

τεχνολογικό εκπαιδευτικό ιδρύμα κεντρικής μακεδονίας ΤΜΗΜΑ ΜΗΧΑΝΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Ανάλυση και προσομοίωση του ηλεκτρικού συστήματος μιας ανεμογεννήτριας

Παναγιώτης Νικολαΐδης ΑΕΜ 6395

Στέφανος Δημητρίου ΑΕΜ 6309



Επιβλέπων Δρ. Δημήτριος Καλπακτσόγλου

Ιούλιος 2016

Περίληψη

Ο σκοπός της παρούσας πτυχιακής διπλωματικής εργασίας είναι η παροχή πληροφόρησης για τις ΑΠΕ, την αιολική ενέργεια και συγκεκριμένα τον τρόπο λειτουργίας του ηλεκτρικού μέρους της ανεμογεννήτριας. Επίσης, επιδιώκει να παράσχει πληροφορίες για τα μέρη της ανεμογεννήτριας, από τι αποτελείται καθώς και τον τρόπο λειτουργίας τους. Επιπλέον γίνεται αναφορά στις Ηλεκτρικές Μηχανές καθώς και στα ηλεκτρονικά στοιχεία της ανεμογεννήτριας. Ακόμη, θα ασχοληθούμε με την ανάλυση της σύγχρονης γεννήτριας καθώς και της επαγωγικής.

Τέλος, θα γίνει μια προσομοίωση των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων και μερών της ανεμογεννήτριας στο πρόγραμμα προσομοίωσης Multisim με σκοπό την καλύτερη κατανόηση της λειτουργίας της.

Περιεχόμενα

Π	[ερίλην	ψη	.2
1	Ave	ανεώσιμες Πηγές Ενέργειας	.5
	1.1	Πρόλογος	.5
	1.2	Φαινόμενο του θερμοκηπίου	.6
2	Au	λική Ενέργεια1	13
3	Hλ	εκτρικές Γεννήτριες	31
	3.1	Επαγωγική Γεννήτρια	31
	3.1	.1 Αυτόνομη λειτουργία της επαγωγικής γεννήτριας	32
	3.1	.2 Εφαρμογές της επαγωγικής γεννήτριας	35
4	Σύγ	γχρονες Γεννήτριες	37
	4.1	Δομή των σύγχρονων γεννητριών	37
	4.2	Ταχύτητα περιστροφής των σύγχρονων γεννητριών	41
	4.3	Παραγόμενη τάση στο εσωτερικό μιας σύγχρονης γεννήτριας	41
	4.4	Ισοδύναμο κύκλωμα της σύγχρονης γεννήτριας	12
	4.5	Ανάλυση της σύγχρονης γεννήτριας με στρεφόμενα διανύσματα	16
	4.6	Ισχύς και ροπή στην έξοδο των σύγχρονων γεννητριών	18
5	Εισ	αγωγή στα ηλεκτρονικά ισχύος	52
	5.1	Εισαγωγή	52
	5.2	Δίοδοι	53
	5.3	Thyristors	54
	5.4	Χαρακτηριστικά των ελεγχόμενων διακοπτών	57
	5.5	Διπολικά Transistor επαφής (BJT) και μονολιθικά Darlington (MD)	58
	5.6	Transistor μεταλλικών οξειδίων ημιαγωγών με επίδραση πεδίου (MOSFE 60	Г)
	5.7	Διπολικά Transistor με μονωμένη πύλη (IGBT)	51

	5.8	Thyristor με σβέση ελεγχόμενη από την πύλη (GTO)	62
	5.9	Ελεγχόμενα MOS Thyristor (MCT)	62
	5.10	Σύγκριση ελεγχόμενων διακοπτών	63
6	Av	ντιστροφείς DC-AC Διακοπτικού Τύπου	64
	6.1	Εισαγωγή	64
	6.2	Βασικές αρχές των αντιστροφέων διακοπτικού τύπου	66
	6.2	2.1 Στρατηγική της διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM)	68
	6.2	2.2 Μικρός mf (mf \leq 21)	74
	6.2	2.3 Μεγάλος mf (mf >21)	75
	6.2	2.4 Υπερδιαμόρφωση (ma >1)	75
	6.3	Μονοφασικοί αντιστροφείς	77
	6.3	3.1 Αντιστροφείς με πλήρη γέφυρα (μονοφασικοί)	77
	6.3 6.3	 3.1 Αντιστροφείς με πλήρη γέφυρα (μονοφασικοί) 3.2 Διαμόρφωση PWM με διπολική τάση εξόδου 	77 78
	6.3 6.3 6.3	 3.1 Αντιστροφείς με πλήρη γέφυρα (μονοφασικοί) 3.2 Διαμόρφωση PWM με διπολική τάση εξόδου 3.3 Διαμόρφωση PWM με μονοπολική τάση εξόδου 	77 78 79
	6.3 6.3 6.3 6.4	 3.1 Αντιστροφείς με πλήρη γέφυρα (μονοφασικοί) 3.2 Διαμόρφωση PWM με διπολική τάση εξόδου 3.3 Διαμόρφωση PWM με μονοπολική τάση εξόδου Τριφασικοί αντιστροφείς 	77 78 79 82
	6.3 6.3 6.4 6.4	 3.1 Αντιστροφείς με πλήρη γέφυρα (μονοφασικοί) 3.2 Διαμόρφωση PWM με διπολική τάση εξόδου 3.3 Διαμόρφωση PWM με μονοπολική τάση εξόδου Τριφασικοί αντιστροφείς 4.1 Διαμόρφωση PWM σε τριφασικούς αντιστροφείς πηγής τάσης. 	77 78 79 82 83
7	 6.3 6.3 6.4 6.4 Aπ 	 3.1 Αντιστροφείς με πλήρη γέφυρα (μονοφασικοί) 3.2 Διαμόρφωση PWM με διπολική τάση εξόδου 3.3 Διαμόρφωση PWM με μονοπολική τάση εξόδου Τριφασικοί αντιστροφείς 4.1 Διαμόρφωση PWM σε τριφασικούς αντιστροφείς πηγής τάσης . 	77 78 79 82 83 86
7	 6.3 6.3 6.4 6.4 Aπ 7.1 	 3.1 Αντιστροφείς με πλήρη γέφυρα (μονοφασικοί) 3.2 Διαμόρφωση PWM με διπολική τάση εξόδου 3.3 Διαμόρφωση PWM με μονοπολική τάση εξόδου 3.3 Διαμόρφωση PWM με μονοπολική τάση εξόδου 4.1 Διαμόρφωση PWM σε τριφασικούς αντιστροφείς πηγής τάσης. τοτελέσματα Ο Αντιστροφέας (Inverter) 	77 78 79 82 83 86 90
7	 6.3 6.3 6.4 6.4 Aπ 7.1 Επί 	 3.1 Αντιστροφείς με πλήρη γέφυρα (μονοφασικοί) 3.2 Διαμόρφωση PWM με διπολική τάση εξόδου 3.3 Διαμόρφωση PWM με μονοπολική τάση εξόδου 3.3 Διαμόρφωση PWM με μονοπολική τάση εξόδου 4.1 Διαμόρφωση PWM σε τριφασικούς αντιστροφείς πηγής τάσης . τοτελέσματα Ο Αντιστροφέας (Inverter) 	77 78 79 82 83 86 90 95

1 Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας

1.1 Πρόλογος

Στις μέρες μας αντιμετωπίζουμε ένα πολύ σοβαρό και μεγάλο πρόβλημα. Ένα πρόβλημα που απειλεί να καταστρέψει την ομορφιά και τη γαλήνη της ζωής μας. Ένα πρόβλημα που γεννήθηκε στη σύγχρονη πολιτισμένη ζωή μας από την πρόοδο μας στην τεχνολογία. Είναι το πρόβλημα της μόλυνσης του περιβάλλοντος. Οι άνθρωποι συγκεντρώθηκαν σε μεγάλα αστικά κέντρα και δημιουργήθηκε έτσι η αστυφιλία. Εγκατέλειψαν τις μικρές τους πόλεις, τα χωριά τους και έφυγαν για τις μεγάλες πολιτείες, όπου πίστεψαν πως θα ζήσουν μια καλύτερη και πιο άνετη ζωή. Έτσι, μαζεύτηκαν στις πολυκατοικίες και περιορίστηκαν σε λίγα τετραγωνικά μέτρα για να ζήσουν στις πόλεις που γέμισαν ασφυκτικά από ανθρώπους που ζητούσαν εργασία για να επιβιώσουν. Οι ανάγκες της ζωής δημιούργησαν όλο και περισσότερες βιομηχανικές εγκαταστάσεις. Έτσι οι πόλεις γέμισαν εργοστάσια κάθε φύσεως που απασχολούν μεγάλο μέρος του ανθρώπινου δυναμικού

Τα εργοστάσια όμως είναι ο κυριότερος παράγοντας στη μόλυνση του περιβάλλοντος. Τα διάφορα βιομηχανικά απόβλητα ρίχνονται στη θάλασσα και καταστρέφουν τις διάφορες ακτές μας. Σκοτώνουν τα ψάρια με τις διάφορες χημικές τους ουσίες και συγχρόνως δηλητηριάζουν τον αέρα που αναπνέουμε. Μαύρα σύννεφα καλύπτουν τις πόλεις μας και σκοτεινιάζουν το γαλάζιο ουρανό. Τα εργοστάσια, λοιπόν, είναι η μεγαλύτερη αιτία της μόλυνσης της ατμόσφαιρας. Η αστυφιλία στις πόλεις δημιούργησε κι ένα σωρό άλλα προβλήματα όπως π.χ το συγκοινωνιακό. Υπάρχουν ταλαιπωρίες και δυσκολίες στην κίνηση και μόλυνση από τα καυσαέρια τόσων αυτοκινήτων. Οι δρόμοι, τα σπίτια, όλα μαύρισαν. Πηγή μολύνσεως είναι και тα σκουπίδια που γεμίζουν τους δρόμους καθημερινά. Και δυστυχώς οι άνθρωποι δεν καταστρέφουν μόνο τις πόλεις τους αλλά και την εξοχή όπου φεύγουν για να ζήσουν λίγες ώρες ξέγνοιαστοι και χαρούμενοι. Γεμίζουν τα δάση και τις θάλασσες με ένα σωρό σκουπίδια και ακαθαρσίες, μολύνοντας και καταστρέφοντας то περιβάλλον Από αυτή την μόλυνση του περιβάλλοντος δημιουργήθηκαν φαινόμενα

όπως:

- Τρύπα του όζοντος
- Ατμοσφαιρική Ρύπανση
- Ρύπανση των νερών
- Απόβλητα
- Καταστροφή των δασών
- Φαινόμενο του Θερμοκηπίου



1.2 Φαινόμενο του θερμοκηπίου

Το φαινόμενο του θερμοκηπίου είναι η διαδικασία κατά την οποία η ατμόσφαιρα ενός πλανήτη συγκρατεί θερμότητα και συμβάλλει στην αύξηση της θερμοκρασίας της επιφάνειάς του. Ανακαλύφθηκε για πρώτη φορά από τον Γάλλο μαθηματικό, αστρονόμο και φυσικό Ζοζέφ Φουριέ, το 1838, ενώ διερευνήθηκε συστηματικά από το Σουηδό χημικό Σβάντε Αρρένιους.[1] Σε αυτόν οφείλεται και η ονομασία του φαινομένου, όταν το 1896, την εποχή του προετοίμαζε τη διδακτορική του διατριβή, ανέπτυξε τη θεωρία ότι οι ραγδαία αυξανόμενες βιομηχανίες που στέλνουν άνθρακα και άλλους ρύπους στον αέρα ίσως να μη διαφέρουν, όσον αφορά τις επιπτώσεις στις κλιματικές αλλαγές, από τα στοιχεία που εκλύθηκαν στην ατμόσφαιρα με την έκρηξη του ηφαιστείου Κρακατόα στην Ινδονησία το 1883.[2]

Τα τελευταία χρόνια, ο όρος συνδέεται με την αύξηση της μέσης θερμοκρασίας της επιφάνειας της Γης (παγκόσμια θέρμανση), ενώ θεωρείται φαινόμενο έχει ενισχυθεί σημαντικά από ανθρωπογενείς πως το δραστηριότητες. Παρατηρείται σε όλους τους πλανήτες που διαθέτουν ατμόσφαιρα. Ο πλανήτης με το πιο εντυπωσιακό φαινόμενο θερμοκηπίου είναι η Αφροδίτη, όμως για λόγους απλότητας θα αναφερόμαστε αποκλειστικά στην περίπτωση της Γης, δηλαδή του πλανήτη στον οποίο κατοικούμε. Н Γη δέχεται συνολικά ηλιακή ακτινοβολία, που αντιστοιχεί σε ροή περίπου 1.966 W/m2, στο όριο της ατμόσφαιρας. Ένα μέρος αυτής απορροφάται από το σύστημα Γης-ατμόσφαιρας, ενώ το υπόλοιπο διαφεύγει στο διάστημα. Περίπου το 30% της εισερχόμενης ηλιακής ακτινοβολίας ανακλάται, σε ποσοστό 6% από την ατμόσφαιρα, 3% από τα νέφη και 4% από την επιφάνεια της Γης. Το 70% της ηλιακής ακτινοβολίας απορροφάται, κατά 32% από την ατμόσφαιρα (συμπεριλαμβανομένου και του στρατοσφαιρικού στρώματος του όζοντος), κατά 3% από τα νέφη και κατά το μεγαλύτερο ποσοστό (51%) από την επιφάνεια και τους ωκεανούς.

Λόγω της θερμοκρασίας της, η Γη εκπέμπει επίσης θερμική ακτινοβολία (κατά τρόπο ανάλογο με τον Ήλιο), η οποία αντιστοιχεί σε μεγάλα μήκη κύματος, σε αντίθεση με την αντίστοιχη ηλιακή ακτινοβολία, που είναι μικρού μήκους κύματος. Η ατμόσφαιρα της Γης διαθέτει μεγάλη αδιαφάνεια στην, μεγάλου μήκους κύματος, γήινη ακτινοβολία, έχει δηλαδή την ικανότητα να απορροφά το μεγαλύτερο μέρος της, ποσοστό περίπου 71%. Η ίδια η ατμόσφαιρα επανεκπέμπει θερμική ακτινοβολία μεγάλου μήκους κύματος, μέρος της οποίας απορροφάται από την επιφάνεια της Γης, η οποία θερμαίνεται ακόμη περισσότερο. Η γήινη ατμόσφαιρα συμπεριφέρεται, με τον τρόπο αυτό, ως μία δεύτερη - μαζί με τον Ήλιο - πηγή θερμότητας.

Αποτέλεσμα του συνολικού φαινομένου είναι η αύξηση της μέσης επιφανειακής θερμοκρασίας, γεγονός που καθιστά τη Γη κατοικήσιμη. Χωρίς το φυσικό φαινόμενο του θερμοκηπίου, η θερμοκρασία της γήινης επιφάνειας θα ήταν σε παγκόσμια και ετήσια βάση περίπου -18°C.

Ο μηχανισμός του φαινομένου ταυτίζεται σύχνά με τη λειτουργία ενός πραγματικού θερμοκηπίου, ωστόσο η ταύτιση αυτή αποτελεί υπεραπλούστευση, καθώς τα θερμοκήπια στηρίζονται στην "απομόνωση" της θερμότητας και την εξάλειψη φαινομένων μεταφοράς της.



1.3 Η ανάγκη για την στροφή μας προς τις ανανεώσιμες πηγές ενέργειας

Αρχικά, πρέπει να επισημάνουμε ότι αμέσως μετά τη δεύτερη ενεργειακή κρίση, στις αρχές της δεκαετίας του 1980, η διεθνής κοινότητα άρχισε να αναγνωρίζει το πεπερασμένο των παγκόσμιων αποθεμάτων των συμβατικών πηγών ενέργειας (κάρβουνο, πετρέλαιο, φυσικό αέριο, ουράνιο κ.λπ.) σε σύγκριση με την ανεξέλεγκτη αύξηση των ρυθμών κατανάλωσης ενέργειας, χώρες ιδιαίτερα στις αναπτυγμένες TOU πλανήτη μας. Ίσως οι δυσοίωνες προβλέψεις της πρώτης έκθεσης της Λέσχης της Ρώμης (1970) με τίτλο «Τα όρια της ανάπτυξης» να μην πραγματοποιήθηκαν στο βαθμό που η έκθεση προέβλεπε, όμως οι αρνητικές επιπτώσεις που συνοδεύουν την αλόγιστη κατανάλωση ενέργειας εξακολουθούν να ισχύουνκαι να επανεπιβεβαιώνονται από τα πορίσματα της δεύτερης έκθεσης, η οποία συντάχθηκε το 1991, αναφέροντας ότι η μείωση των ενεργειακών αποθεμάτων, η ρύπανση του περιβάλλοντος μαζί με τον υπερπληθυσμό και την εξάντληση των φυσικών πόρων του πλανήτη μας αποτελούν τις τέσσερις πληγές του ανθρώπινου είδους. Δεν πρέπει συνεπώς να λησμονούμε ότι τα βεβαιωμένα αποθέματα των κυριότερων συμβατικών καυσίμων επαρκούν στις καλύτερες περιπτώσεις για τα επόμενα εκατό περίπου χρόνια, ενώ ακόμα και εάν ανακαλυφθούν στο μέλλον χιλιαπλάσια αποθέματα συμβατικών καυσίμων, με τους σημερινούς ρυθμούς κατανάλωσης ενέργειας, θα παρατείνουν για άλλα εκατό πενήντα μόλις χρόνια την άφιξη του «ενεργειακού χειμώνα» στον πλανήτη μας.

Ταυτόχρονα, η επιταχυνόμενη συσσώρευση επικίνδυνων ρυπαντών(τοξικά και ραδιενεργά απόβλητα) και η αντίστοιχη καταστροφή του περιβάλλοντος οδηγεί στην εμφάνιση σημαντικών προβλημάτων υγείας, υποβαθμίζοντας παράλληλα την ποιότητα ζωής στις περισσότερες μεγαλουπόλεις, π.χ. Λονδίνο, Ρώμη, Αθήνα κ.ά.

Η χρήση της πυρηνικής ενέργειας και η προσπάθεια ελέγχου της πυρηνικής σύντηξης έδωσε προσωρινά κάποιες ελπίδες για τη συνέχιση των υφιστάμενων ρυθμών ανάπτυξης. Δυστυχώς, η αναμενόμενη όξυνση των περιβαλλοντικών προβλημάτων, κυρίως από τη διάθεση των ραδιενεργών καταλοίπων και την πιθανότητα μείζονος ατυχήματος, σε συνδυασμό με το υψηλό κόστος προστασίας από τη ραδιενέργεια, έθεσε σοβαρά και αναπάντητα ερωτήματα που αφορούν τη βιωσιμότητα αντίστοιχων προσπαθειών.

Λαμβάνοντας υπόψιν όλα τα παραπάνω προβλήματα που πηγάζουν απότη χρήση των συμβατικών πηγών ενέργειας, αρκετοί ειδικοί πρότειναν την αξιοποίηση των ήπιων ή ανανεώσιμων ή εναλλακτικών πηγών ενέργειας,όπως, για παράδειγμα, η υδροηλεκτρική ενέργεια, η αιολική ενέργεια, η ηλιακή ενέργεια, η βιομάζα, η θαλάσσια ενέργεια καθώς και η γεωθερμική

Φυσικά, οι ανανεώσιμες πηγές δεν είναι δυνατόν τη στιγμή αυτή να επιλύσουν το συνολικό ενεργειακό πρόβλημα της ανθρωπότητας, τουλάχιστον μετα σημερινά οικονομικά και τεχνολογικά δεδομένα. Εάν όμως η αξιοποίησήτους συνδυασθεί με την προσπάθεια εξοικονόμησης των συμβατικών πηγών ενέργειας και με την ορθολογική διαχείριση των υφιστάμενων ενεργειακών πόρων, είναι δυνατή η σταδιακή απομάκρυνση του εφιάλτη της ανθρωπότητας, δηλαδή του επερχόμενου «ενεργειακού χειμώνα».

Τέλος, πρέπει να αναφερθεί ότι οι περισσότερες ανανεώσιμες μορφές ενέργειας είναι γνωστές σχεδόν από τη στιγμή της εμφάνισης του ανθρώπου στον πλανήτη μας, ενώ έχουν χρησιμοποιηθεί με σημαντική επιτυχία και από τον άνθρωπο των ιστορικών χρόνων. Δεν πρέπει να ξεχνάμε, όσον αφορά την αιολική ενέργεια , ότι μέχρι το δέκατο όγδοο (18ο) αιώνα η ναυτιλία στηριζόταν σε ιστιοφόρα πλοία, ενώ στην ξηρά οι ανεμόμυλοι χρησιμοποιήθηκαν για την άντληση νερού και την άλεση των σιτηρών. Η χώρα μας έχει μεγάλη παράδοση χρήσης των ανεμόμυλων, λόγω και της ιδιαίτερης γεωγραφικής μορφής της. Ονομαστοί είναι μέχρι σήμερα οι ανεμόμυλοι του Λασιθίου.

Από την άλλη πλευρά, η σημερινή αξιοποίηση του εγχώριου αιολικού δυναμικού είναι ελάχιστη, ενώ οι παρεχόμενες τεχνικές και χρηματοδοτικές δυνατότητες είναι ενδιαφέρουσες. Για το λόγο αυτό, θα διερευνήσουμε τις δυνατότητες και τους περιορισμούς, που συνοδεύουν την αξιοποίηση της αιολικής ενέργειας.

1.4 Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας

ενέργειας ή Ανανεώσιμες πηγές ήπιες μορφές ενέργειας είναι μορφέςεκμετάλλευσης ενέργειας που προέρχονται από διάφορες φυσικές διαδικασίες που γίνονται στο περιβάλλον. Ο ορισμός ήπιες μορφές ενέργειας χαρακτηριστικά. δόθηκε συγκεκριμένα για κάποια βασικά τους

Πρώτον γιατί για την εκμετάλλευση τους δεν χρειάζεται κάποια ενεργητική προσπάθεια όπως εξόρυξη, άντληση όπως εκμεταλλευόμασταν μέχρι τώρα τις χρησιμοποιούμενες πηγές ενέργειας. Όπως είναι το πετρέλαιο το οποίο χρειάζεται μια επίπονη διαδικασία για την απόκτησή του. Δεύτερο βασικό χαρακτηριστικό τους είναι ότι πρόκειται για «καθαρές» μορφές ενέργειας, δηλαδή πολύ φιλικές στο περιβάλλον που δεν αποδεσμεύουν ρυπογόνες ουσίες στο περιβάλλον όπως οι υδρογονάνθρακες, διοξείδιο του άνθρακα

Γενικά οι ανανεώσιμες πηγές ενέργειας βασίζονται στην ηλιακή

ακτινοβολία με εξαίρεση την ενέργεια από τις παλίρροιες που εκμεταλλεύεται η βαρύτητα. Στην ουσία η ηλιακή ενέργεια είναι «συσκευασμένη». Για παράδειγμα, η βιομάζα είναι ηλιακή ενέργεια δεσμευμένη στους ιστούς των φυτών μέσω της φωτοσύνθεσης. Η αιολική εκμεταλλεύεται τους άνεμους που προκαλούνται από τη θέρμανση του αέρα, ενώ, οι πηγές ενέργειας που βασίζονται στο νερό εκμεταλλεύονται τον κύκλο εξάτμισης-συμπύκνωσης του νερού και την κυκλοφορία του. Τα κύρια πλεονεκτήματα των ΑΠΕ, είναι τα εξής:

- Είναι πρακτικά ανεξάντλητες πηγές ενέργειας και συμβάλλουν στη μείωση της εξάρτησης από συμβατικούς ενεργειακούς πόρους.
- Απαντούν στο ενεργειακό πρόβλημα για τη σταθεροποίηση των εκπομπών διοξειδίου του άνθρακα και των υπόλοιπων αερίων του θερμοκηπίου.
- Είναι εγχώριες πηγές ενέργειας και συνεισφέρουν στην ενίσχυση της ενεργειακής ανεξαρτησίας και της ασφάλειας του ενεργειακού εφοδιασμού σε εθνικό επίπεδο.
- Προσφέρουν τη δυνατότητα ορθολογικής αξιοποίησης των ενεργειακών πόρων, καλύπτοντας ένα ευρύ φάσμα των ενεργειακών αναγκών των χρηστών (π.χ. ηλιακή ενέργεια για θερμότητα χαμηλών θερμοκρασιών, αιολική ενέργεια για ηλεκτροπαραγωγή).
- Έχουν συνήθως χαμηλό λειτουργικό κόστος που δεν επηρεάζεται από τις διακυμάνσεις της διεθνούς οικονομίας και ειδικότερα των τιμών των συμβατικών καυσίμων.
- Οι επενδύσεις των ΑΠΕ δημιουργούν σημαντικό αριθμό νέων θέσεων εργασίας, ιδιαίτερα σε τοπικό επίπεδο.
- Μπορούν να αποτελέσουν σε πολλές περιπτώσεις πυρήνα για την αναζωογόνηση οικονομικά και κοινωνικά υποβαθμισμένων περιοχών και πόλο για την τοπική ανάπτυξη, με την προώθηση ανάλογων επενδύσεων (π.χ. καλλιέργειες θερμοκηπίου με τη χρήση γεωθερμικής ενέργειας).

Οι κυριότερες μορφές ανανεώσιμων πηγών ενέργειας είναι οι εξής:

- Ηλιακή Ενέργεια
- Αιολική Ενέργεια
- Υδατοπτώσεις
- Βιομάζα
- Γεωθερμική Ενέργεια
- Ενέργεια Ωκεανών



1.5 Αιολική Ενέργεια

Η αιολική ενέργεια είναι η ενέργεια του ανέμου που προέρχεται από τη μετακίνηση αερίων μαζών της ατμόσφαιρας. Οι μετακινήσεις του αέρα, οι άνεμοι, προέρχονται από τις μεταβολές και τις διαφορετικές από τόπο σε τόπο τιμές της ατμοσφαιρικής πίεσης. Οι διαφορετικές αυτές τιμές της πίεσης οφείλονται στη διαφορετική θέρμανση (απορρόφηση ενέργειας) της ατμόσφαιρας κάθε τόπου από τον Ήλιο.

Ο άνθρωπος από πολύ παλιά κατάλαβε πόσο σημαντική μπορεί να αποδειχθεί η ενέργεια που μας δίνει ο άνεμος όταν φυσάει και αξιοποίησε τη δύναμη των ανέμων σε διάφορες χρήσεις. Τα ιστιοφόρα πλοία μετέφεραν ανθρώπους και εμπορεύματα διασχίζοντας τις θάλασσες και πάνω τους στήριξαν την ακμή και την οικονομική τους ευρωστία μεγάλες πόλεις που κυριάρχησαν στην ιστορία. Οι ανεμόμυλοι πάλι, που άφθονους βλέπει κανείς κυρίως στα νησιά μας, ήταν πολύτιμοι βοηθοί στην παραγωγή του αλευριού, βασικού παράγοντα διατροφής σε όλες τις ανθρώπινες κοινωνίες. Αυτή η ενέργεια, η αιολική (υπενθυμίζεται ότι ο Αίολος ήταν ο "διαχειριστής" των ανέμων, κατά τους αρχαίους Έλληνες), αξιοποιείται στις μέρες μας ολοένα και περισσότερο, σε περιοχές όπου συχνά φυσούν ισχυροί άνεμοι.

Για την αξιοποίηση της αιολικής ενέργειας χρησιμοποιούμε σήμερα τις Ανεμογεννήτριες, με τις οποίες μετατρέπεται η κινητική ενέργεια του ανέμου σε ηλεκτρική.

Η εκμετάλλευση της αιολικής ενέργειας με συστηματικό τρόπο άρχισε παγκοσμίως στις αρχές της δεκαετίας του '80, όταν προκλήθηκε η πρώτη πετρελαϊκή κρίση και αυξήθηκε πολύ τα τελευταία χρόνια.

Η αιολική ενέργεια και ανεξάντλητη ως ανανεώσιμη είναι (αφού ο καλός μας ήλιος θα φροντίζει πάντα να υπάρχουν θερμοκρασιακές διαφορές μεταξύ των διάφορων περιοχών της γης, ώστε να προκαλούνται οι άνεμοι), και καθαρή, "φιλική" προς το περιβάλλον (αφού η μετατροπή της σε ηλεκτρική δεν το επιβαρύνει).

Σήμερα, στη γενική τους μορφή οι ανεμοκινητήρες μετατρέπουν την κινητική ενέργεια του ανέμου σε άλλες πιο χρήσιμες μορφές ενέργειας, όπως θερμική, ηλεκτρική και φυσικά μηχανική.

