

ΑΝΤΩΝΙΟΣ ΑΛΕΞΑΝΔΡΙΔΗΣ

Καθηγητής

ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΟΣ ΚΡΟΜΜΥΔΑΣ

Ερευνητής

*Τεχνολογίες Ελέγχου στις
Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας*

Περιεχόμενα

Περιεχόμενα	7
Πίνακας συντομεύσεων-ακρωνυμίων	13
Πρόλογος.....	15
Εισαγωγή.....	16
1. Εισαγωγή στις ΑΠΕ	19
1.1 Διεσπαρμένη Παραγωγή.....	19
1.2 Τύποι και Τεχνολογίες Διεσπαρμένης Παραγωγής	20
1.2.1 Μικρο-ΣΗΘ Συστήματα	21
1.2.2 Κυψέλες Καυσίμου.....	22
1.2.3 Συστήματα Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας (ΑΠΕ)	22
1.2.3.1 Φωτοβολταϊκά Συστήματα	22
1.2.3.2 Συστήματα Μετατροπής Αιολικής Ενέργειας – Ανεμογεννήτριες.....	23
1.2.3.3 Μικρής Κλίμακας Υδροηλεκτρική Παραγωγή.....	25
1.2.4 Συστήματα Αποθήκευσης Ενέργειας.....	26
1.2.4.1 Συσσωρευτές (Μπαταρίες)	26
1.2.4.2 Υπεραγώγιμα Πηνία	26
1.2.4.3 Σφόνδυλοι.....	27
1.2.4.4 Υπερπυκνωτές	27
1.3 Μικροδίκτυο (Microgrid) – Έξυπνο δίκτυο (Smart grid).....	27
1.3.1 Βασική Δομή Μικροδικτύου	28
1.3.2 Καταστάσεις Λειτουργίας Μικροδικτύου	29
1.3.3 Μικροδίκτυο Εναλλασσόμενου και Συνεχούς Ρεύματος (ac και dc microgrid).....	30
1.3.4 Οφέλη από την Υλοποίηση-Ενσωμάτωση Μικροδικτύων.....	33
1.3.4.1 Οικονομικά	33
1.3.4.2 Τεχνικά	33
1.3.4.3 Περιβαλλοντικά.....	33
1.3.4.4 Κοινωνικά.....	34
1.4 Ανακεφαλαίωση	34
2. Ηλεκτρονικοί Μετατροπείς Ισχύος ως Μονάδες Διεπαφής στο Σύστημα Ηλεκτρικής Ενέργειας	35
2.1 Ελεγκτές Μικροδικτύου (Microgrid controllers)	35
2.1.1 Ελεγκτής Μικροπηγής.....	35
2.1.2 Σύστημα Βελτιστοποίησης ή Κεντρικός Ελεγκτής	36
2.1.3 Ιεραρχικός Έλεγχος Μικροδικτύου	37
2.1.3.1 Επίπεδο 3 (Τριτεύων ή Ολικός (Tertiary or Global) Βρόχος Ελέγχου).....	39
2.1.3.2 Επίπεδο 2 (Δευτερεύων Βρόχος Ελέγχου)	39
2.1.3.3 Επίπεδο 1 (Βρόχος Τοπικού Ελέγχου)	40
2.1.3.4 Επίπεδο 0 (Εσωτερικός Βρόχος Ελέγχου).....	40

2.1.4	Τεχνική Ελέγχου Στατισμού (Droop control).....	41
2.1.4.1	Επαγωγικό Δίκτυο	42
2.1.4.2	Ωμικό Δίκτυο.....	43
2.1.4.3	Γενική Περίπτωση	44
2.1.5	Στρατηγική Ελέγχου ac Μικροδικτύου	45
2.1.6	Στρατηγική Ελέγχου dc Μικροδικτύου	46
2.2	Ανακεφαλαίωση	47
3.	Μοντελοποίηση και Έλεγχος Ηλεκτρονικών Μετατροπέων Ισχύος.....	48
3.1	Μοντελοποίηση Ηλεκτρονικών Μετατροπέων Ισχύος	48
3.1.1	Μοντέλο Μέσης Τιμής Μετατροπέα dc/dc Ανύψωσης Τάσης (dc/dc boost converter)	48
3.1.1.1	Διακοπτικό Μοντέλο Ηλεκτρονικού Μετατροπέα dc/dc Ανύψωσης (boost) Τάσης	49
3.1.1.2	Τεχνική διαμόρφωσης εύρους των παλμών (pulse width modulation (PWM))	50
3.1.1.3	Μοντέλο Μέσης Τιμής Μετατροπέα dc/dc Ανύψωσης Τάσης (dc/dc boost converter)	50
3.1.2	Μοντέλο Μέσης Τιμής Μετατροπέα dc/ac ή Αντιστροφέα Τάσης (Inverter).....	51
3.1.2.1	Διακοπτικό Μοντέλο Ηλεκτρονικού Μετατροπέα dc/ac ή Αντιστροφέα Τάσης (VSI).....	52
3.1.2.2	Τεχνική Ημιτονοειδούς Διαμόρφωσης Εύρους των Παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM)	53
3.1.2.3	Μοντέλο Μέσης Τιμής Ηλεκτρονικού Μετατροπέα dc/ac ή Αντιστροφέα Τάσης (VSI)	55
3.1.2.4	Μετασχηματισμός Park και Στρεφόμενο $d-q$ Πλαίσιο Αναφοράς	55
3.1.2.5	Μοντέλο Μέσης Τιμής Ηλεκτρονικού Μετατροπέα dc/ac ή Αντιστροφέα Τάσης (VSI) στο $d-q$ πλαίσιο αναφοράς	57
3.1.3	Μοντέλο Μέσης Τιμής Μετατροπέα ac/dc/ac ή Αντιστροφέα Τάσης (Μετατροπέας Συχνότητας).....	58
3.2	Μοντέλο Γραμμής Μικρού Μήκους	59
3.2.1	Μοντέλο Γραμμής Μικρού Μήκους ac Μικροδικτύου στο $d-q$ Πλαίσιο Αναφοράς.....	61
3.2.2	Μοντέλο Γραμμής Μικρού Μήκους dc Μικροδικτύου.....	61
3.3	Μοντελοποίηση Φορτίων	62
3.4	Μονάδα Συγχρονισμού - Phase Locked Loop (PLL).....	64
3.5	Μετασχηματισμός Πλαισίου Αναφοράς	66
3.6	Ανακεφαλαίωση	67
4.	Φωτοβολταϊκά Συστήματα: Απλές Εφαρμογές και Πάρκα.....	68
4.1	Εισαγωγή	68
4.2	Έλεγχος φωτοβολταϊκού συστήματος.....	68
4.3	Ανιχνευτές Σημείου Μέγιστης Ισχύος.....	69
4.4	Διατάξεις Φ/B Συστημάτων	70
4.5	Σύνδεση με το Δίκτυο.....	72
4.5.1	Συγχρονισμός.....	72
4.5.2	Προστασία	72
4.5.3	Ενσωμάτωση στο Δίκτυο	72
4.6	Υβριδικά Φ/B Συστήματα με Συστήματα Αποθήκευσης Ενέργειας	73

4.7	Ανακεφαλαίωση	74
5.	Τεχνικές Ελέγχου Φωτοβολταϊκών Συστημάτων.....	75
5.1	Έλεγχος MPPT	75
5.1.1	Μέθοδος Διαταραχής και Παρατήρησης.....	75
5.1.2	Μέθοδος Κλασματικής Τάσης Ανοιχτού Κυκλώματος.....	77
5.2	Έλεγχος MPPT με Ομοιόμορφη Ακτινοβολία	78
5.2.1	Μέθοδος Διαταραχής και Παρατήρησης με Ομοιόμορφη Ακτινοβολία	78
5.2.2	Μέθοδος Κλασματικής Τάσης Ανοιχτού Κυκλώματος με Ομοιόμορφη Ακτινοβολία	78
5.3	Έλεγχος MPPT με Μη Ομοιόμορφη Ακτινοβολία.....	79
5.3.1	Μέθοδος Διαταραχής και Παρατήρησης με Μη Ομοιόμορφη Ακτινοβολία	80
5.3.2	Μέθοδος Κλασματικής Τάσης Ανοιχτού Κυκλώματος με Μη Ομοιόμορφη Ακτινοβολία	81
5.3.3	Μελλοντικές Τάσεις στον Έλεγχο Φ/Β	82
5.4	Φ/Β Σύστημα Συνδεδεμένο στο Δίκτυο	82
5.4.1	Μοντέλο της Φ/Β πηγής ενέργειας.....	82
5.4.2	Μοντέλο Φ/Β συστήματος συνδεδεμένου στο δίκτυο.....	84
5.4.3	Έλεγχος Φ/Β συστήματος συνδεδεμένο στο δίκτυο.....	85
5.4.3.1	Έλεγχος Μετατροπέα dc/dc Ανύψωσης Τάσης.....	85
5.4.3.2	Βρόχος Κλειδώματος Φάσης.....	86
5.4.3.3	Έλεγχος Ρευμάτων Αντιστροφέα	86
5.4.3.4	Έλεγχος Τάσης Διασύνδεσης ΣΡ	88
5.4.3.5	Έλεγχος Άεργου Ισχύος στο δίκτυο	90
5.1	Ανακεφαλαίωση	90
6.	Αιολικά Συστήματα: Ανεμογεννήτριες και Πάρκα	91
6.1	Εισαγωγή	91
6.2	Αιολική Ενέργεια.....	92
6.3	Αιολικά Συστήματα	93
6.4	Ρύθμιση Ισχύος σε Υψηλές Ταχύτητες Ανέμου	97
6.4.1	Έλεγχος γωνίας βήματος πτερυγίου	98
6.5	Κατηγοριοποίηση Ανεμογεννητριών	99
6.5.1	Ανεμογεννήτριες Σταθερών Στροφών	99
6.5.2	Ανεμογεννήτριες Μεταβλητών Στροφών	100
6.5.2.1	Ανεμογεννήτριες Περιορισμένου Εύρους Μεταβλητών Στροφών.....	101
6.5.2.2	Ανεμογεννήτριες Πλήρους Εύρους Μεταβλητών Στροφών.....	102
6.6	Μοντελοποίηση Συστήματος Μετάδοσης	103
6.7	Αιολικά Πάρκα	105
6.7.1	Διατάξεις Αιολικών Πάρκων.....	105
6.7.2	Υπεράκτια Αιολικά Πάρκα.....	106
6.7.3	Αιολικά Πάρκα με ac Σύνδεση.....	107
6.7.4	Αιολικά Πάρκα με ac/dc Σύνδεση.....	107

