



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΗΛΕΚΤΙΚΩΝ ΒΙΟΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ & ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ
ΑΠΟΦΑΣΕΩΝ

ΣΥΣΤΗΜΑ ΑΝΕΜΟΓΕΝΗΤΡΙΑΣ ΓΙΑ ΠΑΡΑΓΩΓΗ ΣΤΑΘΕΡΗΣ ΤΑΣΗΣ ΚΑΙ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΕΥΑΔ ΥΑCOUB ALQSISS
Α.Μ.: 03110630

Επιβλέπων : Μαρία-Παρασκευή Ιωαννίδου - Καθηγήτρια

Αθήνα, ,Νοέμβρης, 2



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΗΛΕΚΤΙΚΩΝ ΒΙΟΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ & ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ
ΑΠΟΦΑΣΕΩΝ

ΣΥΣΤΗΜΑ ΑΝΕΜΟΓΕΝΗΤΡΙΑΣ ΓΙΑ ΠΑΡΑΓΩΓΗ ΣΤΑΘΕΡΗΣ ΤΑΣΗΣ ΚΑΙ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΕΥΑΔ ΥΑCOUB ALQSISS
Α.Μ.: 03110630

Επιβλέπων : Μαρία-Παρασκευή Ιωαννίδου – Καθηγήτρια

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή :

.....
Μ.Ιωαννίδου
Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

.....
Π.Τσαραμπάρης
Λέκτορας Ε.Μ.Π.

.....
Ν.Θεοδώρου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Αθήνα, ,Νοέμβρης,

.....

EYAD YACOUB ALQSISS - 03110630

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

Copyright © EYAD YACOUB ALQSISS , 2016

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα.

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

Περίληψη

Αρχικά παρουσιάζονται τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα της χρήσης ανεμογεννητριών για την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας και αναλύεται ο τρόπος με τον οποίο η αιολική ενέργεια μετατρέπεται σε ηλεκτρική. Επιπλέον, γίνεται μια σύντομη αναφορά στους τύπους των ανεμογεννητριών, καθώς και στους τρόπους λειτουργίας τους ως προς τη διασύνδεση με το δίκτυο.

Στη συνέχεια γίνεται θεωρητική ανάλυση για κάθε βαθμίδα του συνολικού συστήματος. Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στη λειτουργία του τριφασικού αντιστροφέα και στην τεχνική παλμοδότησής του που ονομάζεται Ημιτονοειδής Διαμόρφωση του Εύρους των Παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation - SPWM). Επίσης, εξάγονται σχέσεις βάσει των οποίων είναι δυνατό να παραμετροποιηθεί ο τριφασικός μετασχηματιστής με μεγάλη επαγωγή μαγνήτισης που έπεται του τριφασικού αντιστροφέα.

Λέξεις Κλειδιά : ANEMOGENHTPIAS , AIOΛIKH ENEPΓEIA , TYΠOΙ ANEMOΓENNHHTPIΩN .

Summary

Initially are presented the advantages and disadvantages of use of wind generators for the production of electric energy and is analyzed the way with which the wind power is changed in electric. Moreover, becomes a short report in the types of wind generators, as well as in their ways of operation as for the interconnection with the network.

Then becomes theoretical analysis for each rung of total system. Particular accent is given in his operation three phase antistrophe and in technical palmotisis that is named (Sinusoidal Pulse Width Modulation - SPWM). Also, are exported relations base which it is possible to customized the three phase transformer with big induction of magnetization that follows three phase antistrophe.

Keywords : air wind generators , air wind turbines , air wind system .

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Στο κεφάλαιο 1 γίνεται αναφορά στο ενεργειακό πρόβλημα και αναλύονται τα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα της χρήσης ανεμογεννητριών. Επίσης, περιγράφονται διάφοροι τύποι ανεμογεννητριών και δίνονται οι σχέσεις μετατροπής της αιολικής ενέργειας σε ηλεκτρική.

Στο κεφάλαιο 2 γίνεται θεωρητική ανάλυση κάθε βαθμίδας του ολικού συστήματος. Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στη λειτουργία του τριφασικού αντιστροφέα παλμοδοτούμενου με την τεχνική της Ημιτονοειδούς Διαμόρφωσης του Εύρους των Παλμών (sPWM) και προτείνεται ένας νέος και άμεσος έλεγχος κλειστού βρόχου για την παρεχόμενη ισχύ στο δίκτυο. Επιπλέον, εξάγονται σχέσεις για την παραμετροποίηση του τριφασικού μετασχηματιστή.

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

1. Η ΑΙΟΛΙΚΗ ΕΝΕΡΓΕΙΑ	10
1.1. ΤΟ ΕΝΕΡΓΕΙΑΚΟ ΠΡΟΒΛΗΜΑ-ΣΥΜΒΑΤΙΚΕΣ ΚΑΙ ΕΝΑΛΛΑΚΤΙΚΕΣ ΜΟΡΦΕΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ	10
1.2. Η ΑΙΟΛΙΚΗ ΕΝΕΡΓΕΙΑ.....	13
1.3. ΜΕΤΑΤΡΟΠΗ ΑΙΟΛΙΚΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ ΣΕ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗ.....	15
1.3.1.ΑΣΚΟΥΜΕΝΕΣ ΔΥΝΑΜΕΙΣ ΣΕ ΑΝΕΜΟΓΕΝΝΗΤΡΙΑ-ΘΕΩΡΙΑ ΠΤΕΡΥΓΙΩΝ ΡΟΤΟΡΑ.....	16
1.3.2.ΘΕΩΡΙΑ ΕΝΕΡΓΟΠΟΙΗΤΗ ΔΙΣΚΟΥ (Actuator Disk Theory)	17
1.4. ΤΥΠΟΙ ΑΝΕΜΟΓΕΝΝΗΤΡΙΩΝ	21
1.4.1.ΑΝΕΜΟΓΕΝΝΗΤΡΙΕΣ ΚΑΤΑΚΟΡΥΦΟΥ ΑΞΟΝΑ.....	22
1.4.2.ΑΝΕΜΟΓΕΝΝΗΤΡΙΕΣ ΟΡΙΖΟΝΤΙΟΥ ΑΞΟΝΑ.....	23
1.5. ΜΕΘΟΔΟΙ ΡΥΘΜΙΣΗΣ ΜΗΧΑΝΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ ΑΝΕΜΟΚΙΝΗΤΗΡΑ.....	24
1.6. ΜΕΘΟΔΟΙ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΗΣ ΑΙΟΛΙΚΗΣ ΣΕ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗ ΕΝΕΡΓΕΙΑ.....	25
1.6.1. ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΣΤΑΘΕΡΩΝ ΣΤΡΟΦΩΝ-ΣΤΑΘΕΡΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ.....	26
1.6.2.ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΜΕΤΑΒΛΗΤΩΝ ΣΤΡΟΦΩΝ-ΣΤΑΘΕΡΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ	28

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

2. ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΟΥ ΥΠΟ ΜΕΛΕΤΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ	31
2.1. ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΟ ΣΥΣΤΗΜΑ ΓΙΑ ΣΥΝΔΕΣΗ ΑΝΕΜΟΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ ΜΕ ΤΟΔΙΚΤΥΟ ΧΑΜΗΛΗΣ ΤΑΣΗΣ	31
2.2. ΣΥΓΧΡΟΝΗ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ-ΑΝΟΡΘΩΤΙΚΗ ΓΕΦΥΡΑ.....	32
2.3. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ DC/DC ΤΥΠΟΥ INTERLEAVED BOOST	36
2.3.1.ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΟΥ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ ΑΝΥΨΩΣΗΣ ΤΑΣΗΣ	37
2.3.2. ΕΛΕΓΧΟΣ ΚΛΕΙΣΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ ΓΙΑ ΤΟ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ INTERLEAVED BOOST	38
2.4. ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΤΑΣΗΣ ΣΕ ΕΝΑΛΛΑΣΣΟΜΕΝΗ (DC/AC-three phase inverter).....	40
2.4.1.ΑΝΑΛΥΣΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ (three phase inverter) ..	41
2.4.2.ΜΕΘΟΔΟΙ ΠΑΛΜΟΔΟΤΗΣΗΣ.....	43
2.4.3.ΕΛΕΓΧΟΣ ΚΛΕΙΣΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ ΓΙΑ ΤΟΝ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ.....	52
2.5. ΚΑΤΩΔΙΑΒΑΤΟ ΦΙΛΤΡΟ LC.....	57
2.6. ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΤΗΣ.....	59
2.6.1.ΕΞΑΓΩΓΗ ΒΑΣΙΚΩΝ ΣΧΕΣΕΩΝ ΓΙΑ ΤΗΝ ΕΠΙΛΟΓΗ ΤΩΝ ΠΑΡΑΜΕΤΡΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΤΟΥ ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΤΗ.....	61
2.7. ΔΙΑΣΤΑΣΙΟΛΟΓΗΣΗ ΤΟΥ ΥΠΟ ΜΕΛΕΤΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ	65

2.7.1.ΣΥΓΧΡΟΝΗ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ-ΑΝΟΡΘΩΤΙΚΗ ΓΕΦΥΡΑ....	65
2.7.2.INTERLEAVED BOOST.....	67
2.7.3.ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ	68
2.7.4.ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΤΗΣ-LC ΦΙΛΤΡΟ	70
2.7.5.ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΜΕΓΕΘΗ ΟΛΙΚΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ	72
<u>ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ</u>	72

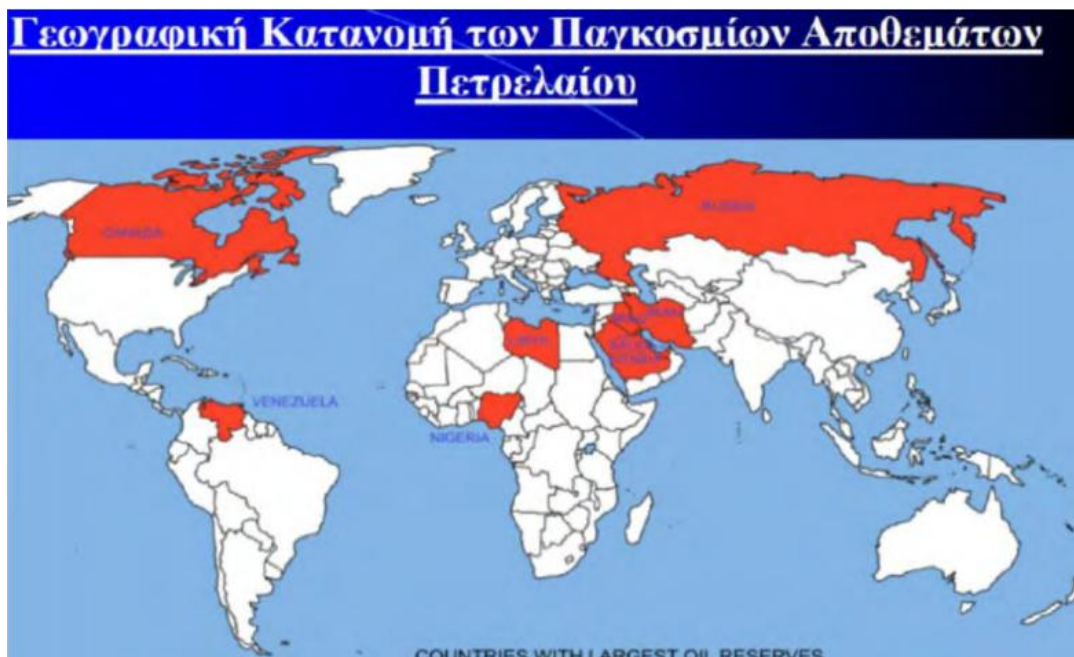
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

1. Η ΑΙΟΛΙΚΗ ΕΝΕΡΓΕΙΑ

1.1. ΤΟ ΕΝΕΡΓΕΙΑΚΟ ΠΡΟΒΛΗΜΑ-ΣΥΜΒΑΤΙΚΕΣ ΚΑΙ ΕΝΑΛΛΑΚΤΙΚΕΣ ΜΟΡΦΕΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ

Η αλματώδης ανάπτυξη του πολιτισμού, η εξέλιξη της τεχνολογίας, η πληθυσμιακή αύξηση και η απαίτηση για κάλυψη ολοένα και περισσότερων αναγκών έχει οδηγήσει τις τελευταίες δεκαετίες σε μια ακόρεστη ζήτηση ενέργειας. Τίθεται, λοιπόν, ένα βασικό πρόβλημα, το επονομαζόμενο ως ενεργειακό, το πώς θα καλυφθεί αυτή η ζήτηση ενέργειας.

Βασική συνιστώσα των ενεργειακών πόρων αποτελούν τα ορυκτά καύσιμα και τα πετρελαιοειδή. Τα αποθέματα των ορυκτών καυσίμων (Σχήμα 1.1) χρειάστηκαν εκατομμύρια χρόνια για να σχηματιστούν από απολιθώματα κάτω από πολύ υψηλές θερμοκρασίες και πιέσεις στο εσωτερικό της γης, συνεπώς η ποσότητά τους δεν είναι ανεξάντλητη και ο φυσικός ρυθμός παραγωγής τους είναι εξαιρετικά βραδύς. Ωστόσο, η εξόρυξη και εκμετάλλευσή τους έγινε και συνεχίζει να γίνεται αλόγιστα στο βωμό του οικονομικού κέρδους. Παράλληλα, επειδή είναι συγκεντρωμένα σε συγκεκριμένες περιοχές του πλανήτη, δημιουργούν αφενός καταστάσεις ενεργειακής ομηρίας για τις χώρες που δε διαθέτουν κοιτάσματα και αφετέρου γίνονται αφορμή και πρόσχημα για εξυπηρέτηση επεκτατικών βλέψεων (πολεμικές συγκρούσεις σε Ιράν, Ιράκ, Κουβέιτ κτλ.).



Σχήμα 1.1: Παγκόσμιος χάρτης αποθεμάτων πετρελαίου [1]

Επιπρόσθετα, η καύση του πετρελαίου, των παραγώγων του αλλά και των γαιανθράκων (λιγνίτης, λιθάνθρακας) απελευθερώνει στην ατμόσφαιρα αέρια, όπως οξείδια του αζώτου, του θείου, υδρογονάνθρακες κτλ., τα οποία δημιουργούν μια σειρά προβλημάτων. Επιτρέπουν την προσπίπτουσα ηλιακή ακτινοβολία στη γη, αλλά εμποδίζουν την ανακλώμενη να διαφύγει έξω από την ατμόσφαιρα, με αποτέλεσμα την υπερθέρμανση του πλανήτη (φαινόμενο θερμοκηπίου) και ως φυσικό επακόλουθο το λιώσιμο των πάγων, την άνοδο της στάθμης των ωκεανών και την εξαφάνιση πολλών ειδών της πανίδας, αλλά και ολόκληρων κατοικημένων περιοχών. Υποβαθμίζουν την ποιότητα ζωής καθώς δημιουργούν αναπνευστικά και τοξικολογικά προβλήματα, ενώ αυξάνονται οι πιθανότητες εμφάνισης καρκίνου του δέρματος λόγω της τρύπας του όζοντος αλλά και δηλητηριάσεων λόγω της όξινης βροχής που καταλήγει στον υδροφόρο ορίζοντα [1].

Λόγω, λοιπόν, των πεπερασμένων αποθεμάτων των ορυκτών καυσίμων, των δυσμενών περιβαλλοντικών επιπτώσεων αλλά και της αρκετά ώριμης πλέον τεχνογνωσίας, η ανθρωπότητα στρέφεται σε εναλλακτικές λύσεις, όπως είναι οι ανανεώσιμες πηγές ενέργειας (αιολική, ηλιακή κτλ.). Η χρήση και μετατροπή αυτών των μορφών ενέργειας δεν είναι κάτι καινούριο. Ήδη, από την αρχαιότητα, ιστιοφόρα πλοία εκμεταλλευόμενα την αιολική ενέργεια, έκαναν ταξίδια, εμπορικές και εξερευνητικές αποστολές, ενώ ανεμόμυλοι (Σχήμα 1.2) που χρησιμοποιούνταν ειδικότερα στα νησιά του Αιγαίου, όπου οι άνεμοι είναι μεγαλύτερης έντασης και συχνότητας, βοηθούσαν στη σύνθλιψη του σιταριού για την παραγωγή αλευριού ή στην εξαγωγή νερού από πηγάδια.



Σχήμα 1.2: Ανεμόμυλοι στο νησί της Μυκόνου

1.2. Η ΑΙΟΛΙΚΗ ΕΝΕΡΓΕΙΑ

Ο νόμος της διάχυσης του Fick ορίζει πως όταν δύο περιοχές έχουν άνιση ποσότητα σωματιδίων, τότε προκαλείται μια κίνηση μεταξύ αυτών και μάλιστα με ταχύτητα μεταβολής ανάλογη της διαφοράς της ποσότητας των σωματιδίων, ώστε σε κατάσταση ισορροπίας οι δύο περιοχές να περιέχουν τον ίδιο αριθμό [2]. Παρόμοιο φαινόμενο εξελίσσεται στην ατμόσφαιρα, όταν ανόμοιες θερμοκρασιακά αέριες μάζες αρχίζουν να κινούνται, ώστε να αποκτήσουν ίδια θερμοκρασία. Η κίνηση αυτή δημιουργεί τον άνεμο και η ενέργεια αυτή ονομάζεται αιολική. Εμμέσως πλην σαφώς, λοιπόν, υπεύθυνος για τη δημιουργία του ανέμου, είναι ο ήλιος που θερμαίνει την ατμόσφαιρα [3].

Η αιολική ενέργεια βρίσκεται ξανά στο προσκήνιο τα τελευταία χρόνια με την κατασκευή και χρήση ανεμογεννητριών που μετατρέπουν την κινητική ενέργεια του ανέμου σε ηλεκτρική. Αιολικά πάρκα καλύπτουν κατά ένα μεγάλο ποσοστό τη ζήτηση ενέργειας σε νησιά και στην ξηρά. Μεμονωμένες ανεμογεννήτριες μπορεί να αποτελούν κομμάτι ενός μικροδικτύου που περιλαμβάνει, εκτός της ανεμογεννήτριας, φωτοβολταϊκή συστοιχία, νηξελογεννήτρια και μπαταρίες και μπορεί είτε να λειτουργεί αυτόνομα είτε να συνδέεται σε ένα μεγαλύτερο δίκτυο, όπου πουλά την περίσσεια ενέργειας που παράγει ή αγοράζει ενέργεια, όταν καμία πηγή μόνη της ή σε συνδυασμό με τις άλλες, δεν είναι ικανή να καλύψει την απαιτούμενη ενεργειακή ανάγκη.

Η Ελλάδα προσφέρεται ιδιαίτερα για την αξιοποίηση της αιολικής ενέργειας, καθώς διαθέτει το δεύτερο καλύτερο αιολικό δυναμικό στην Ευρώπη, μετά το Ηνωμένο Βασίλειο. Το τεχνικά εκμεταλλεύσιμο αιολικό δυναμικό της Ελλάδας ανέρχεται σε 44 TWh/ έτος και υπερκαλύπτει τη συνολική κατανάλωση ηλεκτρικής ενέργειας στη χώρα που είναι 41 TWh/έτος. Το αιολικό πάρκο του Παναχαϊκού (Σχήματα 1.3, 1.4) είναι το μεγαλύτερο στην Ελλάδα με 41 ανεμογεννήτριες εγκατεστημένες στην κορυφογραμμή του όρους και υπολογίζεται ότι παρέχει κάθε χρόνο 90.000 MW για να καλύπτει τις ανάγκες 25.000 περίπου σπιτιών της περιοχής της Πάτρας (5- 7% των αναγκών της πόλης σε ηλεκτρικό ρεύμα) [4]



Σχήμα 1.3: Πανοραμική άποψη του αιολικού πάρκου στο Παναχαϊκό όρος [4]



Σχήμα 1.4: Ανεμογεννήτριες στο Παναχαϊκό όρος [5]

Τα κυριότερα πλεονεκτήματα της αιολικής ενέργειας και της χρήσης ανεμογεννητριών είναι τα εξής:

- ✓ Είναι άφθονη και ανεξάντλητη.
- ✓ Αντικαθιστά ιδιαίτερα ρυπογόνους πόρους ενέργειας, όπως το κάρβουνο και το πετρέλαιο.
- ✓ Εξαλείφει την εξάρτηση και την οικονομική αφαίμαξη για τα εισαγόμενα καύσιμα από άλλες χώρες.
- ✓ Είναι γεωγραφικά διεσπαρμένη και οδηγεί στην αποκέντρωση του ενεργειακού συστήματος, ελαφραίνοντας τα συστήματα υποδομής και μειώνοντας τις απώλειες μεταφοράς στο ηλεκτρικό δίκτυο, συνεπώς το κόστος.
- ✓ Έχει χαμηλό λειτουργικό κόστος, σχεδόν ανεξάρτητο από τις διακυμάνσεις της διεθνούς οικονομίας και της τιμής των συμβατικών καυσίμων.
- ✓ Είναι απολύτως καθαρή μορφή ενέργειας, αφού η μετατροπή της σε ηλεκτρική δε συνοδεύεται από έκλυση επιβλαβών αερίων προς την ατμόσφαιρα.
- ✓ Πολλά από τα υλικά της ανεμογεννήτριας μπορούν να ανακυκλωθούν ή να χρησιμοποιηθούν σε άλλες εφαρμογές, όπως τα πτερύγια της έλικας που ενσωματώνονται στην κατασκευή πεζοδρομίων μετά την αποσυναρμολόγηση της ανεμογεννήτριας.

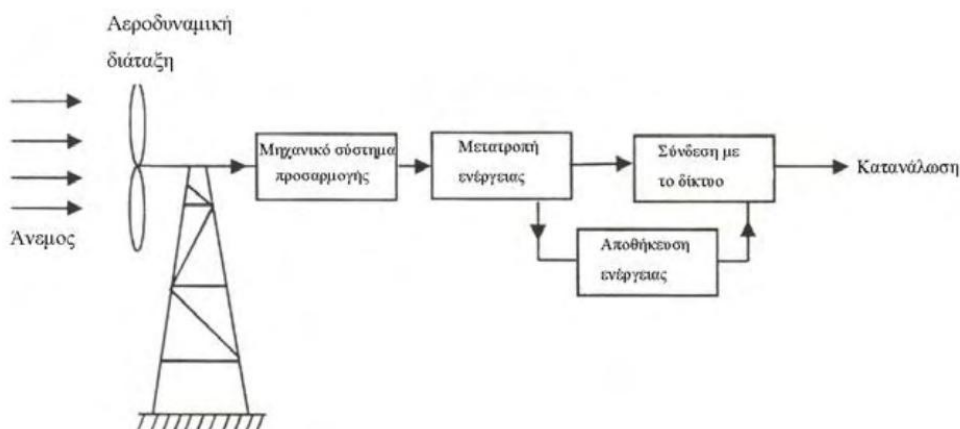
Η αιολική ενέργεια και η μετατροπή της από ανεμογεννήτριες χαρακτηρίζεται όμως και από μειονεκτήματα, μερικά από τα οποία είναι τα ακόλουθα:

- ✓ Δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν κύρια πηγή ενέργειας, παρά μόνο σαν εφεδρική, καθώς η αδυναμία πρόβλεψης της ταχύτητας και της διεύθυνσης του ανέμου δε δίνει τη δυνατότητα να παράγεται όση ενέργεια ζητείται ανά πάσα στιγμή από την αγορά.
- ✓ Δεν είναι εκμεταλλεύσιμη στο σύνολό της, καθώς αεροδυναμικοί περιορισμοί, μηχανικές τριβές και απώλειες επιτρέπουν μόνο ένα μέρος να μετατραπεί σε ωφέλιμη ενέργεια.
- ✓ Το κόστος επένδυσης ανά μονάδα εγκατεστημένης ισχύος είναι μεγαλύτερο σε σύγκριση με τις σημερινές τιμές των συμβατικών καυσίμων.
- ✓ Έχει διαπιστωθεί ότι ο θόρυβος που παράγουν κατά τη λειτουργία τους είναι υπεύθυνος για τη μείωση της αναπαραγωγής ορισμένων ζώων που ζουν στην περιοχή εγκατάστασης, ενώ αποτελούν οπτική ρύπανση.

- ✓ Στα αυτόνομα συστήματα είναι απαραίτητη η ύπαρξη μονάδων αποθήκευσης για το συντονισμό παραγωγής-ζήτησης ενέργειας ενώ στα διασυνδεδεμένα απομακρυσμένα συστήματα, λόγω απουσίας ανθρώπινου δυναμικού, είναι απαραίτητη η λειτουργία πληθώρας κυκλωμάτων αυτοματισμού για ζεύξη-απόζευξη των μηχανών σε μεταβατικά φαινόμενα που αυτές προκαλούν, ρύθμιση του μέτρου, της φάσης και της συχνότητας της τάσης που παράγουν καθώς και έλεγχο ενεργού και αέργου ισχύος που εγχέουν στο δίκτυο.

1.3. ΜΕΤΑΤΡΟΠΗ ΑΙΟΛΙΚΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ ΣΕ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗ

Σκοπός ενός αιολικού συστήματος είναι η μετατροπή της αιολικής ενέργειας σε κινητική και κατόπιν σε ηλεκτρική. Στο σχήμα που ακολουθεί, φαίνεται η πορεία που ακολουθείται, ώστε να επιτευχθεί ο σκοπός αυτός [6].



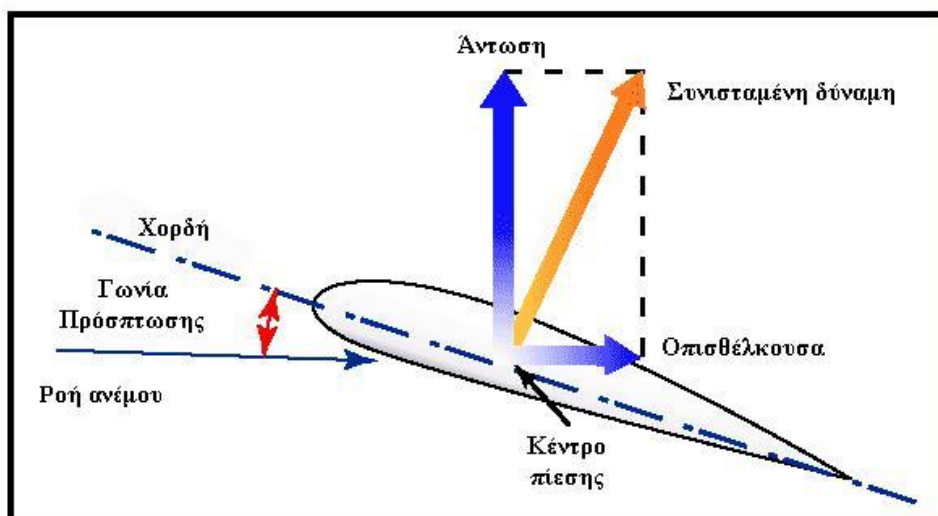
Σχήμα 1.5: Γενική δομή μετατροπής της αιολικής ενέργειας σε ηλεκτρική

Καθώς ο άνεμος προσπίπτει στα πτερύγια της αεροδυναμικής διάταξης, δημιουργούνται ζεύγη δυνάμεων που τείνουν να περιστρέψουν την έλικα. Η περιστροφή αυτή μεταφράζεται σε μηχανικό έργο μέσω του άξονα ενός ανεμοκινητήρα, ο οποίος με μηχανικό σύστημα προσαρμογής (συμπλέκτης) είναι συνδεδεμένος με τον άξονα μιας ηλεκτρογεννήτριας. Η παραγόμενη ηλεκτρική ενέργεια από τη γεννήτρια μπορεί είτε να εγχυθεί στο δίκτυο είτε να αποθηκευθεί σε κάποια μονάδα αποθήκευσης, όπως μπαταρίες ή υπερπυκνωτές, όταν υπάρχει ασυμφωνία μεταξύ ζήτησης και παραγωγής. Η αποθηκευμένη ενέργεια καλύπτει το ενεργειακό έλλειμμα, όταν η ανεμογεννήτρια αδυνατεί να παράγει το απαιτούμενο ποσό ενέργειας, λόγω πτώσης της έντασης του ανέμου κάτω από ένα συγκεκριμένο επίπεδο (κατώφλι έναρξης λειτουργίας της ανεμογεννήτριας).