Ο άνεμος, όμως, είναι μια ανεξέλεγκτη και χρονικά μεταβαλλόμενη σε όλες της τις παραμέτρους πηγή ενέργειας. Η δέσμευση και χρησιμοποίηση της ενέργειας αυτής, είναι ως εκ τούτου μια πολύ δαπανηρή διαδικασία. Η σχεδίαση και η κατασκευή μιας αποδοτικής και παράλληλα οικονομικής ανεμομηχανής δεν είναι εύκολη δουλειά. Παρόλα αυτά, οι σύγχρονες ανεμομηχανές (που η επιστημονική ονομασία τους είναι "συστήματα μετατροπής" της αιολικής ενέργειας , ή πιο απλά " ανεμοκινητήρες ", ή όταν παράγουν ηλεκτρική ενέργεια "ανεμογεννήτριες", χρησιμοποιώντας τα πρόσφατα επιτεύγματα στην τεχνολογία των υλικών, στη μηχανολογία, στην ηλεκτρονική και στην αεροδυναμική, έχουν ανεβάσει σε υψηλά επίπεδα την απόδοση τους, μειώνοντας συνεχώς το κόστος της παραγόμενης ενέργειας.

Η μελέτη ενός συστήματος ανεμογεννήτριας (Α/Γ), περιλαμβάνει την αεροδυναμική σχεδίαση και τη μελέτη εφαρμογής, στην οποία περιλαμβάνονται η μηχανολογική μελέτη και σχεδίαση, η μελέτη του ηλεκτρολογικού συστήματος και τα ηλεκτρολογικά συστήματα ελέγχου και ασφαλείας. Η αεροδυναμική σχεδίαση αποτελεί προϋπόθεση για τον σχεδιασμό ενός συστήματος δέσμευσης και μετατροπής της ενέργειας του ανέμου, ενώ η ηλεκτρομηχανολογική μελέτη είναι το αμέσως επόμενο και

11

αναγκαίο στάδιο για την υλοποίηση ενός τέτοιου συστήματος, κατά τον αποδοτικότερο και πλέον συμφέροντα τεχνοοικονομικό τρόπο.





2 Αιολική Ενέργεια

2.1 Εισαγωγή

Αιολική ενέργεια είναι μια μορφή ενέργειας, η οποία δημιουργείται από τη διαρκή κίνηση του ατμοσφαιρικού αέρα, ο οποίος περιβάλλει τη γη, εξαιτίας μιας σειράς παραμέτρων οι οποίες είναι:

- Η ηλιακή ακτινοβολία
- Η ανομοιογένεια του ανάγλυφου του εδάφους
- Η περιστροφική κίνηση της γης γύρω από τον άξονά της.

Η ανομοιόμορφη θέρμανση της επιφάνειας της γης από τον ήλιο προκαλεί τη μετακίνηση μεγάλων μαζών αέρα από τη μία περιοχή στην άλλη, δημιουργεί δηλαδή τους ανέμους. Ο άνεμος είναι δυνατό να περιστρέφει ανεμοτροχούς, να προωθεί ιστιοφόρα πλοία ή να κινεί αντικείμενα, μπορεί δηλαδή η ενέργεια του να καταστεί εκμεταλλεύσιμη. Η πηγή αυτής της ενέργειας είναι πρακτικά ανεξάντλητη, ανανεούμενη συνεχώς, γι' αυτό και ονομάζεται

Από θερμοδυναμικής απόψεως, η ενέργεια αυτή είναι υψηλής ποιότητας και γι' αυτόν τον λόγο προσφέρεται ιδιαίτερα για μετατροπή σε ηλεκτρική ή χρήσιμη μηχανική ενέργεια. Αυτό δεν αποκλείει βέβαια τη δυνατότητα να αξιοποιηθεί και για άλλες χρήσεις, όπως η προστασία θερμοκηπίων από τον παγετό κ.λ.π. Για πολλές εκατοντάδες χρόνια, η κίνηση των πλοίων στηριζόταν στην δύναμη του ανέμου, ενώ γινόταν εκτεταμένη χρήση του ανεμόμυλου, ως κινητήριας μηχανής, κυρίως στον αγροτικό τομέα. Η χρήση της όμως άρχισε να ατονεί περίπου στις αρχές του αιώνα, λόγω της εμφάνισης "άφθονων" και φθηνών ορυκτών καυσίμων.

Αργότερα, το ενδιαφέρον για την εκμετάλλευση της ενέργειας του ανέμου, κυρίως για την παραγωγή ηλεκτρικού ρεύματος, εκδηλώθηκε έντονα περί τα μέσα της δεκαετίας του '70 και ήταν αποτέλεσμα της πετρελαϊκής κρίσης, που είχε εν τω μεταξύ ξεσπάσει. Από τότε, μέχρι σήμερα υπάρχει μία συνεχώς αυξανόμενη τάση για την παραγωγή ηλεκτρικού ρεύματος μέσω της

13

εκμετάλλευσης της ενέργειας του ανέμου. Στη σημερινή εποχή η αιολική ενέργεια μπορεί να αξιοποιηθεί χρησιμοποιώντας κατάλληλους μηχανισμούς και διατάξεις, τις ανεμογεννήτριες. Η κινητική ενέργεια του ανέμου μετατρέπεται αρχικά σε μηχανική και ακολούθως σε ηλεκτρική, μέσω των ανεμογεννητριών.

Τέλος, υπολογίζεται ότι το 25% της επιφάνειας της γης επικρατούν άνεμοι μέσης ταχύτητας πάνω από 5,1 μέτρα το δευτερόλεπτο, σε ύψος 10 μέτρων πάνω από το έδαφος. Όταν σε μία περιοχή οι άνεμοι πνέουν με ταχύτητα μεγαλύτερη από αυτήν την τιμή, τότε το αιολικό δυναμικό του τόπου θεωρείται εκμεταλλεύσιμο και οι απαιτούμενες εγκαταστάσεις μπορούν να καταστούν οικονομικά βιώσιμες, σύμφωνα με τα σημερινά δεδομένα.

2.2 Αιολικό Δυναμικό

Η ονομασία αιολικό δυναμικό μίας περιοχής χρησιμοποιείται στη βιβλιογραφία για να δηλώσει τα ακόλουθα τρία μεγέθη:

- Το φυσικό διαθέσιμο αιολικό δυναμικό: είναι η κινητική ενέργεια των αέριων μαζών οι οποίες κινούνται κάθε χρόνο επάνω από την περιοχή.
 Η αξία αυτού του δυναμικού είναι μόνο θεωρητική.
- Το τεχνικώς αξιοποιήσιμο αιολικό δυναμικό: είναι το μέρος του φυσικώς διαθέσιμου αιολικού δυναμικού, το οποίο είναι τεχνικώς δυνατόν να δεσμευτεί από τις αιολικές μηχανές, χωρίς οικονομικό περιορισμό.

Αυτό σημαίνει ότι το κόστος του συστήματος συλλογής δεν λαμβάνεται υπ' όψιν. Να σημειωθεί ότι το τεχνικώς αξιοποιήσιμο δυναμικό μεταβάλλεται χρονικώς, γιατί εξαρτάται από την εκάστοτε διαθέσιμη τεχνολογία.

 Το οικονομικώς αξιοποιήσιμο αιολικό δυναμικό είναι το μέρος του τεχνικώς αξιοποιήσιμου δυναμικού, του οποίου το κόστος αξιοποίησης είναι οικονομικώς συμφέρον. Αυτό το δυναμικό επίσης μεταβάλλεται, δεδομένου ότι εξαρτάται από την εκάστοτε τεχνολογία και τις εκάστοτε οικονομικές συνθήκες.

Μία αιολική μηχανή μπορεί να εγκατασταθεί πρακτικά σε οποιονδήποτε ανοικτό χώρο. Δεδομένου όμως ότι τα σύγχρονα αιολικά πάρκα αποτελούν εμπορικές εφαρμογές, θα πρέπει η εγκατάσταση των αιολικών μηχανών να μην γίνει αυθαίρετα, αλλά να είναι αντικείμενο μελέτης και βελτιστοποίησης. Διάφορες μεθοδολογίες έχουν αναπτυχθεί για την επιλογή θέσεων των αιολικών πάρκων, υπάρχουν όμως μερικά βασικά σημεία τα οποία πρέπει να έχει κανείς υπ' όψιν του, όπως:

- Στις κορυφογραμμές, η ταχύτητα του ανέμου είναι μεγαλύτερη
- Σε κοιλάδες ή περάσματα μεταξύ υψωμάτων, η ταχύτητα του ανέμου ενδέχεται να είναι μεγαλύτερη
- Στα οροπέδια, ειδικά σε όσα βρίσκονται σε μεγάλο υψόμετρο, η ταχύτητα του ανέμου είναι μεγαλύτερη
- Μεγάλες ταχύτητες ανέμου εμφανίζονται επίσης σε πολλές παράκτιες περιοχές.

Οι περιοχές στις οποίες πιστεύεται ότι η ταχύτητα του ανέμου είναι σημαντική, μπορούν να εντοπιστούν από τη μελέτη χαρτών και την συλλογή ιστορικών πληροφοριών αναφορικά με το κλίμα τους.

Επισκέψεις στις περιοχές αυτές επιτρέπουν την συλλογή πληροφοριών σχετικά με την ένταση και τη διεύθυνση των επικρατούντων ανέμων. Σε περιοχές με αρκετά δένδρα, μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την εκτίμηση αυτή δείκτες, όπως οι Griggs Puttmnam και Barsch, οι οποίοι βασίζονται στο βαθμό παραμόρφωσης της βλάστησης.

Προσφάτως έχουν δημιουργηθεί άτλαντες αιολικού δυναμικού, οι οποίοι παρέχουν τις ασφαλέστερες πληροφορίες για την εκτίμηση του αιολικού δυναμικού διαφόρων περιοχών. Τέτοιος είναι ο European Wind Atlas, ο οποίος έχει εκπονηθεί από την Ευρωπαϊκή Επιτροπή.

Μετά τον αρχικό εντοπισμό ορισμένων περιοχών στις οποίες είναι δυνατή η εγκατάσταση αιολικών μηχανών, πρέπει να συλλέγουν λεπτομερέστερες πληροφορίες ώστε να γίνει η τελική επιλογή.

Για τον λόγο αυτό απαιτούνται λεπτομερείς χρονοσειρές της ταχύτητας του ανέμου, ώστε να εκτιμηθεί η μέση ετήσια ταχύτητα αλλά και το εύρος μεταβολής της.

Η κατανομή συχνοτήτων της ταχύτητας του ανέμου δίνει πληροφορίες σχετικά με τη μέση τιμή και τις πιθανότερες τιμές ταχύτητας, καθώς επίσης και για τον αριθμό των ιδιαίτερα υψηλών ταχυτήτων και των νηνεμιών.

Η πληροφορία αυτή είναι ιδιαίτερα χρήσιμη, γιατί αν σε κάποια περιοχή, για παράδειγμα, εμφανίζονται συχνά ταχύτητες μεγαλύτερες των 25 m/s, ίσως αυτή να είναι ιδιαίτερα ενδιαφέρουσα για εμπορική εκμετάλλευση, δεδομένου ότι η λειτουργία των μηχανών θα πρέπει να σταματάει αρκετά συχνά για λόγους ασφαλείας. Η κατανομή συχνοτήτων παρέχει επίσης τις απαραίτητες πληροφορίες για τη διαστασιολόγηση των αιολικών μηχανών.

Τα απαραίτητα μετεωρολογικά δεδομένα προέρχονται είτε από ιστορικά μετεωρολογικά αρχεία, είτε από μετρήσεις in situ, είτε τέλος με τη βοήθεια μοντέλων.

ΑΙΟΛΙΚΟ ΔΥΝΑΜΙΚΟ ΣΤΙΣ ΧΩΡΕΣ ΤΗΣ ΕΥΡΩΠΑΪΚΗΣ ΕΝΩΣΗΣ



Αιολικό δυναμικό στα 50 μέτρα ύψος για 5 διαφορετικές τοπογραφικές συνθήκες: 1) Έδαφος, 2) Ανοιχτή πεδιάδα, 3) Σε μία ακτή, 4) Ανοικτή

	m/s	W/m ²	m/s	W/m ²						
	>6.0	>250	>7.5	>500	>8.5	>700	>9.0	>800	>11.5	>1800
	5.0-6.0	150-250	6.5-7.5	300-500	7.0-8.5	400-700	8.0-9.0	600-800	10.0-11.5	1200-1800
	4.5-5.0	100-150	5.5-6.5	200-300	6.0-7.0	250-400	7.0-8.0	400-600	8.5-10.0	700-1200
	3.5-4.5	50-100	4.5-5.5	100-200	5.0-6.0	150-250	5.5-7.0	200-400	7.0-8.5	400-700
	<3.5	<50	<4.5	<100	<5.0	<150	<5.5	<200	<7.0	<400
			>7.5							
800000			5.5-7.5							
			<5.5							

θάλασσα και 5) Λόφους.

2.3 Αιολικά πάρκα

Ένα αιολικό πάρκο είναι μία συστοιχία πολλών ανεμογεννητριών,οι οποίες εγκαθίστανται και λειτουργούν σε μία περιοχή με υψηλόαιολικό δυναμικό και διοχετεύουν το σύνολο της παραγωγής του στο ηλεκτρικό σύστημα.

Υπάρχει βέβαια και η δυνατότητα οι ανεμογεννήτριες να λειτουργούν αυτόνομα, για την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας σεπεριοχές που δεν ηλεκτροδοτούνται ή για την παραγωγή μηχανικής ενέργειας για χρήση σε αντλισιοστάσια.

Ανάλογα με τον τόπο, όπου εγκαθίστανται οι συστοιχίες των ανεμογεννητριών, τα αιολικά πάρκα διακρίνονται σε χερσαία και υπεράκτια Χερσαία είναι αυτά, τα οποία εγκαθίστανται στη στεριά ενώ υπεράκτια

αυτά τα οποία εγκαθίστανται στις θάλασσες.



Χερσαίο

Υπεράκτιο

Σε σχέση με τα χερσαία έργα αιολικής ενέργειας, η κατασκευή υπεράκτιων ανεμογεννητριών απαιτεί σημαντική εφαρμοσμένη μηχανική όσον αφορά την υποδομή, τοποθέτηση, ηλεκτρική σύνδεση και την χρήση υλικών, τα οποία αντέχουν στο διαβρωτικό θαλάσσιο περιβάλλον. Μολονότι η ταχύτητα των υπεράκτιων ανέμων είναι γενικά μεγαλύτερη αυτής των ανέμων

της στεριάς, οι προαναφερθέντες παράγοντες δεν επέτρεψαν την υπεράκτια χρήση των ανεμογεννητριών κατά το παρελθόν. Πάντως, στις μέρες μας είναι πιο εφικτή η χρήση ανεμογεννητριών μεγάλης κλίμακας υπεράκτια και, με την αύξηση του μεγέθους και της αποδοτικότητας των ανεμογεννητριών καθώς και της πείρας στον τομέα αυτό, η υπεράκτια αξιοποίηση της αιολικής ενέργειας αποκτά μεγάλο δυναμικό. Γενικά, τόσο το δυναμικό όσο και η εφικτότητα από την άποψη του κόστους της υπεράκτιας αιολικής ενέργειας καθίστανται πιο ελκυστικά σήμερα λόγω της προόδου της τεχνολογίας και όσο περισσότεροι κατασκευαστές ανεμογεννητριών αρχίζουν να παράγουν ανεμογεννήτριες για υπεράκτια χρήση. Η αύξηση του μεγέθους των ανεμογεννητριών και της απόστασης από την ακτή (για τη μείωση του θορύβου) συνεπάγονται την εγκατάσταση ολοένα και αποδοτικότερων ανεμογεννητριών, πράγμα που σημαίνει και τη μείωση του κόστους παραγωγής της υπεράκτιας αιολικής ενέργειας.

Μπορεί βέβαια να ενσκήψουν κάποια κοινωνικά ζητήματα, ανάλογα με την κουλτούρα και την οικονομική κατάσταση του τόπου. Με προσεκτικό όμως προγραμματισμό και μελέτη, μπορούν να αποφευχθούν τόσο η διατάραξη του περιβάλλοντος όσο και οι αισθητικές επιπτώσεις, αλλά και οι όποιες αντιπαραθέσεις με άλλους τομείς δραστηριότητας.Γι αυτό, πρέπει να εξετάζονται και να αξιολογούνται οι μετεωρολογικές συνθήκες και οι προβλέψεις για τις προτεινόμενες τοποθεσίες. Ουσιαστικά, η κατανόηση των αιολικών χαρακτηριστικών είναι υψίστης σημασίας. Η ταχύτητα των ανέμων στη θάλασσα είναι συνήθως μεγαλύτερη και ομαλότερη απ' ό,τι στην ξηρά. Το βάθος και η φύση του βυθού της θάλασσας είναι παράγοντες που πρέπει να εξετάζονται, σε ορισμένες τοποθεσίες. Οι επιλογές που υπάρχουν όσον αφορά τις κατασκευές έδρασης είναι περιορισμένες και αυτό έχει σημαντική επίπτωση στο συνολικό κόστος τοποθέτησης των γεννητριών.

Επίσης, θα πρέπει να εξετάζεται η απόσταση από την ακτή και τους σταθμούς εξυπηρέτησης. Αυτό μπορεί να επηρεάσει τόσο το χρόνο όσο και το κόστος ανέγερσης του αιολικού πάρκου, καθώς και τις εργασίες συντήρησης. Επιπλέον, μπορεί να οδηγήσει στην ανάγκη κατασκευής επιτόπιων εγκαταστάσεων συντήρησης, ιδίως για τα μεγάλα αιολικά πάρκα. Ακόμη, είναι επιτακτική ανάγκη να λαμβάνονται υπόψη η ναυσιπλοΐα, η αλιεία και οι διάδρομοι του θαλάσσιου εμπορίου. Ανάλογα με το μέγεθος του αιολικού πάρκου, είναι πιθανόν να επηρεάζονται τα δρομολόγια των εμπορικών πλοίων. Το υπεράκτιο αιολικό πάρκο ενδέχεται να έχει επιπτώσεις στο οικοσύστημα. Συνεπώς, θα πρέπει να εξετάζεται η κατάσταση όσον αφορά τα ψάρια, τα θαλάσσια θηλαστικά και πτηνά στην περιοχή.

2.3.1 Λειτουργία του αιολικού πάρκου

Η καθημερινή λειτουργία ενός αιολικού πάρκου παρακολουθείται και ελέγχεται με τη χρήση ενός συστήματος εποπτικού ελέγχου και συλλογής δεδομένων (SCADA). Το σύστημα αυτό διασυνδέει όλα τα συστατικά μέρη (δηλ. ανεμογεννήτριες, μετεωρολογικούς σταθμούς και υποσταθμούς) του αιολικού πάρκου σε έναν κεντρικό Η/Υ, που παρέχει τη δυνατότητα στο χειριστή να παρακολουθεί και να ελέγχει τη λειτουργία του αιολικού πάρκου. Το σύστημα αυτό και του αιολικού παρακολουθεί και να ελέγχει τη λειτουργία του αιολικού πάρκου και έτσι μπορούν να εντοπιστούν αστοχίες ή προβλήματα λειτουργίας συγκεκριμένων ανεμογεννητριών.

2.3.2 Συντήρηση

Η διαδικασία συντήρησης τόσο των υπεράκτιων ανεμογεννητριών όσο και των χερσαίων ανεμογεννητριών απαιτεί τεχνογνωσία παρόμοια λόγω του ότι χρησιμοποιούν παρόμοιες συνιστώσες. Ωστόσο, οι συνιστώσες είναι συνήθως μεγαλύτερου μεγέθους στην περίπτωση των υπεράκτιων ανεμογεννητριών. Το παρακάτω σχήμα επιδεικνύει το πόσο σημαντική είναι η ύπαρξη αξιόπιστων ανεμογεννητριών, ιδίως για τις απομακρυσμένες υπεράκτιες τοποθεσίες, που μερικές φορές απέχουν 14-20 χλμ. από την ακτή, όπως στην περίπτωση του αιολικού πάρκου Horns Rev, το οποίο είναι εγκατεστημένο στη Δανία.

Συγκεκριμένα παρατηρούμε:

Η διαθεσιμότητα και η αξιοπιστία των α/γ χερσαίας σχεδίασης (φαίνεται στο διάγραμμα με κόκκινο χρώμα) μειώνεται καθώς απομακρυνόμαστε από τη στεριά και πέφτει στο 50% όταν εγκαθίστανται σε πολύ απομακρυσμένα από την ακτή αιολικά πάρκα. Αντίθετα, οι βελτιωμένης τεχνολογίας α/γ(φαίνονται με κίτρινο χρώμα) και οι ακόμη περισσότερο βελτιωμένες τεχνολογικώς α/γ (φαίνονται στο διάγραμμα με πράσινο χρώμα) είναι πιο

19

αξιόπιστες 37 και έχουν αυξημένα ποσοστά λειτουργικής διαθεσιμότητας και επομένως το υπεράκτιο αιολικό πάρκο αν και έχει μεγαλύτερο κόστος από ένα χερσαίο, εφόσον λειτουργεί συνεχώς θα αντισταθμίζει το αρχικό κεφαλαιακό κόστος από τα αυξημένα έσοδα λόγω της μεγαλύτερης παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας.



Οι ανεμογεννήτριες σχεδιάζονται έτσι ώστε να απαιτούνται περιοδικοί έλεγχοι μία έως τρεις φορές κατ' έτος. Στην περίπτωση του αιολικού πάρκου Horns Rev, στη Δανία, οι ανεμογεννήτριες σχεδιάστηκαν για δύο ετήσιες επισκέψεις συντήρησης. Οι περιοδικοί έλεγχοι συντήρησης διαφέρουν ασφαλώς ανάλογα με τις οδηγίες του κατασκευαστή και την τεχνολογία που χρησιμοποιεί η συγκεκριμένη ανεμογεννήτρια. Η μη προγραμματισμένη συντήρηση μπορεί να αυξήσει σημαντικά το κόστος συντήρησης (δηλ. τις δαπάνες λειτουργίας και διαχείρησης, συνεπώς το κόστος ανα κιλοβατοώρα).

Το πρώτο υπεράκτιο αιολικό έργο, ένα αιολικό πάρκο από έντεκα ανεμογεννήτριες των 450kW, εγκαταστάθηκε στη Δανία το 1991. 38

Συμπαιρένουμε από τα παραπάνω ότι τα υπεράκτια αιολικά πάρκα κοστίζουν παραπάνω σε σχέση με τα χερσαία τόσο στο αρχικό κεφαλαιουχικό κόστος εγκατάστασης όσο και στη συντήρηση τους. Όμως, λόγω του μεγαλύτερου αιολικού δυναμικού που υπάρχει στις υπεράκτιες περιοχές το αυξημένο κεφαλαιουχικό κόστος και το κόστος συντήρησης αντισταθμίζεται, εκτός και αν δεν υπάρχουν αξιόπιστες α/γ, οι οποίες θα απαιτούν παραπάνω ώρες συντήρησης με αποτέλεσμα να εξαλείφεται το πλεονέκτηματα του υψηλού αιολικού δυναμικού, το οποίο εμφανίζεται στις υπεράκτιες περιοχές.

Πλεονεκτήματα

Η αιολική ενέργεια αποτελεί σήμερα μια ελκυστική λύση στο πρόβλημα της ηλεκτροπαραγωγής καθώς παρουσιάζει μια πλειάδα πλεονεκτημάτων:

- Το «καύσιμο» (ο άνεμος) είναι άφθονο, αποκεντρωμένο και δωρεάν.
- Δεν εκλύονται στην ατμόσφαιρα αέρια θερμοκηπίου και άλλοι ρύποι, και έτσι οι επιπτώσεις στο περιβάλλον είναι μικρές σε σύγκριση με τα εργοστάσια ηλεκτροπαραγωγής από συμβατικά καύσιμα. Χαρακτηριστικά η χρήση μιας ανεμογεννήτριας 600KW, σε κανονικές συνθήκες αποτρέπει την ελευθέρωση 1200 τόνων CO2 ετησίως που θα αποβάλλονταν στο περιβάλλον αν χρησιμοποιείτο άλλη πηγή για παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας, όπως π.χ. άνθρακας.
- Επίσης, τα οικονομικά οφέλη μιας περιοχής από την ανάπτυξη της αιολικής βιομηχανίας είναι αξιοσημείωτα.
- Η αιολική ενέργεια είναι σήμερα η φθηνότερη μορφή ενέργειας αφού κοστίζει ανάμεσα σε 4 και 6 cents ανά κιλοβατώρα (Η τιμή εξαρτάται από την ύπαρξη/παροχή ανέμου και από τη χρηματοδότηση ή μη του εκάστοτε προγράμματος παραγωγής αιολικής ενέργειας).
- Οι ανεμογεννήτριες μπορούν να στηθούν σε αγροκτήματα ή ράντσα, ωφελώντας έτσι την οικονομία των αγροτικών περιοχών, όπου βρίσκονται οι περισσότερες από τις καλύτερες τοποθεσίες από την άποψη του ανέμου. Οι αγρότες μπορούν να συνεχίσουν να εργάζονται στη γη, καθώς οι ανεμογεννήτριες χρησιμοποιούν μόνον ένα μικρό μέρος της γης. Οι ιδιοκτήτες των εγκαταστάσεων για την παραγωγή αιολικής ενέργειας πληρώνουν ενοίκιο στους αγρότες για τη χρήση της γης.
- Μπορούν να βοηθήσουν την ενεργειακή αυτάρκεια μικρών και αναπτυσσόμενων χώρων, καθώς και να αποτελέσουν την εναλλακτική πρόταση σε σχέση με την οικονομία του πετρελαίου.
- Ο εξοπλισμός είναι απλός στην κατασκευή και την συντήρηση και έχει μεγάλο χρόνο ζωής.
- Η αιολική ενέργεια ενισχύει την ενεργειακή ανεξαρτησία και ασφάλεια.
- Οι σύγχρονες ανεμογεννήτριες είναι αισθητά αθόρυβες. Το επίπεδο της έντασης του ήχου σε απόσταση 40 μέτρων από μια ανεμογεννήτρια είναι 50 60 db(A), που είναι αντίστοιχο με την ένταση μιας συζήτησης.
 Δεδομένης δε της απαιτούμενης ελάχιστης απόστασης των ανεμογεννητριών από γειτονικούς οικισμούς το επίπεδο αυτό είναι

ακόμη χαμηλότερο, της τάξης των 30 db(A) περίπου, που αντιστοιχεί στο επίπεδο θορύβου ενός ήσυχου καθιστικού.

 Η αιολική ενέργεια πάνω από όλα έχει φέρει έναν άνεμο αλλαγής στα ενεργειακά και περιβαλλοντικά δεδομένα, ενώ δημιουργεί τις προϋποθέσεις για την οικονομική ανάπτυξη περιοχών με υψηλό αιολικό δυναμικό και τη διασφάλιση ενός βιώσιμου μέλλοντος για εμάς και τα παιδιά μας.



Μειονεκτήματα

Παρόλα τα πολλά προαναφερθέντα πλεονεκτήματα, η αιολική ενέργεια έχει και κάποια σημαντικά μειονεκτήματα που είναι ως ένα σημαντικό βαθμό αποτρεπτικά για την εξάπλωσή τους:

 Οι ανεμογεννήτριες μπορεί να προκαλέσουν τραυματισμούς ή θανατώσεις πουλιών, κυρίως αποδημητικών γιατί τα ενδημικά «συνηθίζουν» την παρουσία των μηχανών και τις αποφεύγουν. Γι' αυτό καλύτερα να μην κατασκευάζονται αιολικά πάρκα σε δρόμους μετανάστευσης πουλιών. Σε κάθε περίπτωση, πριν τη δημιουργία ενός αιολικού πάρκου ή και οποιασδήποτε εγκατάστασης ΑΠΕ θα πρέπει να έχει προηγηθεί Μελέτη Περιβαλλοντικών Επιπτώσεων (Μ.Π.Ε.).



- Οπτικοαισθητική επίδραση: Η εγκατάσταση μιας τεράστιας ανεμογεννήτριας σε μια όχι και τόσο ανοιχτή περιοχή δημιουργεί άσχημη οπτική εντύπωση. Αντίθετα η εγκατάσταση της ίδιας ανεμογεννήτριας σε μια αχανή έκταση περνά σχεδόν απαρατήρητη.
- Ηλεκτρομαγνητική αλληλεπίδραση: Το πρόβλημα της ηλεκτρομαγνητικής αλληλεπίδρασης δημιουργείται από την ανάκλαση των ηλεκτρομαγνητικών κυμάτων πάνω στα περιστρεφόμενα πτερύγια της πτερωτής.
- Τα αιολικά συστήματα έχουν υψηλό κόστος έρευνας και εγκατάστασης.
- Απαιτούν πολύ χρόνο για την έρευνα και τη χαρτογράφηση του αιολικού δυναμικού των μεγάλων περιοχών, ώστε να εντοπιστούν τα ευνοϊκά σημεία.
- Παρουσιάζουν διακυμάνσεις ως προς την απόδοση ισχύος, διακύμανση που οφείλεται στη μεταβαλλόμενη -κατά τη διάρκεια της ημέρας, του μήνα και του έτους- ένταση του ανέμου. Η αιολική ενέργεια δεν μπορεί να αποθηκευτή (εκτός αν χρησιμοποιηθούν μπαταρίες που όμως αυξάνουν κατά πολύ το κόστος). Επιπλέον δεν μπορούν όλοι οι άνεμοι να τιθασευτούν ώστε να καλυφτούν, τη στιγμή που προκύπτουν, οι ανάγκες του ηλεκτρισμού.
- Ως μορφή ενέργειας παρουσιάζει χαμηλή πυκνότητα και έχει αρκετά μικρό συντελεστή απόδοσης της τάξης του 30% ή και χαμηλότερο.
 Συνεπώς απαιτούνται πολλές ανεμογεννήτριες για την παραγωγή αξιόλογης ισχύος και αρκετά μεγάλο αρχικό κόστος εφαρμογής σε μεγάλη επιφάνεια γης. Γι' αυτό το λόγο μέχρι τώρα χρησιμοποιείται σαν συμπληρωματική πηγή ενέργειας.