6.7.5	Αιολικά Πάρκα με dc Σύνδεση.....	108
6.8	Ανακεφαλαίωση	110
7.	Βασικές Συνιστώσες Ανεμογεννητριών	111
7.1	Ηλεκτρονικά Εφαρμοζόμενος Έλεγχος Ισχύος στις Ανεμογεννήτριες.....	111
7.2	Ηλεκτρονικές Συσκευές Ισχύος για Αιολικά Συστήματα.....	112
7.2.1	Ηλεκτρονικά Ελεγχόμενος Εκκινητής.....	112
7.2.2	Συστοιχία Πυκνωτών.....	112
7.2.3	Μετατροπείς Ισχύος ac/dc – Ανορθωτές και Αντιστροφείς	112
7.2.4	Μετατροπείς Συχνότητας	113
7.3	Γεννήτριες	114
7.4	Η Ασύγχρονη (Επαγωγική) Γεννήτρια και οι Συνδεσμολογίες της	114
7.4.1	Η Επαγωγική Γεννήτρια Δακτυλιοφόρου Δρομέα σε Εφαρμογές Μεταβλητής Ταχύτητας...114	
7.4.1.1	Η Επαγωγική Γεννήτρια με Ηλεκτρονικά Μεταβαλλόμενη Αντίσταση Δρομέα.....	115
7.4.1.2	Επαγωγική Γεννήτρια Διπλής Τροφοδοσίας	115
7.4.2	Επαγωγική Γεννήτρια Βραχυκυκλωμένου Κλωβού.....	116
7.5	Σύγχρονη Γεννήτρια	117
7.5.1	Σύγχρονη Γεννήτρια Δακτυλιοφόρου Δρομέα	117
7.5.2	Σύγχρονη Γεννήτρια Μόνιμου Μαγνήτη	117
7.6	Έλεγχος Τάσης	117
7.6.1	Έλεγχος Τάσης στη Διεσπαρμένη Παραγωγή.....	118
7.6.2	Επίδραση της Αιολικής Ενέργειας στον Έλεγχο της Τάσης στα Συστήματα Μεταφοράς και στα Δίκτυα Διανομής.....	119
7.6.3	Δυνατότητα Ελέγχου της Τάσης από τις Ανεμογεννήτριες.....	119
7.7	Ανακεφαλαίωση	120
8.	Ηλεκτρικές Μηχανές για Ανεμογεννήτριες και Μοντελοποίηση τους	121
8.1	Ασύγχρονη Γεννήτρια Βραχυκυκλωμένου Κλωβού	121
8.1.1	Ισοδύναμο Κύκλωμα Ασύγχρονης Μηχανής	121
8.1.2	Λειτουργία Μηχανής υπό Μεταβλητή Τάση ή Συχνότητα	125
8.1.3	Μοντέλο Επαγωγικής Μηχανής στο dq Πλαίσιο Αναφοράς.....	126
8.2	Η Ασύγχρονη Μηχανή Δακτυλιοφόρου Δρομέα	128
8.2.1	Ισοδύναμο Ηλεκτρικό Κύκλωμα της Ασύγχρονης Μηχανής Δακτυλιοφόρου Δρομέα	128
8.2.2	Τρόποι Λειτουργίας με Βάση τη Γωνιακή Ταχύτητα Περιστροφής και τη Ροή Ισχύος.....	132
8.2.3	Δυναμικές εξισώσεις στο d-q σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς	136
8.3	Σύγχρονη Γεννήτρια Μόνιμου Μαγνήτη	139
8.3.1	Περιγραφή Σύγχρονης Γεννήτριας.....	140
8.3.2	Μοντέλο Σύγχρονης Γεννήτριας	141
8.4	Ανακεφαλαίωση	143
9.	Ανάλυση και Έλεγχος Αιολικού Συστήματος Επαγωγικής Μηχανής: Διπλής Τροφοδοσίας ή Βραχυκυκλωμένου Κλωβού	144
9.1	Έλεγχος Αιολικού Συστήματος Επαγωγικής Μηχανής.....	144

9.1.1	Ο Έλεγχος σε Ανεμογεννήτριες με Επαγωγική Γεννήτρια Διπλής Τροφοδοσίας.....	144
9.1.1.1	Προσανατολισμό στην Τάση του Δικτύου	145
9.1.1.2	Σχεδίαση των Εσωτερικών Βρόχων Ελέγχου από την Πλευρά του Δρομέα.....	146
9.1.1.3	Σχεδίαση των Εσωτερικών Βρόχων Ελέγχου από την Πλευρά του Δικτύου	149
9.1.1.4	Ελεγκτές Εξωτερικού Βρόχου	150
9.1.1.5	Ελεγκτής Ρύθμισης Γωνιακής Ταχύτητας Δρομέα.....	150
9.1.1.6	Ρύθμιση Άεργου Ισχύος Στάτη	152
9.1.1.7	Ρύθμιση Άεργου Ισχύος Μετατροπέα από την Πλευρά του Δικτύου	153
9.1.1.8	Ελεγκτής Τάσης Διασύνδεσης Συνεχούς Ρεύματος	154
9.1.2	Ο Έλεγχος σε Ανεμογεννήτριες με Επαγωγική Γεννήτρια Βραχυκυκλωμένου Κλωβού	156
9.1.2.1	Προσανατολισμός στη Ροή του Δρομέα.....	157
9.1.2.2	Σχεδίαση των Εσωτερικών Βρόχων Ελέγχου από την Πλευρά του Δρομέα.....	158
9.1.2.3	Ρύθμιση Ροής του Δρομέα.....	159
9.1.2.4	Ελεγκτής Ρύθμισης Γωνιακής Ταχύτητας Δρομέα.....	159
9.2	Ανακεφαλαίωση	160
10.	Ανάλυση και Έλεγχος Αιολικού Συστήματος Σύγχρονης Μηχανής με Μόνιμους Μαγνήτες.....	161
10.1	Ο Έλεγχος σε Ανεμογεννήτριες με Σύγχρονη Μηχανή Μόνιμου Μαγνήτη	161
10.1.1	Σχεδίαση των Εσωτερικών Βρόχων Ελέγχου από την Πλευρά του Δρομέα.....	162
10.1.2	Ελεγκτής Ρύθμισης Γωνιακής Ταχύτητας Δρομέα.....	163
10.2	Ανακεφαλαίωση	164
11.	Συστήματα Αποθήκευσης Ενέργειας.....	165
11.1	Συσσωρευτές	165
11.2	Μοντέλο Συσσωρευτών Ιόντων Λιθίου.....	166
11.3	Ανακεφαλαίωση	167
12.	Ανάλυση και Έλεγχος Σύνθετων Συστημάτων ΑΠΕ: Αιολικών-Φ/B- Αποθήκευσης Ενέργειας.....	168
12.1	Σύνθετα Συστήματα ΑΠΕ	168
12.1.1	Αυτόνομο Φ/B σύστημα.....	168
12.1.1.1	Μοντελοποίηση του Αυτόνομου Φ/B συστήματος	168
12.1.1.2	Ο Έλεγχος του Αυτόνομου Φ/B συστήματος.....	170
12.1.1.3	Έλεγχος Μετατροπέα dc/dc Ανύψωσης Τάσης.....	170
12.1.1.4	Έλεγχος Μετατροπέα dc/dc Ανύψωσης Τάσης Διπλής Κατεύθυνσης.....	170
12.1.1.5	Έλεγχος dc/ac Τριφασικού Μετατροπέα Ισχύος	172
12.1.2	Αυτόνομο Σύστημα Διεσπαρμένης Παραγωγής Εναλλασσόμενου Ρεύματος	174
12.1.2.1	Μοντελοποίηση του Αυτόνομου Συστήματος Διεσπαρμένης Παραγωγής Εναλλασσόμενου Ρεύματος.....	176
12.1.2.2	Έλεγχος του Αυτόνομου Συστήματος Διεσπαρμένης Παραγωγής Εναλλασσόμενου Ρεύματος	177
12.1.3	Αυτόνομο Μικροδίκτυο Εναλλασσόμενου Ρεύματος	179
12.1.3.1	Μοντελοποίηση Αυτόνομου Μικροδικτύου Εναλλασσόμενου Ρεύματος	180
12.1.3.2	Μετασχηματισμός Πλαισίου Αναφοράς.....	181

12.1.3.3	Έλεγχος Αυτόνομου Μικροδικτύου Εναλλασσόμενου Ρεύματος.....	182
12.1.4	Αυτόνομο Σύστημα Διεσπαρμένης Παραγωγής Συνεχούς Ρεύματος	182
12.1.4.1	Μοντελοποίηση Αυτόνομου Συστήματος Διεσπαρμένης Παραγωγής Συνεχούς Ρεύματος 182	
12.1.4.2	Έλεγχος Αυτόνομου Συστήματος Διεσπαρμένης Παραγωγής Συνεχούς Ρεύματος.....	183
12.1.5	Αυτόνομο Μικροδίκτυο Συνεχούς Ρεύματος	185
12.1.5.1	Μοντελοποίηση του Μικροδίκτυο Συνεχούς Ρεύματος	185
12.1.5.2	Έλεγχος του Μικροδίκτυο Συνεχούς Ρεύματος.....	186
12.1.6	Υβριδικό ac/dc Σύστημα Διεσπαρμένης Παραγωγής.....	186
12.1.6.1	Μοντελοποίηση Υβριδικού ac/dc Συστήματος Διεσπαρμένης Παραγωγής.....	187
12.1.6.2	Έλεγχος Υβριδικού ac/dc Συστήματος Διεσπαρμένης Παραγωγής	190
12.1.7	Υβριδικό ac/dc Σύστημα Αυτόνομου Μικροδικτύου	192
12.1.7.1	Μοντελοποίηση Υβριδικού ac/dc Αυτόνομου Μικροδικτύου	192
12.1.7.2	Έλεγχος του Υβριδικού ac/dc Αυτόνομου Μικροδικτύου	195
12.2	Ανακεφαλαίωση	198
	Βιβλιογραφία/Αναφορές.....	199

Πίνακας συντομεύσεων-ακρωνυμίων

ΔΠ	Διεσπαρμένη Παραγωγή
ΑΠΕ	Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας
ΣΗΘ	Συμπαράγωγή Ηλεκτρισμού και Θερμότητας
Φ/Β	Φωτοβολταϊκά
Α/Γ	Ανεμογεννήτρια
Μ/Σ	Μετασχηματιστής
DFIG	Doubly Fed Induction Generator
DGC	Distributed Generation Controller
GSC	Grid Side Converter
MC	Microsource Controller
MGCC	Microgrid Central Controller
MSC	Motor Side Converter
CC	Central Control
CSC	Current Source Converter
MOM	Microgrid Operating Manager
TSO	Transmission Operating Manager
EMS	Energy Management System
UC	Unit Commitment
OSIG	Opti-Slip Induction Generator
PMSG	Permanent Magnet Synchronous Generator
PI	Proportional-Integral
RSC	Rotor Side Converter
VSC	Voltage Source Converter
VSI	Voltage Source Inverter
WRSG	Wound Rotor Synchronous Generation
WRIG	Wound Rotor Induction Generator
WRIM	Wound Rotor Induction Machine
PWM	Pulse Width Modulation
SCIG	Squirrel Cage Induction Generator
SPWM	Sinusoidal Pulse Width Modulation
CPL	Constant Power Load
PLL	Phase Locked Loop
CPL	Constant Power Loads

MPPT	Maximum Power Point Tracking
MPP	Maximum Power Point
ESS	Energy Storage Systems
LEMS	Local Energy Management System
TSR	Tip-Speed Ratio
HVDC	High Voltage Direct Current

Εισαγωγή

Οι ουσιαστικοί περιβαλλοντικοί λόγοι που έχουν αποφασιστικά συμβάλει στην μεγάλη διείσδυση των ανανεώσιμων πηγών ενέργειας (ΑΠΕ) για την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας, έχουν ταυτόχρονα εισάγει νέες δυνατότητες στη διαχείριση της ποιότητας και του ελέγχου της παραγόμενης ισχύος που αφορά στη λειτουργία είτε αυτόνομα των μονάδων ΑΠΕ είτε σε διασύνδεση με το κύριο δίκτυο. Με δεδομένο ότι οι σημαντικές ποσότητες ισχύος παράγονται κυρίως από ΑΠΕ αιολικών και φωτοβολταϊκών συστημάτων, οι τεχνολογίες ελέγχου των συστημάτων αυτών έχουν κυρίαρχο ρόλο στην ανάπτυξη και περαιτέρω διείσδυσή τους στην παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας και έχουν αναπτυχθεί ως ξεχωριστό αντικείμενο.