Υπάρχουν διάφορες θεωρίες για το πώς τα πτερύγια και ο πυλώνας αλληλεπιδρούν με τη ροή του ανέμου, όπως η Θεωρία Ενεργοποιητή Δίσκου, η Θεωρία Περιστρεφόμενου Δίσκου, η Θεωρία Πτερυγίων Ρότορα και πολλές άλλες [7].

1.3.1 ΑΣΚΟΥΜΕΝΕΣ ΔΥΝΑΜΕΙΣ ΣΕ ΑΝΕΜΟΓΕΝΝΗΤΡΙΑ-ΘΕΩΡΙΑ ΠΤΕΡΥΓΙΩΝ ΡΟΤΟΡΑ

Η ολική αεροδυναμική αντίδραση αναλύεται σε δύο συνιστώσες. Η μία καλείται άντωση (lift force) και είναι κάθετη στη ροή του αέρα, ενώ η άλλη καλείται οπισθέλκουσα (drag force) και είναι παράλληλη στη ροή του αέρα (Σχήμα 1.6). Οι δυνάμεις άντωσης είναι κατά κύριο λόγο υπεύθυνες για την περιστροφή των πτερυγίων της ανεμογεννήτριας, ενώ παίζουν σημαντικό ρόλο και σε άλλα αεροδυναμικά φαινόμενα, όπως την ανύψωση των αεροσκαφών. Οι δυνάμεις οπισθέλκουσας είναι ουσιαστικά η αντίσταση που εμφανίζει το πτερύγιο στον αέρα που προσπίπτει πάνω του και παίζουν κύριο ρόλο στην καταπόνηση του πυλώνα. Ωστόσο, οι πρώτες ανεμογεννήτριες σε χρήση, όπως οι ανεμόμυλοι, εκμεταλλεύονταν τις δυνάμεις οπισθέλκουσας αντί των δυνάμεων άντωσης. Η άντωση και η οπισθέλκουσα είναι ανάλογες της επιφάνειας του πτερυγίου, διάφορων αεροδυναμικών συντελεστών που εξαρτώνται από τη μορφή του πτερυγίου, της πυκνότητας του αέρα και του τετραγώνου της ταχύτητας του ανέμου. Με τον αεροδυναμικό σχεδιασμό μιας ανεμογεννήτριας επιδιώκεται η μεγιστοποίηση των δυνάμεων άντωσης και η ελαχιστοποίηση των δυνάμεων οπισθέλκουσας [8].



Σχήμα 1.6: Δυνάμεις που αναπτύσσονται στο πτερύγιο της έλικας μιας ανεμογεννήτριας

1.3.2 ΘΕΩΡΙΑ ΕΝΕΡΓΟΠΟΙΗΤΗ ΔΙΣΚΟΥ (Actuator Disk Theory)

Αν θεωρηθεί ο δρομέας του ανεμοκινητήρα σαν ιδανικός δίσκος και γίνουν μια σειρά από παραδοχές, τότε μπορούν να διατυπωθούν οι βασικές αρχές που διέπουν τη μετατροπή της αιολικής ενέργειας σε ηλεκτρική. Οι παραδοχές που γίνονται είναι οι εξής [6]:

- ✓ Ο άνεμος θεωρείται ασυμπίεστο ρευστό και χωρίς τριβές.
- ✓ Η ροή του ανέμου θεωρείται σταθερή και χωρίς συστροφές.
- ✓ Μακριά από το δρομέα η ταχύτητα του ανέμου έχει μόνο οριζόντια συνιστώσα σταθερού μέτρου.

Με βάση τους νόμους της ρευστομηχανικής, η συνολική ενέργεια ενός ρευστού σε κίνηση παραμένει σταθερή. Εάν αυξηθεί η ταχύτητά του, η πίεση ελαττώνεται, ενώ εάν μειωθεί η ταχύτητά του, η πίεση αυξάνεται. Έστω ότι μια στοιχειώδης αέρια μάζα, διατομής S και στατικής πίεσης P πλησιάζει τον ιδανικό δίσκο με ταχύτητα V_1 . Ο δίσκος αφαιρεί ενέργεια από τον αέρα, η στατική πίεση πέφτει και έτσι, όταν ο άνεμος εξέρχεται του δίσκου, η πίεση είναι χαμηλότερη από την ατμοσφαιρική. Η περιοχή αυτή ονομάζεται απόρρευμα (wake).

Αρκετά μακριά από το δίσκο, η στατική πίεση πρέπει να επανέλθει στο ατμοσφαιρικό επίπεδο ώστε να αποκατασταθεί το ισοζύγιο. Η αύξηση της στατικής πίεσης επιτυγχάνεται με αναπόφευκτη περαιτέρω μείωση της ταχύτητας (V_2), δηλαδή μακριά από το δίσκο, θα ισχύει $V_2 < V_1$. Προκειμένου να ισχύει η διατήρηση της μάζας στο ροϊκό σωλήνα, θα πρέπει πίσω από το δίσκο η διατομή να μεγαλώνει. Έτσι, διαμορφώνεται ο ροϊκός σωλήνας που φαίνεται στο σχήμα 1.7, και εφαρμόζοντας την εξίσωση Bernoulli (αρχή διατήρησης της ενέργειας) κατά μήκος των ρευματικών γραμμών πριν και μετά τον ανεμοκινητήρα, θα ισχύει:

(1.1) , (1.2) :

$$P_1 + \frac{1}{2}\rho V_1^2 = P_{01} + \frac{1}{2}\rho V_0^2$$

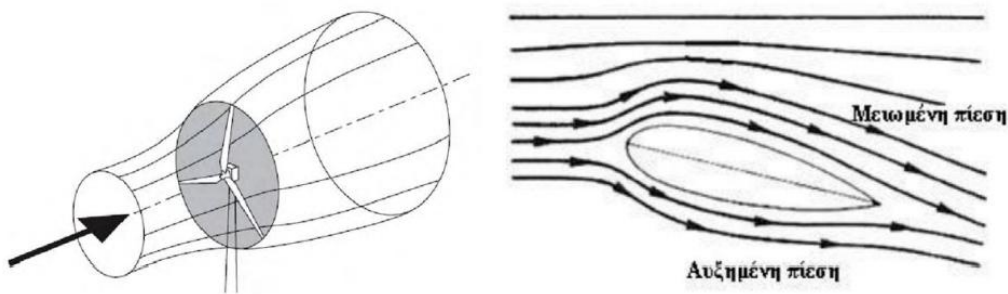
$$P_2 + \frac{1}{2}\rho V_2^2 = P_{02} + \frac{1}{2}\rho V_0^2$$

όπου P_1, P_2 : στατικές πιέσεις αρκετά πριν και μετά το δρομέα

P_{01}, P_{02} : στατικές πιέσεις λίγο πριν και μετά το δρομέα

V_1, V_2, V_0 : ταχύτητες του ανέμου αρκετά πριν, αρκετά μετά και κοντά στο δρομέα αντίστοιχα

ρ : πυκνότητα αέρα.



Σχήμα 1.7: α) Ροϊκός σωλήνας που δημιουργείται στην έλικα μιας ανεμογεννήτριας [7] και β) Εφαρμογή της αρχής Bernoulli στο πτερύγιο μιας ανεμογεννήτριας [8]

Αν A είναι η επιφάνεια που σχηματίζουν τα πτερύγια της έλικας καθώς περιστρέφεται και την οποία διαπερνά κάθετα ο άνεμος, τότε η δύναμη που ασκείται στο δρομέα μπορεί να εκφραστεί από την ασυνέχεια που δημιουργείται στην πίεση πριν και μετά από αυτόν (εξίσωση 1.3), καθώς και από τη μεταβολή της ορμής του αέρα αρκετά πριν και μετά το δρομέα (εξίσωση 1.4):

$$F = A(P_{01} - P_{02})$$

$$F = \rho AV_0(V_1 - V_2)$$

όπου ρAV_0 είναι η μάζα αέρα που περνά από την επιφάνεια A ανά μονάδα χρόνου. Συνεπώς, η ισχύς που δεσμεύεται από τον ανεμοκινητήρα είναι: (1.5)

$$P_{mech} = AV_0(P_{01} - P_{02})$$

Συνδυάζοντας τις εξισώσεις (1.1) ως (1.4), προκύπτει ότι η ταχύτητα του ανέμου V_0 (κοντά στο δρομέα) είναι η μέση τιμή των V_1 , V_2 , δηλαδή: (1.6)

$$V_0 = \frac{1}{2}(V_1 + V_2)$$

και αντικαθιστώντας στη σχέση (1.5): (1.7)

$$P_{mech} = \frac{1}{2}\rho A(V_1 + V_2)(V_1^2 - V_2^2)$$

Ορίζοντας τους συντελεστές a , C_p ως: (1.8)

$$a = \frac{V_1 - V_0}{V_1} \quad \text{και} \quad C_p = 4a(1 - a)^2$$

η (1.7) γίνεται: (1.9)

$$P_{mech} = \frac{1}{2}\rho AC_p V_1^3 = \frac{1}{2}\rho C_p V_1^3 \pi R^2$$

όπου η τελευταία ισότητα προκύπτει αν θεωρηθεί ότι τα πτερύγια της έλικας έχουν ακτίνα R .

Η P_{wind} είναι η ολική ισχύς του ανέμου όταν διαπερνά τα πτερύγια του ανεμοκινητήρα. Ωστόσο, η μηχανική ισχύς P_{mech} που απομαστεύεται από τον ανεμοκινητήρα δεν είναι ίση με την P_{wind} , καθώς όταν τα πτερύγια κινούνται, εκτρέπουν ένα ποσοστό του αέρα με αποτέλεσμα να μην τα διαπερνά, αλλά να τα παρακάμπτει. Έτσι, η P_{mech} είναι μικρότερη της P_{wind} και μάλιστα ανάλογη του συντελεστή C_p που ονομάζεται αεροδυναμικός συντελεστής ισχύος και στην ουσία εκφράζει την απόδοση του ανεμοκινητήρα ή με άλλα λόγια το ποσοστό της ενέργειας που έχει ο άνεμος λίγο πριν τον ανεμοκινητήρα, το οποίο μετατρέπεται σε μηχανικό έργο στο δρομέα. Ο αεροδυναμικός συντελεστής ισχύος είναι χαρακτηριστικό μέγεθος για κάθε ανεμοκινητήρα, αφού εξαρτάται από τα γεωμετρικά χαρακτηριστικά των πτερυγίων της έλικας, τη κλίση β και το λόγο ταχύτητας ακροπτερυγίου λ (tip-speed ratio) που ορίζεται από την εξίσωση: (1.10)

$$\lambda = \frac{\omega R}{V}$$

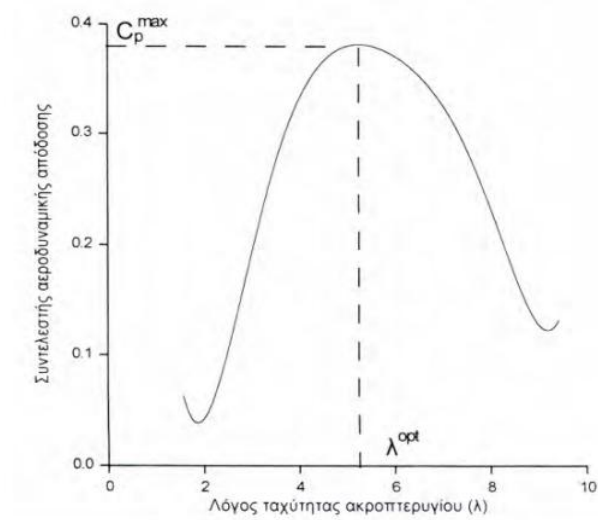
όπου ω : γωνιακή ταχύτητα πτερυγίων

V : μέση τιμή της ταχύτητας του ανέμου στο ύψος του άξονα του δρομέα.

Η παραγωγή του C_p ως προς λ δίνει τη μέγιστη τιμή του που ισούται με:

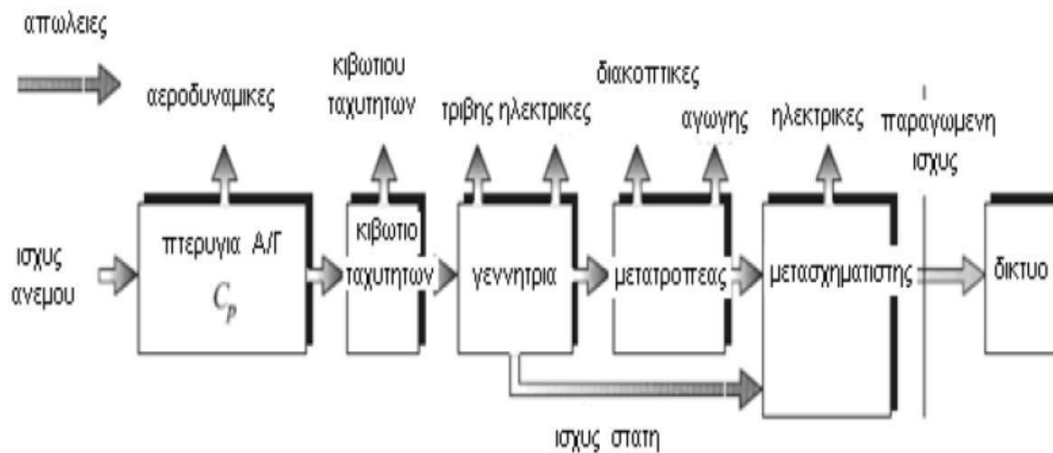
$$C_{pMAX} = \frac{16}{27} \cong 59\%$$

Η μέγιστη αυτή τιμή του C_p καλείται όριο του Betz. Αποτελεί κατά κάποιο τρόπο το μέγιστο βαθμό απόδοσης ενός συστήματος με ιδανική έλικα και είναι ανάλογος με το βαθμό απόδοσης Carnot των θερμοδυναμικών κύκλων. Στο διάγραμμα που ακολουθεί δίνεται μια τυπική καμπύλη του αεροδυναμικού συντελεστή ισχύος C_p συναρτήσει του λόγου ταχύτητας ακροπτερυγίου λ (δηλαδή $C_p = f(\lambda)$), αν θεωρηθεί η κλίση β των πτερυγίων σταθερή. Εύκολα μπορεί να παρατηρηθεί (Σχήμα 1.8) ότι για μια τιμή του λ , τη λ_{opt} , το C_p λαμβάνει μέγιστη τιμή η οποία βεβαίως είναι μικρότερη από το όριο του Betz.



Σχήμα 1.8: Διάγραμμα αεροδυναμικού συντελεστή ισχύος C_p σε σχέση με το λόγο ταχύτητας ακροπτερυγίου λ [6]

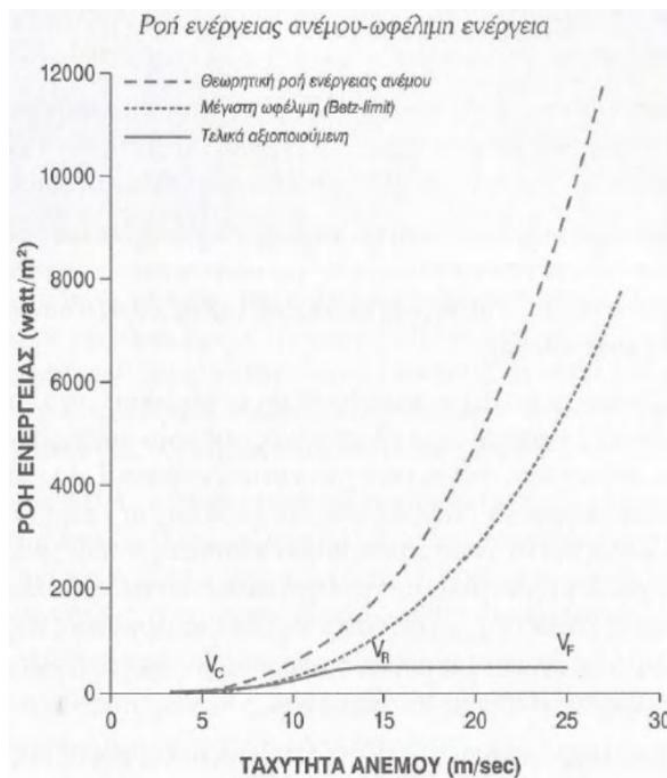
Όπως αναφέρθηκε πιο πάνω, από την ολική ισχύ του ανέμου P_{wind} , μόνο ένα μέρος αυτής δεσμεύεται από τον ανεμοκινητήρα ($P_{mech}=C_p \cdot P_{wind}$). Ωστόσο, η ισχύς που καταλήγει στο δίκτυο είναι ακόμα μικρότερη, καθώς περνά από συστήματα με διαφορετικούς βαθμούς απόδοσης [1]. Στο σχήμα 1.9, αποτυπώνεται η πορεία της ισχύος από τον ανεμοκινητήρα μέχρι και το δίκτυο, καθώς και τα διάφορα είδη απωλειών που συναντώνται.



Σχήμα 1.9: Στάδια απωλειών ισχύος από τον ανεμοκινητήρα μέχρι τη σύνδεση με το δίκτυο

Η ισχύς του ανέμου εξαρτάται από την ταχύτητά του υψωμένη στην τρίτη δύναμη. Η ανεμογεννήτρια δεν αξιοποιεί πάντα την ισχύ αυτή. Όταν η ταχύτητα του ανέμου είναι μικρή, συνεπώς και η ισχύς του, η ανεμογεννήτρια δεν εκκινεί λόγω τριβών και ροπής αδράνειας που δεν μπορεί να υπερνικηθεί. Από την άλλη πλευρά, όταν η ταχύτητα του ανέμου είναι πολύ μεγάλη, η ανεμογεννήτρια σταματά να περιστρέφεται με διάφορες τεχνικές ελέγχου που θα αναλυθούν σε επόμενη ενότητα, γιατί οι δυνάμεις που αναπτύσσονται στα διάφορα σημεία του συστήματος είναι ικανές για την καταστροφή του. Έτσι, η ανεμογεννήτρια δουλεύει σε μια ορισμένη περιοχή ταχυτήτων ανέμου, η οποία έχει τρεις χαρακτηριστικές τιμές (Σχήμα 1.10):

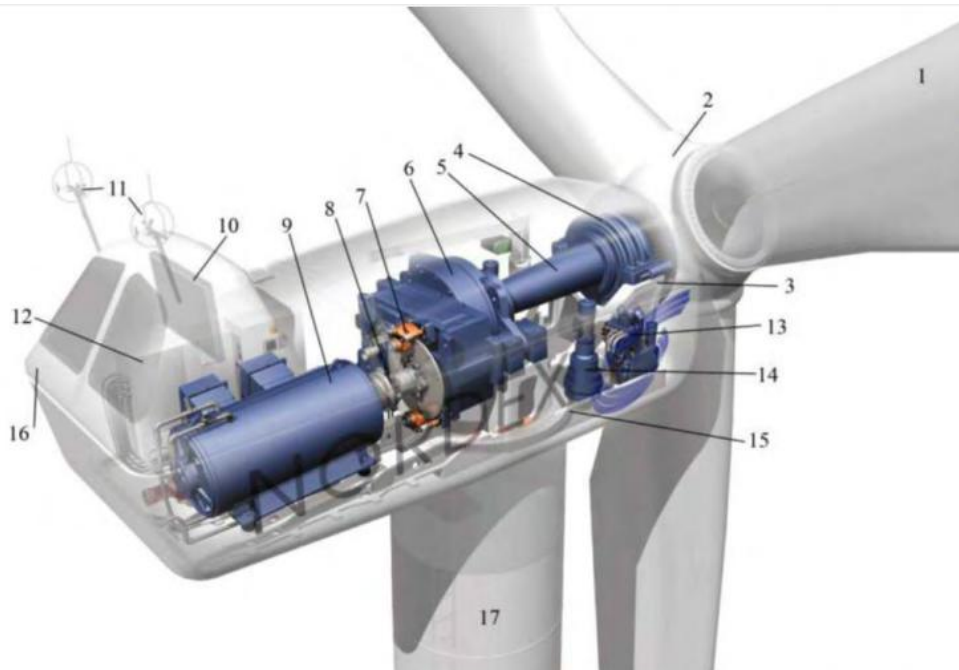
- ✓ Ταχύτητα έναρξης V_c (cut in speed-κάτω κατώφλι περιοχής λειτουργίας): Η ελάχιστη ταχύτητα ανέμου με την οποία η ανεμογεννήτρια μπορεί να ξεκινήσει να παράγει ισχύ.
- ✓ Ονομαστική ταχύτητα V_r : Η ταχύτητα του ανέμου κατά την οποία η μηχανή μπορεί να παράγει την ονομαστική της ισχύ.
- ✓ Ταχύτητα απόξευξης V_f (cut out speed-άνω κατώφλι περιοχής λειτουργίας): Η ταχύτητα ανέμου για την οποία η ανεμογεννήτρια σταματά για λόγους ασφαλείας.



Σχήμα 1.10: Διάγραμμα ωφέλιμης ενέργειας που αποδίδει η ανεμογεννήτρια σε σχέση με την ταχύτητα του ανέμου

1.4. ΤΥΠΟΙ ΑΝΕΜΟΓΕΝΝΗΤΡΙΩΝ

Η λειτουργία της ανεμογεννήτριας στηρίζεται σε δύο συστήματα μετατροπής ενέργειας. Το πρώτο σύστημα αποτελεί ο ανεμοκινητήρας που μετατρέπει την κινητική ενέργεια του ανέμου σε μηχανική κινητική ενέργεια. Το δεύτερο σύστημα αποτελεί η ηλεκτρογεννήτρια που μετατρέπει την μηχανική κινητική ενέργεια που προσλαμβάνει από τον άξονα του ανεμοκινητήρα σε ηλεκτρική ενέργεια στην έξοδό της. Η περιγραφή φαίνεται αρκετά απλή, αλλά στην πραγματικότητα ο σχεδιασμός και η λειτουργία μιας ανεμογεννήτριας είναι μια τεχνολογική πρόκληση, καθώς είναι απαραίτητος ο συνδυασμός πολλών διαφορετικών γνωστικών αντικειμένων, όπως μηχανολογία, ηλεκτρολογία, αεροναυπηγική, συστήματα αυτομάτου ελέγχου, επικοινωνιακά συστήματα και υπολογιστικές δομές. Στο σχήμα 1.11 φαίνεται η τυπική δομή του εσωτερικού μιας ανεμογεννήτριας.



Σχήμα 1.11: Εσωτερική δομή μιας ανεμογεννήτριας: [1]. Πτερύγιο δρομέα, [2]. Πλήμνη, [3]. Πλαίσιο ατράκτου, [4]. Κύριο έδρανο, [5]. Άξονας δρομέα, [6]. Κιβώτιο ταχυτήτων, [7]. Δισκόφρενο, [8]. Ζεύκτης γεννήτριας, [9]. Επαγωγική γεννήτρια, [10]. Ψύκτρα γεννήτριας και κιβωτίου ταχυτήτων, [11]. Αισθητήρες ανέμου, [12]. Κύκλωμα ελέγχου, [13]. Υδραυλικό σύστημα, [14]. Οδηγός συστήματος προσανατολισμού, [15]. Έδρανο συστήματος προσανατολισμού, [16]. Κάλυμμα ατράκτου, [17]. Πυλώνας

Οι ανεμογεννήτριες μπορούν να χωριστούν σε δύο μεγάλες κατηγορίες, ανάλογα με τον προσανατολισμό του άξονά τους στη ροή του ανέμου, δηλαδή σε οριζοντίου και κατακορύφου άξονα [3].

1.4.1 ΑΝΕΜΟΓΕΝΝΗΤΡΙΕΣ ΚΑΤΑΚΟΡΥΦΟΥ ΑΞΟΝΑ

Οι ανεμογεννήτριες κατακορύφου άξονα χρησιμοποιούν ανέμους οποιασδήποτε κατεύθυνσης, ακόμη και τυρβώδους ροής, στροβιλισμούς, ανερχόμενα και κατερχόμενα ρεύματα, δηλαδή δε χρειάζεται να προσανατολίζονται προς τον άνεμο για να είναι αποτελεσματικές. Εκμεταλλεύονται όλη την ποσότητα του αέρα που περνά από τη δομή τους, ελαχιστοποιώντας τις οπισθέλκουσες δυνάμεις, σε αντίθεση με τις ανεμογεννήτριες οριζοντίου άξονα, όπου σημαντικό ποσοστό ανέμου τις φρενάρει. Η λειτουργία αυτή αποφέρει μια σειρά πλεονεκτημάτων, καθώς αποφεύγεται ένα μεγάλο κομμάτι αυτομάτου ελέγχου, μειώνεται η πολυπλοκότητά της, καταπονείται λιγότερο σε ριπές ανέμων και η παραγωγή ενέργειας αρχίζει από πολύ χαμηλής έντασης ανέμους (2 μποφόρ). Επίσης, το κιβώτιο ταχυτήτων και η γεννήτρια μπορούν να τοποθετηθούν κοντά στο έδαφος. Έτσι, η πρόσβαση, η επιτήρηση και η συντήρηση είναι εύκολες και δε χρειάζεται πυλώνας στήριξης. Από την άλλη πλευρά, οι ταχύτητες που αναπτύσσει ο άνεμος κοντά στο έδαφος παραμένουν χαμηλές, γι' αυτό οι ανεμογεννήτριες αυτού του τύπου δεν έχουν υψηλό βαθμό απόδοσης. Επιπλέον, η ροπή εκκίνησής τους είναι χαμηλή με αποτέλεσμα να χρειάζονται εξωτερικό

σύστημα υποβοήθησης της εκκίνησης-συνήθως με μικρές ανεμογεννήτριες τύπου Savonius

(Σχήμα 1.12). Για όλους τους παραπάνω λόγους, αυτού του είδους οι ανεμογεννήτριες χρησιμοποιούνται κυρίως για γεωργικούς και κτηνοτροφικούς σκοπούς (αυτόματο σύστημα ποτίσματος, γεωτρήσεις, αφαλατώσεις, ψύξη γάλακτος), ενώ οι ανεμογεννήτριες οριζοντίου άξονα προτιμώνται στην ηλεκτροπαραγωγή.



Σχήμα 1.12: Ανεμογεννήτρια κατακορύφου άξονα

1.4.2 ΑΝΕΜΟΓΕΝΝΗΤΡΙΕΣ ΟΡΙΖΟΝΤΙΟΥ ΑΞΟΝΑ

Οι ανεμογεννήτριες αυτού του τύπου παρουσιάζουν υψηλό αεροδυναμικό συντελεστή και γι'αυτό έχουν επικρατήσει σε μεγάλες αιολικές εγκαταστάσεις. Ωστόσο, είναι αρκετά πολύπλοκες στην κατασκευή και λειτουργία. Για παράδειγμα, το κιβώτιο ταχυτήτων και η γεννήτρια βρίσκονται στην κορυφή του πυλώνα στήριξης και αυτό εγείρει ζητήματα όχι μόνο μηχανολογικής και δομικής φύσεως, αλλά ακόμα και αντικεραυνικής προστασίας (Σχήμα 1.13) και αξιόπιστου συνεχόμενου εποπτικού ελέγχου μέσω κυκλωμάτων αυτοματισμού, καθώς η πρόσβαση στον πυλώνα είναι πολύ δύσκολη. Επιπρόσθετα, οι ανεμογεννήτριες οριζοντίου άξονα χρήζουν σερβομηχανισμού ή ουραίου περυγίου που κατευθύνει τον προσανατολισμό του συστήματος, ώστε κάθε φορά ο άνεμος να προσπίπτει κάθετα στα πτερύγια της έλικας.