Σύμφωνα με εμπειρογνώμονες, τα αιολικά πάρκα μπορούν να καλύψουν την ενεργειακή ανάγκη του πλανήτη. Σε μια μελέτη που έγινε τελευταία οι ερευνητές κατέληξαν στο συμπέρασμα ότι πρέπει να κατασκευαστεί ένα παγκόσμιο δίκτυο χερσαίων ανεμογεννητριών 2,5MW που να λειτουργούν ελάχιστα, περίπου στο 20%, και να μην βρίσκονται σε δασικές εκτάσεις ή σε παγωμένες περιοχές. Με αυτόν τον τρόπο οι ανεμογεννήτριες θα μπορούσαν να καλύψουν την τωρινή αλλά και τη μελλοντική ενεργειακή ζήτηση παγκοσμίως. Η αιολική ενέργεια έχει τεράστια δύναμη και μπορεί να συμβάλλει θετικά στην αντιμετώπιση της κλιματικής αλλαγής. Αυτό που απομένει τώρα είναι να βρεθούν τρόποι να ξεπεραστούν τα αρνητικά της αιολικής ενέργειας έτσι ώστε να μπορεί να χρησιμοποιηθεί πιο αποτελεσματικά.

2.4 Τα χαρακτηριστικά του ανέμου

Η δημιουργία των ανέμων στη Γή οφείλεται σε πολλές αιτίες οι κυριότερες των οποίων είναι η ανομοιόμορφη θέρμανση των πόλων της γής σε σχέση με τις περιοχές του ισημερινού από τον ήλιο, καθώς επίσης και η περιστροφή της γής γ΄θρω από τον άξονά της.

Εξαιτίας αυτών των παραγόντων δημιουργείται στην γήινη ατμόσφαιρα η γενική κυκλοφορία των αερίων μαζών η γενική μορφή της οποίας φαίνεται στο παρακάτω σχήμα 2.1

Η γενική αυτή κυκλοφορία μεταβάλλεται σε τοπικό επίπεδο εξαιτίας της μορφολογίας του εδάφους, της ύπαρξης μεγάλων μαζών νερού-θάλασσες, λίμνες, ωκεανοί- αλλά και άλλων παραγόντων οι οποίοι επηρεάζουν σε μεγάλο ή μικρότερο βαθμό το μικροκλίμα και κατεπέκταση και τους ανέμους σε μια περιοχή.



Σχήμα 2.1 Γενική κυκλοφορία στη γήινη ατμόσφαιρα

2.4.1 Η μεταβλητή φύση του ανέμου

Η άμεση εμπειρία μας είναι ότι ο άνεμος πνέει με μεταβλητή ένταση και κατεύθυσνη.Εάν παρατηρήσουμε μια σημαία ή ένα δέντρο θα έχουμε άμεση εμπειρία από τη μεταβλητή αυτή φύση του ανέμου.

Ας υποθέσουμε ότι έχουμε ένα μετρητή ταχύτητας ανέμου και τον τοποθετούμε σε μια τοποθεσία καταγράφοντας τη στιγμιαία ταχύτητα του ανέμου. Το κάνουμε συτό για χρονικό διάστημα π.χ. 100 ημερών. Ενδεχομένως θα πάρουμε το γράφημα το οποίο φαίνεται στο παρακάτω

σχήμα 2.2. Αν πάρουμε ένα τυχαίο χρονικό διάστημα 15 ημερών από τις 100 ημέρες καταγραφών και το μεγενθύνουμε τότε θα πάρουμε την επόμενη καταγραφή κ.ο.κ Μεταξύ των καταγραφών όσο αυξάνουμε τη μεγένθυση παρατηρούμε ορισμένες διαφορές: στην πρώτη καταγραφή είχαμε μεγάλη μεταβολή της ταχύτητας του ανέμου –από 0 έως τη μέγιστη- ενώ στην τελευταία υπάρχει πάλι μεταβολή το μέγιστο εύρος της όμως έχει μειωθεί

Η ανάλυση πολλών τέτοιων καταγραφών έδωσε το φάσμα της ταχύτητας του ανέμου το οποίο φαίνεται στο σχήμα 2.3. Προφανώς το φάσμα αυτό δεν είναι ακριβώς ίδιο σε κάθε τοποθεσία ποιοτικά αποδίδει όμως το χαρακτηριστικό ότι η ταχύτητα του ανέμου είναι συνήθως ίδια μεταξύ διαδοχικών 10λέπτων ή ωρών ενώ έχει μεγάλη διαφορά μεταξύ π.χ. διαδοχικών ημερών.



Σχήμα 2.2 Καταγραφές ταχύτητας ανέμου σε διαφορετικές κλίμακες χρόνου

Για τους παραπάνω λόγους όταν μετριούνται ταχύτητες ανέμου χρησιμοποιώντας μέσες τιμές θα πρέπει οι μέσες αυτές τιμές να αντιστοιχούν σε χρονικά διαστήματα τα οποία θα διατηρήσουν την αντιπροσωπευτικότητα της στιγμιαίας μέτρησης π.χ. μέσες τιμές 10λέπτου κ.ο.κ.



Σχήμα 2.3 Το φάσμα van de Hoven για το ποσό μεταβολής της ταχύτητας του ανέμου σε διαφορετικές χρονικές κλίμακες

2.4.2 Μεταβολή του ανέμου καθ'ύψος

Αφού είδαμε το πώς μεταβάλλεται η ταχύτητα του ανέμου στο χρόνο θα δούμε τις μεταβολές της στο χώρο. Στο παρακάτω σχήμε 2.4 φαίνεται η μεταβοή της



ταχύτητας του ανέμου καθ'ύψος στο οριακό στρώμα της ατμόσφαιρας.

Σχήμα 2.4 Το οριακό στρώμα του ανέμου

Στο επιφανειακό στρώμα το οποίο καταλαμβάνει τα πρώτα 100 μέτρα από την επιφάνεια του εδάφους, η ροή του ανέμου υφίσταται όλες τις διαταραχές

εξαιτίας των εμποδίων του εδάφους π.χ. δέντρα, κτίσματα κ.λ.π. Έτσι έχει μεγάλο τυρβώδες. Αυξανομένου του ύψους η μέση τιμή της ταχύτητας του ανέμου γενικά αυξάνεται και το τυρβώδες μειώνεται. Μετά το ύψος των 2 χιλιομέτρων η επίπτωση του εδάφους έχει σχεδόν εκμηδενιστεί και έτσι βρισκόμαστε πλέον έξω από το οριακό στρώμα της ατμόσφαιρας με σχεδόν μηδενική καθύψος μεταβολή της μέσης ταχύτητας του ανέμου.

2.4.3 Μεταβολή του ανέμου λόγω τοπογραφίας

Η επίδραση της μορφολογίας του εδάφους στην κατακόρυφη κατανομή της ταχύτητας του ανέμου είναι σημαντική. Ας πίξουμε μια ματιά στο σχήμα 2.5. Όταν στη ροή του ανέμου σε μια πεδιάδα παρεμβάλεται ένα εμπόδιο π.χ. ένας λόφος, επειδή η παροχή του ανέμου θα πρέπει να παραμείνει σταθερή αυξλανεται τοπικά η ταχύτητα δημιουργώντας κάποια επιτάχυνση κατά τη διέλευση πάνω από τον λόφο. Αυτή η επιτάχυνση είναι σε αρκετές περιπτώσεις σημαντική και λαμβάνεται υπόψη στη χωροθέτηση των ανεμογεννητριών.



Figure 4: Diagram showing the changed wind shear on top of a small hill Σχήμα 2.5 Η μεταβολή της ταχύτητας του ανέμου εξαιτίας της τοπογραφίας

2.5 Η κατανομή πιθανότητας της ταχύτητας του ανέμου (Διάγραμμα κατανομής Weinbull)

Ας υποθέσουμε ότι μετράμε την ταχύτητα του ανέμου σε ένα σημείο. Για κάθε δεκάλεπτο υπολογίζουμε τη μέση ταχύτητα που μετρήσαμε και τη σημειώνουμε. Στο τέλος μιάς μεγάλης χρονικής περιόδου μετρήσεων π.χ. ενός έτους κάνουμε ένα γράφημα του αριθμού των δεκαλέπτων σε σχέση με το σύνολο των δεκαλέπτων των μετρήσεων για τα οποία η μέση ταχύτητα είχε

τιμή 1m/s, 2 m/s, 3 m/s κ.ο.κ. μέχρι τη μέγιστη τιμή της ταχύτητας η οποία κατεγράφει. Ακολουθώντας αυτή τη διαδικασία θα προκύψει ένα γράφημα με σημεία σαν αυτό στο σχήμα 2.6. Το γράφημα αυτό δίδει τη μετρημένη κατανομή πυκνότητας πιθανότητας για την ταχύτητα του ανέμου στο σημείο μέτρησης. Η γραφική αυτή παράσταση των σημείων μπορεί να προσεγγισθεί από μια εξίσωση η οποία δίδει την πυκνότητα πιθανότητας. Η εξίσωση αυτή



Figure 5: A measured distribution and a fitted Weibull distribution with a scale parameter C of 9.5m/s and a shape parameter k of 2.3.

φαίνεται μέσα στο πλαίσιο και λέγεται κατανομή Weinbull.

Σχήμα 2.6 Ταχύτητα ανέμου σε ένα σημείο. Σύγκριση μεταξύ τυπικών μετρήσεων και προσέγγισης με την κατανομή Weibull.

Η κατανομή Weinbullεκφράζεται απότην σχέση:

 $P(u) = (k/C)^{*}(u/C)^{k-1} \exp[-(u/C)^{k}]$

Στη σχέση αυτή υπάρχουν δύο συντελεστές ο kκαι ο C. O k λέγεται συντελεστής μορφής και ο C συντελεστής κλίμακας. Οι δύο αυτοί συντελεστές επηρεάζουν τη μορφή της καμπύλης που προκύπτει από την εξίσωση

Weinbull και επομένως την προσαρμογή της στα πραγματικά μετρημένα χαρακτηριστικά της ταχύτητας. Έχει αποδειχθεί από πολλές ανεμολογικές μετρήσεις οι οποίες έχουν γίνει ότι η κατανομή της πιθανότητας της ταχύτητας του ανέμου μπορεί να προσσεγγιθεί με ικανοποιητική ακρίβεια από την κατανομή Weinbull χρησιμοποιώντας τους κατάλληλους συντελεστές κκαι C. Για τον λόγο αυτό και έχει καθιερωθεί η χρήση της στην ανάλυση ανεμολογικών δεδομένων. Μια πιο απλή κατανομή που χρησιμοποιήθηκε στο παρελθόν είναι η Raleighη οποία είναι η κατανομή Weinbull απλοποιημένη.

3 Ηλεκτρικές Γεννήτριες

3.1 Επαγωγική Γεννήτρια

Όπως κάθε γεννήτρια έτσι και η επαγωγική γεννήτρια παρουσιάζει κάποια όρια λειτουργίας. Επειδή στερείται ενός ξεχωριστού κυκλώματος διέγερσης, η επαγωγική γεννήτρια δεν μπορεί να παράγει άεργο ισχύ. Στην πραγματικότητα αυτή καταναλώνει άεργο ισχύ και για αυτό θα πρέπει να συνδέεται σε μια εξωτερική πηγή άεργης ισχύος, ώστε να διατηρείται το μαγνητικό πεδίο του στάτη της. Αυτή η πηγή άεργης ισχύος θα πρέπει επίσης να ρυθμίζει την τάση στα άκρα της γεννήτριαςεπειδή δεν υφίσταται το ρεύμα διέγερσης, η επαγωγική γεννήτρια δεν είναι ικανή να ρυθμίζει μόνη της την τάση εξόδου της. Κάτω από κανονικές συνθήκες η τάση της γεννήτριας διατηρείται από το εξωτερικό σύστημα ισχύος στο οποίο είναι συνδεδεμένη.



Εικόνα 5.1: Η χαρακτηριστική ροπής-ταχύτητας μιας επαγωγικής μηχανής, όπου φαίνεται η περιοχή λειτουργίας γεννήτριας. Φαίνεται, επίσης, η ροπή αναστροφής.

Το μόνο πλεονέκτημα της επαγωγικής γεννήτιας είναι η απλότητά της. Με τέτοια γεννήτρια δε χρειάζεται ξεχωριστό κύκλωμα διέγερσης και δεν είναι απαραίτητο να κινείται συνεχώς σε μια σταθερή ταχλυτητα. Σε όσο διάστημα η ταχύτητα της μηχανής έχει τιμή μεγαλύτερη από την nsync, για το σύστημα ισχύος στο οποίο συνδέεται, λειτουργεί ως γεννήτρια. Όσο μεγαλύτερη είναι η ροπή που εφαρμόζεται στον άξονά της, τόσο μεγαλύτερη είναι η ισχύς εξόδου της. Το γεγονός ότι μια τέτοια γεννήτρια δεν απαιτεί κάποια περίπλοκη ρύθμιση, την αναδεικνύει σε καλή επιλογή για συνεργασία με ανεμόμυλους, για συστήματα ανάκτησης της θερμότητας και για άλλες παρόμοιες πηγές ισχύος που συνδέονται σε υπάρχοντα συστήματα. Σε τέτοιες εφαρμογές η διόρθωση του συντελεστή ισχύος μπορεί να πραγματοποιείται με πυκνωτές και η τάση εξόδου της γεννήτριας να ελέγχεται από το εξωτερικό σύστημα ισχύος.

3.1.1 Αυτόνομη λειτουργία της επαγωγικής γεννήτριας

Μια επαγωγική μηχανή είναι επίσης δυνατό να συμπεριφέρεται ως μεμονωμένη γεννήτρια, ανεξάρτητα από οποιοδήποτε σύστημα ισχύος και εφόσον είναι διαθέσιμοι οι πυκνωτές που παράγουν την άεργο ισχύ για τη γεννήτρια και για το οποιοδήποτε συνδεδεμένο σε αυτή φορτίο. Μια τέτοια μεμονωμένη επαγωγική γεννήτρια φαίνεται στο Σχ. 5.2



που λειτουργεί αυτόνομα και σε συνεργασία με μια συστοιχία πυκνωτών που τροφοδοτεί τη γεννήτρια με άεργο ισχύ.



Σχήμα 5.3: (α) Η καμπήλη μαγνήτισης μιας επαγωγικής μηχανής. Πρόκειται για τη γραφική παράσταση της τάσης στα άκρα της μηχανής συναρτήσει του ρεύματος μαγνήτισης. (β) Γραφική παράσταση της τάσης ενός τριφασικού πυκνωτή συναρτήσει του ρεύματός του. Άς σημειωθεί ότι όσο μεγαλύτερη είναι η χωρητικότητα, τόσο μεγαλύτερο είναι το ρεύμα για δεδομένη τάση. Αυτό το ρεύμα προπορεύεται της τάσης σχεδόν 90 μοίρες. (γ) Η τάση στα άκρα μιάς γεννήτριας που λειτουργεί χωρίς φορτίο υπολογίζεται με την σχεδίαση της χαρακτηριστικής εξόσου της γεννήτριας και της καμπύλης τάσης-ρεύματος του πυκνωτή στο ίδιο διάγραμμα. Στην τομή των δύο καμπυλών βρίσκεται το σημείο όπου η άεργος ισχύς που απαιτεί η γεννήτρια είναι ίση με την άεργο ισχύ που προσφέρουν οι πυκνωτές. Επίσης, αυτό το σημείο δίνει την τάση εξόδου της γεννήτριας στη λειτουργία χωρίς φορτίο.

Το ρεύμα μαγνήτισης I_m μιας επαγωγικής μηχανής συναρτήσει της τάσης στα άκρα της είναι δυνατό να υπολογιστεί, αν μετρηθεί το ρεύμα οπλισμού της μηχανής συναρτήσει της τάσης στα άκρα της, όταν αυτή λειτουργεί ως κινητήρας χωρίς φορτίο. Στο Σχ. 5.3_α, φαίνεται μια τέτοια καμπύλη μαγνήτισης. Για να παραχθεί ένα δεδομένο επίπεδο τάσης από μια επαγωγική γεννήτρια θα πρέπει οι εξωτερικοί πυκνωτές της να παράγουν το ρεύμα μαγνήτισης που αντιστοιχεί σε αυτό το επίπεδο.

Επειδή το χωρητικό ρεύμα που παράγει ένας πυκνωτής είναι ανάλογο της τάσης που εφαρμόζεται σε αυτόν, τα σημεία των πιθανών συνδυασμών τάσης και ρεύματος ενός πυκνωτή σχηματίζουν μια ευθεία. Μια τέτοια καμπύλη ρεύματος συναρτήσει της τάσης για μια δεδομένη στιγμή της συχνότητας φαίνεται στο Σχ. 5.3_{β.} αν στα άκρα μιας επαγωγικής γεννήτριας συνδεθεί μια τριφασική διάταξη πυκνωτών, η τάση της γεννήτριας κατά την λειτουργία χωρίς φορτίο βρίσκεται στο σημείο τομής της καμπύλης μαγνήτισης της γεννήτριας με τη χαρακτηριστική φορτίου του πυκνωτή. Στο Σχ. 5.3_γ, φαίνεται η τάση εξόδου στη λειτουργία χωρίς φορτίο μιας επαγωγικής γεννήτριας για τρείς διαφορετικές τιμές της χωρητικότητας.

Πώς επαυξάνεται σταδιακά η τάση σε μια γεννήτρια επαγωγής, όταν αυτή αρχίζει να λειτουργεί για πρώτη φορά; Όταν μια επαγωγική γεννήτρια ξεκινά την περιστροφή της, η παραμένουσα μαγνήτιση του κυκλώματος διέγερσης της παράγει κάποια μικρή τάση. Αυτή η τάση προκαλεί ένα χωρητικό ρεύμα που αυξάνει την τάση, που αυξάνει περισσότερο το χωρητικό ρεύμα και ούτω καθεξής μέχρι την ανάπτυξη της πλήρους τάσης. Αν στη γεννήτρια συνεχούς ρεύματος δεν υπήρχε η αρχική παραμένουσα μαγνήτιση, η αυτοδιέγερση της τάσης θα ήταν αδύνατη και το κύκλωμα διέγερσης θα έπρεπε να φορτιστεί. Εντελώς ανάλογα, αν στο δρομέα της επαγωγικής γεννήτριας δεν υπάρχει παραμένουσα μαγνητική ροή, η τάση της δε θα αυτοδιεγερθεί και η μηχανή θα πρέπει αρχικά να λειτουργήσει για λίγο ως κινητήρας, με σκοπό να αποκτήσει της αρχική φόρτιση.

Το πιο σοβαρό πρόβλημα μιας επαγωγικής γεννήτριας είναι το ότι η τάση της μεταβάλλεται σημαντικά με τις αλλαγές του φορτίου και ειδικότερα με τις αλλαγές του επαγωγικού φορτίου. Η τυπική χαρακτηριστική φορτίου μια επαγωγικής γεννήτριας, που λειτουργεί αυτόνομα και παραλληλισμένη με ένα σταθερό πυκνωτή, φαίνεται στο Σχ. 5.4. Σημειώνεται ότι, στην επαγωγική φόρτιση η τάση καταρρέει πολύ απότομα. Αυτό συμβαίνει, επειδή οι πυκνωτές σταθερής χωρητικότητας θα πρέπει να τροφοδοτούν με άεργο ισχύ τόσο την γεννήτρια, όσο και το φορτίο και μάλιστα η άεργος ισχύς που αποσπάται από το φορτίο μετακινεί το σημείο λειτουργίας της γεννήτριας προς τα αριστερά της καμπύλης μαγνήτισης προκαλώντας σημαντική πτώση στην τάση της. Έτσι είναι πολύ δύσκολη η εκκίνηση ενός επαγωγικού κινητήρα σε ένα σύστημα ισχύος που τροφοδοτείται από επαγωγική

34

γεννήτρια. Σε αυτήν την περίπτωση θα πρέπει να χρησιμοποιηθούν ειδικές μέθοδοι για την αύξηση της ενεργού χωρητικότητας κατά την εκκίνηση και για την ελάττωση της στην κανονική λειτουργία.



Σχήμα 5.4: Η χαρακτηριστική εξόδου τάσης-ρεύματος μιας επαγωγικής γεννήτριας που τροφοδοτεί κάποιο φορτίο με σταθερό επαγωγικό συντελεστή ισχύος.

Η συχνότητα μιας επαγωγικής γεννήτριας μεταβάλλεται με το φορτίο της εξαιτίας της μορφής που έχει η χαρακτηριστική ροπής-ταχύτητας της. Αλλά, επειδή, η χαρακτηριστική ροπής-ταχύτητας στην κανονική λειτουργία της γεννήτριας είναι πολύ απότομη, η μεταβολή της συνολικής συχνότητας περιορίζεται σε ένα ποσοστό μικρότερο από 5%. Αυτό το ποσοστό μεταβολής είναι αρκετά ικανοποιητικό σε πολλές εφαρμογές όπου οι γεννήτριες λειτουργούν μεμονωμένα ή μόνο σε έκτακτες περιπτώσεις.

3.1.2 Εφαρμογές της επαγωγικής γεννήτριας.

Οι επαγωγικές γεννήτριες χρησιμοποιούνταν ήδη από τις αρχές του 20ού αιώνα, αλλά στις δεκαετίες 1960 και 1970 είχαν εξαφανιστεί από τις εφαρμογές. Όμως, οι γεννήτριες αυτές έκαναν την επανεμφάνισή τους μετά τη θεαματική αύξηση της τιμής του πετρελαίου στα 1973. Με την αύξηση του κόστους της ενέργειας η εξοικονόμηση της ενέργειας έχει αποκτήσει μεγάλη σημασία για την οικονομία κάθε βιομηχανικής

διαδικασίας. Η επαγωγική γεννήτρια είναι ιδανική σε τέτοιες περιπτώσεις, επειδή τα συστήματα ελέγχου της και η συντήρησή της απαιτούν πολύ μικρό κόστος.

Οι επαγωγικές γεννήτριες επίσης, προτιμούνται ιδιαίτερα για συνεργασία με μικρούς ανεμόμυλους λόγω της απλής κατασκευής τους και λόγω του μικρούς τους μεγέθους ανά μονάδα παραγόμενης ισχύος. Πολλοί ανεμόμυλοι του εμπορίου είναι σχεδιασμένοι για να λειτουργούν παράλληλα με μεγάλα συστήματα ισχύος τροφοδοτώντας ένα τμήμα της συνολικής ισχύος που απαιτεί το φορτίο του συστήματος. Σε μια τέτοια εφαρμογή το σύστημα ισχύος μπορεί να εγκατασταθεί, ώστε να έχει τη δυνατότητα ρύθμισης της τάσης και της συχνότητας, ενώ είναι δυνατό να τοποθετηθούν στατοί πυκνωτές για διόρθωση του συντελεστή ισχύος.
4.1 Δομή των σύγχρονων γεννητριών

Απαραίτητη προϋπόθεση για να λειτουργήσει μια σύγχρονη γεννήτρια είναι η τροφοδοσία του τυλίγματος του δρομέα της με συνεχές ρεύμα. Αυτό το ρεύμα δημιουργεί μαγνητικό πεδίο στο εσωτερικό της γεννήτριας και καθώς ο δρομέας περιστρέφεται παίρνοντας κίνηση από κάποια εξωτερική κινητήρια μηχανή, το πεδίο περιστρέφεται μαζί του. Τελικά, το στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο παράγει τριφασική τάση στα τυλίγματα του στάτη, η οποία εμφανίζεται στην έξοδο της μηχανής.

Ο δρομέας μιας σύγχρονης γεννήτριας μπορεί να θεωρηθεί σαν ένας μεγάλος ηλεκτρομαγνήτης τόσο στην περίπτωση που η γεννήτρια είναι εκτύπων πόλων, όσο και όταν αυτή διαθέτει κυλινδρικό δρομέα. Οι πόλοι μιας γεννήτριας εκτύπων πόλων διακρίνονται στην επιφάνεια του δρομέα ενώ όταν ο δρομέας είναι κυλινδρικός, οι πόλοι της βρίσκονται στο ίδιο επίπεδο με την υπόλοιπη επιφάνειά του. Στο Σχ. 5.5, φαίνεται ένας δρομέας με κυλινδρική επιφάνεια και στο Σχ. 5.6, ο δρομέας μιας γεννήτριας εκτύπων πόλων. Δρομείς με κυλινδρική επιφάνεια έχουν συνήθως οι γεννήτριες δυο ή τεσσάρων πόλων, ενώ οι γεννήτριες εκτύπων πόλων συνήθως διαθέτουν πάνω από τέσσερις πόλους. Ο δρομέας των σύγχρονων γεννητριών κατασκευάζεται από δυναμοελάσματα με σκοπό τη μείωση των απωλειών εξαιτίας των δινορρευμάτων. Πράγματι, επειδή ο δρομέας εκτίθεται σε συχνές μεταβολές του μαγνητικού του πεδίου, η ανάπτυξη δινορρευμάτων στο εσωτερικό του είναι αναπόφευκτη.

Ακόμη, το τύλιγμα του δρομέα στις σύγχρονες γεννήτριες θα πρέπει να τροφοδοτείται με συνεχές ρεύμα. Επειδή όμως, ο δρομέας περιστρέφεται, είναι ανάγκη να αναπτυχθεί κάποιος ειδικός τρόπος τροφοδοσίας του τυλίγματός του. Οι πιο συνηθισμένες τεχνικές τροφοδοσίας του δρομέα είναι:

 Με τροφοδοσία από εξωτερική πηγή συνεχούς ρεύματος, οπότε ο δρομέας θα πρέπει να είναι εφοδιασμένος με ψήκτρες και δαχτυλίδια.

 Με τροφοδοσία από ειδική πηγή συνεχούς ρεύματος τοποθετημένη πάνω στον άξονα της γεννήτριας.



Εικόνα 5.5: Κυλινδρικός δρομέας σύγχρονης γεννήτριας δύο πόλων.



Εικόνα 5.6: (α) Δρομέας εκτύπων πόλων σύγχρονης γεννήτριας έξι πόλων. (β) Φωτογραφία του δρομέα σύγχρονης γεννήτριας οκτώ εκτύπων πόλων, όπου φαίνεται η περιέλιξη κάθε πόλου. (γ) Φωτογραφία ενός πόλου μιας γεννήτριας εκτύπων πόλων, χωρίς το τύλιγμά του. (δ) Ένας πόλος μιας μηχανής εκτύπων πόλων

πρίν ακόμη τοποθετηθεί στο δρομέα του. Στον πόλο είναι τοποθετημένο και το τύλιγμα διέγερσης.

Τα μεταλλικά δαχτυλίδια της γεννήτριας καλύπτουν όλη την περίμετρο του άξονά της και μονώνονται ηλεκτρικά απ'ο αυτόν. Συνήθως το ένα άκρο του τυλίγματος του δρομέα συνδέεται στο πρώτο απότα δύο δαχτυλίδια και το άλλο άκρο στο δεύτερο. Οι ψήκτρες τοποθετούνται, ώστε να εφάπτονται μία στο κάθε δαχτυλίδι. Έτσι με τη σύνδεση του θετικού άκρου της πηγής στη μια ψήκτρα και του αρνητικού στην άλλη επιτυγχάνεται η συνεχής τροφοδοσία του δρομέα.

Όμως, η χρήση δαχτυλιδιών και ψηκτρών για την τροφοδοσία του δρομέα της γεννήτριας με συνεχές ρεύμα παρουσιάζει δυο μειονεκτήματα. Το πρώτο είναι ότι απαιτείται συχνή αντικατάσταση των ψηκτρών, που φθείρονται λόγω τριβής και το δεύτερο ότι η πτώση τάσης στις ψήκτρες μπορεί να προκαλέσει αρκετά σημαντικές απώλειες ισχύος, ιδίως όταν τα ρεύματα που τις διαρρέουν έχουν μεγάλη ένταση. Παρόλα αυτά ο συνδυασμός δαχτυλιδιών και ψηκτρών χρησιμοποιείται σε σύγχρονες γεννήτριες μικρής ισχύος, όπου η χρήση άλλων μεθόδων είναι εξαιρετικά δαπανηρή.