Τεχνικά ζητήματα που έχουν να κάνουν με τις διάφορες επικρατούσες τοπολογίες για τα διάφορα είδη αιολικών και φωτοβολταϊκών συστημάτων αναλύονται διεξοδικά τόσο στο περιγραφικό επίπεδο όσο και στο επίπεδο της δυναμικής λειτουργίας τους. Ζητήματα μεγιστοποίησης της παραγόμενης ισχύος με βάση τις εξωτερικές συνθήκες ή βελτιστοποίησης των ποιοτικών χαρακτηριστικών όπως της έγχυσης αέργου ισχύος, κ.ά. αναλύονται θεωρητικά και χρησιμοποιούνται στη συνέχεια για τη σχεδίαση κατάλληλων σχημάτων ελέγχου. Προτείνονται ολοκληρωμένες λύσεις που λαμβάνουν υπόψη όλα τα επιμέρους συστήματα και συσκευές, όπως φίλτρα, γραμμές και τεχνικές μετατροπής εναλλασσόμενου σε συνεχές ρεύματος, με ιδιαίτερη έμφαση στις ενδιάμεσες ελεγχόμενες συσκευές ηλεκτρονικών ισχύος που αποτελούν τη διεπαφή ισχύος προς τα τοπικά φορτία ή το δίκτυο. Η ανάλυση αναπτύσσεται με βάση τη συνολική δυναμική/μαθηματική περιγραφή του πλήρους συστήματος που εξετάζεται κάθε φορά, στην οποία ενσωματώνονται και οι απαιτούμενοι βρόχοι ελέγχου και ανάδρασης. Η όλη ανάλυση γίνεται με βάση τη θεωρία συστημάτων, με την ευστάθεια να αποτελεί προϋπόθεση που ενσωματώνεται και ικανοποιείται ταυτόχρονα με την εξυπηρέτηση των βασικών στόχων του ελέγχου. Με τον τρόπο αυτό δίνεται η δυνατότητα συγκεκριμένων υπολογισμών και σχεδίασης ολοκληρωμένων αιολικών ή φωτοβολταϊκών συστημάτων, που συνιστά ένα εργαλείο χρήσιμο για τον μηχανικό τόσο για την κατανόηση της λειτουργίας και των δυνατοτήτων των υπάρχοντων συστημάτων όσο και για τη σχεδίαση και εξέλιξη νέων.

Η λειτουργία των ΑΠΕ αιολικών και φωτοβολταϊκών συστημάτων είναι κυρίαρχης σημασίας και για τη νέα δομή των δικτύων των συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας όπου η διεσπαρμένη παραγωγή καταλαμβάνει όλο και περισσότερο μεγαλύτερο ποσοστό στην παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας. Η αμφίδρομη ανταλλαγή ενέργειας από και προς το κύριο δίκτυο είναι ήδη γεγονός ενώ η εμφάνιση στη διεσπαρμένη παραγωγή και άλλων νέων τοπικών δομών όπως τα μικροδίκτυα, οι μονάδες αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας, τα ηλεκτρικά οχήματα, κ.ά. κάνουν ακόμη πιο επιτακτική την ανάγκη της συμβατής μεταξύ τους ανάπτυξης των κυρίαρχων τεχνολογιών ελέγχου σε όλες τις μονάδες.

Στα Κεφάλαια που ακολουθούν γίνεται μια διεξοδική παρουσίαση των αντικειμένων όπως συνοπτικά παρουσιάστηκαν προηγουμένως.

Στο Πρώτο Κεφάλαιο, δίνονται οι ορισμοί της ΔΠ και του μικροδικτύου που αναμένεται να κυριαρχήσουν στα μοντέρνα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας, ενώ συγκεντρωμένα παρουσιάζονται οι κύριοι τύποι κι οι τεχνολογίες ΔΠ, οι οποίες συμπεριλαμβάνουν ανανεώσιμες και μη πηγές ενέργειας, καθώς και συστήματα αποθήκευσης ενέργειας. Το μικροδίκτυο με τις ΔΠ και τα τοπικά φορτία, αποτελεί ένα υποσύστημα του συνολικού συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας με τελικό στόχο την κάλυψη των ενεργειακών αναγκών των καταναλωτών και την αύξηση της αξιοπιστίας ολόκληρου του συστήματος. Στη συνέχεια του κεφαλαίου, αναλύονται οι δύο καταστάσεις λειτουργίας του μικροδικτύου: σε διασύνδεση με το δίκτυο ή αυτόνομα, καθεμία από τις οποίες βρίσκει εφαρμογή σε διαφορετικές περιπτώσεις. Επίσης, παρουσιάζονται τόσο η δομή του μικροδικτύου εναλλασσόμενου ρεύματος (ac μικροδίκτυο), η οποία αποτέλεσε την αρχική ιδέα των ερευνητών κι είναι αυτή που επικρατεί, όσο κι η δομή του μικροδικτύου συνεχούς ρεύματος (dc μικροδίκτυο), το οποίο αναμένεται να συνυπάρξει με το ac μικροδίκτυο, για λόγους αποδοτικότητας, κόστους κι αξιοπιστίας. Τέλος, στο κεφάλαιο αυτό, ταξινομημένα παρουσιάζονται τα σημαντικά οφέλη που προκύπτουν από την υλοποίηση και την ενσωμάτωση των μικροδικτύων στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας.

Στο Δεύτερο Κεφάλαιο, γίνεται αναφορά στον έλεγχο των συστημάτων ΔΠ και μικροδικτύων γενικότερα. Πιο συγκεκριμένα, στα πλαίσια της διερεύνησης κατάλληλων τεχνικών ελέγχου για τις μικροδικτυακές δομές, παρουσιάζονται οι κυριότεροι τύποι ελεγκτών που απαντώνται σε δομές μικροδικτύων, όπως ελεγκτής μικροπηγής ή ΔΠ κι ο κεντρικός ελεγκτής του μικροδικτύου. Ο ελεγκτής μικροπηγής δρα τοπικά κι αποκεντρωμένα με στόχο τη ρύθμιση κάθε μονάδας ΔΠ, ενώ αντιθέτως, ο κεντρικός ελεγκτής λαμβάνει κεντρική δράση κι παίρνει αποφάσεις απομακρυσμένα, για το σύνολο των μονάδων ΔΠ που

απαρτίζουν το μικροδίκτυο. Προσπαθώντας να αξιοποιηθούν τα περισσότερα πλεονεκτήματα του κεντρικού κι αποκεντρωμένου ελέγχου, προέκυψε η αρχιτεκτονική του ιεραρχικού ελέγχου που έχει προταθεί για τη διασφάλιση της αξιοπιστίας και της οικονομικής λειτουργίας των μικροδικτύων κι αποτελεί συγκερασμό των δύο προαναφερθέντων δομών ελέγχου. Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στο εσωτερικό επίπεδο ελέγχου που συνδέεται άμεσα με το φυσικό σύστημα, στο οποίο επιλέγονται οι σειριακής μορφής PI ελεγκτές. Οι εσωτερικοί σειριακοί ελεγκτές δρουν τοπικά σε κάθε μονάδα ΔΠ, κι ενισχύουν τη σθεναρότητα του συστήματος αφού δεν απαιτούν επικοινωνία μεταξύ των μονάδων ΔΠ. Τέλος, στο κεφάλαιο αυτό αναλύεται η διαδεδομένη τεχνική ελέγχου στατισμού η οποία χρησιμοποιείται σε ac και dc μικροδίκτυα για έλεγχο σε πρωταρχικό επίπεδο. Επίσης, εξηγείται η επίδραση των χαρακτηριστικών των διασυνδεδετικών γραμμών στην εφαρμογή και την απλοποίηση των νόμων ελέγχου στατισμού για κάθε δίκτυο.

Στο Τρίτο Κεφάλαιο, παρουσιάζονται τα βασικά δομικά στοιχεία που συνιστούν ένα μικροδίκτυο, ενώ η δυναμική τους συμπεριφορά περιγράφεται μέσω των μοντέλων τους στο χώρο κατάστασης, τα οποία είναι απαραίτητα για το σχεδιασμό ελέγχου και τη διαχείριση της ισχύος του μικροδικτύου. Πιο συγκεκριμένα, για την εφαρμογή ελέγχου ιδιαίτερο ρόλο διαδραματίζουν οι ηλεκτρονικοί μετατροπείς ισχύος εκ των οποίων, αναλύονται ο dc/dc μετατροπέας ανύψωσης τάσης κι ο μετατροπέας dc/ac ή αντιστροφέας τάσης. Με τη βοήθεια τεχνικών διαμόρφωσης εύρους των παλμών (PWM) εξάγεται το μοντέλο μέσης τιμής, το οποίο είναι συνεχούς χρόνου και κατάλληλο για έλεγχο. Στη περίπτωση των τριφασικών ac στοιχείων του μικροδικτύου επιλέγεται ο μετασχηματισμός των τριφασικών μοντέλων στο $d-q$ στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς με τη βοήθεια του μετασχηματισμού Park. Ακόμη, γίνεται αναφορά στο μοντέλο των γραμμών μικρού μήκους που χρησιμοποιούνται στη μεταφορά ή διανομή για την τροφοδότηση ac ή dc ζυγού, καθώς και στο σύνολο των φορτίων που συνδέονται σε ένα ac ή dc μικροδίκτυο: ωμικών, ωμικο-επαγωγικών, και σταθερής ισχύος. Το παρόν κεφάλαιο ολοκληρώνεται με αναφορά στη μονάδα συγχρονισμού που διαθέτει βρόχο κλειδώματος φάσης (PLL) για το συγχρονισμό δύο ή περισσότερων ac μικροδικτύων μεταξύ τους ή/και με το κυρίως δίκτυο.

Στο Τέταρτο Κεφάλαιο, παρουσιάζονται βασικές πληροφορίες για τα Φ/Β συστήματα. Στη συνέχεια, περιγράφεται ένα γενικό σχήμα ελέγχου Φ/Β συστήματος και αναπτύσσονται οι στόχοι του ελέγχου μεταξύ των οποίων και η απομάστευση μέγιστης ισχύος από τη Φ/Β πηγή ενέργειας. Ακολούθως, περιγράφονται οι βασικές διατάξεις που χρησιμοποιούνται στα Φ/Β συστήματα, τόσο για Φ/Β συνδεδεμένα στο δίκτυο αλλά και για υβριδικά Φ/Β συστήματα.

