac{(\bar{V}_{out} + \bar{V}_D + R_L \bar{I}_L) - V_{in}}{L} t_{OFF} \quad (2.2\beta)$$

Είναι φανερό ότι ισχύει η σχέση $\Delta i_{L(+)} = \Delta i_{L(-)}$.

2.2.3. Απλοποιημένες σχέσεις: Οι τάσεις \bar{V}_D και \bar{V}_{S_w} στα άκρα των ημιαγωγικών στοιχείων, όταν αυτά είναι σε κατάσταση αγωγής, είναι πολύ μικρές σε σχέση με την V_{in} οπότε μπορούν να θεωρηθούν ίσες με μηδέν ($\bar{V}_D = \bar{V}_{S_w} = 0$). Επίσης η ωμική αντίσταση R_L του πηνίου είναι πολύ μικρή, άρα μπορούμε να θεωρήσουμε $R_L \approx 0$. Μετά από τις παραδοχές αυτές, οι παραπάνω σχέσεις γράφονται:

$$\bar{V}_{out} = \frac{V_{in}}{1-D} \quad (2.3)$$

$$\Delta i_{L(+)} = \frac{V_{in}}{L} D T_S \quad (2.4\alpha)$$

$$\Delta i_{L(-)} = \frac{\bar{V}_{out} - V_{in}}{L} (1-D) T_S \quad (2.4\beta)$$

Στην περίπτωση αυτή οι κυματομορφές του μετατροπέα Ανύψωσης θα είναι αυτές του σχήματος 2.4. Επομένως η κυμάτωση του ρεύματος του πηνίου θα είναι

$$\Delta i_{L,rip} = \Delta i_{L(+)} = \Delta i_{L(-)} \Rightarrow$$

$$\Delta i_{L,rip} = \frac{V_{in}}{L} D T_S \quad (2.5)$$

και

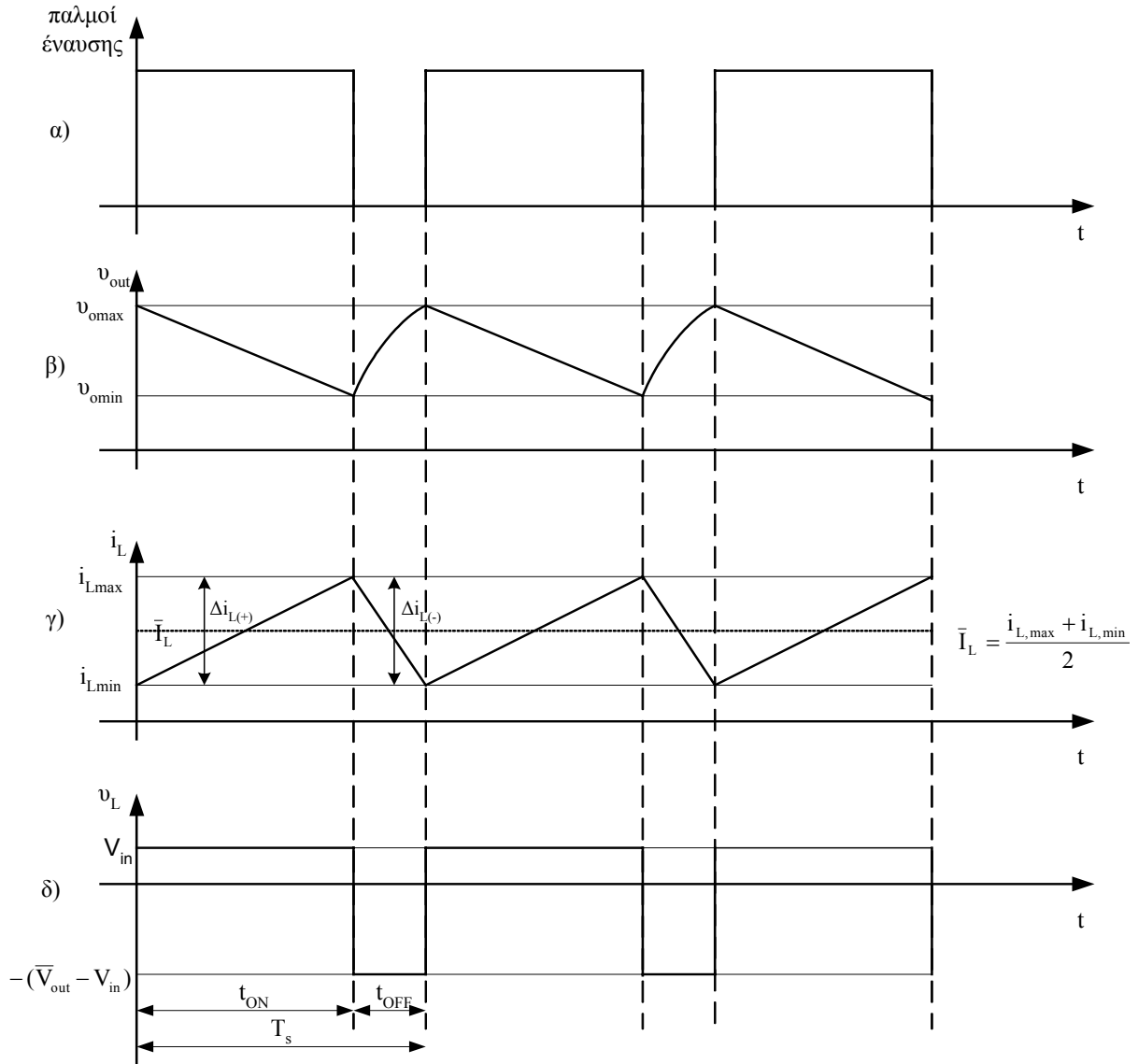
$$\Delta i_{L,rip} = i_{L,max} - i_{L,min} \quad (2.6)$$

2.2.4. Σχέση Ρεύματος Εισόδου – Εξόδου

Σε έναν ιδανικό, χωρίς απώλειες, μετατροπέα θα ισχύει:

$$\text{Ισχύς Εισόδου} = \text{Ισχύς Εξόδου} \Rightarrow$$

$$\begin{aligned} V_{in} \bar{I}_L &= \bar{V}_{out} \bar{I}_{out} \Rightarrow \\ \bar{I}_L &= \frac{\bar{I}_{out}}{1-D} \end{aligned} \quad (2.7)$$



Σχ. 2.4: Κυματομορφές του Μετατροπέα Ανόψωσης για κατάσταση Συνεχούς Αγωγής.
 α) Παλμοί έναυσης του ημιαγωγικού διακόπτη S_W . β) Τάση Εξόδου. γ) Ρεύμα Εισόδου. δ) Τάση στα άκρα του πηνίου

2.2.5. Καταπόνηση Ημιαγωγικών Στοιχείων

Για επιλογή ημιαγωγικού στοιχείου και την αποφυγή καταστροφής αυτού, είναι χρήσιμο να εξετάζουμε μέγιστες τιμές που καταπονούν το στοιχείο, όπως:

- **Μέγιστη Τάση στα Άκρα του ημιαγωγικού διακόπτη S_W**

Η μέγιστη τάση στα άκρα του ημιαγωγικού διακόπτη S_W εμφανίζεται αμέσως μετά από την στιγμή που ο διακόπτης S_W μεταβαίνει από την κατάσταση αγωγής (ON) στην κατάσταση αποκοπής (OFF). Άρα

$$v_{S_W, \max} = v_{\text{out}} \quad (2.8)$$

- **Μέγιστο Ρεύμα που Διαρρέει τον ημιαγωγικό διακόπτη S_W**

Εμφανίζεται αμέσως πριν την στιγμή που ο ημιαγωγικός διακόπτης μεταβεί από ON σε OFF. Είναι:

$$i_{S_w, \max} = i_{L, \max} = \bar{I}_L + \frac{\Delta i_{L, \text{rip}}}{2} = \frac{\bar{I}_{\text{out}}}{1-D} + \frac{1}{2} \frac{V_{\text{in}}}{L} t_{\text{ON}} \quad (2.9)$$

RMS τιμή: Το ρεύμα του ημιαγωγικού διακόπτη S_w στην ιδανική περίπτωση είναι γραμμικό, δηλαδή είναι της μορφής

$$i_{S_w} = \alpha t + \beta$$

Εξετάζουμε χρονικό διάστημα στο οποίο ο διακόπτης άγει, δηλαδή για χρονικό διάστημα $kT_s \leq t \leq kT_s + t_{\text{ON}}$.

Για $t_1 = kT_s$ είναι $i_{S_w}(t_1) = i_{\min}$

και για $t_2 = kT_s + t_{\text{ON}}$ είναι $i_{S_w}(t_2) = i_{\max}$

Άρα

$$i_{S_w}(t) = \frac{i_{\max} - i_{\min}}{t_{\text{ON}}} t + i_{\min} \Rightarrow$$

$$i_{S_w}(t) = \frac{\Delta i_{L, \text{rip}}}{t_{\text{ON}}} t + \left(\bar{I}_L - \frac{1}{2} \Delta i_{L, \text{rip}} \right)$$

Επομένως η RMS τιμή του ρεύματος είναι

$$i_{S_w, \text{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{(T_s)} i(t) dt} = \sqrt{D \left[\left(\frac{I_{\text{out}}}{1-D} \right)^2 + \frac{1}{3} \left(\frac{1}{2} \Delta i_{L, \text{rip}} \right)^2 \right]} \Rightarrow$$

$$i_{S_w, \text{RMS}} = \sqrt{D} \sqrt{\left(\frac{\bar{I}_{\text{out}}}{1-D} \right)^2 + \frac{1}{3} \left(\frac{1}{2} \frac{V_{\text{in}}}{L} D T_s \right)^2} \quad (2.10)$$

- **Μέγιστη Τάση στα Άκρα της Διόδου D**

Εμφανίζεται στην Φάση 1 κατά την οποία η διόδος D δεν άγει:

$$-v_{S_w} + v_D + v_{\text{out}} = 0 \Rightarrow$$

$$v_{D, \max} = -v_{o, \max} \quad (2.11)$$

- **Μέγιστο Ρεύμα που διαρρέει την διόδο D**

Εμφανίζεται στην αρχή της Φάσης 2, ακριβώς μετά το άνοιγμα του S_w

$$i_{D, \max} = \bar{I}_L + \frac{\Delta i_L}{2} \Rightarrow$$

$$i_{D, \max} = \frac{\bar{I}_{\text{out}}}{1-D} + \frac{1}{2} \frac{V_{\text{in}}}{L} D T_s \quad (2.12)$$

RMS τιμή: Το ρεύμα του ημιαγωγικού διακόπτη S_w στην ιδανική περίπτωση είναι γραμμικό, δηλαδή είναι της μορφής

$$i_{S_w} = \alpha t + \beta$$

Εξετάζουμε χρονικό διάστημα στο οποίο ο διακόπτης άγει, δηλαδή για χρονικό διάστημα $kT_S + t_{ON} \leq t \leq (k+1)T_S$ ή $(k+1)T_S - t_{OFF} \leq t \leq (k+1)T_S$. Χωρίς βλάβη, λόγω της περιοδικότητας του ρεύματος, μπορούμε να κάνουμε μία μετατόπιση του άξονα, ώστε να διευκολυνθούμε στον υπολογισμό του ολοκληρώματος. Έτσι

Για $t_1 = -t_{OFF}$ είναι $i_D(t_1) = i_{max}$

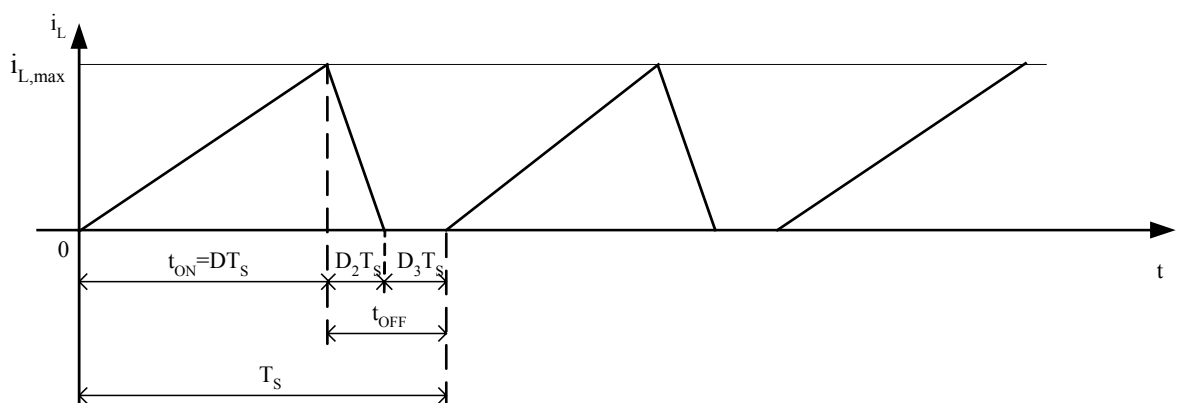
και για $t_2 = 0$ είναι $i_D(t_2) = i_{min}$

Άρα
$$i_D(t) = \frac{i_{min} - i_{max}}{t_{OFF}} t + i_{min}$$

και τελικά
$$i_{D,RMS} = \sqrt{1-D} \sqrt{\left(\frac{\bar{I}_{out}}{1-D}\right)^2 + \frac{1}{3} \left(\frac{1}{2} \frac{V_{in}}{L} DT_S\right)^2} \quad (2.13)$$

2.3. Ανάλυση Τοπολογίας Ανύψωσης στην Μόνιμο Κατάσταση Διακοπτόμενης Αγωγής ^{[12],[13]}

Όπως προκύπτει από την σχέση (2.7), που ισχύει όταν το πηνίο διαρρέεται από συνεχόμενο ρεύμα ($i_L(t) > 0 \forall t$), η μέση τιμή του ρεύματος του πηνίου ελαττώνεται όταν μειώνεται το ρεύμα εξόδου. Επιπλέον η κυμάτωση του ρεύματος του πηνίου Δi_L δεν εξαρτάται από το ρεύμα εξόδου (σχέση 2.5). Έτσι, όπως φαίνεται και από το σχήμα 2.4γ, όσο το ρεύμα εξόδου μειώνεται προκαλώντας ανάλογη μείωση του \bar{I}_L , το $i_{L,min}$ θα μειώνεται και αυτό, ώσπου κάποια στιγμή να γίνει μηδέν. Η τιμή που έχει τότε το ρεύμα φορτίου την ονομάζουμε κρίσιμη τιμή. Εάν το ρεύμα φορτίου πάρει τιμή μικρότερη από την κρίσιμη τιμή, το ρεύμα πηνίου δεν πρόκειται να γίνει ποτέ αρνητικό, λόγω της διόδου D. Στην περίπτωση αυτή το ρεύμα του πηνίου θα παραμείνει μηδέν, μέχρι να ξεκινήσει ο επόμενος κύκλος λειτουργίας του μετατροπέα, που αρχίζει με την αγωγή του S_W . Η κυματομορφή του ρεύματος του πηνίου στην περίπτωση αυτή θα είναι η παρακάτω:

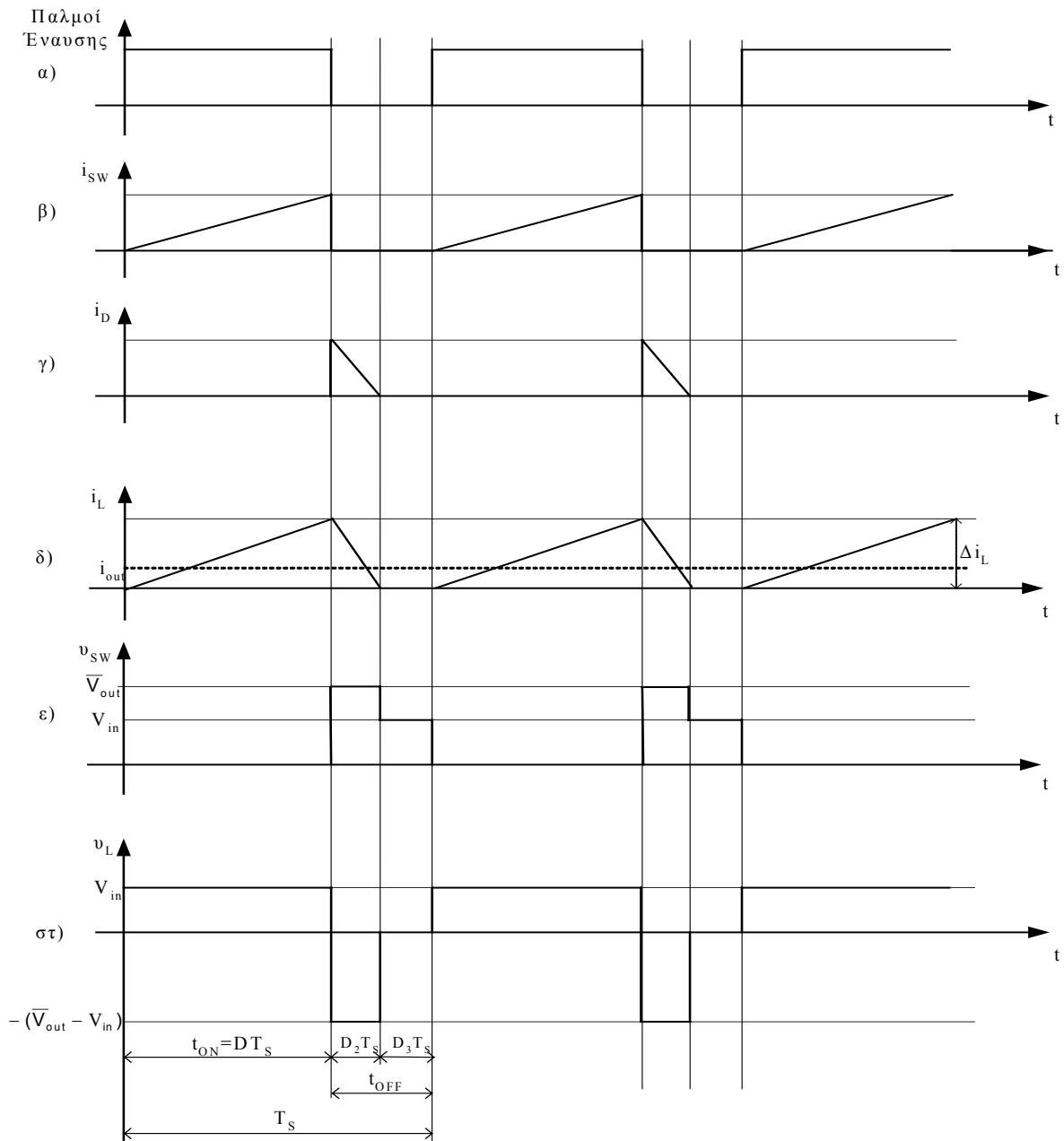


Σχ. 2.5: Ρεύμα πηνίου όταν ο μετατροπέας Ανύψωσης λειτουργεί στην κατάσταση διακοπτόμενης αγωγής πηνίου.

Στην περίπτωση λοιπόν της κατάστασης διακοπτόμενης αγωγής έχουμε σε έναν κύκλο λειτουργίας τρεις φάσεις:

- η πρώτη, στην οποία ο ημιαγωγικός διακόπτης S_W είναι ON και έχει διάρκεια $t_{ON} = DT_s$.
- η δεύτερη, στην οποία ο ημιαγωγικός διακόπτης S_W είναι OFF και η διάδος D άγει, η οποία έχει διάρκεια $t_{OFF} = D_2T_s$.
- η τρίτη, στην οποία ούτε ο ημιαγωγικός διακόπτης S_W ούτε η διάδος D άγουν. Η διάρκεια της φάσης αυτής είναι D_3T_s .

Οι κυματομορφές του μετατροπέα Ανύψωσης για την κατάσταση DCM φαίνονται στο σχήμα 2.6.



Σχ. 2.6: Μετατροπέας Ανύψωσης στην κατάσταση Διακοπτόμενης Αγωγής πηνίου (DCM).

α) Παλμοί Έναυσης. β) Ρεύμα που διαρρέει τον ημιαγωγικό διακόπτη S_W .

γ) Ρεύμα που διαρρέει την διάοδο D . δ) Ρεύμα Πηνίου L .

ε) Τάση στα άκρα του ημιαγωγικού διακόπτη S_W .

στ) Τάση στα άκρα του πηνίου L .

2.3.1. Κυμάτωση Δi_L του Ρεύματος του Πηνίου.

Επειδή η μεταβολή του ρεύματος του πηνίου είναι πρακτικά γραμμική, από την σχέση τάσης – ρεύματος που ισχύει γενικά για ένα πηνίο

$$v_L = L \frac{di_L}{dt}$$

προκύπτει ότι

$$|\Delta i_L| = \frac{|\bar{V}_L|}{L} \Delta t$$

οπότε η κυμάτωση είναι:

- στην πρώτη φάση (Φ1)

$$\begin{aligned} v_L &= V_{in} \\ \Delta i_{L(+)} &= \frac{V_{in}}{L} D T_S \end{aligned} \quad (2.14)$$

- στην δεύτερη φάση (Φ2)

$$\Delta i_{L(-)} = \frac{\bar{V}_{out} - V_{in}}{L} D_2 T_S \quad (2.15)$$

2.3.2. Τάση Εξόδου \bar{V}_{out}

Η κυμάτωση στις δύο φάσεις Φ1 και Φ2 είναι η ίδια, οπότε από την σχέση

$$\Delta i_{L(+)} = \Delta i_{L(-)}$$

προκύπτει

$$\bar{V}_{out} = \frac{V_{in}(D + D_2)}{D_2} \quad (2.16)$$

Η παράμετρος D_2 δεν είναι ανεξάρτητη, δηλαδή ρυθμιζόμενη από το κύκλωμα οδήγησης, αλλά καθορίζεται και από το φορτίο.

Θα διερευνήσουμε την τάση εξόδου \bar{V}_{out} , στην περίπτωση που το φορτίο είναι μια καθαρά ωμική αντίσταση R . Σε κάθε κύκλο λειτουργίας, η ενέργεια που εισέρχεται στον μετατροπέα είναι ίση με την ενέργεια που εξέρχεται από αυτόν, δηλαδή

$$E_1 + E_2 = E_o \Rightarrow$$

$$\int_{(DT_S)} V_{in} i_{in} dt + \int_{(D_2 T_2)} V_{in} i_{in} dt = \bar{V}_{out} \bar{I}_{out} T_S \Rightarrow$$

$$V_{in} \frac{1}{2} \Delta i D T_S + V_{in} \frac{1}{2} \Delta i D_2 T_2 = \bar{V}_{out} \bar{I}_{out} T_S \Rightarrow$$

$$D_2 = \frac{2L \bar{V}_{out}^2 - R V_{in}^2 D^2 T_S}{R V_{in}^2 D T_S} \quad (2.17)$$

Επίσης ισχύει η παρακάτω σχέση:

$$\text{Volts} \times \text{seconds (Φάσης 1)} = \text{Volts} \times \text{seconds (Φάσης 2)} \Rightarrow$$

$$V_{in}DT_S = (V_{out} - V_{in})D_2T_S \Rightarrow$$

$$D_2 = \frac{V_{in}D}{\bar{V}_{out} - V_{in}} \quad (2.18)$$

Εξισώνοντας τις παραπάνω σχέσεις (2.17) και (2.18) μπορούμε να βρούμε την τάση εξόδου του αντιστροφέα. Πράγματι η εξίσωση των δύο αυτών σχέσεων οδηγεί στην εξής δευτεροβάθμια εξίσωση

$$2L\bar{V}_{out}^2 - 2LV_{in}\bar{V}_{out} - RV_{in}^2D^2T_S = 0$$

που έχει λύσεις τις

$$\bar{V}_{out} = V_{in} \frac{1 \pm \sqrt{1 + \frac{4D^2}{\frac{2L}{RT_S}}}}{2}$$

Θέτοντας

$$K = \frac{2L}{RT_S} \quad (2.19)$$

και λαμβάνοντας υπόψη την θετική τιμή της λύσης, η τάση εξόδου του αντιστροφέα, για την περίπτωση που το φορτίο είναι ωμική αντίσταση R , είναι

$$\bar{V}_{out} = V_{in} \frac{\sqrt{1 + \frac{4D^2}{K}}}{2} \quad (2.20)$$

Παρατηρούμε ότι στην περίπτωση της διακοπτόμενης αγωγής, η τάση εξόδου δεν εξαρτάται μόνο από την τάση εισόδου V_{in} και τον βαθμό χρησιμοποίησης D , όπως στην συνεχόμενη αγωγή, αλλά και από την παράμετρο K που εμπλέκει το φορτίο εξόδου R , το πηνίο εισόδου L και την περίοδο T_S του διακοπτικού κύκλου.

2.4. Επιλογή Πηνίου L

Η κατάσταση στην οποία λειτουργεί ο μετατροπέας (συνεχόμενη ή διακοπτόμενη) εξαρτάται από διάφορους παράγοντες, όπως είναι η τάση εισόδου V_{in} , η τάση εξόδου v_{out} , το ρεύμα εξόδου i_{out} και η τιμή του πηνίου L . Για να εξασφαλίσουμε την συνεχόμενη αγωγή του πηνίου σε ένα μετατροπέα, πρέπει να επιλέξουμε κατάλληλη τιμή για το πηνίο L .

Στην οριακή περίπτωση μεταξύ Συνεχούς (CCM) και Διακοπτόμενης (DCM) αγωγής του πηνίου ισχύει η παρακάτω σχέση:

$$\bar{I}_{L,\min} = \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.21)$$

η οποία με την βοήθεια των (2.7) και (2.4α) γίνεται

$$L_{\min} = \frac{1}{2} \frac{V_{in}(1-D)DT_S}{\bar{I}_{out}} \quad (2.22)$$

2.5. Επιλογή Πυκνωτή Εξόδου C_{out}

Ο πυκνωτής εξόδου C_{out} θα θέλαμε να είναι όσο το δυνατόν μεγαλύτερος (ιδανικά $C_{out} \rightarrow \infty$) ώστε η τάση εξόδου v_{out} να παραμένει σταθερή ανεξάρτητα του φορτίου εξόδου. Το φορτίο του πυκνωτή συνδέεται με την τάση στα άκρα του με την σχέση

$$q = Cv$$

Για δύο διαφορετικές χρονικές στιγμές t_1, t_2 η παραπάνω σχέση γράφεται

$$\begin{aligned} q_1 &= Cv_1 \\ q_2 &= Cv_2 \end{aligned} \Rightarrow \Delta q = C \cdot \Delta v$$

Άρα $\Delta v_{out,rip} = \frac{\Delta q}{C_{out}}$, όπου Δq η μεταβολή του φορτίου του πυκνωτή για μεταβολή της τάσης από v_{omax} σε v_{omin} , σε χρόνο t_{ON} . Είναι

$$i = \frac{dq}{dt} \Rightarrow \int_0^{t_{ON}} dq = \int_0^{t_{ON}} i dt \Rightarrow \Delta q = \bar{I}_{out} t_{ON}$$

$$\text{Άρα} \quad \Delta v_{out,rip} = \frac{\bar{I}_{out} DT_S}{C_{out}} \quad (2.23)$$

Αν θέλουμε η κυμάτωση να μην υπερβαίνει κάποιο ποσοστό της τάσης εξόδου \bar{V}_{out} , έστω $\alpha \times 100\%$, τότε

$$\begin{aligned} \frac{\Delta v_{out,rip}}{\bar{V}_{out}} &\leq \alpha \Rightarrow \\ C_{out} &\geq \frac{\bar{I}_{out} DT_S}{\alpha \bar{V}_{out}} \end{aligned} \quad (2.24)$$

2.6. Πλεονεκτήματα – Μειονεκτήματα του Μετατροπέα Ανύψωσης

Το κυριότερο πλεονέκτημα του μετατροπέα Ανύψωσης είναι:

- Η απλότητα της τοπολογίας, η οποία αποτελείται από τον ημιαγωγικό διακόπτη S_W , που είναι το μόνο στοιχείο που χρειάζεται κύκλωμα οδήγησης, την διόδο D και δύο παθητικά στοιχεία, το πηνίο L και τον πυκνωτή εξόδου C_{out} .

Τα κυριότερα μειονεκτήματα είναι:

- Οι διάφορες παρασιτικές αντιστάσεις του πηνίου και του διακόπτη S_W έχουν ως αποτέλεσμα ο βαθμός χρησιμοποίησης D να έχει πρακτικά ως μέγιστη τιμή περίπου 0,9, γεγονός που οδηγεί σε έναν μέγιστο λόγο τάσεως εξόδου προς είσοδο $V_{out} / V_{in} = 10$.
- Όταν ο βαθμός χρησιμοποίησης λαμβάνει μεγάλες τιμές, τότε το διερχόμενο ρεύμα από τον ημιαγωγικό διακόπτη λαμβάνει μεγάλες τιμές.
- Κακή μεταβατική απόκριση εξαιτίας του γεγονότος ότι η αποθηκευμένη ενέργεια στο πηνίο πρέπει να μεταφερθεί στην έξοδο, ακόμα και αν το φορτίο απομακρυνθεί.
- Δεν υπάρχει περιορισμός του ρεύματος εξόδου (άρα και προστασία) σε ενδεχόμενο εξωτερικό βραχυκύκλωμα στην πλευρά της εξόδου.
- Η ισχύς μπορεί να ρέει μόνο προς μία κατεύθυνση, από την είσοδο στην έξοδο, λόγω της διόδου D .

2.7. Εφαρμογή – Προσομοίωση

Στην παράγραφο αυτή θα εξετάσουμε και θα προσομοιάσουμε με την βοήθεια του προγράμματος PSIM[®] έναν μετατροπέα Ανύψωσης, οι παράμετροι του οποίου φαίνονται στον πίνακα 2.1

Πίνακας 2.1: Παράμετροι του Μετατροπέα Ανύψωσης

Παράμετρος	Τιμή	Παράμετρος	Τιμή
Τάση Εισόδου V_{in}	0,5 kV	Τάση Αγωγής Διόδου U_{TO}	1,4 V
Τάση Εξόδου V_{out}	2,5 kV	Αντίσταση Πηνίου R_L	1 m Ω
Διακοπτική Συχνότητα f_s	1.000 Hz	Πυκνωτής Εξόδου C_{out}	1.000 μ F
Τάση Αγωγής IGBT U_{TO}	2,8 V		

Ο βαθμός χρησιμοποίησης D του ημιαγωγικού διακόπτη S_w πρέπει να είναι, σύμφωνα με την (2.3)

$$D = 0,8$$

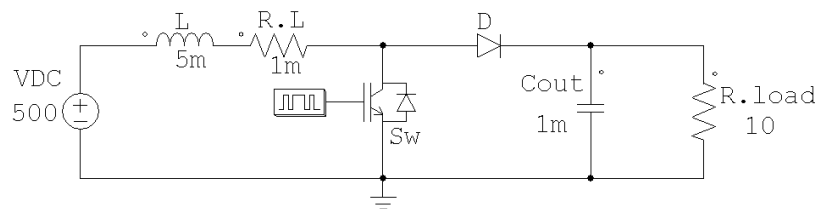
και επομένως ο χρόνος αγωγής $t_{ON} = 0,8$ ms. Υποθέτουμε ότι το φορτίο μας είναι καθαρά ωμικό τιμής $R_{LOAD} = 10 \Omega$, οπότε η μεταφερόμενη ισχύς είναι 625 kW. Για το δεδομένο αυτό προκύπτει μία μέση τιμή του ρεύματος εξόδου $\bar{I}_{out} = 250$ A. Επομένως, η ελάχιστη τιμή του πηνίου L για να λειτουργεί ο μετατροπέας στην κατάσταση συνεχούς αγωγής, πρέπει να είναι σύμφωνα με την εξίσωση (2.21)

$$L_{min} = 160 \mu\text{H}$$

Από τις σχέσεις της παραγράφου 2.2.5 προκύπτει ότι, για να έχουμε μικρότερη καταπόνηση των ημιαγωγικών στοιχείων θα πρέπει η κυμάτωση του ρεύματος του πηνίου να είναι μικρή. Από την σχέση 2.4 προκύπτει ότι για να είναι μικρή η κυμάτωση του ρεύματος θα πρέπει η διακοπτική συχνότητα f_s και η τιμή του πηνίου L να είναι μεγάλη. Για διακοπτική συχνότητα $f_s = 1.000$ Hz και κυμάτωση ρεύματος πηνίου 30% της μέσης τιμής του ρεύματος του φορτίου, από την σχέση 2.4 προκύπτει ότι πρέπει να επιλέξουμε πηνίο με τιμή

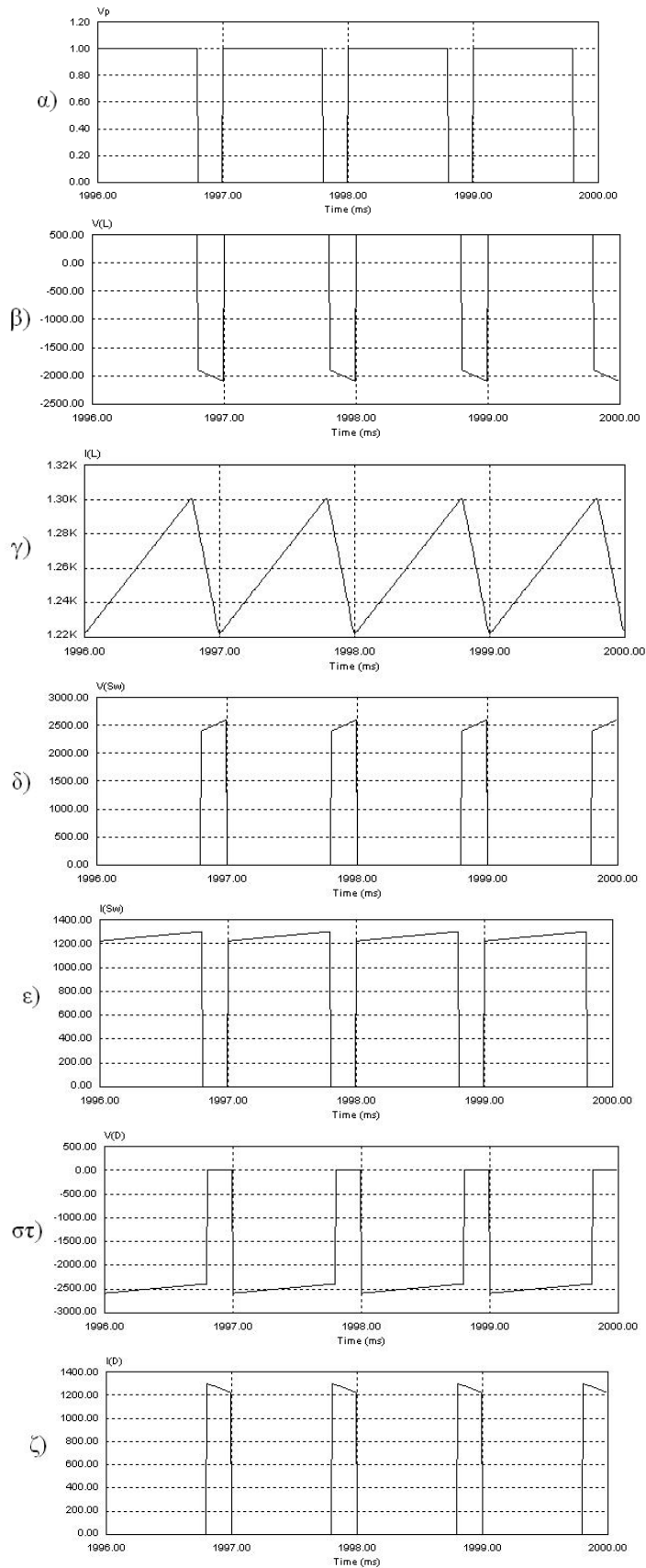
$$L = 5 \text{ mH.}$$

Το σχηματικό διάγραμμα του μετατροπέα φαίνεται στο σχήμα 2.7

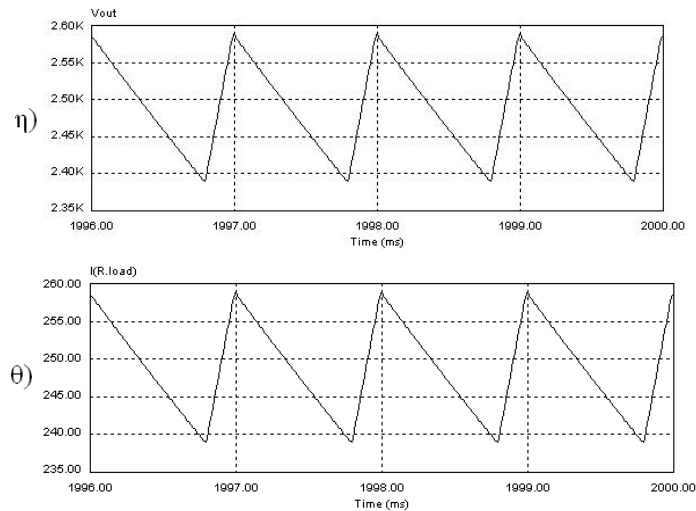


Σχ. 2.7: Σχηματικό Διάγραμμα Μετατροπέα Ανύψωσης

Οι καταπονήσεις των ημιαγωγικών στοιχείων του μετατροπέα, καθώς και η τάση και το ρεύμα εξόδου φαίνονται στο σχήμα 2.8.