Σε μεγαλύτερες γεννήτριες χρησιμοποιούνται διεγέρτριες μηχανές χωρίς ψήκτρες για να τροφοδοτήσουν με συνεχές ρεύμα το δρομέα της γεννήτριας. Αυτές οι διεγέρτριες μηχανές είναι μικρές γεννήτριες εναλλασσόμενου ρεύματος των οποίων το κύκλωμα διέγερσης τροφοδοτείται από το στάτη της κύριας γεννήτριας, ενώ το κύκλωμα οπλισμού τους τοποθετήται στον άξονα του δρομέα. Η τριφασική έξοδος της διεγέρτριας ανορθώνεται από έναν τριφασικό ανορθωτή, που βρίσκεται πάνω στον άξονα της μηχανής και το συνεχές ρεύμα εξόδου του ανορθωτή οδηγείται στο τύλιγμα διέγερσης της κύριας γεννήτριας. Με αυτήν τη μέθοδο μπορεί να ρυθμιστεί το ρεύμα διέγερσης της σύγχρονης γεννήτριας μεταβάλλοντας απλά το συνεχές ρεύμα διέγερσης της διεγέρτριας, που βρίσκεται πάνω στο στάτη, και έχει πολύ μικρότερη τιμή. Στο Σχ. 5.7, φαίνεται ο δρομέας μιας σύγχρονης μηχανής με τη διεγέρτρια στον άξονά της. Είναι προφανές ότι εδώ, αφού δεν εμπλέκονται μηχανικά τμήματα στη διαδικασία τροφοδοσίας της διέγερσης της γεννήτριας, τα μειονεκτήματα της προηγούμενης μεθόδου έχουν ξεπεραστεί.

Για να γίνει, όμως, η διαδικασία τροφοδοσίας του δρομέα εντελώς ανεξάρτητη από εξωτερικές πηγές, μπορεί να εισαχθεί στο σύστημα μια προδιεγέρτρια μηχανή. Αυτή είναι μια μικρή γεννήτρια εναλλασσόμενου ρεύματος με δρομέα που διαθέτει μόνιμους μαγνήτες και τοποθετείται στον άξονα της σύγχρονης γεννήτριας. Η προ-διεγέρτρια παράγει τριφασική τάση που ανορθώνεται και τροφοδοτεί τη διέγερση της διεγέρτριας, η οποία με τη σειρά της τροφοδοτεί το δρομέα της σύγχρονης γεννήτριας. Έτσι η γεννήτρια δεν έχει πια ανάγκη από καμιά εξωτερική πηγή τροφοδοσίας.



Εικόνα 5.7: Φωτογραφία του δρομέα σύγχρονης γεννήτριας, όπου φαίνεται η διεγέρτρια. Δίπλα στον οπλισμό της διεγέρτριας φαίνονται τα κυκλώματα ανόρθωσης.

Επίσης, συχνά οι γεννήτριες με διεγέρτριες διαθέτουν δαχτυλίδια και ψήκτρες, ώστε να έχουν εναλλακτικούς τρόπους τροφοδοσίας της διέγερσής τους σε έκτακτες περιπτώσεις.

Το Σχ. 5.8, δείχνει την τομή μιας σύγχρονης μηχανής μεγάλης ισχύος. Ο δρομέας της μηχανής διαθέτει οκτώ έκτυπους πόλους και το τύλιγμα του στάτη είναι διανεμημένο τύλιγμα δυο στρώσεων. Επίσης, όπως φαίνεται, η μηχανή διαθέτει διεγέρτρια χωρίς ψήκτρες.



Εικόνα 5.8: Τομή μιας σύγχρονης μηχανής μεγάλης ισχύος. Φαίνονται η δομή των εκτύπων πόλων και η διεγέρτρια που βρίσκεται πάνω στον άξονα της μηχανής.

4.2 Ταχύτητα περιστροφής των σύγχρονων γεννητριών

Οι γεννήτριες εναλλασσόμενου ρεύματος, που εξετάζονται εδώ, ονομάζονται σύγχρονες, επειδή οι συχνότητες των τάσεων που παράγουν βρίσκονται σε συγχρονισμό με την ταχύτητα περιστροφής τους. Ο δρομέας των μηχανών αυτών είναι ένας ηλεκτρομαγνήτης, του οποίου το πεδίο περιστρέφεται με φορά ίδια με αυτή του δρομέα. Η σχέση της ηλεκτρικής συχνότητας του στάτη με την ταχύτητα περιστροφής του σχέση (5-1)

$$f_e = \frac{nm P}{120}$$
 (5-1)

ópou $f_{e=}\eta$ ηleκtrikή sucnóthta se Hz

nm= η ταχύτητα περιστροφής του μαγνητικού πεδίου σε r/min

Ρ= ο αριθμός των πόλων

Επειδή, λοιπόν, ο δρομέας της μηχανής περιστρέφεται με την ίδια ταχύτητα που περιστρέφεται και το μαγνητικό πεδίο της, η παραπάνω εξίσωση δίνει τη σχέση μεταξύ της ταχύτητας περιστροφής της μηχανής και της ηλεκτρικής συχνότητας της. Όλες οι γεννήτριες όμως, παράγουν συχνότητες 50 Hz ή 60 Hz, οπότε η ταχύτητα περιστροφής τους για συγκεκριμένο αριθμό πόλων είναι προκαθορισμένη. Για παράδειγμα, κατά την παραγωγή συχνότητας 60 Hz, μια μηχανή δυο πόλων θα πρέπει να περιστρέφεται με ταχύτητα 3600 r/min, ενώ κατά την παραγωγή συχνότητας 50Hz μια μηχανή τεσσάρων πόλων θα πρέπει να περιστρέφεται με ταχύτητα 1500 r/min. Δηλαδή η εξίσωση (5-1) δίνει την ταχύτητα με την οποία θα πρέπει να περιστρέφεται η μηχανή, ώστε να παράγει τη συγκεκριμένη συχνότητα.

4.3 Παραγόμενη τάση στο εσωτερικό μιας σύγχρονης γεννήτριας

Το πλάτος της τάσης στα άκρα της κάθε φάσης μιας μηχανής εναλλασσόμενου ρεύματος είναι:

$$E_{A} = \sqrt{2\pi N c \,\varphi f} \tag{5-2}$$

Δηλαδή, η Ε_A εξαρτάται από τη μαγνητική ροή φ, από τη συχνότητα ή ταχύτητα περιστροφής της μηχανής και από κάποια κατασκευαστικά χαρακτηριστικά της. Συχνά, όμως, στα προβλήματα που έχουν να κάνουν με σύγχρονες γεννήτριες χρησιμοποιείται μια πιο απλή μορφή της εξίσωσης (5-2), που δίνει έμφαση μόνο στους παράγοντες που μεταβάλλονται κατά τη λειτουργία της μηχανής. Αυτή η απλή μορφή είναι η

$$E_A = K \phi \omega$$
 (5-3)

4.4 Ισοδύναμο κύκλωμα της σύγχρονης γεννήτριας

Έστω E_A η τάση στα άκρα της μιας φάσης που παράγεται στο εσωτερικό της γεννήτριας. Αυτή η τάση σπάνια εμφανίζεται στα άκρα της μηχανής. Αντίθετα, είναι ίση με την αντίστοιχη τάση στα άκρα της μηχανής V_{ϕ} μόνο όταν το ρεύμα οπλισμού της γεννήτριας είναι μηδέν. Η ανάλυση των αιτιών που διαφοροποιούν την E_A από την $V\phi$ οδηγεί στην ανάπτυξη του μοντέλου της σύγχρονης γεννήτριας.

Οι λόγοι που διαφοροποιούν την Ε_A από την Vφ είναι οι εξής:

- Η παραμόρφωση του μαγνητκού πεδίου στο διάκενο της μηχανής που προκαλείται από το ρεύμα του στάτη. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται αντίδραση οπλισμού.
- 2. Οι αυτεπαγωγές των αγωγών του στάτη
- 3. Οι αντιστάσεις των αγωγών του στάτη
- 4. Το σχήμα των εκτύπων πόλων του δρομέα

Η συνολική τάση στα άκρα του τυλίγματος μιας φάσης του στάτη είναι το άθροισμα της τάσης Ε_A και της Ε_{stat}, που παράγεται λόγω της αντίδρασης οπλισμού

$$V_{\phi} = E_A + E_{stat} \tag{5-4}$$

Η μαγνητική επαγωγή B_{net} του ολικού μαγνητικού πεδίου στο διάκενο είναι ίση με το άθροισμα των επαγωγών των πεδίων του στάτη και του δρομέα

$$B_{net} = B_R + B_S \tag{5-5}$$

Αφού οι φορές των E_A και B_R συμπίπτουν, όπως και οι φορές των E_{stat} και B_S , είναι φανερό πως οι V_{ϕ} και B_{net} θα έχουν την ίδια φορά.

Σύμφωνα, λοιπόν, με τα παραπάνω, η τάση E_{stat} έπεται του ρεύματος I_A κατά 90 μοίρες και είναι ανάλογη προς αυτό. Αν ο συντελεστής αναλογίας μεταξύ της E_{stat} και του I_A είναι X, τότε η τάση που οφείλεται στην αντίδραση οπλισμού είναι

$$E_{\text{stat}} = -j X I_A \tag{5-6}$$

οπότε η τάση στα άκρα της κάθε φάσης του στάτη είναι

$$V_{\phi} = E_{A} - jXI_{A}$$
 (5-7)

Αλλά η ίδια σχέση εκφράζει το νόμο των τάσεων του Kirchhoff στο κύκλωμα του Σχ. 5.9. Πράγματι, η τάση Vφ σε αυτό το κύκλωμα δίνεται από την σχέση

$$V\phi = E_A - j X I_A$$
 (5-8)



Εικόνα 5.9: Απλό ηλεκτρικό κύκλωμα

Είναι προφανές, λοιπόν, πως η αντίδραση οπλισμού μιας σύγχρονης γεννήτριας μπορεί να παραστεθεί με μια αυτεπαγωγή συνδεδεμένη σε σειρά με την τάση που παράγεται στο εσωτερικό της μηχανής.

Όμως, εκτός από την αντίδραση οπλισμού, αυτεπαγωγές και ωμικές αντιστάσεις εμφανίζουν και τα ίδια τα τυλίγματα του στάτη. Συμβολίζοντας με L_A τη συνολική αυτεπαγωγή του τυλίγματος μιας φάσης και με R_A την ωμική της αντίσταση η διαφορά μεταξύ των Vφ και E_A δίνεται από την σχέση

$$V\phi = E_A - jXI_A - jX_AI_A - R_AI_A$$
(5-9)

Επειδή τα αποτελέσματα της αντίδρασης οπλισμού και της αυτεπαγωγής των τυλιγμάτων του στάτη εκφράζονται με τη χρήση κάποιων αντιδράσεων, πολύ συχνά αυτές συνδυάζονται σε μια μόνο αντίδραση που ονομάζεται σύγχρονη αντίδραση της μηχανής. Δηλαδή, η σύγχρονη αντίδραση μιας γεννήτριας ορίζεται από την σχέση

$$X_{S=}X+X_{A} \tag{5-10}$$

Τελικά, η τάση Vφ δίνεται από την σχέση

$$V\phi = E_A - jX_S I_A - R_A I_A$$
 (5-11)

Τώρα πια είναι εύκολη η παράσταση του ισοδύναμου κυκλώματος μιας σύγχρονης γεννήτριας. Αυτό γίνεται στο Σχ. 5.10, όπου φαίνεται το κύκλωμα διέγερσης της μηχανής με την πηγή που τροφοδοτεί το δρομέα. Το τύλιγμα της διέγερσης αντιπροσωπεύεται από μια αυτεπαγωγή και από μια αντίσταση. Σε σειρά με την R_F έχει συνδεθεί η ρυθμιστική αντίσταση R_{adj} που μπορεί να μεταβάλει το ρεύμα διέγερσης. Το υπόλοιπο κύκλωμα αποτελείται από τα ισοδύναμα κυκλώματα των τριών φάσεων. Στο καθένα από αυτά φαίνονται η αντίστοιχη τάση που παράγεται στο εσωτερικό της μηχανής, σε σειρά με τη σύγχρονη αντίδραση X_S και την αντίσταση του τυλίγματος της φάσης R_A . Οι τάσεις και τα ρεύματα των τριών φάσεων διαφέρουν μεταξύ τους μόνο στη φάση, ενώ κατά τα άλλα είναι εντελώς όμοιες.



Εικόνα 5.10: Το πλήρες ισοδύναμο κύκλωμα μιας τριφασικής σύγχρονης γεννήτριας





Σχ. 5.11, οι τρεις φάσεις του στάτη συνδέονται σε αστέρα ή σε τρίγωνο. Όταν είναι συνδεδεμένες σε αστέρα, οι αντίστοιχες πολικές τάσεις V_T είναι

$$V_{T} = \sqrt{3V\varphi}$$
(5-12)

Ενώ, όταν συνδέονται σε αστέρα ισχύει

$$V_{T} = V_{\phi} \tag{5-13}$$

Το γεγονός ότι η μόνη διαφοροποίηση ανάμεσα στις τρεις φάσεις είναι η διαφορά φάσης που εμφανίζεται μεταξύ τους, οδηγεί στην εισαγωγή του ισοδύναμου κυκλώματος ανά φάση. Στο Σχ. 5.12, φαίνεται το ισοδύναμο κύκλωμα ανά φάση της παραπάνω μηχανής. Εδώ πρέπει να τονιστεί πως οι τάσεις και τα ρεύματα όλων των

φάσεων είναι ίσα μόνο στην περίπτωση που το φορτίο της γεννήτριας είναι συμμετρικό. Όταν το φορτίο της μηχανής δεν είναι συμμετρικό, απαιτούνται πιο πολύπλοκες τεχνικές ανάλυσης.



Εικόνα 5.12: Το ανά φάση ισοδύναμο κύκλωμα μιας σύγχρονης γεννήτριας. Η αντίσταση R_F συμβολίζει το συνδυασμό της εσωτερικής αντίστασης διέγερσης και της εξωτερικής ρυθμιστικής αντίστασης της διέγερσης.

4.5 Ανάλυση της σύγχρονης γεννήτριας με στρεφόμενα διανύσματα

Πολύ συχνά οι εναλλασόμενες τάσεις που αναπτύσσονται στις σύγχρονες γεννήτριες εκφράζονται με στρεφόμενα διανύσματα (phasors). Αυτά τα διανύσματα διαθέτουν πλάτος και φάση, οπότε είναι δυνατό να σχεδιαστούν σε δύο διαστάσεις. Ένα τέτοιο διάγραμμ, που εκφράζει τις σχέσεις μεταξύ των τάσεων (E_A , V_{ϕ} , jX_AI_A και R_AI_A) και τους ρεύματος I_A μιας σύγχρονης γεννήτρια, ονομάζεται διανυσματικό διάγραμμα (phasor diagram).

Για παράδειγμα , στο Σχ. 5.13, παρουσιάζονται αυτές οι σχέσεις στην περίπτωση που η γεννήτρια τροφοδοτεί κάποιο φορτίο με μοναδιαίο συντελεστή ισχύος (ένα καθαρά ωμικό φορτίο). Όπως αναφέρθηκε καισ τα προηγούμενα, η τάση της κάθε φάσης E_A στο εσωτερικό της γεννήτριας διαφέρει απο την τάση εξόδου V_{ϕ} της συγκεκριμένης φάσης κατάτης πτώση της τάσης σε κάποιες αντιστάσεις και αυτεπαγωγέ. Ως αναφορά όπων των τάσεων και των ρευμάτων εδώ θεωρείται η τάση V_{ϕ} .Γι' αυτόν ακριβώς το λόγο η φάση της V_{ϕ} θεωρείται μηδενική.



Σχήμα 5.13 Δίαγραμμα ροής ισχύος μιας σύγχρονης γεννήτριας



Σχήμα 5.14 Διανυσματικό διάγραμμα μιας σύγχρονης γεννήτριας που λειτουργεί με (α) επαγωγικό, (β) χωριτικό συντελεστή ισχύος

Το διανυσματικό διάγραμμα της γεννήτριας μετατρέπεται αναλόγως, όταν το φορτίο της γεννήτριας είναι επαγωγικό ή χωριτικό (Σχ.5.14). Εδώ φαίνεται ότι με δεδομένη τη φασική τάση και το ρεύμα οπλισμού της γεννήτριας απαιτείται παραγωγή μεγαλύτερης τάσης E_A για την τροφοδοσία χωρητικού φορτίου. Δηλαδή, απαιτείται μεγαλύτερο ρεύμα διέγερσης για την τροφοδοσία του επαγωγικού φορτίου με την ίδια τάση. Αυτό συμβαίνει, επειδή

$$E_A = K \phi \omega$$
 (5-14)

και η ω πρέπει να παραμείνει σταθερή, ώστε η συχνότητα τροφοδοσίας να μη μεταβληθεί.

Η παραπάνω παρατήρηση εκφράζεται και ως εξής: Για δεδομένο ρεύμα διέγερσης και ρεύμα φορτίου η φασική τάση στα άκρα της γεννήτριας είναι μικρότερη στα επαγωγικά φορτία και μεγαλύτερη στα χωρητικά

Τέλος, στις πραγματικές σύγχρονες γεννήτριες η σύγχρονη αντίδραση είναι πολύ μεγαλύτερη σε μέτρο από την αντίσταση οπλισμού τους R_A. Έτσι η R_A αγνοείται στην περίπτωση της ποιοτικής μελέτης των μεταβολών της τάσης. Όταν όμως απαιτούνται ακριβείς ποσοτικοί υπολογισμοί, η R_A πρέπει οπωσδήποτε να λαμβάνεται υπόψη.

4.6 Ισχύς και ροπή στην έξοδο των σύγχρονων γεννητριών

Η σύγχρονη γεννήτρια είναι μια σύγχρονη μηχανή που λειτουργεί ως γεννήτρια μετατρέποντας μηχανική ισχύ σε τριφασική ηλεκτρική ισχύ στην εξοδό της. Η κινητήρια μηχανή μιας τέτοιας γεννήτριας μπορεί να είναι κάποιος κινητήραςντίζελ, ένας ατμοστρόβιλος, ένας υδροστρόβιλος ή κάθε άλλη παρόμοια μηχανή. Ανεξάρτητα όμως απο τη φύσης της, αυτή η μηχανή πρέπει οπωσδήποτε σε κάποια σταθερή συχνότητα χωρίς να εξαρτάται απο την ισχύ που απαιτεί κάθε φορά το φορτίο της γεννήτριας. Χωρίς αυτή την προϋπόθεση η προσφερόμενη απο τη γεννήτρια ηλεκτρική ισχύς δε θα έχει σταθερή συχνότητα.

Φυσικά, μια σύγχρονη γεννήτρια παρουσιάζει απώλειες κατά τη μετατροπή της μηχανικής ισχύος σε ηλεκτρική, γι' αυτό και ποτέ η ισχύ εισόδου τηςδεν είναι ίση με την ισχύ εξόδου. Στο διάγραμμα ροής ισχύος μιας σύγχρονης γεννήτριας του Σχ. 5.9, φαίνεται οτι η ισχύς εισόδου στη γεννήτρια είναι η μηχανική ισχύς που εμφαρμόζεται στον άξονα της (P_{in}=τ_{app}ω_m), ενώ η ισχύς που μετατρέπεται σε ηλεκτρική στο εσωτερικό της μηχανής είναι ίση με

$$P_{\text{conv}} = \tau_{\text{ind}} \,\omega_{\text{m}} \tag{5-15}$$

$$= 3E_A I_A \cos \gamma \tag{5-16}$$

όπου γ είναι η γωνία μεταξύ των E_A και I_A. Η διαφορά μεταξύ της ισχύος εισόδου στη γεννήτρια και της ισχύος που μετατρέπεται τελικά σε ηλεκτρική οφείλεται στις απώλειες πυρήνα, στις μηχανικές απώλειες και στις κατανεμημένες απώλειες της γεννήτριας.

Η ενεργός ισχύς εξόδου της γεννήτριας Pout, δίνεται (σε πολικά μεγέθη) από την

 $P_{out} = \sqrt{3} V_T I_L \cos\theta$

$$P_{copy}$$

$$P_{out} = \sqrt{3} V_T I_L \cos\theta$$

$$P_{in} = \tau_{app} \omega_m$$

$$A\pi \dot{\omega} \lambda \varepsilon_{le\zeta} I^{2} R \alpha \pi \dot{\omega} \lambda \varepsilon_{le\zeta} \chi \alpha \lambda \kappa \sigma \dot{\omega}$$

$$K \alpha \tau \alpha \nu \varepsilon_{\mu} \eta \mu \dot{\varepsilon} \nu \varepsilon_{\zeta} \Lambda \pi \dot{\omega} \lambda \varepsilon_{le\zeta} \pi \nu \rho \dot{\eta} \nu \alpha \qquad (\alpha \pi \dot{\omega} \lambda \varepsilon_{le\zeta} \chi \alpha \lambda \kappa \sigma \dot{\omega})$$

$$\alpha \pi \dot{\omega} \lambda \varepsilon_{le\zeta} \kappa \alpha I$$

$$\varepsilon \ddot{\zeta} \alpha \varepsilon_{\rho} \nu \sigma \mu \sigma \dot{\omega}$$



και σε φασικά μεγέθη από την

$$P_{out} = 3 V_{\phi} I_A \cos\theta \qquad (5-18)$$

(5-17)

Η άεργος ισχύς στην έξοδο της μηχανής είναι(σε πολικά μεγέθη) ίση με

$$Q_{out} = \sqrt{3} V_T I_L \sin\theta \qquad (5-19)$$

και σε φασικά μεγέθη

$$Q_{out} = 3 V_{\phi} I_{A} \sin\theta \qquad (5-20)$$

Μια πολύ χρήσιμη προσεγγιστική σχέση για τον υπολογισμό της ισχύος εξόδου της γεννήτριας εξάγεται, αν αγνοηθεί η αντίσταση οπλισμού R_A . Αυτή η προσέγγιση γίνεται επειδή $X_S >> R_A$. Τότε, το διανυσματικό διάγραμμα της γεννήτριας μετατρέπεται στο διάγραμμα του Σχ. 5.16. Σε αυτό το σχήμα το τμήμα bc μπορεί να εκφραστεί ως $E_A \sin \delta$ ή ως $X_S I_A \cos \theta$, οπότε

$$I_A \cos\theta = \frac{E\alpha \sin\delta}{Xs}$$

και με αντικατάσταση στην Εξ. (5-18)

$$P = \frac{3V\varphi E\alpha \sin\delta}{Xs}$$
(5-21)



Εικόνα 5.16: Απλοποιημένο διανυσματικό διάγραμμα στο οποίο αγνοείται η αντίσταση οπλισμού.

Επειδή οι ωμικές αντιστάσεις στην Εξ. (5-21) αγνοούνται, αυτή εκφράζει τόσο την ισχύ που μετατρέπεται από μηχανική σε ηλεκτρική P_{conv} όσο και την ισχύ εξόδου P_{out}.

Όπως δείχνει η Εξ. (5-21), η ισχύς εξόδου της μηχανής εξαρτάται απότην γωνία δ μεταξύ των Vφ και E_A. Αυτή η γωνία ονομάζεται γωνία ροπής της μηχανής και προσδιορίζει τη μέγιστη ισχύ που είναι ικανή να προσφέρει η γεννήτρια. Όταν δ=90 μοίρες και sin δ=1, είναι

$$P_{\max} = \frac{3V\varphi \ E\alpha}{xs}$$
(5-22)

Αυτή η μέγιστη ισχύς ονομάζεται στατικό ευστάθειας της γεννήτριας. Οι πραγματικές μηχανές δεν πλησιάζουν ποτέ αυτό το όριο. Συνήθως στην κανονική λειτουργία με πλήρες φορτίο η τιμή της δ κυμαίνεται μεταξύ 15 και 20 μοιρών.

Από τις Εξ. (5-18), (5-20) και (5-21), εξάγεται ακόμη ένα σημαντικό συμπέρασμα που βοηθά στη σχεδίαση διανυσματικών διαγραμμάτων κατά τη μεταβολή του φορτίου μιας γεννήτριας. Όπως φαίνεται, αν η V_{ϕ} θεωρηθεί σταθερή, η ενεργός ισχύς εξόδου της γεννήτριας είναι ανάλογη των ποσοτήτων E_A sin δ και I_A cosθ, ενώ η άεργος ισχύς εξόδου της είναι ανάλογη της I_A sinθ.

Η ροπή μιας μηχανής εναλλασσόμενου ρεύματος δίνεται από την σχέση

$$\tau_{ind} = k B_R * B_S \tag{5-23}$$

ή από τη σχέση

$$\tau_{\text{ind}} = k B_R^* B_{\text{net}}$$
(5-24)

Η σχέση των μέτρων των διανυσμάτων της Εξ. (5-24) είναι

$$\tau_{\text{ind}} = k B_R B_{\text{net}} \sin \delta \tag{5-25}$$

όπου δ είναι η γωνία μεταξύ του πεδίου του δρομέα και του συνολικού μαγνητικού πεδίου στο διάκενο(η αποκαλούμενη γωνία ροπής). Όμως, επειδή η B_R παράγει την E_A και η B_{net} την V_{ϕ} η γωνία δ μεταξύ των E_A και V_{ϕ} είναι ίδη με τη γωνία μεταξύ των B_R και B_{net} .

Άλλη μια σχέση για τη ροπή της σύγχρονης γεννήτριας εξάγεται από την Εξ. (5-21). Επειδή ισχύει η P_{conv}=τ_{ind} ω_m, η επαγόμενη ροπή δίνεται από την

$$\tau_{\rm ind} = \frac{3V\varphi \ E\alpha \ sin\delta}{\omega\mu \ Xs} \tag{5-26}$$

Η Εξ. (5-26) εκφράζει τη ροπή της γεννήτριας με ηλεκτρικά μεγέθη, ενώ η Εξίσωση (5-24) με μαγνητικά μεγέθη.

5.1 Εισαγωγή

Η δυνατότητα διαχείρισης αυξημένων ποσοτήτων ισχύος, η ευκολία ελέγχου και το μειωμένο κόστος των σύγχρονων ημιαγωγών ισχύος, συγκριτικά με εκείνους του παρελθόντος, έχουν καταστήσει τους μετατροπείς ισχύος οικονομικά εφικτούς, για ένα μεγάλο αριθμό εφαρμογών και έχουν εγκαινιάσει ένα πλήθος από νέες τοπολογίες μετατροπέων. Για τη σαφή κατανόηση της πραγματοποιησιμότητας αυτών των νέων τοπολογιών και εφαρμογών, είναι σημαντικό να συγκριθούν τα χαρακτηριστικά των διαθέσιμων ημιαγωγών ισχύος. Για να γίνει αυτό, παρακάτω δίνεται μια σύντομη καταγραφή των χαρακτηριστικών τους και των δυνατοτήτων τάσης, ρεύματος και ταχύτητας μετάβασης των διαθέσιμων ημιαγωγών ισχύος.

Αν οι ημιαγωγοί ισχύος μπορούν να θεωρηθούν ιδανικοί διακόπτες, η ανάλυση των τοπολογιών των μετατροπέων γίνεται πολύ πιο εύκολη. Το πλεονέκτημα της προσέγγισης αυτής είναι ότι οι λεπτομέρειες της λειτουργίας του ημιαγωγικού στοιχείου δεν επισκιάζουν τη βασική λειτουργία του κυκλώματος. Έτσι, μπορούν να γίνουν καλύτερα κατανοητά τα βασικά χαρακτηριστικά των μετατροπέων ισχύος. Η καταγραφή των χαρακτηριστικών καμπυλών των ημιαγωγών ισχύος θα μας δώσει τη δυνατότητα να εκτιμήσουμε το κατά πόσο μπορούν αυτοί να θεωρηθούν ιδανικά στοιχεία.

5.2 Δίοδοι



Εικόνα 16. Δίοδος: σύμβολο, i-ν χαρακτηριστική, ιδανική χαρακτηριστική

Οι καταστάσεις αγωγιμότητας (κλειστό, on) και αποκοπής (ανοιχτό, off) ελέγχονται από το κύκλωμα ισχύος.

Στην εικόνα 16 δίνονται το κυκλωματικό σύμβολο της διόδου και η στατική i-v χαρακτηριστική της αντίστοιχα. Όταν η δίοδος είναι ορθά πολωμένη, αρχίζει να άγει (κλείνει) με μια μικρή πτώση τάση στα άκρα της, της τάξης του 1V. Όταν η δίοδος είναι ανάστροφα πολωμένη, και μέχρι η τάση στα άκρα της να γίνει ίση με την ανάστροφη τάση διάσπασης, διαρρέεται μόνο από ένα πολύ μικρό ρεύμα διαρροής. Κατά την κανονική λειτουργία της διόδου, η ανάστροφη τάση πόλωσης δεν θα πρέπει να φτάνει την ονομαστική τιμή της τάσης διάσπασης.

Λαμβάνοντας υπόψη τα πολύ μικρά ρεύματα διαρροής στην κατάσταση αποκοπής (ανάστροφη πόλωση) και τη μικρή πτώση τάσης στην κατάσταση αγωγιμότητας (ορθή πόλωση) σε σύγκριση με τις τάσεις και τα ρεύματα λειτουργίας του κυκλώματος στο οποίο χρησιμοποιείται η δίοδος, η i-v χαρακτηριστική της διόδου μπορεί να εξιδανικευτεί, όπως φαίνεται στην εικόνα 16. Η ιδανική αυτή χαρακτηριστική μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την ανάλυση της τοπολογίας του μετατροπέα, αλλά δεν θα έπρεπε να χρησιμοποιηθεί για τη σχεδίασή του στην πράξη, για παράδειγμα, κατά τον υπολογισμό των απαιτήσεων απαγωγής θερμότητας για τη διάταξη.