Η στιβαρότητα είναι μια έννοια που χαρακτηρίζει την ανεμογεννήτρια και ορίζεται ως ο λόγος της πραγματικής επιφάνειας των πτερυγίων προς την επιφάνεια σάρωσης του ρότορα. Όσον αφορά τον αριθμό των πτερυγίων τους, χωρίζονται σε μονόπτερες, δίπτερες, τρίπτερες, πολύπτερες. Οι μονόπτερες και οι δίπτερες είναι φθηνότερες, όμως απαιτούν αντίβαρο στην πλήμνη για εξισορρόπηση του αεροδυναμικού φορτίου. Οι τρίπτερες προτιμώνται

περισσότερο στην ηλεκτροπαραγωγή, επειδή είναι πιο σταθερές, αφού το αεροδυναμικό τους φορτίο είναι περισσότερο ομοιόμορφα κατανομημένο και επειδή έχει αποδειχθεί ότι έχουν μεγαλύτερο αεροδυναμικό συντελεστή από τις πολύπτερες. Οι τελευταίες είναι επίσης διαθέσιμες, αλλά τότε το κόστος συγκριτικά με τις τρίπτερες είναι πιο μεγάλο. Παρ'όλα αυτά, επειδή οι πολύπτερες ανεμογεννήτριες είναι μεγάλης στιβαρότητας, άρα έχουν μεγαλύτερη επιφάνεια αλληλεπίδρασης με τον άνεμο, έχουν μεγάλη ροπή εκκίνησης και προτιμώνται σε αντλήσεις υδάτων.



Σχήμα 1.13: Καταστροφή ανεμογεννήτριας λόγω εσφαλμένης αντικεραυνικής προστασίας [4]

1.5. ΜΕΘΟΔΟΙ ΡΥΘΜΙΣΗΣ ΜΗΧΑΝΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ ΑΝΕΜΟΚΙΝΗΤΗΡΑ

Η αεροδυναμική συμπεριφορά των πτερυγίων έχει να κάνει με τη βέλτιστη εκμετάλλευση της αιολικής ενέργειας, την αντοχή σε μηχανικά φορτία και τη ρύθμιση της μηχανικής ισχύος του ανεμοκινητήρα. Η ρύθμιση της ισχύος έχει ως σκοπό την εξισορρόπηση, για ταχύτητες του ανέμου μεγαλύτερες της ονομαστικής, της ισχύος που απομαστεύεται από τον άνεμο με την ονομαστική ισχύ της εγκατάστασης (π.χ. γεννήτριας) ώστε αυτή να μην υπερφορτίζεται. Υπάρχουν δύο μέθοδοι ρύθμισης της μηχανικής ισχύος [6]:

- ✓ Ρύθμιση με μεταβολή της γωνίας βήματος (γωνίας προσανατολισμού) των πτερυγίων (pitch control).
- ✓ Ρύθμιση με απώλεια στήριξης (stall control).

Ρύθμιση με μεταβολή γωνίας βήματος (Pitch control)-Ενεργητικός έλεγχος

Σε αυτήν τη μέθοδο ελέγχου, μετράται η ισχύς στην έξοδο της ανεμογεννήτριας και συγκρίνεται με την ισχύ αναφοράς. Το σφάλμα τροφοδοτείται σε έναν αναλογικό-

ολοκληρωτικό ελεγκτή (PID Controller). Η έξοδος του ελεγκτή χρησιμοποιείται για να οδηγήσει έναν υδραυλικό ενεργοποιητή, ο οποίος μεταβάλλει κατάλληλα την κλίση των πτερυγίων ή τμήματός τους. Με αυτόν τον τρόπο μειώνεται ο συντελεστής C_p που εξαρτάται από τη γωνία κλίσης των πτερυγίων β και κατά συνέπεια η ισχύς που απομαστεύεται από τον άνεμο για ταχύτητες του ανέμου μεγαλύτερες από την ονομαστική. Ο ολοκληρωτικός όρος στον ελεγκτή εξασφαλίζει τη γρήγορη σύγκλιση και το μηδενισμό του μόνιμου σφάλματος ισχύος για μεταβολές της μέσης τιμής της ταχύτητας του ανέμου. Προκειμένου να ελαχιστοποιηθούν οι διακυμάνσεις στην ισχύ εξόδου της ανεμογεννήτριας, που οφείλονται στο στροβιλισμό του αέρα, απαιτείται μεγάλη τιμή στο κέρδος του αναλογικού όρου του ελεγκτή. Για λόγους, όμως, ευστάθειας του συστήματος, η τιμή αυτού του κέρδους περιορίζεται με αποτέλεσμα την εμφάνιση διακυμάνσεων υψηλής συχνότητας στην έξοδο της ανεμογεννήτριας.

Ρύθμιση με απώλεια στήριξης (Stall control)-Παθητικός έλεγχος

Αυτή η μέθοδος ελέγχου συνίσταται στον ειδικό σχεδιασμό και κατασκευή των πτερυγίων. Ο αεροδυναμικός σχεδιασμός των πτερυγίων υλοποιείται έτσι ώστε η μηχανή να περιορίζεται κατασκευαστικά να μην υπερβεί την ονομαστική της ισχύ, θεωρώντας τη γωνιακή της ταχύτητα και την κλίση των πτερυγίων σταθερή. Με άλλα λόγια, καθώς η ταχύτητα του ανέμου αυξάνεται, οι δυνάμεις τριβής (drag) πάνω στα πτερύγια αυξάνονται έναντι των δυνάμεων άνωσης με αποτέλεσμα η μηχανή να φρενάρει ή και να σταματά. Το πλεονέκτημα αυτής της μεθόδου είναι ότι δεν απαιτεί κάποιο σύστημα ελέγχου για να την υλοποιήσει. Βασικό μειονέκτημα, όμως, είναι η δυσκολία αποσαφήνισης των δυναμικών φαινομένων που εξελίσσονται πάνω στα πτερύγια με αποτέλεσμα η ακριβής σχεδίαση να μην είναι απλή και εύκολη.

1.6. ΜΕΘΟΔΟΙ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΗΣ ΑΙΟΛΙΚΗΣ ΣΕ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗ ΕΝΕΡΓΕΙΑ

Τα συστήματα μετατροπής της αιολικής ενέργειας σε ηλεκτρική μπορούν να κατηγοριοποιηθούν σε:

- ✓ Σταθερών στροφών-σταθερής συχνότητας
- ✓ Μεταβλητών στροφών-σταθερής συχνότητας

Οι πρώτες ανεμογεννήτριες που εγκαταστάθηκαν λειτουργούσαν σύμφωνα με την πρώτη μέθοδο. Αργότερα, διαπιστώθηκε ότι η δεύτερη μέθοδος είναι πλεονεκτικότερη με αποτέλεσμα να καθιερωθεί κυρίως με την εξέλιξη των ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος.

1.6.1 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΣΤΑΘΕΡΩΝ ΣΤΡΟΦΩΝ-ΣΤΑΘΕΡΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ

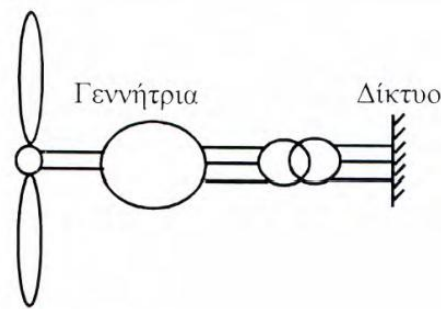
Στη λειτουργία σταθερών στροφών-σταθερής συχνότητας, το σύστημα συνδέεται απευθείας στο δίκτυο με μετασχηματιστή προσαρμογής της τάσης εξόδου της ανεμογεννήτριας στην τάση εξόδου του δικτύου, όπως φαίνεται και στο σχήμα 1.14. Εφόσον το δίκτυο έχει σταθερή συχνότητα ($f_s=50$ ή 60 Hz) και η μηχανή συγκεκριμένο αριθμό ζευγών πόλων (p), η ταχύτητα (n) που υπαγορεύεται προς τη μηχανή είναι σχεδόν ανεξάρτητη από την ταχύτητα του ανέμου, και σταθερή όταν πρόκειται για σύγχρονη μηχανή: (1.11)

$$n = n_s = 60 \frac{f_s}{p} \quad rpm$$

ή σχεδόν σταθερή όταν πρόκειται για ασύγχρονη μηχανή: (1.12)

$$n = (1 - s)n_s = (1 - s)60 \frac{f_s}{p} \quad rpm$$

όπου με s συμβολίζεται η ολίσθηση.



Σχήμα 1.14: Σύστημα σταθερών στροφών-σταθερής συχνότητας

Τα συστήματα σταθερών στροφών-σταθερής συχνότητας είναι σχετικά απλά στη δομή τους και με ελάχιστο κόστος συντήρησης. Εντούτοις, τα μειονεκτήματα που παρουσιάζουν είναι πολλά και οφείλονται στην απευθείας σύνδεσή τους με το δίκτυο. Πρώτα απ'όλα, η μανδάλωση της ταχύτητας σε μια τιμή συνεπάγεται υποεκμετάλλευση του ανεμοκινητήρα για τις περισσότερες ταχύτητες ανέμου, άρα μείωση του συντελεστή απόδοσης του συστήματος. Η σταθερή γωνιακή ταχύτητα συνεπάγεται ότι ο λόγος ταχύτητας ακροπτερυγίου λ θα εξαρτάται μόνο από την ταχύτητα του ανέμου και, σύμφωνα με το σχήμα 1.8, το λ που αντιστοιχεί σε μέγιστο C_p θα υφίσταται μόνο για μία τιμή της ταχύτητας του ανέμου. Επίσης, όταν πρόκειται για σύγχρονη γεννήτρια, όπου η ταχύτητα είναι απολύτως σταθερή, απότομες μεταβολές στην ταχύτητα του ανέμου μεταφράζονται σε απότομες διαταραχές ισχύος προς το δίκτυο που προκαλούν με τη σειρά τους διακυμάνσεις στην τάση του δικτύου (flicker), με αποτέλεσμα τέτοια συστήματα να μην μπορούν να συνδεθούν είτε όταν αναλαμβάνουν μεγάλα ποσά ισχύος είτε σε ασθενή δίκτυα. Οι απότομες μεταβολές στην ταχύτητα του ανέμου είναι υπεύθυνες και για έντονες μεταβολές ροπής που προκαλούν μηχανικές ταλαντώσεις, καταπονώντας και φθείροντας το σύστημα. Από την άλλη, η χρήση ασύγχρονης

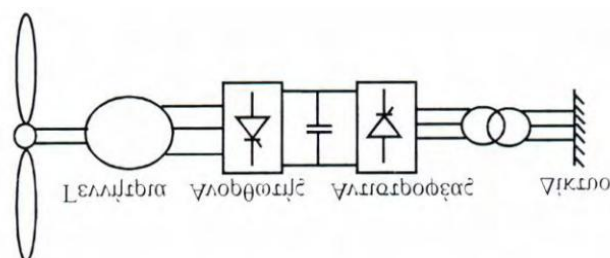
γεννήτριας έχει σαν αποτέλεσμα πολύ κακό συντελεστή ισχύος, καθώς η ασύγχρονη μηχανή απορροφά άεργο ισχύ, συνεπώς το σύστημα δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί αποκλειστικά για τροφοδότηση του δικτύου, παρά μόνο με εξωτερικούς πυκνωτές.

Ως συμπέρασμα, λοιπόν, προκύπτει ότι το σύστημα σταθερών στροφών-σταθερής συχνότητας είναι μεν απλό, αλλά λόγω των μειονεκτημάτων που παρουσιάζει τείνει να εγκαταλειφθεί.

1.6.2 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΜΕΤΑΒΛΗΤΩΝ ΣΤΡΟΦΩΝ-ΣΤΑΘΕΡΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ

Στη λειτουργία μεταβλητών στροφών-σταθερής συχνότητας, παρεμβάλλεται μεταξύ της ανεμογεννήτριας και του δικτύου σύστημα το οποίο απομπλέκει τη συχνότητα περιστροφής του ανεμοκινητήρα, που εξαρτάται από την ταχύτητα του ανέμου, από τη συχνότητα του δικτύου, που είναι σταθερή. Για το σκοπό αυτό και τη σύνδεση της ηλεκτρικής γεννήτριας στο δίκτυο σταθερής συχνότητας, έχουν προταθεί παλαιότερα διάφορες μέθοδοι με χρήση υδραυλικών συστημάτων ή κιβωτίων ταχυτήτων μεταβαλλόμενου λόγου. Λόγω, όμως, αυξημένων απωλειών, αναγκών συντήρησης και έλλειψης αξιοπιστίας, οι μέθοδοι αυτές έχουν πλέον υποσκελιστεί από την ευρύτετη χρήση ηλεκτρονικών μετατροπών ισχύος.

Αρχικά, η έξοδος της γεννήτριας συνδέεται σε έναν τριφασικό ανορθωτή (ελεγχόμενο ή μη) που μετατρέπει την εναλλασσόμενη τάση εξόδου της γεννήτριας σε συνεχή. Καθώς μεταβάλλεται η ταχύτητα του ανέμου, η τάση εξόδου της γεννήτριας αλλάζει μέτρο και συχνότητα. Περνώντας, όμως, από τον ανορθωτή, η μεταβολή αυτή μεταφράζεται μόνο σε μεταβολή του μέτρου της συνεχούς τάσης, άρα είναι προφανές ότι η μεταβολή της συχνότητας περιστροφής της έλικας αποδεσμεύεται από τη σταθερή συχνότητα του δικτύου. Στη συνέχεια, με τη σύνδεση ενός μεγάλου πυκνωτή εξομάλυνσης (dc link) μειώνουμε την κυμάτωση της συνεχούς τάσης εξόδου. Ο αντιστροφέας αναλαμβάνει να μετατρέψει ξανά τη συνεχή τάση σε εναλλασσόμενη με πλάτος, συχνότητα και φάση ρυθμιζόμενα και εξαρτώμενα από τη μέθοδο παλμοδότησης των ημιαγωγικών στοιχείων του αντιστροφέα. Αν το πλάτος της παραγόμενης τάσης από τον αντιστροφέα δεν είναι στο ίδιο επίπεδο με του δικτύου, τότε παρεμβάλλεται και ένας μετασχηματιστής που είναι υπεύθυνος για την προσαρμογή των δύο τάσεων. Ένα συνοπτικό διάγραμμα αυτού του συστήματος παρουσιάζεται στο σχήμα 1.15 [6].



Σχήμα 1.15: Σύστημα μεταβλητών στροφών-σταθερής συχνότητας

Αυτός ο τρόπος σύνδεσης αποσκοπεί κυρίως στη μέγιστη απομάστευση ισχύος από τον ανεμοκινητήρα, μεταβάλλοντας κατάλληλα κάθε φορά τη γωνιακή ταχύτητά του μέσω του ηλεκτρονικού ελέγχου που περιγράφηκε πιο πάνω. Ο βασικός λόγος που οδήγησε στη χρήση της λειτουργίας μεταβλητών στροφών-σταθερής συχνότητας είναι η βελτιστοποίηση της ενεργειακής απόδοσης, η οποία, όπως περιγράφηκε, είναι μειωμένη στη λειτουργία σταθερών

στροφών-σταθερής συχνότητας. Στο σχήμα 1.16 , δίνεται μια τυπική μορφή των καμπυλών της αεροδυναμικής ισχύος του δρομέα της ανεμογεννήτριας συναρτήσει της ταχύτητας περιστροφής του με παράμετρο την ταχύτητα του ανέμου. Όπως φαίνεται, όταν η ταχύτητα του δρομέα είναι σταθερή, η ισχύς που αποδίδει ο ανεμοκινητήρας είναι η μέγιστη δυνατή μόνο για μια ταχύτητα ανέμου, ενώ για όλες τις υπόλοιπες ταχύτητες η ισχύς είναι μικρότερη της μέγιστης δυνατής. Με τον έλεγχο της ταχύτητας μέσω των μετατροπέων, το σημείο λειτουργίας κινείται πάντοτε στην κορυφή των αντίστοιχων καμπυλών (Σχήμα 1.16), δηλαδή πάνω στην καμπύλη μέγιστης απόδοσης (Maximum Power Point Tracking-MPPT).



Σχήμα 1.16: Καμπύλες αεροδυναμικής ισχύος συναρτήσει της ταχύτητας του δρομέα

Επιτρέποντας στις στροφές της ανεμογεννήτριας να μεταβάλλονται, οι διακυμάνσεις της ισχύος από την πλευρά του ανέμου δε μεταφράζονται σε απότομες μεταβολές στη μηχανική ροπή ούτε σε διαταραχές της τάσης, με αποτέλεσμα τον περιορισμό των καταπονήσεων και την αύξηση της αναμενόμενης διάρκειας ζωής των μηχανικών μερών του συστήματος. Η χρήση των μετατροπέων βελτιώνει το συντελεστή ισχύος, αφού επιτρέπει τη ρύθμιση της αέργου ισχύος που εγχέεται στο δίκτυο. Επίσης, παρέχεται η δυνατότητα ηλεκτρικής πέδησης μειώνοντας τη φθορά στο μηχανικό σύστημα πέδησης. Παράλληλα, είναι αποτελεσματικότερος ο έλεγχος των υπερφορτίσεων της μηχανής, αφού ελέγχεται άμεσα το ρεύμα και η ροπή της γεννήτριας.

Από την αντίθετη όψη, η χρήση των μετατροπέων αυξάνει την πολυπλοκότητα καθώς και την έγχυση ανώτερων αρμονικών στο δίκτυο. Για τον περιορισμό αυτών, είναι απαραίτητη η εγκατάσταση ογκωδών φίλτρων (παθητικών ή ενεργών), ώστε το ποσοστό συνολικού αρμονικού περιεχομένου σε σχέση με τη βασική συχνότητα να είναι κάτω από 2%. Αυξάνοντας τη διακοπτική συχνότητα λειτουργίας, οι ανώτερες αρμονικές εμφανίζονται σε υψηλότερες συχνότητες και φιλτράρονται ευκολότερα, όμως αυξάνονται και οι διακοπτικές

απώλειες που εμφανίζονται πάνω στα ημιαγωγικά στοιχεία, κι έτσι τίθεται πρόβλημα αποτελεσματικής ψύξης τους.

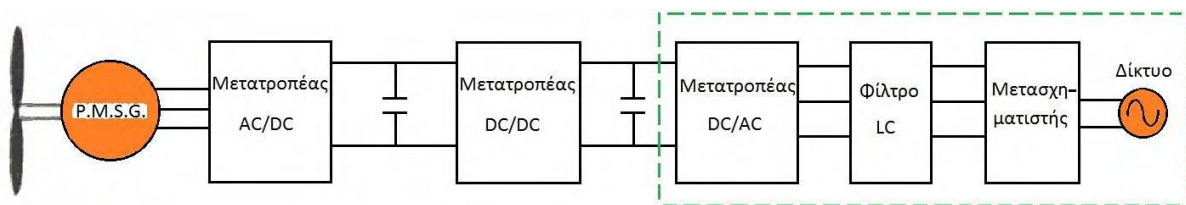
Τα πολύ σημαντικά πλεονεκτήματα που προσφέρει η λειτουργία των συστημάτων μεταβλητών στροφών-σταθερής συχνότητας συνέβαλαν στην καθιέρωσή τους. Για τους μετατροπείς με ηλεκτρονικά ισχύος, χρησιμοποιούνται διάφορες εναλλακτικές τοπολογίες, αναλόγως με τον τύπο της χρησιμοποιούμενης γεννήτριας και βεβαίως με την εκάστοτε εφαρμογή.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

2. ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΟΥ ΥΠΟ ΜΕΛΕΤΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

2.1. ΠΡΟΤΕΙΝΟΜΕΝΟ ΣΥΣΤΗΜΑ ΓΙΑ ΣΥΝΔΕΣΗ ΑΝΕΜΟΓΕΝΝΗΤΡΙΑΣ ΜΕ ΤΟ ΔΙΚΤΥΟ ΧΑΜΗΛΗΣ ΤΑΣΗΣ

Το σύστημα που προτείνεται ανήκει στην κατηγορία λειτουργίας μεταβλητών στροφών-σταθερής συχνότητας, επειδή υπερτερεί έναντι της λειτουργίας σταθερών στροφών-σταθερής συχνότητας, όπως περιγράφηκε πιο πάνω. Στο σχήμα 2.1 δίνεται ένα διάγραμμα του υπό μελέτη συστήματος και εξηγείται αναλυτικά το κάθε υποσύστημα.



Σχήμα 2.1: Προτεινόμενο σύστημα διασύνδεσης ανεμογεννήτριας με το δίκτυο χαμηλής τάσης

Μια σύγχρονη γεννήτρια μόνιμων μαγνητών (Permanent Magnet Synchronous Generator-PMSG) παράγει εναλλασσόμενη τάση εξόδου μεταβλητού πλάτους και συχνότητας, που εξαρτώνται από την ένταση της ταχύτητας του ανέμου. Στη συνέχεια, η ανορθωτική γέφυρα (μετατροπέας AC/DC) μετατρέπει την εναλλασσόμενη μεταβλητή τάση σε συνεχή μεταβαλλόμενη τιμή. Ο μετατροπέας ανύψωσης τάσης (DC/DC) ανυψώνει την τάση εξόδου της ανορθωτικής γέφυρας και με έλεγχο κλειστού βρόχου ανιχνεύει εκείνο το σημείο λειτουργίας του συστήματος, για το οποίο η απομάστευση ισχύος από τον ανεμοκινητήρα γίνεται μέγιστη κάθε φορά. Έτσι, η τάση εξόδου του είναι μεν ανυψωμένη, όχι όμως σταθερή. Ο αντιστροφέας (μετατροπέας DC/AC) που έπεται έχει διπλή αποστολή. Αναλαμβάνει, αφενός μεν να μετατρέψει τη συνεχή τάση σε εναλλασσόμενη, αφετέρου δε, με έλεγχο κλειστού βρόχου, να διατηρήσει την τάση στην είσοδό του σταθερή, εγγέροντας στο δίκτυο όση ισχύ του παρέχεται από την προηγούμενη βαθμίδα. Στην έξοδο του αντιστροφέα, συνδέεται ένα φίλτρο LC με σκοπό να κόβει τις υψίσυχνες αρμονικές που παράγονται από το άνοιγμα και κλείσιμο των ημιαγωγικών στοιχείων, ώστε να δημιουργείται μία ημιτονοειδής τάση με συχνότητα ίση με του δικτύου. Τέλος, ένας μετασχηματιστής ανυψώνει την τάση στο επιθυμητό επίπεδο για την επιτυχή σύνδεση με το δίκτυο. Τα υποσύστημα που απαρτίζουν το ολικό σύστημα εξετάζονται και διαστασιολογούνται πιο αναλυτικά στις επόμενες ενότητες.

2.2. ΣΥΓΧΡΟΝΗ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ-ΑΝΟΡΘΩΤΙΚΗ ΓΕΦΥΡΑ

Η ανεμογεννήτρια του υπό μελέτη συστήματος είναι οριζοντίου άξονα και βρίσκεται εγκατεστημένη στην οροφή του εργαστηρίου Ηλεκτρομηχανικής Μετατροπής Ενέργειας [9]. Πρόκειται για το μοντέλο «Whisper 200» της εταιρείας Southwest Windpower και είναι σύγχρονη γεννήτρια μόνιμων μαγνητών σε διάταξη τριγώνου. Το συγκεκριμένο μοντέλο είναι σχεδιασμένο να παράγει ονομαστική ισχύ 1000W σε ταχύτητα ανέμου 11,6 m/s. Το τεχνικό φυλλάδιο με αναλυτικές πληροφορίες βρίσκεται στο παράρτημα Ε.

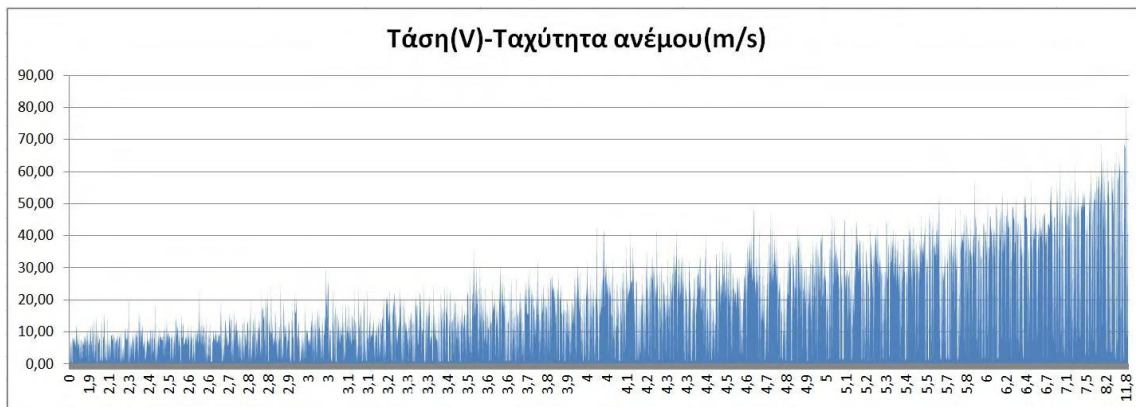


Σχήμα 2.2: Ανεμογεννήτρια εγκατεστημένη στην οροφή του Εργαστηρίου Ηλεκτρομηχανικής Μετατροπής Ενέργειας: α) Άποψη του ανεμοδείκτη, β) Άποψη του ανεμομέτρου και υγρομέτρου

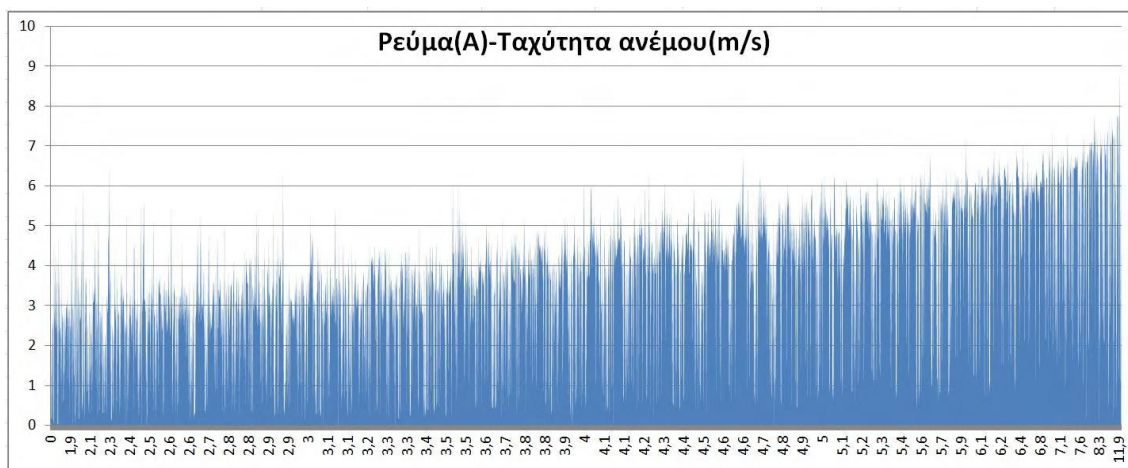
Όπως φαίνεται και στο σχήμα 2.2, εκτός της ανεμογεννήτριας, είναι εγκατεστημένα ένα ανεμόμετρο και ένας ανεμοδείκτης για να παρέχονται όλες οι απαραίτητες πληροφορίες για την κατεύθυνση και την ένταση του ανέμου. Τα δεδομένα αυτά συλλέγονται από ένα data logger που βρίσκεται στο κτίριο του εργαστηρίου και μπορούν μετέπειτα να υποστούν επεξεργασία [9]. Από τα δεδομένα αυτά και μετρήσεις στην έξοδο της ανορθωτικής γέφυρας, προέκυψαν ο πίνακας και τα διαγράμματα που ακολουθούν.