Σχ. 2.8: Κυματομορφές προσομοίωσης μετατροπέα ανύψωσης σχ. 2.7.
 α) Πάλμοι έναρξης ημιαγωγικού διακόπτη. β, γ) Τάση και Ρεύμα πηνίου L.
 δ, ε) Τάση και Ρεύμα ημιαγωγικού διακόπτη S_w . στ, ζ) Τάση και Ρεύμα διόδου D
 (συνεχίζεται)



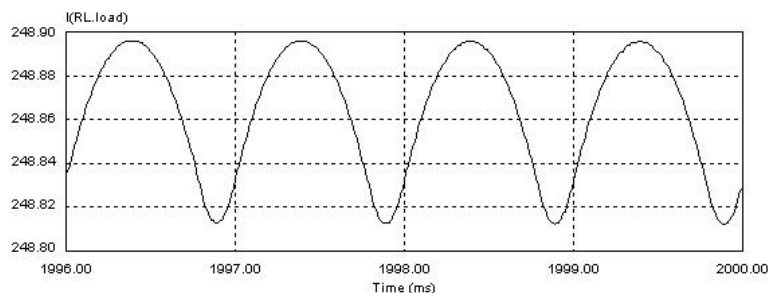
Σχ. 2.8: Κυματομορφές προσομοίωσης μετατροπέα ανύψωσης σχ. 2.7.
 η) Τάση Εξόδου. θ) Ρεύμα Εξόδου.

Από το σχήμα 2.8 φαίνεται ότι ο μετατροπέας λειτουργεί στην κατάσταση συνεχούς αγωγής (CCM), αφού το ρεύμα του πηνίου L δεν γίνεται ποτέ μηδέν. Επίσης φαίνεται ότι το ρεύμα που διαρρέει το IGBT μεταβάλλεται πρακτικά γραμμικά, αφού η αντίσταση του πηνίου και του IGBT είναι αρκετά μικρή για να επηρεάσει την γραμμικότητα της μεταβολής του ρεύματος. Ακόμα φαίνεται η κυμάτωση της τάσης εξόδου, εξαιτίας της εκφόρτισης του πυκνωτή εξόδου, που συμβαίνει όταν ο ημιαγωγικός διακόπτης είναι σε κατάσταση αγωγής. Στον πίνακα 2.2 υπάρχουν ορισμένες τιμές μεγεθών που έχουν προκύψει από την προσομοίωση. Από τις τιμές αυτές προκύπτει ότι η κυμάτωση της τάσης εξόδου είναι 8,1%.

Πίνακας 2.2: Αποτελέσματα Προσομοίωσης Μετατροπέα Ανύψωσης σχ.2.7.

Μέγεθος	Μέση Τιμή	max	min	rms
V(L)	0 V	497 V	-2.077 V	993 V
I(L)	1.256 A	1.295 A	1.217 A	1.257 A
V(Sw)	500 V	2.577 V	2,8 V	1.112 V
I(Sw)	1.004 A	1.295 A	0 A	1.124 A
V(D)	-1.977 V	1,4 V	-2.576 V	2.212 V
I(D)	252 A	1.294 A	0 A	563 A
Vout	2.477 V	2.579 V	2.379 V	2.478 V

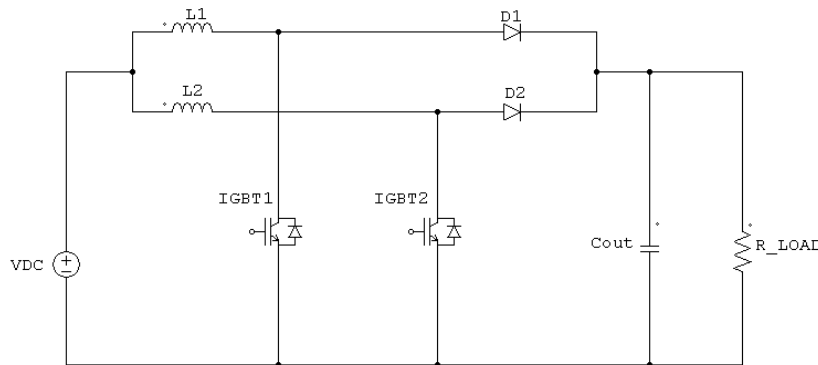
Στην περίπτωση που το φορτίο εξόδου είναι ωμικό – επαγωγικό, με $R_{LOAD} = 10 \Omega$ σε σειρά με $L_{LOAD} = 300 \text{ mH}$, τότε η κυματομορφή του ρεύματος εξόδου φαίνεται στο σχήμα 2.9.



Σχ. 2.9: Ρεύμα Εξόδου Μετατροπέα για $R_{LOAD} = 10 \Omega$ σε σειρά με $L_{LOAD} = 300 \text{ mH}$

2.8. Παράλληλα Συνδεδεμένοι Μετατροπείς Ανύψωσης

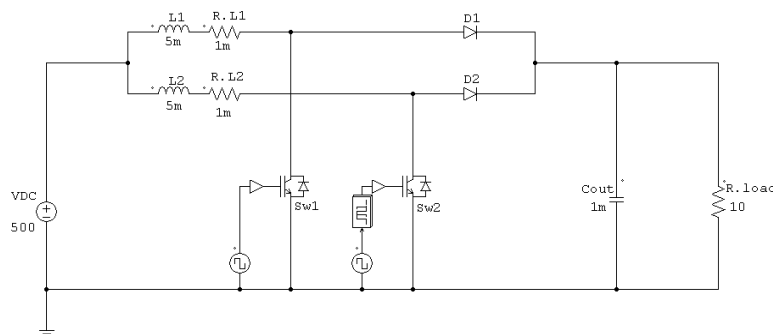
Εκτός της συνηθισμένης τοπολογίας ανύψωσης που παρουσιάστηκε παραπάνω, υπάρχουν και κάποιες άλλες τοπολογίες που προκύπτουν με παράλληλη ή σε σειρά σύνδεση μετατροπέων ανύψωσης. Στο σχήμα 2.10 φαίνεται μια τοπολογία που χρησιμοποιεί δύο μετατροπείς ανύψωσης, οι οποίοι είναι μεταξύ τους παράλληλα συνδεδεμένοι.



Σχ. 2.10: Μετατροπείς Ανύψωσης Παράλληλα Συνδεδεμένοι.

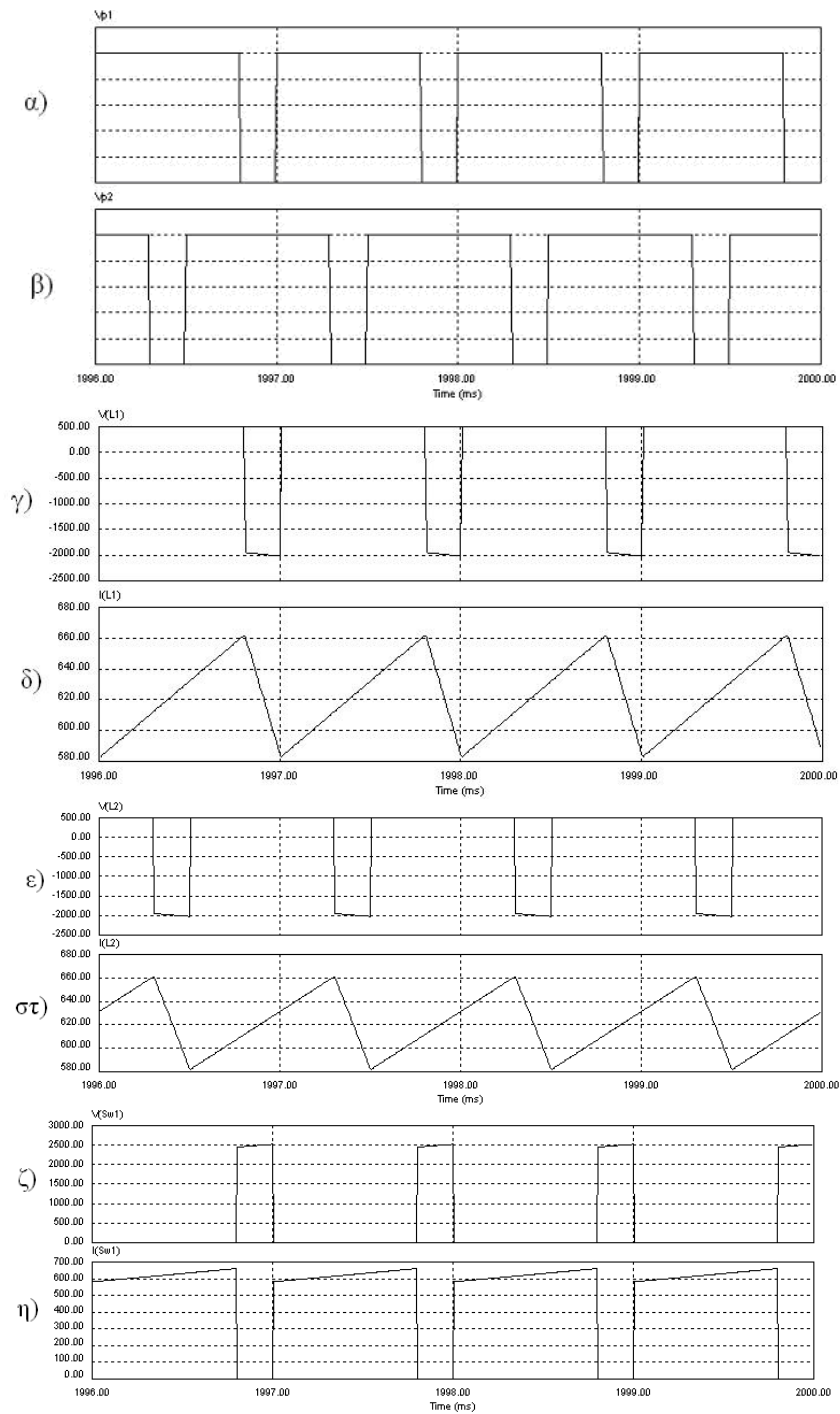
Χρησιμοποιώντας παράλληλα συνδεδεμένους μετατροπείς ανύψωσης πετυχαίνουμε κάθε μετατροπέα να χειρίζεται το 50% της ισχύος εξόδου. Αυτό έχει ως θετική συνέπεια την μικρότερη καταπόνηση των ημιαγωγικών στοιχείων. Επίσης όταν ο μετατροπέας ανύψωσης χρησιμοποιείται για διόρθωση του συντελεστή ισχύος, τότε η χρησιμοποίηση των δύο παράλληλα συνδεδεμένων μετατροπέων έχει ως αποτέλεσμα οι αρμονικές που δημιουργούνται να είναι λιγότερες, οπότε το μέγεθος του φίλτρου που απαιτείται στην είσοδο να είναι και αυτό μικρότερο. Το μειονέκτημα από την άλλη είναι ο μεγαλύτερος αριθμός χρησιμοποίησης ημιαγωγικών στοιχείων, γεγονός που αυξάνει το κόστος του μετατροπέα.

Προκειμένου να διαπιστώσουμε την μικρότερη καταπόνηση των ημιαγωγικών στοιχείων σε σχέση με τον συνηθισμένο μετατροπέα ανύψωσης σχεδιάζουμε έναν μετατροπέα με δύο παράλληλα συνδεδεμένους μετατροπείς ανύψωσης, όπως αυτός του σχήματος 2.10, για τον οποίον θα ισχύουν οι προδιαγραφές του πίνακα 2.1. Οι υπολογισμοί παραμένουν οι ίδιοι, άρα ο βαθμός χρησιμοποίησης για κάθε ημιαγωγικό διακόπτη θα είναι $D = 0,8$. Όμως τώρα οι δύο παλμοί που οδηγούν τους δύο διακόπτες θα έχουν μια χρονική καθυστέρηση μεταξύ τους ίση με το μισό της διακοπτικής περιόδου, άρα 0,5 ms. Οι τιμές των υπόλοιπων στοιχείων παραμένουν οι ίδιες όπως έχουν προκύψει από τους υπολογισμούς της παραγράφου 2.7. Το κύκλωμα της προσομοίωσης φαίνεται στο σχήμα 2.11.



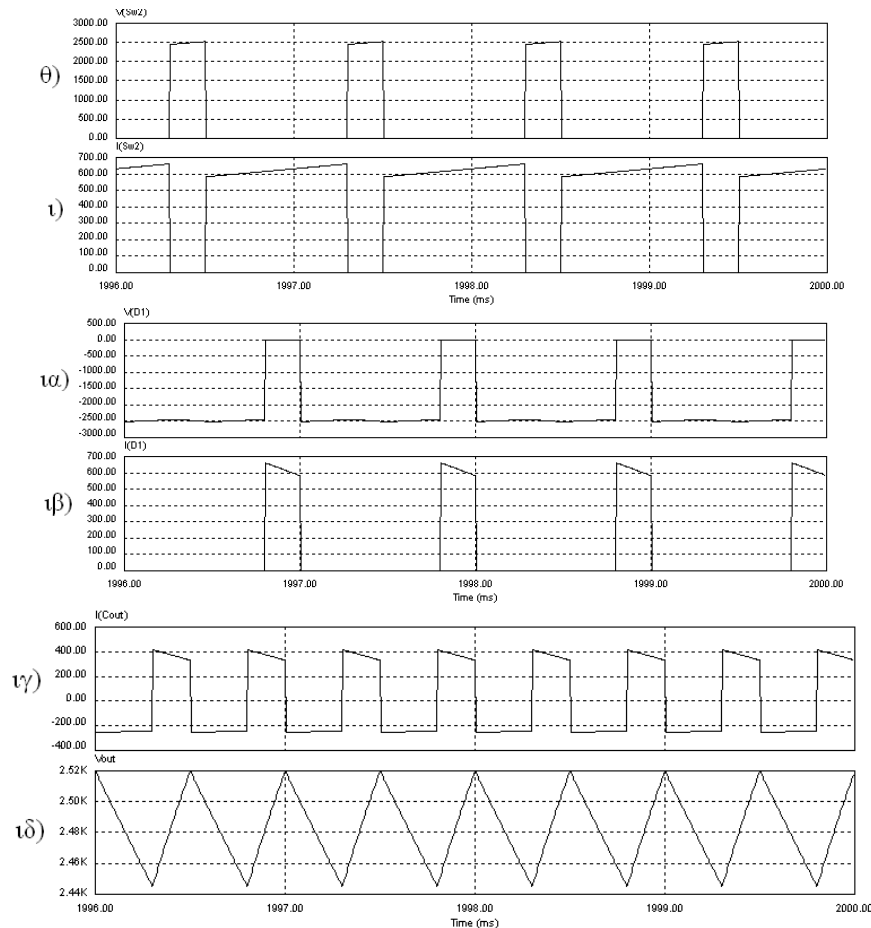
Σχ. 2.11: Κύκλωμα προσομοίωσης παράλληλα συνδεδεμένων μετατροπέων ανύψωσης.

Οι κυματομορφές της προσομοίωσης φαίνονται στο σχήμα 2.12.



Σχ. 2.12: Κυματομορφές προσομοίωσης παράλληλα συνδεδεμένων μετατροπέων ανύψωσης κυκλώματος σχ. 2.11.

α,β) Πάλμοι έναυσης ημιαγωγικών διακόπτων. γ,δ) Τάση και Ρεύμα πηνίου L1.
 ε, στ) Τάση και Ρεύμα πηνίου L2. ζ, η) Τάση και Ρεύμα ημιαγωγικού διακόπτη IGBT1.
 (συνεχίζεται)



Σχ. 2.12: Κυματομορφές προσομοίωσης παράλληλα συνδεδεμένων μετατροπέων ανύψωσης κυκλώματος σχ. 2.11.

θ, ι) Τάση και Ρεύμα Ημιαγωγικού Διακόπτη IGBT2. ια, ιβ) Τάση και Ρεύμα διόδου D1.
 ιγ, ιδ) Ρεύμα Πυκνωτή Εξόδου και Τάση Εξόδου.

Στον πίνακα 2.3 καταγράφονται τιμές που προκύπτουν από την προσομοίωση.

Πίνακας 2.3: Αποτελέσματα Προσομοίωσης Παράλληλα Συνδεδεμένων Μετατροπέων Ανύψωσης Κυκλώματος σχ.2.11.

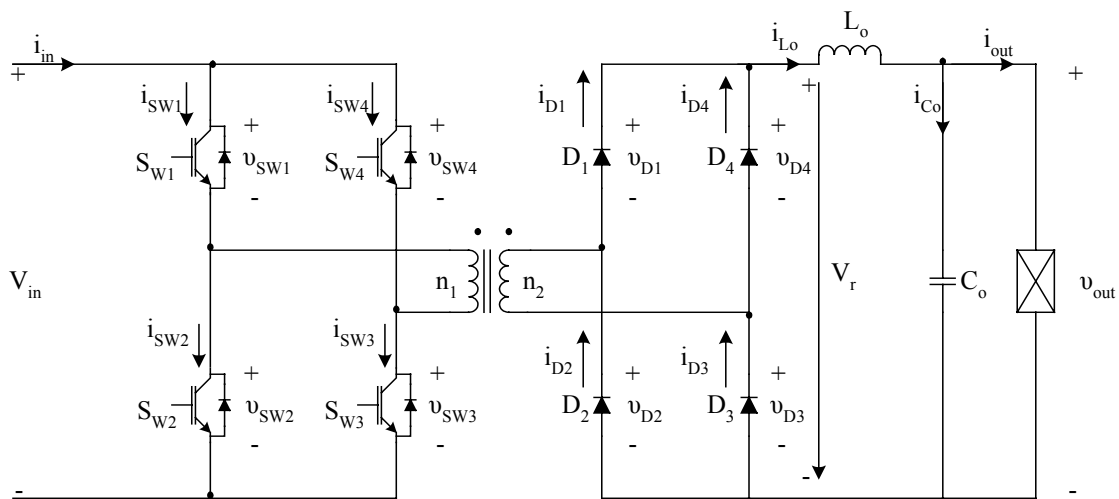
Μέγεθος	Μέση Τιμή	max	min	rms
V(L1)	5,7 V	497 V	-2.020 V	989 V
I(L1)	623 A	662 A	583 A	623 A
V(Sw1)	494 V	2.520 V	2,8 V	1.106 V
I(Sw1)	499 A	662 A	0 A	558 A
V(D1)	-1.988 V	1,4 V	-2.516 V	2.220 V
I(D1)	123 A	660 A	0 A	277 A
Vout	2.482 V	2.519 V	2.445 V	2.482 V

Συγκρίνοντας τα αποτελέσματα του πίνακα 2.2 και 2.3 προκύπτει ότι η καταπόνηση των ημιαγωγικών στοιχείων (IGBT και διόδων) όσον αφορά τα ρεύματα για την περίπτωση των παράλληλα συνδεδεμένων μετατροπέων του σχήματος 2.11 είναι σχεδόν η μισή από ότι στο απλό κύκλωμα μετατροπέα ανύψωσης του σχήματος 2.7. Η δε κυμάτωση είναι περίπου 3% από 8,1% που παρουσιάζει το κύκλωμα του σχήματος 2.7.

Κεφάλαιο 3

Μετατροπέας Πλήρους Γέφυρας [1],[4],[6]

3.1. Τοπολογία: Στο σχήμα 3.1 φαίνεται ο μετατροπέας πλήρους γέφυρας



Σχ. 3.1: Μετατροπέας Πλήρους Γέφυρας

3.2. Χρήση: Ο μετατροπέας πλήρους γέφυρας χρησιμοποιείται ως ένας ηλεκτρονικός μετασχηματιστής υψηλής συχνότητας της τάσης εισόδου σε DC συστήματα. Ανάλογα με τον λόγο μετασχηματισμού $n_1:n_2$ χρησιμοποιείται για ανύψωση ή για υποβιβασμό της DC τάσης εισόδου. Με τον μετατροπέα αυτό εξασφαλίζουμε γαλβανική απομόνωση της εξόδου από την είσοδο. Επίσης προτιμάται έναντι άλλων τοπολογιών στις περιπτώσεις εκείνες όπου υπάρχει ανάγκη μεγάλης μεταφοράς ισχύος.

3.3. Τρόπος Λειτουργίας: Η λειτουργία του μετατροπέα πλήρους γέφυρας είναι κυκλική. Κατά την πρώτη ημιπερίοδο του κύκλου λειτουργίας του, άγουν οι Ημιαγωγικοί Διακόπτες S_{W1} , S_{W3} (ON) ενώ οι S_{W2} , S_{W4} δεν άγουν (OFF). Έτσι στο πρωτεύον του μετασχηματιστή θα εφαρμοσθεί η τάση εισόδου και επομένως στο δευτερεύον του μετασχηματιστή θα δημιουργηθεί εξ επαγωγής μια θετική ροή. Κατά την δεύτερη ημιπερίοδο του κύκλου λειτουργίας του μετατροπέα, άγουν οι Ημιαγωγικοί Διακόπτες S_{W2} ,

S_{W4} (ON) και δεν άγουν οι S_{W1} , S_{W3} (OFF). Έτσι στο πρωτεύον του μετασχηματιστή εφαρμόζεται η τάση εισόδου αλλά αντεστραμμένη, με αποτέλεσμα στο δευτερεύον του μετασχηματιστή να επάγεται κατά την δεύτερη ημιπερίοδο μια αρνητική ροή. Τελικά στο δευτερεύον του μετασχηματιστή εμφανίζεται ένας εναλλασσόμενος τετραγωνικός παλμός, το πλάτος του οποίου είναι $V_{in}(n_2:n_1)$, ο οποίος με την βοήθεια της γέφυρας ($D_1 - D_4$) και του πυκνωτή εξόδου C_{out} (το πηνίο L_{out} του σχ. 3.1 δεν χρειάζεται στην περίπτωση αυτή) ανορθώνεται πλήρως σε σταθερή DC τάση. Ο λόγος τάσης εξόδου προς εισόδου είναι

$$V_{out} = V_{in} \frac{n_2}{n_1}$$

Εάν θέλουμε να μεταβάλλουμε την τάση εξόδου ή ισοδύναμα να έχουμε την δυνατότητα να την διατηρούμε σταθερή έναντι των ενδεχόμενων μικρών μεταβολών που παρουσιάζονται στην τάση εισόδου, τότε ρυθμίζουμε τους παλμούς προς τους Ημιαγωγικούς Διακόπτες έτσι ώστε τα αντίστοιχα ζεύγη των Ημιαγωγικών Διακοπών να άγουν για μικρότερο χρονικό διάστημα από την διάρκεια μιας ημιπεριόδου.

Στο σχήμα 3.2 φαίνονται οι κυματομορφές για τον μετατροπέα πλήρους γέφυρας.

Στο στάδιο εξόδου (σχήμα. 3.1) υπάρχει ένα LC βαθυπερατό φίλτρο, ώστε η τάση εξόδου v_{out} να είναι ίση με την μέση τιμή της ανορθωμένης τάσης V_r μετά την πλήρη γέφυρα.

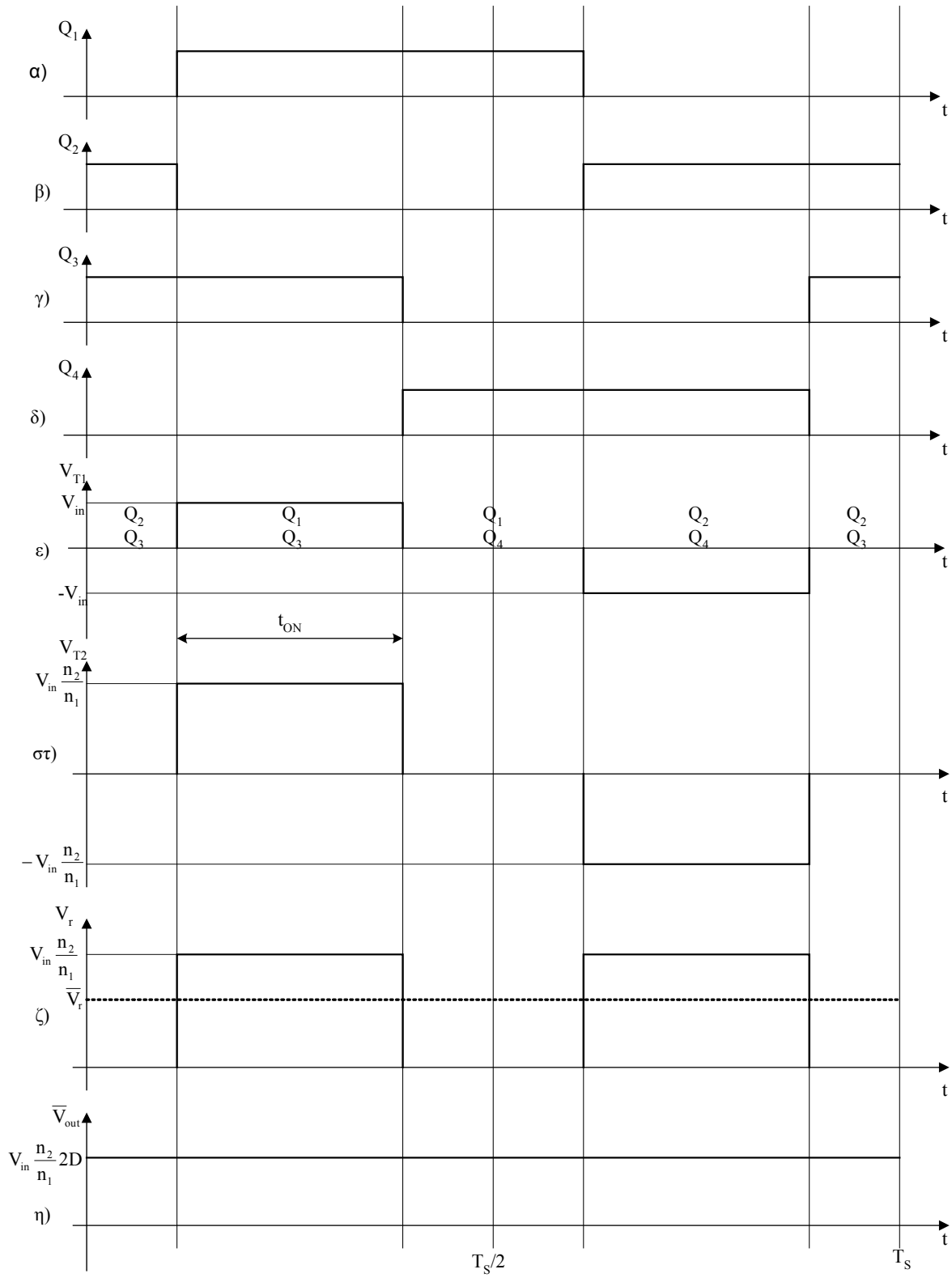
Έστω T_s η περίοδος του εναλλασσόμενου τετραγωνικού παλμού στο πρωτεύον του μετασχηματιστή (σχήμα 3.2ε) και t_{ON} το χρονικό διάστημα της ταυτόχρονης αγωγής των S_{W1} , S_{W3} (ή S_{W2} , S_{W4}) εντός μίας περιόδου T_s . Τότε ορίζουμε τον βαθμό χρησιμοποίησης (duty cycle) D ως τον λόγο

$$D = \frac{t_{ON}}{T_s} \quad (3.1)$$

Είναι φανερό ότι ο βαθμός χρησιμοποίησης μπορεί να πάρει τιμές $0 < D < 0,5$. Επομένως η τάση εξόδου, που όπως αναφέρθηκε είναι η μέση τιμή της τάσης V_r στην έξοδο της πλήρους γέφυρας, θα είναι

$$\begin{aligned} \bar{V}_{out} &= \bar{V}_r \Rightarrow \\ \bar{V}_{out} &= V_{in} \frac{n_2}{n_1} 2D \end{aligned} \quad (3.2)$$

Στο σχήμα 3.2ε είναι σημειωμένα τα ζεύγη των ημιαγωγικών διακοπών που άγουν ταυτόχρονα. Παρατηρούμε ότι υπάρχουν χρονικές στιγμές που άγουν ταυτόχρονα τα S_{W1} , S_{W4} και S_{W2} , S_{W3} . Αυτό συμβαίνει για να έχουμε στο πρωτεύον του μετασχηματιστή μια μορφή τάσης καθαρά τετραγωνική. Αν π.χ. μετά την αγωγή των S_{W1} , S_{W3} δεν βραχυκυκλώναμε τα άκρα του πρωτεύοντος πηνίου, γεγονός που το πετυχαίνουμε με την ταυτόχρονη αγωγή των S_{W1} , S_{W4} , τότε εξαιτίας του απότομου μηδενισμού του ρεύματος του πηνίου θα αναπτύσσονταν στα άκρα του μία υπέρταση. Αυτός είναι και ο λόγος που οι παλμοί του σχήματος 3.2α-δ έχουν διευρυμένο πλάτος σε σχέση με τον χρόνο αγωγής t_{ON} . Θα πρέπει επίσης να προσεχθεί ότι οι παλμοί πρέπει να είναι τέτοιοι ώστε να μην βραχυκυκλώσει ποτέ η είσοδος του μετατροπέα. Για παράδειγμα από την στιγμή που θα μηδενιστεί ο παλμός έναυσης του S_{W1} μέχρι να εφαρμοσθεί παλμός στον S_{W2} θα πρέπει να μεσολαβήσει ένα μικρό χρονικό διάστημα ώστε να εξασφαλισθεί ότι ο S_{W1} θα είναι σε κατάσταση πλήρους αποκοπής πριν την αγωγή του S_{W2} , αποτρέποντας με τον τρόπο αυτό ένα βραχυκύκλωμα της εισόδου. Η χρονική αυτή καθυστέρηση καθορίζεται από τις προδιαγραφές $t_{d(off)}$ (turn-off Delay Time) και $t_{d(on)}$ (turn-on Delay Time) των ημιαγωγικών στοιχείων. Επίσης η υψηλή διακοπτική συχνότητα που χρησιμοποιείται για την οδήγηση των Ημιαγωγικών Διακοπών έχει ως αποτέλεσμα ο εναλλασσόμενος τετραγωνικός παλμός που εφαρμόζεται στο πρωτεύον του μετασχηματιστή να είναι υψηλής συχνότητας, γεγονός που οδηγεί σε μικρού μεγέθους μετασχηματιστή.



Σχ. 3.2: Κυματομορφές Μετατροπέα Πλήρους Γέφυρας.
 α-δ) Πάλμοι Ένασης Ημιαγωγικών Διακοπών S_{W1-4} .
 ε) Τάση στο πρωτεύον του μετασχηματιστή. στ) Τάση στο δευτερεύον του μετασχηματιστή.
 ζ) Ανορθωμένη Τάση V_r . η) Τάση Εξόδου του Μετατροπέα

3.4. Καταπόνηση Ημιαγωγικών Διακοπών ^[8]

Για την σωστή επιλογή των ημιαγωγικών στοιχείων, προκειμένου αυτά να αντέχουν στις καταπονήσεις ρεύματος και τάσης, απαιτείται η γνώση ορισμένων μεγεθών, όπως:

- **Μέγιστη Τάση στα Άκρα του Ημιαγωγικού Διακόπτη S_w**

Η μέγιστη τάση είναι η ίδια για όλους τους Ημιαγωγικούς Διακόπτες S_w και είναι ίση με την τάση εισόδου:

$$v_{S_w,max} = V_{in} \quad (3.3)$$

- **Μέγιστο Ρεύμα που Διαρρέει τον Ημιαγωγικό Διακόπτη S_w**

Λαμβάνοντας υπόψη το ρεύμα μαγνήτισης του μετασχηματιστή, όλοι οι Ημιαγωγικοί Διακόπτες διαρρέονται από το ίδιο μέγιστο ρεύμα, που δίνεται από την σχέση

$$i_{S_w,max} = \frac{n_2}{n_1} \frac{\bar{I}_{out}}{2D} + i_{M,max} \quad (3.4)$$

όπου $i_{M,max}$ είναι το μέγιστο ρεύμα μαγνήτισης του μετασχηματιστή.