Στο Πέμπτο Κεφάλαιο, σχεδιάζεται ένα σύστημα ελέγχου για Φ/Β συστήματα συνδεδεμένα στο δίκτυο. Αρχικά, παρουσιάζονται αλγόριθμοι MPPT για την επίτευξη MPP λειτουργίας. Ιδιαίτερη έμφαση δίνεται στους αλγόριθμους P&O και κλασματικής τάσης ανοιχτού κυκλώματος, οι οποίοι εξετάζονται τόσο για την περίπτωση ομοιόμορφης ακτινοβολίας όσο και για την περίπτωση μη ομοιόμορφης ακτινοβολίας. Στη συνέχεια αναπτύσσεται το σύστημα ελέγχου που υιοθετεί ελεγκτές ρεύματος εσωτερικού βρόχου, των οποίων η τιμή αναφοράς παρέχεται από ελεγκτές εξωτερικού βρόχου. Η στρατηγική ελέγχου επιτυγχάνει λειτουργία στο MPP, κατάλληλη ρύθμιση της τάσης διασύνδεσης ΣΡ ρύθμιση και συντελεστή ισχύος ίσο με τη μονάδα.

Στο Έκτο Κεφάλαιο, παρουσιάζεται μια σύντομη ιστορική αναδρομή στη χρήση της αιολικής ενέργειας και ενδεικτικά παρουσιάζονται πληροφορίες όσον αφορά τα σημερινά μεγέθη των εμπορικά διαθέσιμων ανεμογεννητριών. Στη συνέχεια, παρουσιάζονται οι δυνατότητες μιας ανεμογεννήτριας οριζόντιου άξονα για την απομάστευση ισχύος από τον άνεμο, ενώ εξηγείται πως για κάθε ανεμογεννήτρια και ταχύτητα ανέμου που προσπίπτει στην πτερωτή της, υπάρχει μια μοναδική και βέλτιστη ταχύτητα ρότορα ανεμοκινητήρα που οδηγεί στη μέγιστη απομάστευση ισχύος από τον άνεμο. Καθώς όμως αυξάνεται η ταχύτητα του ανέμου, υπάρχει μια ονομαστική ισχύς της χρησιμοποιούμενης γεννήτριας και άρα μια συγκεκριμένη ονομαστική ταχύτητα ανέμου μέχρι την οποία μπορεί το αιολικό σύστημα να εξάγει τη μέγιστη ισχύ από τον άνεμο. Για ταχύτητες ανέμου μεγαλύτερες από την ονομαστική ο ανεμοκινητήρας εξάγει τόση ισχύ ώστε να παράγει η γεννήτρια την ονομαστική της ισχύ, πράγμα το οποίο επιτυγχάνεται παθητικά μέσω της σχεδίασης των πτερυγίων ή ενεργά μέσω της κίνησης των πτερυγίων. Παρουσιάζεται συνοπτικά η δυνατότητα των διαφόρων τεχνολογιών ανεμογεννητριών να προσαρμόζουν την ταχύτητα περιστροφής του ρότορα τους προκειμένου να εξάγουν τη μέγιστη ισχύ από τον άνεμο και η κατηγοριοποίηση τους ανάλογα με τη διαστασιοποίηση των χρησιμοποιούμενων διατάξεων ηλεκτρονικών ισχύος. Στη συνέχεια, καθώς χρησιμοποιείται κιβώτιο ταχυτήτων προκειμένου να συζεύξει τον αργά στρεφόμενο ανεμοκινητήρα με τον γρήγορα στρεφόμενο δρομέα της χρησιμοποιούμενης ασύγχρονης γεννήτριας, παρουσιάζεται το τυπικό μοντέλο δύο μαζών για την εξαγωγή της ροπής στο δρομέα της γεννήτριας και το μοντέλο δυναμικής συμπεριφοράς της γωνιακής ταχύτητας δρομέα, ενώ εξάγεται η βέλτιστη ταχύτητα περιστροφής δρομέα γεννήτριας όπου λαμβάνεται υπόψη η ύπαρξη κιβωτίου ταχυτήτων. Τέλος, γίνεται μια αναφορά στα αιολικά πάρκα και στις διάφορες διατάξεις τους.

Στο Έβδομο Κεφάλαιο, παρουσιάζονται οι χαρακτηριστικές συσκευές ηλεκτρονικών ισχύος που χρησιμοποιούνται στα συστήματα ανεμογεννητριών. Στη συνέχεια περιγράφονται οι γενικοί τύποι γεννητριών που μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε ανεμογεννήτριες. Τέλος, γίνεται αναφορά στις δυνατότητες ελέγχου της τάσης για κάθε διαφορετικό τύπο ανεμογεννητριών.

Στο Όγδοο Κεφάλαιο, παρουσιάζονται τα μαθηματικά μοντέλα και οι ιδιότητες των ηλεκτρικών μηχανών με τις οποίες θα ασχοληθούμε στη συνέχεια. Ξεκινώντας από την τριφασική επαγωγική γεννήτρια (τόσο για την περίπτωση της ασύγχρονης γεννήτριας βραχυκυκλωμένου κλωβού όσο και για την ασύγχρονη μηχανή δακτυλιοφόρου δρομέα), όπου λαμβάνοντας υπόψη το μοντέλο μόνιμη κατάστασης, τονίζονται οι βασικές της ιδιότητες και τα βασικά χαρακτηριστικά τα οποία είναι απαραίτητα για την κατανόηση της λειτουργίας της. Έπειτα, χρησιμοποιείται η θεωρία των δύο σύγχρονα στρεφόμενων καθέτων αξόνων ώστε να παραχθεί το μοντέλο της ασύγχρονης μηχανής στους δύο αυτούς άξονες, το οποίο χρησιμοποιείται μέχρι σήμερα λόγω της καταλληλότητας του για τον έλεγχο της μηχανής. Στη συνέχεια περιγράφεται η σύγχρονη γεννήτρια μόνιμου μαγνήτη και δίνονται οι εξισώσεις που διέπουν τη λειτουργία της σύγχρονης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη στο a-b-c σύστημα συντεταγμένων και στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς.

Στο Ένατο Κεφάλαιο, παρουσιάζονται μέθοδοι ελέγχου της τριφασικής ασύγχρονης γεννήτριας τόσο για την περίπτωση της ανεμογεννήτριας διπλής τροφοδοσίας όσο και για την ανεμογεννήτρια με επαγωγική γεννήτρια βραχυκυκλωμένου κλωβού. Χρησιμοποιώντας τον μετατροπέα από την πλευρά της γεννήτριας και τον μετατροπέα από την πλευρά του δικτύου με κατάλληλο προσανατολισμό κάθε φορά και αξιοποιώντας εν σειρά βρόχους ελέγχου, επιτυγχάνονται κάθε φορά οι επιθυμητοί στόχοι ελέγχου.

Στο Δέκατο Κεφάλαιο, παρουσιάζονται μέθοδοι ελέγχου της ανεμογεννήτριας με σύγχρονη μηχανή μόνιμου μαγνήτη. Χρησιμοποιώντας τον μετατροπέα από την πλευρά της γεννήτριας και τον μετατροπέα από την πλευρά του δικτύου με κατάλληλο προσανατολισμό κάθε φορά και αξιοποιώντας εν σειρά βρόχους ελέγχου, επιτυγχάνονται κάθε φορά οι επιθυμητοί στόχοι ελέγχου.

Στο Ενδέκατο Κεφάλαιο, παρουσιάζονται τα κυριότερα μεγέθη που χαρακτηρίζουν τους συσσωρευτές και τους πιο δημοφιλείς τύπους συσσωρευτές όπως συσσωρευτές μολύβδου-οξέος, συσσωρευτές νικελίου-καδμίου και συσσωρευτές ιόντων-λιθίου. Επιπλέον, παρουσιάστηκε ένα κατάλληλο ισοδύναμο κύκλωμα για τους συσσωρευτές ιόντων-λιθίου που περιγράφει με ακρίβεια την κατάσταση φόρτισης (state of charge) καθώς και τη χαρακτηριστική ρεύματος-τάσης του συσσωρευτή.

Στο Δωδέκατο Κεφάλαιο, παρουσιάζεται ο έλεγχος ενός αυτόνομου Φ/Β συστήματος που τροφοδοτεί ταυτόχρονα φορτία συνεχούς και εναλλασσόμενης τάσης. Στη συνέχεια, για το πλήρες μοντέλο ενός αυτόνομου ac συστήματος ΔΠ/μικροδίκτυο, περιγράφεται ένα σύστημα ελέγχου για την επίτευξη της επιθυμητής λειτουργίας του. Ακόμη, παρουσιάζεται ο σχεδιασμός αποκεντρωμένου ελέγχου βάσει του μοντέλου μιας μεταβλητής τοπολογίας dc αυτόνομα ΔΠ/μικροδίκτυα. Τέλος, εξετάζεται η αυτόνομη λειτουργία ενός υβριδικού ac/dc συστήματος ΔΠ και κατά επέκταση ενός υβριδικού ac/dc μικροδικτύου, υπό το πρίσμα της ρύθμισης ac και dc τάσης και της συχνότητας.