Ονομαστική Ισχύς Εξόδου	1000 W
Ελάχιστη Τάση Εξόδου Ανορθωτή	40 V
Μέγιστη Τάση Εξόδου Ανορθωτή	100 V
Ελάχιστη Ταχύτητα Ανέμου	3,1 m/s
Μέγιστη Ταχύτητα Ανέμου	55 m/s
Ονομαστική Ταχύτητα Ανέμου	11,6 m/s

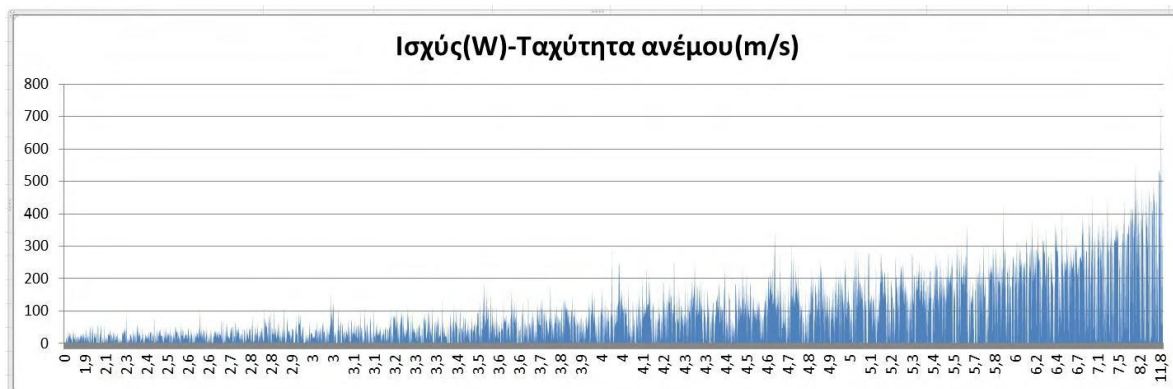
Πίνακας 2.1: Χαρακτηριστικά μεγέθη ανεμογεννήτριας



Σχήμα 2.3: Μέτρηση της τάσης εξόδου της ανορθωτικής γέφυρας σε σχέση με την ταχύτητα του ανέμου

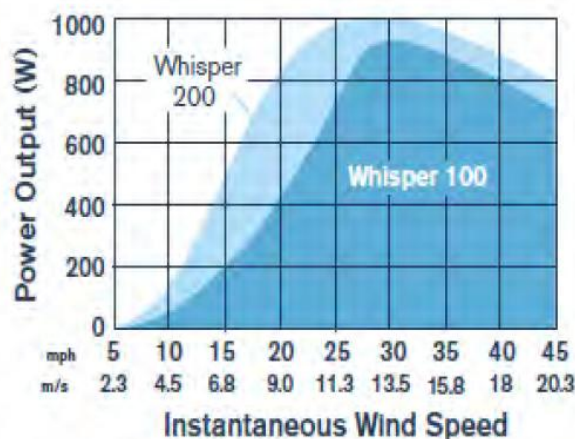


Σχήμα 2.4: Μέτρηση του ρεύματος εξόδου της ανορθωτικής γέφυρας σε σχέση με την ταχύτητα του ανέμου



Σχήμα 2.5: Εκτίμηση της ισχύος εξόδου της ανορθωτικής γέφυρας σε σχέση με την ταχύτητα του ανέμου

Όπως είναι εμφανές, η τάση στην έξοδο της ανορθωτικής γέφυρας, άρα και η τάση στο στάτη της μηχανής, αυξάνεται, καθώς αυξάνεται η γωνιακή ταχύτητα του δρομέα, δηλαδή η ταχύτητα του ανέμου. Ομοίως συμβαίνει και για το ρεύμα, άρα παρατηρείται αύξηση της αποδιδόμενης ισχύος με αύξηση της έντασης του ανέμου. Επίσης, από τον πίνακα συμπεραίνεται ότι για τη μέγιστη ταχύτητα του ανέμου που αντέχει η ανεμογεννήτρια (55m/s), η τάση εξόδου του ανορθωτή είναι 100V και για την ελάχιστη ταχύτητα του ανέμου με την οποία ξεκινά να περιστρέφεται η ανεμογεννήτρια (3,1m/s), η τάση εξόδου του ανορθωτή είναι 40V. Άρα, τα όρια της περιοχής στην οποία κυμαίνεται η συνεχής τάση εξόδου είναι 40-100V. Παρακάτω παρατίθεται η χαρακτηριστική καμπύλη ισχύος-ταχύτητας ανέμου για το μοντέλο Whisper 200, όπως αυτή δίνεται από τον κατασκευαστή.

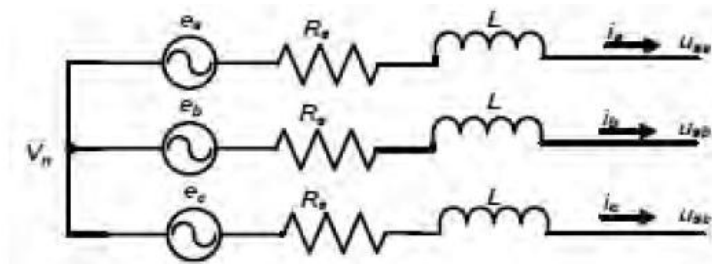


Σχήμα 2.6: Καμπύλη ισχύος-ταχύτητας της ανεμογεννήτριας Whisper 200

Η ανεμογεννήτρια είναι εφοδιασμένη με ουραίο πτερύγιο που χρησιμεύει στην περιστροφή του κουβουκλίου κόντρα στον άνεμο, ώστε να επιτυγχάνεται κάθετη ροή αέρα στα πτερύγια.

Τα περισσότερα συστήματα διαθέτουν κι ένα μηχανισμό για να προσαρμόζει τις στροφές του δρομέα στις απαιτήσεις της ηλεκτρογεννήτριας. Το κιβώτιο ταχυτήτων μετατρέπει τις χαμηλές στροφές στην πλευρά των πτερυγίων σε υψηλές στροφές στην πλευρά της γεννήτριας. Η συγκεκριμένη ανεμογεννήτρια δε διαθέτει κιβώτιο ταχυτήτων και αυτό αποτελεί πλεονέκτημα, καθώς αποφεύγονται προβλήματα όπως σωστή ευθυγράμμιση με το δρομέα, τριβές, καταπονήσεις, κόστος συντήρησης. Για τον περιορισμό της ισχύος στην ονομαστική της τιμή σε μεγάλες ταχύτητες του ανέμου κάνει χρήση του ελέγχου απώλειας αεροδυναμικής στήριξης (stall control). Όσον αφορά το φρενάρισμα, αυτό επιτυγχάνεται με βραχυκύκλωση των τριών φάσεων του τυλίγματος του στάτη μέσω διακόπτη. Κατά αυτόν τον τρόπο, η μηχανή σταδιακά επιβραδύνει μέχρι που σταματά τελείως, επειδή παράγεται ένα ρεύμα βραχυκύκλωσης που σε συνδυασμό με το μόνιμο μαγνήτη, δημιουργεί ηλεκτρομαγνητική ροπή που συνεχώς αντισταθμίζει τη μηχανική ροπή από τον άνεμο (νόμος δράσης- αντίδρασης).

Η σύγχρονη γεννήτρια μόνιμων μαγνητών προτιμάται στις εφαρμογές ανεμογεννητριών έναντι της σύγχρονης γεννήτριας με τυλίγμα διέγερσης, αφού το μαγνητικό πεδίο παράγεται από τους μόνιμους μαγνήτες και η απουσία κυκλώματος διέγερσης συνεπάγεται απλούστερη κατασκευή, λιγότερη συντήρηση και μεγαλύτερη απόδοση αφού δεν υπάρχουν απώλειες χαλκού στα τυλίγματα διέγερσης. Επίσης, προτιμάται έναντι της ασύγχρονης μηχανής η οποία χρειάζεται συστοιχία πυκνωτών για τη δημιουργία του πεδίου (αυτοδιεγερόμενη μηχανή). Ωστόσο, το κόστος των μόνιμων μαγνητών παραμένει αρκετά υψηλό γιατί κατασκευάζονται από σπάνιες γαίες (όπως νεοδύμιο Nd, γαδολίνιο Gd, σαμάριο Sm κτλ.) και κράματα αυτών (όπως οι μαγνήτες νεοδυμίου-σιδήρου-βορίου Nd-Fe-B) . Επιπλέον, χάνουν τις μαγνητικές τους ιδιότητες (απομαγνήτιση) με την πάροδο του χρόνου ή κάτω από υψηλές θερμοκρασίες (σημείο Curie) [10], γεγονός που απαιτεί καλό σχεδιασμό της ψύξης της μηχανής. Το ισοδύναμο ηλεκτρικό μοντέλο μιας σύγχρονης γεννήτριας παρουσιάζεται στο επόμενο σχήμα [11].



Σχήμα 2.7: Ισοδύναμο ηλεκτρικό μοντέλο της σύγχρονης γεννήτριας

Όπως προκύπτει, η τάση και το ρεύμα σε κάθε φάση στην έξοδο της γεννήτριας συνδέονται με την παρακάτω σχέση: (2.1)

$$U_s = E_p + R_s I_s + L_s \frac{dI_s}{dt}$$

όπου U_s : εναλλασσόμενη τάση εξόδου της γεννήτριας

E_p : επαγόμενη τάση στο στάτη

I_s : ρεύμα εξόδου της γεννήτριας (ρεύμα στάτη)

R_s : αντίσταση στάτη

L_s : επαγωγή στάτη.

Η επαγόμενη τάση E_p δίνεται από τη σχέση: (2.2)

$$E_p = k\Phi\omega_R$$

όπου k : σταθερά που εξαρτάται από τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά τη μηχανής

Φ : μαγνητική ροή στο εσωτερικό της μηχανής

ω_R : ταχύτητα περιστροφής του δρομέα της μηχανής.

Συνδυάζοντας τις δύο παραπάνω σχέσεις, προκύπτει: (2.3)

$$U_s = k\Phi\omega_R + R_s I_s + L_s \frac{dI_s}{dt}$$

Συνάγεται, λοιπόν, το συμπέρασμα ότι η τάση εξόδου της ανεμογεννήτριας εξαρτάται από τη γωνιακή ταχύτητα του δρομέα και το ρεύμα εξόδου.

Η ανορθωτική γέφυρα του υπό μελέτη συστήματος είναι μη ελεγχόμενη, δηλαδή αποτελείται από διόδους, έχει αντοχή σε ρεύματα μέχρι 30A και στην έξοδό της συνδέεται πυκνωτής εξομάλυνσης. Σε σύγκριση με ελεγχόμενους ανορθωτές είναι απλούστερη, φθηνότερη και με λιγότερες απώλειες. Από την άλλη, λόγω της ύπαρξης διόδων, δεν είναι δυνατή η αντιστροφή της ροής ισχύος.



Σχήμα 2.8: Ανορθωτική γέφυρα του συστήματος διασύνδεσης

Η τάση στην έξοδο μιας τριφασικής ανορθωτικής γέφυρας με διόδους υπολογίζεται συναρτήσει της πολικής τάσης εισόδου από την ακόλουθη σχέση [12]: (2.4)

$$V_{dc}^{out} = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} V_{\text{πολ},rms}^{in} = 1,35 V_{\text{πολ},rms}^{in}$$

2.3. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ DC/DC ΤΥΠΟΥ INTERLEAVED BOOST

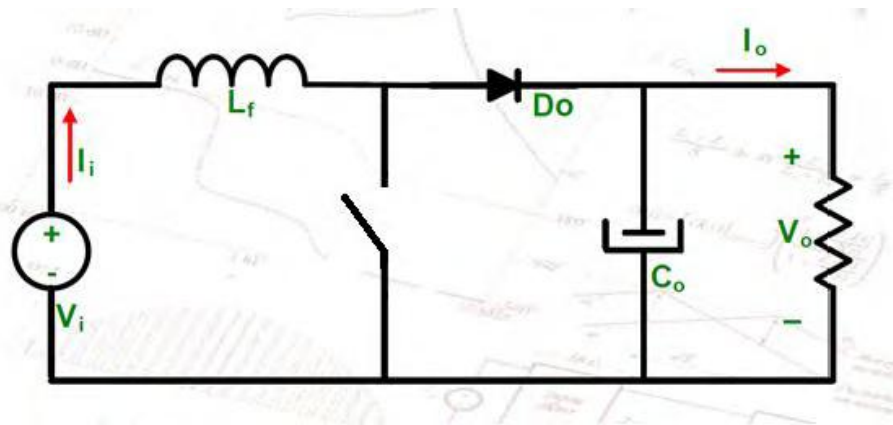
Στην έξοδο της ανορθωτικής γέφυρας συνδέεται ένας μετατροπέας συνεχούς τάσης σε συνεχή με δυνατότητα ανύψωσης («dc μετασχηματιστής»), αφού όπως περιγράφηκε, η ανεμογεννήτρια παράγει χαμηλές τάσεις, ακατάλληλες για σύνδεση με το δίκτυο των 230V.

Σε προηγούμενη κατασκευή, σχεδιασμένη για το ίδιο σύστημα, παρατηρήθηκε ότι ο απλός μετατροπέας Boost δεν ήταν δυνατό να διαχειριστεί ισχύ του 1kW εξαιτίας των απωλειών αγωγής. Για αυτόν το λόγο, στο υπό μελέτη σύστημα επιλέχθηκε ο μετατροπέας να είναι τύπου Interleaved Boost που παρουσιάζει μειωμένες απώλειες αγωγής. Η λειτουργία τόσο

του απλού μετατροπέα Boost, όσο και του Interleaved Boost αναλύεται διεξοδικά στη διπλωματική του συνάδελφου Ιωάννη Γκαρτζώνη.

2.3.1 ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΟΥ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ ΑΝΥΨΩΣΗΣ ΤΑΣΗΣ

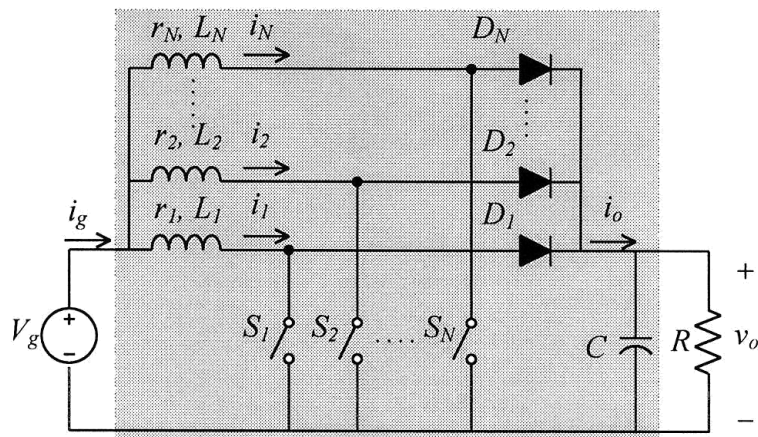
Ο απλός μετατροπέας τύπου Boost (Σχήμα 2.9), του οποίου το κυκλωματικό διάγραμμα φαίνεται πιο κάτω, αποτελείται από ένα ελεγχόμενο ημιαγωγικό στοιχείο (mosfet, IGBT, θυρίστορ, GTO, κ.α.), μία δίοδο ισχύος, ένα πηνίο και έναν πυκνωτή εξόδου. Σε σύγκριση με άλλους μετατροπείς, χρησιμοποιεί τα λιγότερα κυκλωματικά στοιχεία, είναι απλός και χαμηλού κόστους και γι'αυτό χρησιμοποιείται ευρέως [13].



Σχήμα 2.9: Απλός μετατροπέας Boost

Το ελεγχόμενο ημιαγωγικό στοιχείο λειτουργεί ως διακόπτης, δουλεύοντας είτε στην αποκοπή (ανοιχτός διακόπτης) είτε στον κόρο (κλειστός διακόπτης). Το πότε και για πόσο θα άγει ο διακόπτης καθορίζεται από την παλμοδότησή του. Η περίοδος λειτουργίας είναι το άθροισμα του χρόνου αγωγής και μη αγωγής του στοιχείου. Ο λόγος του χρόνου αγωγής προς το χρόνο μίας περιόδου λειτουργίας ονομάζεται λόγος κατάτμησης (duty cycle) και συμβολίζεται με δ [14].

Ο μετατροπέας ανύψωσης διαδοχικής αγωγής κλάδων ή αλλιώς interleaved boost αποτελείται από N πανομοιότυπους μετατροπείς Boost, οι οποίοι συνδέονται παράλληλα και έχουν κοινό πυκνωτή εξόδου. Τα ημιαγωγικά στοιχεία άγουν με διαφορά φάσης $360^\circ/N$. Στις περισσότερες εφαρμογές ο μετατροπέας διαδοχικής αγωγής κλάδων κατασκευάζεται με δύο παράλληλους κλάδους. Στη συγκεκριμένη εφαρμογή επιλέχτηκε $N=4$ προκειμένου να μειωθούν αρκετά οι απώλειες αγωγής [14].



Σχήμα 2.10: Κύκλωμα μετατροπέα Interleaved Boost

2.3.2 ΕΛΕΓΧΟΣ ΚΛΕΙΣΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ ΓΙΑ ΤΟ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ INTERLEAVED BOOST

Ο έλεγχος του μετατροπέα ανύψωσης έχει ως στόχο τη διαρκή επίτευξη της μέγιστης απομάστευσης ισχύος από την ανεμογεννήτρια. Η ισχύς που παράγει η ανεμογεννήτρια είναι συνάρτηση δύο παραγόντων, της ταχύτητας του ανέμου και της ταχύτητας περιστροφής του δρομέα. Συνεπώς, ρυθμίζοντας κατάλληλα την ταχύτητα περιστροφής του δρομέα είναι δυνατή η λειτουργία της ανεμογεννήτριας στην καμπύλη βέλτιστης ισχύος. Αν η αντίσταση και η επαγωγή του στάτη θεωρηθούν αμελητέες, τότε από την εξίσωση (2.3) προκύπτει: (2.5)

$$U_s = k\Phi\omega_R$$

Επειδή το σύστημα περιλαμβάνει σύγχρονη γεννήτρια μόνιμων μαγνητών, η ροή Φ θα είναι σταθερή. Από την παραπάνω σχέση, γίνεται εύκολα αντιληπτό ότι εφαρμόζοντας κατάλληλη τάση στην έξοδο της ανορθωτικής γέφυρας ρυθμίζεται η τάση εισόδου της και κατά συνέπεια οι στροφές της γεννήτριας. Η τάση εξόδου του μετατροπέα ανύψωσης διατηρείται σταθερή από τον έλεγχο που εφαρμόζεται μέσω του αντιστροφέα και θα αναλυθεί σε επόμενη ενότητα. Συνεπώς, μεταβάλλοντας το λόγο κατάτμησης του ανυψωτή παράγεται διαφορετική τάση στην είσοδο του μετατροπέα. Η ανεύρεση, λοιπόν, του σημείου μέγιστης απομάστευσης ισχύος Maximum Power Point (MPP) συνίσταται στην εύρεση του κατάλληλου λόγου κατάτμησης.

Προκειμένου να υλοποιηθεί ο έλεγχος αυτός, ο οποίος έχει επικρατήσει στη βιβλιογραφία ως «Εύρεση σημείου Μέγιστης ισχύος-Maximum Power Point Tracking MPPT», εφαρμόζονται διάφορες τεχνικές [14]. Στο συγκεκριμένο σύστημα επιλέχθηκε ο αλγόριθμος Διαταραχής και Παρατήρησης ή αλλιώς P&O (Perturbations and Observations algorithm).

Σύμφωνα με τον αλγόριθμο αυτό, πραγματοποιούνται συνεχείς διαταραχές του λόγου κατάτμησης και παρατηρείται η μεταβολή της ισχύος μέχρι να βρεθεί το MPP. Ο πιο γενικός τέτοιος αλγόριθμος πραγματοποιεί μία μικρή μεταβολή του λόγου κατάτμησης κατά βήμα $d\delta$ και στη συνέχεια μετράται η ισχύς. Αν η ισχύς αυξηθεί, επαναλαμβάνεται η ίδια μεταβολή, αν

όχι πραγματοποιείται η ίδια μεταβολή κατά μέτρο αλλά προς αντίθετη κατεύθυνση, δηλαδή $-dd$. Συνεπώς, ο λόγος κατάτμησης θα μεταβληθεί προς μία κατεύθυνση μέχρι την προσπέραση του MPP, οπότε αρχίζει να μειώνεται και να αυξάνεται εναλλάξ πραγματοποιώντας ταλάντωση γύρω από το MPP.

2.4. ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΤΑΣΗΣ ΣΕ ΕΝΑΛΛΑΣΣΟΜΕΝΗ (DC/AC-three phase inverter)

Το πρόβλημα της δημιουργίας μιας πηγής εναλλασσόμενης τάσης με ανεξάρτητη συχνότητα προέκυψε πριν από πολλές δεκαετίες και ως λύση επικράτησε η μετατροπή μιας συνεχούς τάσεως σε εναλλασσόμενη, μονοφασική ή τριφασική, με διάφορα μέσα, κυρίως όμως με τη βοήθεια ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος, των λεγόμενων αντιστροφών. Οι αντιστροφείς έχουν εφαρμογές σε πολλές περιοχές, μερικές από τις οποίες είναι [13]:

- ✓ Συστήματα αδιάκοπης παροχής ισχύος (UPS).
- ✓ Συστήματα ελέγχου στροφών ή ροπής ηλεκτρικών κινητήρων εναλλασσομένου ρεύματος.
- ✓ Συστήματα ελέγχου της θερμοκρασίας με επαγωγή.
- ✓ Συστήματα μετατροπής και ελέγχου της τάσης εξόδου αιολικών γεννητριών.
- ✓ Συστήματα μετατροπής και ελέγχου της τάσης εξόδου φωτοβολταϊκών γεννητριών.
- ✓ Συστήματα μεταφοράς ενέργειας.

Οι αντιστροφείς μπορούν να διαιρεθούν σε δύο κυρίως κατηγορίες :

- Στους μονοφασικούς αντιστροφείς σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας (με δύο ημιαγωγικά διακοπτικά στοιχεία) ή σε συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας (με τέσσερα ημιαγωγικά διακοπτικά στοιχεία).
- Στους τριφασικούς αντιστροφείς (με έξι ημιαγωγικά διακοπτικά στοιχεία).

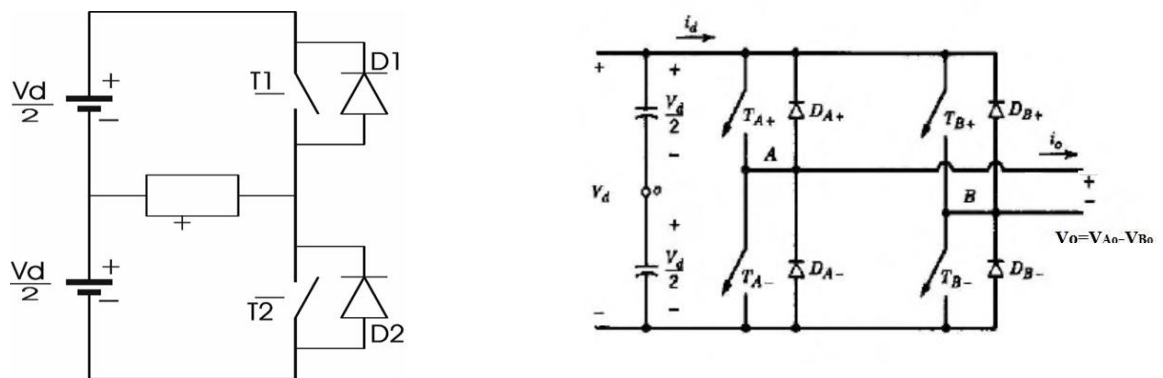
Επίσης κάθε μία από τις παραπάνω κατηγορίες μπορεί να υποδιαιρεθεί στους αντιστροφείς που τροφοδοτούνται από πηγή συνεχούς τάσης (Voltage Source Inverters) και ως φίλτρο εισόδου χρησιμοποιείται πυκνωτής και σε αυτούς που τροφοδοτούνται από πηγή συνεχούς ρεύματος (Current Source Inverters) και ως φίλτρο εισόδου χρησιμοποιείται πηνίο.

Η συχνότητα στην έξοδο του αντιστροφέα καθορίζεται από το ρυθμό έναυσης και σβέσης των ημιαγωγικών στοιχείων και επομένως παρέχεται η δυνατότητα ρύθμισης αυτής μέσω του κυκλώματος παλμοδότησης του αντιστροφέα. Ωστόσο η διακοπτική λειτουργία του αντιστροφέα έχει, συνήθως, ως αποτέλεσμα μη ημιτονοειδείς κυματομορφές ρεύματος και τάσης στην έξοδό του. Το φιλτράρισμα των αρμονικών στην έξοδο δεν είναι εύκολο, ειδικά στην περίπτωση κατά την οποία η συχνότητα των ανώτερων αρμονικών μεταβάλλεται και βρίσκεται κοντά στη συχνότητα της βασικής αρμονικής της τάσης εξόδου. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να αυξάνεται το βάρος, ο όγκος και το κόστος του αντιστροφέα. Για όλους τους παραπάνω λόγους, η δημιουργία κυματομορφών με το μικρότερο δυνατό αρμονικό περιεχόμενο και ανώτερες αρμονικές που να εντοπίζονται σε όσο το δυνατό υψηλότερες

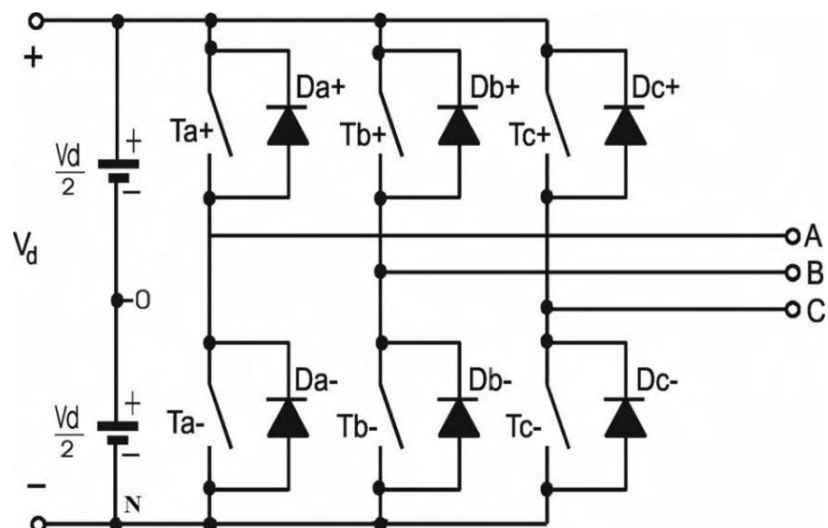
συχνότητες, αποτελεί έναν από τους σημαντικότερους στόχους των κατασκευαστών βιομηχανικών αντιστροφών.

2.4.1 ΑΝΑΛΥΣΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ (three phase inverter)

Στη συνδεσμολογία ημιγέφυρας (Σχήμα 2.11), στα άκρα της εισόδου συνεχούς τάσης V_d συνδέονται σε σειρά δυο ίδιοι πυκνωτές. Το σημείο σύνδεσής τους βρίσκεται στο μισό δυναμικό, οπότε στα άκρα κάθε πυκνωτή αναπτύσσεται τάση ίση με $V_d/2$. Ανάβοντας και σβήνοντας εναλλάξ τους ελεγχόμενους ημιαγωγικούς διακόπτες T1 και T2 παράγεται μια τετραγωνική εναλλασσόμενη κυματομορφή τάσης πάνω στους ακροδέκτες του φορτίου. Η μέγιστη τιμή τάσης που εφαρμόζεται πάνω στο φορτίο είναι $V_d/2$ και η ελάχιστη $-V_d/2$. Οι διακόπτες μπορούν να αντικατασταθούν από οποιοδήποτε ελεγχόμενο ημιαγωγικό στοιχείο ισχύος ή ακόμα και από θυρίστορ με το κύκλωμα σβέσης τους, χωρίς η γενική λειτουργία του κυκλώματος να αλλάξει. Κάθε ημιαγωγικό στοιχείο επιτρέπει τη ροή ρεύματος, όταν αυτό άγει, κατά τη μία φορά, ενώ η αντιπαράλληλη δίοδος επιτρέπει στο ρεύμα να ρέει κατά την αντίθετη κατεύθυνση. Η συνδεσμολογία αυτή αποτελεί το βασικό στοιχείο δόμησης του μονοφασικού αντιστροφέα πλήρους γέφυρας (Σχήμα 2.11), καθώς και του τριφασικού αντιστροφέα (Σχήμα 2.12).