Κατά το κλείσιμο, η δίοδος μπορεί να θεωρηθεί ιδανικός διακόπτης, επειδή μεταβαίνει γρήγορα σε σύγκριση με τα μεταβατικά φαινόμενα που εμφανίζονται στο

53

κύκλωμα ισχύος. Κατά το άνοιγμα όμως, το ρεύμα της διόδου αναστρέφεται για κάποιο χρονικό διάστημα, πριν μηδενιστεί. Το χρονικό διάστημα αυτό ονομάζεται χρόνος ανάστροφης αποκατάστασης (reverse recovery time) t_{rr}. Αυτό το αρνητικό ρεύμα ανάστροφης αποκατάστασης απαιτείται για να εξαλείψει την περίσσεια φορέων στη δίοδο και να της επιτρέψει την αποκοπή. Σε επαγωγικά κυκλώματα, το ρεύμα ανάστροφης αποκατάστασης μπορεί να οδηγήσει σε υπερτάσεις. Στα περισσότερα κυκλώματα, αυτό το ανάστροφο ρεύμα δεν επηρεάζει τη χαρακτηριστική εισόδου/εξόδου του μετατροπέα και έτσι η δίοδος μπορεί και πάλι να θεωρηθεί ιδανική κατά τη μετάβαση στην κατάσταση αγωγιμότητας.

Τα είδη των διόδων είναι:

- Δίοδοι Schottky. Οι δίοδοι αυτές χρησιμοποιούνται εκεί όπου απαιτείται μικρή ορθή πτώση τάσης, δηλαδή σε κυκλώματα με πολύ μικρή τάση εξόδου. Αυτές οι δίοδοι έχουν περιορισμένες τάσεις διάσπασης μέχρι 50-100V.
- 2) Δίοδοι ταχείας αποκατάστασης. Αυτές σχεδιάζονται για χρήση σε κυκλώματα υψηλής συχνότητας σε συνδυασμό με ελεγχόμενους διακόπτες, όπου απαιτείται μικρός χρόνος ανάστροφης αποκατάστασης. Στα επίπεδα ισχύος αρκετών εκατοντάδων volt και αρκετών εκατοντάδων amperes, τέτοιες δίοδοι έχουν ονομαστικούς χρόνους t_{rr} μικρότερους από μερικά μsec.
- 3) Δίοδοι συχνότητας δικτύου. Η τάση (πτώση τάσης) αγωγιμότητας αυτών των διόδων σχεδιάζεται, ώστε να είναι η μικρότερη δυνατή και κατά συνέπεια έχουν μεγαλύτερους χρόνους t_{rr}, που είναι αποδεκτοί μόνο για εφαρμογές στη συχνότητα του δικτύου. Οι δίοδοι αυτές διατίθενται με ονομαστικές τάσεις διάσπασης αρκετών kV και ονομαστικά ρεύματα αρκετών kA. Επιπλέον, μπορούν να συνδεθούν σε σειρά ή και παράλληλα, για να ικανοποιήσουν οποιαδήποτε απαίτηση τάσης και ρεύματος.

5.3 Thyristors



Εικόνα 17. Thyristor: σύμβολο, i-ν χαρακτηριστική, ιδανικές χαρακτηριστικές



Εικόνα 18. Thyristor: κύκλωμα, κυματομορφές, χρόνος σβέσης t_q

Κλείνουν από ένα σήμα ελέγχου, αλλά πρέπει να ανοίξουν από το κύκλωμα ισχύος.

Το κυκλωματικό σύμβολο του thyristor και η i-v χαρακτηριστική του δίνονται στην εικόνα 17. Το κύριο ρεύμα ρέει από την άνοδο (Α) προς την κάθοδο (Κ). Στην κατάσταση αποκοπής, το thyristor μπορεί να αποκοπεί μια ορθή τάση και να μην άγει, όπως φαίνεται από το τμήμα αποκοπής της i-v χαρακτηριστικής της εικόνας 17.

Το thyristor μπορεί να κλείσει με την εφαρμογή ενός σύντομου θετικού παλμού ρεύματος στην πύλη, με την προϋπόθεση ότι είναι σε κατάσταση ορθής αποκοπής (ορθά πολωμένο). Η σχέση ρεύματος-τάσης που προκύπτει φαίνεται στο τμήμα αγωγιμότητας της i-v χαρακτηριστικής της εικόνας 17. Η ορθή πτώση τάσης στο thyristor, όταν αυτό είναι κλειστό, είναι μόνο μερικά volt (τυπικά 1 ως 3 V ανάλογα με την ονομαστική τιμή της τάσης διάσπασης του στοιχείου).

Εφόσον το thyristor κλείσει, παραμένει κλειστό και το ρεύμα της πύλης μπορεί να πάψει να εφαρμόζεται. Το thyristor δεν μπορεί να ανοίξει από την πύλη και άγει όπως η δίοδος. Το thyristor ανοίγει και το ρεύμα του μηδενίζεται μόνο όταν το ρεύμα ανόδου τείνει να γίνει αρνητικό, υπό την επίδραση του κυκλώματος μέσα στο οποίο βρίσκεται. Αυτό επιτρέπει στην πύλη να ανακτήσει τον έλεγχο, για να κλείσει και πάλι το thyristor σε κάποια ελεγχόμενη χρονική στιγμή, εφόσον αυτό επανέλθει σε κατάσταση ορθής αποκοπής. Σε ανάστροφη πόλωση και τάσεις κάτω από την ανάστροφη τάση διάσπασης, μόνο ένα ασήμαντα μικρό ρεύμα διαρροής περνάει από το thyristor, όπως φαίνεται στην εικόνα 17. Συνήθως οι προδιαγραφές τάσης του thyristor για τις ορθές και ανάστροφες τάσεις αποκοπής είναι οι ίδιες. Οι προδιαγραφές ρεύματος του thyristor δίνονται με τη μέγιστη ενεργό (rms) και τη μέση τιμή των ρευμάτων που μπορεί να άγει.

Κατά την ανάλυση των τοπολογιών των μετατροπέων, χρησιμοποιώντας τα ίδια επιχειρήματα όπως και στις διόδους, το thyristor μπορεί να παρασταθεί με τις ιδανικές χαρακτηριστικές που δίνονται στην εικόνα 17.

Σε μια εφαρμογή, όπως είναι το απλό κύκλωμα της εικόνας 18, έλεγχος της χρονικής στιγμής έναρξης της αγωγής ρεύματος μπορεί να ασκηθεί μόνο κατά τη διάρκεια της θετικής ημιπεριόδου της τάσης της πηγής. Τη στιγμή που το ρεύμα του thyristor τείνει να αναστραφεί, δηλαδή όταν η τάση της πηγής γίνεται αρνητική, το ρεύμα του ιδανικού thyristor θα μηδενιζόταν αμέσως μετά τη χρονική στιγμή t=T/2, όπως φαίνεται στην κυματομορφή της εικόνας 18.

Όμως, όπως προδιαγράφεται στα φυλλάδια των κατασκευαστών (data sheets) των thyristor και παρίσταται με την κυματομορφή της εικόνας 18, το ρεύμα του thyristor αναστρέφεται πριν μηδενιστεί. Εδώ, η σημαντική παράμετρος δεν είναι ο χρόνος t_r. που χρειάζεται το ρεύμα για να μηδενιστεί οριστικά από τις αρνητικές του τιμές, αλλά μάλλον το χρονικό διάστημα σβάσης (turn-off time interval) t_a, που ορίζεται στην εικόνα 18 από το μηδενισμό του ρεύματος μέχρι το μηδενισμό της τάσης στα άκρα του thyristor. Κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος t_q, πρέπει να διατηρείται μια ανάστροφη τάση στα άκρα του thyristor και μόνο μετά από χρόνο $t_{\rm q}$ μπορεί το thyristor να θεωρηθεί ανοιχτό, δηλαδή μπορεί να αποκόψει μια ορθή τάση χωρίς να τεθεί σε κατάσταση αγωγιμότητας. Αν εφαρμοστεί μια ορθή τάση στο thyristor πριν περάσει αυτό το χρονικό διάστημα, τότε αυτό μπορεί να κλείσει πρόωρα και μπορεί να προκληθεί βλάβη σ' αυτό ή και στο κύκλωμα. Στα φυλλάδια των thyristor o γρόνος t_α προδιαγράφεται για μια καθορισμένη ανάστροφη τάση που εφαρμόζεται για όλο αυτό το χρονικό διάστημα, καθώς επίσης, και για έναν καθορισμένο ρυθμό ανόδου της τάσης μετά το πέρας αυτού του χρονικού διαστήματος. Αυτό το χρονικό διάστημα tq ονομάζεται μερικές φορές και ελάχιστος χρόνος επανέναυσης (circuitcommutated-recovery time) του thyristor.

Για να ικανοποιηθούν οι απαιτήσεις των εφαρμογών, διατίθενται διάφορα είδη thyristors. Εκτός από τις προδιαγραφές της τάσης και του ρεύματος, το χρόνο σβέσης t_q και την ορθή πτώση τάσης, υπάρχουν και άλλα χαρακτηριστικά που πρέπει να ληφθούν υπόψιν, όπως ο ρυθμός ανόδου του ρεύματος (di/dt) κατά την έναυση και ο ρυθμός ανόδου της τάσης (dv/dt) κατά τη σβέση.

- Thyristor για έλεγχο φάσης (phase-control thyristors). Μερικές φορές ονομάζονται thyristors-μετατροπείς και χρησιμοποιούνται κυρίως για την ανόρθωση τάσεων και ρευμάτων με συχνότητα αυτήν του δικτύου. Βρίσκουν εφαρμογές στους ελεγχόμενους από φάση ανορθωτές για dc και ac κινητήρια συστήματα και στα δίκτυα μεταφοράς ισχύος υπό υψηλή dc τάση. Οι κύριες απαιτήσεις από αυτά είναι η δυνατότητα διαχείρισης μεγάλων τάσεων και ρευμάτων και η χαμηλή πτώση τάσης στην κατάσταση αγωγιμότητας. Αυτό το είδος των thyristor έχει παραχθεί με διαμέτρους υποστρώματος (wafer) μέχρι 10cm, όπου το μέσο ρεύμα είναι περίπου 4000Α για τάσεις αποκοπής των 5-7 kV.
- 2) Thyristor αντιστροφέων (inverter-grade thyristor). Αυτά σχεδιάζονται ώστε να έχουν μικρούς χρόνους σβέσης t_q και χαμηλές ορθές πτώσεις τάσης στην κατάσταση αγωγιμότητας, αν και αυτές είναι υψηλότερες στα thyristor με μικρότερες τιμές του t_q. Τα στοιχεία αυτά διατίθενται με προδιαγραφές τάσης και ρεύματος μέχρι 2500V και 1500^A αντίστοιχα. Οι χρόνοι σβέσης κυμαίνονται συνήθως από μερικά μέχρι 100μsec, ανάλογα με τις προδιαγραφές της τάσης αποκοπής και της ορθής πτώσης τάσης της κατάστασης αγωγιμότητας.

5.4 Χαρακτηριστικά των ελεγχόμενων διακοπτών

Αρκετά είδη ημιαγωγών ισχύος, όπως τα BJT, τα MOSFET, τα GTO και τα IGBT, μπορούν να κλείνουν και να ανοίγουν με σήματα ελέγχου που εφαρμόζονται στον ακροδέκτη ελέγχου του στοιχείου. Τα στοιχεία αυτά ονομάζονται ελεγχόμενοι διακόπτες. Όταν ο διακόπτης είναι ανοιχτός δεν ρέει καθόλου ρεύμα, ενώ όταν είναι κλειστός το ρεύμα μπορεί να ρέει μόνο κατά τη φορά του βέλους. Ο ιδανικός ελεγχόμενος διακόπτης έχει τα ακόλουθα χαρακτηριστικά:

- Όταν είναι ανοιχτός, αποκόπτει αυθαίρετα υψηλές ορθές και ανάστροφες τάσεις και δεν διαρρέεται από ρεύμα.
- Όταν είναι κλειστός, άγει αυθαίρετα υψηλά ρεύματα με μηδενική πτώση τάσης στα άκρα του.
- Όταν διεγερθεί, μεταβαίνει ακαριαία από την κατάσταση αγωγιμότητας στην κατάσταση αποκοπής και αντίστροφα.
- Για να διεγερθεί ο διακόπτης, απαιτείται μηδενική ισχύς από την πηγή ελέγχου.
- 5.5 Διπολικά Transistor επαφής (BJT) και μονολιθικά Darlington (MD)



Εικόνα 19. Διπολικό transistor επαφής (BJT): σύμβολο, i-ν χαρακτηριστικές, ιδανικές χαρακτηριστικές



Εικόνα 20. Συνδεσμολογίες Darlington: Darlington, τριπλό Darlington

Το κυκλωματικό σύμβολο του NPN διπολικού transistor επαφής και οι i-v στατικές χαρακτηριστικές δίνονται στην εικόνα 19. Όπως φαίνεται στις i-v χαρακτηριστικές, ένα επαρκώς μεγάλο ρεύμα βάσης (εξαρτώμενο από το ρεύμα του συλλέκτη) φέρνει το στοιχείο σε κατάσταση πλήρους αγωγιμότητας. Για να γίνει αυτό, απαιτείται από το κύκλωμα ελέγχου η παροχή ενός ρεύματος βάσης επαρκώς μεγάλου, ώστε να ισχύει η σχέση

$$I_B > \frac{Ic}{hFE}$$

όπου $h_{F\!E}$ είναι το dc κέρδος ρεύματος του στοιχείου.

Η τάση αγωγιμότητας V_{CE(sat)} των transistor ισχύος είναι συνήθως της τάξης των 1-2V, έτσι ώστε οι απώλειες ισχύος αγωγιμότητας στο BJT να είναι αρκετά μικρές. Οι ιδανικές i-v χαρακτηριστικές του BJT κατά τη διακοπτική του λειτουργία δίνονται στην εικόνα 19.

Τα BJT είναι διατάξεις ελεγχόμενες από ρεύμα και το ρεύμα της βάσης πρέπει να τροφοδοτείται συνεχώς για να τα κρατάει σε κατάσταση αγωγιμότητας. Το dc κέρδος ρεύματος h_{FE} των transistor υψηλής ισχύος είναι συνήθως μόνο 5-10 και έτσι τα στοιχεία αυτά συνδέονται μερικές φορές σε συνδεσμολογία Darlington ή τριπλό Darlington, όπως φαίνεται στην εικόνα 20, ώστε να επιτευχθεί μεγαλύτερο κέρδος ρεύματος. Η συνδεσμολογία αυτή παρουσιάζει κάποια μειονεκτήματα, όπως είναι οι ελαφρά υψηλότερες τιμές της τάσης αγωγιμότητας V_{CE(sat)} και οι χαμηλότερες ταχύτητες μετάβασης.

Τα BJT, είτε μεμονωμένα είτε σε μονολιθική συνδεσμολογία Darlington (σε ένα μεμονωμένο ολοκληρωμένο κύκλωμα, μονολιθικό Darlington (MD)), έχουν σημαντικό χρόνο συσσώρευσης (storage time) κατά τη μετάβαση της σβέσης. Οι τυπικοί χρόνοι μετάβασης είναι από μερικές εκατοντάδες nsec έως μερικά μsec.

Τα BJT, συμπεριλαμβανομένων των μονολιθικών Darlington (MDs), διατίθενται με προδιαγραφές τάσης μέχρι 1400V και ρεύματος μερικών εκατοντάδων amperes. Παρά τον αρνητικό θερμοκρασιακό συντελεστή της αντίστασης αγωγιμότητας, τα σύγχρονα BJT που κατασκευάζονται με έλεγχο ποιότητας μπορούν να παραλληλιστούν, με την προϋπόθεση ότι αυτό λήφθηκε υπόψη κατά τη σχεδίαση του κυκλώματος και ότι παρέχεται κάποιο πρόσθετο περιθώριο ρεύματος. Με άλλα λόγια, όπου, με βάση την ισοκατανομή του ρεύματος, θεωρητικά θα αρκούσαν τέσσερα transistor παράλληλα, θα πρέπει πιθανά να χρησιμοποιηθούν πέντε, ώστε να αντέξουν μια ελαφριά ανισοκατανομή του ρεύματος.

5.6 Transistor μεταλλικών οξειδίων ημιαγωγών με επίδραση πεδίου (MOSFET)



Εικόνα 21. Transistor MOSFET n-καναλιού: σύμβολο

Το κυκλωματικό σύμβολο του transistor MOSFET N-καναλιού δίνεται στην εικόνα 21. Το ημιαγωγικό αυτό στοιχείο είναι μια διάταξη ελεγχόμενη από τάση. Η διάταξη είναι σε πλήρη αγωγιμότητα και προσεγγίζει έναν κλειστό διακόπτη, όταν η τάση πύλης-πηγής είναι επαρκώς υψηλή. Το MOSFET είναι σε κατάσταση αποκοπής, όταν η τάση πύλης-πηγής είναι χαμηλότερη από την τιμή κατωφλίου (gate-source threshold voltage) V_{GS(th)}.

Τα MOSFET απαιτούν τη συνεχή εφαρμογή μιας τάσης κατάλληλου μεγέθους μεταξύ της πύλης (gate) και της πηγής (source) για να βρίσκονται σε κατάσταση αγωγιμότητας. Από την πύλη δεν περνά ρεύμα, παρά μόνο κατά τις μεταβάσεις σβέσης και έναυσης, όταν η χωρητικότητα της πύλης φορτίζεται ή εκφορτίζεται. Οι χρόνοι μετάβασης είναι πολύ μικροί, από μερικές δεκάδες έως μερικές εκατοντάδες nsec, ανάλογα με το είδος του στοιχείου.

Η αντίσταση αγωγιμότητας $r_{DS(on)}$ του MOSFET μεταξύ του απαγωγού (drain) και της πηγής αυξάνεται γρήγορα με την ονομαστική τιμή της τάσης αποκοπής. Σε ανηγμένες ανά μονάδα (per unit, pu) μονάδες, η αντίσταση αγωγιμότητας μπορεί να εκφραστεί ως συνάρτηση της ονομαστικής τάσης αποκοπής BV_{DS} ως

$$r_{\rm DS(on)} = k B V_{\rm DSS}^{2.5-2.7}$$

όπου k είναι μια σταθερά που εξαρτάται από τη γεωμετρία της διάταξης. Για τον λόγο αυτό στην αγορά διατίθενται μόνο MOSFET με χαμηλές ονομαστικές τάσεις, που έχουν χαμηλή αντίσταση αγωγιμότητας και κατά συνέπεια μικρές απώλειες αγωγιμότητας. Ωστόσο, εξαιτίας της μεγάλης ταχύτητας μετάβασής τους, οι απώλειες μετάβασης μπορούν να είναι μικρές. Από την άποψη συνολικών απωλειών ισχύος, τα MOSFET των 300-400V συναγωνίζονται τα διπολικά transistor μόνο αν η συχνότητα μετάβασης είναι μεγαλύτερη των 30-100 kHz. Παρόλα αυτά, δεν μπορεί να οριστεί αυστηρά το όριο συχνότητας, επειδή εξαρτάται από τις τάσεις λειτουργίας και οι χαμηλές τάσεις ευνοούν τα MOSFET.





Εικόνα 22. Διπολικό transistor με μονωμένη πύλη (IGBT): σύμβολο, i-ν χαρακτηριστικές

Το κυκλωματικό σύμβολο του διπολικού transistor με μονωμένη πύλη (insulated gate bipolar transistor, IGBT) και οι i-ν χαρακτηριστικές δίνονται στην εικόνα 22. Τα IGBT έχουν κάποια από τα πλεονεκτήματα του MOSFET, του BJT και του GTO συνδυασμένα. Παρόμοια με το MOSFET, το IΓΒΤ έχει μεγάλη σύνθετη αντίσταση πύλης και έτσι απαιτείται μια μικρή μόλις ποσότητα ενέργειας για τη μετάβασή του. Όπως το BJT, το IGBT έχει μικρή τάση αγωγιμότητας, ακόμη και σε στοιχεία με μεγάλες ονομαστικές τάσεις αποκοπής (για παράδειγμα, $V_{on} = 2-3V$ σε ένα στοιχείο των 1000V). Παρόμοια με το GTO, τα IGBT μπορούν να σχεδιαστούν για να αποκόψουν ανάστροφες τάσεις.

Τα IGBT έχουν χρόνους έναυσης και σβέσης της τάξης του 1 μsec και διατίθενται με μεγάλες ονομαστικές τιμές τάσης και ρεύματος, όπως 1700V και 1200A, ενώ μελετούνται και με ονομαστικές τάσεις μέχρι 2-3kV.

5.8 Thyristor με σβέση ελεγχόμενη από την πύλη (GTO)

Το GTO thyristor ανήκει στην οικογένεια των thyristor και όπως το thyristor έτσι και το GTO μπορεί να οδηγηθεί σε αγωγή με έναν σύντομο παλμό ρεύματος στην πύλη και παραμένει σε αγωγή χωρίς να απαιτείται πλέον ρεύμα στην πύλη. Ωστόσο αντίθετα με το thyristor, το GTO μπορεί να οδηγηθεί σε αποκοπή με την εφαρμογή μιας αρνητικής τάσης μεταξύ της πύλης και της καθόδου και έτσι να προκαλέσει την ροή ενός αρκετά μεγάλου αρνητικού ρεύματος στην πύλη. Τα χαρακτηριστικά τάσης και ρεύματος των GTO βρίσκονται μεταξύ αυτών των thyristor και αυτών των transistor. Δηλαδή μπορούν να χειριστούν ισχύ μεγαλύτερη από αυτή των trazistor αλλά μικρότερη από αυτή των thyristor ενώ η ταχύτητα λειτουργίας τους είναι μεγαλύτερη από των thyristor, αλλά μικρότερη από των trazistor.

5.9 Ελεγχόμενα MOS Thyristor (MCT)

Το MCT είναι ο συνδυασμός ενός GTO με δύο MOSFET. Το πρώτο MOSFET χρησιμοποιείται για την έναυση του GTO και το δεύτερο για τη σβέση του. Τα δύο λίγο διαφορετικά σύμβολα για το MCT δηλώνουν το αν το στοιχείο είναι P-MCT ή N-MCT. Η διαφορά μεταξύ τους προκύπτει από τις διαφορετικές θέσεις των ακροδεκτών ελέγχου. Έχει πολλές από τις ιδιότητες του GTO, ανάμεσα στις οποίες χαμηλή πτώση τάσης στην κατάσταση αγωγιμότητας σε σχετικά υψηλά ρεύματα και μια χαρακτηριστική μανδάλωση. Το MCT είναι μια διάταξη ελεγχόμενη από τάση, όπως το MOSFET και το IGBT και απαιτείται περίπου η ίδια ενέργεια για να προκαλέσει την μετάβαση του, όπως για ένα MOSFET ή ένα IGBT.

Το MCT έχει δύο κύρια πλεονεκτήματα σε σχέση με το GTO:

- Πολύ απλούστερες απαιτήσεις διέγερσης (δεν απαιτείται μεγάλο αρνητικό ρεύμα πύλης για τη σβέση όπως στο GTO) και
- Μεγαλύτερες ταχύτητες μετάβασης.

Το μειονέκτημα του MCT είναι η μικρή ικανότητα αντοχής σε αντίστροφη τάση, αλλά θεωρείται ότι έχει μεγάλη δυνατότητα να αντικαταστήσει άλλα στοιχεία και να καλύψει μεγάλο εύρος εφαρμογών.

5.10 Σύγκριση ελεγχόμενων διακοπτών

Λίγα σχόλια μπορούν να διατυπωθούν κατά τη σύγκριση αυτών των στοιχείων, επειδή πρέπει να ληφθούν υπόψη ταυτόχρονα ένα πλήθος ιδιοτήτων και γιατί τα στοιχεία αυτά εξελίσσονται ακόμη με γρήγορο ρυθμό. Μπορούν ωστόσο να γίνουν οι ποιοτικές παρατηρήσεις που δίνονται στον παρακάτω πίνακα.

Ημιαγωγικό Στοιχείο	Δυνατότητα Ισχύος	Ταχύτητα Μετάβασης
BJT/MD	Μέση	Μέση
MOSFET	Χαμηλή	Γρήγορη
GTO	Υψηλή	Αργή
IGBT	Μέση	Μέση
МСТ	Μέση	Μέση

Πρέπει να σημειωθεί ότι παράλληλα με τις βελτιώσεις αυτών των ημιαγωγικών στοιχείων εξετάζονται και νέες διατάξεις. Η πρόοδος στην τεχνολογία των ημιαγωγών θα οδηγήσει αναμφισβήτητα σε υψηλότερες ονομαστικές τιμές ισχύος, μεγαλύτερες ταχύτητες μετάβασης και χαμηλότερο κόστος.

Από την άλλη, το κοινό thyristor εξαναγκασμένης μετάβασης, το οποίο είχε κάποτε διαδεδομένη χρήση σε κυκλώματα για εφαρμογές ελεγχόμενων διακοπτών, δεν χρησιμοποιείται πια για τη σχεδίαση νέων μετατροπέων, με την πιθανή εξαίρεση των μετατροπέων ονομαστικής ισχύος πολλών MVA. Αυτό είναι ένα παράδειγμα σχετικό με τον τρόπο κατά τον οποίο οι εξελίξεις των ημιαγωγών ισχύος έχουν τροποποιήσει τη σχεδίαση των μετατροπέων ισχύος.

6 Αντιστροφείς DC-AC Διακοπτικού Τύπου

6.1 Εισαγωγή

Οι αντιστροφείς DC-AC διακοπτικού τύπου χρησιμοποιούνται σε AC κινητήρια συστήματα και σε AC τροφοδοτικά αδιάλειπτης λειτουργίας, όπου ο αντικειμενικός σκοπός είναι η παραγωγή μιας ημιτονοειδούς AC τάσης εξόδου, με ελεγχόμενα τόσο το πλάτος όσο και τη συχνότητά της. Για παράδειγμα, ας θεωρηθεί το AC κινητήριο σύστημα, που δίνεται στην Εικόνα 6.1 με μορφή λειτουργικού διαγράμματος. Η DC τάση λαμβάνεται με ανόρθωση και εξομάλυνση της τάσης του δικτύου, συνήθως μέσω κυκλωμάτων ανορθωτών. Η τάση στους ακροδέκτες ενός AC κινητήρα είναι επιθυμητό να είναι ημιτονοειδής και ελεγχόμενη κατά πλάτος και συχνότητα. Αυτό πραγματοποιείται μέσω του αντιστροφέα DC-AC διακοπτικού τύπου στην Εικόνα 6.1. Ο αντιστροφέας αυτός δέχεται DC τάση ως είσοδο και παράγει την επιθυμητή AC τάση εξόδου.





Για να είμαστε περισσότερο ακριβείς, ο αντιστροφέας διακοπτικού τύπου στην Εικόνα 6.1 είναι ένας μετατροπέας με αναστρέψιμη τη ροή της ισχύος. Ωστόσο, κατά τον περισσότερο χρόνο η ροή ισχύος είναι από τη DC πλευρά προς την AC πλευρά, οπότε ο μετατροπέας λειτουργεί ως αντιστροφέας. Για το λόγο αυτό, αυτοί οι μετατροπείς διακοπτικού τύπου αναφέρονται συχνά ως αντιστροφείς διακοπτικού τύπου.

Για την επιβράδυνση του ΑC κινητήρα στην Εικόνα 6.1, ανακτάται η κινητική ενέργεια που σχετίζεται με την αδράνεια του κινητήρα και του φορτίου του, οπότε ο ΑC κινητήρας λειτουργεί ως γεννήτρια. Κατά την πέδηση του κινητήρα, η ισχύς ρέει από την ΑC πλευρά προς την DC πλευρά του μετατροπέα διακοπτικού τύπου και αυτός λειτουργεί ως ανορθωτής. Η ενέργεια που ανακτάται κατά την πέδηση του AC κινητήρα μπορεί να καταναλώνεται σε μια ωμική αντίσταση, η οποία μπορεί να τοποθετηθεί για το σκοπό αυτό παράλληλα με τον πυκνωτή στην Εικόνα 6.1. Ωστόσο, σε εφαρμογές όπου η πέδηση αυτή εκτελείται συχνά, καλύτερη εναλλακτική λύση είναι να γίνεται με επιστροφή της ενέργειας στο δίκτυο, όπως φαίνεται στην Εικόνα 6.2. Για να γίνει αυτό, απαιτείται ο μετατροπέας που συνδέει τον κινητήρα στο δίκτυο να είναι μετατροπέας δύο τεταρτημορίων με αναστρέψιμο DC ρεύμα. Ο μετατροπέας αυτός μπορεί να λειτουργεί ως ανορθωτής κατά την κανονική λειτουργία του AC κινητήρα και ως αντιστροφέας κατά την πέδηση του κινητήρα. Ένας τέτοιος μετατροπέας δύο τεταρτημόριων με αναστρέψιμο ρεύμα μπορεί να υλοποιηθεί με δύο αντιπαράλληλα συνδεδεμένους μετατροπείς με thyristor, ή μέσω ενός μετατροπέα διακοπτικού τύπου, όπως φαίνεται στην Εικόνα 6.2. Υπάρχουν και άλλοι λόγοι για τη χρήση ενός τέτοιου ανορθωτή διακοπτικού τύπου (ονομάζεται ανορθωτής, επειδή κατά τον περισσότερο χρόνο η ισχύς ρέει από την AC προς την DC πλευρά) που σχετίζονται με τη διασύνδεση του κινητήρα με το δίκτυο.