1. Εισαγωγή στις ΑΠΕ

Σύνοψη

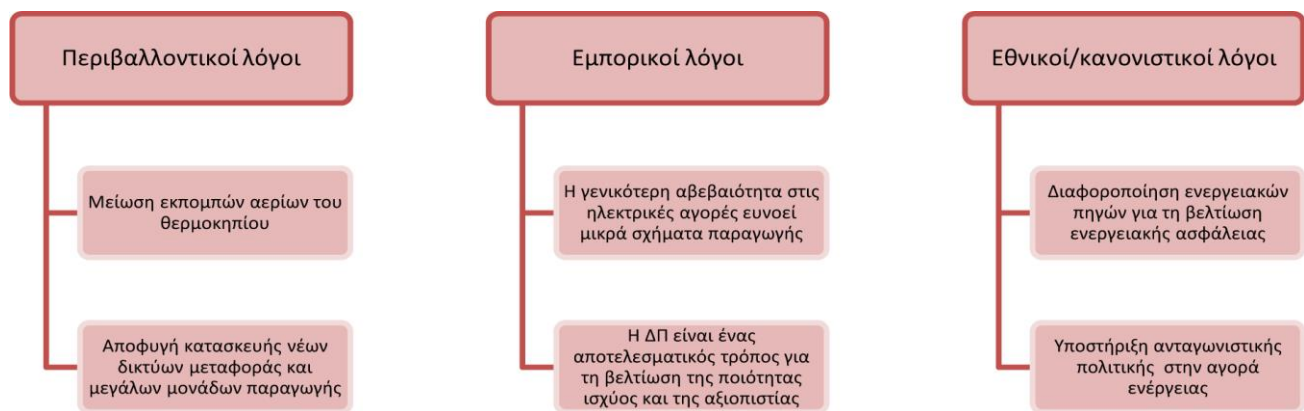
Τις τελευταίες δεκαετίες, η ενσωμάτωση της διεσπαρμένης παραγωγής (ΔΠ) στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας προκαλεί ιδιαίτερο ενδιαφέρον από οικονομικής, τεχνολογικής και περιβαλλοντικής πλευράς. Η ανάγκη μείωσης των εκπομπών CO₂ από την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας, τα πρόσφατα τεχνολογικά επιτεύγματα στον τομέα της μικροπαραγωγής και η αναδιάρθρωση των επιχειρήσεων ηλεκτρικής ενέργειας αποτελούν τους κύριους παράγοντες που είναι υπεύθυνοι για το ολοένα αυξανόμενο ενδιαφέρον για τη χρήση της διεσπαρμένης μικροπαραγωγής. Στην πραγματικότητα, η διασύνδεση μικρών μονάδων παραγωγής (με ισχύ μερικών δεκάδων KW) με χαμηλής τάσης δίκτυα αυξάνει την αξιοπιστία για τους καταναλωτές και προσφέρει επιπλέον οφέλη για τη λειτουργία και το σχεδιασμό ολόκληρου του συστήματος συνολικά, σχετικά με τη μείωση των επενδύσεων για μελλοντική ενίσχυση και επέκταση του δικτύου. Στο παρόν κεφάλαιο, καταγράφονται οι κύριοι τύποι και τεχνολογίες ΔΠ, οι οποίες συμπεριλαμβάνουν ανανεώσιμες πηγές ενέργειας (ΑΠΕ) όπως ανεμογεννήτριες, φωτοβολταϊκά συστήματα, κ.α και μη ανανεώσιμες πηγές ενέργειας, όπως κυψέλες καυσίμου, μηχανές εσωτερικής καύσης καθώς και συστήματα αποθήκευσης ενέργειας. Ωστόσο, η ενσωμάτωση πολλών ανεξάρτητων μονάδων ΔΠ μπορεί να προκαλέσει αρκετά προβλήματα. Μια καλύτερη οπτική προσφέρει η προσέγγιση: η ΔΠ και τα κοντινά της φορτία αποτελούν ένα υποσύστημα του συνολικού συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας, το μικροδίκτυο. Στο πλαίσιο αυτό, το μικροδίκτυο είναι δυνατό να ορισθεί ως ένα χαμηλής τάσης δίκτυο (π.χ. μια μικρή αστική περιοχή, ένα εμπορικό κέντρο, ή μια βιομηχανική ζώνη) μαζί με τα φορτία του και αρκετές μονάδες μικροπαραγωγής συνδεδεμένες σε αυτό, παρέχοντας συνδυαστικά ηλεκτρική ενέργεια και θερμότητα στα τοπικά φορτία. Η σχετική έρευνα ξεκίνησε γύρω από την επίδραση της υψηλής διείσδυσης ΔΠ σε δίκτυα χαμηλής τάσης με στόχο την αύξηση της αξιοπιστίας του ηλεκτρικού συστήματος και την ανάπτυξη της ιδέας του μικροδικτύου. Το μικροδίκτυο μπορεί να λειτουργεί σε διασύνδεση με το κυρίως δίκτυο ή αυτόνομα. Τα αυτόνομα μικροδίκτυα βρίσκουν εφαρμογή σε αεροσκάφη, αυτοκίνητα, πλοία και απομονωμένες αγροτικές περιοχές, αλλά και ακόμη περιπτώσεις κατά τις οποίες ένα διασυνδεδεμένο μικροδίκτυο κρίνεται απαραίτητο να λειτουργήσει αυτόνομα. Αν και μέχρι στιγμής έχει επικρατήσει η λογική των μικροδικτύων εναλλασσόμενου ρεύματος (ac current), στον μέλλον φαίνεται πιθανή η παράλληλη ανάπτυξη ή η συνύπαρξή τους με μικροδίκτυα συνεχούς ρεύματος (dc current). Η ιδέα αυτή ενισχύεται δεδομένης της dc φύσης πολλών ΑΠΕ και των περισσότερων ηλεκτρονικών φορτίων και αναμένεται να γίνει ιδιαίτερα δημοφιλής σε εφαρμογές όπως οι σταθμοί ταχείας φόρτισης ηλεκτρικών οχημάτων. Τέλος, στο κεφάλαιο αυτό, ταξινομημένα παρουσιάζονται τα σημαντικά οικονομικά, τεχνικά, περιβαλλοντικά και κοινωνικά οφέλη που προκύπτουν από την υλοποίηση και την ενσωμάτωση των μικροδικτύων στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας.

1.1 Διεσπαρμένη Παραγωγή

Οικονομικά, τεχνολογικά και περιβαλλοντικά κίνητρα οδήγησαν τις κεντροποιημένες μονάδες παραγωγής ενέργειας να δίνουν τη θέση τους σε μικρότερες, πιο διεσπαρμένες (ή κατανεμημένες). Οι πρωταρχικοί λόγοι που οδήγησαν στην ανάπτυξη της διεσπαρμένης παραγωγής (ΔΠ) και στην ανάγκη ενσωμάτωσής της, στη λειτουργία και τον σχεδιασμό του συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας χωρίζονται σε τρεις κατηγορίες και ενδεικτικά συνοψίζονται στο ακόλουθο σχηματικό διάγραμμα 1.1 [1], [2], [3].

Σύμφωνα με αυτή τη νέα τάση, η παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας χρησιμοποιεί κατανεμημένες μονάδες παραγωγής με ονομαστική ισχύ από kW έως MW, εγκατεστημένες σε θέσεις κοντά στα φορτία, εν αντιθέσει με τις παραδοσιακές κεντροποιημένες μονάδες ονομαστικής ισχύος από 100 MW έως GW, οι οποίες εγκαθίστανται μακριά από τα φορτία όπου βρίσκονται διαθέσιμοι φυσικοί πόροι [2]. Ένας ορισμός της ΔΠ παραγωγής δίνεται από τους T. Ackermann, G. Anderson, L. Söder, [3]: «ΔΠ είναι μια πηγή ηλεκτρικής ενέργειας συνδεδεμένη απευθείας στο δίκτυο διανομής ή στην πλευρά του καταναλωτή». Ουσιαστικά, η ΔΠ αποτελεί μια αναπτυσσόμενη τεχνολογία για την παροχή ηλεκτρικής ισχύος στην «καρδιά» του ηλεκτρικού συστήματος, η οποία βασίζεται στην εγκατάσταση και λειτουργία πολλών μικρών και καθαρών μονάδων παραγωγής στο/ή κοντά στο ηλεκτρικό φορτίο (καταναλωτή), [2]. Ο όρος ΔΠ περιλαμβάνει μια ευρεία γκάμα τεχνολογιών παραγωγής όπως μηχανές εσωτερικής καύσης, αεριοστρόβιλους, μικροστρόβιλους, φωτοβολταϊκές μονάδες, κυψέλες καυσίμου, αιολικά συστήματα, μονάδες βιοαερίου κ.α., οι οποίες συνολικά ονομάζονται διεσπαρμένες (ή κατανεμημένες) πηγές ενέργειας, [1], [3]. Όπως γίνεται φανερό, εξαιτίας κυρίως κλιματικής αλλαγής και της ολοένα αυξανόμενης ενεργειακής ζήτησης, στις διεσπαρμένες πηγές ενέργειας συμπεριλαμβάνονται σε μεγάλο βαθμό ανανεώσιμες πηγές ενέργειας (ΑΠΕ), καθώς και μονάδες

συμπαγωγής ηλεκτρισμού και θερμότητας (ΣΗΘ). Επιπλέον, στο ευρύτερο πλαίσιο της ΔΠ και των διεσπαρμένων πηγών ενέργειας περιλαμβάνονται η αποθήκευση ενέργειας, καθώς και ευέλικτα φορτία. Στον πίνακα 1.1 παρουσιάζονται κάποιοι από τους ορισμούς που έχουν δοθεί για τη ΔΠ, [4].



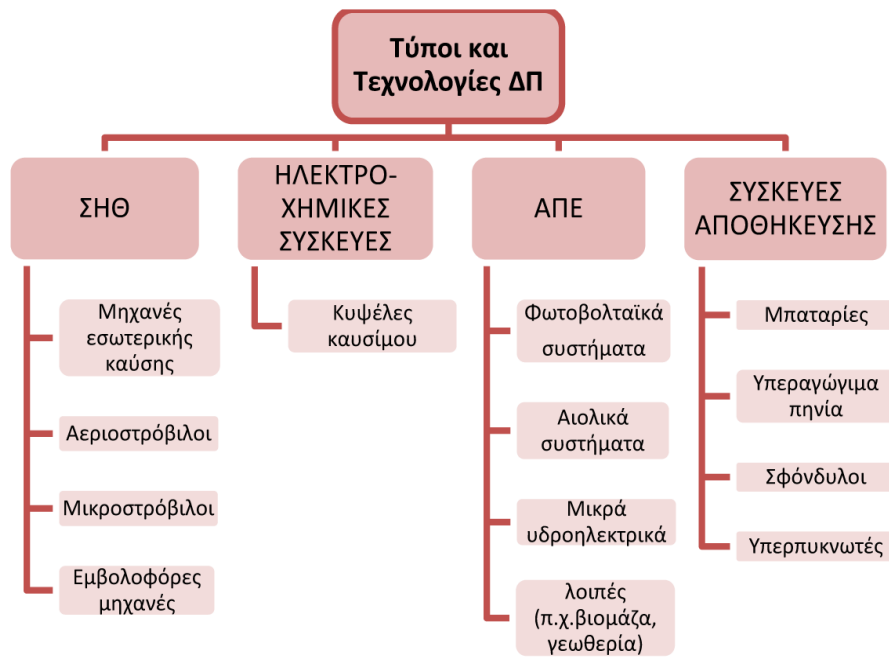
Εικόνα 1.1 Λόγοι ανάπτυξης ΔΠ.

Ορισμός ΔΠ	Οργανισμός/Αναφορά
«Η ΔΠ ορίζεται ως μικρές μονάδες παραγωγής μερικών KW έως 50 MW και/ή συσκευές αποθήκευσης ενέργειας εγκατεστημένες κοντά στα φορτία του καταναλωτή ή σε υποσταθμούς διανομής και υπομεταφοράς ως διεσπαρμένες πηγές ενέργειας».	Electric Power Research Institute (EPRI)
«Η ΔΠ ορίζεται ως το σύνολο των μονάδων παραγωγής μέγιστης ονομαστικής ισχύος 50 MW έως 100 MW, οι οποίες συνήθως συνδέονται στο δίκτυο διανομής και δεν είναι ούτε κεντρικά οργανωμένες ούτε κεντρικά ελεγχόμενες».	International Council on Large Electric Systems (CIGRE)
«Η ΔΠ ορίζεται ως η παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας από μονάδες οι οποίες είναι επαρκώς μικρότερες από τις κεντρικές μονάδες παραγωγής ώστε να είναι επιτρεπτή η διασύνδεσή τους σε κάθε κοντινό σημείο του ηλεκτρικού συστήματος».	Institute of Electrical and Electronics Engineers (IEEE)
«Η ΔΠ είναι ένας τύπος συστήματος παραγωγής που είναι συνδεδεμένο με το δίκτυο σε επίπεδο τάσης διανομής ώστε να εξυπηρετεί έναν πελάτη επί τόπου και την ίδια στιγμή να υποστηρίζει το δίκτυο διανομής. Οι τεχνολογίες που περιλαμβάνονται είναι εμβολοφόρες μηχανές, στρόβιλοι, κυψέλες καυσίμου και φωτοβολταϊκά συστήματα».	International Energy Agency (IEA)

Πίνακας 1.1 Ορισμοί ΔΠ.