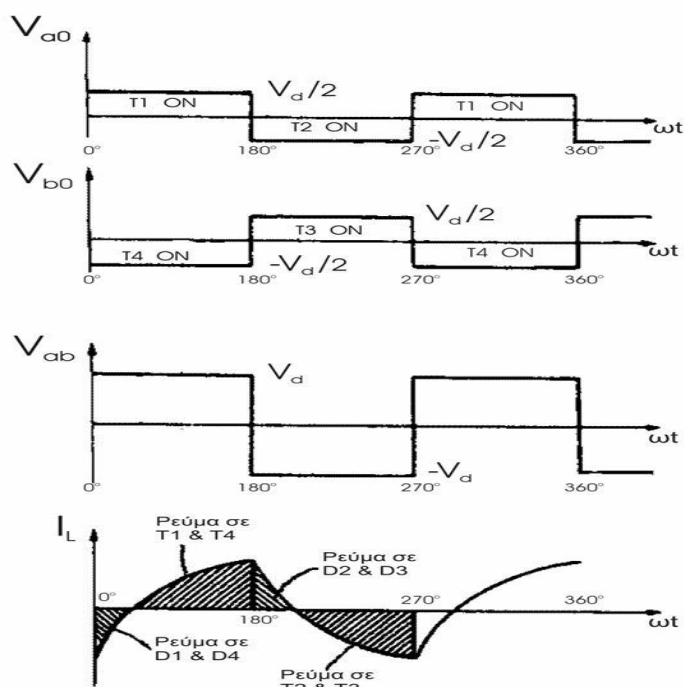


Σχήμα 2.11: Συνδεσμολογία α) ημιγέφυρας και β) πλήρους γέφυρας



Σχήμα 2.12: Κύκλωμα τριφασικού αντιστροφέα

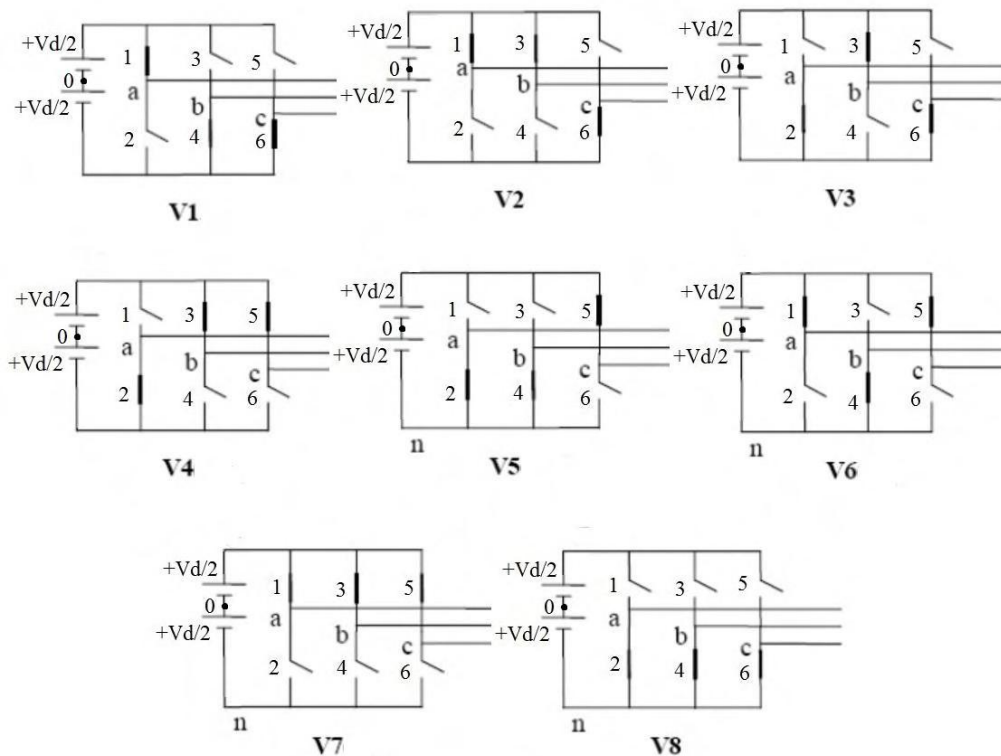
Όταν το φορτίο είναι καθαρά ωμικής φύσης, τότε και το ρεύμα έχει παρόμοια μορφή με την τάση και οι αντιπαράλληλες διόδους δεν έχουν ενεργό ρόλο στη λειτουργία του κυκλώματος. Στην περίπτωση όμως που το φορτίο είναι επαγωγικής φύσης η παρουσία των αντιπαράλληλων διόδων είναι απαραίτητη. Για να γίνει καλύτερα κατανοητό αυτό, ας υποθεθεί στο μονοφασικό αντιστροφέα ότι βρίσκονται σε αγωγή αρχικά οι T1, T4 και το ρεύμα ρέει στο φορτίο από το σημείο A προς το σημείο B. Όταν δοθεί εντολή και οι T1, T4 έρθουν σε αποκοπή, ενώ οι T3, T2 σε αγωγή, η πολικότητα της τάσης πάνω στο φορτίο θα αλλάξει, το ρεύμα όμως για ένα χρονικό διάστημα θα συνεχίσει να ρέει με την ίδια φορά, λόγω της καθυστέρησης που εισάγει το επαγωγικό φορτίο. Έτσι το ρεύμα, για αυτό το χρονικό διάστημα, θα ρέει διαμέσου των διόδων D3 και D2, επιστρέφοντας ενέργεια στην πηγή τροφοδοσίας. Οι κυματομορφές τάσεων και ρεύματος, για την περίπτωση ωμικού-επαγωγικού φορτίου, δίδονται στο σχήμα 2.13. Η λειτουργία της τριφασικής γέφυρας είναι ανάλογη με αυτή της μονοφασικής.



Σχήμα 2.13: Κυματομορφές μονοφασικού αντιστροφέα α), β) τάσεων εξόδου ως προς το σημείο σύνδεσης των πυκνωτών εισόδου θ, γ) πολική τάση εξόδου, δ) ρεύμα φορτίου

2.4.2 ΜΕΘΟΔΟΙ ΠΑΛΜΟΔΟΤΗΣΗΣ

Η παλμοδότηση των ημιαγωγικών στοιχείων, δηλαδή ο καθορισμός της χρονικής στιγμής και διάρκειας που είτε θα άγουν είτε όχι, μπορεί να γίνει με πολλούς διαφορετικούς τρόπους, καθένας από τους οποίους παρουσιάζει διαφορές κυρίως ως προς το πλήθος και την τάξη των ανώτερων αρμονικών της πολικής τάσης εξόδου του τριφασικού αντιστροφέα. Θεωρώντας ότι πάντα υπάρχει ρεύμα σε κάθε μια από τις τρεις εξόδους του τριφασικού αντιστροφέα, οι δυνατές καταστάσεις στις οποίες λειτουργεί ο τριφασικός αντιστροφέας είναι οχτώ και παρουσιάζονται στο σχήμα 2.14. Προκειμένου να παραχθεί τάση στην έξοδο, ο αντιστροφέας περνά από τη μία κατάσταση στην άλλη και ανάλογα σε ποια βρίσκεται, η πολική τάση εξόδου λαμβάνει τις τιμές $-V_d$, 0 , V_d . Η επιλογή των καταστάσεων και το χρονικό διάστημα που υφίσταται η κάθε μία υποδεικνύεται από την τεχνική παλμοδότησης, ανάλογα με τα σήματα που συγκρίνονται για την παραγωγή των παλμών. Έτσι, η ενεργός τιμή της τάσης εξόδου καθορίζεται από τη μέθοδο παλμοδότησης [15].



Σχήμα 2.14: Δυνατές καταστάσεις λειτουργίας τριφασικού αντιστροφέα

STATE	ON	OFF	V _{AB}	V _{A0}	V _{B0}
1	1, 4, 6	2, 3, 5	+V _d	+V _d /2	-V _d /2
2	1, 3, 6	2, 4, 5	0	+V _d /2	+V _d /2
3	2, 3, 6	1, 4, 5	-V _d	-V _d /2	+V _d /2
4	2, 3, 5	1, 4, 6	-V _d	-V _d /2	+V _d /2
5	2, 4, 5	1, 3, 6	0	-V _d /2	-V _d /2
6	1, 4, 5	2, 3, 6	+V _d	+V _d /2	-V _d /2
7	1, 3, 5	2, 4, 6	0	+V _d /2	+V _d /2
8	2, 4, 6	1, 3, 5	0	-V _d /2	-V _d /2

Πίνακας 2.2: Πολική και φασικές τάσεις εξόδου ανάλογα με την κατάσταση λειτουργίας του τριφασικού αντιστροφέα

Οι πολικές τάσεις V_{BC} , V_{CA} προκύπτουν είτε εφαρμόζοντας τη διαδικασία που ακολουθεί ο πίνακας είτε μετατοπίζοντας την τάση V_{AB} 120° και 240° αντίστοιχα για συμμετρικό τριφασικό σύστημα.

2.4.2.1 Παλμοδότηση μέσω Τετραγωνικών Παλμών Κάθε ημιαγωγικό στοιχείο ανάβει και σβήνει για 180° και κάθε ακροδέκτης εξόδου (A, B

και C) συνδέεται εναλλάξ για κάθε ημιπερίοδο στο θετικό ή στον αρνητικό πόλο της συνεχούς τροφοδοσίας. Η συμμετρική τριφασική έξοδος επιτυγχάνεται προκαλώντας μια καθυστέρηση φάσεως 120° μεταξύ των παλμών έναυσης του κάθε κλάδου της γέφυρας, όπως φαίνεται στο σχήμα 2.15.

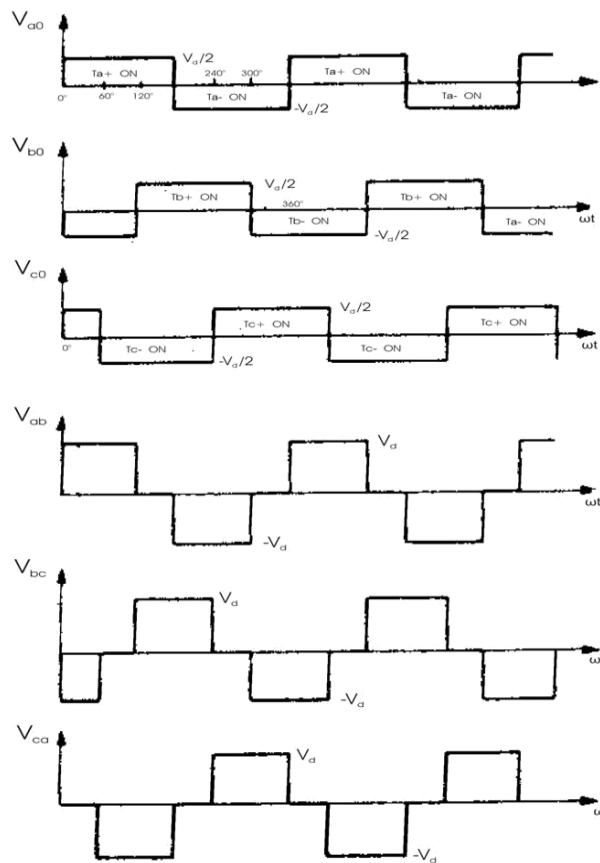
Η βασική αρμονική της πολικής τάσης εξόδου βρίσκεται στη συχνότητα της τετραγωνικής κυματομορφής, ενώ η ενεργός (rms) τιμή της τάσης αυτής είναι [16]: (2.6)

$$V_{AB,1,rms} = \frac{\sqrt{3} 4 V_d}{\sqrt{2} \pi 2} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_d \cong 0,78 V_d$$

Όσον αφορά το αρμονικό περιεχόμενο της πολικής τάσης εξόδου, εμφανίζονται ανώτερες αρμονικές σε συχνότητες των οποίων τα πλάτη μειώνονται αντιστρόφως ανάλογα προς την αρμονική τους τάξη, δηλαδή [16]: (2.7)

$$V_{AB,h,rms} = \frac{0,78}{h} V_d \text{ όπου } h = 6n \pm 1, n = 1,2,3, \dots$$

Αν για παράδειγμα, με κατάλληλη παλμοδότηση, επιτευχθεί στην έξοδο του μονοφασικού αντιστροφέα ένας τετραγωνικός παλμός συχνότητας 30Hz, τότε εκτός από τη βασική αρμονική στα 30Hz, θα υπάρχουν και ανώτερες αρμονικές, οι οποίες θα έχουν συχνότητες 150Hz ($5 \cdot 30\text{Hz}$), 210Hz ($7 \cdot 30\text{Hz}$), 330Hz ($11 \cdot 30\text{Hz}$) 390Hz ($13 \cdot 30\text{Hz}$) κ.ο.κ. Τονίζεται ότι η τρίτη αρμονική, καθώς και τα περιττά πολλαπλάσιά της, είναι μηδέν και αυτό συμβαίνει διότι η τρίτη αρμονική της φάσης A και η τρίτη αρμονική της φάσης B αλληλοαναιρούνται, υπολογίζοντας τη διαφορά μεταξύ τους, η οποία προφανώς είναι η πολική τάση V_{AB} .



Σχήμα 2.15: Κυματομορφές αντιστροφέα παλμοδοτούμενου με τετραγωνικούς παλμούς: α), β), γ) Τάσεις τριών φάσεων ως προς το σημείο σύνδεσης των πυκνωτών εισόδου, δ), ε), στ) πολικές τάσεις εξόδου

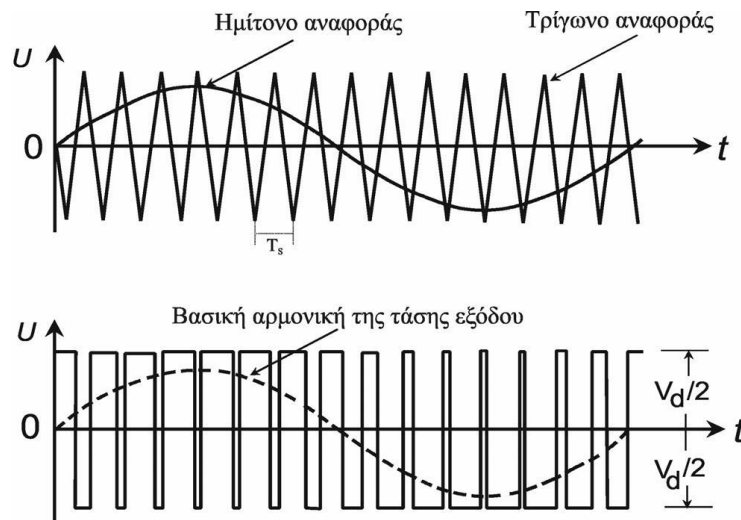
Ένα από τα πλεονεκτήματα της λειτουργίας με τετραγωνικούς παλμούς είναι ότι κάθε διακόπτης του αντιστροφέα αλλάζει κατάσταση μόνο δύο φορές ανά περίοδο, γεγονός σημαντικό στην περίπτωση πολύ υψηλών επιπέδων ισχύος, όπου οι ημιαγωγικοί διακόπτες έχουν, γενικά, χαμηλότερες ταχύτητες μετάβασης. Όμως, όπως εύκολα μπορεί να φανεί και από τα διαγράμματα, με την παλμοδότηση αυτή είναι δυνατό να ρυθμιστεί η συχνότητα της βασικής αρμονικής της τάσης εξόδου του αντιστροφέα, όχι όμως και το πλάτος της που θα είναι ίσο με V_d , εκτός αν ρυθμίζεται το πλάτος της συνεχούς τάσης εισόδου.

2.4.2.2 Παλμοδότηση μέσω της τεχνικής Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (Pulse Width Modulation-PWM)

Ο έλεγχος της βασικής αρμονικής της τάσης εξόδου του αντιστροφέα μπορεί να επιτευχθεί με τη μεταβολή του εύρους των παλμών, μεταβάλλοντας δηλαδή τα χρονικά διαστήματα κατά τα οποία τα στοιχεία του αντιστροφέα άγουν ή όχι. Η τεχνική αυτή, με την οποία επιτυγχάνεται ο έλεγχος του πλάτους και της συχνότητας της βασικής αρμονικής της τάσης εξόδου, μέσω της αυξομείωσης του εύρους των παλμών της τάσης εξόδου, ονομάζεται Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (Pulse Width Modulation, PWM). Για την παραγωγή των παλμών συγκρίνεται ένα σήμα ελέγχου u_{control} (σταθερό ή αργά μεταβαλλόμενο με το χρόνο) που ονομάζεται φέρων σήμα ή σήμα αναφοράς, με μια περιοδική κυματομορφή (συνήθως τριγωνική) υψηλής συχνότητας f_s , που ονομάζεται φορέας.

2.4.2.3 Παλμοδότηση μέσω της τεχνικής Ημιτονοειδούς Διαμόρφωσης Εύρους Παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation-SPWM)

Αν είναι επιθυμητό η μορφή της τάσης εξόδου να πλησιάζει όσο το δυνατόν περισσότερο το ημίτονο, τότε το εύρος των παλμών θα πρέπει να μεταβληθεί με ημιτονοειδή τρόπο. Η μέθοδος με την οποία μπορεί να επιτευχθεί η παραγωγή παλμών SPWM παρουσιάζεται στα σχήματα 2.16, 2.17 και 2.18, αρχικά για μονοφασικό αντιστροφέα και στη συνέχεια για τριφασικό αντιστροφέα. Σύμφωνα με την τεχνική αυτή, δημιουργείται ένα ημιτονοειδές σήμα το οποίο ονομάζεται ημίτονο αναφοράς και μια τριγωνική κυματομορφή που ονομάζεται κυματομορφή φορέα. Στη συνέχεια οι δύο παραπάνω κυματομορφές συγκρίνονται μεταξύ τους. Το αποτέλεσμα της σύγκρισης είναι μια λογική στάθμη 0, όταν το τρίγωνο είναι μεγαλύτερο του ημιτόνου και μια λογική στάθμη 1, όταν συμβαίνει το αντίθετο. Το αποτέλεσμα της σύγκρισης εξαρτάται από τα σημεία τομής των δύο κυματομορφών [13].



Σχήμα 2.16: Τεχνική παλμοδότησης sPWM: α) Σήματα προς σύγκριση και β) Τάση εξόδου μονοφασικού αντιστροφέα

Για την εξαγωγή χρήσιμων σχέσεων και συμπερασμάτων, ορίζονται τα ακόλουθα μεγέθη:

- * A_{sin} : πλάτος ημιτόνου αναφοράς
- * A_{tri} : πλάτος τριγώνου
- * F_{sin} : συχνότητα ημιτόνου αναφοράς
- * F_{tri} : συχνότητα τριγώνου
- * m_a : συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους
- * m_f : συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας

$$\text{όπου } m_a = \frac{A_{sin}}{A_{tri}} \text{ και } m_f = \frac{F_{tri}}{F_{sin}}$$

Η διακοπτική συχνότητα της κυματομορφής PWM είναι ίση με F_{tri} . Επίσης, με ανάλυση Fourier, διαπιστώνεται ότι η βασική αρμονική της τάσης εξόδου έχει συχνότητα F_{sin} (τη συχνότητα του ημιτόνου αναφοράς) και οι ανώτερες αρμονικές μπορούν να ομαδοποιηθούν

σε ζώνες συχνοτήτων γύρω από τα ακέραια πολλαπλάσια της συχνότητας του τριγώνου. Πιο συγκεκριμένα, η πρώτη ομάδα περιέχει μια κεντρική αρμονική σε συχνότητα F_{tri} καθώς επίσης και ένα σύνολο αρμονικών δεξιά και αριστερά της συχνότητας αυτής που δίνονται από τη σχέση: (2.8)

$$F_v = F_{tri} \pm 2nF_{sin} \Rightarrow F_v = (m_f \pm 2n)F_{sin}$$

Στη δεύτερη ομάδα, δεν περιέχεται η κεντρική αρμονική σε συχνότητα $2 \cdot F_{tri}$, αλλά ένα σύνολο αρμονικών που δίνονται από τη σχέση: (2.9)

$$F_v = 2F_{tri} \pm [2(n-1)]F_{sin} \Rightarrow F_v = [2m_f \pm 2(n-1)]F_{sin}$$

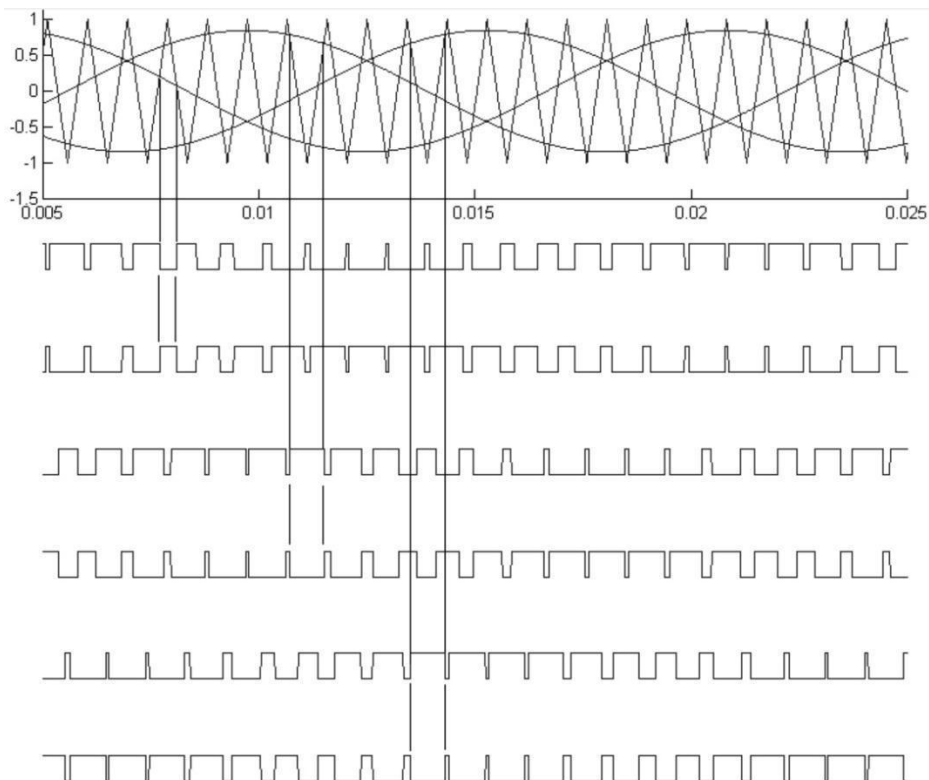
Για την τρίτη ομάδα ισχύει ότι και στην πρώτη, μόνο που η κεντρική αρμονική είναι σε συχνότητα $3F_{tri}$. Στην τέταρτη ομάδα ισχύει ότι και για τη δεύτερη, αλλά με κεντρική συχνότητα $4F_{tri}$ η οποία και πάλι δεν εμφανίζεται. Με αυτή τη λογική, εξάγεται ένα γενικός τύπος για όλες τις αρμονικές [13], [15]: (2.10)

$$F_v = (\lambda m_f \pm k)F_{sin}$$

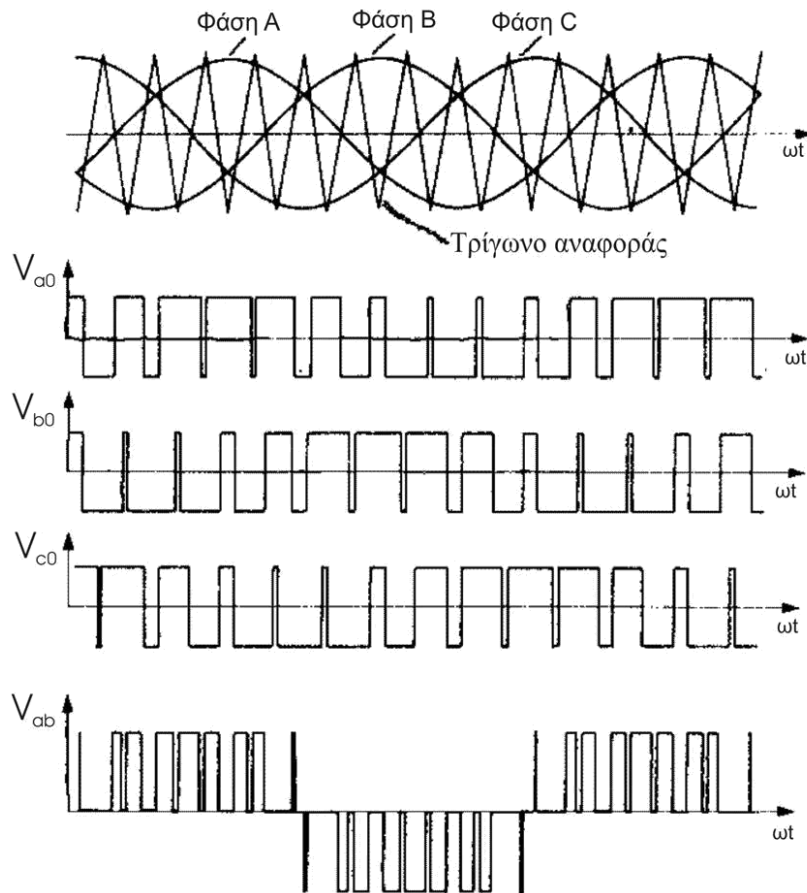
Για άρτιες τιμές του λ ($\lambda = 2, 4, 6, \dots$), οι αρμονικές υπάρχουν μόνο για περιττές τιμές του k ($k = 1, 3, 5, \dots$).

Για περιττές τιμές του λ ($\lambda = 1, 3, 5, \dots$), οι αρμονικές υπάρχουν μόνο για άρτιες τιμές του k ($k = 2, 4, 6, \dots$).

Κατά παρόμοιο τρόπο, για έναν τριφασικό αντιστροφέα τάσης, δημιουργούνται τρία ημίτονα αναφοράς (ένα για κάθε φάση) με διαφορά φάσης 120° μεταξύ τους, τα οποία συγκρίνονται με την ίδια τριγωνική κυματομορφή.



Σχήμα 2.17: Τρίγωνο και Ημίτονα αναφοράς προς σύγκριση και παραγωγή παλμών για οδήγηση των έξι ημιαγωγικών στοιχείων του αντιστροφέα



Σχήμα 2.18: α) Σήματα προς σύγκριση, β), γ), δ) Τάσεις τριών φάσεων ως προς το σημείο σύνδεσης των πυκνωτών εισόδου, ε) Παλμική πολική τάση εξόδου

Όπως προκύπτει από την ανάλυση Fourier, η ενεργός τιμή της βασικής αρμονικής της πολικής τάσης συναρτήσει της συνεχούς τάσης εισόδου είναι : (2.11)

$$V_{AB,1,rms} = 0,612m_a V_d$$

δηλαδή αυξομειώνοντας το συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους m_a (από 0 έως 1) μεταβάλλεται το εύρος των παλμών της κυματομορφής που προκύπτει από τη σύγκριση και συνεπώς και το πλάτος της παραγόμενης τάσης εξόδου.