Εικόνα 6.2 - Μετατροπείς διακοπτικού τύπου για κίνηση και πέδηση AC κινητήριου συστήματος Στο κεφάλαιο αυτό θα εξεταστούν αντιστροφείς με μονοφασικές και τριφασικές AC εξόδους. Ως είσοδος των αντιστροφέων διακοπτικού τύπου θα υποτεθεί μια πηγή DC τάσης, όπως υποτέθηκε στα λειτουργικά διαγράμματα των Εικόνων 4.1 και 4.2. Τέτοιοι αντιστροφείς αναφέρονται ως αντιστροφείς πηγής τάσης (voltage-source inverters, VSI). Το άλλο είδος των αντιστροφέων, που σήμερα χρησιμοποιούνται μόνο για AC κινητήρια συστήματα μεγάλης ισχύος, είναι οι αντιστροφείς πηγής ρεύματος (current-source inverters, CSI), όπου η DC είσοδος του αντιστροφέα είναι μια πηγή DC ρεύματος. Εξαιτίας των περιορισμένων εφαρμογών τους, οι αντιστροφείς πηγής ρεύματος δεν εξετάζονται στο κεφάλαιο αυτό.

Οι αντιστροφείς πηγής τάσης μπορούν να χωριστούν στις παρακάτω τρεις γενικές κατηγορίες:

- Αντιστροφείς με Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (PWM): Στους αντιστροφείς αυτούς η DC τάση εισόδου έχει ουσιαστικά σταθερό πλάτος, όπως στο κύκλωμα στην Εικόνα 6.1, όπου, για την ανόρθωση της τάσης του δικτύου, χρησιμοποιείται ένας ανορθωτής με διόδους. Επομένως, ο αντιστροφέας πρέπει να ελέγχει το πλάτος και τη συχνότητα των AC τάσεων εξόδου. Αυτό επιτυγχάνεται με τη διαμόρφωση του εύρους των παλμών των διακοπτών του αντιστροφέα και έτσι τέτοιοι αντιστροφείς ονομάζονται αντιστροφείς με διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM). Υπάρχουν διάφορες μέθοδοι διαμόρφωσης PWM των διακοπτών του αντιστροφέα με σκοπό την επίτευξη AC τάσεων εξόδου που να πλησιάζουν την ημιτονοειδή κυματομορφή. Από τις διάφορες αυτές μεθόδους διαμόρφωσης PWM, θα εξεταστεί λεπτομερώς αυτή που ονομάζεται ημιτονοειδής διαμόρφωση PWM.
- 2. Αντιστροφείς με Τετραγωνική Κυματομορφή: Στους αντιστροφείς αυτούς, για έλεγχο του πλάτους της AC τάσης εξόδου, ελέγχεται το πλάτος της DC τάσης εισόδου. Έτσι, ο αντιστροφέας πρέπει να ελέγξει μόνο τη συχνότητα της τάσης εξόδου. Η τάση εξόδου έχει μια κυματομορφή παρόμοια με τετραγωνική και γι' αυτό το λόγο οι αντιστροφείς αυτοί ονομάζονται αντιστροφείς με τετραγωνική κυματομορφή.
- 3. Μονοφασικοί Αντιστροφείς με Απαλοιφή Τάσης: Στην περίπτωση αντιστροφέων με μονοφασική έξοδο είναι δυνατός ο έλεγχος του πλάτους και της συχνότητας της τάσης εξόδου του μετατροπέα, αν και η είσοδος του αντιστροφέα είναι μια σταθερή τάση και στους διακόπτες του μετατροπέα δεν επιβάλλεται διαμόρφωση PWM (η κυματομορφή της τάσης εξόδου είναι σχεδόν τετραγωνική). Επομένως, οι αντιστροφείς αυτοί συνδυάζουν τα χαρακτηριστικά των δύο προηγούμενων αντιστροφέων. Πρέπει να σημειωθεί ότι η τεχνική της απαλοιφής τάσης (voltage cancellation technique) λειτουργεί μόνο στους μονοφασικούς και όχι στους τριφασικούς αντιστροφείς.

6.2 Βασικές αρχές των αντιστροφέων διακοπτικού τύπου

Στην ενότητα αυτή θα εξεταστούν οι απαιτήσεις του αντιστροφέα διακοπτικού τύπου. Για λόγους απλότητας, ας θεωρηθεί ένας μονοφασικός αντιστροφέας, ο οποίος δίνεται με μορφή λειτουργικού διαγράμματος στην Εικόνα 6.3α. Η τάση εξόδου του αντιστροφέα εξομαλύνεται, έτσι ώστε η u₀ να μπορεί να θεωρηθεί ημιτονοειδής. Αν ο αντιστροφέας τροφοδοτεί ένα επαγωγικό φορτίο, για παράδειγμα έναν AC κινητήρα, το i₀ θα καθυστερεί σε σχέση με τη u₀, όπως φαίνεται στην Εικόνα 6.3β. Στις κυματομορφές της εξόδου στην Εικόνα 6.3β φαίνεται ότι κατά το χρονικό διάστημα 1, οι τιμές των u_0 και i_0 είναι και οι δύο θετικές, ενώ κατά το χρονικό διάστημα 3, οι τιμές των u_0 και i_0 είναι και οι δύο αρνητικές. Επομένως, κατά τα χρονικά διαστήματα 1 και 3, η στιγμιαία ροή ισχύος p_0 (= u_0i_0) είναι από τη DC πλευρά προς την AC πλευρά, αντιστοιχώντας σε λειτουργία αντιστροφέα. Αντίθετα, οι τιμές των u_0 και i_0 είναι ετερόσημες κατά τα χρονικά διαστήματα 2 και 4 και επομένως η p_0 ρέει από την AC πλευρά προς τη DC πλευρά του αντιστροφέα, αντιστοιχώντας σε λειτουργία ανορθωτή. Για το λόγο αυτό, κατά τη διάρκεια κάθε περιόδου της AC εξόδου, ο αντιστροφέας διακοπτικού τύπου στην Εικόνα 6.3α πρέπει να μπορεί να λειτουργεί και στα τέσσερα τεταρτημόρια του επιπέδου i_0 - u_0 , όπως φαίνεται στην Εικόνα 6.3γ. Ένας τέτοιος αντιστροφέας τεσσάρων τεταρτημορίων, έχει αποδειχθεί ότι σε ένα μετατροπέα με πλήρη γέφυρα, το i_0 είναι αναστρέψιμο και η u_0 μπορεί να έχει θετική ή αρνητική πολικότητα, ανεξάρτητα από τη φορά του i_0 .



Εικόνα 6.3 - Μονοφασικός αντιστροφέας διακοπτικού τύπου

Στην Εικόνα 6.4 φαίνεται μόνο ένα από τα δύο σκέλη του μετατροπέα με πλήρη γέφυρα, για παράδειγμα το σκέλος Α. Όλες οι διατάξεις αντιστροφέων DC-AC, που περιγράφονται στο κεφάλαιο αυτό, προέρχονται από το μετατροπέα ενός σκέλους στην Εικόνα 6.4. Για λόγους ευκολίας, θα υποτεθεί ότι στον αντιστροφέα στην Εικόνα 6.4, το σημείο "0" της DC τάσης εισόδου είναι διαθέσιμο, αν και στους περισσότερους αντιστροφείς δε χρειάζεται και έτσι δεν είναι διαθέσιμο.



Εικόνα 6.4 - Αντιστροφέας διακοπτικού τύπου με ένα σκέλος

Για να γίνουν κατανοητά τα χαρακτηριστικά του αντιστροφέα DC-AC ενός σκέλους στην Εικόνα 6.4, θα υποτεθεί ότι η DC τάση εισόδου V_d είναι σταθερή και ότι στους διακόπτες του αντιστροφέα γίνεται διαμόρφωση PWM για τη μορφοποίηση και τον έλεγχο της τάσης εξόδου. Αργότερα, θα αποδειχθεί ότι η λειτουργία με τετραγωνική κυματομορφή είναι ειδική περίπτωση της διαμόρφωσης PWM.

6.2.1 Στρατηγική της διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM)

Έχει εξεταστεί η διαμόρφωση εύρους παλμού των μετατροπέων DC-DC με πλήρη γέφυρα. Εκεί συγκρινόταν ένα σήμα ελέγχου u_{control} (σταθερό ή αργά μεταβαλλόμενο με το χρόνο) με μια περιοδική τριγωνική κυματομορφή, με σκοπό την παραγωγή των σημάτων μετάβασης. Ο έλεγχος της σχετικής διάρκειας των παλμών κατά τον τρόπο αυτό, επέτρεπε τον έλεγχο της μέσης DC τάσης εξόδου.



Εικόνα 6.5 - Διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM)

Σε κυκλώματα αντιστροφέων η διαμόρφωση PWM είναι λίγο πιο περίπλοκη, εφόσον, όπως αναφέρθηκε νωρίτερα, είναι επιθυμητό η έξοδος του αντιστροφέα να είναι ημιτονοειδής και να υπάρχει η δυνατότητα ελέγχου του πλάτους και της συχνότητάς της. Για την παραγωγή μιας ημιτονοειδούς τάσης εξόδου σε μια επιθυμητή συχνότητα, συγκρίνεται ένα ημιτονοειδές σήμα ελέγχου στην επιθυμητή συχνότητα με μια τριγωνική κυματομορφή, όπως φαίνεται στην Εικόνα 6.5α. Η συχνότητα της τριγωνικής κυματομορφής καθορίζει τη συχνότητα μετάβασης του αντιστροφέα και διατηρείται γενικά σταθερή, όπως και το στέλεχος της V_{tri}.

Πριν από την εξέταση της συμπεριφοράς της διαμόρφωσης PWM, είναι απαραίτητο να οριστούν μερικοί όροι. Η συχνότητα f_s της τριγωνικής κυματομορφής u_{tri} στην Εικόνα 6.5α καθορίζει τη συχνότητα με την οποία αλλάζουν κατάσταση οι διακόπτες του αντιστροφέα και λέγεται συχνότητα μετάβασης (switching frequency). Ακόμη,

ονομάζεται και φέρουσα συχνότητα (carrier frequency). Το σήμα ελέγχου u_{control} χρησιμοποιείται για τη διαμόρφωση της σχετικής διάρκειας αγωγής και έχει μια συχνότητα f₁, η οποία είναι η επιθυμητή θεμελιώδης συχνότητα της τάσης εξόδου του αντιστροφέα (η f₁ ονομάζεται και συχνότητα διαμόρφωσης, modulating frequency). Η τάση εξόδου του αντιστροφέα δε θα είναι μια τέλεια ημιτονοειδής κυματομορφή, αλλά θα περιέχει αρμονικές της f₁. Ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους (amplitude modulation ratio) m_a ορίζεται ως:

$$m_{\alpha} = \frac{V_{control}}{V_{tri}} (4-1)$$

όπου V_{control} είναι το πλάτος του σήματος ελέγχου. Το πλάτος V_{tri} του τριγωνικού σήματος διατηρείται γενικά σταθερό.

Ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας (frequency modulation ratio) m_f ορίζεται ως:

$$m_{\rm f} = \frac{f_{\rm s}}{f_{\rm 1}} (4-2)$$

Στον αντιστροφέα στην Εικόνα 6.4β οι διακόπτες T_{A^+} και T_{A_-} , ελέγχονται με βάση τη σύγκριση των $u_{control}$ και u_{tri} και προκύπτει η ακόλουθη τάση εξόδου, ανεξάρτητα από τη φορά του i_0 :

$$v_{\text{control}} > v_{\text{tri}}, T_{\text{A+}} \in i \text{val on}, v_{\text{Ao}} = \frac{1}{2} V_{\text{d}} (4-3)$$

ή

$$v_{control} < v_{tri}, T_{A-}$$
 είναι on, $v_{Ao} = -\frac{1}{2}V_d$

Εφόσον οι δύο διακόπτες δεν είναι ποτέ ταυτόχρονα ανοικτοί, η τάση εξόδου u_{Ao} κυμαίνεται μεταξύ δύο τιμών ($V_d/2$ και $-V_d/2$). Η u_{Ao} και η θεμελιώδης συχνότητά της (καμπύλη που σημειώνεται με διακεκομμένη γραμμή) φαίνονται στην Εικόνα 6.5β, η οποία σχεδιάζεται για $m_f=15$ και $m_a=0.8$.

Το φάσμα της u_{Ao} , για τις συνθήκες που σημειώνονται στην Εικόνα 6.5α και 4.5β, φαίνεται στην Εικόνα 6.5γ, όπου σχεδιάζονται οι κανονικοποιημένες αρμονικές τάσεις $(V_{Ao})_h / \frac{1}{2} V_d$ που έχουν σημαντικά πλάτη. Αυτή η παράσταση (για $m_{\alpha} \leq 1$) επιδεικνύει τρία σημαντικά στοιχεία:

1. Το πλάτος της θεμελιώδους συχνότητας (V_{Ao}), είναι m_α φορές το (V_d/2). Αυτό εξηγείται θεωρώντας αρχικά ένα σταθερό u_{control}, όπως φαίνεται στην Εικόνα 6.6α. Έτσι προκύπτει μια κυματομορφή εξόδου u_{Ao}. Από τη μελέτη της διαμόρφωσης εύρους παλμών στον μετατροπέα DC-DC με πλήρη γέφυρα, μπορεί να σημειωθεί ότι η μέση τάση εξόδου (ή ακριβέστερα, η μέση τάση εξόδου στο διάστημα μιας περιόδου μετάβασης $T_s=1/f_s$) V_{Ao} εξαρτάται από το λόγο του u_{control} προς τη V_{tri} για δεδομένη V_d:

$$V_{Ao} = \frac{v_{control}}{v_{tri}} \frac{v_d}{2} \quad v_{control} \le V_{tri} \quad (4-4)$$

Ας υποτεθεί (παρά το ότι η υπόθεση αυτή δεν είναι απαραίτητη) ότι το u_{control} μεταβάλλεται πολύ λίγο κατά τη διάρκεια της περιόδου μετάβασης, δηλαδή ο m_f είναι μεγάλος, όπως φαίνεται στην Εικόνα 6.6β. Επομένως, θεωρώντας το u_{control} σταθερό κατά τη διάρκεια της περιόδου μετάβασης, η εξίσωση 4-4 δείχνει το πώς η "στιγμιαία" μέση τιμή της u_{Ao} (στο διάστημα περιόδου μετάβασης T_s) μεταβάλλεται από μια περίοδο μετάβασης στην επόμενη. Αυτή η "στιγμιαία" μέση τιμή είναι ίδια με τη θεμελιώδη συνιστώσα της u_{Ao}.



Εικόνα 6.6 - Ημιτονοειδής διαμόρφωση PWM

Το προηγούμενο επιχείρημα δείχνει το λόγο για τον οποίο το $u_{control}$ επιλέγεται ημιτονοειδές, ώστε να παράγεται ημιτονοειδής τάση εξόδου με λιγότερες αρμονικές. Τώρα, ας θεωρηθεί ημιτονοειδής μεταβολή της τάσης ελέγχου στη συχνότητα $f_1=\omega_1/2\pi$, η οποία είναι η επιθυμητή (ή η θεμελιώδης) συχνότητα της εξόδου του αντιστροφέα:

 $v_{control} = V_{control} \sin \omega_1 t$

όπου

 $V_{control} \leq V_{tri}$ (4-5)

Χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις 4-4 και 4-5 και τα προηγούμενα επιχειρήματα που δείχνουν ότι η θεμελιώδης συνιστώσα (u_{Ao})₁ μεταβάλλεται ημιτονοειδώς και σε φάση με το u_{control} προκύπτει:

$$(v_{Ao})_1 = \frac{v_{control}}{v_{tri}} \sin \omega_1 t \frac{v_d}{2} = m_\alpha \sin \omega_1 t \frac{v_d}{2} \qquad \qquad \gamma \iota \alpha \ m\alpha \le 1$$
(4-6)

Επομένως

$$(V_{Ao})_1 = m_{\alpha} \frac{v_d}{2} \quad m_{\alpha} \le 1 \quad (4-7)$$

Η σχέση αυτή δείχνει ότι σε μια ημιτονοειδή διαμόρφωση PWM το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου μεταβάλλεται γραμμικά με τον m_{α} (με την προυπόθεση ότι $m_{\alpha} \leq 1$). Για το λόγο αυτό, η περιοχή του m_{α} από 0 έως 1 αναφέρεται ως γραμμική περιοχή.

2. Οι αρμονικές της τάσης εξόδου του αντιστροφέα εμφανίζονται ως πλευρικές ζώνες, με κέντρο τη συχνότητα μετάβασης και τις πολλαπλάσιές της, δηλαδή γύρω από τις αρμονικές m_f, 2m_f, 3m_f κοκ. Αυτό το γενικό πρότυπο ισχύει για όλες τις τιμές του m_a στην περιοχή από 0 έως 1.

Για ένα συντελεστή διαμόρφωσης συχνότητας $m_f \ge 9$ (που πάντα συμβαίνει, εκτός από πολύ υψηλές απαιτήσεις ισχύος), τα πλάτη των αρμονικών είναι σχεδόν ανεξάρτητα από τον m_f , αν και ο m_f καθορίζει τις συχνότητες στις οποίες εμφανίζονται (οι αρμονικές). Θεωρητικά, οι συχνότητες στις οποίες εμφανίζονται οι αρμονικές μπορούν να εκφραστούν ως:

 $f_h = (jm_f \pm k)f_1$

δηλαδή η αρμονική τάξη h αντιστοιχεί στην k-τάξης πλευρική ζώνη της, j-φορές το συντελεστή διαμόρφωσης συχνότητας m_f:

 $h = j(m_f) \pm k$ (4-8)

όπου η θεμελιώδης συχνότητα αντιστοιχεί στο h=1. Για περιττές τιμές του j, οι αρμονικές υπάρχουν μόνο για άρτιες τιμές του k. Για άρτιες τιμές του j, οι αρμονικές υπάρχουν μόνο για περιττές τιμές του k.
Στον πίνακα 4.1, καταγράφονται οι κανονικοποιημένες αρμονικές $(V_{Ao})_h / \frac{1}{2} V_d$, ως συνάρτηση του συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους m_a , θεωρώντας $m_f \ge 9$. Φαίνονται μόνο εκείνες με σημαντικά πλάτη, για τιμές του j μέχρι j=4 στην εξίσωση 4.8.

Θα είναι χρήσιμο αργότερα να ληφθεί υπόψη ότι στο κύκλωμα του αντιστροφέα της εικόνας 4.8 ισχύει η σχέση:

$$v_{AN} = v_{Ao} + \frac{1}{2}V_d$$
 (4-9)

Επομένως, οι αρμονικοί όροι των u_{AN} και u_{Ao} είναι οι ίδιοι:

$$(V_{AN})_h = (V_{Ao})_h$$
 (4-10)

Στον Πίνακας 6.1 φαίνεται ότι η εξίσωση 4-7 ακολουθείται σχεδόν ακριβώς και ότι το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου μεταβάλλεται γραμμικά με τον συντελεστή m_α.

Γενικευμένες αρμονικές της VAO για μεγάλο mf.

S					and the second
h ma	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
θεμελιώδη	5			0	
m _f	1.242	1.15	1.006	0.818	0.601
$m_{\rm f} \pm 2$	0.016	0.061	0.131	0.220	0.318
$m_f \pm 4$					0.018
$2m_f \pm 1$	0.190	0.326	0.370	0.314	0.181
$2m_{c} \pm 3$		0.024	0.071	0.139	0.212
$2m_f \pm 5$				0.013	0.033
3m,	0.335	0.123	0.083	0.171	0.113
$3m_f \pm 2$	0.044	0.139	0.203	0.176	0.062
$3m_c \pm 4$		0.012	0.047	0.104	0.157
$3m_f \pm 6$			3	0.016	0.044
$4m_f \pm 1$	0.163	0.157	0.008	0.105	0.068
$4m_{f} \pm 3$	0.012	0.070	0.132	0.115	0.009
$4m_f \pm 5$	Star Se	1 · · ·	0.034	0.084	0.119
$4m_f \pm 7$				0.017	0.050

Σημείωση: Ο λόγος $(\hat{V}_{_{Ao}})_{_{h}}/\frac{1}{2}V_{_{d}}$ [= $(\hat{V}_{_{AN}})_{_{h}}/\frac{1}{2}V_{_{d}}$] δίνεται ως συνάρτηση του m_α.

Πίνακας 6.1 - Γενικευμένες αρμονικές της $V_{\rm Ao}$ για μεγάλο $m_{\rm f}$

3. Ο συντελεστής m_f πρέπει να είναι περιττός ακέραιος. Η επιλογή μιας περιττής ακέραιης τιμής για τον m_f έχει ως αποτέλεσμα μια περιττή συμμετρία [f(-t)= -f(t)], όπως επίσης μια συμμετρία μισού κύματος [f(t)= -f(t+T_s/2)] με την αρχή του χρόνου που φαίνεται στην Εικόνα 6.5β, η οποία σχεδιάζεται για m_f =15. Επομένως, υπάρχουν μόνο περιττές αρμονικές, ενώ οι άρτιες αρμονικές εξαφανίζονται από την κυματομορφή της u_{Ao} .

Επίσης, στην ανάλυση Fourier μόνο οι συντελεστές της σειράς των ημιτόνων είναι διάφοροι του μηδενός, ενώ αυτοί της σειράς των συνημιτόνων είναι μηδενικοί. Το φάσμα σχεδιάζεται στην Εικόνα 6.5γ.

Στη συνέχεια εξετάζεται η επιλογή της συχνότητας μετάβασης και του συντελεστή διαμόρφωσης συχνότητας m_f. Οι αρμονικές με υψηλή συχνότητα φιλτράρονται σχετικά ευκολότερα από τις αρμονικές με χαμηλή συχνότητα. Άρα, είναι επιθυμητή η γρήση όσο το δυνατό υψηλότερων συχνοτήτων μετάβασης. Από την άλλη μεριά οι απώλειες μετάβασης στους διακόπτες του αντιστροφέα αυξάνουν ανάλογα προς τη συχνότητα μετάβασης fs. Επομένως, στις περισσότερες εφαρμογές, η συχνότητα μετάβασης επιλέγεται είτε χαμηλότερη των 6kHz είτε υψηλότερη των 20kHz, ώστε να είναι πάνω από την ακουστική περιοχή συχνοτήτων. Αν η βέλτιστη συχνότητα μετάβασης (με βάση τη συνολική απόδοση του συστήματος) προκύψει κάπου στην περιοχή από 6 έως 20 kHz, τότε τα μειονεκτήματα της αύξησής της στα 20kHz αντισταθμίζονται συχνά από το πλεονέκτημα ότι δεν υπάρχει ακουστικός θόρυβος για fs των 20kHz ή μεγαλύτερη. Επομένως, σε εφαρμογές των 50 ή 60Hz, όπως είναι τα ΑC-κινητήρια συστήματα (όπου η θεμελιώδης συχνότητα εξόδου του μετατροπέα μπορεί να απαιτείται να είναι μέχρι 200Hz), ο συντελεστής διαμόρφωσης συγνότητας m_f μπορεί να είναι 9 ή ακόμη μικρότερος για συχνότητες μετάβασης μικρότερες των 2kHz. Από την άλλη μεριά, ο mf θα είναι μεγαλύτερος από 100 για συχνότητες μετάβασης μεγαλύτερες των 20kHz. Οι επιθυμητές σχέσεις μεταξύ του σήματος τριγωνικής κυματομορφής και του σήματος της τάσης ελέγχου καθορίζονται από το πόσο μεγάλος είναι ο m_f . Στην εξέταση που γίνεται εδώ, η τιμή $m_f=21$ αντιμετωπίζεται ως όριο μεταξύ μεγάλων και μικρών τιμών του, αν και η επιλογή της είναι κάπως αυθαίρετη. Εδώ θεωρείται ότι ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους ma είναι μικρότερος από 1.

6.2.2 Μικρός mf (mf \le 21)

1.

Συγχρονισμένη διαμόρφωση PWM: Για μικρές τιμές του m_f, το σήμα της τριγωνικής κυματομορφής και το σήμα ελέγχου πρέπει να είναι συγχρονισμένα μεταξύ τους (συγχρονισμένη διαμόρφωση PWM), όπως φαίνεται στην Εικόνα 6.5α. Η συγχρονισμένη διαμόρφωση PWM απαιτεί ακέραιη τιμή του m_f. Ο λόγος για τον οποίο χρησιμοποιείται η συγχρονισμένη διαμόρφωση PWM είναι ότι η ασύγχρονη διαμόρφωση PWM (όπου ο m_f δεν είναι ακέραιος) έχει ως αποτέλεσμα υποαρμονικές της θεμελιώδους συχνότητας, οι οποίες είναι τελείως ανεπιθύμητες στις περισσότερες εφαρμογές. Αυτό σημαίνει ότι η συχνότητα του αντιστροφέα (για παράδειγμα, αν η συχνότητα εξόδου του αντιστροφέα και έτσι η συχνότητά του u_{control} είναι 65.42Hz και m_f =15, η

συχνότητα της τριγωνικής κυματομορφής θα πρέπει να είναι ακριβώς 15x65.42= 981.3Hz).

2.

Ο συντελεστής m_f πρέπει να είναι περιττός ακέραιος: Όπως εξετάστηκε προηγουμένως, ο m_f πρέπει να είναι περιττός ακέραιος, εκτός από την περίπτωση μονοφασικών αντιστροφέων με διαμόρφωση PWM με μονοπολική τάση εξόδου, οι οποίοι θα εξεταστούν στην ενότητα 4.3.2.2.

6.2.3 Μεγάλος mf (mf >21)

Τα πλάτη των υποαρμονικών που οφείλονται σε ασύγχρονη διαμόρφωση PWM είναι μικρά, όταν οι τιμές του m_f είναι μεγάλες. Επομένως, σε μεγάλες τιμές του m_f, μπορεί να χρησιμοποιηθεί η ασύγχρονη διαμόρφωση PWM, όπου η συχνότητα της τριγωνικής κυματομορφής διατηρείται σταθερή, ενώ η συχνότητα u_{control} μεταβάλλεται, έχοντας ως αποτέλεσμα μη ακέραιες τιμές του m_f (εφόσον αυτές είναι μεγάλες). Ωστόσο, αν ο αντιστροφέας τροφοδοτεί ένα φορτίο, όπως ο AC κινητήρας, οι υποαρμονικές στη μηδενική ή κοντά στη μηδενική συχνότητα, παρά το ότι έχουν μικρό πλάτος, θα έχουν ως αποτέλεσμα μεγάλα ρεύματα, τα οποία είναι τελείως ανεπιθύμητα. Επομένως, η ασύγχρονη διαμόρφωση PWM

6.2.4 Υπερδιαμόρφωση (ma >1)

Στα προηγούμενα θεωρήθηκε ότι $m_{\alpha} \leq 1$ γεγονός που αντιστοιχεί σε μια ημιτονοειδή διαμόρφωση PWM στη γραμμική περιοχή. Επομένως, το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης μεταβάλλεται γραμμικά με τον m_{α} , όπως προκύπτει από την εξίσωση 4-7. Στην περιοχή με $m_{\alpha} \leq 1$ η διαμόρφωση PWM ωθεί τις αρμονικές σε μια περιοχή υψηλών συχνοτήτων γύρω από τη συχνότητα μετάβασης και τις πολλαπλάσιές της. Παρά το επιθυμητό αυτό χαρακτηριστικό της ημιτονοειδούς διαμόρφωσης PWM στη γραμμική περιοχή, ένα από τα μειονεκτήματα είναι ότι το μέγιστο δυνατό πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας δεν είναι τόσο υψηλό όσο είναι επιθυμητό. Αυτό είναι φυσική συνέπεια των αιχμών στην κυματομορφή της τάσης εξόδου της Εικόνα 6.5β.