RMS τιμή:

$$i_{S_w,rms} = \sqrt{D \left[\left(\frac{n_2}{n_1} \frac{\bar{I}_{out}}{2D} \right)^2 + \frac{1}{3} i_{M,max}^2 \right]} \quad (3.5)$$

- **Μέγιστη Τάση στα Άκρα των Διόδων D**

Η μέγιστη τάση που εφαρμόζεται στα άκρα των διόδων είναι η ίδια για όλες τις διόδους της πλήρους γέφυρας ανόρθωσης και είναι ίση με την τάση εξόδου του μετατροπέα, δηλαδή:

$$v_{D,max} = V_{out} \quad (3.6)$$

- **Μέγιστο Ρεύμα που διαρρέει τις Διόδους D**

Το μέγιστο ρεύμα εξαρτάται από το ρεύμα φορτίου και από τον βαθμό χρησιμοποίησης και είναι ίδιο για όλες τις διόδους:

$$i_{D,max} = \frac{\bar{I}_{out}}{2D} \quad (3.7)$$

RMS τιμή:

$$i_{D,rms} = \frac{\bar{I}_{out}}{2\sqrt{D}} \quad (3.8)$$

3.5. Σχέση Ρεύματος Εισόδου – Εξόδου

Σε έναν ιδανικό μετατροπέα που δεν έχουμε απώλειες ισχύος, θα ισχύει:

$$\begin{aligned} V_{in} \bar{I}_{in} &= \bar{V}_{out} \bar{I}_{out} \Rightarrow \\ \bar{I}_{in} &= 2 \frac{n_2}{n_1} D \bar{I}_{out} \end{aligned} \quad (3.9)$$

3.6. Επιλογή Φίλτρου Εξόδου $L_o C_o$

3.6.1. Επιλογή Πηνίου Εξόδου L_o

Θεωρώντας μηδενική την αντίσταση του πηνίου L_o , το ρεύμα του θα μεταβάλλεται γραμμικά και αν \bar{V}_{L_o} είναι η μέση τάση στα άκρα του, τότε η μεταβολή του ρεύματος i_{L_o} που το διαρρέει θα δίνεται από την σχέση

$$\Delta i_{L_o} = \frac{\bar{V}_{L_o}}{L_o} \Delta t \quad (3.10)$$

Γενικά ισχύει ότι

$$\bar{V}_{out} - V_r + \bar{V}_{L_o} = 0 \quad (3.11)$$

ενώ κατά την διάρκεια που η τάση V_r δεν είναι μηδέν (σχ. 3.2ζ), δηλαδή για χρονικό διάστημα $\Delta t = t_{ON} = DT_S$ ισχύει

$$\bar{V}_{L_o} = V_{in} \frac{n_2}{n_1} (1 - 2D) \quad (3.12)$$

Επομένως η κυμάτωση του ρεύματος i_{L_o} του πηνίου L_o θα δίνεται από την σχέση

$$\Delta i_{L_o} = \frac{1}{L_o} V_{in} \frac{n_2}{n_1} (1 - 2D) DT_S \quad (3.13)$$

Η επιλογή του πηνίου L_o γίνεται έτσι ώστε η κυμάτωση Δi_{L_o} του ρεύματος στο πηνίο L_o να είναι ένα μικρό ποσοστό της dc συνιστώσας του ρεύματος πλήρους φορτίου και επιπλέον ο μετατροπέας να δουλεύει στην κατάσταση συνεχούς αγωγής CCM.

Έτσι αν η κυμάτωση Δi_{L_o} δεν θέλουμε να υπερβαίνει ένα μικρό ποσοστό του \bar{I}_{out} , έστω $(\alpha \times 100)\%$, $0 < \alpha < 1$, θα πρέπει

$$\begin{aligned} \Delta i_{L_o} < \alpha \bar{I}_{out} &\Rightarrow \\ L_o > \frac{1}{\alpha} \frac{V_{in}}{\bar{I}_{out}} \frac{n_2}{n_1} (1 - 2D) DT_S \end{aligned} \quad (3.14)$$

Παρατηρούμε ότι όσο μικραίνει το φορτίο, άρα και το \bar{I}_{out} , η τιμή του L_o πρέπει να γίνει μεγαλύτερη.

Επίσης για να εξασφαλισθεί ότι ο μετατροπέας θα δουλεύει σε CCM θα πρέπει

$$\bar{I}_{L_o} > \frac{\Delta i_{L_o}}{2}$$

Δεδομένου ότι $\bar{I}_{L_o} = \bar{I}_{out}$ θα πρέπει για το πηνίο L_o να ισχύει η σχέση

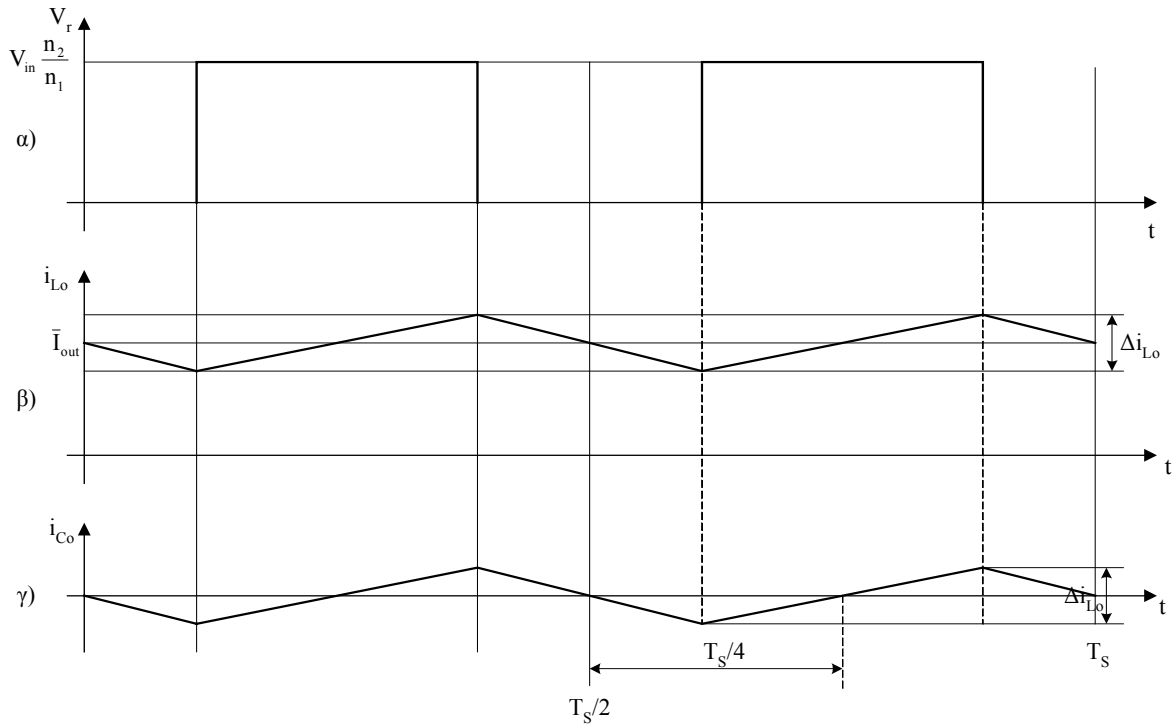
$$L_o > \frac{1}{2} \frac{V_{in}}{\bar{I}_{out}} \frac{n_2}{n_1} (1 - 2D) DT_S \quad (3.15)$$

Από τις (3.14), (3.15) προκύπτει ότι για το ίδιο ρεύμα φορτίου \bar{I}_{out} , η ισχύς της (3.14) μας εξασφαλίζει ότι ο μετατροπέας θα εργάζεται και στην κατάσταση CCM.

3.6.2. Επιλογή Πυκνωτή Εξόδου C_o

Στο σχήμα 3.3β φαίνεται η κυματομορφή του ρεύματος του πηνίου εξόδου L_o . Θεωρώντας ότι η αντίσταση του πηνίου είναι πρακτικά μηδενική, η μεταβολή του ρεύματος μέσα από αυτό θα είναι γραμμική, όπως ακριβώς φαίνεται στο σχήμα 3.3β. Όταν

η τάση μετά την ανόρθωση V_r είναι θετική, το ρεύμα i_{L_o} που διέρχεται από το πηνίο L_o θα αυξάνεται, ενώ όταν η V_r γίνει μηδέν, το ρεύμα i_{L_o} θα μειώνεται, πάντα γραμμικά. Το ρεύμα αυτό έχει μια κυμάτωση Δi_{L_o} που δίνεται από την σχ (3.13) και μια DC συνιστώσα \bar{I}_{L_o} , η οποία είναι ίση με το ρεύμα φορτίου \bar{I}_{out} . Η AC συνιστώσα του ρεύματος i_{L_o} μοιράζεται μεταξύ της αντίστασης φορτίου R_{LOAD} και του πυκνωτή C_o . Σε έναν όμως καλοσχεδιασμένο μετατροπέα, στον οποίον ο πυκνωτής εξόδου παρέχει ικανοποιητικό φιλτράρισμα της κυμάτωσης, ο πυκνωτής C_o επιλέγεται αρκετά μεγάλος έτσι ώστε η αντίδρασή του στην διακοπτική συχνότητα να είναι αρκετά μικρότερη από την αντίσταση φορτίου. Με τον τρόπο αυτό μπορούμε να θεωρήσουμε ότι όλη σχεδόν η AC συνιστώσα του i_{L_o} ρέει προς τον πυκνωτή C_o . Επομένως η κυματομορφή του ρεύματος i_{C_o} του πυκνωτή εξόδου C_o θα είναι αυτή του σχήματος 3.3γ.



Σχ. 3.3: Κυματομορφές Μετατροπέα Πλήρους Γέφυρας.

α) Ανορθωμένη Τάση V_r . β) Ρεύμα Πηνίου Εξόδου L_o . γ) Ρεύμα Πυκνωτή Εξόδου C_o .

Μετά την παραπάνω ανάλυση μπορούμε εύκολα να υπολογίσουμε την κυμάτωση της τάσης εξόδου v_{out} . Πράγματι το γραμμοσκιασμένο εμβαδόν του σχ. 3.3γ είναι ίσο με το φορτίο φόρτισης του πυκνωτή, οπότε

$$\Delta q = \frac{1}{2} \frac{\Delta i_{L_o}}{2} \frac{T_s}{4} \Rightarrow$$

$$\Delta q = \frac{1}{16} \Delta i_{L_o} T_s \quad (3.16)$$

Επομένως η κυμάτωση της τάσης εξόδου $\Delta v_{out,rip}$ θα είναι

$$\Delta v_{out,rip} = \frac{\Delta q}{C_o} \Rightarrow$$

$$\Delta v_{\text{out,rip}} = \frac{\Delta i_{L_o} T_s}{16C_o} \quad (3.17)$$

Η τελευταία αυτή σχέση σε συνδυασμό με την (3.13) μας επιτρέπει να επιλέξουμε τιμή πυκνωτή εξόδου C_o . Πράγματι, αν θέλουμε η κυμάτωση τάσης να μην ξεπερνάει ένα μικρό ποσοστό της μέσης τάσης εξόδου \bar{V}_{out} , δηλαδή να είναι μικρότερη από $\beta \bar{V}_{\text{out}}$, $0 < \beta < 1$, τότε

$$\Delta v_{\text{out,rip}} < \beta \bar{V}_{\text{out}} \Rightarrow C_o > \frac{1}{16\beta L_o} \frac{V_{\text{in}}}{\bar{V}_{\text{out}}} \frac{n_2}{n_1} (1-2D) D T_s^2 \quad (3.18)$$

3.7. Πλεονεκτήματα – Μειονεκτήματα του Μετατροπέα Πλήρους Γέφυρας

Τα κυριότερα πλεονεκτήματα του μετατροπέα πλήρους γέφυρας είναι τα εξής:

- Καλή αξιοποίηση του μετασχηματιστή, ο οποίος λόγο και της υψηλής διακοπτικής συχνότητας είναι μικρός σε όγκο.
- Λόγο του διπλασιασμού της συχνότητας της τάσης μετά την ανόρθωση σε σχέση πριν την ανόρθωση, οι απαιτήσεις για το φίλτρο εξόδου περιορίζονται.
- Μεγάλη ικανότητα μεταφοράς ισχύος, αφού ολόκληρη η τάση εισόδου εφαρμόζεται στο πρωτεύον του μετασχηματιστή.

Τα κυριότερα μειονεκτήματα είναι:

- Το κύκλωμα οδήγησης είναι πολύπλοκο, επειδή πρέπει να οδηγήσει τέσσερα διακοπτικά στοιχεία, να αποτρέπει το ενδεχόμενο βραχυκύκλωσης της εισόδου του μετατροπέα, καθώς επίσης ότι το κύκλωμα θα πρέπει να έχει γαλβανική απομόνωση από τα διακοπτικά στοιχεία.
- Το πρωτεύον του μετασχηματιστή θα πρέπει να έχει κύκλωμα που να αποτρέπει τον κορεσμό του πυρήνα του.

3.8. Εφαρμογή – Προσομοίωση

Στην παράγραφο αυτή θα εξετάσουμε και θα προσομοιώσουμε με το πρόγραμμα PSIM[®] μετατροπέα πλήρους γέφυρας, οι παράμετροι του οποίου φαίνονται στον πίνακα 3.1.

Πίνακας 3.1: Παράμετροι Προσομοίωσης του Μετατροπέα Πλήρους Γέφυρας

Παράμετρος	Τιμή	Παράμετρος	Τιμή
Τάση Εισόδου V_{in}	0,1 kV	Διόδου U_{TO}	1,4 V
Τάση Εξόδου V_{out}	1 kV	Φορτίο	α. Ωμικό 10 Ω
Διακοπτική Συχνότητα f_s	1.000 Hz		β. Ωμικό - Επαγωγικό 10 Ω + 300 mH
IGBT U_{TO}	2,8 V	Κυμάτωση Τάσης Εξόδου	< 0,5 %

Επιλέγουμε βαθμό χρησιμοποίησης D τέτοιον ώστε να είναι αρκετά μεγάλος (ο λόγος εξηγείται στο κεφάλαιο 4) αλλά ταυτόχρονα να έχει περιθώριο να αυξομειώνεται, ώστε μέσω μεταβολής του D να μπορούμε να διατηρούμε την τάση εξόδου σταθερή. Επιλέγουμε λοιπόν

$$D = 0,4$$

Από την (3.2) προκύπτει ότι θα πρέπει να επιλέξουμε έναν μετασχηματιστή με λόγο

$$\frac{n_2}{n_1} = 12$$

οπότε ο βαθμός χρησιμοποίησης θα πρέπει να είναι

$$D \approx 0,42$$

γεγονός που οδηγεί σε τάση εξόδου $\bar{V}_{out} = 1,008 \text{ kV}$. Το ρεύμα φορτίου είναι

$$\bar{I}_{out} = \frac{\bar{V}_{out}}{R_{LOAD}} \Rightarrow$$

$$\bar{I}_{out} \approx 100 \text{ A}$$

Για να επιλέξουμε πηνίο, θέτουμε ως προδιαγραφή η κυμάτωση του ρεύματος του πηνίου εξόδου i_{L_o} να είναι μικρότερη του 2% της μέσης τιμής του ρεύματος πλήρους φορτίου \bar{I}_{out} . Από την (3.14), για $\alpha = 0,02$ προκύπτει ότι

$$L_o > 40,3 \text{ mH}$$

Επιλέγουμε

$$L_o = 40 \text{ mH}$$

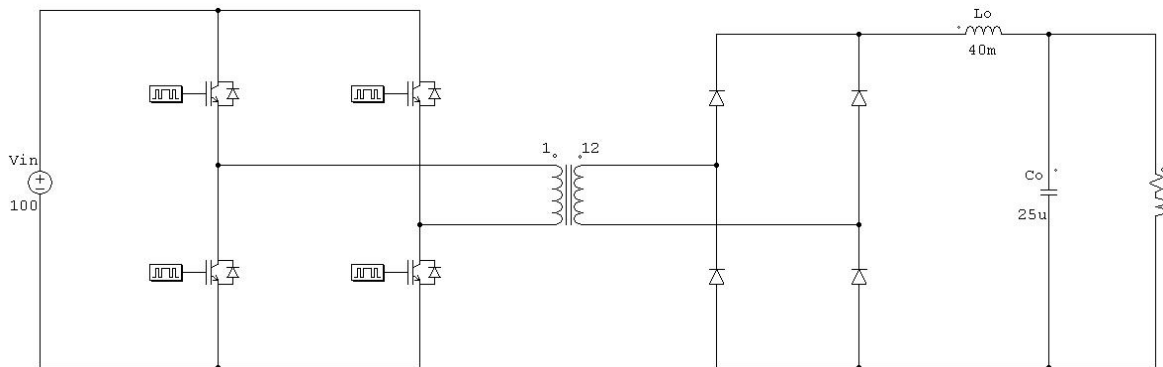
Για κυμάτωση στην τάση εξόδου λιγότερο του 0,5%, από την (3.18) και για $\beta = 0,005$ προκύπτει

$$C_o > 25,2 \mu\text{F}$$

Επιλέγουμε

$$C_o = 25 \mu\text{F}$$

Με τα στοιχεία αυτά προσομοιώνουμε το παρακάτω κύκλωμα:



Σχ. 3.4: Σχηματικό Διάγραμμα Μετατροπέα Πλήρους Γέφυρας

Αποτελέσματα Προσομοίωσης

- Φορτίο Καθαρά Ωμικό: $R_{LOAD} = 10 \Omega$

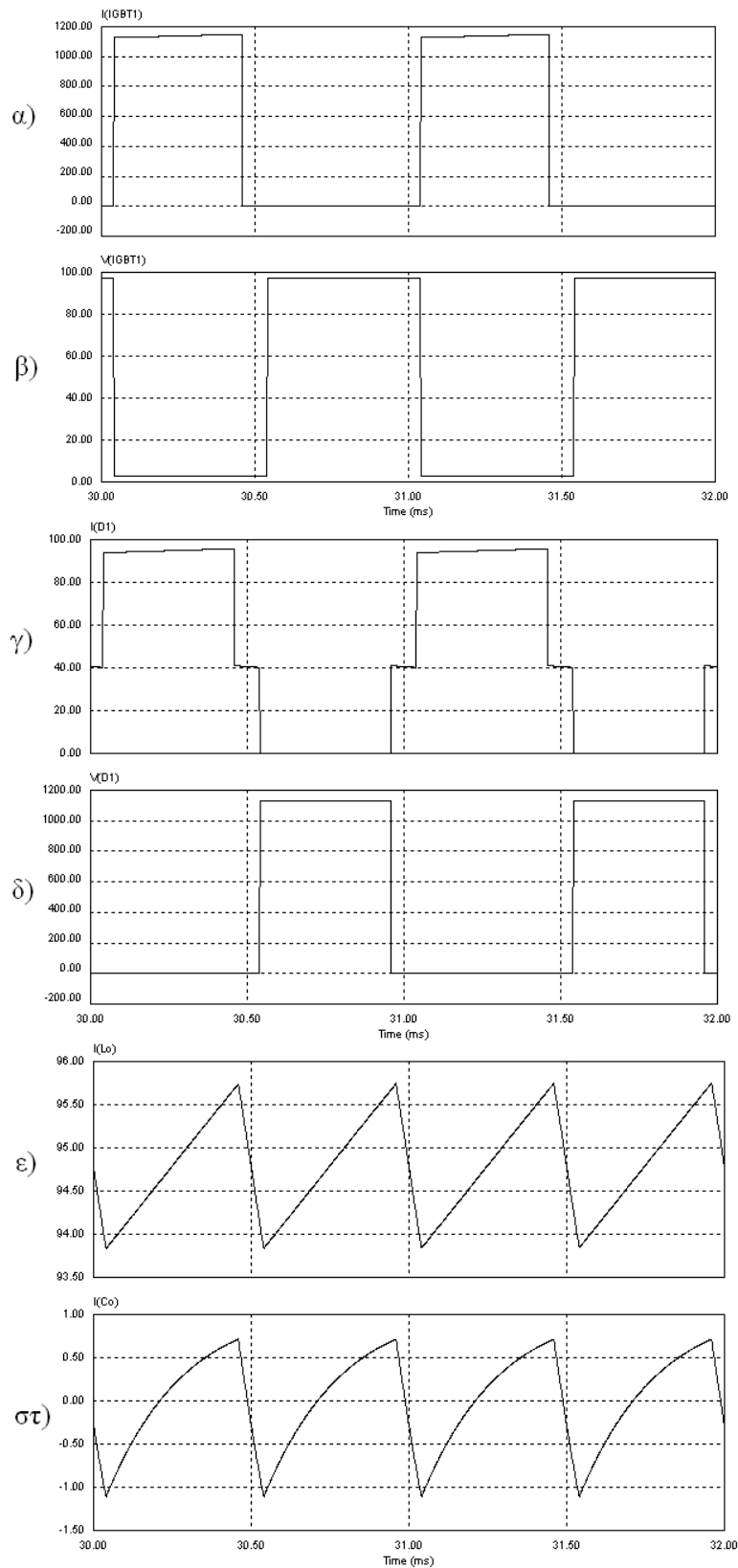
Η τάση εξόδου έχει μέση τιμή

$$\bar{V}_{out} \approx 947,9 \text{ V}$$

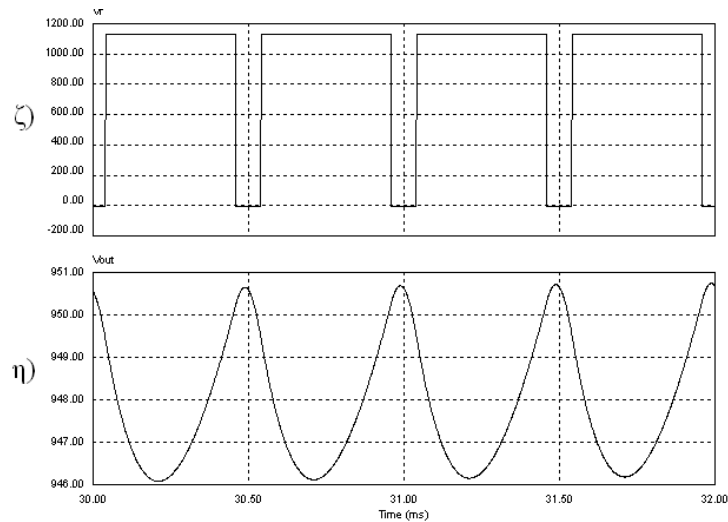
και κυμάτωση

$$v_{out,rip} = 4,6 \text{ V}$$

Οι διάφορες κυματομορφές προσομοίωσης φαίνονται στο σχήμα 3.5.



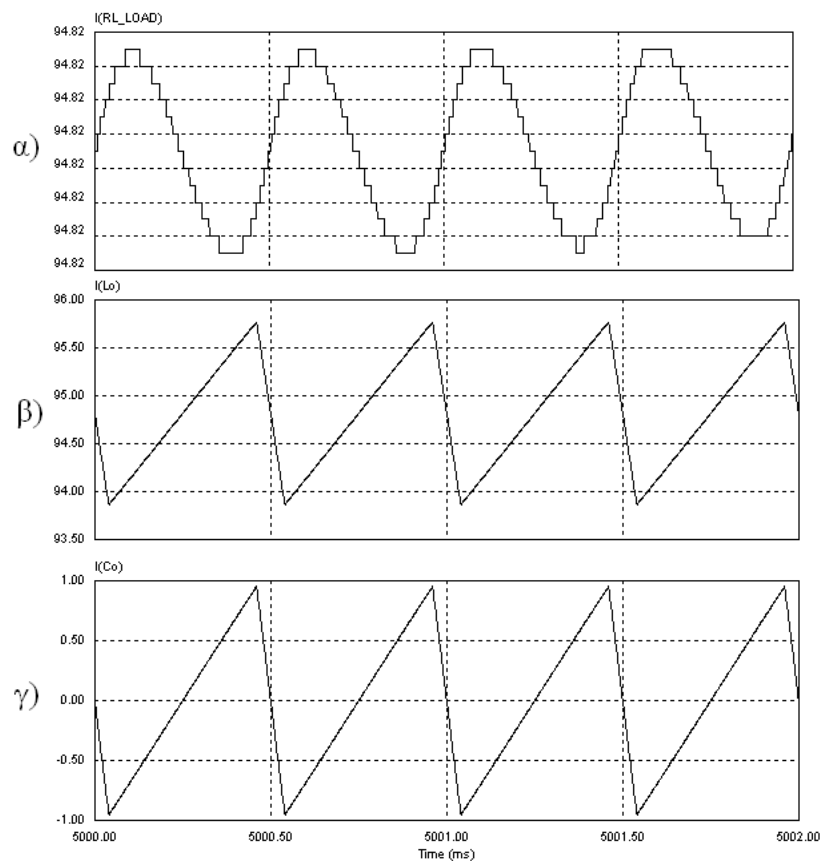
Σχ. 3.5: Κυματομορφές Προσομοίωσης Μετατροπέα Πλήρους Γέφυρας με Ωμικό Φορτίο.
 α-β) Τάση και Ρεύμα του Ημιαγωγικού Διακόπτη Γέφυρας S_w
 γ-δ) Τάση και Ρεύμα Δίοδου Γέφυρας
 ε-στ) Ρεύμα Πηνίου Εξόδου L_o και Πυκνωτή Εξόδου C_o
 (συνεχίζεται)



Σχ. 3.5: ζ-η) Ανορθωμένη Τάση V_T και Τάση Εξόδου v_{out} .

- Φορτίο Ωμικό – Επαγωγικό: $R_{LOAD} = 10 \Omega$, $L_{LOAD} = 300 \text{ mH}$.

Στην περίπτωση που το φορτίο εξόδου είναι αντίσταση $R_{LOAD} = 10 \Omega$ σε σειρά με πηνίο $L_{LOAD} = 300 \text{ mH}$ οι κυματομορφές που αλλάζουν σε σχέση με την προηγούμενη περίπτωση είναι η τάση εξόδου και το ρεύμα του πυκνωτή εξόδου. Οι κυματομορφές για την περίπτωση αυτή του φορτίου φαίνονται στο σχήμα 3.6.



Σχ. 3.5: Κυματομορφές Προσομοίωσης Μετατροπέα Πλήρους Γέφυρας με Ωμικό-Επαγωγικό Φορτίο.

α) Ρεύμα Φορτίου.

β-γ) Ρεύμα που Διαρρέει το Πηνίο Εξόδου L_o και τον Πυκνωτή Εξόδου C_o .

Κεφάλαιο 4

Σύγκριση Μετατροπέων Ανύψωσης – Πλήρους Γέφυρας

Για την σύγκριση των δύο παραπάνω τοπολογιών θα χρησιμοποιηθούν κριτήρια τα οποία έχουν άμεση συσχέτιση με το κόστος κατασκευής τους. Τα κριτήρια αυτά είναι τα εξής:

4.1. Μέγιστες Επιτρεπόμενες Τιμές των Ημιαγωγικών Στοιχείων

Είναι λογικό ότι, το κόστος των ημιαγωγικών στοιχείων αυξάνεται όσο μεγαλώνουν οι απαιτήσεις μας για αντοχή αυτών σε μεγαλύτερες τάσεις και ρεύματα. Θεωρούμε ότι, το κόστος των Ημιαγωγικών Διακοπών καθορίζεται κυρίως από το ποσό του πυριτίου που χρησιμοποιείται για την κατασκευή τους. Το ποσό πυριτίου προκύπτει ως εξής: θεωρούμε ότι το πάχος του στρώματος πυριτίου καθορίζεται από την μέγιστη τάση $v_{Sw,max}$ που εφαρμόζεται σε αυτό και ότι το εμβαδόν του πυριτίου καθορίζεται από την rms τιμή του ρεύματος $i_{Sw,rms}$ που διαρρέει τον Ημιαγωγικό Διακόπτη, εξαιτίας των διαφόρων θερμικών παραμέτρων. Κατά συνέπεια το συνολικό ποσό του απαιτούμενου πυριτίου ανά Ημιαγωγικό Διακόπτη είναι μια συνάρτηση και μάλιστα αύξουσα του γινομένου $v_{Sw,max} \cdot i_{Sw,rms}$. Ορίζουμε τον συντελεστή F Ημιαγωγικού Διακόπτη μιας τοπολογίας ως τον λόγο του γινομένου $\sum v_{Sw,max} \cdot i_{Sw,rms}$ προς την ισχύ του μετατροπέα $P_o = \bar{V}_{out} \cdot \bar{I}_{out}$, δηλαδή

$$F = \frac{\sum v_{Sw,max} \cdot i_{Sw,rms}}{\bar{V}_{out} \cdot \bar{I}_{out}} \quad (4.1)$$

Είναι λογικό ότι όσο μεγαλύτερος γίνεται ο συντελεστής αυτός, για την ίδια ισχύ P_{out} , το κόστος του μετατροπέα εξαιτίας των Ημιαγωγικών Διακοπών θα αυξάνεται. Στην επόμενη παράγραφο υπολογίζεται ο συντελεστής F για τις δύο τοπολογίες, τόσο για τους ελεγχόμενους Ημιαγωγικούς Διακόπτες όσο και για τις διόδους αυτών.

4.1.1. Σύγκριση Συντελεστή F για τους Ελεγχόμενους Ημιαγωγικούς Διακόπτες των Τοπολογιών Ανύψωσης – Πλήρους Γέφυρας

- Τοπολογία Ανύψωσης: Ισχύουν οι σχέσεις

$$(2.8) \Rightarrow v_{Sw,max} = V_{out}$$

$$(2.10) \Rightarrow i_{S_w, rms} = I_L \sqrt{D_B} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta I_L}{2 \bar{I}_L} \right)^2}$$

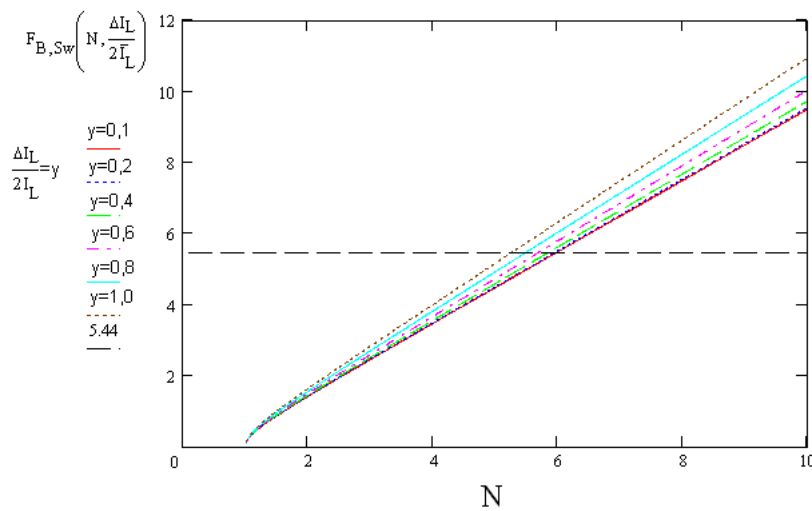
από τις οποίες προκύπτει ο συντελεστής F

$$F_{B, S_w} = N \sqrt{1 - \frac{1}{N}} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta I_L}{2 \bar{I}_L} \right)^2} \quad (4.2)$$

όπου N ορίζουμε γενικά τον λόγο τάσης εξόδου προς τάσης εισόδου ενός μετατροπέα, δηλαδή

$$N = \frac{\bar{V}_{out}}{V_{in}} \quad (4.3)$$

Στο σχήμα 4.1 φαίνεται η γραφική παράσταση της (4.2).



Σχ. 4.1: Γραφική Παράσταση του Συντελεστή F_{B, S_w} του ημιαγωγικού διακόπτη του μετατροπέα ανύψωσης.

- Τοπολογία Πλήρους Γέφυρας: Ισχύουν οι σχέσεις:

$$(3.3) \Rightarrow v_{S_w, max} = V_{in}$$

$$(3.5) \Rightarrow i_{S_w, rms} = \sqrt{D_{FB} \left[\left(\frac{n_2}{n_1} \frac{\bar{I}_{out}}{2D_{FB}} \right)^2 + \frac{1}{3} i_{M, max}^2 \right]}$$

Κάνουμε την παραδοχή ότι

$$i_{M, max} \approx \bar{I}_{in}$$

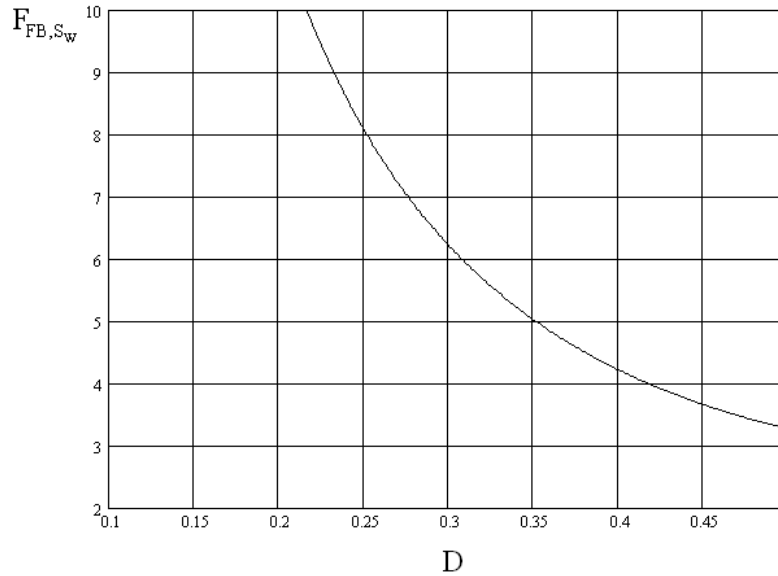
ενώ λόγω της ομοιόμορφης καταπόνησης των τεσσάρων Ημιαγωγικών Διακοπών θα ισχύει ότι

$$\sum v_{S_w, max} \cdot i_{S_w, rms} = 4 \cdot v_{S_w, max} \cdot i_{S_w, rms}$$

Τελικά προκύπτει ότι ο συντελεστής F γίνεται

$$F_{FB, S_w} = \sqrt{\frac{3 + 16D_{FB}^4}{3D_{FB}^3}} \quad (4.4)$$

Η γραφική παράσταση της (4.4) φαίνεται στο σχήμα 4.2.



Σχ. 4.2: Γραφική Παράσταση του Συντελεστή $F_{FB,Sw}$ των ημιαγωγικών διακοπών του μετατροπέα πλήρους γέφυρας.

Από το σχήμα 4.2 προκύπτει ότι όσο μεγαλύτερος είναι ο βαθμός χρησιμοποίησης D_{FB} , τόσο μικρότερος είναι ο συντελεστής $F_{FB,Sw}$ που σχετίζεται με το κόστος των Ημιαγωγικών Διακοπών του μετατροπέα. Για τον λόγο αυτό όταν σχεδιάζουμε έναν μετατροπέα πλήρους γέφυρας επιλέγουμε όσο το δυνατόν μεγαλύτερο βαθμό χρησιμοποίησης D_{FB} . Επειδή όμως θα πρέπει να έχουμε την δυνατότητα αυξομειώσης του D_{FB} , ώστε να μπορούμε να διατηρούμε την τάση εξόδου σταθερή έναντι μεταβολών της τάσης εισόδου, ο D_{FB} δεν λαμβάνει την μέγιστη τιμή του, που είναι 0,5, αλλά μικρότερη.

Έστω για παράδειγμα ότι κατά την σχεδίαση ενός μετατροπέα πλήρους γέφυρας, η τάση εισόδου στους υπολογισμούς μας είναι V_{in} γεγονός που οδηγεί σε βαθμό χρησιμοποίησης D_{FB} . Έστω επίσης ότι θέλουμε ο μετατροπέας αυτός να μπορεί να διατηρεί σταθερή την τάση εξόδου του ακόμα και αν η τάση εισόδου του αυξομειώνεται κατά ένα ποσοστό $\alpha\%$ της τάσης εισόδου V_{in} , δηλαδή η τάση εισόδου κυμαίνεται μεταξύ των τιμών $V'_{in} = (1 - \alpha/100)V_{in}$ και $V''_{in} = (1 + \alpha/100)V_{in}$.