Οι αρμονικές της φασικής τάσης εξόδου του τριφασικού αντιστροφέα, για παράδειγμα της V_{AN} είναι ίδιες με τις αρμονικές της V_{A0} του μονοφασικού αντιστροφέα (Σχήμα 2.16). Όλες οι φασικές τάσεις (V_{AN} , V_{BN} , V_{CN}) περιέχουν αρμονικές ίδιες σε πλάτος και φάση στα πολλαπλάσια του 3 [15]. Για παράδειγμα, αν η ένατη αρμονική στη φάση A είναι:

$$U_{AN,9} = u_9 \sin(9\omega t)$$

τότε η ένατη αρμονική στη φάση B θα είναι:

$$U_{BN,9} = u_9 \sin[9(\omega t - 120^\circ)]$$

$$U_{BN,9} = u_9 \sin(9\omega t - 1080^\circ) = u_9 \sin(9\omega t - 3 \cdot 360^\circ) = u_9 \sin(9\omega t)$$

Έτσι, η πολική τάση εξόδου $V_{AB}=V_{AN}-V_{BN}$ δεν περιέχει την ένατη αρμονική. Συνεπώς, αν το m_f είναι περιττό πολλαπλάσιο του 3, οι πολικές τάσεις δεν περιέχουν αρμονικές στα περιττά πολλαπλάσια του m_f , αφού η διαφορά φάσης των φασικών τάσεων θα είναι πολλαπλάσιο των 360 μοιρών. Άρα, για τις τιμές του m_f στα περιττά πολλαπλάσια του 3, οι αρμονικές της πολικής τάσης εμφανίζονται στις κανονικοποιημένες συχνότητες f_h ως προς το m_f και τα πολλαπλάσιά του, όπου: (2.12)

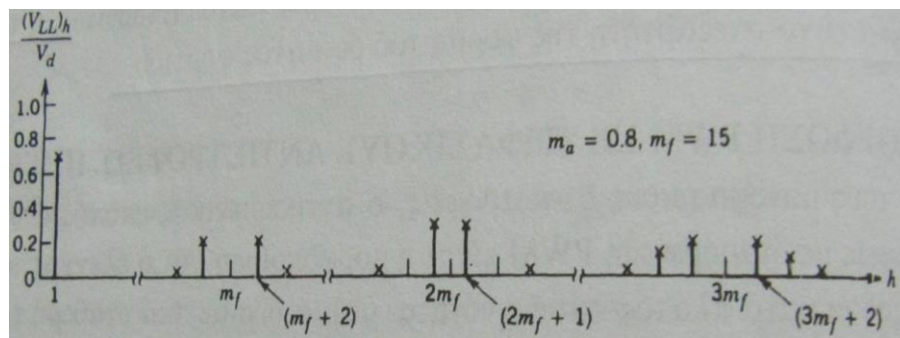
$$f_h = l m_f \pm k$$

Όταν το l είναι περιττό ($l=1, 3, 5, \dots$), τότε το k είναι άρτιο ($k=2, 4, 6, \dots$).

Όταν το l είναι άρτιο ($l=2, 4, 6, \dots$), τότε το k είναι περιττό ($k=1, 5, 7, \dots$).

Οι παραπάνω τιμές των l, k διαμορφώνονται έτσι ώστε η τάξη h των αρμονικών να μην είναι πολλαπλάσιο του 3 (Σχήμα 2.19). Έτσι, οι αρμονικές θα είναι στα:

$$m_f \pm 2, m_f \pm 4, \dots, 2m_f \pm 1, 2m_f \pm 5, \dots, 3m_f \pm 2, 3m_f \pm 4, \dots, 4m_f \pm 1, 4m_f \pm 5, \dots$$



Σχήμα 2.19: Φάσμα αρμονικών πολικής τάσης εξόδου του αντιστροφέα

Συμπερασματικά, παλμοδοτώντας τα ημιαγωγικά στοιχεία με την τεχνική της ημιτονοειδούς διαμόρφωσης του εύρους των παλμών (SPWM) μπορεί να ρυθμιστεί για την πολική τάση εξόδου του αντιστροφέα:

- ✓ Η ενεργός τιμή της, μεταβάλλοντας το συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους m_a .
- ✓ Η συχνότητά της, μεταβάλλοντας τη συχνότητα του ημιτόνου αναφοράς F_{sin} .
- ✓ Το αρμονικό περιεχόμενό της, επιλέγοντας κατάλληλα το συντελεστή διαμόρφωσης συχνότητας m_f .

Με άλλα λόγια, η τεχνική αυτή δίνει τη δυνατότητα πλήρους ελέγχου του σήματος που επιθυμείται να παράγει ο αντιστροφέας στην έξοδό του.

2.4.2.4 Παλμοδότηση μέσω διάφορων άλλων τεχνικών [17]

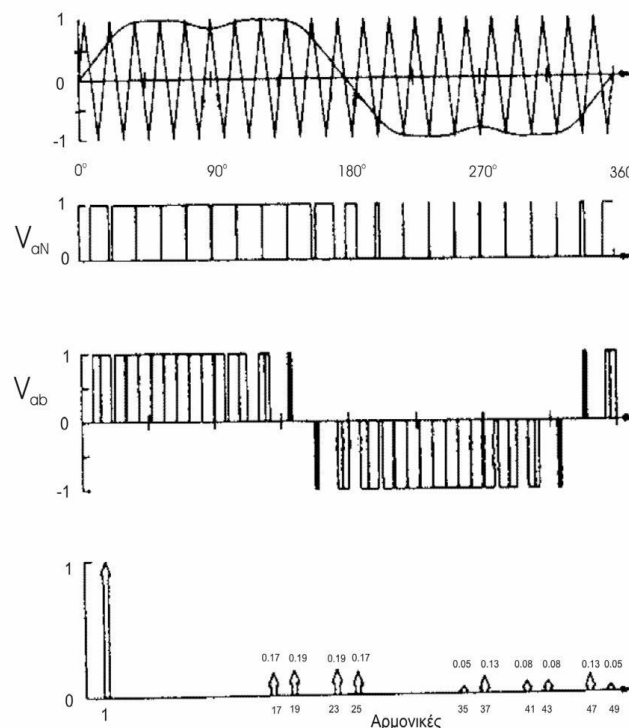
Εκτός από την τεχνική SPWM που χρησιμοποιείται ευρύτατα, υπάρχουν και άλλες μέθοδοι διαμόρφωσης του εύρους των παλμών (PWM), οι οποίες έχουν ως βάση την κλασική

SPWM και προσδίδουν βελτιωμένα χαρακτηριστικά, κυρίως όσον αφορά το αρμονικό περιεχόμενο που παρουσιάζουν. Πιο συγκεκριμένα, αυτές οι μέθοδοι έχουν ως στόχο την αύξηση του πλάτους της βασικής αρμονικής της πολικής τάσης και παράλληλα τη μείωση του πλάτους των ανώτερων αρμονικών. Συνήθως το μόνο που αλλάζει, σε σχέση πάντα με την κλασική μέθοδο, είναι η κυματομορφή αναφοράς, ενώ η υπόλοιπη λογική παραμένει ίδια.

Για το λόγο αυτό αναπτύχθηκαν τεχνικές με ημίτονα αναφοράς εμπλουτισμένα σε ανώτερες αρμονικές 3^ν-τάξης, με τις οποίες είναι δυνατή η δημιουργία τάσεων εξόδου ενεργού τιμής όσο και της τάσης εισόδου. Αξίζει να αναφερθεί ότι οι σκόπιμα δημιουργηθείσες επιπλέον αρμονικές 3^ν τάξης στην έξοδο, αλληλοαναιρούνται και δεν επηρεάζουν καθόλου τη λειτουργία των αντιστροφών ούτε το αρμονικό περιεχόμενο του ρεύματος, όπως περιγράφηκε και πιο πάνω.

➤ Μέθοδος PWM με έγχυση αρμονικών (Harmonic Injection Pulse Width Modulation-HIPWM)

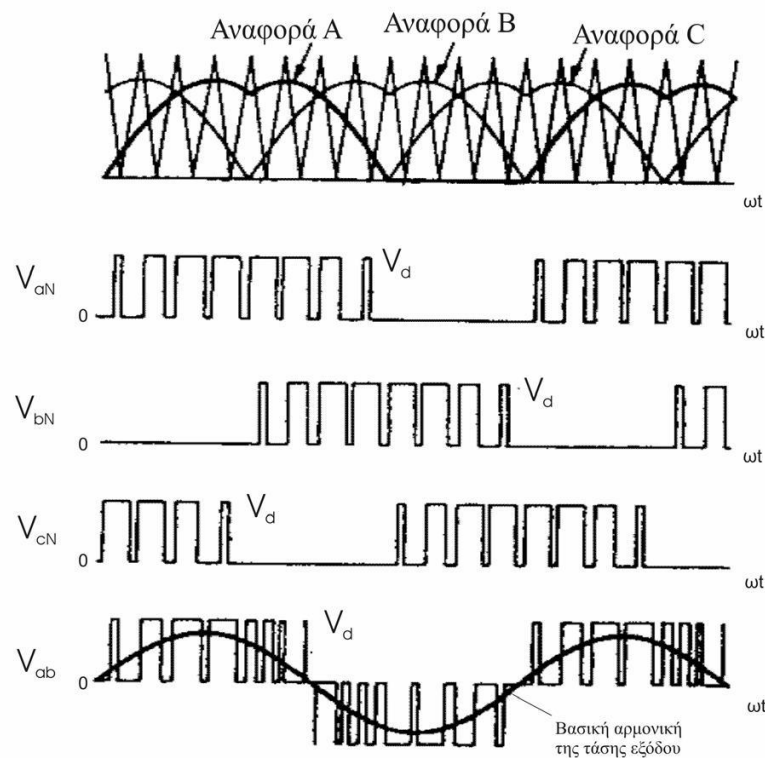
Αυτή η μέθοδος προκύπτει από την κλασική SPWM, εισάγοντας στην κυματομορφή αναφοράς αρμονικές, των οποίων οι συχνότητες είναι τριπλά πολλαπλάσια της βασικής αρμονικής (Σχήμα 2.20). Το αποτέλεσμα είναι μια ημιτονοειδής κυματομορφή με σχεδόν επίπεδη κορυφή, η οποία όταν εφαρμοστεί, βελτιώνει το αρμονικό περιεχόμενο της πολικής τάσης.



Σχήμα 2.20: Κυματομορφές αντιστροφέα παλμοδοτούμενου με τεχνική HIPWM: α) σήματα προς σύγκριση, β) φασική τάση εξόδου, γ) πολική τάση εξόδου, δ) φάσμα αρμονικών

➤ Δεύτερη μέθοδος

Η δεύτερη μέθοδος, που δεν αναφέρεται στη βιβλιογραφία με κάποιο συγκεκριμένο όνομα, παρουσιάζει πρόσθετα πλεονεκτήματα. Για να υφίσταται ημιτονοειδή πολική τάση δεν είναι απαραίτητο η κάθε φασική τάση να είναι ημιτονοειδής κυματομορφή. Στην κυματομορφή αναφοράς για ένα τριφασικό αντιστροφέα μπορούν να προστεθούν 3N-πλάσιες αρμονικές στη κλασσική τριφασική ημιτονοειδή κυματομορφή (Σχήμα 2.21). Χρησιμοποιώντας τη νέα αυτή κυματομορφή αναφοράς, οι πολικές τάσεις του αντιστροφέα γίνονται ημιτονοειδείς PWM κυματομορφές, το πλάτος της βασικής αρμονικής αυξάνεται κατά 15% σε σχέση με την κλασσική μέθοδο και ο αριθμός των μεταβάσεων του αντιστροφέα (έναυση - σβέση) μειώνεται κατά δύο-τρίτα σε σχέση με την SPWM. Τα παραπάνω σημαίνουν ότι η πηγή τροφοδοσίας χρησιμοποιείται αποτελεσματικότερα και ότι μειώνονται οι διακοπτικές απώλειες, πράγμα που σημαίνει μείωση της θερμότητας των ημιαγωγικών στοιχείων. Το τελευταίο συμπέρασμα είναι πολύ σημαντικό, ιδίως όταν είναι επιθυμητή υψηλή συχνότητα φορέα, γιατί με αυτό τον τρόπο καταπονούνται λιγότερο τα στοιχεία.

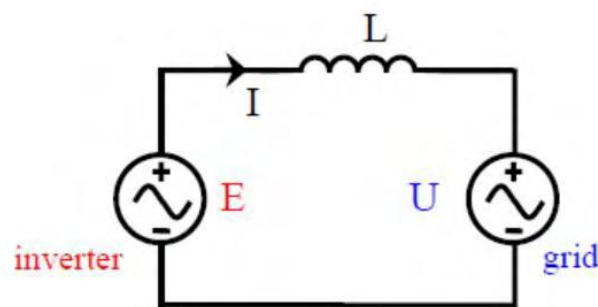


Σχήμα 2.21: Κυματομορφές αντιστροφέα παλμοδοτούμενου με τεχνική 3N-πλάσιων αρμονικών: α) σήματα προς σύγκριση, β), γ), δ) φασικές τάσεις εξόδου, ε) πολική τάση εξόδου

2.4.3 ΕΛΕΓΧΟΣ ΚΛΕΙΣΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ ΓΙΑ ΤΟΝ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ

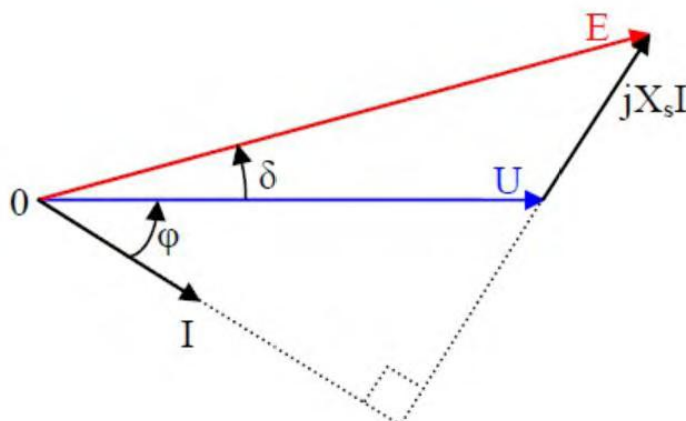
2.4.3.1 Περιγραφή του ελέγχου Όπως αναφέρθηκε, στόχος είναι η σύνδεση της ανεμογεννήτριας με το δίκτυο και η

πλήρως ελεγχόμενη έγχυση ενεργού ή/και αέργου ισχύος σε αυτό. Συνεπώς, η βασική λογική ελέγχου του υπό μελέτη τριφασικού αντιστροφέα μοιάζει με αυτή των σύγχρονων γεννητριών για την ελεγχόμενη παραγωγή ενεργού και αέργου ισχύος [11]. Έστω E η βασική αρμονική της τάσης εξόδου του αντιστροφέα και U η τάση του δικτύου. Μεταξύ αντιστροφέα και δικτύου υπάρχει ένα πηνίο L το οποίο αποτελεί κομμάτι του LC κατωδιαβατού φίλτρου για τις ανώτερες αρμονικές (θα αναλυθεί σε επόμενη ενότητα). Έτσι, ένα ισοδύναμο μονοφασικό ηλεκτρικό μοντέλο θα μπορούσε να είναι αυτό που απεικονίζεται στο σχήμα 2.22 [18].



Σχήμα 2.22: Ισοδύναμο ηλεκτρικό μοντέλο αντιστροφέα-δικτύου

Για να εξηγηθούν τα χαρακτηριστικά του κυκλώματος και να εξαχθούν βασικές σχέσεις, παρατίθεται το διανυσματικό διάγραμμα (Σχήμα 2.23) της τάσης εξόδου του αντιστροφέα E , της τάσης του δικτύου U και της πτώσης τάσης πάνω στο πηνίο $jX_s I = j\omega LI$.



Σχήμα 2.23: Διανυσματικό διάγραμμα σύνδεσης αντιστροφέα με το δίκτυο

Η γωνία φ αντιπροσωπεύει τη διαφορά φάσης μεταξύ της τάσης του δικτύου και του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα, ενώ η γωνία δ αντιπροσωπεύει τη διαφορά φάσης μεταξύ

των τάσεων του αντιστροφέα και του δικτύου. Με βάση το διανυσματικό διάγραμμα και με τη βοήθεια φασόρων, μπορούν να γραφτούν οι εξής σχέσεις: (2.13) , (2.14)

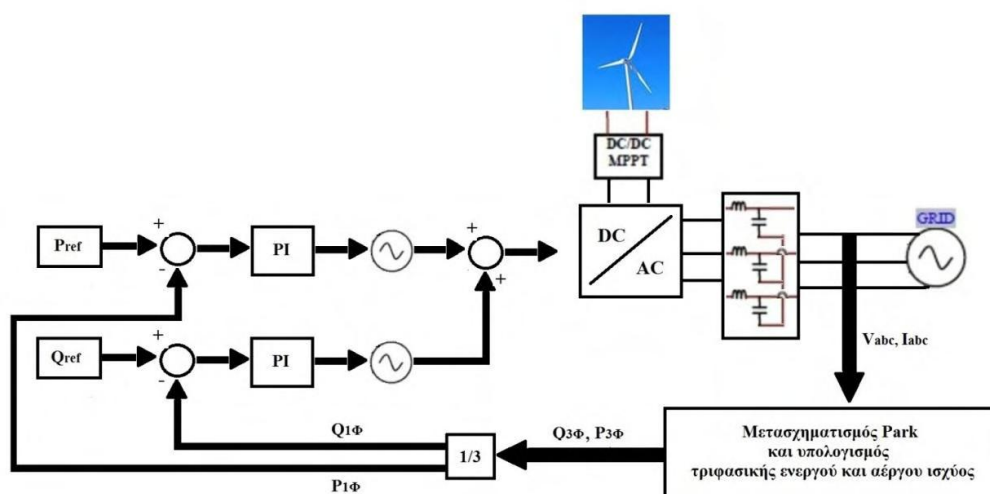
$$\begin{aligned} \dot{E} &= \dot{U} + jX_s I \\ E \sin \delta &= X_s I \cos \varphi \end{aligned}$$

Η ενεργός και άεργος ισχύς που παρέχεται από τον αντιστροφέα στο δίκτυο περιγράφονται αντίστοιχα από τις σχέσεις [18]: (2.15) , (2.16)

$$\begin{aligned} P &= UI \cos \varphi = \frac{UE}{X_s} \sin \delta \\ Q &= \frac{UE}{X_s} \cos \delta - \frac{U^2}{X_s} = \frac{U}{X_s} (E \cos \delta - U) \end{aligned}$$

Από το διάγραμμα και τις σχέσεις, είναι προφανές ότι ρυθμίζοντας το μέτρο E της τάσης εξόδου του αντιστροφέα και τη γωνία δ, ελέγχεται η ροή ενεργού και αέργου ισχύος προς το δίκτυο. Αποδεικνύεται, ωστόσο, ότι μια μικρή μεταβολή του μέτρου E επηρεάζει σημαντικά τη ροή αέργου ισχύος, ενώ έχει μικρότερη επίδραση στη ροή ενεργού ισχύος. Αντίστοιχα, μια μικρή μεταβολή της γωνίας δ έχει μεγαλύτερη επιρροή στη μεταβολή της ροής ενεργού ισχύος παρά σε αυτής της αέργου. Συμπερασματικά, μπορεί να θεωρηθεί ότι η ενεργός και η άεργος ισχύς είναι δυνατό να μεταβάλλονται ανεξάρτητα η μία της άλλης, δηλαδή απομπλέκεται η μεταξύ τους σχέση, γεγονός πολύ σημαντικό, αφού μειώνεται η πολυπλοκότητα του ελέγχου.

Λαμβάνοντας υπόψιν όλα τα παραπάνω, ο έλεγχος που προτείνεται στην παρούσα διπλωματική εργασία για τον τριφασικό αντιστροφέα απεικονίζεται στο σχήμα 2.24 και εξηγείται αναλυτικά ακολούθως.



Σχήμα 2.24: Προτεινόμενο σύστημα ελέγχου κλειστού βρόχου ενεργού και αέργου ισχύος που εγχέεται στο δίκτυο από τον τριφασικό αντιστροφέα

Το ρεύμα και η φασική τάση στην πλευρά του δικτύου μετρώνται για δύο φάσεις (έστω A, B). Υποθέτοντας συμμετρικό τριφασικό σύστημα, το ρεύμα και η τάση για την τρίτη φάση C θα προκύψει από: (2.17) , (2.18)

$$i_a + i_b + i_c = 0 \Rightarrow i_c = -(i_a + i_b)$$

$$v_a + v_b + v_c = 0 \Rightarrow v_c = -(v_a + v_b)$$

Στη συνέχεια, η τριφασική εναλλασσόμενη τάση μετατρέπεται σε τρεις συνεχείς συνιστώσες μέσω του μετασχηματισμού Park. Αυτό γίνεται, γιατί τα συνεχή μεγέθη είναι πολύ πιο εύκολα διαχειρίσιμα όσον αφορά τεχνικές ελέγχου και επίσης απλοποιούνται σημαντικά αρκετές εξισώσεις. Ο ίδιος μετασχηματισμός εφαρμόζεται και για το ρεύμα. (2.19)

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} \sin(\omega t) & \frac{2}{3} \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \frac{2}{3} \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{2}{3} \cos(\omega t) & \frac{2}{3} \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \frac{2}{3} \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}$$

Από τα μεγέθη που προκύπτουν από το μετασχηματισμό Park, υπολογίζεται η τριφασική ενεργός και άεργος ισχύς ως εξής: (2.20) , (2.21)

$$P_{3\phi} = \frac{3}{2} (V_d I_d + V_q I_q + 2V_0 I_0)$$

$$Q_{3\phi} = \frac{3}{2} (V_q I_d - V_d I_q)$$

Αν το σύστημα είναι συμμετρικό και χωρίς αρμονικές, τότε οι συνιστώσες μηδενικής ακολουθίας δεν υπάρχουν και οι εξισώσεις απλοποιούνται ακόμη περισσότερο.

Οι ισχύεις που προκύπτουν από τους πιο πάνω υπολογισμούς διαιρούνται δια 3 για να προκύψουν οι αντίστοιχες μονοφασικές ισχύεις $P_{1\phi}$, $Q_{1\phi}$ οι οποίες συγκρίνονται με τα σήματα αναφοράς P_{ref} , Q_{ref} και τα σφάλματα τροφοδοτούνται σε PI ελεγκτές, ένα για την ενεργό και ένα για την άεργο ισχύ. Η γωνία δ ρυθμίζει κατά κύριο λόγο τη ροή της ενεργού ισχύος P και εξαρτάται από την τιμή του διάνυσματος $jX_s I$. Όσο το διάνυσμα αυτό έχει μεγαλύτερη τιμή, τόσο μπορεί να αυξηθεί και η γωνία δ . Επίσης, στην πράξη, επιδιώκεται μηδενική ροή αέργου ισχύος, άρα η γωνία ϕ στο διανυσματικό διάγραμμα είναι 0° , η τάση και το ρεύμα του δικτύου είναι συμφασικά μεγέθη και το διάνυσμα $jX_s I$ είναι κάθετο σε σχέση με την τάση του δικτύου.

Συνεπώς, η μεταβολή της ενεργού ισχύος σχετίζεται με το κάθετο διάνυσμα $jX_s I$,

ενώ η μεταβολή της αέργου ισχύος σχετίζεται με τα διανύσματα της τάσης του δικτύου και της προβολής της τάσης του αντιστροφέα στον άξονα της τάσης του δικτύου. Η μεταβολή της τάσης (ΔE) ρυθμίζει κατά κύριο λόγο τη ροή αέργου ισχύος από τον αντιστροφέα προς το δίκτυο. Σύμφωνα, λοιπόν, με όλα αυτά, η έξοδος του PI ελεγκτή που αφορά την άεργο ισχύ σταθμίζεται κατάλληλα με ημίτονο αναφοράς που προέρχεται από το δίκτυο (συμφασικό με το δίκτυο). Η έξοδος του PI ελεγκτή που αφορά την ενεργό ισχύ σταθμίζεται με ημίτονο αναφοράς που έχει διαφορά 90° σε σχέση με αυτό του δικτύου. Έτσι, το ημίτονο αναφοράς που συγκρίνεται με την

τριγωνική κυματομορφή για την παραγωγή των κατάλληλων παλμών προς τα ημιαγωγικά στοιχεία περιέχει τρεις συνιστώσες:

- ✓ Τη σταθμισμένη έξοδο του PI ελεγκτή που ρυθμίζει τη ροή ενεργού ισχύος.
- ✓ Τη σταθμισμένη έξοδο του PI ελεγκτή που ρυθμίζει τη ροή αέργου ισχύος.
- ✓ Το αρχικό σήμα αναφοράς που χρειάζεται για την παραγωγή τάσης ίδιου πλάτους, φάσης και συχνότητας με σκοπό την επιτυχή σύνδεση του αντιστροφέα με το δίκτυο, πριν εφαρμοστεί ο έλεγχος.

Τα άλλα δύο ημίτονα προκύπτουν με μετατόπιση του πρώτου ημιτόνου 120° και 240° αντίστοιχα, ώστε να παλμοδοτηθούν και τα έξι ημιαγωγικά στοιχεία. Τελικά, η έξοδος του αντιστροφέα είναι: (2.22)

$$E = E_m \sin(\omega t + \delta)$$

όπου $E_m = U_m + \Delta E$ και $U_g = U_m \sin(\omega t)$ η τάση του δικτύου.

Στην ενότητα 2.3.2 περιγράφηκε ο έλεγχος κλειστού βρόχου του μετατροπέα Interleaved Boost για το υπό μελέτη σύστημα. Η τάση εξόδου του μετατροπέα είναι μεν συνεχής, αλλά όχι σταθερή, δηλαδή αλλάζει, καθώς το σημείο λειτουργίας μετακινείται σε διαφορετική καμπύλη ισχύος κάθε φορά. Συνεπώς, ο έλεγχος του τριφασικού αντιστροφέα αναλαμβάνει αφενός να διατηρήσει σταθερή τη συνεχή τάση στην είσοδό του και αφετέρου να αποδώσει στο δίκτυο όση ισχύ του παρέχεται από το προηγούμενο υποσύστημα, δηλαδή από το μετατροπέα Interleaved Boost.

Έστω ότι ο dc/dc μετατροπέας παρέχει στην έξοδό του ισχύ P . Τότε, ο πυκνωτής διασύνδεσης (dc link) του Boost με τον αντιστροφέα αρχίζει να φορτίζεται, δηλαδή αν η αρχική του τάση είναι $V_c = V_1$, μετά το πέρας ορισμένου χρονικού διαστήματος (που εξαρτάται από την τιμή του πυκνωτή, την εν σειρά ολική αντίσταση και την τιμή του ρεύματος) θα είναι $V_c = V_1 + V$. Ο τριφασικός αντιστροφέας καλείται να μεταβιβάσει την ισχύ P προς το δίκτυο και να κρατήσει την τάση του πυκνωτή στην αρχική τιμή V_1 . Έτσι, η τάση του πυκνωτή V_c μετράται και συγκρίνεται με μια τιμή αναφοράς $V_{ref} = V_1$. Το σφάλμα τροφοδοτείται σε έναν εξωτερικό ελεγκτή PI, η έξοδος του οποίου αποτελεί την τιμή αναφοράς P_{ref} για τον εσωτερικό PI ελεγκτή που ρυθμίζει την ενεργό ισχύ και περιγράφηκε πιο πάνω.