Εικόνα 6.7 - Αρμονικές που οφείλονται σε υπερδιαμόρφωση. Το σχήμα σχεδιάστηκε για m_a = 2.5 και m_f = 15

Για την παραπέρα αύξηση του πλάτους της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου, ο m_a αυξάνεται πέρα από την τιμή 1, έχοντας ως αποτέλεσμα αυτό που ονομάζεται υπερδιαμόρφωση. Η υπερδιαμόρφωση κάνει την τάση εξόδου να περιέχει περισσότερες αρμονικές στις πλευρικές ζώνες σε σύγκριση με τη γραμμική περιοχή (με $m_{\alpha} \leq 1$), όπως φαίνεται στην Εικόνα 6.7. Οι αρμονικές που υπερισχύουν στη γραμμική περιοχή μπορεί να μην υπερισχύουν κατά την υπερδιαμόρφωση. Σημαντικότερο, με την υπερδιαμόρφωση, το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας δε μεταβάλλεται γραμμικά με το συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους ma. Στην Εικόνα 6.8 δίνεται το κανονικοποιημένο πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας $(V_{Ao})_h / \frac{1}{2} V_d \omega_c$ συνάρτηση συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους m_{α} . Στην περιογή του υπερδιαμόρφωσης, ακόμη και για λογικά μεγάλες τιμές του m_f , το $(V_{Ao})_h / \frac{1}{2}V_d$ εξαρτάται από τον mf. Αυτό είναι αντίθετο με όσα συμβαίνουν στη γραμμική περιοχή $(m_{\alpha} \leq 1)$, όπου το $(V_{Ao})_h / \frac{1}{2} V_d$ μεταβάλλεται γραμμικά με τον m_{α} , σχεδόν ανεξάρτητα από τον m_f (με την προϋπόθεση ότι $m_f > 9$).

Με την υπερδιαμόρφωση, ανεξάρτητα από τις τιμές του m_f, συνιστάται η χρήση συγχρονισμένης διαμόρφωσης PWM, ικανοποιώντας έτσι τις απαιτήσεις που σημειώθηκαν προηγουμένως, για μικρές τιμές του m_f.

Η περιοχή υπερδιαμόρφωσης αποφεύγεται σε αδιάλειπτες τροφοδοσίες ισχύος, εξαιτίας της αυστηρής απαίτησης ελαχιστοποίησης της παραμόρφωσης της τάσης εξόδου.



Εικόνα 6.8 - Έλεγχος τάσης με μεταβολή του m_a

Για επαρκώς μεγάλες τιμές του m_{α} , η κυματομορφή της τάσης του αντιστροφέα εκφυλίζεται από κυματομορφή με διαμόρφωση PWM σε τετραγωνική, η οποία εξετάζεται λεπτομερώς στην επόμενη ενότητα. Από την Εικόνα 6.8 και την εξέταση της μετάβασης σε τετραγωνική κυματομορφή, που θα παρουσιαστεί στην επόμενη ενότητα, προκύπτει το συμπέρασμα ότι στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης με $m_{\alpha} > 1$ ισχύει η σχέση:

 $\frac{V_d}{2} < (V_{Ao})_1 < \frac{4}{\pi} \frac{V_d}{2}$ (4-12)

6.3 Μονοφασικοί αντιστροφείς

6.3.1 Αντιστροφείς με πλήρη γέφυρα (μονοφασικοί)

Ένας αντιστροφέας με πλήρη γέφυρα φαίνεται στην Εικόνα 6.9. Ο αντιστροφέας αυτός αποτελείται από δύο αντιστροφείς ενός σκέλους της μορφής που εξετάστηκε στην Ενότητα 4.2 και προτιμάται σε σχέση με άλλες διατάξεις σε υψηλότερες απαιτήσεις ισχύος. Με την ίδια DC τάση εισόδου, η μέγιστη τάση εξόδου του αντιστροφέα με πλήρη γέφυρα είναι διπλάσια εκείνης του αντιστροφέα με μισή γέφυρα. Αυτό σημαίνει ότι για την ίδια ισχύ, το ρεύμα εξόδου και τα ρεύματα των διακοπτών είναι το μισό εκείνων του αντιστροφέα με μισή γέφυρα. Σε υψηλά επίπεδα

ισχύος, αυτό είναι ιδιαίτερο πλεονέκτημα, εφόσον απαιτεί λιγότερους παραλληλισμούς ημιαγωγικών στοιχείων.



Εικόνα 6.9 - Μονοφασικός αντιστροφέας με πλήρη γέφυρα

6.3.2 Διαμόρφωση PWM με διπολική τάση εξόδου

Εδώ, τα ζεύγη των διακοπτών (T_{A+}, T_{B-}) και (T_{A-}, T_{B+}) από τα δύο σκέλη στην Εικόνα 6.9 αλλάζουν κατάσταση ως ζεύγη διακοπτών 1 και 2 αντίστοιχα. Με το είδος αυτό της μετάβασης με διαμόρφωση PWM, η κυματομορφή της τάσης εξόδου του σκέλους Α ταυτίζεται με την έξοδο του βασικού αντιστροφέα ενός σκέλους της Ενότητας 4.2, η οποία καθορίζεται κατά τον ίδιο τρόπο με σύγκριση του u_{control} και της u_{tri} στην Εικόνα 6.10α. Η έξοδος του σκέλους B του αντιστροφέα είναι αντίθετη της εξόδου του σκέλους Α. Για παράδειγμα, όταν ο T_{A+} είναι κλειστός και η u_{A0} ισούται με +V_d/2, ο T_{B-} είναι επίσης κλειστός και U_{Bo}= -V_d/2. Επομένως:

 $v_{Bo}(t) = -v_{Ao}(t)$ (4-17)

και

 $v_o(t) = v_{Ao}(t) - v_{Bo}(t) = 2v_{Ao}(t)$ (4-18)

Η κυματομορφή της u_o φαίνεται στην Εικόνα 6.10β. Η ανάλυση που έγινε στην Ενότητα 4.2 για το βασικό αντιστροφέα ενός σκέλους, βρίσκει πλήρη εφαρμογή σ' αυτήν την μορφή μετάβασης με διαμόρφωση PWM. Επομένως, το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου $(V_o)_1$, μπορεί να βρεθεί από τις εξισώσεις 4-7, 4-12 και 4-18 και είναι:

 $V_{o1} = m_{\alpha} V_{\alpha} (m_{\alpha} \le 1)$ (4-19)

και

$$V_d < V_{o1} < \frac{4}{\pi} V_d (m_{\alpha} > 1) (4-20)$$



Εικόνα 6.10 - Διαμόρφωση PWM με διπολική τάση εξόδου

Στην Εικόνα 6.10β, παρατηρείται ότι η τάση εξόδου u_o μεταβαίνει μεταξύ των επιπέδων τάσης –V_d και V_d. Αυτός είναι ο λόγος για τον οποίο αυτή η μορφή μετάβασης ονομάζεται διαμόρφωση PWM με διπολική τάση εξόδου. Τα πλάτη των αρμονικών της τάσης εξόδου μπορούν να βρεθούν από τον Πίνακας 6.1, όπως υποδεικνύεται στο παράδειγμα που ακολουθεί.

6.3.3 Διαμόρφωση PWM με μονοπολική τάση εξόδου

Στη διαμόρφωση PWM με μονοπολική τάση εξόδου οι διακόπτες στα δύο σκέλη του αντιστροφέα με πλήρη γέφυρα στην Εικόνα 6.9 δεν αλλάζουν κατάσταση ταυτόχρονα, όπως στην προηγούμενη διάταξη διαμόρφωσης PWM. Εδώ, στα σκέλη Α και Β του αντιστροφέα με πλήρη γέφυρα ελέγχονται ξεχωριστά με σύγκριση της utri με τα ucontrol και –ucontrol αντίστοιχα.



Εικόνα 6.11 - Διαμόρφωση PWM με μονοπολική τάση εξόδου (μονοφασική)

Όπως φαίνεται στη Εικόνα 6.11α, η σύγκριση του u_{control} με την τριγωνική κυματομορφή έχει ως αποτέλεσμα τα ακόλουθα λογικά σήματα για τον έλεγχο των διακοπτών του σκέλους Α:

 $v_{control} > v_{tri}$: T_{A^+} on kai $v_{AN} = V_d$

 $v_{control} < v_{tri}$: T_{A-} on kai $v_{AN} = 0$ (4-29)

Η τάση εξόδου του σκέλους Α του αντιστροφέα σε σχέση με τον αγωγό Ν που φέρει την αρνητική DC τάση φαίνεται στην Εικόνα 6.11β. Για τον έλεγχο των διακοπτών του σκέλους B, το (-u_{control}) συγκρίνεται με την ίδια τριγωνική κυματομορφή, δίνοντας τα ακόλουθα:

 $(-v_{control}) > v_{tri}$: T_{B+} on kai $v_{BN} = V_d$

 $(-v_{control}) < v_{tri}$: T_{B-} on kai $v_{BN} = 0$ (4-30)

Εξαιτίας των διόδων ανατροφοδότησης που συνδέονται αντιπαράλληλα προς τους διακόπτες, οι τάσεις που δίνονται από τις Εξισώσεις 4-29 και 4-30 είναι ανεξάρτητες από τη φορά του ρεύματος εξόδου i_o.

Από τις κυματομορφές στην Εικόνα 6.11 φαίνεται ότι υπάρχουν τέσσερις συνδυασμοί κλειστών διακοπτών και των αντίστοιχων επιπέδων τάσης:

1.	T_{A^+} , T_{B^-} κλειστοί: $u_{AN} = V_d$, $u_{BN} = 0$, $u_o = V_d$
2.	$T_{A\text{-}},T_{B^+}$ κλειστοί: $u_{AN}=0,u_{BN}=V_d,u_o=-V_d$
3.	T_{A^+} , T_{B^+} κλειστοί: $u_{AN} = V_d$, $u_{BN} = V_d$, $u_o = 0$
4.	T_{A-}, T_{B-} κλειστοί: $u_{AN} = 0, u_{BN} = 0, u_o = 0$ (4-31)

Παρατηρείται ότι όταν και οι δύο επάνω διακόπτες T_{A^+} και T_{B^+} , είναι κλειστοί, η τάση εξόδου είναι μηδέν. Το ρεύμα εξόδου κυκλοφορεί σ' ένα βρόχο μέσω των (T_{A^+} και D_{B_+}) ή (D_{A_+} και T_{B_+}), ανάλογα με τη φορά του i_o . Κατά τη διάρκεια αυτού του χρονικού διαστήματος το ρεύμα εισόδου i_d είναι μηδέν. Μια παρόμοια κατάσταση συμβαίνει, όταν και οι δύο κάτω διακόπτες T_{A^-} και T_{B_-} , είναι κλειστοί.

Σ' αυτήν τη διάταξη διαμόρφωσης PWM, όταν συμβαίνει μια μετάβαση, η τάση εξόδου αλλάζει μεταξύ των επιπέδων τάσης 0 και +V_d ή μεταξύ των 0 και -V_d. Για το λόγο αυτό, αυτή η μορφή διαμόρφωσης PWM ονομάζεται διαμόρφωση εύρους παλμού με μονοπολική τάση εξόδου, σε αντίθεση με τη διάταξη PWM με διπολική τάση εξόδου (μεταξύ +V_d και -V_d) που περιεγράφηκε προηγουμένως. Η διάταξη αυτή έχει το πλεονέκτημα του "ουσιαστικού" διπλασιασμού της συχνότητας μετάβασης όσον αφορά τις αρμονικές εξόδου, σε σύγκριση με τη διάταξη διπολικής μετάβασης τάσης. Επίσης, τα άλματα της τάσης εξόδου σε κάθε μετάβαση μειώνονται σε V_d από 2V_d στην προηγούμενη διάταξη.

Το πλεονέκτημα του "ουσιαστικού" διπλασιασμού της συχνότητας μετάβασης εμφανίζεται στο φάσμα της τάσης εξόδου, όπου οι χαμηλότερες αρμονικές (στο εξιδανικευμένο κύκλωμα) εμφανίζονται ως πλευρικές ζώνες σε συχνότητα διπλάσια της θεμελιώδους. Αυτό είναι εύκολο να γίνει κατανοητό σ' ένα μονοφασικό αντιστροφέα, αν επιλεγεί άρτιος συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας m_f (o m_f πρέπει να είναι περιττός στη διαμόρφωση PWM με διπολική τάση εξόδου). Οι κυματομορφές της τάσης u_{AN} και u_{BN} μετατοπίζονται κατά 180° από τη θεμελιώδη συχνότητα f₁, η μία σε σχέση με την άλλη. Επομένως, οι αρμονικοί όροι στη συχνότητα μετάβασης στις u_{AN} και u_{BN} έχουν την ίδια φάση (ϕ_{AN} - $\phi_{BN} = 180^{\circ}$, $m_f = 0$, εφόσον οι κυματομορφές είναι κατά 180° μετατοπισμένες και ο m_f θεωρείται άρτιος). Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την απαλοιφή του αρμονικού όρου στη συχνότητα μετάβασης στην τάση εξόδου $u_o = u_{AN}$ - u_{BN} . Επίσης, εξαλείφονται οι πλευρικές ζώνες των αρμονικών της συχνότητας μετάβασης. Κατά παρόμοιο τρόπο, εξαλείφεται η άλλη κύρια αρμονική με συχνότητα διπλάσια της θεμελιώδους, ενώ οι πλευρικές ζώνες ζώνες της παραμένουν.

6.4 Τριφασικοί αντιστροφείς

Σε τριφασικές εφαρμογές, όπως τα AC τροφοδοτικά αδιάλειπτης λειτουργίας και τα AC κινητήρια συστήματα, χρησιμοποιούνται συνήθως τριφασικοί αντιστροφείς. Είναι δυνατή η τροφοδοσία ενός τριφασικού φορτίου μέσω τριών ξεχωριστών μονοφασικών αντιστροφέων, όπου κάθε αντιστροφέας παράγει μια έξοδο (στη θεμελιώδη συχνότητα) μετατοπισμένη κατά 120° σε σχέση με τις άλλες. Παρά το ότι αυτή η διάταξη μπορεί να είναι προτιμότερη κάτω από ορισμένες συνθήκες, απαιτεί είτε έναν τριφασικό μετασχηματιστή εξόδου ή ξεχωριστή πρόσβαση σε καθεμία από τις τρεις φάσεις του φορτίου. Στην πράξη, μια τέτοια πρόσβαση δεν είναι, γενικά, δυνατή. Επιπλέον, απαιτεί δώδεκα (12) διακόπτες.



Εικόνα 6.12 - Τριφασικός αντιστροφέας

Το πιο συχνά χρησιμοποιούμενο κύκλωμα τριφασικού αντιστροφέα αποτελείται από τρία σκέλη, ένα για κάθε φάση, όπως φαίνεται στην Εικόνα 6.12. Το καθένα από τα σκέλη του αντιστροφέα είναι όμοιο μ' εκείνο που χρησιμοποιήθηκε για την περιγραφή του βασικού αντιστροφέα ενός σκέλους στην Ενότητα 4.2. Επομένως, η

έξοδος του κάθε σκέλους, για παράδειγμα η u_{AN} (σε σχέση με τον αγωγό που φέρει την αρνητική DC τάση) εξαρτάται μόνο από τη V_d και την κατάσταση των διακοπτών. Η τάση εξόδου είναι ανεξάρτητη του ρεύματος εξόδου, εφόσον σε κάθε χρονική στιγμή ένας από τους δύο διακόπτες σε κάθε σκέλος είναι πάντα κλειστός. Εδώ, με την υπόθεση ιδανικών διακοπτών, αγνοείται και πάλι ο κενός χρόνος που απαιτείται στα πρακτικά κυκλώματα. Επομένως, η τάση εξόδου του αντιστροφέα είναι ανεξάρτητη της φοράς του ρεύματος φορτίου.

6.4.1 Διαμόρφωση PWM σε τριφασικούς αντιστροφείς πηγής τάσης

Παρόμοια με τους μονοφασικούς αντιστροφείς, ο αντικειμενικός σκοπός στους τριφασικούς αντιστροφείς με διαμόρφωση PWM είναι η μορφοποίηση και ο έλεγχος των τριφασικών τάσεων εξόδου κατά πλάτος και συχνότητα, με μια ουσιαστικά σταθερή τάση εισόδου V_d. Για την επίτευξη συμμετρικών τριφασικών τάσεων εξόδου σ' έναν τριφασικό αντιστροφέα με διαμόρφωση PWM, συγκρίνεται η ίδια τριγωνική κυματομορφή τάσης με τρεις ημιτονοειδείς τάσεις ελέγχου, οι οποίες είναι κατά 120° εκτός φάσης, όπως φαίνεται στην Εικόνα 6.13α (η οποία σχεδιάζεται για m_f=15).

Όπως προκύπτει από την Εικόνα 6.13β, στις τάσεις εξόδου u_{AN} και u_{BN}, οι οποίες μετρούνται σε σχέση με τον αγωγό που φέρει την αρνητική DC τάση, υπάρχει η ίδια ακριβώς DC συνιστώσα. Οι DC συνιστώσες απαλείφονται στις πολικές τάσεις, για παράδειγμα στη u_{AB} που φαίνεται στην Εικόνα 6.13β.Αυτό είναι παρόμοιο με αυτό που συμβαίνει σ' έναν μονοφασικό αντιστροφέα με πλήρη γέφυρα που λειτουργεί με διαμόρφωση PWM.

Στους τριφασικούς αντιστροφείς, ενδιαφέρουν μόνο οι αρμονικές των πολικών τάσεων. Οι αρμονικές εξόδου οποιουδήποτε σκέλους, για παράδειγμα της u_{AN} στην Εικόνα 6.13β, είναι ίδιες με τις αρμονικές της u_{Ao} στην Εικόνα 6.5, όπου εμφανίζονται μόνο οι περιττές αρμονικές ως πλευρικές ζώνες, με κέντρο τον m_f και τα πολλαπλάσιά του, με την προϋπόθεση ότι ο m_f είναι περιττός.



Εικόνα 6.13 - Τριφασικές κυματομορφές με διαμόρφωση PWM και φάσμα αρμονικών Θεωρώντας μόνο την αρμονική στο m_f (το ίδιο ισχύει και στα περιττά πολλαπλάσιά του), η διαφορά φάσης μεταξύ της αρμονικής στο m_f των u_{AN} και u_{BN} είναι (120m_f)^o. Αυτή η διαφορά φάσης θα ισοδυναμεί με μηδέν (ένα πολλαπλάσιο των 360^o), αν ο m_f είναι περιττός και πολλαπλάσιος του 3. Κατά συνέπεια, η αρμονική στο m_f δεν εμφανίζεται στην πολική τάση u_{AB}. Το ίδιο ισχύει για τις αρμονικές στα περιττά πολλαπλάσια του m_f, αν ο m_f επιλέγεται περιττό πολλαπλάσιο του 3 (όπου ο λόγος

επιλογής περιττού πολλαπλάσιου του 3 για τον m_f, είναι η διατήρηση του m_f περιττού και, έτσι, η εξάλειψη των άρτιων αρμονικών). Έτσι, κάποιες από τις κύριες αρμονικές στον αντιστροφέα ενός σκέλους μπορούν να εξαλειφθούν από την πολική τάση ενός τριφασικού αντιστροφέα.

7 Αποτελέσματα

Προσομοίωση ανεμογεννήτριας στο Multisim

7.1 Ο ανορθωτής

Σε αυτό το μέρος της πτυχιακής θα αναλυθεί και θα προσομοιωθεί με τη χρήση ειδικού λογισμικού ένα πλήρες ηλεκτρικό σύστημα ανεμογεννήτριας. Το ηλεκτρικό σύστημα αυτό περιλαμβάνει την ηλεκτρική γεννήτρια, τον πλήρη μονοφασικό ανορθωτή και έναν τριφασικό αντιστροφέα ο οποίος είναι συνδεδεμένος στο εθνικό δίκτυο.

Ξεκινώντας με την ηλεκτρική γεννήτρια η οποία και είναι συνδεδεμένη με τον πλήρη ανορθωτή, όπως φαίνεται και στο παρακάτω σχέδιο. Το ηλεκτρικό ρεύμα πρώτα θα ανορθωθεί και από εναλλασσόμενο θα μετατραπεί σε συνεχές και μετά στο δεύτερο μέρος ξανά σε εναλλασσόμενο σταθερό πλάτους και συχνότητας σύμφωνα πάντα με τις προδιαγραφές του εθνικού δικτύου στο οποίο και είναι συνδεδεμένη η ανεμογεννήτρια αυτή.



Εικόνα 6.1: Σχέδιο ανεμογεννήτριας

Ο λόγος για τον οποίο και γίνεται η μετατροπή αυή είναι η μη σταθερή ταχύτητα του αέρα. Αυτό έχει ως συνέπεια την διακύμανση του πλάτους αλλά και της συχνότητας του εναλλασσόμενου ρεύματος στην έξοδο της ηλεκτρικής γεννήτριας.



Εικόνα 6.2(xsc1): Εδώ βλέπουμε την τάση εισόδου-εξόδου της πηγής.

Έτσι στομ 1° παλμογράφο απεικονίζεται και η κυματομορφή εξόδου από την σύγχρονη γεννήτρια. Η τάση αυτή φαίνεται στο Κανάλι Α του παλμογράφου, ενώ το κανάλι Β απεικονίζει την τάση στην είσοδο του ανορθωτή.

No.							-
1							3
					i li		
					i i		
					1 ······		
					10 (B		
	l						and the second
					1		
					4 X		
					A)		
a la	h 		1 1 1				
1							
					1 1		
i	k.	i.					
1 4							4
s1	-				2 2		
1				Ш			1.1
2 la				AUTA-			
	Time	Channel_A	Char	nnel_B			
	0.000 s	0.000 V	331.	280 V		Reverse	
T2 🔶 🔿	0.000 s	0.000 V	331	280 V			
TO TI	0.000 c	0.000 V	0.0	00.1/		Save	
12-11	0.000 5	0.000 v	0.0	100 4		Jare	Ext. trigger
Timebase		Channel A		Channel B		Trigger	
Scale: 10 n	ns/Div	Scale: 200 V/Div		Scale: 200	V/Div	Edge:	2 A B Evt
	1910				100		
X pos.(Div):	0	Y pos.(Div): 0		Y pos.(Div):	0	Level: 0	V
			~				
Y/T Add	B/A A/B	AC 0 DC	()	AC 0 D	C - 🥥	Single No	rmal Auto None

Εικόνα 6.3(xsc2): Εδώ βλέπουμε τους παλμούς στις διόδους 1 και 4.

Πριν συνεχίσουμε με την προσομοίωσή μας, έγινε έλεγχος στις ιδιότητες των διόδων του ανορθωτή. Μετρήθηκε επομένως η τάση στα άκρα της διόδου με σκοπό την καλύτερη επιλογή της τιμής της διόδου στο τελικό κύκλωμά μας. Στη συνέχεια η επόμενη εικόνα δείχνει την μετατροπή της εναλλασσόμενης τάσης σε συνεχή στην έξοδο του ανορθωτή.



Εικόνα 6.4(xsc3): Μετατροπή της εναλλασσόμενης τάσης σε συνεχή.



Εικόνα 6.5(xsc4): Το εναλλασσόμενο ρεύμα εισόδου της πηγής.

Στον τελευταίο παλμογράφο απεικονίζεται η συνεχή Τάση και το συνεχές ρεύμα στην έξοδο του ανορθωτή. Το σήμα αυτό είναι και η είσοδος για τον τριφασικό αντοστροφέα που απεικονίζεται παρακάτω.



Εικόνα 6.6(xsc5): Εδώ βλέπουμε την τάση και το συνεχές ρεύμα εξόδου.

7.2 Ο Αντιστροφέας (Inverter)



Εικόνα 6.7: Εδώ βλέπουμε το 2° σχέδιο της προσομοίωσης της ανεμογεννήτριας.



Εικόνα 6.8: Εδώ βλέπουμε τον παλμογράφο xsc2(τέρμα αριστερά).

Στον πρώτο μας παλμογράφο βλέπουμε την συνεχή τάση στην είσοδο του inverter ή αλλιώς την τάση στην έξοδο μετά του κύκλωμα του ανορθωτή. Παρατηρούμε ότι αυτή η τάση είναι στα 580 V.



Εικόνα 6.9: Εδώ βλέπουμε τον παλμογράφο xsc3(2°ς από αριστερά).

Στον παλμογράφο αυτόν παρατηρούμε ότι έχει δύο κανάλια. Στο πρώτο κανάλι βλέπουμε την τάση που εφαρμόζεται στα άκρα του τρανζίστορ και βλέπουμε από την γραφική παράσταση ότι είναι παλμός. Επίσης παρατηρούμε ότι η τάση που πιάνει το συγκεκριμένο κύκλωμα είναι 580V. Το κανάλι B θα μελετηθεί παρακάτω.

POWER_MOS_N				8
Label Display Value	Fault	Pins	Variant	User fields
Value: Footprint: Manufacturer: Function: Hyperlink:	NDF10N TO-220- ON Sem Power M Channel	60ZH 3(CASE iconduct 10SFET TO-220	221AH-B) or 600V 10A FP	0.750 Ohm Single N-
				Edit component in DB Save component to DB Edit footprint Edit model
Replace			ок	Cancel Help

Εικόνα 6.10: Τα χαρακτηριστικά της αντοχής του τρανζίστορ που έχουμε επιλέξει για το κύκλωμά μας.

Εδώ βλέπουμε ότι η αντοχή του συγκεκριμένου τρανζίστορ είναι στα 600V. Εμείς όπως είδαμε παραπάνω έχουμε στο κύκλωμά μας 580V. Άρα, καταλαβαίνουμε ότι το τρανζίστορ που επιλέξαμε αντέχει στην τιμή της τάσης που εφαρμόζεται στο κύκλωμά μας και δεν υπάρχει κανένας κίνδυνος να έχουμε βλάβη.



Εικόνα 6.11: Παλμογράφος xsc4(δέυτερος από δεξιά).

Παρατηρούμε ότι έχουμε 2 γραφικές παραστάσεις. Η 1^η γραφική παράσταση που αντιστοιχεί στο κανάλι Α μας δείχνει την πολική τάση μεταξύ των γραμμών L1 και L2. Η γραφική παράσταση που προέρχεται από το κανάλι Β είναι το καθαρό ημίτονο εξόδου. Παρατηρούμε ότι η πολική τάση μεταξύ L1 και L2 δεν είναι καθαρό ημίτονο αλλά είναι παλμός ο οποίος είναι πότε θετικός και πότε αρνητικός. Επειδή οι προδιαγραφές του εθνικού δικτύου επιβάλλουν να έχουμε καθαρό ημίτονο, για αυτό το λόγο ο παλμός ή η πολική τάση φιλτράρεται, δηλαδή περνάει από ειδικό φίλτρο LC έτσι ώστε να λάβουμε τη πρώτη αρμονική. Επομένως, το σήμα ή η πολική τάση στην έξοδο του φίλτρου μας είναι η γραφική παράσταση που παίρνουμε στο κανάλι Β. Επειδή το σύστημα έχει σχεδιαστεί για να συνδεθεί σε 3φασικό φορτίο, ένας 4^{ος} παλμογράφος έχει συνδεθεί στο κύκλωμά μας έτσι ώστε να απεικονίσει και τις 3 φάσεις του συστήματός μας.



Εικόνα 6.12: Παλμογράφος xsc1(τέρμα δεξιά).

Στον παλμογράφο αυτόν βλέπουμε τις 3 φάσεις του συστήματός μας. Η 1^η φάση απεικονίζεται με κίτρινο χρώμα, η 2^η φάση με μπλε και η 3^η με μοβ. Παρατηρούμε ότι η κάθε φάση έχει διαφορά 120 μοιρών. Τέλος να επισημάνουμε ότι το όλο κύκλωμα που είδαμε είναι για μια ανεμογεννήτρια αλλά όσες ανεμογεννήτριες και να χρησιμοποιήσουμε δεν υπάρχει διαφορά στο ηλεκτρικό κύκλωμα. Η μόνη διαφορά που βλέπουμε είναι στην ισχύ καθώς η συγκεκριμένη ανεμογεννήτριες συνδέσουμε τόσο μεγαλύτερη θα είναι η ισχύς που θα λάβουμε.

8 Επίλογος

Σε αυτή την πτυχιακή εργασία παρουσιάσαμε τα πλεονεκτήματα που έχουν οι ΑΠΕ και συγκεκριμένα η αιολική ενέργεια. Επίσης, παρουσιάσαμε τα μέρη καθώς και τα ηλεκτρονικά στοιχεία που αποτελούν μια ανεμογεννήτρια με σκοπό να κατανοήσουμε καλύτερα την αρχή λειτουργίας της. Επιπλέον, αναφερθήκαμε στις επαγωγικές και σύγχρονες γεννήτριες, αναλύσαμε τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα της καθεμιάς καθώς και το πώς λειτουργούν. Τέλος, έγινε η προσομοίωση μιας ανεμογεννήτριας στο πρόγραμμα του Multisim, όπου δείξαμε την αρχή λειτουργίας της φορά με πραγματικά νούμερα και είδαμε πως μετατρέπουμε την εναλλασσόμενη τάση σε συνεχή και αντίστροφα με διάφορα ηλεκτρονικά στοιχεία όπως οι ανορθωτές και οι inverter, διότι η ταχύτητα του αέρα δεν είναι και ο λόγος που φτιάξαμε το κύκλωμα της ανεμογεννήτριας με σκοπό να πετύχουμε τις τιμές μας στα επιθυμητά επίπεδα συγκεκριμένων προδιαγραφών(240V, 50 Hz).