Για να διατηρήσουμε την τάση εξόδου σταθερή, θα πρέπει, μέσω ενός συστήματος ελέγχου να ρυθμιστεί ξανά ο βαθμός χρησιμοποίησης D_{FB} , ο οποίος πρέπει να γίνει για τις αντίστοιχες παραπάνω τιμές

$$D'_{FB} = \frac{D_{FB}}{(1 - \alpha/100)}$$

$$D''_{FB} = \frac{D_{FB}}{(1 + \alpha/100)}$$

όπου $D''_{FB} < D_{FB} < D'_{FB}$.

Επειδή η μέγιστη τιμή που μπορεί να πάρει ο βαθμός χρησιμοποίησης D_{FB} είναι 0,5, θέτουμε $D'_{FB} = 0,5$, οπότε ο βαθμός χρησιμοποίησης που χρησιμοποιείται για τον σχεδιασμό υπολογίζεται από την σχέση

$$D_{FB} = (1 - \alpha/100) \times 0,5 \quad (4.5)$$

ενώ για τον υπολογισμό του συντελεστή F_{FB} , λαμβάνουμε υπόψη την μικρότερη τιμή για τον βαθμό χρησιμοποίησης, δηλαδή την D''_{FB} . Έτσι, π.χ. για $\alpha\% = 20\%$ προκύπτει ότι $D_{FB} = 0,4$ και $D''_{FB} = 0,33$, οπότε από την σχέση (4.4) προκύπτει ότι $F_{FB}(D_{FB}=0,33) = 5,44$.

Επανερχόμαστε τώρα στο σχήμα 4.1. Παρατηρούμε ότι ο συντελεστής κόστους $F_{B,Sw}$ γίνεται μεγαλύτερος από $F_{FB}(D_{FB}=0,33) = 5,44$ για $N > 6$, που σημαίνει ότι αν ο μετατροπέας Ανύψωσης πρέπει να μπορεί να διατηρεί την τάση εξόδου σταθερή ακόμα και για 20% μεταβολή της τάσης εισόδου, όπως δεχθήκαμε και στην περίπτωση του μετατροπέα πλήρους γέφυρας, για $N = 6 \times (1-0,2) = 4,8$ άρα $N > 5$, ο μετατροπέας πλήρους γέφυρας έχει χαμηλότερο συντελεστή κόστους F από ότι ο μετατροπέας Ανύψωσης.

4.1.2. Σύγκριση Συντελεστή F για τις Διόδους των Τοπολογιών Ανύψωσης – Πλήρους Γέφυρας

- Τοπολογία Ανύψωσης: Ισχύουν οι σχέσεις

$$(2.11) \Rightarrow |v_{D,max}| = V_{out}$$

$$(2.12) \Rightarrow i_{D,max} = I_L \sqrt{1-D_B} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta I_L}{2\bar{I}_L} \right)^2}$$

οπότε ο συντελεστής F γίνεται

$$F_{B,D} = N \sqrt{\frac{1}{N}} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta I_L}{2\bar{I}_L} \right)^2} \quad (4.6)$$

- Τοπολογία Πλήρους Γέφυρας: Ισχύουν οι σχέσεις

$$(3.6) \Rightarrow v_{D,max} = V_{out}$$

$$(3.8) \Rightarrow i_{D,rms} = \frac{I_{out}}{2\sqrt{D_{FB}}}$$

οπότε ο συντελεστής F γίνεται

$$F_{FB,D} = \frac{2}{\sqrt{D_{FB}}} \quad (4.7)$$

από όπου προκύπτει ότι

$$F_{FB,D}(D_{FB}=0,33) = 3,48$$

Στο σχήμα 4.3 φαίνεται η γραφική παράσταση της (4.6), από όπου προκύπτει ότι για τιμές $N < 9(1-0,2) = 7,2$ είναι

$$F_{B,D} < F_{FB,D}(D_{FB}=0,33)$$

δηλαδή ο συντελεστής κόστους για την τοπολογία Ανύψωσης είναι χαμηλότερος από τον αντίστοιχο της τοπολογίας πλήρους γέφυρας για $N < 7$.

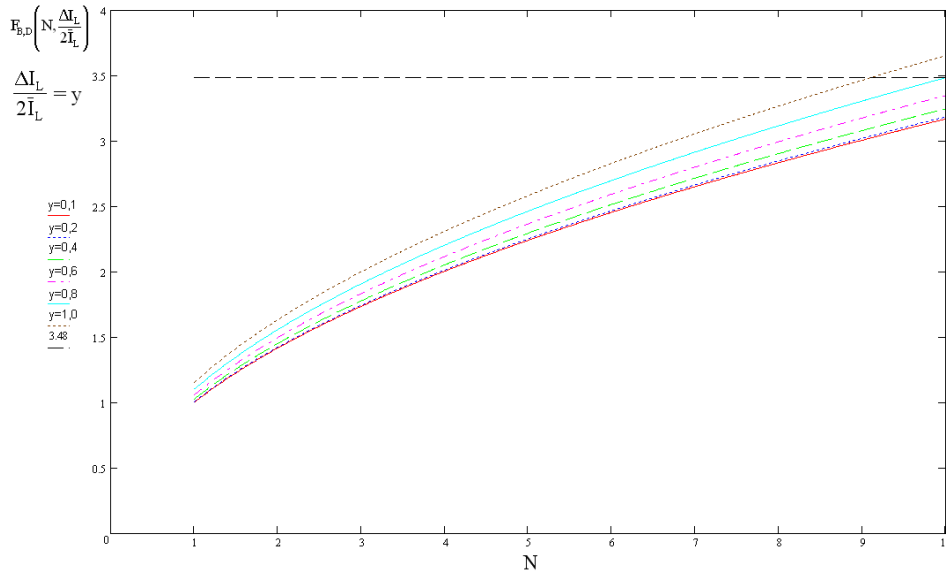
4.2. Μέγεθος Μαγνητικού Κυκλώματος

Για την τοπολογία Ανύψωσης η ελάχιστη τιμή που πρέπει να έχει το πηνίο προκειμένου ο μετατροπέας να δουλεύει σε κατάσταση CCM δίνεται από την σχέση (2.21)

$$L_{min} = \frac{1}{2} \frac{V_{in} (1-D_B) D_B T_S}{\bar{I}_{out}}, (2.7), (2.20) \Rightarrow$$

$$L_{min} = \frac{V_{in} D_B T_S}{\Delta i'_L} \quad (4.8)$$

Επομένως η επιλογή πηνίου πρέπει να είναι τέτοια ώστε $L \geq L_{\min}$ ή $\Delta i_L \leq \Delta i'_L \Rightarrow \Delta i_L \leq 2\bar{I}_L \Rightarrow \frac{\Delta i_L}{2\bar{I}_L} \leq 1$.



Σχ. 4.3: Γραφική Παράσταση Συντελεστή $F_{B,D}$ για την Δίοδο του Μετατροπέα Ανύψωσης.

Το μέγεθος του πηνίου, εκφραζόμενο ως γινόμενο εμβαδών παραθύρου περιέλιξης A_w και πυρήνα A_c δίνεται από την σχέση [Mohan, σελ. 760, σχέση 30-23]

$$A_w A_c = \frac{L i_{\max} i_{\text{rms}}}{k_{\text{cu}} J_{\text{rms}} B_{\max}} \quad (4.9)$$

όπου k_{cu} είναι ο συντελεστής πλήρωσης χαλκού, J_{rms} η rms τιμή της πυκνότητας ρεύματος και B_{\max} η μέγιστη πυκνότητα μαγνητικής ροής.

Για έναν μετασχηματιστή το γινόμενο εμβαδών είναι [[4]: Mohan, σχέση 30-55]

$$A_w A_c = \frac{S}{2,22 k_{\text{cu}} J_{\text{rms}} B_{\max} f} \quad (4.10)$$

όπου S η φαινόμενη ισχύς και f η συχνότητα της εφαρμοζόμενης τάσης στον μετασχηματιστή.

Προκειμένου να συγκρίνουμε το μέγεθος του μετασχηματιστή του μετατροπέα πλήρους γέφυρας με το μέγεθος του πηνίου L ($L > L_{\min}$) του μετατροπέα Ανύψωσης, διαιρούμε την (4.10) με την (4.9), οπότε προκύπτει ο λόγος

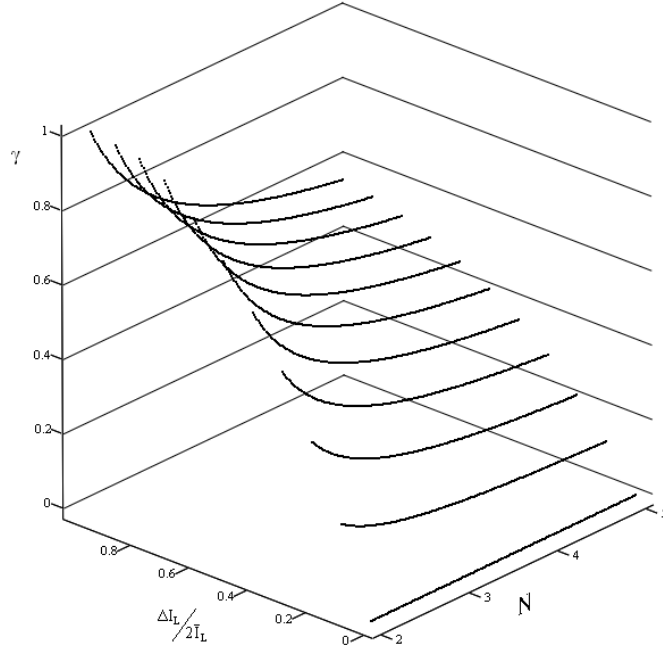
$$\gamma = \frac{1}{1,11 \left(1 + \frac{2\bar{I}_L}{\Delta i_L}\right) \sqrt{\left(1 - \frac{1}{N}\right)^3} \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left(\frac{\Delta i_L}{2\bar{I}_L}\right)^2}} \quad (4.11)$$

όπου N ο λόγος τάσης εξόδου \bar{V}_{out} προς εισόδου V_{in} του μετατροπέα πλήρους γέφυρας.

Η γραφική παράσταση της (4.11) φαίνεται στο σχήμα 4.4.

Από το σχήμα 4.4 παρατηρούμε ότι για $N > 2$, ο λόγος γ είναι μικρότερος της μονάδας, $\gamma < 1$, άρα έχουμε μικρότερο μέγεθος μετασχηματιστή σε σχέση με το μέγεθος του πηνίου.

Όσο μάλιστα μικρότερη κυμάτωση $\frac{\Delta i_L}{2\bar{I}_L}$ επιθυμούμε στο πηνίο, τόσο το μέγεθος του μετασχηματιστή μικραίνει σε σχέση με το μέγεθος του πηνίου. Για παράδειγμα για 20% κυμάτωση ρεύματος πηνίου ($\frac{\Delta i_L}{\bar{I}_L} = 0,2 \Rightarrow \frac{\Delta i_L}{2\bar{I}_L} = 0,1$) το μέγεθος του μετασχηματιστή πλήρους γέφυρας είναι μικρότερο από το 20% του μεγέθους του πηνίου Ανύψωσης.



Σχ. 4.4: Γραφική Παράσταση του λόγου μεγέθους πηνίου προς μετασχηματιστή ως συνάρτηση του λόγου τάσης N και της κυμάτωσης του ρεύματος πηνίου $\frac{\Delta i_L}{2\bar{I}_L}$.

4.3. Μέγεθος Πυκνωτών Εξόδου

Για την τοπολογία Ανύψωσης, για κυμάτωση τάσης εξόδου $\Delta v_{out,rip}$, ο απαιτούμενος πυκνωτής εξόδου δίνεται από την (2.22):

$$C_{B,out} = \frac{\bar{I}_{out} \left(1 - \frac{1}{N}\right) T_S}{\Delta v_{out,rip}} \quad (4.12)$$

Για την τοπολογία πλήρους γέφυρας ο αντίστοιχος πυκνωτής εξόδου δίνεται από την (3.17):

$$C_{FB,out} = \frac{\Delta i_{L_o} T_S}{16 \Delta v_{out,rip}} \quad (4.13)$$

Για να λειτουργεί σε κατάσταση συνεχόμενης αγωγής (CCM) ο μετατροπέας θα πρέπει

$$\frac{\Delta i_{L_o}}{2\bar{I}_{out}} < 1 \Rightarrow \Delta i_{L_o} < 2\bar{I}_{out}$$

Έστω λοιπόν ότι επιλέγουμε κυμάτωση ρεύματος

$$\Delta i_{L_o} = \beta \bar{I}_{out}$$

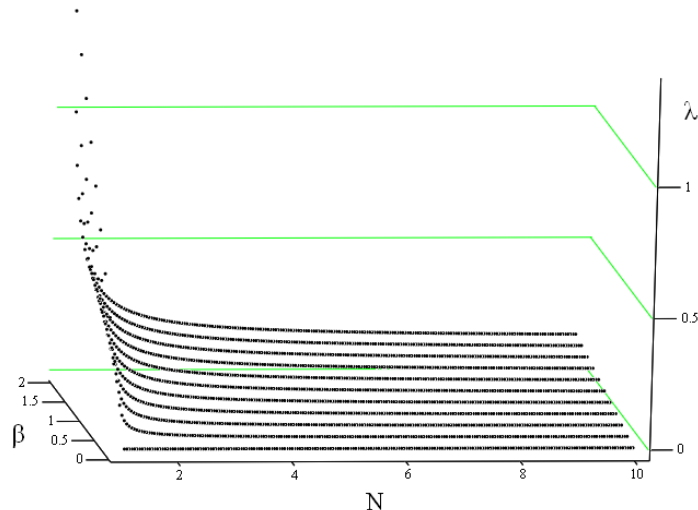
με $0 < \beta < 2$, οπότε η (4.13) γίνεται

$$C_{FB,out} = \frac{\beta \bar{I}_{out} T_S}{16 \Delta v_{out,rip}} \quad (4.14)$$

Διαιρώντας την (4.14) με την (4.12) προκύπτει ο λόγος λ μεγέθους του πυκνωτή εξόδου του μετατροπέα πλήρους γέφυρας προς το μέγεθος του αντίστοιχου πυκνωτή του μετατροπέα Ανύψωσης, δηλαδή

$$\lambda = \frac{\beta}{16\left(1 - \frac{1}{N}\right)} \quad (4.15)$$

Στο σχήμα 4.5 φαίνεται η γραφική παράσταση του λόγου λ για διάφορες τιμές του N και β .



Σχ. 4.5: Γραφική Παράσταση του λόγου μεγεθών λ πυκνωτή εξόδου μετατροπέα πλήρους γέφυρας προς μετατροπέα Ανύψωσης.

Όπως φαίνεται στο σχήμα 4.5 για $N > 2$ ο απαιτούμενος πυκνωτής εξόδου για την τοπολογία πλήρους γέφυρας είναι αρκετά μικρότερος από τον αντίστοιχο της τοπολογίας Ανύψωσης. Από την άλλη όμως ο μετατροπέας πλήρους γέφυρας επιβαρύνεται οικονομικά με το πηνίο εξόδου.

4.4. Συμπεράσματα

Από την παραπάνω ανάλυση προκύπτει ότι ο μετατροπέας πλήρους γέφυρας υπερτερεί έναντι του Ανύψωσης εξαιτίας της μικρότερης καταπόνησης των ελεγχόμενων Ημιαγωγικών Διακοπών, του μικρότερου μαγνητικού κυκλώματος και του μικρότερου μεγέθους του πυκνωτή εξόδου.

Κεφάλαιο 5

Μετατροπείς Αμφίδρομης Ροής Ενέργειας για Αιολικά Πάρκα με Επαγωγικές Γεννήτριες

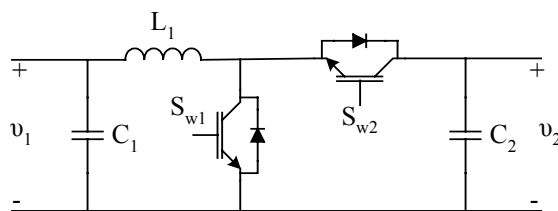
5.1. Εισαγωγή – Τοπολογίες

Τόσο η τοπολογία Ανύψωσης, που παρουσιάστηκε στο σχήμα 2.1, όσο και η τοπολογία πλήρους γέφυρας του σχήματος 3.1 έχουν το χαρακτηριστικό ότι επιτρέπουν την ροή ισχύος προς μία μόνο κατεύθυνση, από τα αριστερά προς τα δεξιά με αναφορά τα παραπάνω σχήματα.

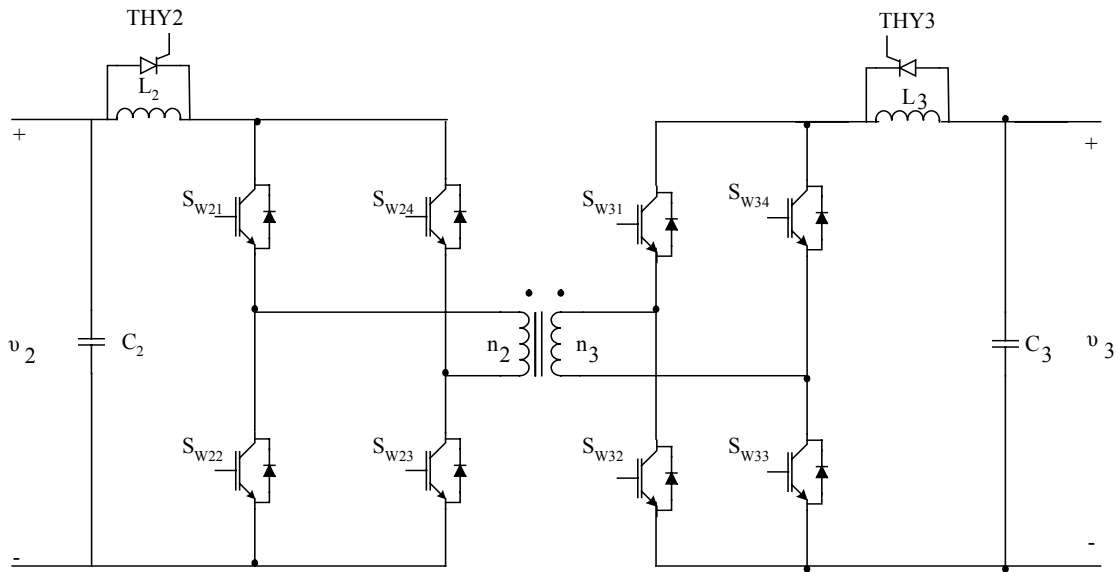
Σε μια εγκατάσταση όμως μπορεί να υπάρχει η ανάγκη για δυνατότητα αμφίδρομης ροής ισχύος. Για παράδειγμα ένα αιολικό πάρκο μπορεί να απαιτεί απορρόφηση π.χ. αέργου ισχύος από το δίκτυο κατά την λειτουργίας του.

Τα στοιχεία εκείνα που εμποδίζουν στις δύο παραπάνω τοπολογίες την ροή ισχύος από τα δεξιά προς τα αριστερά είναι οι μη ελεγχόμενοι Ημιαγωγικοί Διακόπτες, δηλαδή οι διόδους. Προκειμένου λοιπόν να δώσουμε στις τοπολογίες αυτές την δυνατότητα αμφίδρομης ροής ισχύος, αντικαθιστούμε τις διόδους με ελεγχόμενους Ημιαγωγικούς Διακόπτες, κατά προτίμηση με IGBT για τις εφαρμογές αιολικών πάρκων. Προφανώς η τακτική αυτή δεν χρησιμοποιείται όταν δεν υπάρχει ανάγκη αμφίδρομης ροής ισχύος, για τον λόγο ότι το νέο κύκλωμα ελέγχου που απαιτείται είναι αρκετά πιο πολύπλοκο από το αρχικό, ιδίως στην περίπτωση του μετατροπέα πλήρους γέφυρας.

Το σχηματικό διάγραμμα του αμφίδρομου μετατροπέα Ανύψωσης φαίνεται στο σχήμα 5.1 και του αμφίδρομου μετατροπέα πλήρους γέφυρας στο σχήμα 5.2.



Σχ. 5.1: Αμφίδρομος Μετατροπέας Ανύψωσης



Σχ. 5.2: Αμφίδρομος Μετατροπέας Πλήρους Γέφυρας

Όταν ο μετατροπέας του σχήματος 5.1 λειτουργεί έτσι ώστε να έχουμε μεταφορά ισχύος από τα δεξιά προς τα αριστερά (2→1), τότε ο Ημιαγωγικός Διακόπτης S_{W2} δέχεται παλμούς από κύκλωμα οδήγησης ενώ ο S_{W1} λειτουργεί ως απλή διόδος, ο μετατροπέας αυτός λειτουργεί ως μετατροπέας υποβιβασμού (step down converter), δηλαδή $v_1 < v_2$ και η μέση τιμή της τάσης v_1 δίνεται από την σχέση

$$\bar{V}_1 = D_D V_2 \quad (5.1)$$

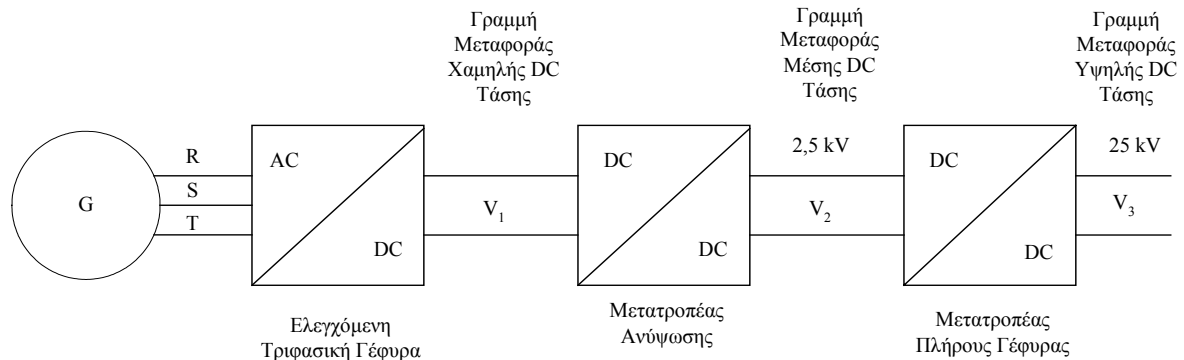
όπου D_D είναι ο λόγος της διάρκειας $t_{D,ON}$ αγωγής του Ημιαγωγικού Διακόπτη S_{W2} για χρονικό διάστημα μιας περιόδου T_D , προς την περίοδο T_D του παλμού που εμφανίζεται στον S_{W2} , δηλαδή

$$D_D = \frac{t_{D,ON}}{T_D} \quad (5.2)$$

Για τον μετατροπέα του σχήματος 5.2 υπάρχει μια συμμετρία στο σχηματικό του κύκλωμα, με άξονα αυτόν που διαχωρίζει τα δύο πηνία του μετασχηματιστή. Έτσι όταν ο μετατροπέας λειτουργεί για μεταφορά ισχύος από δεξιά προς αριστερά (3→2), ο τρόπος λειτουργίας του είναι ακριβώς ο ίδιος με αυτόν που περιγράφηκε στην αντίστοιχη παράγραφο για τον μετατροπέα πλήρους γέφυρας. Βεβαίως επειδή τώρα ο λόγος μετασχηματισμού τάσης εξόδου – εισόδου είναι $n_2:n_3$ θα έχουμε υποβιβασμό της τάσης εξόδου, δηλαδή $v_2 < v_3$. Παρατηρούμε επιπλέον ότι, παράλληλα στα πηνία L_2, L_3 υπάρχει συνδεδεμένο ένα θυρίστορ. Το θυρίστορ THY2 για παράδειγμα, ενεργοποιείται όταν ο αμφίδρομος μετατροπέας του σχήματος 5.2 μεταφέρει ισχύ προς τα δεξιά, τότε ουσιαστικά με τον τρόπο αυτό θέτουμε ουσιαστικά εκτός κυκλώματος το πηνίο L_2 . Ο λόγος που το κάνουμε αυτό είναι πως αν αφήναμε το πηνίο να είχε ενεργό ρόλο στο κύκλωμα κατά την φάση αυτή, τότε λόγω της διακοπτόμενης λειτουργίας των $S_{W2(1-4)}$ κάποια στιγμή το ρεύμα που θα το διέρρηε θα μηδενιζόταν απότομα και έτσι θα αναπτυσσόταν μια υπέρταση στα άκρα του. Αυτό θα είχε ως αποτέλεσμα στα άκρα της η ελεγχόμενη γέφυρα να μην έχει την σταθερή τάση που επιθυμούμε και έτσι να αυξάνεται η κυμάτωση της τάσης εξόδου.

5.2. Εφαρμογή – Προσομοίωση

Το δομικό διάγραμμα ενός συστήματος μεταφοράς ισχύος από ανεμογεννήτρια προς δίκτυο Υψηλής Τάσης DC και το οποίο χρησιμοποιεί DC – DC μετατροπείς παρουσιάζεται στο σχήμα 5.3.



Σχ. 5.3: Δομικό Διάγραμμα Συστήματος Μεταφοράς Ηλεκτρικής Ενέργειας από Ανεμογεννήτριες προς Εγκατάσταση Υψηλής Τάσης DC (HVDC).

Για την περίπτωση της προσομοίωσης θα θεωρήσουμε ότι η ανεμογεννήτρια αντικαθίσταται από μία τριφασική γεννήτρια που παράγει τριφασική τάση με πολική τιμή $V_{RS,rms} = 400 \text{ V}$ και συχνότητας $f = 50 \text{ Hz}$.

Η τριφασική αυτή τάση ανορθώνεται με την βοήθεια της πλήρους γέφυρας, οπότε η τάση εισόδου V_1 στον μετατροπέα Ανύψωσης θα έχει τιμή

$$\bar{V}_1 = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{RS,rms} \Rightarrow \bar{V}_1 = 540 \text{ V}$$

Επιλογή Στοιχείων Μετατροπέα Ανύψωσης: Για να έχουμε στην έξοδο του μετατροπέα Ανύψωσης τάση $\bar{V}_2 = 2,5 \text{ kV}$, ο βαθμός χρησιμοποίησης D_{B1} του S_{W1} θα πρέπει να είναι, σύμφωνα με την (2.3)

$$D_{B1} = 0,784$$

Έστω ότι το σχεδιαζόμενο σύστημα προορίζεται για μεταφορά ισχύος 500 kW . Τότε η μέση τιμή του ρεύματος εξόδου $\bar{I}_{B,2}$ από τον μετατροπέα Ανύψωσης θα είναι 200 A και επομένως για διακοπτική συχνότητα $f_S = 1 \text{ kHz}$ θα πρέπει να επιλέξουμε πηνίο εισόδου στην τοπολογία Ανύψωσης με βάση την σχέση (2.21)

$$L_{B,min} = 230 \mu\text{H}$$

Επιλέγουμε τιμή για το πηνίο L_1 μεγαλύτερη της ελάχιστης κατά έναν συντελεστή ασφαλείας, π.χ. πενταπλάσιας τιμής της ελάχιστης, οπότε

$$L_1 = 1,15 \text{ mH}$$

Για κυμάτωση της τάσης εξόδου v_2 2%, με βάση την (2.23) επιλέγουμε πυκνωτή εξόδου

$$C_{B,2} = 3 \text{ mF}$$

Τον ίδιο πυκνωτή τοποθετούμε και στην είσοδο του μετατροπέα Ανύψωσης για εξομάλυνση της τάσης v_1 . Ο πυκνωτής $C_{B,1}$ παίζει ενεργό ρόλο και στις δύο περιπτώσεις ροής ισχύος. Έτσι όταν η ισχύς ρέει προς τα δεξιά, χρησιμοποιείται για εξομάλυνση της κυμάτωσης από την τριφασική γέφυρα, ενώ όταν η ισχύς ρέει προς τα αριστερά, τότε σε

συνδυασμό με το πηνίο L_1 ενεργεί ως βαθυπερατό φίλτρο που μας δίνει την DC συνιστώσα του τετραγωνικού παλμού που εφαρμόζεται δεξιά του φίλτρου αυτού.

Επιλογή Στοιχείων Μετατροπέα Πλήρους Γέφυρας: Για βαθμό χρησιμοποίησης $D_{FB}^* = 0,4$ και από την σχέση (3.2) για $\bar{V}_3 = 25$ kV επιλέγουμε μετασχηματιστή με λόγο μετασχηματισμού

$$\frac{n_2}{n_1} = 12$$

οπότε ο βαθμός χρησιμοποίησης D_{FB} πρέπει να είναι

$$D_{FB} = 0,42$$

Η μέση τιμή του ρεύματος εξόδου $\bar{I}_{FB,3}$ είναι 20 A, οπότε για κυμάτωση ρεύματος μικρότερη του 2% επιλέγουμε πηνίο $L_{FB,3}$ που προσδιορίζεται από την (3.14) και είναι

$$L_{FB,3}^* = 5 \text{ H}$$

Επειδή η τιμή των 5 H είναι μεγάλη επιλέγουμε

$$L_{FB,3} = 500 \text{ mH}$$

ανεχόμενοι έτσι κυμάτωση ρεύματος στο πηνίο $L_{FB,3}$ της τάξης του 20%. Από την ίδια σχέση υπολογίζουμε την τιμή που πρέπει να έχει το πηνίο $L_{FB,2}$ στην είσοδο του μετατροπέα πλήρους γέφυρας για την περίπτωση που η ισχύς ρέει προς τα αριστερά, οπότε

$$L_{FB,2} = 35 \text{ mH}$$

Η τιμή του πυκνωτή $C_{FB,3}$ για κυμάτωση τάσης v_3 λιγότερο του 0,5% πρέπει να είναι σύμφωνα με την (3.18)

$$C_{FB,3}^* = 2 \text{ } \mu\text{F}$$

Επειδή η παραπάνω τιμή είναι μικρή, έχουμε την δυνατότητα να επιλέξουμε έναν πυκνωτή μεγαλύτερο ώστε να έχουμε ακόμη μικρότερη κυμάτωση. Επιλέγουμε λοιπόν

$$C_{FB,3} = 1.000 \text{ } \mu\text{F}$$

Αυτό που μένει να υπολογίσουμε είναι ο βαθμός χρησιμοποίησης D_{B2} του S_{W2} (σχ. 5.1) και την τιμή του πυκνωτή C_1 (σχ. 5.2) για την περίπτωση που έχουμε ροή ισχύος από δεξιά προς τα αριστερά.

Στην περίπτωση αυτή και χρησιμοποιώντας τις ίδιες ρυθμίσεις για τους παλμούς έναυσης των Ημιαγωγικών Διακοπών της πλήρους γέφυρας όπως και πριν (μόνο που τώρα αυτοί εφαρμόζονται στην ομάδα $S_{W3(1-4)}$ του σχήματος 5.2, ενώ οι $S_{W2(1-4)}$ λειτουργούν ως απλοί δίοδοι) δηλαδή $D_{FB} = 0,42$, για τάση $V_3 = 25$ kV η τάση V_2 θα είναι

$$\bar{V}_2 = 1,75 \text{ kV}$$

Αρα για να έχουμε $\bar{V}_1 = 540$ V, θα πρέπει με βάση την σχέση (5.1), ο βαθμός χρησιμοποίησης του S_{W2} να είναι

$$D_D = 0,309$$

Από την σχέση (3.18) προσδιορίζουμε την τιμή του $C_{FB,2}$ για κυμάτωση τάσης v_2 λιγότερο του 0,5%

$$C_{FB,2} > 50 \text{ } \mu\text{F}$$

Όμως οι πυκνωτές $C_{FB,2}$ και $C_{B,2}$ είναι ουσιαστικά ο ίδιος. Επειδή από τους υπολογισμούς μας προκύπτει

$$C_{B,2} \gg C_{FB,2}$$

επιλέγουμε τελικά τιμή για τον C_2 την αρχική τιμή των 3 mF

$$C_2 = 3 \text{ mF}$$

Προσομοιώσεις – Αποτελέσματα

5.3. Ροή Ισχύος από Ανεμογεννήτρια προς Εγκατάσταση Υψηλής Τάσης DC (HVDC)

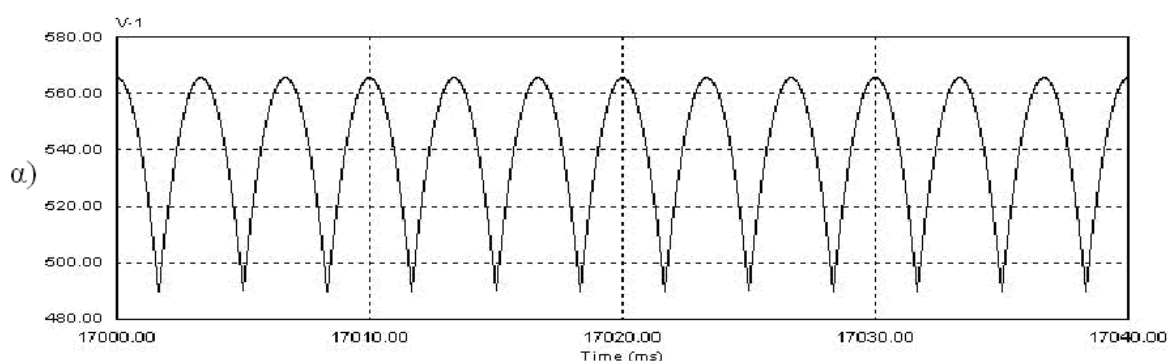
5.3.1. Σύστημα Ανοιχτού Βρόχου

Το σχηματικό διάγραμμα του κυκλώματος της προσομοίωσης στην περίπτωση που η ισχύς ρέει από αριστερά προς τα δεξιά φαίνεται στο σχήμα 5.4. Με την βοήθεια του προγράμματος PSIM[®] προκύπτουν οι τιμές του πίνακα 5.1. Σημειώνεται ότι όλα τα στοιχεία στην προσομοίωση θεωρούνται ιδανικά.

Πίνακας 5.1: Αποτελέσματα Προσομοίωσης κατά την ροή ισχύος από Ανεμογεννήτρια προς εγκατάσταση Υψηλής Τάσης DC §5.3.1.