2.4.3.2 Εύρεση κερδών των PI ελεγκτών

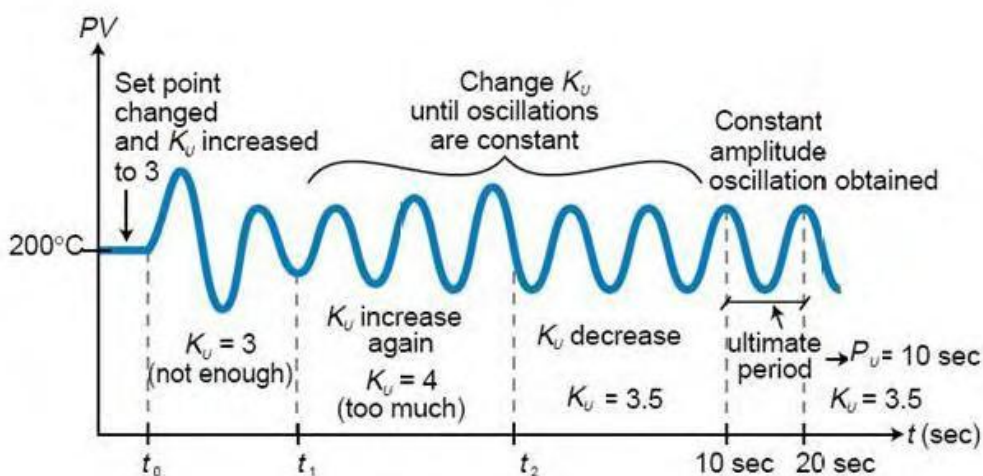
Η εύρεση των κερδών ενός PI ελεγκτή εύκολα και γρήγορα αποτελεί εδώ και χρόνια αντικείμενο έρευνας. Η δυσκολία εύρεσής τους έγκειται στο γεγονός ότι είναι απαραίτητη η πλήρης γνώση και μαθηματικοποίηση της συνάρτησης μεταφοράς του υπό μελέτη

συστήματος, κάτι το οποίο δεν είναι πάντα εφικτό, καθώς υπεισέρχονται πολλές αλληλοεξαρτώμενες παράμετροι. Ειδικά σε συστήματα με ηλεκτρονικούς μετατροπείς ισχύος, η εύρεση του κατάλληλου PI ελεγκτή καθίσταται ακόμη πιο δύσκολη, λόγω της συνύπαρξης των ημιαγωγικών στοιχείων που δουλεύουν ως διακόπτες (διακριτή συμπεριφορά-πεδίο Z) και των μηχανών (συνεχής συμπεριφορά-πεδίο Laplace).

Για τον προσδιορισμό των PI ελεγκτών του κλειστού βρόχου του αντιστροφέα επιλέχθηκε η ευρετική μέθοδος Ziegler-Nichols. Ανάμεσα στις πολλές μεθόδους που έχουν αναπτυχθεί, η μέθοδος Ziegler-Nichols είναι απλή, γι' αυτό και αρκετά διαδεδομένη. Αρχικά, ο ολοκληρωτικός όρος του ελεγκτή K_i μηδενίζεται. Στη συνέχεια, ο αναλογικός όρος K_p αυξάνεται από το μηδέν μέχρι την τιμή K_u , για την οποία η έξοδος του κλειστού βρόχου ταλαντώνεται με σταθερό πλάτος και συχνότητα $F_u=1/T_u$ (Σχήμα 2.25). Τα μεγέθη K_u , T_u χρησιμοποιούνται για τον προσδιορισμό των κερδών του ελεγκτή, ανάλογα με τους όρους που διαθέτει, σύμφωνα με τον παρακάτω πίνακα [19].

Ziegler-Nichols method			
Control Type	K_p	K_i	K_d
P	$K_u/2$	-	-
PI	$K_u/2.2$	$1.2K_p/T_u$	-
classic PID	$0.60K_u$	$2K_p/T_u$	$K_pT_u/8$
Pessen Integral Rule	$0.7K_u$	$2.5K_p/T_u$	$0.15K_pT_u$
some overshoot	$0.33K_u$	$2K_p/T_u$	$K_pT_u/3$
no overshoot	$0.2K_u$	$2K_p/T_u$	$K_pT_u/3$

Πίνακας 2.3: Τιμές κερδών διαφόρων ελεγκτών με βάση τη μέθοδο Ziegler-Nichols



Σχήμα 2.25: Απόκριση σήματος ελέγχου ανάλογα με την τιμή του κέρδους K_u

Τα κέρδη που υπολογίζονται με αυτόν τον τρόπο δεν αποτελούν πολλές φορές τη βέλτιστη λύση για τη λειτουργία του συστήματος, αλλά μια ικανοποιητική προσέγγιση. Η διαδικασία τελικής ρύθμισης των κερδών ονομάζεται fine tuning και έγκειται στον προσδιορισμό τους ώστε να επιτευχθεί μείωση του χρόνου απόκρισης του συστήματος (rise time) ή/και εξάλειψη τιμών του σήματος εξόδου που υπερβαίνουν κάποιο άνω όριο (υπερυψώσεις-overshoots) [20]. Ωστόσο, στην πράξη, οι απαιτήσεις αυτές δεν είναι εφικτό να πραγματοποιηθούν απόλυτα και ταυτόχρονα, καθώς τα πλεονεκτήματα από τις μεταβολές των κερδών είναι αλληλοσυγκρουόμενα, όπως φαίνεται και στον παρακάτω πίνακα. Για το λόγο αυτό, τα κέρδη ρυθμίζονται έτσι ώστε οι απαιτήσεις σε χρόνο απόκρισης και υπερυψώσεις να εκπληρώνονται ως κάποιο βαθμό που κρίνεται ικανοποιητικός για τη λειτουργία του συστήματος.

Response	Rise Time	Overshoot
K_P	Decrease	Increase
K_I	Decrease	Increase
K_D	NT	Decrease

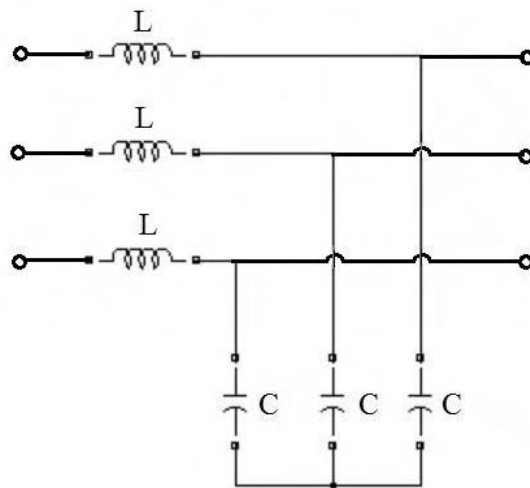
Πίνακας 2.4: Εξάρτηση του χρόνου απόκρισης (rise time) και των υπερυψώσεων (overshoots) από τα κέρδη του PI ελεγκτή

2.5. ΚΑΤΩΔΙΑΒΑΤΟ ΦΙΛΤΡΟ LC

Η παλμική κυματομορφή της τάσης εξόδου του αντιστροφέα ασφαλώς δεν είναι κατάλληλη για τη σύνδεση με το δίκτυο, του οποίου η τάση είναι εναλλασσόμενη ημιτονοειδής. Για το λόγο αυτό, είναι απαραίτητη η χρήση ενός κατωδιαβατού φίλτρου το οποίο θα επιτρέπει τη διέλευση της βασικής αρμονικής της κυματομορφής της τάσης εξόδου του αντιστροφέα και θα εμποδίζει τη διέλευση των ανώτερων αρμονικών. Αν ο αντιστροφέας παλμοδοτείται με τη μέθοδο SPWM, η βασική αρμονική της τάσης εξόδου είναι η συχνότητα του ημιτόνου αναφοράς F_{sin} . Έτσι, αν είναι επιθυμητή η σύνδεση με το δίκτυο, το ημίτονο αναφοράς θα αποτελεί μια εικόνα της τάσης του δικτύου. Οι ανώτερες αρμονικές που εμφανίζονται περιγράφονται από τη σχέση 2.12. Οι πρώτες αρμονικές με σημαντικό πλάτος εμφανίζονται στις πρώτες πλευρικές ζώνες της συχνότητας της τριγωνικής κυματομορφής, δηλαδή στις συχνότητες $F_{tri}-F_{sin}$ και $F_{tri}+F_{sin}$. Συνεπώς, το φίλτρο καλείται να επιτρέπει τη διέλευση της συχνότητας F_{sin} και να εμποδίζει τις αρμονικές από τη συχνότητα $F_{cut}=F_{tri}-F_{sin}$ F_{tri} (αφού $F_{sin} < F_{tri}$) και πάνω. Έτσι, το σήμα που προκύπτει στην έξοδο του φίλτρου είναι καθαρό ημίτονο και μπορεί να επιτευχθεί η σύνδεση με το δίκτυο.

Το τριφασικό φίλτρο που επιλέγεται για το υπό μελέτη σύστημα είναι τύπου LC και η μορφή του φαίνεται στο σχήμα 2.26. Χαρακτηριστικό μέγεθος του φίλτρου αποτελεί η συχνότητα αποκοπής F_o , η οποία συνήθως επιλέγεται 10 φορές μικρότερη της πρώτης συχνότητας που πρέπει να αποκοπεί, δηλαδή, στη συγκεκριμένη εφαρμογή, της $F_{cut}=F_{tri}-F_{sin}$.

$$F_o = \frac{\omega_o}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.23)$$



Σχήμα 2.26: Κύκλωμα τριφασικού κατωδιαβατού LC φίλτρου

Η αντίδραση που παρουσιάζει το πηνίο L σε κάθε αρμονική f_h είναι: (2.24)

$$X_L = \omega_h L = 2\pi f_h L$$

και αντίστοιχα ο πυκνωτής: (2.25)

$$X_C = \frac{1}{\omega_h C} = \frac{1}{2\pi f_h C}$$

Όσο, λοιπόν, αυξάνεται η συχνότητα f_h , τόσο αυξάνεται και η εμπέδηση του πηνίου, ενώ αντίθετα τόσο μειώνεται η εμπέδηση του πυκνωτή. Άρα, οι υψηλές συχνότητες περνούν στον πυκνωτή του φίλτρου και όχι στην έξοδο. Όσο μεγαλύτερο είναι το πηνίο, τόσο πιο χαμηλά θα αποκόπτει αρμονικές το φίλτρο. Η αύξηση του μεγέθους του πηνίου, όμως, περιορίζεται από τη δυσκολία κατασκευής του και το κόστος.

Αν υποθεθεί ότι το φίλτρο δεν είναι ιδανικό, όπως συμβαίνει στην πράξη, αλλά παρουσιάζει και παρασιτική αντίσταση R, τότε υφίσταται φίλτρο τύπου RLC, η συνάρτηση μεταφοράς του οποίου είναι [21]: (2.26)

$$H(s) = \frac{1}{LCs^2 + RCs + 1} = \frac{\frac{1}{LC}}{s^2 + \frac{R}{L}s + \frac{1}{LC}}$$

Ορίζοντας το συντελεστή ποιότητας: (2.27)

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

η συνάρτηση μεταφοράς αποκτά τη μορφή: (2.28)

$$H(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + \frac{\omega_0}{Q}s + \omega_0^2}$$

Περνώντας από το πεδίο Laplace στο πεδίο συχνότητας, ισχύει: (2.29)

$$H(j\omega) = \frac{1}{(1 - \omega_n^2) + j \frac{1}{Q} \omega_n}$$

όπου $\omega_n = \omega/\omega_0$: ανηγμένη συχνότητα

Το μέτρο του φίλτρου είναι:

$$(2.30) \quad |H(j\omega)| = \frac{1}{\sqrt{(1 - \omega_n^2)^2 + (\frac{1}{Q} \omega_n)^2}}$$

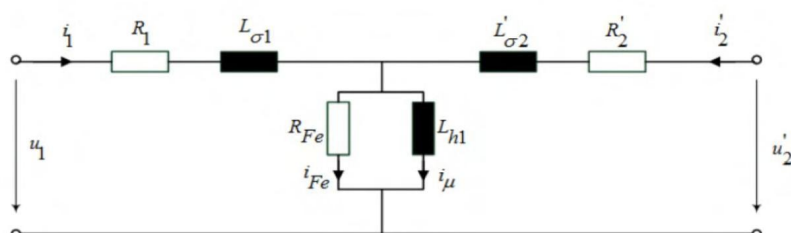
και η καθυστέρηση φάσης που εισάγει για κάθε αρμονική: (2.31)

$$\varphi = -\arctan \frac{\omega_n/Q}{(1 - \omega_n^2)} = -\arctan \frac{\omega_n}{Q(1 - \omega_n^2)}$$

Όπως φαίνεται και στο διανυσματικό διάγραμμα του σχήματος 2.23, το μέγεθος του πηνίου L καθορίζει την ακρίβεια με την οποία μπορούμε να μεταβάλλουμε τη γωνία δ . Όσο το πηνίο μεγαλώνει, τόσο αυξάνεται και η πτώση τάσης πάνω του $V_L = j\omega LI$, συνεπώς τόσο αυξάνεται και το εύρος ρύθμισης της γωνίας δ , άρα και της ενεργού ισχύος (στην πράξη είναι επιθυμητό $\delta > 30^\circ$ για εύκολο έλεγχο). Αντίθετα, αν το πηνίο είναι αρκετά μικρό, μια επιθυμητή μεταβολή στην ενεργό ισχύ θα επιτυγχάνεται με πολύ μικρή μεταβολή στη γωνία δ , γεγονός που μπορεί να θέτει ζήτημα ακρίβειας.

2.6. ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΤΗΣ

Όταν ο αντιστροφέας δε δύναται να παράγει τάση ίδιου μέτρου με αυτήν που απαιτεί το δίκτυο, τότε χρειάζεται προσαρμογή. Αυτό αναλαμβάνει να κάνει ο μετασχηματιστής, ο οποίος ανυψώνει κατάλληλα την τάση εξόδου του inverter στην τάση του δικτύου. Επιπλέον, προσφέρει γαλβανική απομόνωση για αποφυγή πρόκλησης ηλεκτροπληξίας. Το ισοδύναμο μονοφασικό μοντέλο του τριφασικού μετασχηματιστή δίνεται πιο κάτω [22].



Σχήμα 2.27: Ισοδύναμο μονοφασικό μοντέλο τριφασικού μετασχηματιστή

- * Lh1: κύρια αυτεπαγωγή
- * RFe: αντίσταση σιδήρου
- * Lσ1: αυτεπαγωγή σκεδάσεως πρωτεύοντος
- * Lσ2: αυτεπαγωγή σκεδάσεως δευτερεύοντος
- * R1: αντίσταση πρωτεύοντος
- * R2: αντίσταση δευτερεύοντος

Οι βασικές σχέσεις που διέπουν τη λειτουργία του μετασχηματιστή είναι [22]: (2.32) , (2.33) , (2.34)

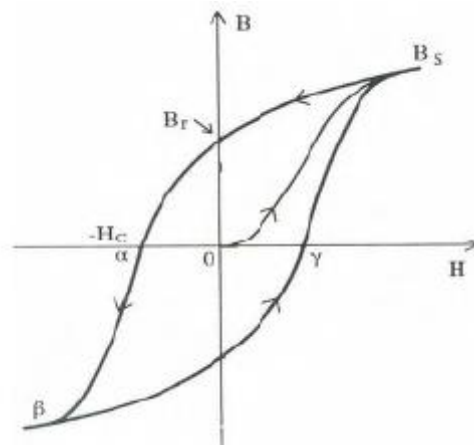
$$\frac{U_1}{U_2} = n$$

$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{1}{n}$$

$$R'_2 = n^2 R_1 \text{ και } L'_{\sigma 2} = n^2 L_{\sigma 1}$$

όπου με n συμβολίζεται ο λόγος σπειρών μεταξύ πρωτεύοντος και δευτερεύοντος (λόγος μετασχηματισμού) και οι δύο τελευταίες σχέσεις ισχύουν για αναγωγή των μεγεθών του δευτερεύοντος (πλευρά δικτύου) στο πρωτεύον (πλευρά τριφασικού αντιστροφέα).

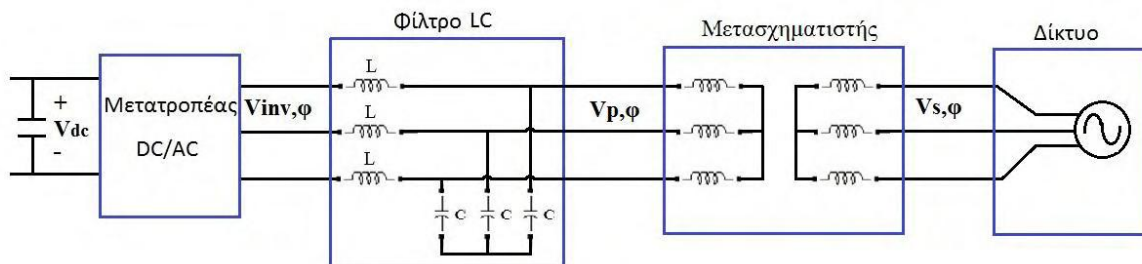
Ο μετασχηματιστής αποτελεί την τελευταία βαθμίδα του ολικού συστήματος πριν τη σύνδεση με το δίκτυο. Τα χαρακτηριστικά του επηρεάζουν τη συνολική συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος και άρα την απόκρισή του ως προς την εφαρμογή διαφόρων τεχνικών ελέγχου. Μεταβάλλοντας την τάση εξόδου του αντιστροφέα σύμφωνα με τις απαιτήσεις σε ενεργό και άεργο ισχύ, όπως αναλύθηκε στην ενότητα 2.4.3.1, αλλάζει και το ρεύμα εξόδου του το οποίο αποτελεί και το ρεύμα του πρωτεύοντος του μετασχηματιστή. Καθώς αλλάζει, λοιπόν, το ρεύμα στο πρωτεύον, αλλάζει και το ρεύμα μαγνήτισης. Για να υπάρχει μεγάλο εύρος ρύθμισης της παρεχόμενης ισχύος, θα πρέπει να εξασφαλιστεί ότι και οι μεταβολές του ρεύματος μαγνήτισης παραμένουν μέσα στη γραμμική περιοχή λειτουργίας της καμπύλης B-H του υλικού του μετασχηματιστή και δεν οδηγείται στον κόρο (Σχήμα 2.28). Με άλλα λόγια, το ρεύμα μαγνήτισης θα πρέπει να είναι πολύ μικρό, άρα ο μετασχηματιστής να διαθέτει μεγάλη επαγωγή μαγνήτισης. Συνεπώς, είναι σαφές, ότι η επιλογή των παραμετρικών στοιχείων του μετασχηματιστή πρέπει να γίνει με πολλή προσοχή. Στη συνέχεια, με τη βοήθεια σχημάτων και παραδοχών, εξάγονται σχέσεις που βοηθούν στην επιλογή των στοιχείων του μετασχηματιστή, τόσο του μονοφασικού όσο και του τριφασικού.



Σχήμα 2.28: Τυπικός βρόχος υστέρησης [23]

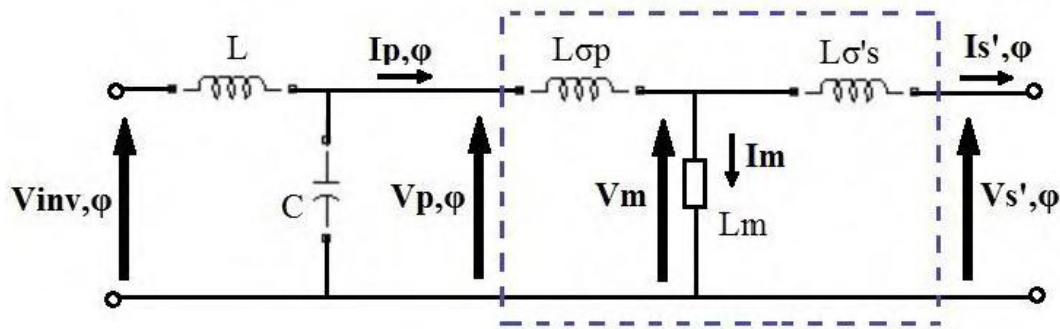
2.6.1 ΕΞΑΓΩΓΗ ΒΑΣΙΚΩΝ ΣΧΕΣΕΩΝ ΓΙΑ ΤΗΝ ΕΠΙΛΟΓΗ ΤΩΝ ΠΑΡΑΜΕΤΡΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΤΟΥ ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΤΗ

Έστω το υποσύστημα του τριφασικού αντιστροφέα, του φίλτρου LC και του τριφασικού μετασχηματιστή σε συνδεσμολογία Y-Y που δίδεται στο σχήμα 2.29. Η συνδεσμολογία αυτή επιλέγεται για να υπάρχει η δυνατότητα μέτρησης της φασικής τάσης, η οποία χρειάζεται για την υλοποίηση του ελέγχου κλειστού βρόχου του αντιστροφέα.



Σχήμα 2.29: Συνδεσμολογία τριφασικού αντιστροφέα-φίλτρου-μετασχηματιστή-δικτύου

Το μονοφασικό ισοδύναμο μοντέλο του παραπάνω υποσυστήματος φαίνεται στο σχήμα 2.30. Ορίζονται κάποια μεγέθη και εν συνεχεία παρατίθεται η λογική της εξαγωγής των εξισώσεων.



Σχήμα 2.30: Ισοδύναμο μονοφασικό ηλεκτρικό μοντέλο του υποσυστήματος «αντιστροφείας-φίλτρο-μετασχηματιστής-δίκτυο»

όπου: $V_{\delta,\phi} = V_{s,\phi}$: φασική τάση δικτύου η οποία ισούται με την τάση δευτερεύοντος του μετασχηματιστή

$V_{inv,\phi}$: φασική τάση εξόδου του αντιστροφεία

$V_{p,\phi}$: φασική τάση πρωτεύοντος του μετασχηματιστή

V_m : τάση στον κλάδο μαγνήτισης του μετασχηματιστή

$I_{p,\phi}$: ρεύμα πρωτεύοντος του μετασχηματιστή

$I_{s,\phi}$: ρεύμα δευτερεύοντος του μετασχηματιστή

$I'_{s,\phi} = n I_{s,\phi}$ ανηγμένο ρεύμα δευτερεύοντος ως προς το πρωτεύον του μετασχηματιστή

L : πηνίο φίλτρου

C : πυκνωτής φίλτρου

L_m : επαγωγή μαγνήτισης του μετασχηματιστή

$L_{\sigma p}$: επαγωγή σκέδασης πρωτεύοντος του μετασχηματιστή

$L_{\sigma s}$: επαγωγή σκέδασης δευτερεύοντος του μετασχηματιστή

$L'_{\sigma s} = n^2 L_{\sigma s}$: ανηγμένη επαγωγή σκέδασης δευτερεύοντος ως προς το πρωτεύον του μετασχηματιστή

$L_{\sigma} = L_{\sigma p} + L'_{\sigma s}$ ολική επαγωγή σκέδασης του μετασχηματιστή

$P_{o,\phi}$: μονοφασική ισχύς εξόδου στο δευτερεύον του μετασχηματιστή

Η ανηγμένη τάση του δευτερεύοντος ως προς το πρωτεύον του μετασχηματιστή είναι: (2.35)

$$V'_{s,\phi} = \frac{V_{\delta,\phi}}{n}$$

Η αντίσταση σιδήρου του μετασχηματιστή θεωρείται πολύ μεγάλη, άρα το ρεύμα που τη διαρρέει μπορεί να αμεληθεί και γι' αυτό παραλείπεται. Η ίδια υπόθεση γίνεται και για την αντίδραση του πυκνωτή του φίλτρου. Θεωρώντας την τάση και το ρεύμα στο δευτερεύον του μετασχηματιστή συμφασικά (δηλαδή στην έξοδο υπάρχει ροή μόνο ενεργού ισχύος και όχι αέργου), η μονοφασική ισχύς εξόδου θα είναι: (2.36)

$$P_{o,\phi} = I_{s,\phi} V_{\delta,\phi}$$

Συνεπώς, ισχύει: (2.37)

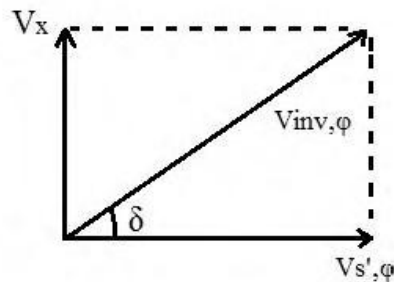
$$I_{s,\varphi} = \frac{P_{o,\varphi}}{V_{\delta,\varphi}} = \frac{I'_{s,\varphi}}{n} \Rightarrow I'_{s,\varphi} = n \frac{P_{o,\varphi}}{V_{\delta,\varphi}}$$

Γίνονται οι εξής παραδοχές:

- 1) $L'_{\sigma s} \cong L_{\sigma p}$
- 2) $L_{\sigma} = 2L'_{\sigma s} = 2L_{\sigma p}$ αφού $L'_{\sigma s} \cong L_{\sigma p}$
- 3) $L_m \gg L_{\sigma}$ (όπως συμβαίνει στην πράξη)
- 4) $L_{\sigma} = k_1 L_m$ (k_1 : ποσοστό %)
- 5) $I_m \ll I_{p,\varphi}$ (όπως συμβαίνει στην πράξη)
- 6) $I_m = k_m I_{p,\varphi}$ (k_m : ποσοστό %)
- 7) $I'_{s,\varphi} \cong I_{p,\varphi}$ αφού $I_m \ll I_{p,\varphi}$

Παρατηρώντας το ισοδύναμο ηλεκτρικό μοντέλο, σχεδιάζεται το διανυσματικό διάγραμμα του σχήματος 2.31, όπου: (2.38)

$$V_x = \omega(L + L_{\sigma})I_{p,\varphi}$$



Σχήμα 2.31: Διανυσματικό διάγραμμα τάσεων του υποσυστήματος «αντιστροφείας-φίλτρο-μετασχηματιστής-δίκτυο»

Με βάση το ηλεκτρικό κύκλωμα, τις παραδοχές και το διανυσματικό διάγραμμα, καταστρώνονται οι ακόλουθες εξισώσεις: (2.39) , (2.40) , (2.41)

$$\cos\delta = \frac{V_{s',\varphi}}{V_{inv,\varphi}} = \frac{\frac{V_{\delta,\varphi}}{n}}{V_{inv,\varphi}} = \frac{V_{\delta,\varphi}}{n \cdot V_{inv,\varphi}}$$

$$\tan\delta = \frac{V_x}{V_{s',\varphi}} = \frac{\omega(L + L_{\sigma})I_{p,\varphi}}{V_{s',\varphi}} = \frac{(\omega L + \omega k_1 L_m)I_{p,\varphi}}{V_{s',\varphi}}$$

$$\omega L_m = \frac{V_m}{I_m} = \frac{V_m}{k_m I_{p,\varphi}}$$

Αντικαθιστώντας στη (2.40) τη (2.41), προκύπτει: (2.42)

$$\tan\delta = \frac{\left(\omega L + k_l \cdot \frac{V_m}{k_m I_{p,\varphi}}\right) I_{p,\varphi}}{V'_{s,\varphi}} = \frac{\omega L I_{p,\varphi} + V_m \frac{k_l}{k_m}}{V'_{s,\varphi}}$$

Για την τάση στον κλάδο μαγνήτισης με χρήση των σχέσεων που προκύπτουν από τις παραδοχές 2 και 4, ισχύει: (2.43)

$$V_m = \sqrt{V'_{s,\varphi}{}^2 + (\omega L'_{\sigma s} I_{p,\varphi})^2} = \sqrt{V'_{s,\varphi}{}^2 + \left(\omega \frac{L_{\sigma}}{2} I_{p,\varphi}\right)^2} = \sqrt{V'_{s,\varphi}{}^2 + \left(\omega \frac{k_l L_m}{2} I_{p,\varphi}\right)^2}$$

Υψώνοντας στο τετράγωνο την προηγούμενη σχέση και σε συνδυασμό με τη (2.41), προκύπτει: (2.44) , (2.45)

$$\begin{aligned} V_m^2 &= V'_{s,\varphi}{}^2 + \left(\omega L_m \frac{k_l}{2} I_{p,\varphi}\right)^2 = V'_{s,\varphi}{}^2 + \left(\frac{V_m}{k_m I_{p,\varphi}} \cdot \frac{k_l}{2} I_{p,\varphi}\right)^2 = V'_{s,\varphi}{}^2 + \left(\frac{V_m}{2} \cdot \frac{k_l}{k_m}\right)^2 \\ &\Rightarrow V_m^2 = V'_{s,\varphi}{}^2 + V_m^2 \left(\frac{k_l}{k_m} \cdot \frac{1}{2}\right)^2 \end{aligned}$$

Χωρίζοντας κατά μέλη τη σχέση (2.45), συνάγεται: (2.46)

$$V_m^2 \left[1 - \left(\frac{k_l}{k_m} \cdot \frac{1}{2}\right)^2\right] = V'_{s,\varphi}{}^2$$

Από την παραπάνω σχέση, είναι προφανές ότι τίθεται ο εξής περιορισμός: (2.47)

$$1 - \left(\frac{k_l}{k_m} \cdot \frac{1}{2}\right)^2 > 0 \Rightarrow \left(1 - \frac{k_l}{k_m} \cdot \frac{1}{2}\right) \left(1 + \frac{k_l}{k_m} \cdot \frac{1}{2}\right) > 0$$

Και (2.48)

$$\left(1 - \frac{k_l}{k_m} \cdot \frac{1}{2}\right) > 0 \Rightarrow 1 > \frac{k_l}{k_m} \cdot \frac{1}{2} \Rightarrow \frac{k_l}{k_m} < 2$$

Η τελευταία ανισότητα είναι πολύ σημαντική, καθώς με βάση αυτή, καθορίζονται τα ποσοστά k_l , k_m .