1.2 Τύποι και Τεχνολογίες Διεσπαρμένης Παραγωγής

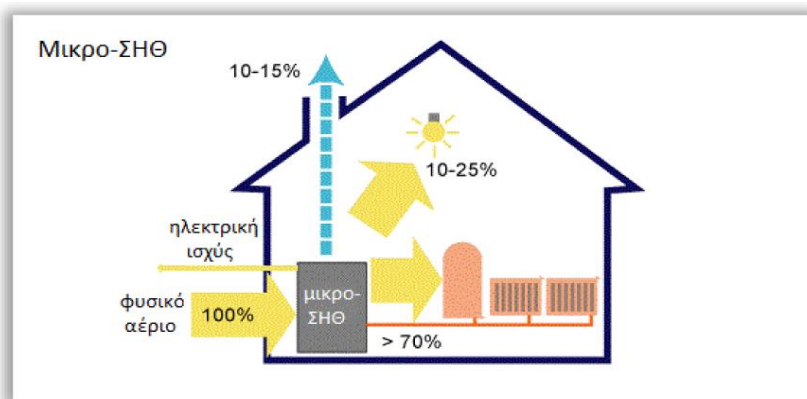
Κύριος στόχος των διαφόρων τεχνολογιών και τύπων ΔΠ είναι η δυνατότητα εναλλακτικής τροφοδότησης ενός συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας μέσω τέτοιων μικρών μονάδων παραγωγής (μικροπηγές ή μικροπαραγωγές), ως μέτρο για τον περιορισμό των διακοπών παροχής ισχύος. Όπως φαίνεται στο σχηματικό διάγραμμα της εικόνας 1.2, τα είδη ΔΠ κατηγοριοποιούνται σε ΔΠ με χρήση ΑΠΕ και μη χρήση ΑΠΕ, ανάλογα με το είδος καυσίμου και παρουσιάζουν διαφορετικά χαρακτηριστικά, περιορισμούς και οφέλη. Ο συνδυασμός των ΑΠΕ, οι οποίες παράγουν καθαρή ενέργεια, με τα υψηλής απόδοσης συστήματα ΣΗΘ, αλλά και σε συνδυασμό με συσκευές αποθήκευσης ή/και ηλεκτροχημικές συσκευές συνιστούν μικρές μονάδες ΔΠ που παρουσιάζουν πολλά πλεονεκτήματα, [4], [5], [6].



Εικόνα 1.2 Τύποι και τεχνολογίες ΔΠ.

1.2.1 Μικρο-ΣΗΘ Συστήματα

Τα μικρο-ΣΗΘ συστήματα διαφέρουν από τα μεγάλα ΣΗΘ συστήματα ως προς την παραγόμενη ισχύ και χρησιμοποιούνται σε σπίτια ή μικρά εμπορικά κτίρια. Ενώ, τα περισσότερα μεγάλα ΣΗΘ συστήματα παράγουν πρωταρχικά ηλεκτρισμό και δευτερευόντως θερμότητα, τα μικρο-ΣΗΘ συστήματα λειτουργούν κυρίως για παραγωγή θερμότητας και ο ηλεκτρισμός είναι υποπροϊόν. Έτσι η ενεργειακή παραγωγή των μικρο-ΣΗΘ συστημάτων οδηγείται κυρίως από τις θερμικές απαιτήσεις των καταναλωτών. Τα μικρο-ΣΗΘ συστήματα είναι αξιόπιστα, στιβαρά, φθηνά και μπορούν να λειτουργήσουν με καύσιμα όπως φυσικό αέριο, βιοκαύσιμο, προπάνιο ή υγρό καύσιμο και έχουν καθαρή καύση με λίγα σωματίδια, [4], [5].



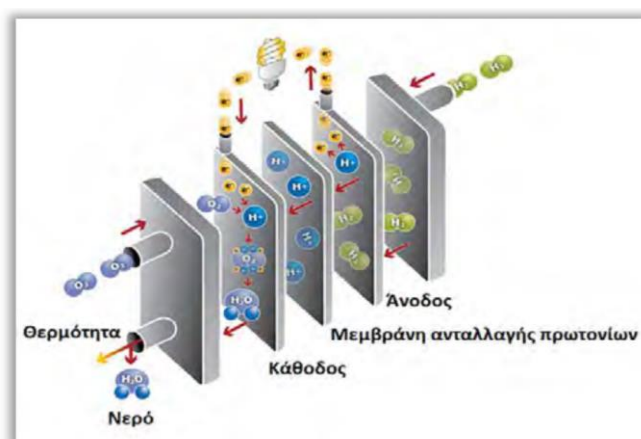
Εικόνα 1.3 Τύποι και τεχνολογίες ΔΠ.

Οι κύριες τεχνολογίες παραγωγής μηχανικής ισχύος στις οποίες βασίζονται τα μικρο-ΣΗΘ συστήματα είναι:

- μηχανές εσωτερικής καύσης,
- αεριοστρόβιλοι,
- μικροστρόβιλοι (microturbines),
- εμβολοφόρες μηχανές (π.χ μηχανή τύπου Stirling),
- αλλά και κυψέλες καυσίμου.

1.2.2 Κυψέλες Καυσίμου

Μία κυψέλη καυσίμου (fuel cell) μετατρέπει τη χημική ενέργεια ενός καυσίμου σε ηλεκτρική ενέργεια. Είναι συσκευές ηλεκτροχημικής μετατροπής, που παράγουν ηλεκτρισμό απευθείας μέσω ηλεκτροχημικής οξείδωσης στα ηλεκτρόδια και απόδοση 40-80% (με τεχνικές ανάκτησης θερμότητας). Κατάλληλες για εφαρμογή σε αυτοκίνητα είναι αυτές που χρησιμοποιούν μεμβράνη ανταλλαγής πρωτονίων (proton exchange membrane fuel cell (PEMFC)) και έχουν θερμοκρασία λειτουργίας 80°C. Αποτελούνται από δύο πορώδη ηλεκτρόδια, που διαχωρίζονται από μια πολυμερή μεμβράνη ανταλλαγής πρωτονίων. Η μεμβράνη επιτρέπει τη διόδο πρωτονίων υδρογόνου (H^+), αλλά εμποδίζει τη ροή ηλεκτρονίων και αερίων. Το καύσιμο (υδρογόνο) ρέει κατά μήκος της επιφάνειας του ηλεκτροδίου ανόδου, ενώ το οξυγόνο ή ο αέρας ρέουν κατά μήκος του ηλεκτροδίου καθόδου, όπου παράγεται νερό και θερμότητα. Ο καταλύτης βοηθάει τη διάσπαση υδρογόνου σε πρωτόνια και ηλεκτρόνια, [5].



Εικόνα 1.4 Κυψέλη καυσίμου.

Ένας δυναμικός τρόπος δημιουργίας καυσίμου πλούσιου σε υδρογόνο για κυψέλες καυσίμου είναι η αναμόρφωση με ατμό υγρών υδρογονανθράκων σε αναμορφωτές (reformers). Αυτή η μέθοδος προτιμάται γιατί η αποθήκευση υδρογόνου είναι δύσκολη, δαπανηρή και επικίνδυνη.

Υπάρχουν τέσσερεις κύριοι τύποι κυψελών καυσίμου:

- 1 Κυψέλη καυσίμου με μεμβράνη ανταλλαγής πρωτονίων (PEMFC), με θερμοκρασία λειτουργίας 80°C.
- 2 Κυψέλη καυσίμου φωσφορικού οξέος (phosphoric acid fuel cell (PAFC)), με θερμοκρασία λειτουργίας 200°C.
- 3 Κυψέλη καυσίμου τηγμένου ανθρακικού άλατος (molten carbonate fuel cell (MCFC)), με θερμοκρασία λειτουργίας 650°C.
- 4 Κυψέλη καυσίμου στερεού οξειδίου (solid oxide fuel cell (SOFC)), θερμοκρασία λειτουργίας 1000°C.

1.2.3 Συστήματα Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας (ΑΠΕ)

Τα πιο διαδεδομένα συστήματα ΑΠΕ είναι τα ακόλουθα

1.2.3.1 Φωτοβολταϊκά Συστήματα

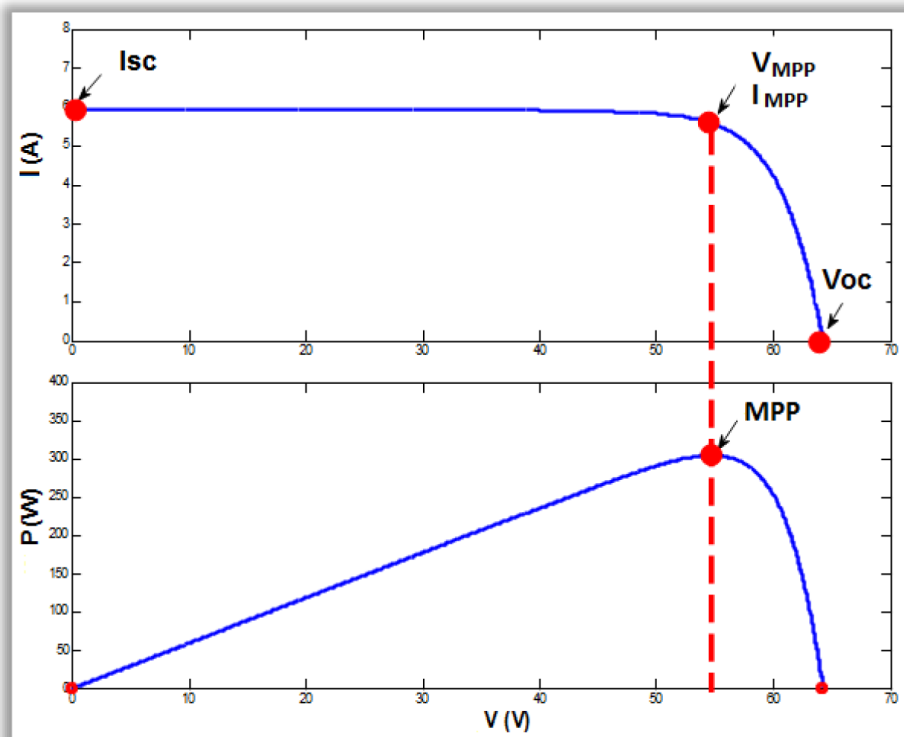
Τα φωτοβολταϊκά (φ/β) συστήματα παράγουν ηλεκτρική ενέργεια από την ανεξάντλητη και δωρεάν ηλιακή ενέργεια. Τα βασικά πλεονεκτήματα των φ/β συστημάτων είναι, [5]:

- η ανανεώσιμη φύση της ηλιακής ενέργειας ως καύσιμο,
- η ελάχιστη περιβαλλοντική επίδραση,
- η ηλιακή ακτινοβολία είναι δωρεάν,

- ο χρόνος ζωής περισσότερος από 30 χρόνια με ελάχιστη συντήρηση,
- η αθόρυβη λειτουργία.