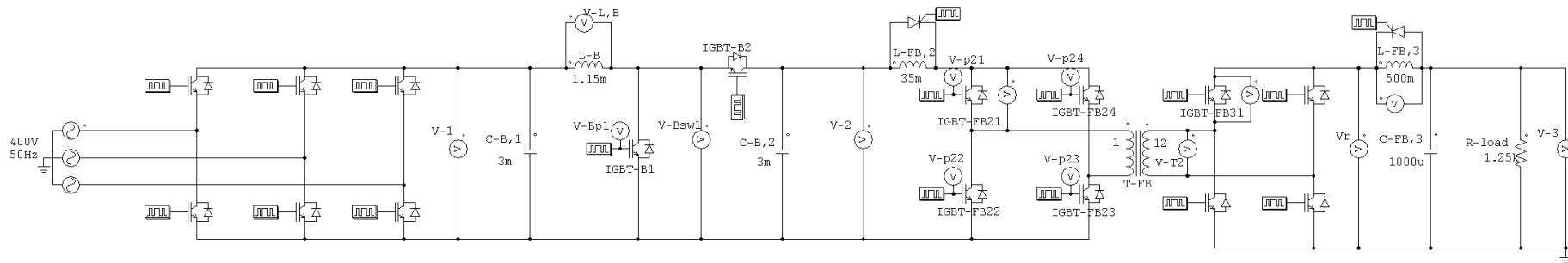
Μέγεθος	Μέση Τιμή	max	min	rms
V-1	540,2 V			
I(L-B)	957 A	1.158 A	757 A	
I(IGBT-B1)	751 A	1.158 A	853 A	
I(IGBT-B2)	207 A	1.152 A	448 A	
V-2	2,5 kV	2,532 kV	2,467 kV	
V-FB21		2,530 kV		1,763 kV
I(IGBT-FB21)	102 A	273 A		157 A
V-FB31		30,26 kV		19,35 kV
I(IGBT-FB31)	10 A	22,7 A	13,7 A	
Vr	25,18 kV	30,36 kV		
V-L-FB,3		5,179 kV	-2,518 kV	
I(L-FB,3)	20,2 A	22,7 A	17,6 A	20,19 A
V-3	25,183 kV	25,185 Kv	25,181 kV	

Στα σχήματα 5.5 απεικονίζονται διάφορες κυματομορφές του κυκλώματος προσομοίωσης.

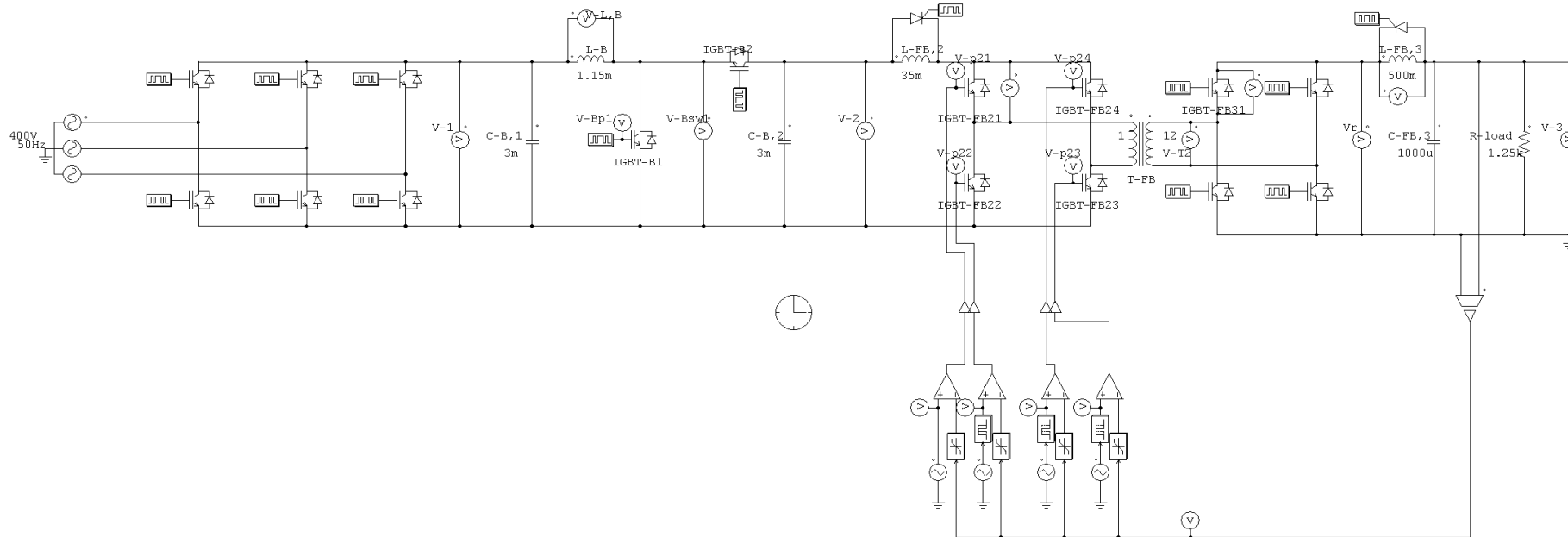


Σχ. 5.5: Κυματομορφές προσομοίωσης κατά την περίπτωση ροής ισχύος από ανεμογεννήτρια προς εγκατάσταση υψηλής τάσης DC.

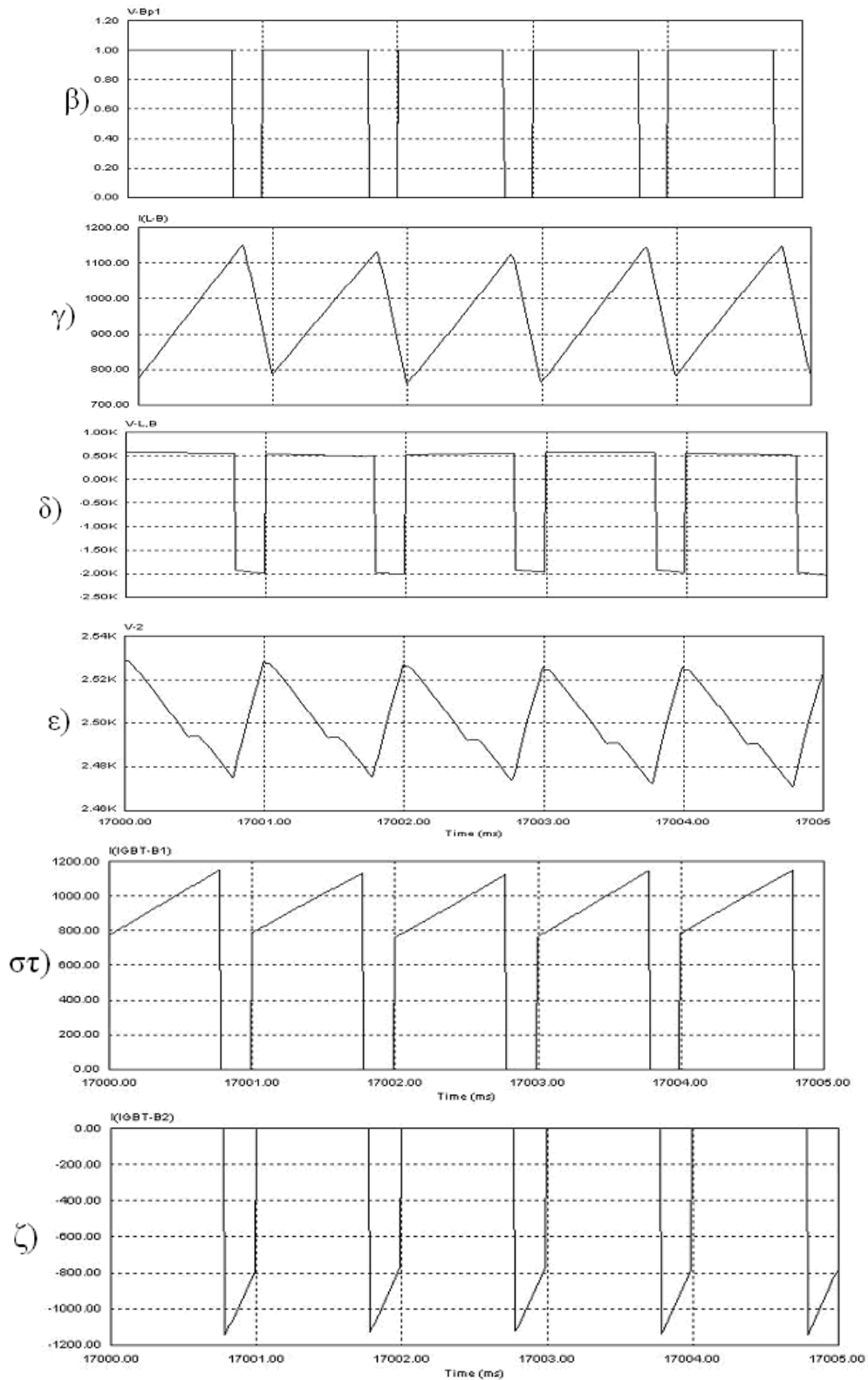
α) Τάση Εξόδου Ανόρθωσης που εφαρμόζεται στην είσοδο του μετατροπέα ανύψωσης.
(συνεχίζεται)



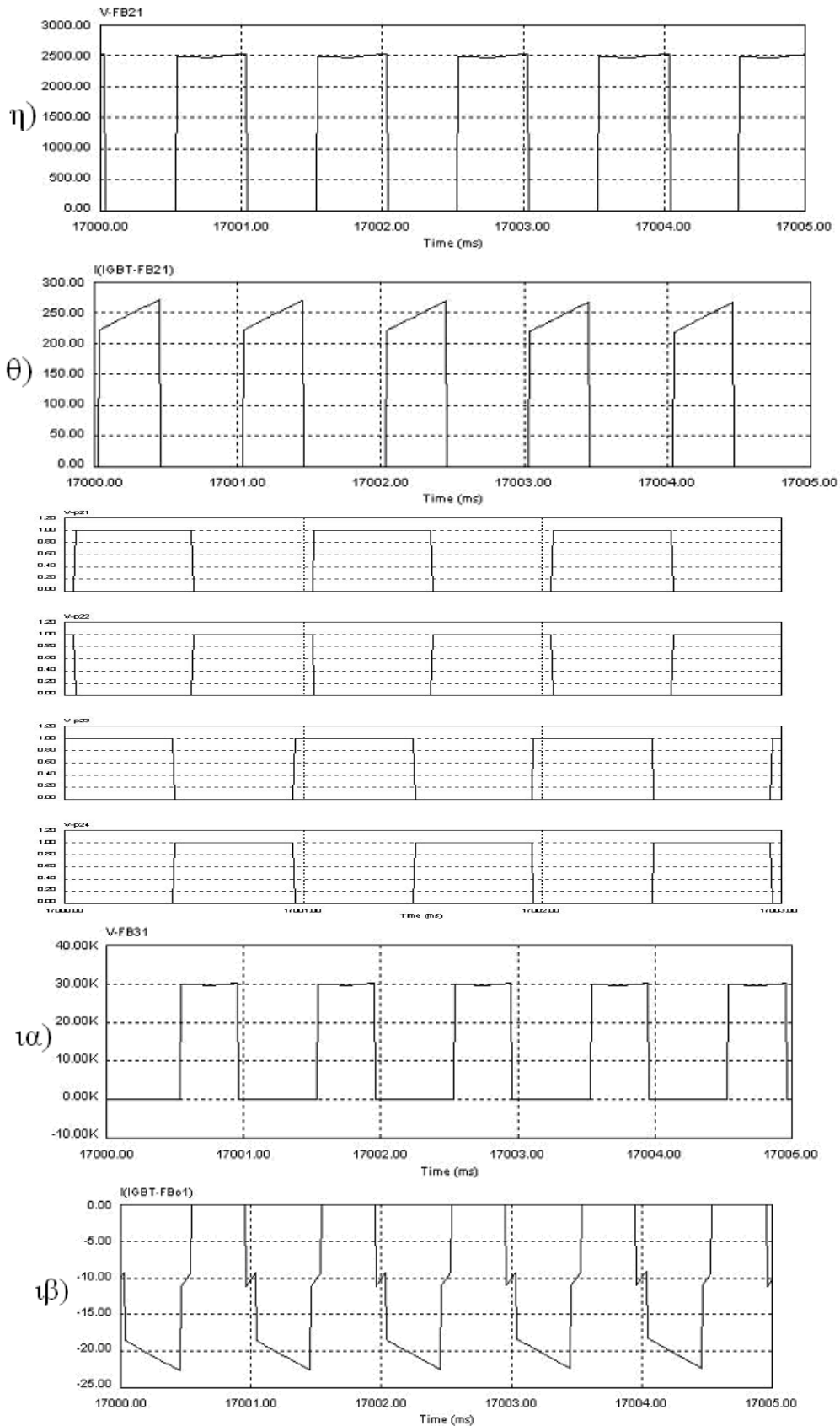
Σχ. 5.4: Σχηματικό Διάγραμμα Κυκλώματος Προσομοίωσης για την Μεταφορά Ισχύος 500 kW από Ανεμογεννήτρια προς Εγκατάσταση Υψηλής Τάσης DC (δίκτυο ή φορτίο) με Σταθερούς Παλμούς Έναυσης.



Σχ. 5.6: Σχηματικό Διάγραμμα Κυκλώματος Προσομοίωσης για την Μεταφορά Ισχύος 500 kW από Ανεμογεννήτρια προς Εγκατάσταση Υψηλής Τάσης DC (δίκτυο ή φορτίο) με PWM Έλεγχο της Τάσης Εξόδου.

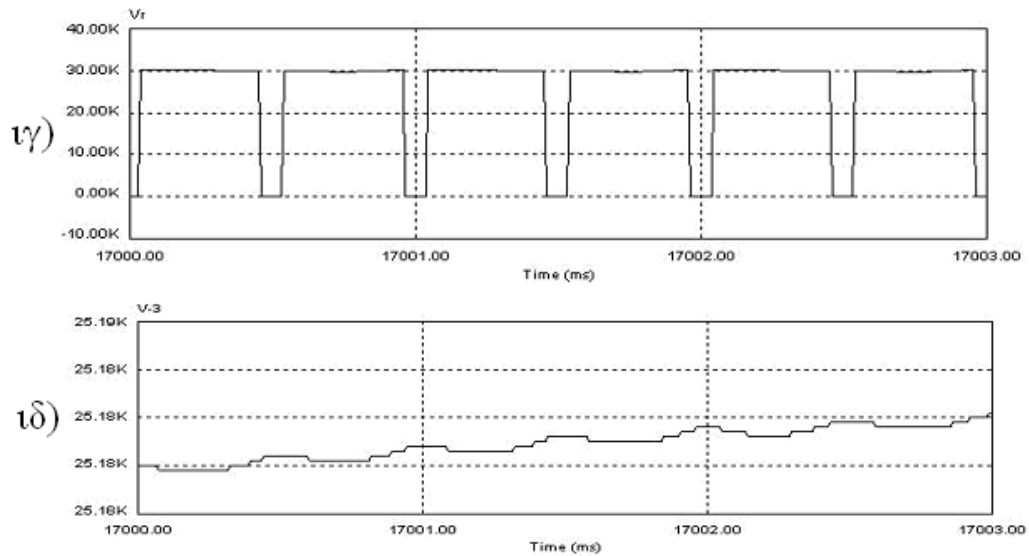


Σχ. 5.5: β) Παλμοί έναυσης του ημιαγωγικού διακόπτη του μετατροπέα ανύψωσης.
 γ) Ρεύμα που διαρρέει το πηνίο του μετατροπέα ανύψωσης.
 δ) Τάση στα άκρα του πηνίου του μετατροπέα ανύψωσης.
 ε) Τάση εξόδου μετατροπέα ανύψωσης.
 στ) Ρεύμα που διαρρέει τους Ημιαγωγικούς Διακόπτες του μετατροπέα Ανύψωσης
 ζ) Ρεύμα που διαρρέει τους Ημιαγωγικούς Διακόπτες του μετατροπέα Ανύψωσης.

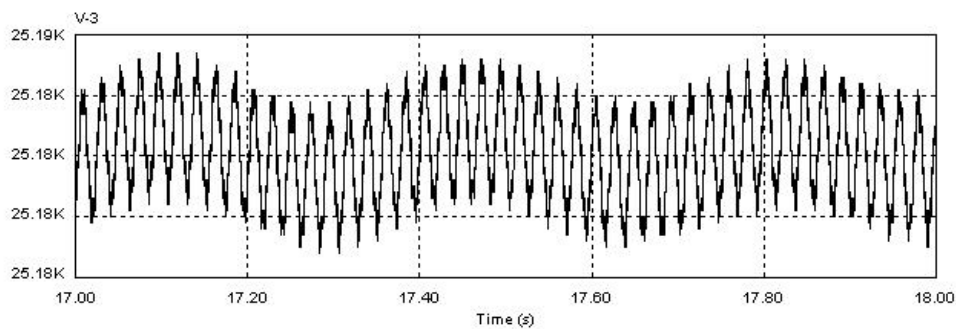


Σχ. 5.5: η-θ) Τάση και Ρεύμα που καταπονούν τον ημιαγωγικό διακόπτη του μετατροπέα πλήρους γέφυρας.

- ι) Παλμοί έναυσης των ημιαγωγικών διακοπών του μετατροπέα πλήρους γέφυρας.
- ια-ιβ) Τάση και Ρεύμα που καταπονούν την δίοδο του μετατροπέα πλήρους γέφυρας.



Σχ. 5.5: ιγ – ιδ) Τάση Ανόρθωσης μετατροπέα πλήρους γέφυρας και τάση εξόδου μετατροπέα πλήρους γέφυρας.



Σχ. 5.5: ιε) Τάση φορτίου.

Σχολιασμός Αποτελεσμάτων

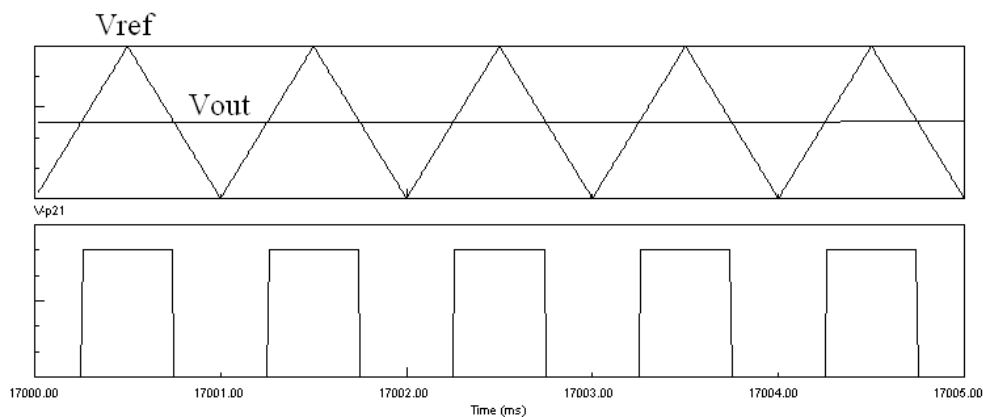
- i) Η μέση τιμή της τάσης εξόδου V-2 του μετατροπέα Ανύψωσης είναι ίση με 2,5 kV ακριβώς ίση με την προδιαγραφή που θέσαμε κατά την σχεδίαση. Η κυμάτωση προκύπτει ίση με 2,6% ενώ η προδιαγραφή μας ήταν 2%. Θα πρέπει όμως να σημειώσουμε ότι στην είσοδό του ο μετατροπέας Ανύψωσης δεν έχει μια σταθερή τάση, αλλά η τάση V-1 παρουσιάζει κυμάτωση περίπου 14%.
- ii) Η κυμάτωση του ρεύματος εξόδου είναι 25,3%, ενώ στις προδιαγραφές μας είχαμε αποδεχθεί τιμή 20%. Και εδώ η διαφορά οφείλεται στο γεγονός της κυμάτωσης της τάσης εισόδου V-2 στην γέφυρα.
- iii) Η τάση εξόδου V-3 στο φορτίο έχει μέση τιμή 25,183 kV, τιμή πολύ κοντά στην προδιαγραφή μας. Η κυμάτωση της είναι πρακτικά μηδενική εξαιτίας του γεγονότος ότι ο πυκνωτής εξόδου έχει τιμή πολύ μεγαλύτερη των 50 μF που απαιτούνταν για κυμάτωση της τάξης του 0,5%.

5.3.2. Σύστημα Ρύθμισης των Παλμών Έναυσης των Ημιαγωγικών Διακοπών της Πλήρους Γέφυρας με Μέτρηση της Τάσης Εξόδου.

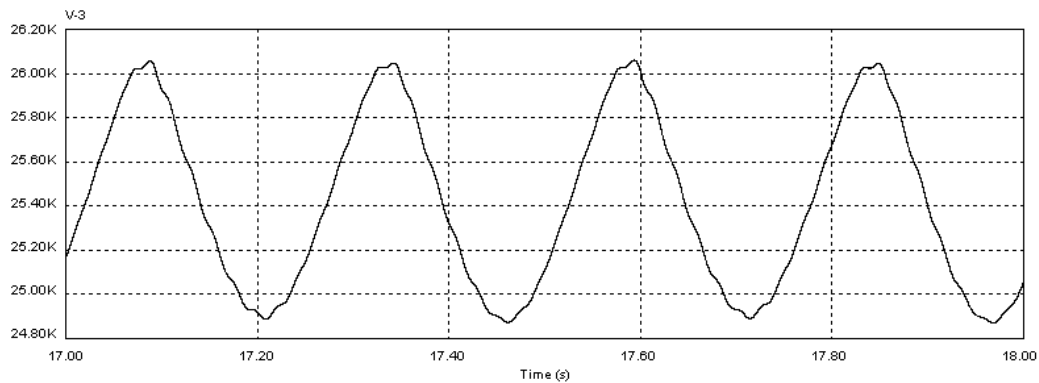
Το σχηματικό διάγραμμα του κυκλώματος φαίνεται στο σχήμα 5.6. Η τεχνική που ακολουθείται για την έναυση των Ημιαγωγικών Διακοπών της πλήρους γέφυρας είναι η

διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM)^[1]. Δηλαδή η τάση εξόδου V-3, αφού υποβιβασθεί σε χαμηλή τάση των 12 – 14 V, συγκρίνεται με μια τριγωνική τάση αναφοράς, οπότε για το χρονικό διάστημα για το οποίο η τριγωνική τάση είναι μεγαλύτερη από την τάση V-3 έχουμε παλμό προς τον Ημιαγωγικό Διακόπτη Στο σχήμα 5.7 φαίνεται η τεχνική PWM που χρησιμοποιούμε. Όταν η τάση εξόδου V-3 πάει να αυξηθεί, τότε το πλάτος των παλμών προς τους Ημιαγωγικούς Διακόπτες μειώνεται με αποτέλεσμα ο μετατροπέας να προσπαθεί να αναιρέσει την αύξηση της V-3, διατηρώντας την έτσι σταθερή.

Η κυματομορφή της τάσης εξόδου φαίνεται στο σχήμα 5.8 από όπου προκύπτει κυμάτωση της τάξης του 4,7%. Όπως προκύπτει και με απλή σύγκριση των σχημάτων 5.5ie και 5.8 το συγκεκριμένο κύκλωμα οδήγησης δεν είναι αποδοτικό, αφού τελικά η κυμάτωση της τάσης εξόδου είναι αρκετά μεγάλη. Ένα διαφορετικό κύκλωμα οδήγησης είναι αναμενόμενο να έχει καλύτερη απόδοση. Σκοπός του συγκεκριμένου κυκλώματος είναι να παρουσιαστεί ένας απλός πρακτικός τρόπος δημιουργίας παλμών χρησιμοποιώντας την τεχνική PWM.



Σχ. 5.7: Τεχνική PWM για την παραγωγή παλμών στον Ημιαγωγικό Διακόπτη GBT-FB21 του μετατροπέα πλήρους γέφυρας.



Σχ. 5.8: Τάση Εξόδου.

5.4. Ροή Ισχύος από την Εγκατάσταση Υψηλής Τάσης (HVDC) προς την Ανεμογεννήτρια

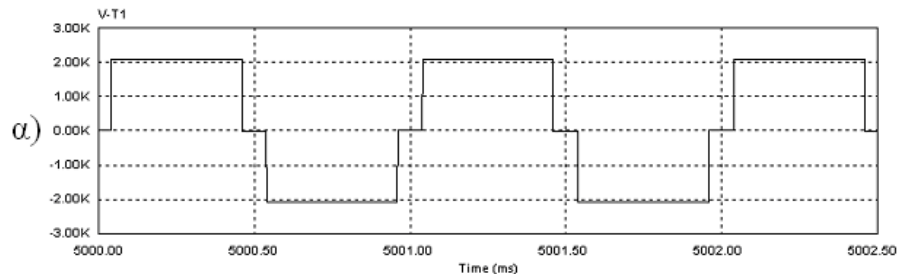
Το σχηματικό κύκλωμα για την περίπτωση αυτή φαίνεται στο σχήμα 5.9. Για τον τριφασικό αντιστροφέα γέφυρας με τροφοδοσία τάσης $V-1 = 540 \text{ V}$ χρησιμοποιείται η τεχνική SPWM για την οδήγηση των Ημιαγωγικών Διακοπών Επιλέγουμε συντελεστή διαμόρφωσης $M_f = 0,9$ και ανοιγμένη συχνότητα φορέα F_{nc} τέτοια ώστε να είναι περιττός αριθμός πολλαπλάσιος του 3 ώστε η τάση εξόδου να μην περιέχει ζυγές αρμονικές συνιστώσες, άρα $F_{nc} = 21$. Επειδή η συχνότητα αναφοράς πρέπει να είναι $F_r = 50 \text{ Hz}$, προκύπτει $F_c = 1.050 \text{ Hz}$ που είναι η συχνότητα του τριγωνικού παλμού.

Η προσομοίωση με το πρόγραμμα PSIM[®] δίνει τις τιμές που φαίνονται στον πίνακα 5.2

Πίνακας 5.2: Αποτελέσματα Προσομοίωσης κατά την ροή ισχύος από εγκατάσταση Υψηλής Τάσης DC προς Ανεμογεννήτρια § 5.4.

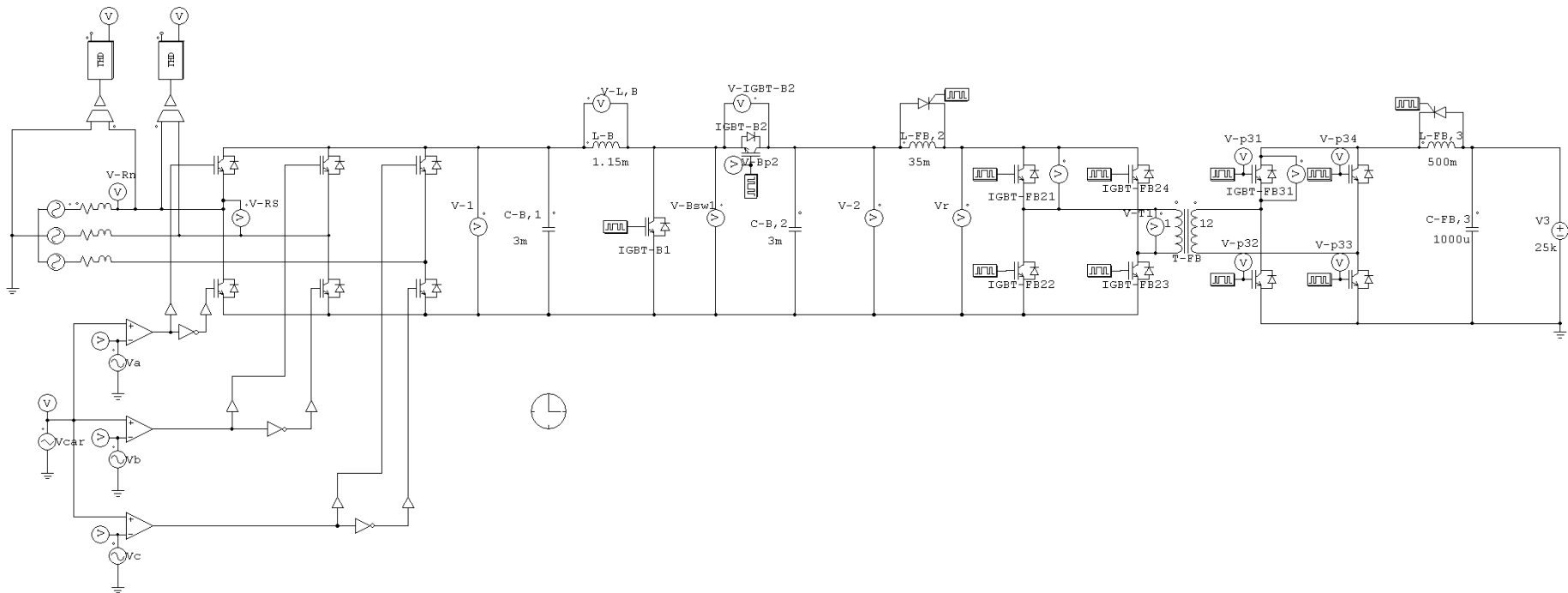
Μέγεθος	Μέση Τιμή	max	min	rms
V-FB31		25 kV		17,68 kV
I(IGBT-FB31)		4,61 A		3,02 A
V-T1		2,08 kV		1,91 kV
V-FB21		2,08 kV		1,35 kV
I(IGBT-FB21)		55,3 A		36,3 A
Vr	1,75 kV	2,08 kV		
V-2	1,75 kV	1,76 kV	1,73 kV	
V-IGBT-B2		1,76 kV		1,40 kV
I(IGBT-B2)		387 A		106,5 A
V-Bsw1		1,76 kV		991 V
I(IGBT-B1)		389 A		151 A
V-L,B	1 V	685 V	-1,26 kV	796 V
I(L-B)	155 A	389 A	0 A	185 A
V-1	594 V	685 V	496 V	
V-Rn		452 V	-452 V	238 V
V-RS		683 V	-683 V	402 V

Στα σχήματα 5.10 απεικονίζονται οι κυματομορφές διαφόρων μεγεθών του κυκλώματος.

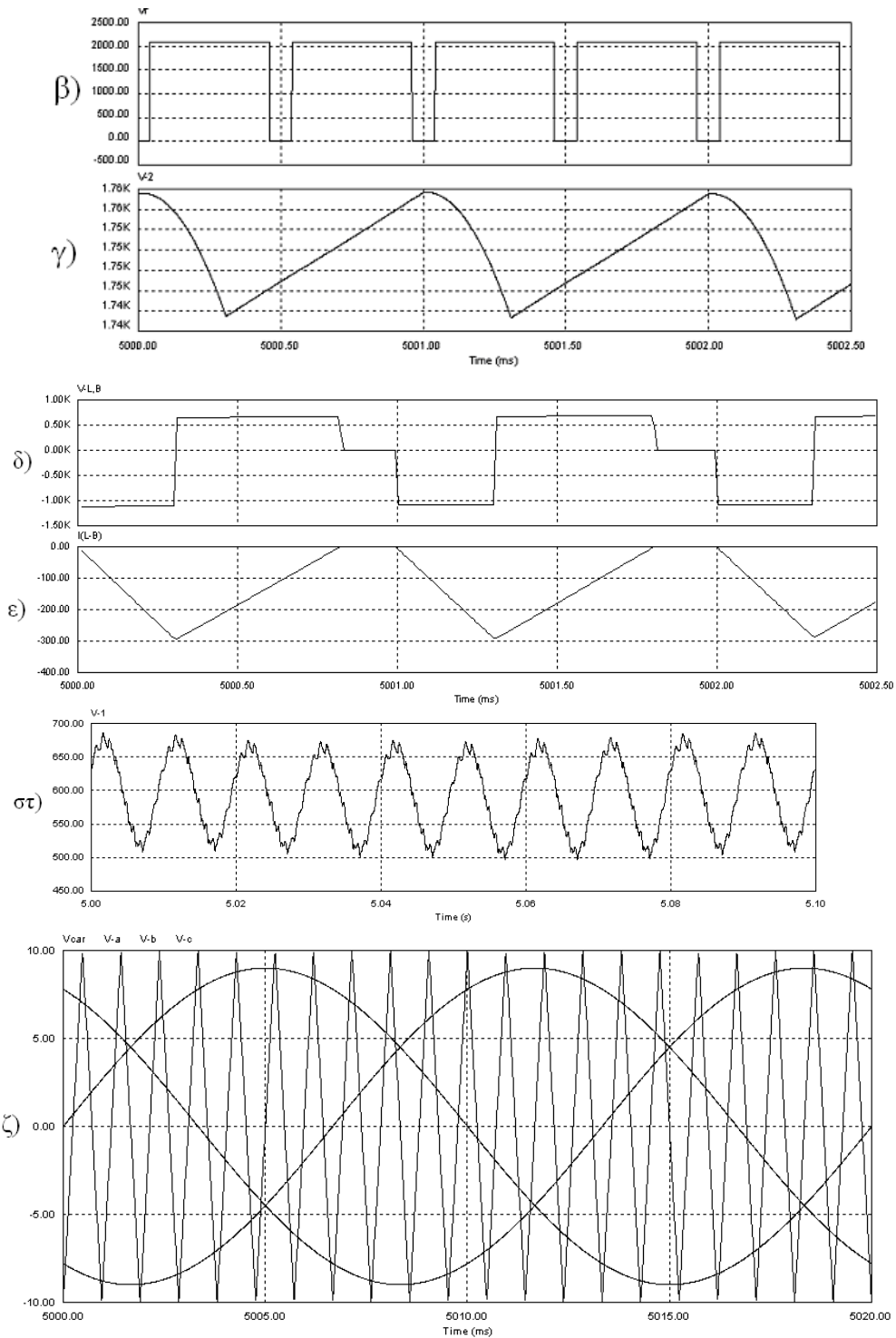


Σχ. 5.10: Κυματομορφές προσομοίωσης για την μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας από την εγκατάσταση υψηλής τάσης DC προς την ανεμογεννήτρια.

α) Τάση στο αριστερό πηνίο του μετασχηματιστή του μετατροπέα πλήρους γέφυρας.
(συνεχίζεται)



Σχ. 5.9: Σχηματικό Διάγραμμα Κυκλώματος Προσομοίωσης για την Μεταφορά Ισχύος από Εγκατάσταση Υψηλής Τάσης DC προς Ανεμογεννήτρια με Σταθερούς Παλμούς Έναυσης στον Μετατροπέα Πλήρους Γέφυρας και Εφαρμογή Τεχνικής SPWM στον Τριφασικό Αντιστροφέα.