9 Βιβλιογραφία

- S. J. Chapman, Ηλεκτρικές Μηχανές DC-AC: 2η έκδοση, Εκδόσεις Α. Τζιόλα Ε., 1991.
- N. Mohan, T. Underland, and W. Robbins, Ηλεκτρονικά Ισχύος: 2η έκδοση, Εκδόσεις Α. Τζιόλα Ε., 1995.
- 3. Basic electrical power and machines, David Bradley, Chapman & Hall, 1994
- 4. I. Munteanu, Optimal control of wind energy systems : towards a global approach. Berlin ; London: Springer, 2008.
- 5. U.S. Department of Energy, "Advanced Wind Turbine Drivetrain Concepts: Workshop Report," Oak Ridge June 29-30, 2010.
- 6. J. F. Manwell, J. G. McGowan, and A. L. Rogers, Wind energy explained : theory, design and application, 2nd ed. ed. Chichester: John Wiley, 2009.
- 7. M. Clifford and R. Brooks, An introduction to mechanical engineering. London: Hodder Education, 2010.
- 8. S. J. Chapman, Electric machinery fundamentals, 5th ed. ed. New York: McGraw-Hill, 2012.
- 9. N. Mohan, Electric machines and drives : a first course. Hoboken, NJ: Wiley, 2012.
- 10. T. Wildi, Electrical machines, drives, and power systems, 6th ed., International ed. ed. Upper Saddle River, N.J.: Pearson Education International, 2006.
- 11. D. Kalpaktsoglou. (2009). Power factor correction for stand-alone wave energy conversion buoys [electronic resource].
- G. G. Karady, T. H. Ortmeyer, B. R. Pilvelait, and D. Maratukulam, "Continuously regulated series capacitor," IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 8, pp. 1348-1355, 1993.
- 13. M. H. Rashid, Power electronics : circuits, devices and applications, 3rd ed. Upper Saddle River, N.J.: Prentice Hall, 2004.
- 14. Global Wind Energy Council. (2013). Global installed wind power capacity in 2013 Regional Distribution. Available: <u>http://www.gwec.net/global-figures/graphs/</u>

10 Παραρτήματα

Chipcon Products from Texas Instruments



LC filter with improved high-frequency attenuation

By K. H. Torvmark

Keywords

- LC filter
- Harmonics
- T-type filter

Introduction

This application note describes an improved T-type LC filter that can be used to further attenuate harmonics if a standard Pi-type filter (such as the one used in many of Chipcon's development kits) is not sufficient. This T-type filter provides much better stop-band attenuation than a Pi-type filter due to

improved insulation between input and output. Measured results for a filter for operation in the 915 MHz band are also presented.



Application Note AN028

Harmonics

When designing an RF power amplifier, there is always a trade-off between linearity and efficiency. Since power amplifiers used in low-power radio systems must be efficient to keep power consumption down, the power amplifiers used are usually non-linear, and they will therefore introduce harmonic distortion.

Regional regulations define the maximum harmonic power levels that are allowed. If the output harmonic levels are too high, some form of filter must be inserted after the power amplifier to reduce the harmonics to sufficiently low levels. Please see [3] for more information about regulations.

Pi-type RF filter

The filter used for attenuating harmonics on most of Chipcon's development kits is a Pi-type (two shunt capacitors, one series inductor) filter. This filter is a 3 dB ripple Chebychev low-pass LC-filter consisting of L71, C71 and C72. The filter is designed for 50 Ω termination impedance. The design equations are provided below. The exact values must be found through measurements to account for parasitic capacitances.

$$\omega_{C} \approx \omega_{C} \cdot \frac{1}{1 - 0.1333} \qquad L = \frac{35.6}{\omega_{C}} \quad C = \frac{0.067}{\omega_{C}}$$

where $\omega_c = 2 \cdot \Pi \cdot f_c$, where f_c is the cut-off frequency. $\omega_{RF} = 2 \cdot \Pi \cdot f_{RF}$, where f_{RF} is the transmitted RF frequency.



Figure 1 Pi-type LC filter

This filter provides good performance with a minimum of component cost, since inductors are usually more expensive than capacitors. However, in some cases the above filter configuration does not provide sufficient attenuation of harmonics. This is because there is only one series component and there may be too much coupling between the input and the output of the filter.

T-type RF filter

The improved version of the filter solves this problem by using two series components. This filter is of a T-type with two series inductors and one shunt capacitor. It provides greatly improved stop-band attenuation compared to the Pi-type filter. The coupling between the input and output is significantly reduced because two series components are used.

A slight disadvantage of this filter is that it is more sensitive to parasitic shunt capacitance. The component values must be fine-tuned to account for the PCB layout paracitics.









Figure 2 T-type LC filter

The easiest way to calculate component values is to use filter design software such as [1]. It is also possible to transform a Pi-type circuit to a T-type circuit by using the following equations [2]:

$$Z_{L171} = \frac{\sum_{C72} \sum_{C71} \sum_{C71}$$



Application Note AN028

Practical results



Figure 3 Frequency response of Pi-type filter

Figure 3 shows the frequency response of a low- pass Pi-type LC filter designed for use at 868/915 MHz. The component values for this filter are C71=8.2 pF, C72=8.2 pF and L71=3.3 nH. The main problem with this filter is that higher frequencies couple from the input to the output, resulting in a notch characteristic. This is mainly due to PCB layout parasitic capacitance.



Application Note AN028



Figure 4 Frequency response of T-type filter

As can be clearly seen in Figure 4, the frequency response of the T-type filter is much better in terms of suppressing higher frequencies. The component values for this filter are L171=15 nH, L172=15 nH and C171=2.2 pF. These values differ somewhat from the calculated values (L171=16 nH, L172=16 nH, C171=3.2 pF). This is due to PCB layout paracitics.





References

Cited references

- [1] HyDesign Ltd, *RFSim99*. 1999. Downloadable from <u>http://membres.lycos.fr/f1rhr/tech1/RFSIM99/RFSim99.htm</u> or <u>http://rf.rfglobalnet.com/software_modeling/software/2/710.htm</u>
- [2] P. Vizmuller, *RF Design Guide*. Artec House, 1995.
- [3] Chipcon, AN001: SRD Regulations. Downloadable from <u>http://www.chipcon.com</u>

Document History

Revision	Date	Description/Changes
1.0		Initial release.





Address Information

Web site: E-mail: Technical Support Email: Technical Support Hotline:

http://www.chipcon.com

wireless@chipcon.com support@chipcon.com +47 22 95 85 45

Headquarters:

Chipcon AS Gaustadalléen 21 NO-0349 Oslo NORWAY Tel: +47 22 95 85 44 Fax: +47 22 95 85 46 E-mail: wireless@chipcon.com

US Offices:

Chipcon Inc., Western US Sales Office 19925 Stevens Creek Blvd. Cupertino, CA 95014-2358 USA Tel: +1 408 973 7845 Fax: +1 408 973 7257 Email: USsales@chipcon.com

Sales Office Germany:

Chipcon AS Riedberghof 3 D-74379 Ingersheim GERMANY Tel: +49 7142 9156815 Fax: +49 7142 9156818 Email: Germanysales@chipcon.com

Sales Office Asia :

Chipcon Asia Pacific 37F, Asem Tower 159-1 Samsung-dong, Kangnam-ku Seoul 135-798 Korea Tel: +82 2 6001 3888 Fax: +82 2 6001 3711 Email: Asiasales@chipcon.com

Chipcon AS is a ISO 9001:2000 certified company



Chipcon Inc., Eastern US Sales Office 35 Pinehurst Avenue Nashua, New Hampshire, 03062 USA Tel: +1 603 888 1326 Fax: +1 603 888 4239 Email: eastUSsales@chipcon.com



Application Note ANO28

Disclaimer

Chipcon AS believes the information contained herein is correct and accurate at the time of this printing. However, Chipcon AS reserves the right to make changes to this product without notice. Chipcon AS does not assume any responsibility for the use of the described product.; neither does it convey any license under its patent rights, or the rights of others. The latest updates are available at the Chipcon website or by contacting Chipcon directly.

As far as possible, major changes of product specifications and functionality, will be stated in product specific Errata Notes published at the Chipcon website. Customers are encouraged to sign up for the Developer's Newsletter in order to receive the most recent updates on products and support tools.

When a product is discontinued this will be done according to Chipcon's procedure for obsolete products as described in Chipcon's Quality Manual. This includes informing about last-time-buy options. The Quality Manual can be downloaded from Chipcon's website.

Trademarks

SmartRF[®] is a registered trademark of Chipcon AS. SmartRF[®] is Chipcon's RF technology platform with RF library cells, modules and design expertise. Based on SmartRF[®] technology Chipcon develops standard component RF circuits as well as full custom ASICs based on customer requirements and this technology.

All other trademarks, registered trademarks and product names are the sole property of their respective owners.

© 2003, Chipcon AS. All rights reserved.

Ultrafast Recovery Rectifier

MUR3060

FEATURES

- ·Ultrafast Recovery Time
 ·Low Forward Voltage
 ·Low Leakage Current
 ·175 °C Operating Junction Temperature
 ·High Temperature Glass Passivated Junction
- **3**

MECHANICAL CHARACTERISTICS

- ·Case: Epoxy, Molded
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- -Lead Temperature for Soldering Purposes: 260 ${\pmb {\mathcal C}}$ Max. for 10 Seconds

APPLICATIONS

 Designed for use in switching power supplies, inverters and as free wheeling diodes.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS(Ta=25 °C)

SYMBOL	PARAMETER	VALUE	UNIT
Vrrm Vrwm VR	Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	600	V
lf(AV)	Average Rectified Forward Current (Rated V_R)	30	A
IFRM	Peak Repetitive Forward Current (Rated V _R ,Square Wave,20kHz)	30	A
IFSM	Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions half-wave, single phase, 60Hz)	300	A
TJ	Junction Temperature	-65~175	¢
Tstg	Storage Temperature Range	-65~175	ĉ



Ultrafast Recovery Rectifier

MUR3060

THERMAL CHARACTERISTICS

SYMBOL	PARAMETER	МАХ	UNIT
Rth j-c	Thermal Resistance, Junction to Case	1.0	°C /W

ELECTRICAL CHARACTERISTICS(Ta=25 °C) (Pulse Test: Pulse Width=300 # s, Duty Cycle <2%)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	МАХ	UNIT
VF	Maximum Instantaneous Forward Voltage	IF= 30A	1.68	V
IR	Maximum Instantaneous Reverse Current	V _{RRM} = 600V	20	щA
trr	Maximum Reverse Recovery Time	IF= 0.5A, IR= 1A, I _{rr} = 0.25A	80	ns

GBPC12, GBPC15, GBPC25, GBPC35



Vishay General Semiconductor

Glass Passivated Single-Phase Bridge Rectifier





PRIMARY CHARACTERISTICS						
Package	GBPC, GBPC-W					
F(AV)	12 A, 15 A, 25 A, 35 A					
V RRM	50 V to 1000 V					
I FSM	200 A, 300 A, 300 A, 400 A					
IR	5 μΑ					
V _F at I _F	1.1 V					
Tj max.	150 °C					
Diode variations	Quad					

FEATURES

- UL recognition file number E54214
- Universal 3-way terminals: snap-on, wire wrap-around, or PCB mounting
- Typical I_R less than 0.3 μ A
- High surge current capability
- · Low thermal resistance
- Solder dip 275 °C max. 10 s, per JESD 22-B106
- Material categorization: For definitions of compliance please see <u>www.vishay.com/doc?99912</u>

TYPICAL APPLICATIONS

General purpose use in AC/DC bridge full wave rectification for power supply, home appliances, office equipment, industrial automation applications.

MECHANICAL DATA

Case: GBPC, GBPC-W

Molding compound meets UL 94 V-0 flammability rating Base P/N-E4 - RoHS-compliant, commercial grade

Terminals: Nickel plated on faston lugs or silver plated on wire leads, solderable per J-STD-002 and JESD22-B102. Suffix letter "W" added to indicate wire leads (e.g. GBPC12005W).

Polarity: As marked, positive lead by beveled corner **Mounting Torque:** 20 inches-lbs. max.

MAXIMUM RATINGS (T _A = 25 °C unless otherwise noted)											
		SYMBOL	GBPC12, 15, 25, 35								
PARAMETER		STWIDOL	005	01	02	04	06	08	10		
Maximum repetitive peak reverse voltage		V RRM	50	100	200	400	600	800	1000	V	
Maximum RMS voltage		V RMS	35	70	140	280	420	560	700	V	
Maximum DC blocking voltage		V DC	50	100	200	400	600	800	1000	V	
	GBPC12					12					
Maximum average forward rectified	GBPC15					15					
output current (Fig. 1)	GBPC25	F (AV)	25								
	GBPC35		35								
	GBPC12		200								
Peak forward surge current single	GBPC15		300								
sine-wave superimposed on rated load	GBPC25	FSM	300								
	GBPC35		400								
	GBPC12		160								
Rating (non-repetitive, for t greater than	GBPC15	.2	375								
1 ms and less than 8.3 ms) for fusing	GBPC25	Ιt				375				As	
	GBPC35					660					
RMS isolation voltage from case to leads		ISO	2500							V	
Operating junction storage temperature ra	inge	J STG			-	55 to + 15	50			°C	

Revision: 21-Feb-14

1

Document Number: 88612

For technical questions within your region: <u>DiodesAmericas@vishay.com</u>, <u>DiodesAsia@vishay.com</u>, <u>DiodesEurope@vishay.com</u> THIS DOCUMENT IS SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE. THE PRODUCTS DESCRIBED HEREIN AND THIS DOCUMENT ARE SUBJECT TO SPECIFIC DISCLAIMERS, SET FORTH AT <u>www.vishay.com/doc?91000</u>





GBPC12, GBPC15, GBPC25, GBPC35

Vishay General Semiconductor

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (T _A = 25 °C unless otherwise noted)											
		TEST	SYMBOL			GBPC	12, 15,	25, 35			
		CONDITIONS	OTMBOL	005	01	02	04	06	08	10	ONT
	GBPC12	IF = 6.0 A									
Maximum instantaneous	GBPC15	IF = 7.5 A	Vr	1.1							V
Maximum instantaneous forward drop per diode	GBPC25	I _F = 12.5 A	۲r								v
	GBPC35	I _F = 17.5 A									
Maximum reverse DC curre	nt at rated	T _A = 25 °C	ما	5.0							
DC blocking voltage per dio	de	T _A = 125 °C	אי	500				μΑ			
Typical junction capacitance	e per diode	4 V, 1 MHz	CJ				300				pF

THERMAL CHARACTERISTICS (T _A = 25 °C unless otherwise noted)											
PARAMETER		SVMBOI									
		STWBOL	005	01	02	04	06	08	10		
	GBPC12 to GBPC25	- (1)	1.9								
Typical thermal resistance	GBPC35	R JC	1.4							°C/W	

Notes (1) With heatsink

(2) Bolt down on heatsink with silicone thermal compound between bridge and mounting surface for maximum heat transfer with #10 screw

ORDERING INFORMATION (Example)				
PREFERRED P/N	UNIT WEIGHT (g)	PREFERRED PACKAGE CODE	BASE QUANTITY	DELIVERY MODE
GBPC1206-E4/51	15.79	51	100	Paper box
GBPC1506-E4/51	15.79	51	100	Paper box
GBPC2506-E4/51	15.79	51	100	Paper box
GBPC3506-E4/51	15.79	51	100	Paper box
GBPC1206W-E4/51	13.8	51	100	Paper box
GBPC1506W-E4/51	13.8	51	100	Paper box
GBPC2506W-E4/51	13.8	51	100	Paper box
GBPC3506W-E4/51	13.8	51	100	Paper box


GBPC12, GBPC15, GBPC25, GBPC35

Vishay General Semiconductor

RATINGS AND CHARACTERISTICS CURVES

(T_A = 25 °C unless otherwise noted)



Fig. 1 - Maximum Output Rectified Current



Fig. 2 - Maximum Output Rectified Current



Fig. 3 - Maximum Power Dissipation



Fig. 4 - Maximum Non-Repetitive Peak Forward Surge Current Per Diode



Fig. 5 - Typical Instantaneous Forward Characteristics Per Diode



Fig. 6 - Typical Reverse Leakage Characteristics Per Diode

Revision: 21-Feb-14 For technical questions within your region: <u>DiodesA</u>

For technical questions within your region: <u>DiodesAmericas@vishay.com</u>, <u>DiodesAsia@vishay.com</u>, <u>DiodesEurope@vishay.com</u> THIS DOCUMENT IS SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE. THE PRODUCTS DESCRIBED HEREIN AND THIS DOCUMENT ARE SUBJECT TO SPECIFIC DISCLAIMERS, SET FORTH AT <u>www.vishay.com/doc?91000</u>

3

www.vishay.com

GBPC12, GBPC15, GBPC25, GBPC35

Vishay General Semiconductor



Fig. 7 - Typical Junction Capacitance Per Diode



Fig. 8 - Typical Transient Thermal Impedance Per Diode







Revision: 21-Feb-14 **4** Document Number: 88612 For technical questions within your region: DiodesAmericas@vishay.com, DiodesAsia@vishay.com, DiodesEurope@vishay.com THIS DOCUMENT IS SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE. THE PRODUCTS DESCRIBED HEREIN AND THIS DOCUMENT ARE SUBJECT TO SPECIFIC DISCLAIMERS, SET FORTH AT www.vishay.com/doc?91000

GBPC



Vishay

Disclaimer

ALL PRODUCT, PRODUCT SPECIFICATIONS AND DATA ARE SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN OR OTHERWISE.

Vishay Intertechnology, Inc., its affiliates, agents, and employees, and all persons acting on its or their behalf (collectively, "Vishay"), disclaim any and all liability for any errors, inaccuracies or incompleteness contained in any datasheet or in any other disclosure relating to any product.

Vishay makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of the products for any particular purpose or the continuing production of any product. To the maximum extent permitted by applicable law, Vishay disclaims (i) any and all liability arising out of the application or use of any product, (ii) any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages, and (iii) any and all implied warranties, including warranties of fitness for particular purpose, non-infringement and merchantability.

Statements regarding the suitability of products for certain types of applications are based on Vishay's knowledge of typical requirements that are often placed on Vishay products in generic applications. Such statements are not binding statements about the suitability of products for a particular application. It is the customer's responsibility to validate that a particular product with the properties described in the product specification is suitable for use in a particular application. Parameters provided in datasheets and / or specifications may vary in different applications and performance may vary over time. All operating parameters, including typical parameters, must be validated for each customer application by the customer's technical experts. Product specifications do not expand or otherwise modify Vishay's terms and conditions of purchase, including but not limited to the warranty expressed therein.

Except as expressly indicated in writing, Vishay products are not designed for use in medical, life-saving, or life-sustaining applications or for any other application in which the failure of the Vishay product could result in personal injury or death. Customers using or selling Vishay products not expressly indicated for use in such applications do so at their own risk. Please contact authorized Vishay personnel to obtain written terms and conditions regarding products designed for such applications.

No license, express or implied, by estoppel or otherwise, to any intellectual property rights is granted by this document or by any conduct of Vishay. Product names and markings noted herein may be trademarks of their respective owners.

N-Channel Power MOSFET 600 V, 0.75 fi

Features

- Low ON Resistance
- Low Gate Charge
- ESD Diode-Protected Gate
- 100% Avalanche Tested
- These Devices are Pb–Free, Halogen Free/BFR Free and are RoHS Compliant

				,
Rating	Symbol	NDF	NDP	Unit
Drain-to-Source Voltage	V _{DSS}	600		V
Continuous Drain Current, R _{0JC} (Note 1)	ID	1	0	A
Continuous Drain Current T _A = 100°C, R _{0JC} (Note 1)	ID	6	.0	A
Pulsed Drain Current, t _P = 10 μs	I _{DM}	4	0	A
Power Dissipation, R _{0JC}	PD	39	178	W
Gate-to-Source Voltage	V _{GS}	±	30	V
Single Pulse Avalanche Energy, L = 6.0 mH, I_D = 10 A	E _{AS}	30	00	mJ
ESD (HBM) (JESD22-A114)	V _{esd}	39	00	V
RMS Isolation Voltage (t = 0.3 sec., R.H. \leq 30%, T _A = 25°C) (Figure 13)	V _{ISO}	4500		V
Peak Diode Recovery (Note 2)	dv/dt	4	.5	V/ns
Continuous Source Current (Body Diode)	IS	1	0	A
Maximum Temperature for Soldering Leads	TL	26	50	°C
Operating Junction and Storage Temperature Range	T _J , T _{stg}	–55 to	o 150	°C

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T_C = 25°C unless otherwise noted)

Stresses exceeding Maximum Ratings may damage the device. Maximum Ratings are stress ratings only. Functional operation above the Recommended Operating Conditions is not implied. Extended exposure to stresses above the Recommended Operating Conditions may affect device reliability.

1. Limited by maximum junction temperature

2. $I_S \leq 10$ A, $di/dt \leq 200$ A/µs, V_{DD} = 80% BV_{DSS}



ON Semiconductor®

http://onsemi.com

V _{DSS}	R _{DS(ON)} (MAX) @ 5 A
600 V	0.75 ∧





ORDERING AND MARKING INFORMATION

See detailed ordering, marking and shipping information in the package dimensions section on page 6 of this data sheet.

THERMAL RESISTANCE

Parameter	Symbol	NDF10N60Z	NDP10N60Z	Unit
Junction-to-Case (Drain)	R _{0JC}	3.2	0.7	°C/W
Junction-to-Ambient Steady State (Note 3)	R _{0JA}	50	50	

3. Insertion mounted

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_J = 25^{\circ}C$ unless otherwise noted)

Characteristic	Test Conditions		Symbol	Min	Тур	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS							
Drain-to-Source Breakdown Voltage	V _{GS} = 0 V, I _D = 1 mA		BV _{DSS}	600			V
Breakdown Voltage Temperature Coefficient	Reference to 25°C, $I_D = 1 \text{ mA}$		ABV _{DSS} / AT _J		0.6		V/°C
Drain-to-Source Leakage Current		25°C	I _{DSS}			1	μA
	$V_{DS} = 600 V, V_{GS} = 0 V$	150°C				50	
Gate-to-Source Forward Leakage	V _{GS} = ±20 V		I _{GSS}			±10	μA
ON CHARACTERISTICS (Note 4)							
Static Drain-to-Source On-Resistance	$V_{GS} = 10 \text{ V}, \text{ I}_{D} = 5.0 \text{ A}$	ł	R _{DS(on)}		0.65	0.75	fi
Gate Threshold Voltage	V _{DS} = V _{GS} , I _D = 100 μ	A	V _{GS(th)}	3.0		4.5	V
Forward Transconductance	V _{DS} = 15 V, I _D = 10 A		9 _{FS}		7.9		S
DYNAMIC CHARACTERISTICS							
Input Capacitance			C _{iss}		1425		pF
Output Capacitance	$V_{DS} = 25 V, V_{GS} = 0 V,$ f = 1.0 MHz		C _{oss}		150		
Reverse Transfer Capacitance			C _{rss}		35		
Total Gate Charge			Qg		47		nC
Gate-to-Source Charge	$V_{DD} = 300 \text{ V}, \text{ ID} = 10 \text{ A}$	Α,	Q _{gs}		9.0		
Gate-to-Drain ("Miller") Charge	VGS - 10 V		Q _{gd}		26		
Gate Resistance			Rg		1.5		fi
RESISTIVE SWITCHING CHARACTER	ISTICS						
Turn-On Delay Time			t _{d(on)}		15		ns
Rise Time	$V_{DD} = 300 \text{ V}, I_D = 10 \text{ A}$	١,	tr		31		
Turn-Off Delay Time	V _{GS} = 10 V, R _G = 5	\	t _{d(off)}		40		1
Fall Time			tf		23		1
SOURCE-DRAIN DIODE CHARACTER	RISTICS (T _C = 25°C unless other	erwise not	ed)				
Diode Forward Voltage	I _S = 10 A, V _{GS} = 0 V		V _{SD}			1.6	V
Reverse Recovery Time	VGS = 0 V. VDD = 30 V		t _{rr}		395		ns

4. Pulse Width \leq 380 µs, Duty Cycle \leq 2%.

Reverse Recovery Charge

 $I_S = 10 \text{ A}, \text{ di/dt} = 100 \text{ A/}\mu\text{s}$

Q_{rr}

3.0

μC

TYPICAL CHARACTERISTICS



TYPICAL CHARACTERISTICS



TYPICAL CHARACTERISTICS



Figure 12. Thermal Impedance for NDF10N60Z



Figure 13. Mounting Position for Isolation Test

Measurement made between leads and heatsink with all leads shorted together.

*For additional mounting information, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

ORDERING INFORMATION

Order Number	Package	Shipping [†]
NDF10N60ZG	TO-220FP (Pb-Free, Halogen-Free)	50 Units / Rail
NDF10N60ZH	TO-220FP (Halogen-Free)	50 Units / Rail
NDP10N60ZG	TO-220AB (Pb-Free)	50 Units / Rail (In Development)

+For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specifications Brochure, BRD8011/D.



MARKING DIAGRAMS



```
Υ
   = Year
```

```
WW = Work Week
```

G, H = Pb-Free, Halogen-Free Package

PACKAGE DIMENSIONS

TO-220AB CASE 221A-09 **ISSUE AF**



NOTES: 1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982. 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH. 3. DIMENSIONZ DEFINES AZONE WHERE ALL BODY AND LEAD IRREGULARITIES ARE ALLOWED.

	INCHES		MILLIN	IETERS
DIM	MIN	MAX	MIN	MAX
Α	0.570	0.620	14.48	15.75
В	0.380	0.405	9.66	10.28
С	0.160	0.190	4.07	4.82
D	0.025	0.035	0.64	0.88
F	0.142	0.161	3.61	4.09
G	0.095	0.105	2.42	2.66
Н	0.110	0.155	2.80	3.93
J	0.014	0.025	0.36	0.64
K	0.500	0.562	12.70	14.27
L	0.045	0.060	1.15	1.52
Ν	0.190	0.210	4.83	5.33
Q	0.100	0.120	2.54	3.04
R	0.080	0.110	2.04	2.79
S	0.045	0.055	1.15	1.39
Т	0.235	0.255	5.97	6.47
U	0.000	0.050	0.00	1.27
V	0.045		1.15	
Z		0.080		2.04
OTVI	F F.			

PIN 1. GATE 2. DRAIN

SOURCE
 DRAIN

NOTES: 1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982. 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH 3. 221D-01 THRU 221D-02 OBSOLETE, NEW STANDARD 221D-03.

	INCHES		MILLIN	METERS
DIM	MIN	MAX	MIN	MAX
Α	0.617	0.635	15.67	16.12
В	0.392	0.419	9.96	10.63
С	0.177	0.193	4.50	4.90
D	0.024	0.039	0.60	1.00
F	0.116	0.129	2.95	3.28
G	0.100	BSC	2.54 BSC	
Н	0.118	0.135	3.00	3.43
J	0.018	0.025	0.45	0.63
Κ	0.503	0.541	12.78	13.73
L	0.048	0.058	1.23	1.47
Ν	0.200	BSC	5.08	BSC
Q	0.122	0.138	3.10	3.50
R	0.099	0.117	2.51	2.96
S	0.092	0.113	2.34	2.87
U	0.239	0.271	6.06	6.88

STYLE 1:

PIN 1. GATE 2. DRAIN 3. SOURCE

PACKAGE DIMENSIONS

TO-220 FULLPAK, 3-LEAD CASE 221AH-01 ISSUE O



NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ASME Y14.5M, 1994. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETERS.

- 2
- CONTOLLING DIMENSION, MILLIMETERS.
 CONTOUR UNCONTROLLED INTHISAREA.
 DIMENSIONS DAND E DO NOT INCLUDE MOLD FLASH AND GATE PROTRUSIONS. MOLD FLASH AND GATE PROTRUSIONS NOT TO EXCEED 0.13 PER SIDE. THESE DIMENSIONS ARE TO BE MEASURED AT OUTERMOST EXTREME OF THE PLASTIC BODY. 5. DIMENSION b2 DOES NOT INCLUDE DAMBAR
- PROTRUSION. LEAD WIDTH INCLUDING PROTRUSION SHALL NOT EXCEED 2.00.

	MILLIMETERS		
DIM	MIN	MAX	
Α	4.30	4.70	
A1	2.50	2.90	
A2	2.50	2.70	
b	0.54	0.84	
b2	1.10	1.40	
c	0.49	0.79	
D	14.22	15.88	
Е	9.65	10.67	
e	2.54 BSC		
H1	5.97	6.48	
L	12.70	14.73	
L1		2.80	
Ρ	3.00	3.40	
Ø	2.80	3.20	

ON Semiconductor and 💷 are registered trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC). SCILLC reserves the right to make changes without further notice Typical parameters, including Typicals must be validated for each customer application by customer's technical experts. SCILLC for a customer and the evaluation of the sub-solution of the solution of the sub-solution of the su intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the SCILLC product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use SCILLC products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold SCILLC and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that SCILLC was negligent regarding the design or manufacture of the part. SCILLC is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

LITERATURE FULFILLMENT

Literature Distribution Center for ON Semiconductor P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 USA Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada Email: orderlit@onsemi.com

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free USA/Canada

Europe, Middle East and Africa Technical Support: Phone: 421 33 790 2910 Japan Customer Focus Center Phone: 81-3-5773-3850

ON Semiconductor Website: www.onsemi.com

Order Literature: http://www.onsemi.com/orderlit

For additional information, please contact your loca Sales Representative