Λόγω των προαναφερθέντων πλεονεκτημάτων εκτιμάται ότι τα φ/β θα παρέχουν στο μέλλον σημαντικό ποσοστό της ηλεκτρικής ενέργειας που θα προέρχεται από τις ΑΠΕ. Επίσης, λόγω της σημαντικής βελτίωσης της τεχνολογίας των αντιστροφών, τα φ/β θεωρούνται η βασική μέθοδος αύξησης της τοπικής ΔΠ ηλεκτρικής ενέργειας σε επίπεδο διανομής. Παρά τα πλεονεκτήματα που έχουν, τα φ/β συστήματα υποφέρουν από μειονεκτήματα, όπως το υψηλό κόστος εγκατάστασης και η χαμηλή απόδοση. Σύμφωνα με στοιχεία της αναφοράς του Διεθνούς Οργανισμού Ενέργειας (International Energy Agency (IEA)) σχετικά με την εγκατάσταση φ/β σε παγκόσμια κλίμακα, η εγκατεστημένη ισχύς φ/β συστημάτων ήταν περίπου 140 GW στο τέλος του 2014 και αναμένεται να φτάσει τα 872 GW μέχρι το 2030, [4], [6].

Επειδή το ρεύμα και η τάση ενός φ/β κυττάρου είναι πολύ μικρά, για να αυξηθεί η ισχύς και η τάση εξόδου, τα φ/β κύτταρα συνδυάζονται μεταξύ τους παράλληλα και σε σειρά, δημιουργώντας φ/β σειρές και συστοιχίες. Για συγκεκριμένες τιμές τάσης-ρεύματος (με σταθερή ακτινοβολία και θερμοκρασία) η ισχύς εξόδου των φ/β παρουσιάζει μία ολικά μέγιστη τιμή 1.5. Για αυτό, τα περισσότερα φ/β συστήματα είναι εξοπλισμένα με σύστημα ανίχνευσης του σημείου μέγιστης ισχύος (maximum power point tracking (MPPT)), το οποίο μεγιστοποιεί την ισχύ εξόδου μεταβάλλοντας το σημείο λειτουργίας ανάλογα με την ηλιακή ακτινοβολία και τη θερμοκρασία, [5].



Εικόνα 1.5 $I-V$ και $P-V$ χαρακτηριστικές καμπύλες Φ/Β πλαισίου.

1.2.3.2 Συστήματα Μετατροπής Αιολικής Ενέργειας – Ανεμογεννήτριες

Τα συστήματα αυτά μετατρέπουν την αιολική σε ηλεκτρική ενέργεια. Το κύριο τμήμα τους είναι ο δρομέας, ο οποίος συνδέεται με την ηλεκτρική γεννήτρια μέσω κιβωτίου ταχυτήτων πολλών σχέσεων. Τα κύρια στοιχεία μιας ανεμογεννήτριας (α/γ) είναι ο πύργος στήριξης, ο δρομέας και η άτρακτος. Στην άτρακτο βρίσκονται η γεννήτρια και ο μηχανισμός μετάδοσης της κίνησης. Ο δρομέας μπορεί να έχει δύο ή περισσότερα πτερύγια. Η ανεμογεννήτρια αιχμαλωτίζει την κινητική ενέργεια από την ροή του ανέμου μέσω των πτερυγίων και τη μεταφέρει στην επαγωγική γεννήτρια μέσω του κιβωτίου ταχυτήτων, όπου παράγεται ηλεκτρική ενέργεια. Το κιβώτιο ταχυτήτων μετατρέπει τη χαμηλή ταχύτητα περιστροφής των πτερυγίων σε υψηλή ταχύτητα περιστροφής του άξονα της γεννήτριας. Η συχνότητα και η τάση εξόδου διατηρούνται στα επιθυμητά όρια μέσω τεχνικών μέτρησης, ελέγχου και προστασίας, [5].



Εικόνα 1.6 Υπεράκτιο αιολικό πάρκο.

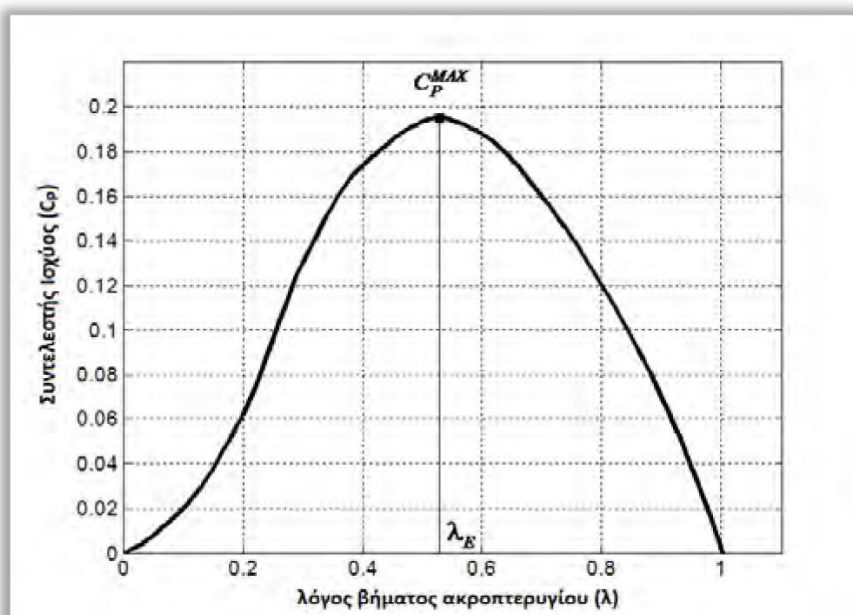
Η ισχύς εξόδου των α/γ δίνεται από τη σχέση:

$$P = \frac{1}{2} C_p \rho V^3 A \quad (1.1)$$

όπου P η ισχύς (W) της α/γ, C_p ο συντελεστής ισχύος, ρ η πυκνότητα του αέρα (kg/m^3), V η ταχύτητα του ανέμου (m/s), A το εμβαδό επιφάνειας σάρωσης των πτερυγίων (m^2) της α/γ. Ο συντελεστής ισχύος C_p έχει μέγιστη πρακτική τιμή περίπου 0.4, δίνει το ποσοστό της ισχύος του ανέμου που εξάγεται από το δρομέα της α/γ και οι τιμές του εξαρτώνται από τη σχεδίαση του δρομέα, από το βήμα πτερυγίων και το λόγο ταχύτητας ακροπτερυγίου λ :

$$\lambda = \frac{\omega_\delta}{V} R \quad (1.2)$$

όπου ω_δ είναι η γωνιακή ταχύτητα περιστροφής του δρομέα της α/γ, R είναι η ακτίνα των πτερυγίων, V η ταχύτητα του ανέμου, [5].



Εικόνα 1.7 Διάγραμμα συντελεστή ισχύος C_p και λόγου ταχύτητας ακροπτερυγίου λ .

Η εγκατεστημένη ισχύς των αιολικών συστημάτων έχει σχεδόν διπλασιασθεί τα τελευταία χρόνια, ενώ ήταν περίπου 370 GW στο τέλος του 2014 και αναμένεται να φτάσει περίπου τα 2000 GW έως το 2030, γεγονός που σημαίνει ότι τα αιολικά συστήματα θα παρέχουν το 16.7%-18.8% της ηλεκτρικής ισχύος, σε παγκόσμιο επίπεδο. Και ως συνέπεια αυτού, οι εκπομπές άνθρακα ανά έτος υπολογίζεται ότι θα μειωθούν κατά 3 τόνους έως το 2030, [4], [6].

1.2.3.3 Μικρής Κλίμακας Υδροηλεκτρική Παραγωγή

Η μικρής κλίμακας υδροηλεκτρική παραγωγή χρησιμοποιείται αποτελεσματικά για παραγωγή ισχύος εντός των μικροδικτύων. Η ισχύς παραγωγής τους εξαρτάται από την τοπολογία της περιοχής και το ετήσιο ποσοστό βροχής. Τα μικρής κλίμακας υδροηλεκτρικά υποφέρουν από μεγάλες μεταβολές στην παραγωγή, λόγω της μεταβαλλόμενης ροής νερού από την ακανόνιστη πτώση της βροχής, ιδιαίτερα αν δεν διαθέτουν κάποια δεξαμενή αποθήκευσης νερού. Η ισχύς εξόδου ενός υδροστρόβιλου δίνεται από την εξίσωση:

$$P = QH\eta\rho g \quad (1.3)$$

όπου P η συνολική ισχύς (W), Q η ροή νερού (m^3/s), H η υψομετρική διαφορά επιφάνειας νερού και γεννήτριας (m), η η συνολική απόδοση, ρ η πυκνότητα νερού (1000 kg/m^3), g η επιτάχυνση της βαρύτητας (m/s^2). Για να αυξήσουμε την ισχύ εξόδου ενός υδροστρόβιλου, πρέπει να αυξήσουμε τη ροή νερού ή την υψομετρική διαφορά. Ανάλογα με τη ροή και την υψομετρική διαφορά χρησιμοποιούνται και αντίστοιχοι τύποι υδροστρόβιλων, [4].

Ακολούθως, συνοπτικά καταγράφονται τα κυριότερα πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα των μονάδων ΔΠ με ανανεώσιμες ή μη ανανεώσιμες πηγές [6].

Τεχνολογία ΔΠ	Τύπος εξόδου	Πλεονεκτήματα	Μειονεκτήματα
Εμβολοφόρες μηχανές	AC	- Χαμηλό κόστος - Υψηλή απόδοση - Ικανότητα χρήσης διαφόρων εισόδων	Εκπομπές ρύπων στο περιβάλλον
Αεριοστρόβιλοι	AC	- Υψηλή απόδοση σε συνδυασμό με ΣΗΘ - Φιλική για το περιβάλλον - Με καλή σχέση κόστους-απόδοσης	Μη κατάλληλη για μικρούς καταναλωτές
Μικροστρόβιλοι	AC	- Μικρό μέγεθος και βάρος - Εύκολη εκκίνηση και απενεργοποίηση - Χαμηλό κόστος συντήρησης	- Ακριβή τεχνολογία - Η σχέση κόστους-απόδοσης εξαρτάται από την τιμή του καυσίμου - Εκπομπές ρύπων στο περιβάλλον
Κυψέλες καυσίμου	DC	- Χαμηλό κόστος - Αθόρυβη - Χρήσιμη για εφαρμογές ΣΗΘ	- Η εξαγωγή υδρογόνου είναι ακριβή - Ακριβή η απαιτούμενη υποδομή για το υδρογόνο

Πίνακας 1.2 Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα μονάδων μη ανανεώσιμων ΔΠ.

Τεχνολογία ΔΠ	Τύπος εξόδου	Πλεονεκτήματα	Μειονεκτήματα
α/γ	AC	• Παραγωγή ηλεκτρικής ισχύος μέρα και νύχτα • Μια από τις πιο αναπτυγμένες τεχνολογίες ΑΠΕ	• Παραμένει ακριβή • Απαραίτητη η αποθήκευση ενέργειας
φ/β	DC	• Χωρίς εκπομπές ρύπων Φιλική για το περιβάλλον • Χρήσιμη σε ποικίλες εφαρμογές	• Απαραίτητη η αποθήκευση ενέργειας • Υψηλή αρχική δαπάνη
Μικρά υδροηλεκτρικά	AC	• Οικονομική και φιλική για το περιβάλλον • Σχετικά χαμηλό αρχικό κόστος επένδυσης και συντήρησης • Κατάλληλη για την κάλυψη αιχμής της ζήτησης και παραγωγής στρεφόμενης εφεδρίας	• Απαιτείται εύρεση κατάλληλης τοποθεσίας • Περιβαλλοντικές επιπτώσεις

Πίνακας 1.3 Πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα μονάδων ανανεώσιμων ΔΠ.