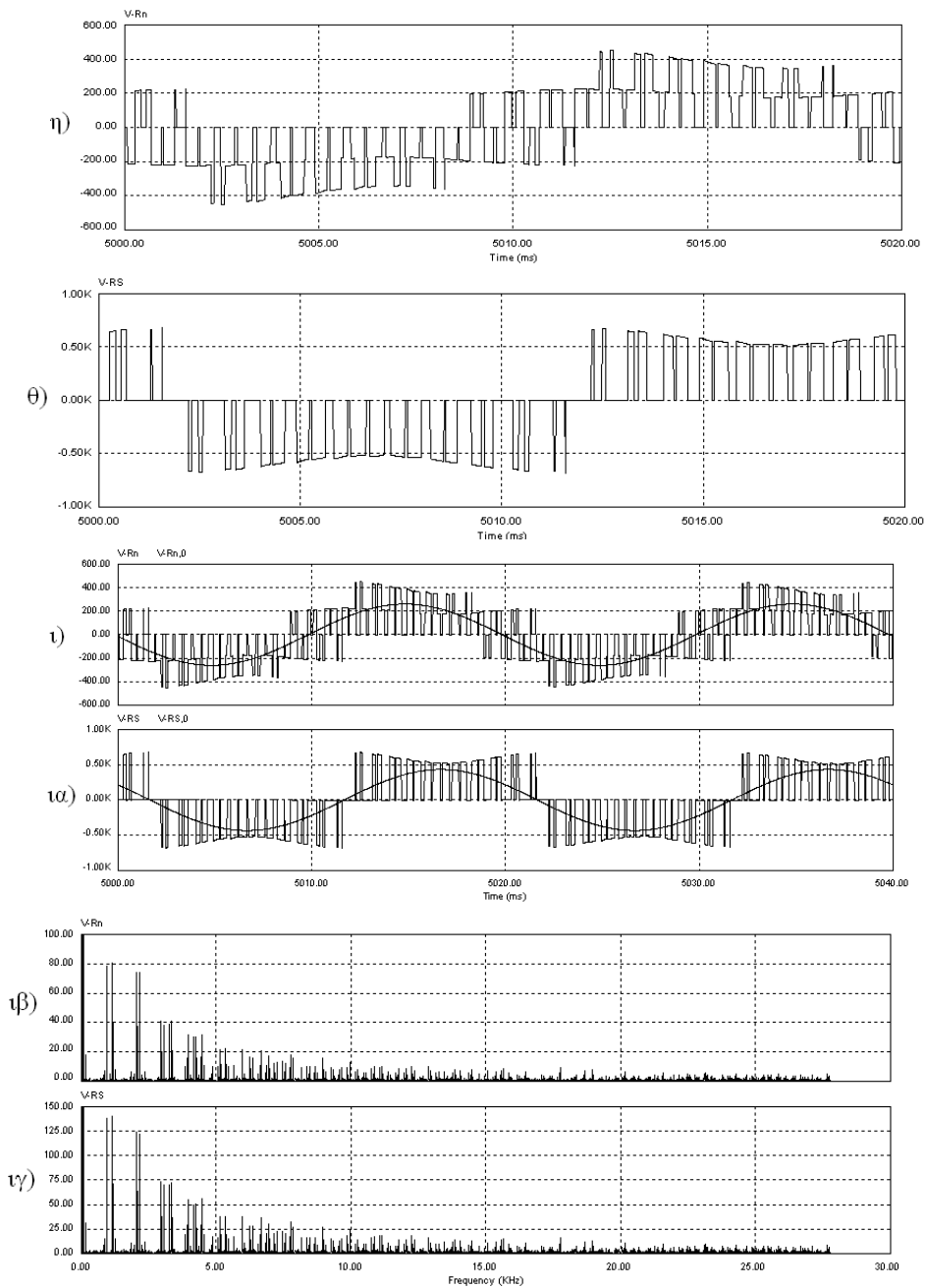


Σχ. 5.10: β,γ) Ανορθωμένη Τάση στην έξοδο του μετατροπέα πλήρους γέφυρας και τάση εισόδου στον μετατροπέα υποβιβασμού.

δ,ε) Τάση και Ρεύμα στο πηνίο L_B του μετατροπέα υποβιβασμού.

στ) Τάση εξόδου μετατροπέα υποβιβασμού.

ζ) Τεχνική SPWM για την παραγωγή παλμών έναυσης του τριφασικού αντιστροφέα. (συνεχίζεται)



Σχ. 5.10: η) Φασική Τάση εξόδου αντιστροφέα θ) Πολική Τάση εξόδου αντιστροφέα
 ι) Φασική Τάση εξόδου αντιστροφέα και θεμελιώδης αυτής.
 ια) Πολική Τάση εξόδου αντιστροφέα και θεμελιώδης αυτής.
 ιβ,ιγ) Φάσμα Συχνοτήτων Φασικής και Πολικής Τάσης εξόδου αντιστροφέα..

Από την προσομοίωση προκύπτει ότι η κυμάτωση της τάσης εισόδου V-2 του μετατροπέα υποβιβασμού είναι

$$V_{-2,rip} < 2\%$$

ενώ η κυμάτωση της τάσης V-1 που είναι και η τάση εισόδου του ελεγχόμενου τριφασικού αντιστροφέα είναι

$$V_{-1,rip} = 32\%$$

τιμή αρκετά μεγάλη. Επίσης παρατηρούμε από το ρεύμα του πηνίου I(L-B) του μετατροπέα υποβιβασμού, ότι ο μετατροπέας εργάζεται σε κατάσταση διακοπτόμενης αγωγής.

Κεφάλαιο 6

Παράλληλη και Εν Σειρά Σύνδεση Ημιαγωγικών Διακοπών

Όπως έχει φανεί από τα προηγούμενα κεφάλαια και τις προσομοιώσεις, τα ρεύματα και οι τάσεις που καταπονούν τα ημιαγωγικά στοιχεία που χρησιμοποιούνται ακόμα και για μικρές εφαρμογές αιολικών πάρκων, είναι αρκετά μεγάλα. Εξαιτίας αυτού του γεγονότος δεν μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε ένα μόνο ημιαγωγικό διακόπτη, αφού τα διαθέσιμα εμπορικά IGBT για παράδειγμα, έχουν την ικανότητα να αντέχουν ρεύματα μέχρι 2.400 A και τάσεις μέχρι 3.300 V (3.300 V/1.200 A Euprec, 2.500 V/1.800 A Fuji, 1.700V/2.400 A Euprec). Επομένως για να αντεπεξέλθουμε στις απαιτήσεις θα πρέπει να συνδέσουμε κατάλληλα, ημιαγωγικά στοιχεία της ίδιας κατηγορίας, ώστε το ρεύμα που θα τα διαρρέει και η τάση που θα εφαρμόζεται στα άκρα τους να είναι εντός των προδιαγραφών που καθορίζει ο κατασκευαστής τους.

Έτσι εάν το ρεύμα που απαιτείται να διέλθει από ημιαγωγικό στοιχείο είναι μεγαλύτερο από την ικανότητα που έχει το στοιχείο αυτό, η επιδίωξή μας είναι να ισοκαταμερίσουμε το ρεύμα αυτό σε δύο ή περισσότερα στοιχεία, τα οποία προφανώς θα πρέπει να είναι συνδεδεμένα παράλληλα μεταξύ τους. Εάν τώρα η τάση που απαιτείται να εφαρμοσθεί στα άκρα ενός στοιχείου είναι μεγαλύτερη από αυτή που μπορεί να αντέξει το ίδιο το στοιχείο, τότε επιδιώκουμε να ισοκαταμερίσουμε την τάση αυτή σε δύο ή περισσότερα στοιχεία, τα οποία θα πρέπει να είναι εν σειρά συνδεδεμένα μεταξύ τους.

Ωστόσο το γεγονός ότι ημιαγωγικά στοιχεία ακόμα και της ίδιας παρτίδας κατασκευής παρουσιάζουν μεταξύ τους μικροδιαφορές, η απλή παράλληλη ή εν σειρά σύνδεση των στοιχείων δεν είναι σωστή, γιατί με τον τρόπο αυτό δεν πετυχαίνουμε ισοκατανομή ρεύματος ή τάσης.

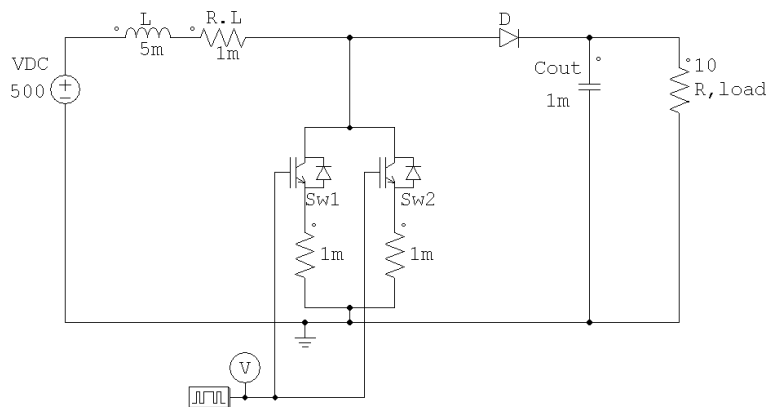
6.1. Παράλληλη Σύνδεση IGBT

6.1.1. Ημιαγωγικοί Διακόπτες σε Μόνιμη Κατάσταση Αγωγής

Στην κατάσταση λειτουργίας όπου όλοι οι ημιαγωγικοί διακόπτες άγουν, το χαρακτηριστικό εκείνο που μας ενδιαφέρει να είναι το ίδιο για όλους τους διακόπτες είναι η χαρακτηριστική $I_C - V_{CE}$. Τότε μόνον, κατά την παράλληλη σύνδεση, το ρεύμα θα ισοκαταμερίζεται μεταξύ των ημιαγωγικών διακοπών. Φυσικά κάτι τέτοιο δεν μπορεί να συμβεί στην πράξη, αφού τυχαίοι λόγοι κατά την φάση της κατασκευής, οδηγούν σε

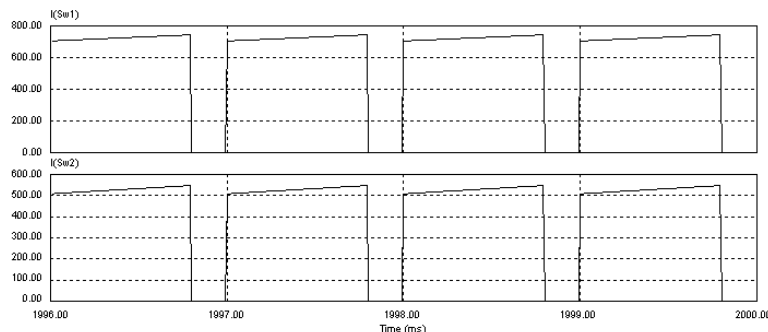
ημιαγωγικά στοιχεία με μικρές αλλά υπαρκτές διαφοροποιήσεις μεταξύ τους. Έτσι δύο IGBT που θα συνδεθούν παράλληλα, δεν μπορούν να αντέξουν αθροιστικά το διπλάσιο ρεύμα από αυτό που στις προδιαγραφές αναφέρεται για το κάθε IGBT, γιατί το ρεύμα που θα διαρρέυσει το ένα από τα δύο θα είναι μεγαλύτερο από την μέγιστη επιτρεπόμενη τιμή.

Στην προσομοίωση με το πρόγραμμα PSIM[®] τα στοιχεία που χρησιμοποιούνται είναι προφανώς ακριβώς τα ίδια, οπότε οι διαφοροποιήσεις που αναφέρθηκαν παραπάνω δεν λαμβάνονται υπόψη. Για να λάβουμε υπόψη μας τις διαφοροποιήσεις αυτές καθορίζουμε διαφορετική τάση κορεσμού για το κάθε IGBT. Έτσι στο κύκλωμα του μετατροπέα ανύψωσης του σχήματος 2.7 αντικαθιστούμε τον ημιαγωγικό διακόπτη με δύο παράλληλα συνδεδεμένους μεταξύ τους, όπως φαίνεται στο σχήμα 6.1, για τους οποίους θέτουμε $V_{Sw1,CE(sat)} = 3,8 \text{ V}$ και $V_{Sw2,CE(sat)} = 4 \text{ V}$. Οι δύο αντιστάσεις χρησιμοποιούνται προς το παρόν για λόγους σωστής προσομοίωσης.



Σχ. 6.1: Κύκλωμα προσομοίωσης παράλληλα συνδεδεμένων IGBT.

Από την προσομοίωση προκύπτει ότι $I(Sw1)_{,max} = 744 \text{ A}$ και $I(Sw2)_{,max} = 548 \text{ A}$. Φαίνεται λοιπόν ότι καταφέραμε να μειώσουμε την καταπόνηση για κάθε ημιαγωγικό διακόπτη, αλλά όχι να ισοκαταμερίσουμε το ρεύμα. Έτσι αν επιλέγαμε ημιαγωγικό διακόπτη που να είχε όριο μέγιστου ρεύματος $1295/2 \approx 650 \text{ A}$, όπου 1295 A το μέγιστο ρεύμα $I(Sw)$ που προκύπτει από την προσομοίωση της παραγράφου 2.7, τότε ο Sw1 θα καταστρεφόταν. Στην συνέχεια ολόκληρο το ρεύμα θα περνούσε από τον Sw2, οδηγώντας στην καταστροφή και αυτό. Το χαρακτηριστικό αυτό είναι μειονέκτημα της παράλληλης σύνδεσης IGBT, που όταν καταστραφεί το ένα, οδηγούνται στην καταστροφή και τα υπόλοιπα. Για αυτό το λόγο στις περιπτώσεις αυτές θα πρέπει να υπάρχει κύκλωμα προστασίας που να αποτρέπει τέτοιου είδους καταστροφές. Στο σχήμα 6.2 φαίνονται οι κυματομορφές ρεύματος που διαρρέουν τους ημιαγωγικούς διακόπτες του κυκλώματος του σχήματος 6.1.



Σχ. 6.2: Ρεύμα που διαρρέει τους παράλληλα συνδεδεμένους ημιαγωγικούς διακόπτες του σχήματος 6.1.

Μία λύση για την επίτευξη ισοκαταμερισμού του ρεύματος μπορεί να είναι η εξής: Να χαρακτηρίσει για κάθε ένα ημιαγωγικό στοιχείο που κατασκευάζεται στο εργοστάσιο η χαρακτηριστική καμπύλη που μας ενδιαφέρει και αυτά που έχουν σχεδόν ίδια χαρακτηριστικά να ομαδοποιηθούν από το ίδιο το εργοστάσιο. Η παραπάνω διαδικασία δεν είναι αδύνατη και σε ορισμένες περιπτώσεις εφαρμόζεται. Όπως είναι όμως λογικό το κόστος γίνεται πολλαπλάσιο από αυτό που θα προέκυπτε αν αθροίζαμε το κόστος των επιμέρους, αλλά χωρίς την ιδιαίτερη διαδικασία επιλογής, ημιαγωγικών στοιχείων.

Μία άλλη λύση είναι η σύνδεση σε σειρά με τον εκπομπό κάθε IGBT μιας αντίστασης R , ώστε να εξαναγκαστεί το ρεύμα να διαμοιραστεί στα δύο IGBT. Στην κατάσταση αγωγής των δύο ημιαγωγικών διακοπών ισχύει η παρακάτω εξίσωση:

$$i_1 \times R + V_{Sw1} = i_2 \times R + V_{Sw2} \Rightarrow$$

$$R = \frac{V_{Sw2} - V_{Sw1}}{i_1 - i_2}$$

Εάν θέλουμε η διαφορά των δύο ρευμάτων $i_1 - i_2$ να είναι ένα μικρό ποσοστό του συνολικού ρεύματος $i_1 + i_2$, έστω 5%, τότε θέτουμε $i_1 - i_2 = 0,05 \times 1300 \text{ A} = 65 \text{ A}$. Η διαφορά $V_{Sw2} - V_{Sw1}$ δεν μπορεί να είναι γνωστή, εκτός και αν μετρηθούν τα συγκεκριμένα IGBT που θα χρησιμοποιηθούν. Παίρνουμε λοιπόν για ασφάλεια την μεγαλύτερη διαφορά που θα μπορούσε να εμφανιστεί, π.χ. 2 V. Έτσι η τιμή της αντίστασης R προκύπτει

$$R = 3 \text{ m}\Omega$$

Βάζοντας λοιπόν σε σειρά σε κάθε IGBT αντίσταση τιμής 3 mΩ, προσομοιώνουμε εκ νέου το κύκλωμα του σχήματος 6.1. Το αποτέλεσμα είναι $I(Sw1)_{max} = 630 \text{ A}$ και $I(Sw2)_{max} = 624 \text{ A}$, δηλαδή έχουμε πετύχει πρακτικά ισοκαταμερισμό του ρεύματος μεταξύ των δύο IGBT. Η απώλεια ισχύος εξαιτίας των πρόσθετων αντιστάσεων είναι

$$P_{ap} = R(\bar{I}_1^2 + \bar{I}_2^2)$$

Από την προσομοίωση προκύπτει ότι $\bar{I}_1 = 489 \text{ A}$ και $\bar{I}_2 = 484 \text{ A}$. Άρα οι πρόσθετες απώλειες λόγω της προσθήκης των αντιστάσεων είναι

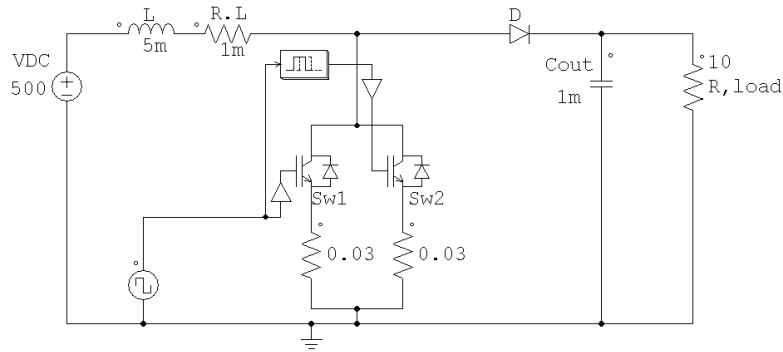
$$P_{ap} = 14,2 \text{ kW}$$

ποσό αρκετά μεγάλο, παρά το εξαιρετικά μικρό μέγεθος των πρόσθετων αντιστάσεων.

6.1.2. Μεταβατική Κατάσταση Λειτουργίας των Ημιαγωγικών Διακοπών

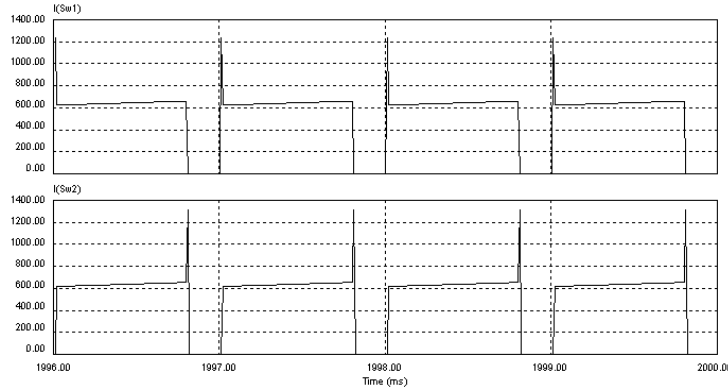
Κατά την μεταβατική κατάσταση λειτουργίας, δηλαδή κατά την έναυση και σβέση των ημιαγωγικών διακοπών, στην περίπτωση της παράλληλης σύνδεσης, η ρευματική καταπόνηση των διακοπών δεν είναι ομοιόμορφη. Η αιτία είναι ότι λόγω των μικρών άλλα υπαρκτών διαφοροποιήσεων που υπάρχουν μεταξύ των στοιχείων, οι χρόνοι καθυστέρησης έναυσης $t_{d(on)}$, ανόδου t_r , σβέσης $t_{d(off)}$ και καθόδου t_f διαφέρουν από διακόπτη σε διακόπτη. Αποτέλεσμα αυτών των διαφορών είναι ότι ο ημιαγωγικός διακόπτης που θα έρθει πρώτος σε αγωγή ή τελευταίος σε σβέση θα δεχθεί όλο το ρεύμα, με αποτέλεσμα να ξεπεραστούν τα όρια αντοχής του και να καταστραφεί.

Στην προσομοίωση, για να λάβουμε υπόψη μας τις παραπάνω διαφορές, εισάγουμε μια πολύ μικρή καθυστέρηση 10 μs στον παλμό που οδηγεί τον διακόπτη Sw2 του σχήματος 6.1. Το νέο σχηματικό κύκλωμα της προσομοίωσης φαίνεται στο σχήμα 6.3.



Σχ. 6.3: Σχηματικό κύκλωμα προσομοίωσης παράλληλα συνδεδεμένων ημιαγωγικών διακοπών με χρονική καθυστέρηση μεταξύ των παλμών έναυσης.

Από την προσομοίωση προκύπτει ότι $I(Sw1)_{max} = 1.240 \text{ A}$ και $I(Sw2)_{max} = 1.316 \text{ A}$ ενώ οι κυματομορφές ρεύματος των ημιαγωγικών διακοπών φαίνονται στο σχήμα 6.4.

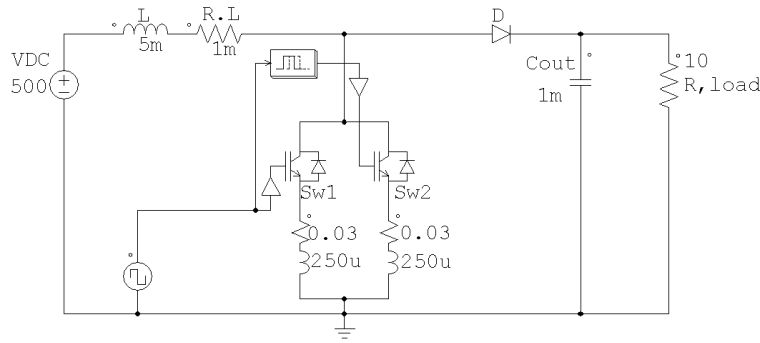


Σχ. 6.4: Κυματομορφές ρεύματος ημιαγωγικών διακοπών κυκλώματος σχήματος 6.3.

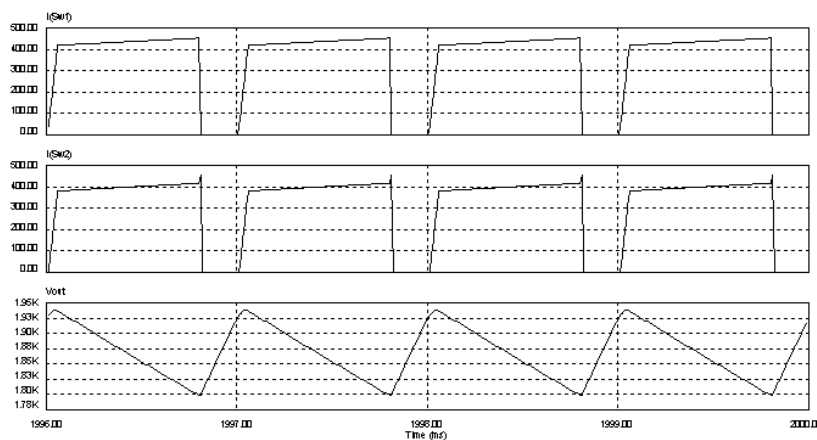
Μία λύση στο πρόβλημα αυτό είναι να τοποθετηθούν πηνία σε σειρά με τα IGBT. Το πηνίο όπως είναι γνωστό αντιτίθεται στην μεταβολή του ρεύματος (είναι το ηλεκτρικό ανάλογο του αποσβεστήρα). Επομένως για το μικρό χρονικό διάστημα που μεσολαβεί μέχρι να έρθουν όλοι οι ημιαγωγοί διακόπτες σε πλήρη αγωγή, τα πηνία αποτρέπουν την διέλευση ολόκληρου του ρεύματος από ένα μόνο πηνίο. Μια εκτίμηση για το μέγεθος του πηνίου μπορεί να γίνει με βάση την σχέση

$$\bar{V}_L = L \frac{\Delta i_L}{\Delta t}$$

Για $\bar{V}_L = 2,5 \text{ kV}$ και για μεταβολή $\Delta i_L = 100 \text{ A}$ σε χρόνο $\Delta t = 10 \mu\text{s}$ προκύπτει ότι χρειαζόμαστε πηνίο τιμής $L = 250 \mu\text{H}$. Το κύκλωμα προσομοίωσης φαίνεται στο σχήμα 6.5 και οι κυματομορφές ρεύματος που διαρρέουν τους δύο ημιαγωγικούς διακόπτες φαίνονται στο σχήμα 6.6, από όπου προκύπτει ότι εξαλείφονται οι αιχμές ρεύματος που εμφανίζονται στο σχήμα 6.4. Βεβαίως πρέπει να παρατηρήσουμε ότι έχει χαλάσει η ισοκατανομή του ρεύματος στα δύο IGBT και ότι η τάση εξόδου έχει πλέον μέση τιμή $1,87 \text{ kV}$ από $2,5 \text{ kV}$ που είναι ο αρχικός σχεδιασμός. Αυτό σημαίνει ότι θα πρέπει να αυξηθεί ο βαθμός χρησιμοποίησης των δύο ημιαγωγικών διακοπών παραπάνω από $0,8$.



Σχ. 6.5: Κύκλωμα προσομοίωσης παράλληλα συνδεδεμένων ημιαγωγικών διακοπών συνδεδεμένα σε σειρά με αντίσταση και πηνίο.



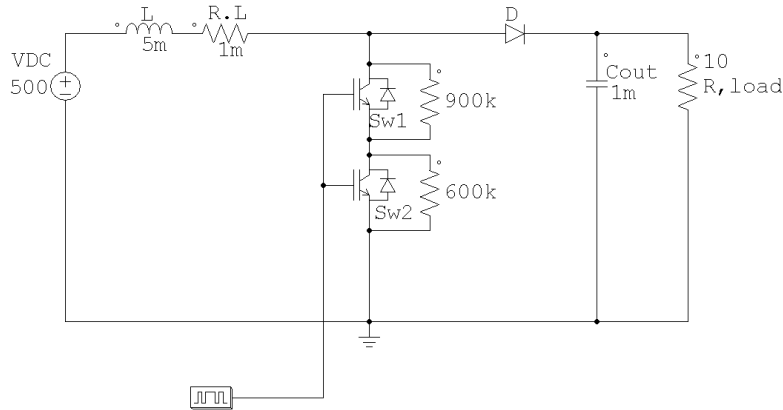
Σχ. 6.6: Κυματομορφές ρεύματος ημιαγωγικών διακοπών και τάση εξόδου του κυκλώματος σχήματος 6.5.

6.2. Εν Σειρά Σύνδεση IGBT

6.2.1. Ημιαγωγικοί Διακόπτες σε Μόνιμη Κατάσταση Αγωγής

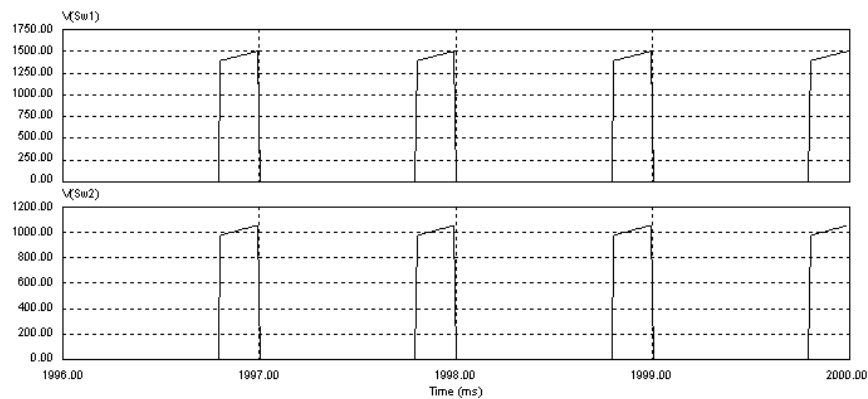
Όπως και στην περίπτωση της παράλληλης σύνδεσης, έτσι και εδώ το χαρακτηριστικό που πρέπει να είναι το ίδιο σε όλα τα IGBT που συνδέονται σε σειρά είναι η χαρακτηριστική $I_C - V_{CE}$. Πράγματι για να έχουμε ισοκατανομή της τάσης στα άκρα των ημιαγωγικών διακοπών και αφού αυτά διαρρέονται από το ίδιο ρεύμα, θα πρέπει η πτώση τάσης V_{CE} να είναι η ίδια σε κάθε IGBT. Μόνο έτσι έχουμε ισοκατανομή της τάσης. Στην πράξη βέβαια αυτό δεν μπορεί να εξασφαλισθεί, γιατί υπάρχουν μικρές, άλλα υπολογίσιμες για την περίπτωση που μελετάμε, διαφοροποιήσεις μεταξύ ημιαγωγικών διακοπών της ίδιας σειράς.

Στην προσομοίωση, για να λάβουμε υπόψη το φαινόμενο της διαφοροποίησης της πτώσης τάσης στα άκρα των ημιαγωγικών διακοπών, όταν αυτά δεν άγουν, συνδέουμε παράλληλα σε αυτά αντιστάσεις πολύ μεγάλης τιμής. Η εκτίμηση της τιμής αυτής μπορεί να γίνει με δεδομένο ότι το ρεύμα διαρροής από τον συλλέκτη κατά την φάση αποκοπής είναι ολίγα mA, όταν η τάση στα άκρα είναι kV. Άρα η αντίσταση αυτή παίρνει τιμή της τάξης των 500 – 1.000 kΩ. Για την προσομοίωση επιλέγουμε αντιστάσεις 900 kΩ και 600 kΩ, όπως φαίνεται και στο σχήμα 6.7.



Σχ. 6.7: Κύκλωμα προσομοίωσης εν σειρά συνδεδεμένων IGBT.

Από την προσομοίωση προκύπτει ότι οι μέγιστες τάσεις που εφαρμόζονται στα IGBT όταν αυτά δεν άγουν είναι $V(\text{Sw1})_{\max} = 1.501 \text{ V}$ και $V(\text{Sw2})_{\max} = 1.055 \text{ V}$. Οι κυματομορφές των τάσεων αυτών φαίνονται στο σχήμα 6.8. Στην περίπτωση λοιπόν αυτή έχουμε ανισοκατανομή στην τάση που εφαρμόζεται στα άκρα των IGBT.



Σχ. 6.8: Κυματομορφές τάσης στα άκρα των IGBT του κυκλώματος προσομοίωσης του σχήματος 6.7.

Μία λύση για την ελάττωση της ανισοκατανομής της τάσης στα IGBT είναι να συνδέσουμε παράλληλα με το κάθε IGBT εξωτερική αντίσταση R . Αν $i_{1\delta}$ και $i_{2\delta}$ είναι τα ρεύματα διαρροής των δύο IGBT, όταν αυτά δεν άγουν, τότε θα ισχύει η παρακάτω εξίσωση

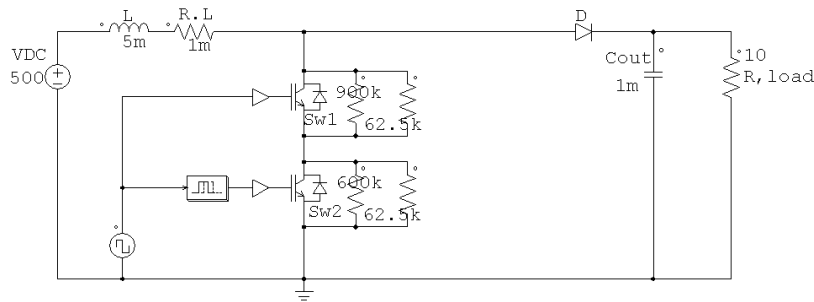
$$i_{1\delta} + \frac{V(\text{Sw1})}{R} = i_{2\delta} + \frac{V(\text{Sw2})}{R} \Rightarrow R = \frac{V(\text{Sw2}) - V(\text{Sw1})}{i_{1\delta} - i_{2\delta}}$$

Η διαφορά $i_{1\delta} - i_{2\delta}$ λαμβάνεται ίση με την μέγιστη δυνατή τιμή που μπορεί να πάρει και είναι συνήθως 2 mA. Αν τώρα θέλουμε η διαφορά $V(\text{Sw1}) - V(\text{Sw2})$ να μην ξεπερνάει ένα ποσοστό της συνολικά εφαρμοζόμενης τάσης $V(\text{Sw1}) + V(\text{Sw2})$, π.χ. 5%, δηλαδή $V(\text{Sw1}) - V(\text{Sw2}) = 0,05 \times 2.500 \text{ V} = 125 \text{ V}$, προκύπτει ότι οι αντιστάσεις R πρέπει να έχουν τιμές $R = 62,5 \text{ k}\Omega$

Προσομοιώνουμε το κύκλωμα του σχήματος 6.7, έχοντας προσθέσει επιπλέον παράλληλα συνδεδεμένες αντιστάσεις τιμής 62,5 kΩ. Το αποτέλεσμα της προσομοίωσης είναι $V(\text{Sw1})_{\max} = 1.298 \text{ V}$ και $V(\text{Sw2})_{\max} = 1.258 \text{ V}$.

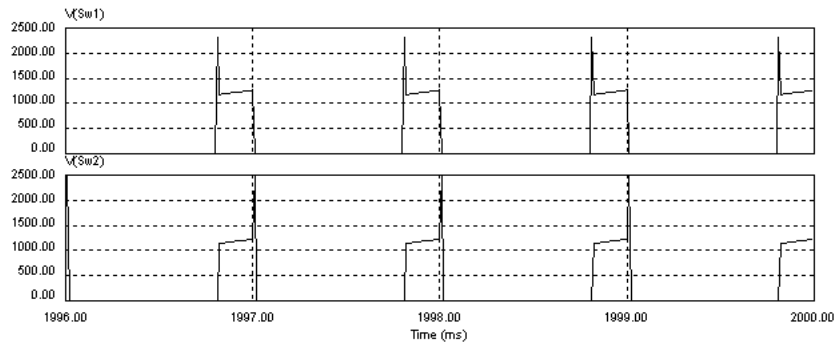
6.2.2. Μεταβατική Κατάσταση Λειτουργίας των Ημιαγωγικών Διακοπών

Όταν οι ημιαγωγικοί διακόπτες είναι εν σειρά συνδεδεμένοι μεταξύ τους, εξαιτίας των μικρών διαφοροποιήσεων που υπάρχουν στον χρόνο καθυστέρησης έναυσης $t_{d(on)}$, ανόδου t_r , σβέσης $t_{d(off)}$ και καθόδου t_f από διακόπτη σε διακόπτη, δεν ανοίγουν και κλείνουν ταυτόχρονα, με αποτέλεσμα ο ημιαγωγικός εκείνος διακόπτης που θα ανοίξει πρώτος και εκείνος που θα κλείσει τελευταίος να δεχθεί στα άκρα του ολόκληρη την τάση, η οποία θα υπερβαίνει την τάση αντοχής. Για να προσομοιώσουμε το φαινόμενο αυτό, εισάγουμε μια πολύ μικρή καθυστέρηση 10 μ s στον παλμό που οδηγεί τον διακόπτη Sw2 του σχήματος 6.7. Το κύκλωμα της προσομοίωσης φαίνεται στο σχήμα 6.9.



Σχ. 6.9: Κύκλωμα προσομοίωσης κατά την μεταβατική λειτουργία εν σειρά συνδεδεμένων IGBT.

Στο σχήμα 6.10 φαίνονται οι κυματομορφές των τάσεων στα άκρα των IGBT του σχήματος 6.9.



Σχ. 6.10: Κυματομορφές τάσεων στα άκρα των IGBT του κυκλώματος 6.9.