2.7. ΔΙΑΣΤΑΣΙΟΛΟΓΗΣΗ ΤΟΥ ΥΠΟ ΜΕΛΕΤΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

Σε αυτήν την ενότητα, περιγράφεται η διαστασιολόγηση του κάθε υποσυστήματος, εφόσον έχει προηγηθεί η θεωρητική ανάλυσή τους. Η ανεξάρτητη διαστασιολόγηση του κάθε υποσυστήματος ούτε επιδιώκεται ούτε είναι απλή, αφού η λειτουργία της μιας βαθμίδας επηρεάζει και τις υπόλοιπες, όπως θα φανεί και στη συνέχεια, ώστε να αποτελέσουν ένα ενιαίο σύστημα. Ωστόσο, σε αυτό το υποκεφάλαιο, γίνεται προσπάθεια συγκέντρωσης των χαρακτηριστικών μεγεθών της κάθε βαθμίδας σε ξεχωριστή ενότητα για λόγους σαφήνειας, ενώ στο τέλος παρατίθενται συγκεντρωτικά όλα τα χαρακτηριστικά του υπό μελέτη συστήματος.

2.7.1 ΣΥΓΧΡΟΝΗ ΓΕΝΝΗΤΡΙΑ ΜΟΝΙΜΩΝ ΜΑΓΝΗΤΩΝ-ΑΝΟΡΘΩΤΙΚΗ ΓΕΦΥΡΑ

Στην ενότητα 2.2 δίδεται η σχέση της τάσης στην έξοδο μιας τριφασικής ανορθωτικής γέφυρας με διόδους συναρτήσει της πολικής τιμής της τάσης εξόδου της ανεμογεννήτριας. Η σχέση αυτή ξαναγράφεται εδώ για λόγους ευκολίας.

$$V_{dc}^{out} = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} V_{\text{πολ.}rms}^{in} = 1,35 V_{\text{πολ.}rms}^{in}$$

Όπως συνάγεται από τις πειραματικές μετρήσεις που παρατίθενται στην ενότητα 2.2, η περιοχή συνεχούς τάσης εξόδου της ανορθωτικής γέφυρας είναι 40V-100V. Συνεπώς, η είσοδός της, δηλαδή η έξοδος της ανεμογεννήτριας είναι :

$$V_{\text{πολικό.}rms-min}^{in} = \frac{\pi}{3\sqrt{2}} V_{dc}^{out} = \frac{\pi}{3\sqrt{2}} 40 = 29,62V \Rightarrow V_{\text{φασικό.}rms-min}^{in} = \frac{29,62}{\sqrt{3}} = 17,10V$$

$$V_{\text{πολικό.}rms-max}^{in} = \frac{\pi}{3\sqrt{2}} V_{dc}^{out} = \frac{\pi}{3\sqrt{2}} 100 = 74,05V \Rightarrow V_{\text{φασικό.}rms-max}^{in} = \frac{74,05}{\sqrt{3}} = 42,75V$$

Στο σημείο αυτό πρέπει να αναφερθεί ότι οι εκτιμήσεις που γίνονται για τη μέγιστη τάση εξόδου του ανορθωτή διόδων (και κατ' επέκταση του ανεμοκινητήρα) αφορούν το σημείο μέγιστης ισχύος (MPP-Maximum Power Point) για τη μέγιστη ταχύτητα ανέμου. Είναι προφανές ότι αν επικρατεί μέγιστη ταχύτητα ανέμου και μειωθεί το φορτίο τότε ο ανεμοκινητήρας θα λειτουργεί σε υψηλότερες στροφές άρα θα παράγεται και υψηλότερη τάση στην έξοδο της ανεμογεννήτριας. Οι ανεμογεννήτριες, όμως, έχουν ένα σημείο αποκοπής (cut off), πέρα από το οποίο αν οι στροφές αυξηθούν, φρενάρουν. Άρα η μέγιστη τάση δεν μπορεί να είναι πολύ μεγαλύτερη από αυτή που υπολογίζεται για τη μέγιστη ταχύτητα ανέμου.

Όσον αφορά το ρεύμα εξόδου της ανεμογεννήτριας, οι μετρήσεις δε δίνουν ξεκάθαρη εικόνα, γι' αυτό το λόγο γίνεται η εξής θεώρηση [24]:

Έστω ότι η τάση στην έξοδο του ανορθωτή διόδων μεταβάλλεται γραμμικά με την ισχύ που αποδίδεται από τον ανεμοκινητήρα. Τότε, η ελάχιστη ισχύς $P_{min}=5\% \cdot 1000=50W$ αντιστοιχίζεται στην ελάχιστη τάση εξόδου της ανορθωτικής γέφυρας (40V) και γίνεται η παραδοχή ότι το ελάχιστο ρεύμα εμφανίζεται τότε. Άρα:

$$I_{min} = \frac{P_{min}}{V_{min}} = \frac{50}{40} = 1.25 A$$

Αντίστοιχη θεώρηση γίνεται και για τη μέγιστη ισχύ, δηλαδή:

$$I_{max} = \frac{P_{max}}{V_{max}} = \frac{1000}{100} = 10 A$$

Ο πυκνωτής που συνδέεται μεταξύ της ανόρθωσης και του μετατροπέα ανύψωσης πρέπει να είναι αρκετά μεγάλος ώστε να εξομαλύνει την τάση και αρκετά μικρός ώστε να μπορεί να φορτίζεται και να εκφορτίζεται γρήγορα, δηλαδή να μεταβάλλεται γρήγορα η τάση του. Η τιμή που επιλέγεται στην πράξη είναι $C=470\mu F$.

2.7.2 INTERLEAVED BOOST

Οι μετατροπείς Boost δουλεύουν συνήθως με λόγο κατάτμησης [14]. Αυτός ο περιορισμός επιλέχτηκε να ισχύει και στον Interleaved Boost του υπό μελέτη συστήματος και άρα από για $\delta=0,7$ προκύπτει ο μέγιστος λόγος μετατροπής: (2. 48)

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-\delta} = \frac{1}{1-0,7} = 3,33 \Rightarrow V_o = 3,33V_i$$

Η σχέση αυτή ισχύει σε λειτουργία συνεχούς αγωγής (CCM), η οποία είναι πλεονεκτικότερη έναντι της λειτουργίας ασυνεχούς αγωγής (DCM), όπως αναλύεται στη διπλωματική του συνάδελφου Ιωάννη Γκαρτζώνη [14].

Η μέγιστη τάση εξόδου στην οποία ο ανυψωτής λειτουργεί χωρίς προβλήματα είναι η τάση που προκύπτει για την ελάχιστη τάση εισόδου.

$$V_{o,max} = 3,33 \cdot 40 = 133,2V$$

Η ελάχιστη τάση εξόδου είναι η τιμή της μέγιστης τάσης εισόδου, δηλαδή:

$$V_{o,min} = 100V$$

Άρα, η τάση εξόδου του Boost μπορεί να λάβει τιμές στην περιοχή: (2.49)

$$100V \leq V_o \leq 133,2V$$

Η τιμή της επαγωγής των πηνίων του ανυψωτή επιλέγεται έτσι ώστε οι τέσσερις επιμέρους μετατροπείς Boost να λειτουργούν στην κατάσταση συνεχούς αγωγής(CCM). Για να ισχύει αυτό, πρέπει το ελάχιστο ρεύμα εισόδου του μετατροπέα να είναι μεγαλύτερο από το οριακό ρεύμα συνεχούς-ασυνεχούς αγωγής:

$$I_{L_f,min} \geq I_{L_f,B} = \frac{V_o T_s}{2L_f} \delta(1-\delta) \Rightarrow L_f \geq \frac{V_o T_s}{2I_{L_f,min}} \delta(1-\delta)$$

Σε κάθε κλάδο, θα ισχύει:

$$I_{L_f,min} = \frac{I_{min}}{4} = \frac{1}{4} = 0,25 A$$

Αντικαθιστώντας στη (2.66) $V_o=120$, $T_s=1/50000$, $\delta=0,5$ (για ασφάλεια λαμβάνεται η τιμή στην οποία αντιστοιχεί η μέγιστη κυμάτωση), $I_{L_f,min}=0,25A$ προκύπτει ότι $L_f \geq 1,2mH$, οπότε επιλέγεται $L_f=1,2mH$.

Ο πυκνωτής εξόδου του μετατροπέα ανύψωσης (ο οποίος απαιτείται μόνο για αυτόνομη λειτουργία του μετατροπέα) δίνεται από την παρακάτω σχέση [14]: (250)

$$C = \frac{I_o \delta T_s}{\Delta V_o}$$

όπου I_o : ρεύμα εξόδου

δ : λόγος κατάτμησης

V_o : κυμάτωση τάσης εξόδου

T_s : διακοπτική περίοδος

Όσο μεγαλύτερη η τιμή της χωρητικότητας του πυκνωτή τόσο καλύτερη εξομάλυνση επιτυγχάνεται. Συνεπώς, στην πράξη επιλέγεται πυκνωτής $C=470\mu\text{F}$. Αντικαθιστώντας στην παραπάνω σχέση τα μεγέθη με $\delta=0,7(\text{max})$, $T_s=1/50000\text{s}$ και $I_{\text{max}}=8,33\text{A}$ ($1000\text{W}/120\text{V}$), προκύπτει $V_o=0,248\text{V}$ και η ποσοστιαία κυμάτωση είναι $0,248/120=0,2\%$, τιμή πολύ ικανοποιητική.

Όσον αφορά στη χωρητικότητα των πυκνωτών διασύνδεσης ιδανικά είναι άπειρη. Όπως προέκυψε από προσομοιώσεις [14], η ελάχιστη τιμή που ικανοποιεί την ορθή λειτουργία του συστήματος είναι 50mF .

Η διακοπτική συχνότητα λειτουργίας των μετατροπέων είναι επιθυμητό να είναι όσο το δυνατόν πιο μεγάλη, ώστε:

- ✓ να μην υπάρχει ακουστική όχληση (όρια ακουστικών συχνοτήτων $20\text{Hz}-22\text{kHz}$)
- ✓ να μικραίνει ο όγκος των φίλτρων. Αν η διακοπτική συχνότητα $F_1=F_{\text{tri}}$ διπλασιαστεί σε $F_2=2F_{\text{tri}}$, τότε οι αρμονικές εμφανίζονται στην περιοχή συχνοτήτων από F_2 και πάνω (αντί F_1 και πάνω), άρα και η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου διπλασιάζεται με αποτέλεσμα τη μείωση των μεγεθών του πηνίου και του πυκνωτή.

Από την άλλη πλευρά, όσο αυτή αυξάνεται, αυξάνονται και οι διακοπτικές απώλειες των ημιαγωγικών στοιχείων, καθώς ανάβουν και σβήνουν περισσότερες φορές. Συνεπώς για τον ανυψωτή, επιλέγεται διακοπτική συχνότητα 50kHz , διότι η κυμάτωση του ρεύματος εισόδου, η οποία είναι επιθυμητό να παραμένει μικρή, είναι αντιστρόφως ανάλογη της διακοπτικής συχνότητας.

2.7.3 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ

Όσον αφορά τον αντιστροφέα, η έξοδος του ισούται με τη φασική τάση του δικτύου χαμηλής τάσης. Στην Ελλάδα, το δίκτυο χαμηλής τάσης έχει συχνότητα $f=50\text{Hz}$, ονομαστική rms τιμή τάσης $V_{\text{ON}}=230\text{V}$ και διακύμανση $\mu=10\%$, οπότε η μέγιστη τιμή της τάσης εξόδου του αντιστροφέα θα είναι:

$$V_{o,\varphi,rms,max}^{inv} = V_{\varphi,rms,max}^{grid} = (1 + \mu)V_{\text{ON}}^{grid} = (1 + 10\%)230 = 253\text{V}$$

Από τη σχέση (2.11), προκύπτει:

$$V_{AB,1,rms} = 0,612m_a V_d \Rightarrow m_a = \frac{V_{AB,1,rms}}{0,612V_d}$$

$$m_{a,max} = \frac{V_{AB,1,rms,max}}{0,612V_d} = \frac{253}{0,612V_d} \cong \frac{413,4}{V_d}$$

Η μέγιστη πρακτική τιμή που λαμβάνει συνήθως ο συντελεστής διαμόρφωσης του πλάτους m_a είναι κοντά στο 0,8. Υψηλότερες τιμές μπορεί να προκαλέσουν προβλήματα, καθώς είναι πιθανή η έναυση κάποιου διακόπτη πριν τη σβέση κάποιου άλλου με αποτέλεσμα την εσφαλμένη λειτουργία του αντιστροφέα και τη μείωση της αξιοπιστίας του. Παράλληλα, σε περίπτωση που εμφανιστούν αυξημένες απώλειες και πτώσεις τάσεων λόγω παρασιτικών στοιχείων (άρα η τάση εξόδου δε θα είναι στην επιθυμητή τιμή), αν το m_a είναι μικρότερο του 0,8, υπάρχει δυνατότητα αύξησής του και συνεπώς ρύθμιση της τάσης εξόδου. Άρα:

$$m_{a,max} = \frac{413,4}{V_d} \leq 0,8 \Rightarrow V_d \geq \frac{413,4}{0,8} \Rightarrow V_d \geq 516,7V$$

Οι ανισότητες (2.68), (2.65) δεν μπορούν να ικανοποιηθούν ταυτόχρονα. Για την αντιμετώπιση αυτού του προβλήματος υπάρχουν δύο λύσεις:

- ✓ Επιλογή ενός άλλου μετατροπέα με μεγαλύτερη δυνατότητα ανύψωσης ή πολλών εν σειρά Boost, ώστε η έξοδός του να ικανοποιεί την τιμή των 895V.
- ✓ Τοποθέτηση ενός μετασχηματιστή με λόγο μετασχηματισμού τέτοιο ώστε για τάση διασύνδεσης 133,2V και $m_a \leq 0,8$ να καθίσταται δυνατή η σύνδεση με το δίκτυο χαμηλής τάσης.

Στο συγκεκριμένο σύστημα, επιλέχθηκε η υλοποίηση της δεύτερης λύσης, δηλαδή η χαμηλότερη τάση των πυκνωτών διασύνδεσης, για τους παρακάτω λόγους:

- Η αντίσταση αγωγής των ημιαγωγικών στοιχείων αυξάνεται με την αύξηση της τάσης διάσπασής τους, κάτι που συνεπάγεται μεγαλύτερες απώλειες αγωγής.
- Το κόστος, επίσης, των ημιαγωγικών στοιχείων όπως και των πυκνωτών διασύνδεσης αυξάνεται με την αύξηση της τάσης διάσπασής τους.
- Με τη σύνδεση πολλών μετατροπέων ανύψωσης σε σειρά, ο συνολικός βαθμός απόδοσης μειώνεται δραστικά.

Η τάση διασύνδεσης επιλέχθηκε να είναι $V_d=120V$, ώστε να είναι μέσα στην περιοχή που ορίζει η (2.65). Επίσης, η διακοπτική συχνότητα λειτουργίας του αντιστροφέα επιλέγεται να είναι $F_s=19950$ Hz, ώστε ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας m_f να είναι περιττό πολλαπλάσιο του 3 και να εξαλείφονται οι αρμονικές στα περιττά πολλαπλάσια του m_f [15], [16].

$$m_f = \frac{19950}{50} = 399 \Rightarrow \frac{399}{3} = 133$$

2.7.4 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΤΗΣ-LC ΦΙΛΤΡΟ

Για την επιλογή του τριφασικού μετασχηματιστή. Για διάφορα m_a (από 0,7 ως 0,8), υπολογίζεται η τάση εξόδου του αντιστροφέα. Στη συνέχεια, επιλύεται η ανίσωση (2.61) και για διάφορες τιμές των n , k_l , k_m , υπολογίζονται τα L , L_m , L_σ . Τα αποτελέσματα της επαναληπτικής διαδικασίας δίδονται σε πίνακες στο παράρτημα Α. Μετά από σύγκριση όλων των τιμών, επιλέχθηκαν τα βέλτιστα χαρακτηριστικά για τη λειτουργία του μετασχηματιστή, τα οποία είναι:

	k_m	m_a	L (H)	γωνία δ (μοίρες)	$I_{p\phi}$ (A)	Ιμαγν. (A)	L_m (H)	L_σ (H)
$k_l=1.5\%$ $n=1:13$	1,62	0,766	0,001359871	54,85729731	17,1278	0,27747	0,251879	0,003778

Πίνακας 2.5: Θεωρητικά στοιχεία τριφασικού μετασχηματιστή

Οι παραπάνω τιμές προκύπτουν ως εξής:

- Επιλογή $m_a=0,766$

$$V_{inv,\phi} = \frac{0,612 \cdot 0,766 \cdot 120}{\sqrt{3}} = 33,8V$$

$$\delta > 30^\circ \Rightarrow \cos\delta = \frac{V_{\delta,\phi}}{n \cdot V_{inv,\phi}} \leq \cos 30^\circ \Rightarrow n \geq \frac{V_{\phi,rms,max}^{grid}}{\cos 30^\circ \cdot V_{inv,\phi}}$$

$$\Rightarrow n \geq \frac{253}{\cos 30^\circ \cdot 33,8} \Rightarrow n \geq 8,64$$

- Επιλογή $n=1:13$

$$\cos\delta = \frac{V_{\delta,\phi}}{n \cdot V_{inv,\phi}} = \frac{253}{13 \cdot 33,8} = 0,576 \Rightarrow \delta = \arccos(0,576) \Rightarrow \delta \cong 54,8^\circ$$

- Επιλογή $k_l=1,5\%$, $k_m=1,62\%$

$$k_1 = \frac{k_l}{k_m} = \frac{1,5\%}{1,62\%} \cong 0,926 \quad \text{και} \quad k_2 = \frac{k_1}{2} = \frac{0,926}{2} = 0,463$$

$$V_m = \frac{V'_{s,\phi}}{\sqrt{1 - \left(\frac{k_l}{k_m} \cdot \frac{1}{2}\right)^2}} = \frac{\frac{253}{13}}{\sqrt{1 - \left(\frac{1,5\%}{1,62\%} \cdot \frac{1}{2}\right)^2}} \cong 21,96V$$

$$I'_{s,\phi} \cong I_{p,\phi} \quad \text{άρα} \quad I_{p,\phi} = n \frac{P_{o,\phi}}{V_{\delta,\phi}} = 13 \frac{1000/3}{253} \cong 17,13A$$

$$I_m = k_l I_{p,\phi} = 0,0162 \cdot 17,13 \cong 0,277A$$

$$X_L = \omega L_m = \frac{V_m}{I_m} = \frac{21,96}{0,277} \cong 79,28 \Omega$$

$$L_m = \frac{X_L}{\omega} = \frac{X_L}{2\pi f} = \frac{79,28}{2\pi \cdot 50} \cong 0,252 H = 252 mH$$

$$L_{\sigma} = k_1 L_m = 0,015 \cdot 0,252 \cong 0,00378 \text{ H} = 3,78 \text{ mH}$$

➤ Υπολογισμός τιμών L, C κατωδιαβατού φίλτρου

$$L = \frac{1}{\omega} \cdot \frac{\tan \delta - 2 \sqrt{\frac{k_2^2}{1 - k_2^2}}}{\frac{P_{\delta, \varphi} \cdot n^2}{V_{\delta, \varphi}^2}} = \frac{1}{2\pi \cdot 50} \cdot \frac{\tan 54,8^\circ - 2 \sqrt{\frac{0,463^2}{1 - 0,463^2}}}{\frac{\left(\frac{1000}{3}\right) \cdot 13^2}{253^2}} \cong 1,36 \text{ mH}$$

$$F_o = \frac{\omega_o}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \Rightarrow F_o^2 = \left(\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}\right)^2 = \frac{1}{4\pi^2 LC} \Rightarrow C = \frac{1}{F_o^2 4\pi^2 L}$$

Αφού η διακοπτική συχνότητα επιλέχτηκε στα 19950 Hz, η συχνότητα αποκοπής F_o θα είναι υποδεκαπλάσια και άρα:

$$C = \frac{1}{F_o^2 4\pi^2 L} = \frac{1}{\left(\frac{19950}{10}\right)^2 4\pi^2 \cdot 0,00136} \cong 4,68 \mu\text{F}$$

2.7.5 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΜΕΓΕΘΗ ΟΛΙΚΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

Ύστερα από τη διαστασιολόγηση των επιμέρους υποσυστημάτων, παρατίθεται ένας συγκεντρωτικός πίνακας με όλα τα χαρακτηριστικά του υπό μελέτη συστήματος που αποτελείται από:

- Ανεμοκινητήρα-Σύγχρονη Γεννήτρια μόνιμων μαγνητών (PMSG)
- Ανορθωτική γέφυρα μη ελεγχόμενη
- Μετατροπέα dc/dc ανύψωσης τάσης τύπου Interleaved Boost
- Τριφασικό αντιστροφέα dc/ac (inverter)
- Τριφασικό κατωδιαβατό φίλτρο LC
- Τριφασικό μετασχηματιστή με μεγάλη τιμή επαγωγής μαγνήτισης
- Δίκτυο

Στο επόμενο κεφάλαιο, με βάση τις προσομοιώσεις που έγιναν στον υπολογιστή, εξάγονται και άλλα ηλεκτρικά μεγέθη, τα οποία είναι δύσκολο να υπολογιστούν αναλυτικά με απλές εξισώσεις.

PMSG	Ανορθωτής	Interleaved Boost	Inverter	Transformer	Φίλτρο LC	Δίκτυο
$P_{ON}=1000W$	$V_{out,min}=40V$	$L_f=1,2mH$	$m_{a,max}=0,766$	$L_m=251,8mH$	$L=1,36mH$	$V_{\phi,rms}=230V$
$U_{ON}=11,6m/s$	$V_{out,max}=100V$	$C_f=470\mu F$	$V_{dc}=120V$	$L_{\sigma}=3,78mH$	$C=4,68\mu F$	$\mu=10\%$
$V_{out,\phi,rms,min}=17,10V$		$\delta_{max}=0,7$	$V_{AB,rms}=33,8V$	$n=1:13$		$f=50Hz$
$V_{out,\phi,rms,max}=42,75V$		$f_s=50kHz$	$f_s=20kHz$	$V_1/V_2=17,69/230$		

Πίνακας 2.6: Χαρακτηριστικά στοιχεία και μεγέθη των επιμέρους βαθμίδων του συνολικού συστήματος διασύνδεσης

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- [1]. Εμμανουήλ Π. Κουφόπουλος, «Σχεδιασμός και κατασκευή συστήματος μετατροπής τάσεων από πηγές ΑΠΕ σε εναλλασσόμενη, για διασύνδεση με το ηλεκτρικό δίκτυο», Διπλωματική Εργασία, Πανεπιστήμιο Πατρών, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Τεχνολογίας Υπολογιστών
- [2]. Νικόλαος Σπύρου, «Αγώγιμες ιδιότητες των ηλεκτροτεχνικών υλικών», Πανεπιστήμιο Πατρών
- [3]. Ζαχαρίας Θωμάς, «Ηπιες Μορφές Ενέργειας Ι», Πάτρα, 2006
- [4]. http://navi-patra.blogspot.com/2010/09/blog-post_20.html
- [5]. <http://www.dpgr.gr/forum/index.php?topic=24353.0>
- [6]. Αριστομένης Σ. Νέρης, «Ανάλυση και έλεγχος αιολικών συστημάτων παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας», Διδακτορική Διατριβή, Πανεπιστήμιο Πατρών, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Τεχνολογίας Υπολογιστών
- [7]. Γεράσιμος . Παναγιωτακόπουλος, «Μη γραμμική δυναμική ανάλυση πυλώνων ανεμογεννητριών υπό φορτία ανέμου», Διπλωματική Εργασία, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Τμήμα Πολιτικών Μηχανικών
- [8]. Θεόδωρος Γ. Παπαδουλής, «Σχεδιομελέτη και κατασκευή καλουπιού Ανεμοπτερυγίου με σύγχρονες CAD/CAM–CAE υπολογιστικές μεθόδους και κατεργασίες», Πτυχιακή Εργασία, Τεχνολογικό Εκπαιδευτικό Ίδρυμα Κρήτης-Παράρτημα Χανίων, Τμήμα Φυσικών Πόρων και Περιβάλλοντος
- [9]. Ιάκωβος Γιακουμή, «Μελέτη και κατασκευή συστήματος υβριδικού Α.Π.Ε. μικρής ισχύος αιολικής και φωτοβολταϊκής διάταξης», Διδακτορική Διατριβή, Πανεπιστήμιο Πατρών, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Τεχνολογίας Υπολογιστών
- [10]. Μ. Πηλακούτα, «Βρόχος υστέρησης σιδηρομαγνητικών υλικών»
- [11]. Αθανάσιος Σαφάκας, «Ηλεκτρικές Μηχανές Β'», Πανεπιστήμιο Πατρών, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Τεχνολογίας Υπολογιστών
- [12]. Παναγιώτης . Γρυπαιός, «Διερεύνηση της λειτουργίας και κατασκευή μονοφασικού αντιστροφέα για διασύνδεση ανεμογεννήτριας μικρής ισχύος με το δίκτυο χαμηλής

τάσης», Διπλωματική Εργασία, Πανεπιστήμιο Πατρών, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Τεχνολογίας Υπολογιστών

[13]. Εμμανουήλ Κ. Τατάκης, «Σημειώσεις Εργαστηρίου Ηλεκτρονικών Ισχύος II», Πανεπιστήμιο Πατρών, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Τεχνολογίας Υπολογιστών

[14]. Ιωάννης Β. Γκαρτζώνης, «Διερεύνηση της λειτουργίας συστήματος διασύνδεσης ανεμογεννήτριας με το δίκτυο χαμηλής τάσης - κατασκευή μετατροπέα ανύψωσης τάσης», Διπλωματική Εργασία, Πανεπιστήμιο Πατρών, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Τεχνολογίας Υπολογιστών

[15]. Sunil Panda, Anupam Mishra, B. Srinivas, “Control of Voltage Source Inverters using PWM/SVPWM for Adjustable Speed Drive Applications”, Bachelor, Department of Electrical Engineering, National Institute Of Technology Rourkela

[16]. N. Mohan, T. Undeland, W. Robbins, «Ηλεκτρονικά Ισχύος», ΤΖΙΟΛΑ 1996

[17]. Εμμανουήλ Κ. Τατάκης, «Αντιστροφείς τάσης και μέθοδοι ελέγχου»

[18]. Tran Cong Binh, Mai Tuan Dat, Ngo Manh Dung, Phan Quang An, Pham Dinh Truc and Nguyen Huu Phuc “Active and Reactive Power Controller for Single-Phase Grid- Connected Photovoltaic Systems”, Department of Electrical- Electronics Engineering- HoChiMinh City University of Technology, Vietnam National University in HoChiMinh, Vietnam