Από την προσομοίωση προκύπτει ότι $V(Sw1)_{max} = 2.304$ V και $V(Sw2)_{max} = 2.494$ V. Για να εξαλείψουμε τις αιχμές των τάσεων που φαίνονται στο σχήμα 6.10, συνδέουμε παράλληλα με τα IGBT πυκνωτές C. Μία εκτίμηση της τιμής των πυκνωτών C προκύπτει με την βοήθεια της παρακάτω σχέσης

$$\bar{I} = C \frac{\Delta v_c}{\Delta t}$$

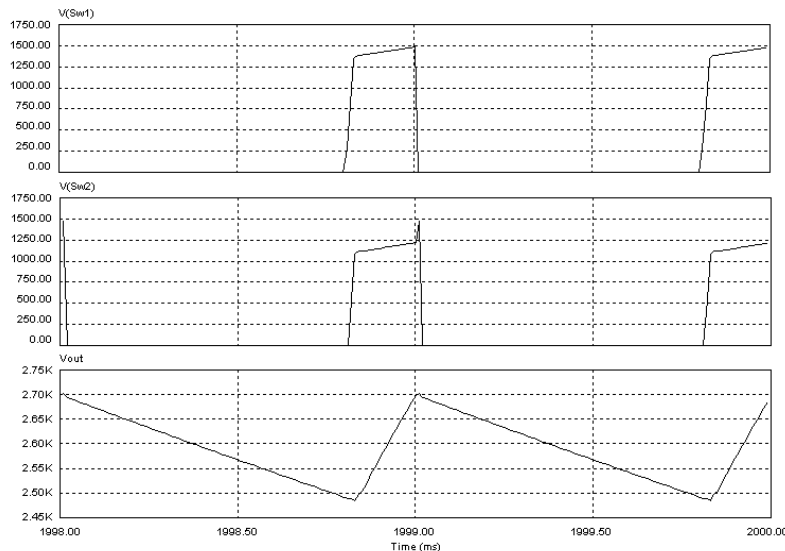
Για μέση τιμή ρεύματος 1.000 A και για μεταβολή τάσης $\Delta v = 500$ V σε χρόνο $\Delta t = 10$ μ s, προκύπτει ότι θα πρέπει να συνδέουμε σε κάθε IGBT παράλληλα πυκνωτή τιμής

$$C^* = 20 \mu F$$

Από διαδοχικές προσομοιώσεις προκύπτει ότι είναι καλύτερη τιμή για τους πυκνωτές C η τιμή

$$C = 30 \mu\text{F}$$

Στο σχήμα 6.11 φαίνονται οι κυματομορφές των τάσεων στα άκρα των IGBT του σχήματος 6.9 όταν παράλληλα έχουν συνδεθεί σε αυτά πυκνωτές $C = 30 \mu\text{F}$. Στην περίπτωση αυτή προκύπτει ότι $V(\text{Sw1})_{\text{max}} = 1.484 \text{ V}$ και $V(\text{Sw2})_{\text{max}} = 1.474 \text{ V}$. Παρατηρούμε όμως ότι έχει χαλάσει η ισοκατανομή της τάσης.



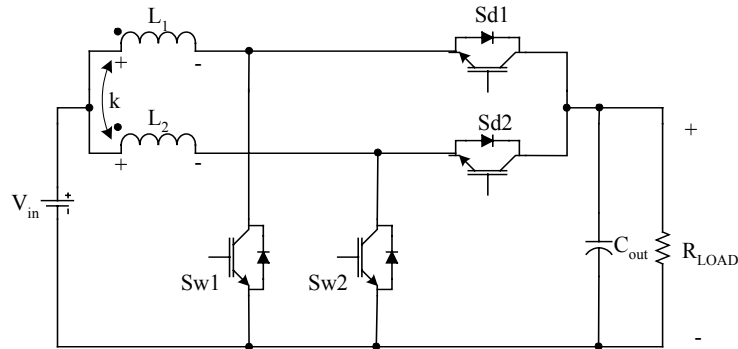
Σχ. 6.11: Κυματομορφές τάσης στα άκρα των IGBT και στην έξοδο του κυκλώματος του σχήματος 6.9, όταν παράλληλα στα IGBT έχουν συνδεθεί πυκνωτές $C = 30 \mu\text{F}$.

6.3. Παράλληλη Σύνδεση Μετατροπέων Ανύψωσης με Συζευγμένα Πηνία

Στην παράγραφο 2.8 παρουσιάστηκε ένα κύκλωμα παράλληλης σύνδεσης μετατροπέων ανύψωσης, προκειμένου να μειωθούν οι ρευματικές καταπονήσεις των ημιαγωγικών στοιχείων. Στην συγκεκριμένη περίπτωση θεωρήθηκε ότι τα στοιχεία έχουν ακριβώς τα ίδια χαρακτηριστικά, υπόθεση που δεν ισχύει στην πράξη, για τους λόγους που αναφέρθηκαν παραπάνω. Επομένως το πρόβλημα της ισοκατανομής του ρεύματος είναι ένα σοβαρό πρόβλημα που πρέπει να επιλυθεί και για την συγκεκριμένη τοπολογία. Οι μέθοδοι που αναπτύχθηκαν παραπάνω είναι απλές, αλλά όχι ικανοποιητικές, ιδιαίτερα στην περίπτωση της χρησιμοποίησης εξωτερικής αντίστασης, η οποία συνδέεται σε σειρά με τον ημιαγωγικό διακόπτη. Ιδιαίτερα σε εφαρμογές υψηλής ισχύος, ακόμα και μικρές τιμές αντιστάσεων, λόγω των μεγάλων ρευμάτων που τις διαρρέουν, οδηγούν σε απώλειες που είναι σημαντικές.

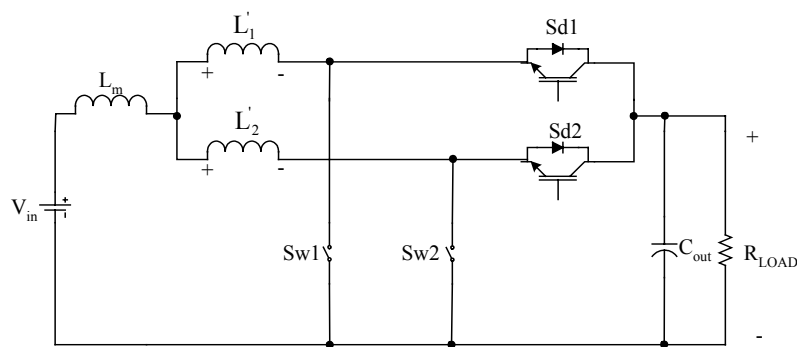
Έστω ότι δύο παρόμοιοι, αλλά ανεξάρτητα ελεγχόμενοι ή με διαφοροποιήσεις στα χαρακτηριστικά των ημιαγωγικών διακοπών τους, μετατροπείς ανύψωσης είναι παράλληλα συνδεδεμένοι. Τότε ο μετατροπέας εκείνος στον οποίον ο βαθμός χρησιμοποίησης θα είναι μεγαλύτερος, έστω και ελάχιστα, από τον βαθμό χρησιμοποίησης του άλλου μετατροπέα, θα λειτουργεί σε κατάσταση συνεχούς αγωγής του πηνίου του με ρεύμα, ενώ ο άλλος θα λειτουργεί σε κατάσταση διακοπτόμενης αγωγής. Στην περίπτωση αυτή κάθε πρόσθετο φορτίο ρεύματος θα επιβαρύνει τον μετατροπέα που θα λειτουργεί σε κατάσταση συνεχούς αγωγής. Συνεπώς ο καταμερισμός ρεύματος γίνεται αρκετά δύσκολος για αυτές τις περιπτώσεις.

Για να αντιμετωπιστεί αυτό το πρόβλημα έχει προταθεί η μαγνητική σύζευξη των πηνίων, των δύο μετατροπέων [14]. Η πρόταση αυτή έχει το πλεονέκτημα ότι οδηγεί σε σχεδιασμό ενός απλού κυκλώματος, με εξαιρετικά χαρακτηριστικά στον καταμερισμό του ρεύματος και μικρή κυμάτωση του ρεύματος εισόδου. Το σχηματικό διάγραμμα του υπόψη κυκλώματος φαίνεται στο σχήμα 6.12.



Σχ. 6.12: Παράλληλα Συνδεδεμένοι Μετατροπέες Ανύψωσης με συζευγμένα πηνία.

Τα δύο συζευγμένα πηνία μπορούν να αντικατασταθούν από ένα ισοδύναμο κύκλωμα τριών αποζευγμένων μεταξύ τους πηνίων, όπως φαίνεται στο σχήμα 6.13.



Σχ. 6.13: Ισοδύναμο Κύκλωμα σχήματος 6.12

Οι σχέσεις μεταξύ των πηνίων είναι οι εξής:

$$L'_1 = L_1 - L_m$$

$$L'_2 = L_2 - L_m$$

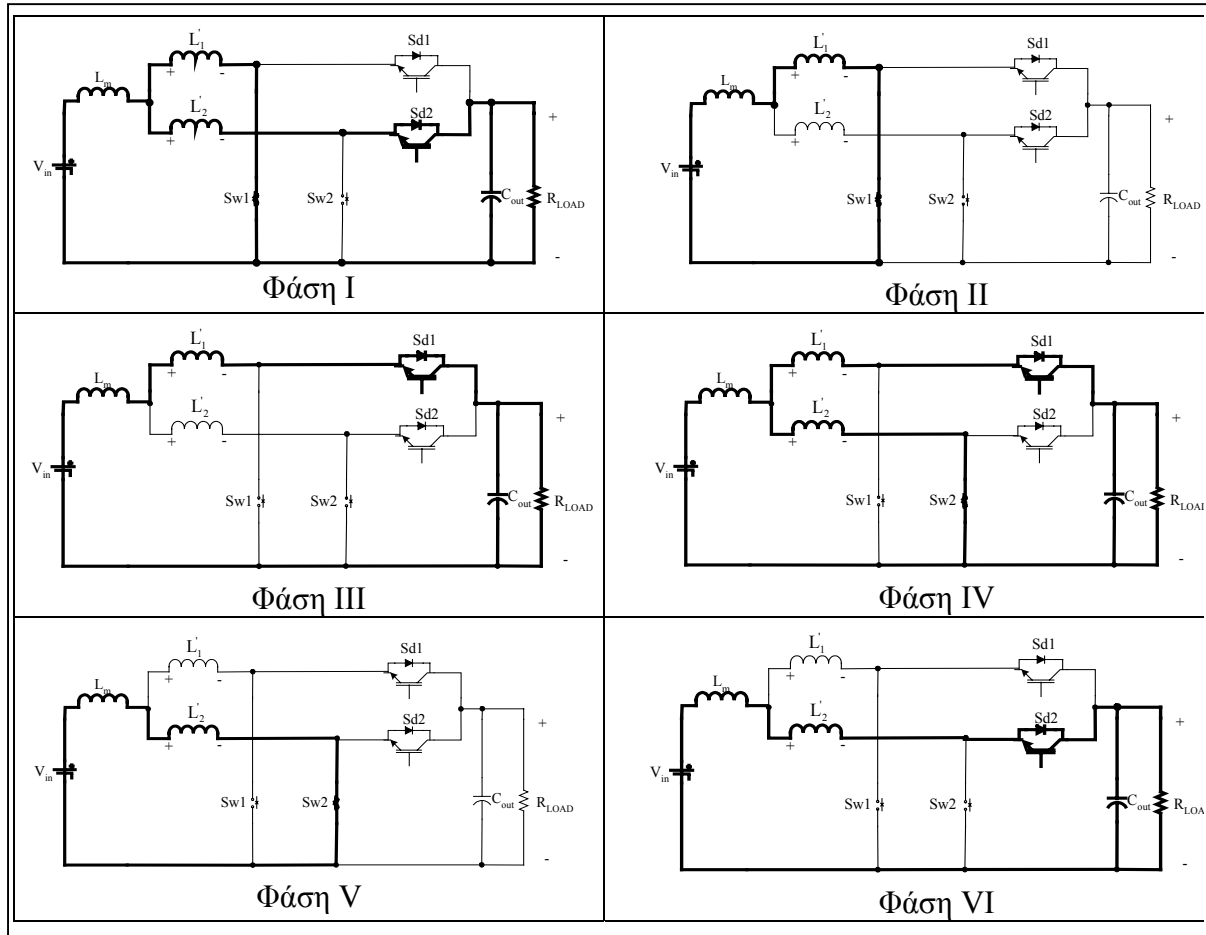
$$L_m = k\sqrt{L_1 L_2}$$

όπου k είναι ο συντελεστής σύζευξης των πηνίων L_1 και L_2 .

Το κύκλωμα αυτό έχει έξι φάσεις λειτουργίας, που φαίνονται και στο σχήμα 6.14:

- Φάση I: Ο διακόπτης S_{w1} είναι κλειστός. Το ρεύμα στο πηνίο L'_1 αρχίζει να αυξάνεται ενώ το πηνίο L'_2 συνεχίζει να εκφορτίζεται ενεργειακά.
- Φάση II: Το ρεύμα στο L'_2 γίνεται μηδέν, ενώ στο L'_1 συνεχίζει να αυξάνεται, με αποτέλεσμα να αποθηκεύεται σε αυτό περισσότερη ενέργεια.
- Φάση III: Ο διακόπτης S_{w2} είναι ανοιχτός. Η αποθηκευμένη ενέργεια στο πηνίο L'_1 μεταφέρεται στο φορτίο.

- Φάση IV: Ο διακόπτης S_{w2} είναι κλειστός, το ρεύμα στο πηνίο L'_2 αρχίζει να αυξάνεται, ενώ το L'_1 συνεχίζει να εκφορτίζεται.
- Φάση V: Το ρεύμα του L'_2 συνεχίζει να αυξάνεται.
- Φάση VI: Ο διακόπτης S_{w2} είναι ανοιχτός και το πηνίο L'_2 εκφορτίζεται. Ο κύκλος λειτουργίας του μετατροπέα επαναλαμβάνεται όταν ο διακόπτης S_{w1} ανοίξει και πάλι.



Σχ. 6.14: Φάσεις λειτουργίας παράλληλα συνδεδεμένων μετατροπέων ανύψωσης με συζευγμένα πηνία.

Θεωρώντας ότι ο βαθμός χρησιμοποίησης του S_{w1} είναι $D_1 = D$, δ είναι το μικρό ποσοστό κατά το οποίο ο βαθμός χρησιμοποίησης του S_{w2} είναι μεγαλύτερος του S_{w1} , δηλαδή $D_2 = D + \delta D$ και ότι τα πηνία L_1 και L_2 είναι ίδια, $L_1 = L_2$, η τάση εξόδου του κυκλώματος δίνεται από την παρακάτω σχέση ^[14]:

$$V_{out} = \frac{[1 + 2(1-k)(0,5 + D)(1 - 2d - \delta D)] + \sqrt{[1 + 2(1-k)(0,5 + D)(1 - 2d - \delta D)]^2 - 4(1-k)(1 - \delta D) \left[\frac{4L(1-k)}{R_{LOAD}T} + (1 - 2D - \delta D) \right]}}{2 \left[\frac{4L(1-k)}{R_{LOAD}T} + (1 - 2D - \delta D) \right]} V_{in} \quad (6.1)$$

Προϋπόθεση για να ισχύει η παραπάνω εξίσωση είναι η αντίσταση φορτίου να ικανοποιεί την εξίσωση

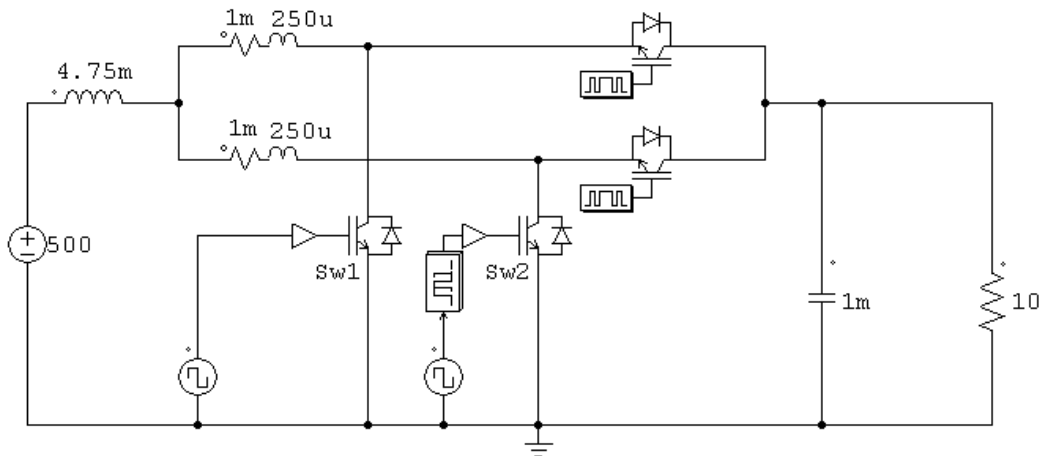
$$R_{LOAD} \geq \frac{16L(1-k)^2(1-\delta D)}{T \left\{ \left[1 + 2(1-k)(0,5+D)(1-2d-\delta D) \right]^2 - 4(1-k)(1-\delta D)(1-2D-\delta D) \right\}} \quad (6.2)$$

Στην περίπτωση που η αντίσταση R_{LOAD} έχει μικρότερη τιμή, τότε η τάση εξόδου προσεγγίζει την τιμή

$$V_{out} = \frac{V_{in}}{1-(2D+\delta D)} = \frac{V_{in}}{1-(D_1+D_2)} \quad (6.3)$$

που είναι και η τάση εξόδου ενός συνηθισμένου μετατροπέα ανόδου που λειτουργεί στην κατάσταση συνεχούς αγωγής με βαθμό χρησιμοποίησης $(D_1 + D_2)$.

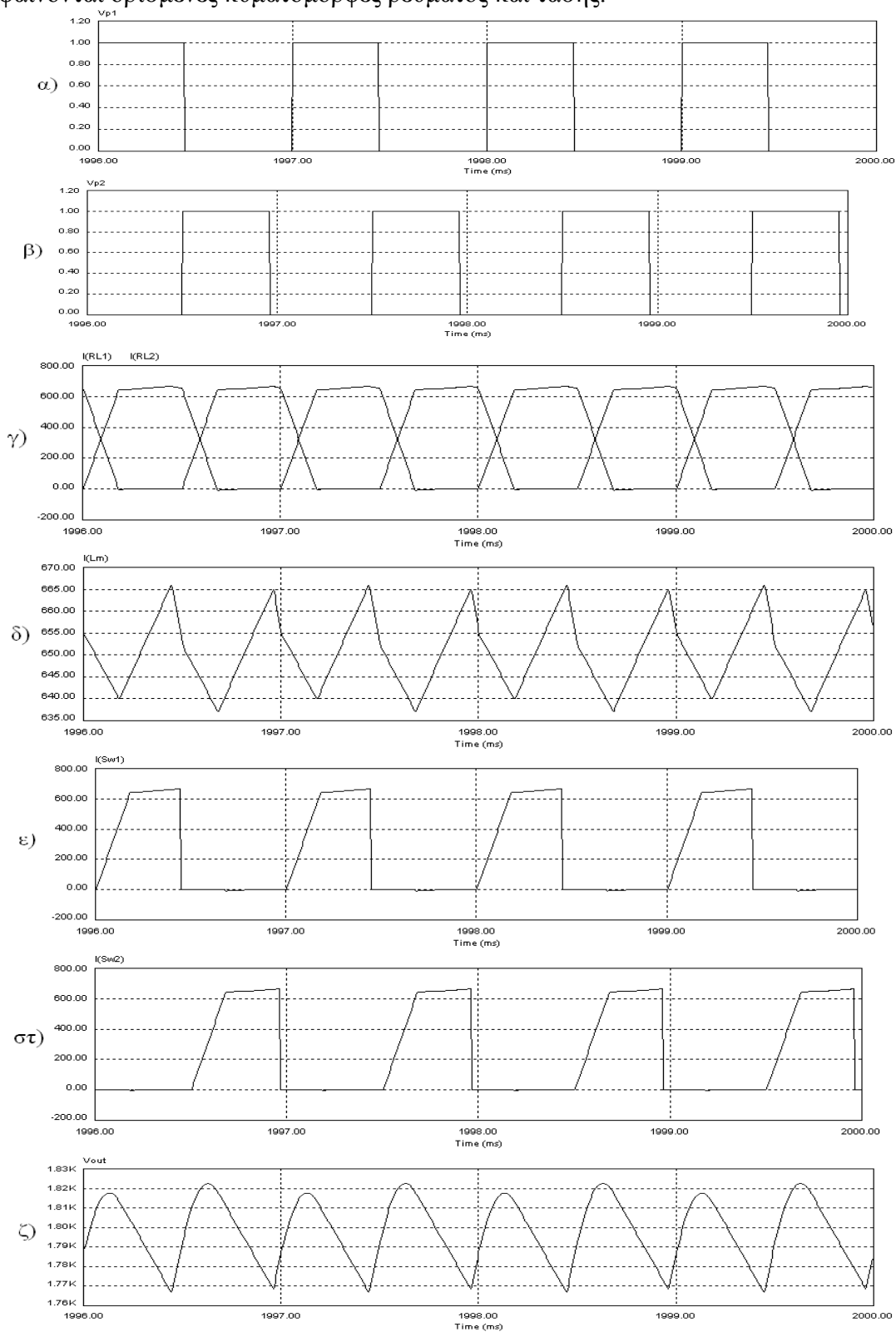
Για να προσομοιώσουμε το κύκλωμα του σχήματος 6.13. σε συνθήκες διαφορετικής τάσης κορεσμού για το κάθε διακοπτικό στοιχείο και με διαφοροποίηση στους παλμούς εισόδου του κάθε διακόπτη, ώστε να δούμε την συμπεριφορά του στην κατανομή του ρεύματος ανάμεσα στους δύο διακόπτες S_{w1} και S_{w2} , αρχικά θα πρέπει να προσδιορίσουμε τον βαθμό χρησιμοποίησης D , ώστε να ικανοποιούνται οι προδιαγραφές και τα δεδομένα του πίνακα 2.1. Δηλαδή έχουμε ως δεδομένα ότι $R_{LOAD} = 10 \Omega$, $V_{in} = 500 V$, $C_{out} = 1 mF$, $L_1 = L_2 = 5 mH$, $T = 1 ms$ και θέλουμε $V_{out} = 2.500 V$. Επειδή ο πρακτικός συντελεστής σύζευξης k μπορεί να επιλεγεί μεταξύ των τιμών $0,9 - 0,98$, επιλέγουμε $k = 0,95$. Για την εύρεση του D θα πρέπει επίσης να δώσουμε κάποια τιμή στον συντελεστή δ . Θεωρητικά το δ είναι 0 , όταν στους ημιαγωγικούς διακόπτες εφαρμόζεται ο ίδιος παλμός. Επειδή όμως μπορεί να χρησιμοποιούνται ανεξάρτητα κυκλώματα οδήγησης ή να υπάρχουν μικροδιαφορές στα χαρακτηριστικά των διακοπών, μία τιμή $\delta = 4\%$ είναι αρκετά καλή για την ανάγκη της προσομοίωσής μας. Με αυτά τα δεδομένα και την βοήθεια του MathCAD[®] η επίλυση της σχέσης (6,1) ως προς D δίνει τιμή $D = 0,442$.



Σχ. 6.15: Κύκλωμα Προσομοίωσης Παράλληλα Συνδεδεμένων Μετατροπέων Ανύψωσης με Συζευγμένα Πηνία.

Το κύκλωμα προσομοίωσης φαίνεται στο σχήμα 6.15. Η τάση κορεσμού για τον $Sw1$ τίθεται ίση με $3,8 V$ και του $Sw2$ ίση με $4,0 V$ όπως και στις παραπάνω παραγράφους. Για τις διόδους των IGBT η τάση αγωγής τίθεται ίση με $1,4 V$. Ο βαθμός χρησιμοποίησης είναι για τους $Sw1$, $Sw2$ ίσος με $0,442$ και $0,46$ αντίστοιχα, ενώ η χρονική καθυστέρηση που εισάγεται στον παλμό του $Sw2$ είναι ίση με $0,5 ms$. Με βήμα χρόνου $5 \mu s$ η προσομοίωση με το PSIM[®] έδωσε τις εξής μέγιστες τιμές για τα ρεύματα στους ημιαγωγικούς διακόπτες: $I(Sw1)_{max} = 666 A$ και $I(Sw2)_{max} = 665 A$. Κατά συνέπεια η ισοκατανομή ρεύματος που επιτεύχθηκε με την σύζευξη των δύο πηνίων των παράλληλων μετατροπέων ανύψωσης

είναι ιδιαίτερα ικανοποιητική. Ωστόσο η μέση τιμή της τάσης εξόδου είναι 1.789 V, τιμή αρκετά μικρότερη των 2.500 V που ήταν στους υπολογισμούς μας. Στο σχήμα 6.16 φαίνονται ορισμένες κυματομορφές ρεύματος και τάσης.



Σχ. 6.16: Παράλληλα Συνδεδεμένοι Μετατροπείς Ανύψωσης με Συζευγμένα Πηνία.
 α,β) Παλμοί έναυσης προς ημιαγωγικούς διακόπτες Sw1 και Sw2. γ) Ρεύμα πηνίων L_1 και L_2 . δ) Ρεύμα πηνίου L_m . ε) Ρεύμα ημιαγωγικού διακόπτη Sw1. στ) Ρεύμα ημιαγωγικού διακόπτη Sw2. ζ) Τάση Φορτίου.

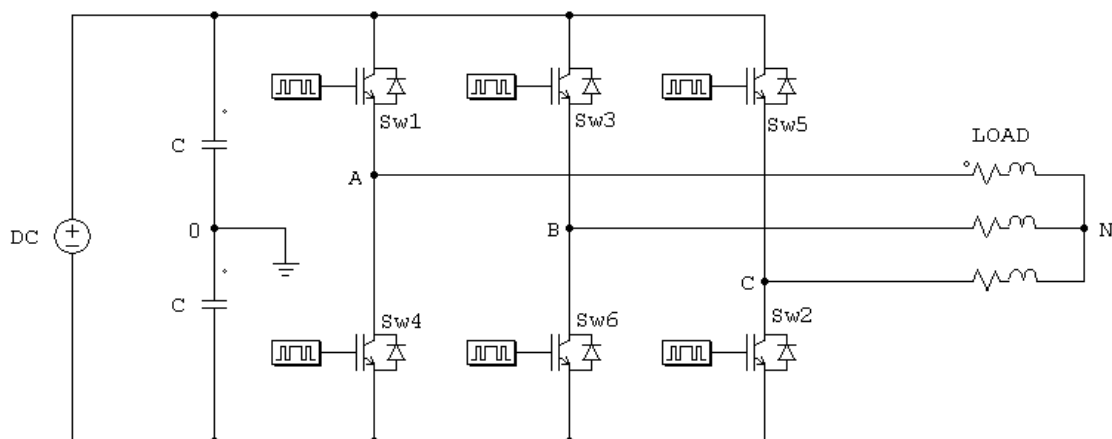
Κεφάλαιο 7

Γενικά περί Τριφασικών Αντιστροφών

Η διασύνδεση του αιολικού πάρκου με το AC δίκτυο γίνεται στο σημείο κοινής σύνδεσης, όπου η συνεχής τάση, με την οποία γίνεται η μεταφορά της ηλεκτρικής ενέργειας από το αιολικό πάρκο, πρέπει να μετατραπεί σε εναλλασσόμενη. Η εναλλασσόμενη αυτή τάση πρέπει να τηρεί ορισμένες προδιαγραφές που έχουν τεθεί από οργανισμούς και εταιρίες ηλεκτρικής ενέργειας, προκειμένου η διασύνδεση του αιολικού πάρκου στο δίκτυο να μην προκαλεί διαταραχές. Η μετατροπή της συνεχούς DC τάσης σε εναλλασσόμενη AC γίνεται με διατάξεις που ονομάζονται αντιστροφείς DC→AC. Επειδή το δίκτυο είναι τριφασικό, για την διασύνδεση του δικτύου με το αιολικό πάρκο θα πρέπει να χρησιμοποιηθούν τριφασικοί αντιστροφείς.

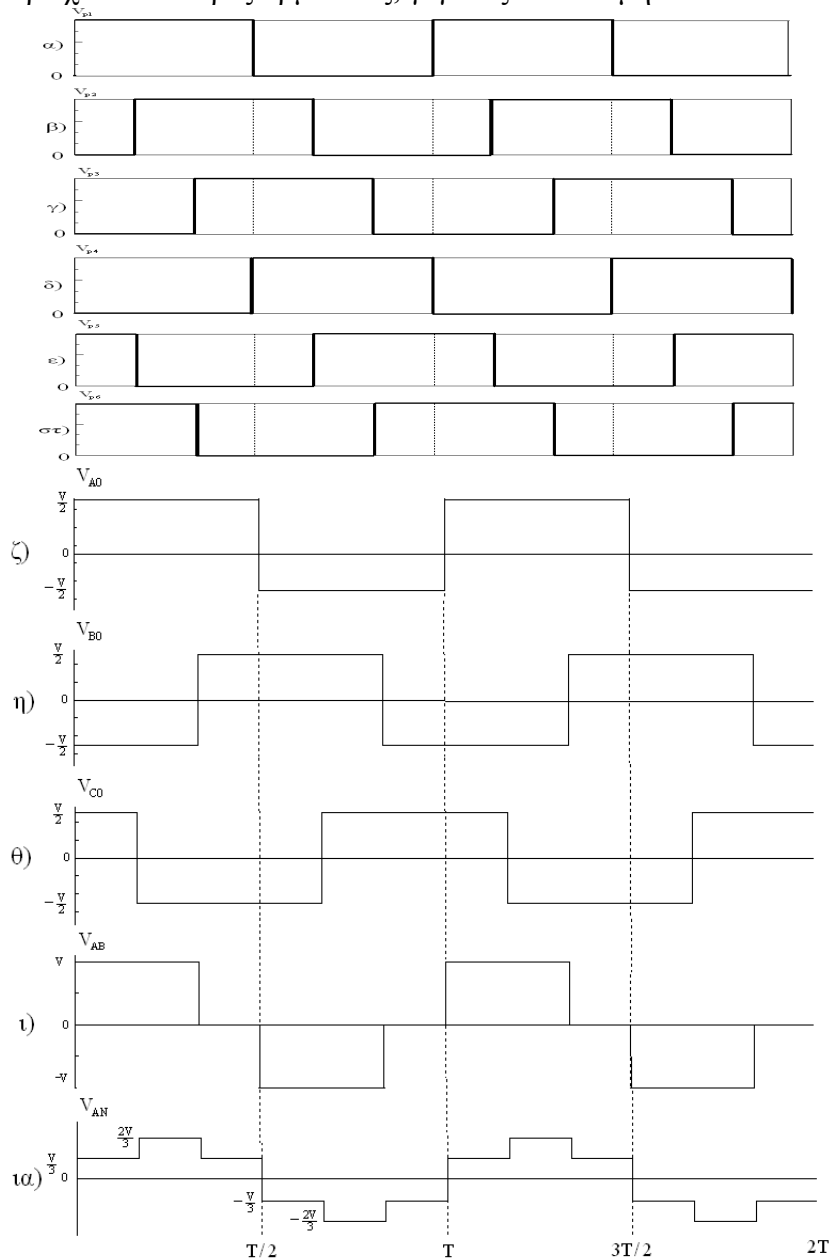
7.1. Τριφασικός Αντιστροφέας Γέφυρας

Ο συνήθης τριφασικός αντιστροφέας με τροφοδοσία συνεχούς τάσης παρουσιάζεται στο σχήμα 7.1. Το συμμετρικά τριφασικό φορτίο είναι συνδεδεμένο σε διάταξη αστέρα. Οι δύο πυκνωτές δεν υπάρχουν στην πράξη και χρησιμοποιούνται για την θεωρητική μελέτη του αντιστροφέα. Με την θεώρηση αυτή ορίζουμε τον κόμβο αναφοράς 0 ως προς τον οποίον υπολογίζονται ορισμένες διαφορές δυναμικών.



Σχ. 7.1: Κύκλωμα Τριφασικού Αντιστροφέα

Ο τρόπος λειτουργίας είναι ο εξής: οι ημιαγωγικοί διακόπτες κάθε φάσης άγουν με χρονική διαφορά ίση με το ένα τρίτο της περιόδου λειτουργίας του αντιστροφέα. Συγκεκριμένα, στην αρχή του κύκλου λειτουργίας και με την βοήθεια του κυκλώματος οδήγησης των διακοπών, κλείνουμε τον διακόπτη S_{W1} και ανοίγουμε τον S_{W4} . Επομένως $v_{A0} = V/2$. Μετά από χρόνο μισής περιόδου ανοίγουμε τον S_{W1} και κλείνουμε τον S_{W4} . Επομένως τώρα είναι $v_{A0} = -V/2$. Η παραπάνω διαδικασία επαναλαμβάνεται περιοδικά, οπότε προκύπτει η κυματομορφή v_{A0} του σχήματος 7.2ζ. Ακριβώς η ίδια διαδικασία επαναλαμβάνεται και για τους διακόπτες (S_{W3}, S_{W6}) και (S_{W5}, S_{W2}) με χρονική διαφορά $T/3$, οπότε προκύπτουν οι κυματομορφές v_{B0} και v_{C0} του σχήματος 7.2η-θ. Με δεδομένες τις κυματομορφές αυτές προκύπτουν οι τάσεις v_{AB} και v_{AN} του σχήματος 7.2. Οι τάσεις v_{AN} και v_{AB} δεν είναι ημιτονοειδείς, όπως θα θέλαμε, αλλά τετραγωνικής μορφής που σημαίνει ότι περιέχουν ανώτερες αρμονικές, γεγονός ανεπιθύμητο.



Σχ. 7.2: Τριφασικός Αντιστροφέας.

α-στ) Παλμοί Έναυσης Ημιαγωγικών Διακοπών. ζ-ια) Τάσεις Εξόδου Αντιστροφέα.

Το πλάτος της πρώτης, θεμελιώδους αρμονικής συνιστώσας της τάσης v_{AB} και v_{AN} δίνεται από την σχέση

$$\hat{V}_{AB,1} = \frac{4V}{\pi} \cos \frac{\pi}{6} \quad (7.1)$$

$$\hat{V}_{AN,1} = \frac{4V}{3\pi} \left(1 + \cos \frac{\pi}{3} \right) \quad (7.2)$$

όπου V είναι η τάση εισόδου στον αντιστροφέα.

Οι αρμονικές προκαλούν πρόσθετες απώλειες ισχύος, ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές, ανάπτυξη ανεπιθύμητων ροπών στους AC κινητήρες, υπερθερμάνσεις στον μαγνητικό πυρήνα μετασχηματιστών και μηχανών και επομένως πρέπει να καταστέλλονται. Η καταστολή αυτή γίνεται με την χρησιμοποίηση φίλτρων. Ένα μέγεθος που χρησιμοποιείται για να διαπιστωθεί εάν οι αρμονικές ενός σήματος (τάσης ή ρεύματος) είναι ανεκτές ή όχι, είναι ο συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης (Total Harmonic Distortion, THD), που ορίζεται ως εξής:

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} H_n^2}}{H_1} \quad (7.3)$$

όπου H_1 είναι η θεμελιώδης αρμονική και H_n είναι η n -οστή αρμονική του σήματος. Εάν H_{rms} είναι η συνολική rms τιμή του σήματος $h(t)$ και $H_{1,\text{rms}}$ είναι η rms τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας του σήματος $h(t)$, τότε η σχέση (7.3) μπορεί να γραφεί και ως:

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{H_{\text{rms}}^2 - H_{1,\text{rms}}^2}}{H_{1,\text{rms}}} \quad (7.4)$$

Αποδεκτές τιμές του συντελεστή THD είναι τιμές κάτω του 5%.

Εφαρμογή - Προσομοίωση

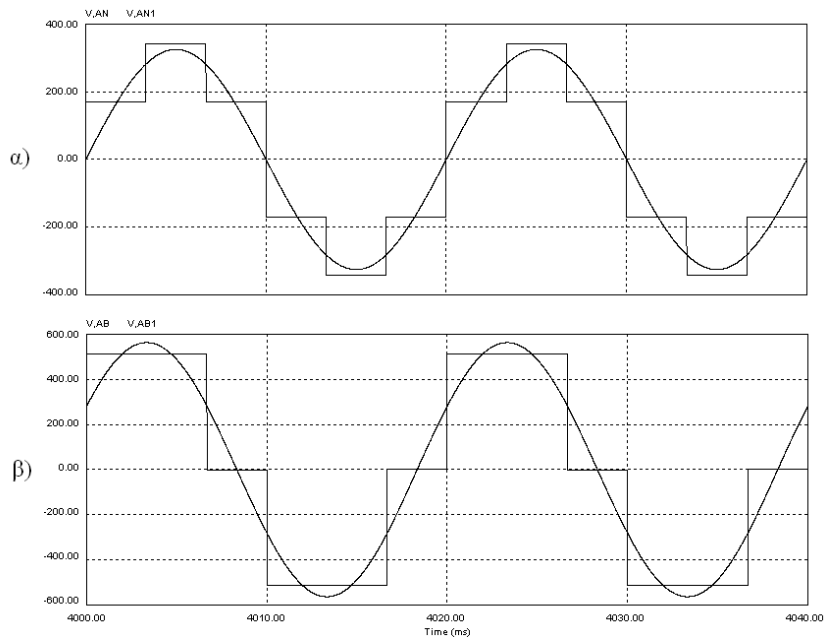
Με το πρόγραμμα PSIM® θα προσομοιώσουμε την λειτουργία του τριφασικού αντιστροφέα για τα εξής δεδομένα: Ενεργός τιμή θεμελιώδους τάσης εξόδου $V_{AN,1,\text{rms}} = 230 \text{ V}$, Τριφασικό Φορτίο Ωμικό – Επαγωγικό, συνδεδεμένο κατά αστέρα με χαρακτηριστικά ανά φάση $R_{\text{LOAD}} = 10 \ \Omega$, $L_{\text{LOAD}} = 300 \text{ mH}$.

Επειδή η συχνότητα του δικτύου είναι 50 Hz, η διακοπτική συχνότητα των ημιαγωγικών διακοπών πρέπει να είναι και αυτή 50 Hz. Αυτό που μένει να προσδιορίσουμε είναι η τάση εισόδου του αντιστροφέα V έτσι ώστε να είναι $V_{AN,1,\text{rms}} = 230 \text{ V}$. Διαιρώντας την σχέση (7.2) με $\sqrt{2}$ προκύπτει η ενεργός τιμή $V_{AN,1,\text{rms}}$ από την οποία και με βάση τα παραπάνω δεδομένα βρίσκουμε ότι θα πρέπει $V = 510,6 \text{ V}$. Με τα δεδομένα αυτά προσομοιώνουμε το κύκλωμα του σχήματος 7.1. Στο σχήμα 7.3 φαίνονται οι κυματομορφές των τάσεων εξόδου μαζί με τις θεμελιώδεις τους, ενώ στο σχήμα 7.4 φαίνεται το αντίστοιχο φάσμα συχνοτήτων, από όπου η κυριαρχούσα αρμονική συνιστώσα εμφανίζεται στην συχνότητα 250 Hz, και έχει πλάτος 64 V για την v_{AN} και 111 V για την v_{AB} . Επίσης προκύπτει ότι $\text{THD}(v_{AN}) = 31\%$.

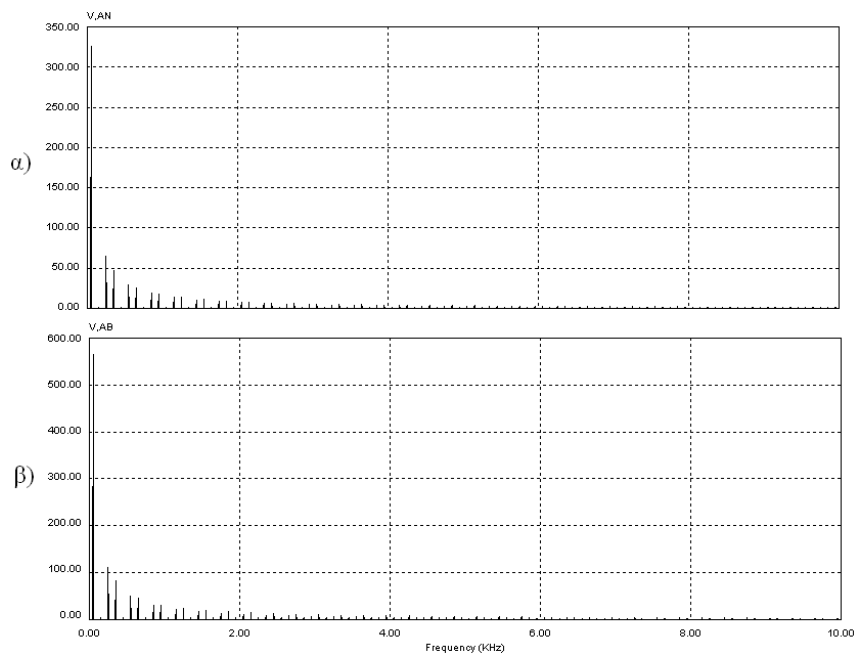
7.2. Τριφασικός Αντιστροφέας που χρησιμοποιεί την τεχνική SPWM

Ο παραπάνω τριφασικός αντιστροφέας παρέχει στην έξοδό του ορθογώνιους παλμούς που έχουν σταθερό εύρος (εύρος του παλμού ονομάζουμε το πλάτος που έχει ο παλμός κατά τον άξονα των τετμημένων, ώστε να ξεχωρίζει από το πλάτος του παλμού που

αναφέρεται στον άξονα των τεταγμένων). Εάν όμως γίνει ρύθμιση του εύρους των παλμών, τότε μπορούμε να ελέγχουμε χαρακτηριστικά της τάσης εξόδου, διατηρώντας τα σταθερά, ακόμα και αν μεταβάλλεται η τάση εισόδου. Για να πετύχουμε κάτι τέτοιο θα πρέπει να ελέγξουμε τους παλμούς των ημιαγωγικών στοιχείων. Μια τεχνική διαμόρφωσης των παλμών αυτών είναι η Ημιτονοειδής Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM), στην οποία το εύρος των παλμών διαμορφώνεται από την τομή τριγωνικής κυματομορφής με τρία ημιτονοειδή σήματα, που έχουν διαφορά φάσης 120° μεταξύ τους. Στο σχήμα 7.5 παρουσιάζεται η τεχνική αυτή για τριφασικό αντιστροφέα.



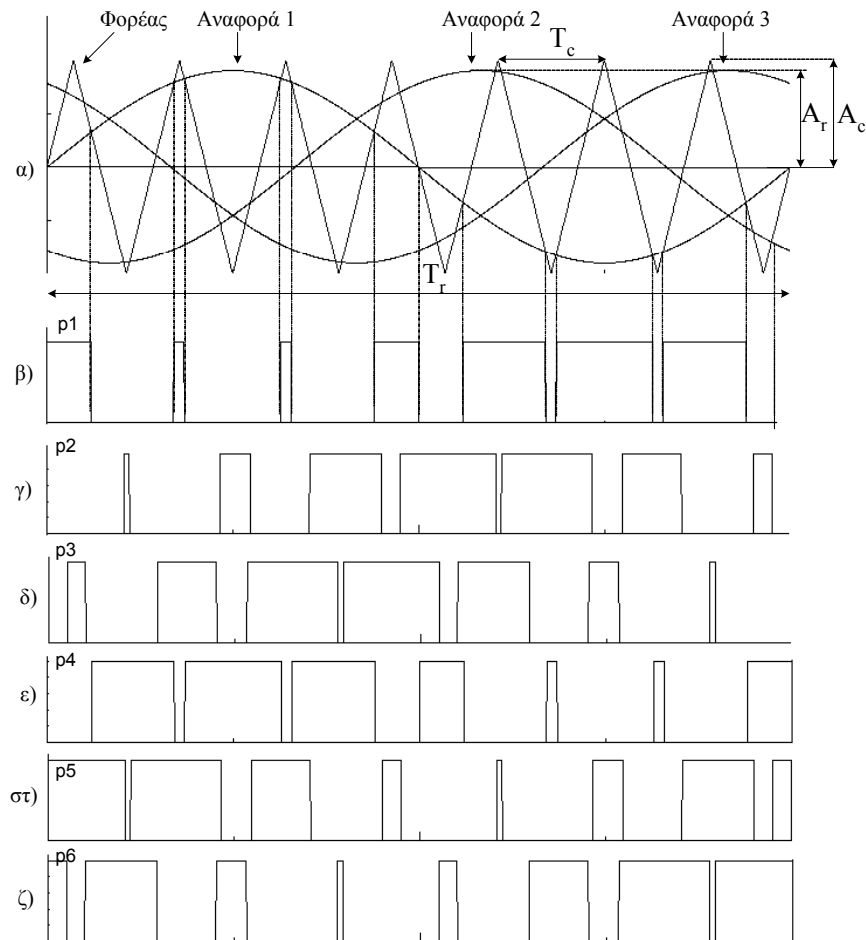
Σχ. 7.3: Τάσεις Εξόδου Τριφασικού Αντιστροφέα.
 α) Τάση Εξόδου v_{AN} και θεμελιώδης αυτής $V_{AN,1}$.
 β) Τάση Εξόδου v_{AB} και θεμελιώδης αυτής $V_{AB,1}$.



Σχ. 7.4: Φάσμα Συχνοτήτων Τάσεων Εξόδου Τριφασικού Αντιστροφέα.

Ορίζουμε τα παρακάτω μεγέθη:

- A_r : το πλάτος της αναφοράς
- A_c : το πλάτος του φορέα
- F_r : η συχνότητα της αναφοράς
- F_c : η συχνότητα του φορέα
- $M_f = \frac{A_r}{A_c}$: ο συντελεστής διαμόρφωσης, που μεταβάλλεται από 0 ως 1
- $F_{nc} = \frac{F_c}{F_r}$: η ανηγμένη συχνότητα του φορέα



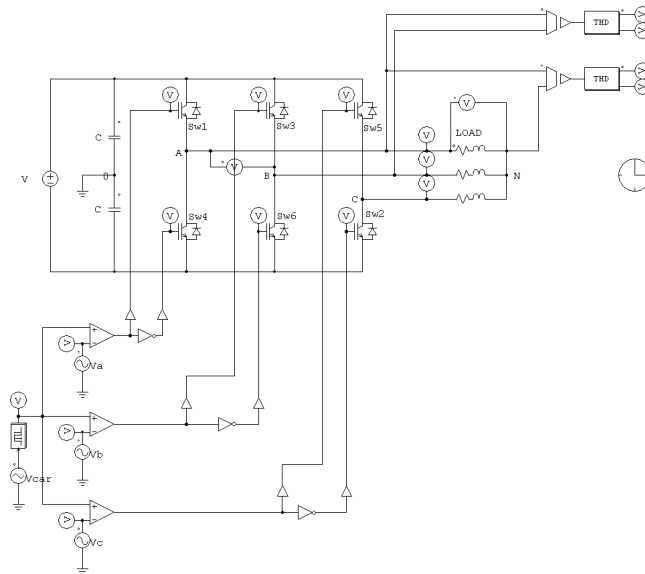
Σχ. 7.5: Τεχνική SPWM για τριφασικό αντιστροφέα.
 α) Κυματομορφές τριγωνικού φορέα και ημιτονοειδών αναφορών.
 β-ζ) Παλμοί ημιαγωγικών διακοπών $S_{W1} - S_{W6}$ αντίστοιχα.

Το πλάτος της θεμελιώδους αρμονικής συνιστώσας της τάσης εξόδου v_{AB} δίνεται από την σχέση

$$\hat{V}_{AB,1} = \frac{\sqrt{3}}{2} V \cdot M_f \quad (7.5)$$

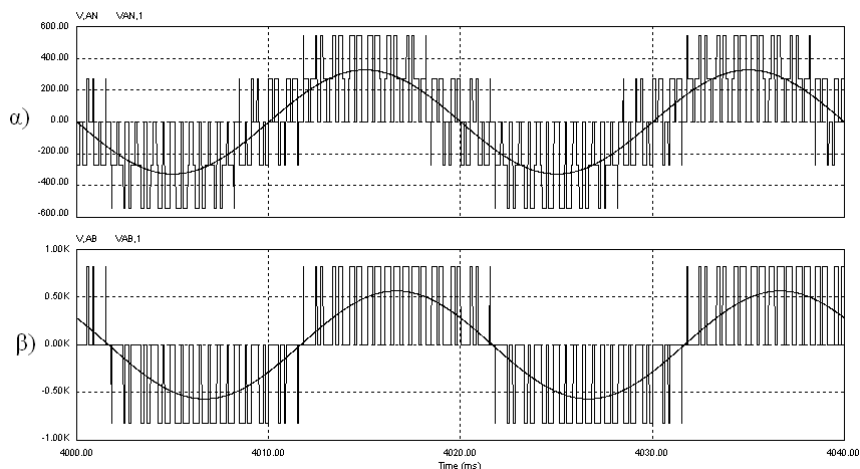
Εφαρμογή - Προσομοίωση

Θα προσομοιώσουμε και πάλι τον τριφασικό αντιστροφέα του σχήματος 7.1 για τα ίδια δεδομένα όπως και στην προηγούμενη παράγραφο, μόνο που τώρα θα εφαρμόσουμε την τεχνική SPWM. Επιλέγουμε συντελεστή διαμόρφωσης $M_f = 0,8$ και ανηγμένη τιμή φορέα F_{nc} τέτοια ώστε να είναι γινόμενο περιττού αριθμού με το 3. Επιλέγουμε $F_{nc} = 21$. Επειδή η συχνότητα της τάσης εξόδου είναι 50 Hz, θα πρέπει η συχνότητα της αναφοράς να είναι ίδια, δηλαδή $F_r = 50$ Hz. Επομένως η συχνότητα του φορέα θα είναι $F_c = 1.050$ Hz. Για να είναι η θεμελιώδης τάση $V_{AB,1,rms} = 400$ V, θα πρέπει με βάση την σχέση (7.5) η τάση εισόδου του αντιστροφέα να είναι $V = 816,5$ V. Με τα δεδομένα αυτά προσομοιώνουμε το κύκλωμα του σχήματος 7.6.



Σχ. 7.6: Κύκλωμα προσομοίωσης τριφασικού αντιστροφέα με την τεχνική SPWM.

Στο σχήμα 7.7 φαίνονται οι κυματομορφές των τάσεων εξόδου μαζί με τις θεμελιώδεις τους, ενώ στο σχήμα 7.8 φαίνεται το αντίστοιχο φάσμα συχνοτήτων. Από την προσομοίωση προκύπτει ότι $THD(v_{AN}) = 92\%$.

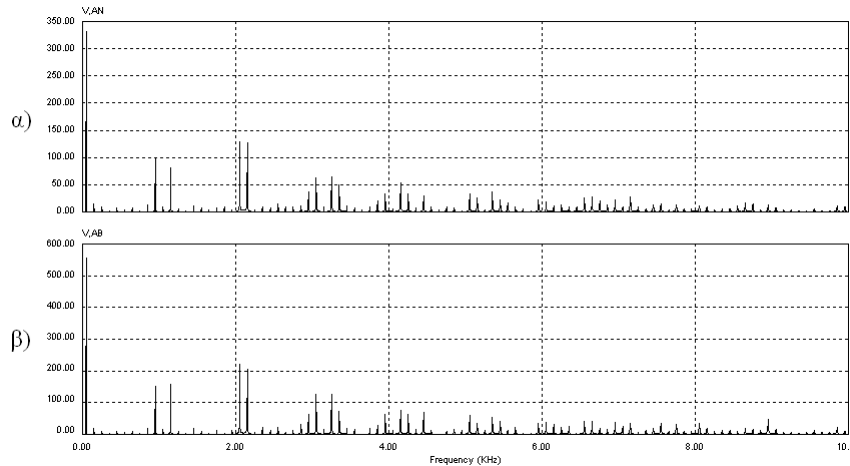


Σχ. 7.7: Τάσεις Εξόδου Τριφασικού Αντιστροφέα με τεχνική SPWM..

α) Τάση Εξόδου v_{AN} και θεμελιώδης αυτής $V_{AN,1}$.

β) Τάση Εξόδου v_{AB} και θεμελιώδης αυτής $V_{AB,1}$.

Η κυριαρχούσα αρμονική συνιστώσα εμφανίζεται στην συχνότητα 2.050 Hz, και έχει πλάτος 129 V για την v_{AN} και 222 V για την v_{AB} . Επομένως σε σχέση με τον αντιστροφέα της προηγούμενης παραγράφου έχουμε πετύχει η κυριαρχούσα αρμονική να εμφανίζεται σε αρκετά μεγαλύτερη συχνότητα. Το γεγονός αυτό έχει θετική επίδραση στην κατασκευή του φίλτρου εξόδου, αφού όσο περισσότερο απέχει η πρώτη κυριαρχούσα αρμονική από την θεμελιώδη, τόσο μικρότερο γίνεται και το φίλτρο εξόδου.



Σχ. 7.8: Φάσμα Συχνοτήτων Τάσεων Εξόδου Τριφασικού Αντιστροφέα με εφαρμογή της τεχνικής SPWM.

7.3. Αντιστροφείς Πολλαπλών Επιπέδων

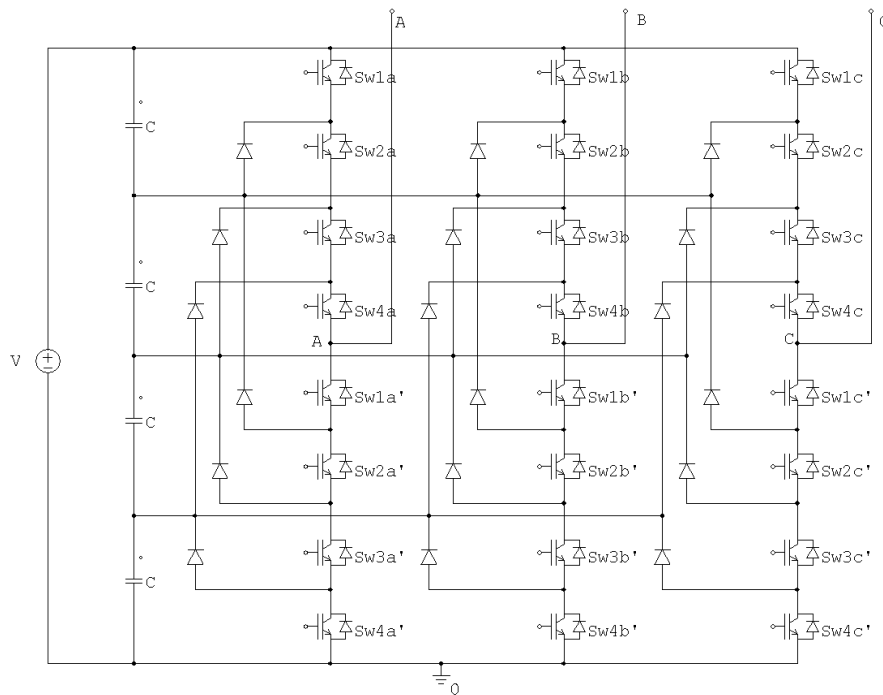
Σε έναν αντιστροφέα, η τάση εξόδου του παίρνει διάφορες διακριτές τιμές. Το πλήθος αυτών των διαφορετικών τιμών καθορίζει τον αριθμό των επιπέδων ενός αντιστροφέα. Έτσι αν η τάση εξόδου ενός αντιστροφέα παίρνει τις τιμές (V , 0 , $-V$), τότε ο αντιστροφέας αυτός ονομάζεται τριών επιπέδων. Όσο ο αριθμός των επιπέδων τάσης που μπορεί να παράγει ένας αντιστροφέας στην έξοδό του μεγαλώνει, τόσο ο συντελεστής ολικής αρμονικής παραμόρφωσης THD μικραίνει και γίνεται θεωρητικά μηδέν όταν ο αριθμός των επιπέδων γίνει άπειρος. Επιπλέον, οι αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων μπορούν να χειριστούν τάσεις αρκετά μεγαλύτερες από ότι μπορούν αυτοί των δύο ή τριών επιπέδων, αποφεύγοντας με τον τρόπο αυτό την εν σειρά σύνδεση ημιαγωγικών διακοπών, που διαφορετικά θα απαιτούνταν για τους λόγους που εξηγήθηκαν στο κεφάλαιο 6. Ένα ακόμα πλεονέκτημα των αντιστροφέων αυτών είναι ότι συμβάλουν στην μείωση των απωλειών ισχύος. Από την άλλη οι αντιστροφείς αυτοί έχουν το μειονέκτημα ότι απαιτούν μεγαλύτερο αριθμό ημιαγωγικών στοιχείων και επομένως αυξάνεται αρκετά το κόστος τους, αλλά και η δυσκολία στην κατασκευή του κυκλώματος οδήγησης. Επιπλέον στους αντιστροφείς εκείνους που για να δημιουργήσουν τα διάφορα επίπεδα τάσης χρησιμοποιούν πολλαπλούς πυκνωτές ίδια ονομαστικής τιμής, προκύπτει πρόβλημα στην ισοκατανομή της τάσης, εξαιτίας των διαφορών που παρουσιάζουν οι πυκνωτές αυτοί στην πράξη, λόγω των κατασκευαστικών ανοχών.

Στην παράγραφο αυτή θα παρουσιαστούν οι εξής δύο τριφασικοί πολυεπίπεδοι αντιστροφείς που χρησιμοποιούν πυκνωτές για την δημιουργία επιπέδων τάσης:

- Πολυεπίπεδος Αντιστροφέας με σύνδεση διόδων (Diode-Clamped Multilevel Inverter)
- Πολυεπίπεδος Αντιστροφέας με πυραμιδωτή σύνδεση πυκνωτών (Flying-Capacitor Multilevel Inverter)

7.3.1. Αντιστροφέας Πολλαπλών Επιπέδων με σύνδεση διόδων (Diode-Clamped Multilevel Inverter)

Ο αντιστροφέας αυτός χρησιμοποιεί πυκνωτές συνδεδεμένους εν σειρά, ώστε να καταμερίσει την τάση εισόδου του μετατροπέα και να δημιουργήσει ένα επίπεδο τάσεων. Για να παραχθούν m επίπεδα τάσης στην φασική τάση εξόδου του μετατροπέα χρειάζονται $m - 1$ πυκνωτές συνδεδεμένοι στην είσοδο του αντιστροφέα. Στο σχήμα 7.9 παρουσιάζεται ένας τριφασικός αντιστροφέας πέντε επιπέδων με σύνδεση διόδων.



Σχ. 7.9: Τριφασικός αντιστροφέας πέντε επιπέδων με σύνδεση διόδων.

Οι πυκνωτές καταμερίζουν την τάση εισόδου σε τέσσερα ίσα μέρη, οπότε στα άκρα κάθε πυκνωτή θα επικρατεί τάση $V/4$. Ορίζουμε το σημείο 0 ως τον κόμβο αναφοράς των τάσεων και υπολογίζουμε την τάση v_{A0} ανάλογα με την κατάσταση των διακοπών. Ο πίνακας 7.1 δείχνει τις διάφορες καταστάσεις.

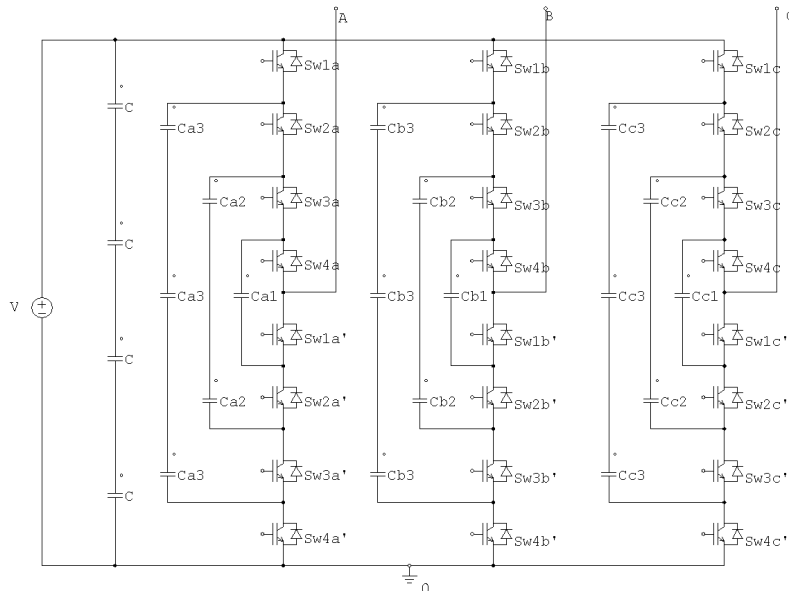
Πίνακας 7.1: Τάση Εξόδου v_{A0} .

Τάση v_{A0}	Κατάσταση Ημιαγωγικών Διακοπών							
	S_{W1a}	S_{W2a}	S_{W3a}	S_{W4a}	$S_{W1a'}$	$S_{W2a'}$	$S_{W3a'}$	$S_{W4a'}$
$V_5 = V$	1	1	1	1	0	0	0	0
$V_4 = 3V/4$	0	1	1	1	1	0	0	0
$V_3 = V/2$	0	0	1	1	1	1	0	0
$V_2 = V/4$	0	0	0	1	1	1	1	0
$V_1 = 0$	0	0	0	0	1	1	1	1

Στον πίνακα 7.1 με 1 συμβολίζουμε ότι ο διακόπτης είναι κλειστός (άγει) και με 0 ότι είναι ανοιχτός (δεν άγει). Επίσης παρατηρούμε ότι στους διακόπτες π.χ. S_{W1a} και $S_{W1a'}$ εφαρμόζονται συμπληρωματικοί παλμοί.

7.3.2. Αντιστροφέας Πολλαπλών Επιπέδων με πυραμιδωτή σύνδεση πυκνωτών (Flying-Capacitor Multilevel Inverter)

Ένας τέτοιος αντιστροφέας φαίνεται στο σχήμα 7.10, όπου φαίνεται ότι χρησιμοποιούνται κλιμακωτά, σαν μια διάταξη πυραμίδας, πυκνωτές. Η τάση στην κάθε σειρά πυκνωτών διαφέρει από εκείνη της επόμενης σειράς. Για να πάρουμε m επίπεδα τάσης στην έξοδο, θα πρέπει να συνδεθούν στην είσοδο του αντιστροφέα $m - 1$ πυκνωτές.



Σχ. 7.10: Τριφασικός αντιστροφέας πέντε επιπέδων με σύνδεση πυκνωτών.

Στον πίνακα 7.2 φαίνεται ένας πιθανός συνδυασμός τάσεων εξόδου και καταστάσεων διακοπτικών στοιχείων. Ο συνδυασμός αυτός δεν είναι μοναδικός. Αυτό δίνει μεγαλύτερο βαθμό ευελιξίας σε σχέση με τον αντιστροφέα που χρησιμοποιεί συνδεδεμένες διόδους.

Πίνακας 7.2: Τάση Εξόδου v_{A0} .

Τάση v_{A0}	Κατάσταση Ημιαγωγικών Διακοπών							
	S_{W1a}	S_{W2a}	S_{W3a}	S_{W4a}	$S_{W1a'}$	$S_{W2a'}$	$S_{W3a'}$	$S_{W4a'}$
$V_5 = V$	1	1	1	1	0	0	0	0
$V_4 = 3V/4$	1	1	1	0	1	0	0	0
$V_3 = V/2$	1	1	0	0	1	1	0	0
$V_2 = V/4$	1	0	0	0	1	1	1	0
$V_1 = 0$	0	0	0	0	1	1	1	1

Κεφάλαιο 8

Συμπεράσματα

Οι ανανεώσιμες πηγές ενέργειας θα χρησιμοποιούνται όλο και περισσότερο στο μέλλον, όχι μόνο για οικονομικούς λόγους αλλά και για λόγους οικολογικούς. Τα αιολικά πάρκα με τις ανεμογεννήτριες εκμεταλλεύονται την ήπια, ανανεώσιμη και φθηνή ενέργεια του ανέμου και μπορούν να συνεισφέρουν σε ένα ικανοποιητικό ποσοστό στην συνολική παραγωγή της ηλεκτρικής ενέργειας.

Η διασύνδεση μεταξύ αιολικών πάρκων και δικτύου θα πρέπει να γίνει τηρώντας προδιαγραφές. Η χρήση ηλεκτρονικών ισχύος κρίνεται απαραίτητη για την βελτίωση των χαρακτηριστικών της τάσης και της συχνότητας στο σημείο σύνδεσης αιολικών πάρκων και δικτύου. Η μεταφορά της ενέργειας από το αιολικό πάρκο μέχρι το σημείο κοινής σύνδεσης μπορεί να γίνει με συνεχή τάση υψηλής τιμής, το δε κόστος αυτής αναμένεται στο μέλλον να μειωθεί σημαντικά με την πτώση του κόστους των ημιαγωγικών στοιχείων μεγάλης ισχύος.

Για την προσαρμογή του επιπέδου της συνεχούς τάσης σε διάφορα επίπεδα μπορούν να χρησιμοποιηθούν οι ηλεκτρονικοί μετασχηματιστές, από τους οποίους ο μετατροπέας ανύψωσης και πλήρους γέφυρας με μετασχηματιστή υψηλής συχνότητας είναι οι πιο συχνοί. Μάλιστα ο μετατροπέας πλήρους γέφυρας φαίνεται να υπερτερεί του πρώτου, όταν οι λόγοι μετασχηματισμού της τάσης είναι πάνω από 3. Επιπλέον με την χρησιμοποίηση συστημάτων αυτομάτου ελέγχου μπορεί να διατηρηθεί η τάση εξόδου σταθερή ακόμα και όταν μεταβάλλεται η τάση στην είσοδο, γεγονός που συμβαίνει με τις ανεμογεννήτριες λόγω του στατιστικού χαρακτήρα του ανέμου. Επίσης η χρησιμοποίηση αμφίδρομων μετατροπέων επιτρέπει την ροή αέργου ισχύος προς τις ασύγχρονες γεννήτριες από το δίκτυο.

Για την κατασκευή μετατροπέων που να μπορούν να χειρίζονται μεγάλες τάσεις μπορούν να συνδεθούν σε σειρά επιμέρους μετατροπείς χρησιμοποιώντας κυκλώματα με καταμερισμό τάσης, ενώ για τον χειρισμό ρευμάτων μεγάλης έντασης μπορούν να συνδεθούν παράλληλα μετατροπείς με έλεγχο της κατανομής του ρεύματος. Τροποποιήσεις στις τοπολογίες των μετατροπέων, όπως με την κοινή σύζευξη των πηνίων τους, μπορούν να δώσουν λύση στο πρόβλημα του ισοκαταμερισμού ρεύματος, χωρίς να οδηγούν στην κατασκευή πολύπλοκων κυκλωμάτων.

Για την μετατροπή της συνεχούς τάσης σε εναλλασσόμενη χρησιμοποιούνται αντιστροφείς. Οι αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων προσφέρουν καλύτερα χαρακτηριστικά, όπως μικρότερο συντελεστή ολικής αρμονικής παραμόρφωσης THD, ενώ

το κόστος τους αναμένεται να μειωθεί σημαντικά στο μέλλον. Για τον έλεγχο των παλμών οδήγησης μπορούν να χρησιμοποιηθούν διάφορες τεχνικές, μία από τις οποίες είναι η ημιτονοειδής διαμόρφωση του εύρους των παλμών (SPWM).

Περαιτέρω συμπλήρωση και επέκταση της εργασίας αυτής θα μπορούσε να περιλαμβάνει την μελέτη των μετατροπέων σε κατάσταση κλειστού βρόχου με ανάδραση και την μελέτη των απαραίτητων συστημάτων αυτομάτου ελέγχου. Επίσης την ανάπτυξη πιο σύνθετων τεχνικών στην οδήγηση των ημιαγωγικών διακοπών τους. Για τους αντιστροφείς θα μπορούσε να γίνει μελέτη πάνω στις πολυεπίπεδες τοπολογίες, να προταθούν τρόποι ελέγχου των παλμών έναυσης των διακοπτικών στοιχείων και να μελετηθεί το σύστημα φίλτρου που πρέπει να τοποθετηθεί στην έξοδο κάθε αντιστροφέα, ώστε να περιοριστούν στο ελάχιστο οι ανεπιθύμητες ανώτερες αρμονικές.

Βιβλιογραφία

- [1] Σ.Ν. Μανιάς, «Ηλεκτρονικά Ισχύος», Εκδόσεις Συμμεών, Αθήνα 2000.
- [2] Σ.Ν. Μανιάς, «Ανώτερα Κεφάλαια Ηλεκτρονικών Ισχύος», Συνέκδοση Παπασωτηρίου – Ε.Π.Ι.Σ.Ε.Υ./Ε.Μ.Π., Αθήνα 1997.
- [3] Γ. Μπεργελές, «Ανεμοκινητήρες» Εκδόσεις Συμμεών, Αθήνα.
- [4] N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robbins, “Power electronics Converters, Applications and Design, Wiley, 1995.
- [5] Μ.Π. Παπαδόπουλος, «Παραγωγή Ηλεκτρικής Ενέργειας από Ανανεώσιμες Πηγές», Αθήνα 1997.
- [6] R.W. Erickson, “Fundamentals of Power Electronics”, Kluwer Academic Publishers, 1997.
- [7] S.N. Manias, “Voltage Source Converters for DC Grid Wind Farm Applications”, IEEE PESC-03 ,Tutorial Presentation, June 2003.
- [8] O. Martander, “DC Grids for Wind Farms”, Thesis for the Degree of Licentiate of Engineering, Department of Electric Power Engineering, Chalmers University of Technology, Goteborg, Sweden 2002.
- [9] O. Martander, J. Svensson, “DC/DC Converter Topologies for Wind Farms with DC-Grid”.
- [10] K.J.P. Macken, J.J.L. Driesen, R.J.M. Belmans, “Comparison of a Step-up Converter and an Electronic DC Transformer with Respect to Component Stress”, European Power Electronics 2001 – Graz.
- [11] J. Morren, M. Pavlovsky, S.W.H. de Haan, J.A. Ferreira, “DC-DC Conversion for Offshore Windfarms, European Power Electronics 2001 – Graz.
- [12] E. Rogers, “Understanding Buck-Boost Power Stages in Switch Mode Power Supplies”, Application Report, TI Literature Number SLUA059A - March 1999 – Revised November 2002, Texas Instruments.
- [13] E. Rogers, “Understanding Boost Power Stages in Switchmode Power Supplies”, Application Report, TI Literature Number SLVA061, March 1999, Texas Instruments.
- [14] P-W. Lee, Y-S. Lee, D. K. W. Cheng, X-C liu, “Steady-State Analysis of an Interleaved Boost Converter with Coupled Inductors”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 47, No. 4, August 2000, pp. 787-795.