1.2.4 Συστήματα Αποθήκευσης Ενέργειας

Τα συστήματα αποθήκευσης ηλεκτρικής ενέργειας λαμβάνουν ηλεκτρική ενέργεια από το δίκτυο ή από ΑΠΕ, την μετατρέπουν σε μορφή που μπορεί να αποθηκευτεί όταν δεν υπάρχει αυξημένη ζήτηση, οπότε και το κόστος της KWh και η κατανάλωση είναι χαμηλή. Η αποθηκευμένη ενέργεια επιστρέφεται πίσω με τη μορφή ηλεκτρικής ενέργειας σε περιόδους αιχμής της ζήτησης, οπότε είναι απαραίτητη ακόμη και σε υψηλό κόστος, [4].

Τα συστήματα αποθήκευσης έχουν σημαντικό ρόλο και στην ΔΠ, αφού είναι εκείνα που εξασφαλίζουν αυτονομία από το κυρίως δίκτυο, και χρησιμοποιούν συσκευές αποθήκευσης ενέργειας, όπως:

- συσσωρευτές (μπαταρίες),
- υπεραγώγιμα πηνία,
- σφονδύλους με υπεραγώγιμη έδραση,
- υπερπυκνωτές.

Αυτές οι συσκευές συνδέονται στο ζυγό συνεχούς ρεύματος και βελτιώνουν την αξιοπιστία του συστήματος και την ποιότητα παρεχόμενης ισχύος, έχουν δυνατότητες συνέχισης της λειτουργίας τους (fault ride through) σε περιπτώσεις βραχυκυκλωμάτων στο δίκτυο, παρέχουν βοηθητικές υπηρεσίες και μειώνουν το κόστος της KWh σε περιόδους αιχμής της ζήτησης, [4], [5].

1.2.4.1 Συσσωρευτές (Μπαταρίες)

Η αύξηση της σημασίας τους την τελευταία δεκαετία οφείλεται κυρίως στην επιβολή του ηλεκτρικού αυτοκινήτου για περιβαλλοντικούς λόγους, αλλά και την εξομάλυνση της τροφοδοσίας ισχύος από αιολικές και ηλιακές πηγές ενέργειας. Οι διαδεδομένοι συσσωρευτές μολύβδου-οξέος, αν και έχουν λογικό κόστος, έχουν μικρή πυκνότητα ενέργειας. Για την τροφοδοσία ηλεκτρικών αυτοκινήτων έχουν αναπτυχθεί συσσωρευτές νικελίου-υδρογονούχου μετάλλου, συσσωρευτές ιόντων λιθίου και λιθίου με ηλεκτρολύτη πολυμερή.

1.2.4.2 Υπεραγώγιμα Πηνία

Μαγνητική ενέργεια αποθηκευμένη σε υπεραγώγιμα πηνία (superconducting magnetic energy storage) χρησιμοποιείται όταν χρειαζόμαστε μεγάλη ισχύ (της τάξης των MW) για μικρό χρονικό διάστημα της τάξης μερικών δευτερολέπτων (30 MJ υπεραγώγιμα πηνία διατίθενται στο εμπόριο). Η ενέργεια αποθηκεύεται σε ένα ηλεκτρομαγνήτη, που δημιουργείται από τη ροή συνεχούς ρεύματος σε ένα πηνίο από υπεραγώγιμα υλικά. Η φόρτιση και η εκφόρτιση του υπεραγώγιμου πηνίου επιτυγχάνεται με ελεγχόμενους μετατροπείς ισχύος.

1.2.4.3 Σφόνδυλοι

Ταχέως περιστρεφόμενοι δίσκοι ή κύλινδροι χρησιμοποιούνται ευρέως για την αποθήκευση κινητικής ενέργειας, που μετατρέπεται εύκολα σε ηλεκτρική, με τη σύζευξή τους σε μία γεννήτρια. Περιοριστικό παράγοντα για την αποθήκευση της ενέργειας για μεγάλο χρονικό διάστημα αποτελούν οι απώλειες στα έδρανα στήριξης του σφονδύλου (flywheel). Πρόσφατα όμως, η ανάπτυξη της υπεραγωγίσιμης έδρασης, υπόσχεται να ελαττώσει την τριβή κατά δύο τάξεις μεγέθους, για αποθήκευση ενέργειας στη περιοχή των 10 KWh.

1.2.4.4 Υπερπυκνωτές

Στους επιστήμονες είναι εδώ και πολύ καιρό γνωστό ότι η ενέργεια μπορεί να αποθηκευτεί ως ηλεκτρικό φορτίο, αντί των χημικών αντιδράσεων που έχουμε στους συσσωρευτές. Η τεχνολογία για την ταχεία φόρτιση υπάρχει εδώ και δεκαετίες στους υπερπυκνωτές (ultracapacitors). Οι υπερπυκνωτές, ακριβέστερα γνωστοί ως ηλεκτρικοί πυκνωτές διπλού στρώματος ή ηλεκτροχημικοί πυκνωτές, μπορούν να αποθηκεύσουν πολύ περισσότερο φορτίο σε σχέση με τους συμβατικούς πυκνωτές. Οι υπερπυκνωτές όχι μόνο φορτίζουν πιο γρήγορα από τους συσσωρευτές, αλλά έχουν και μεγαλύτερη διάρκεια ζωής, επειδή δεν υποφέρουν από τη φυσική φθορά της φόρτισης και εκφόρτισης, που καταπονεί τους συσσωρευτές. Ωστόσο, το μέγεθος των υπερπυκνωτών θα πρέπει να είναι πολύ μεγαλύτερο για να αποθηκεύσουν την ίδια ενέργεια με τους συσσωρευτές και το κόστος τους είναι αρκετά υψηλό, [4].

1.3 Μικροδίκτυο (Microgrid) – Έξυπνο δίκτυο (Smart grid)

Η διασύνδεση πολλών ανεξάρτητων ΔΠ με το κυρίως δίκτυο διαμέσου ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος χρήζει ιδιαίτερης προσοχής σε θέματα ασφάλειας και προστασίας και είναι πιθανόν να δημιουργεί περισσότερα προβλήματα από ότι θα επιλύει, [7]. Η ισχύουσα προσέγγιση της απομόνωσης όλων των ΔΠ από το δίκτυο σε περίπτωση σφάλματος (αντινησιδοποίηση (anti-islanding)) είναι επαρκής μόνο στην περίπτωση συνολικής χαμηλής διείσδυσης μικροπαραγωγών, χωρίς σημαντική επίδραση για το δίκτυο. Ωστόσο, το ποσοστό διείσδυσης ΔΠ αναμένεται να αυξηθεί σημαντικά τις επόμενες δεκαετίες και αν κανείς συνυπολογίσει τον αριθμό των υβριδικών ηλεκτρικών οχημάτων που θα ενσωματώνονται στο δίκτυο (plug-in hybrid electric vehicles) μπορεί να αντιληφθεί την αλλαγή που απαιτείται στις τεχνικές ροής ισχύος στο δίκτυο διανομής, όπου διαταράσσεται η γνωστή ακτινική φύση της ροής ισχύος διαμέσου των τροφοδοτών διανομής, [6], [7].

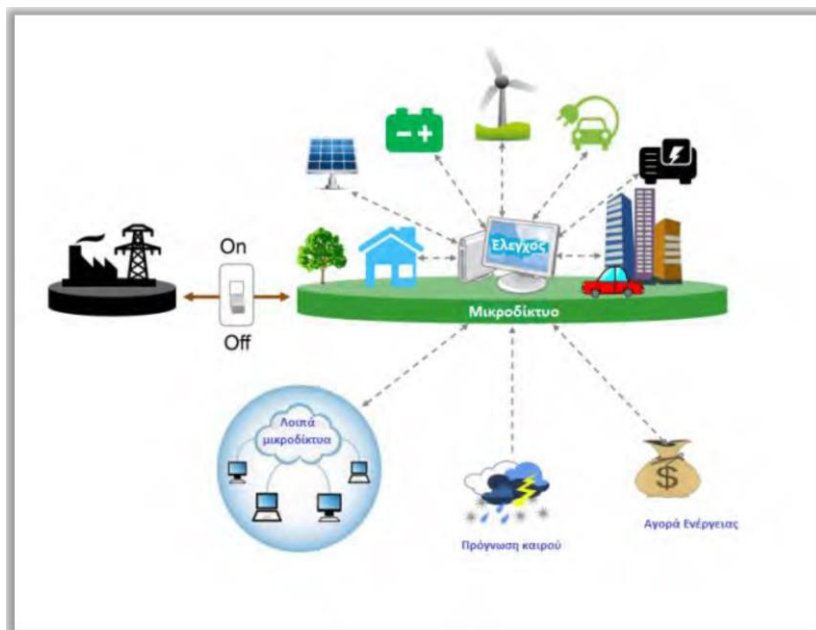


Εικόνα 1.8 Μικροδίκτυο, η νέα φιλοσοφία για τα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας.

Στο πλαίσιο αυτό, δημιουργήθηκε η ιδέα του μικροδικτύου (microgrid) ως ένα ελεγχόμενο κομμάτι του κυρίως δικτύου με στόχο την αδιάλειπτη παροχή ισχύος. Το μικροδίκτυο μπορεί να ορισθεί ως: «Ένα δίκτυο με μονάδες παραγωγής χαμηλής τάσης, συσκευές αποθήκευσης και φορτία ικανό να τροφοδοτήσει μια τοπική περιοχή όπως μια αστική, μια βιομηχανική ή μια εμπορική ζώνη με ηλεκτρισμό και θερμότητα», [8]. Πιο συγκεκριμένα, το πλαίσιο αυτό αποτελεί ένα νέο ορισμό για την λειτουργία της ΔΠ και περιλαμβάνει ένα σύμπλεγμα φορτίων και μικροπαραγωγών, το οποίο λειτουργεί ως αυτόνομο ελεγχόμενο σύστημα και παρέχει ηλεκτρική ισχύ και θερμότητα στην περιοχή του, [9]. Για τον διαχειριστή δικτύου (π.χ. ΔΕΔΔΕΗ) το μικροδίκτυο μπορεί να θεωρηθεί σαν ένα ελεγχόμενο τμήμα του κυρίως συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας. Για παράδειγμα αυτό το τμήμα μπορεί να ελέγχεται ως ένα ανεξάρτητα ρυθμιζόμενο (ελεγχόμενο) φορτίο, με απόκριση δευτερολέπτων, σύμφωνα με τις ανάγκες του συστήματος μεταφοράς. Από την πλευρά των καταναλωτών το μικροδίκτυο σχεδιάζεται ώστε να καλύψει τις δικές τους ανάγκες, όπως, [9]:

- να ενισχύσει την αξιοπιστία του συστήματος τοπικά,
- να μειώσει τις απώλειες τροφοδοσίας,
- να στηρίξει την τάση σε τοπικό επίπεδο,
- να παρέχει αυξημένη απόδοση με τη χρήση θερμότητας, η οποία διαφορετικά χάνεται,
- να διορθώνει βυθίσματα τάσης,
- να τους παρέχει αδιάλειπτα ηλεκτρική ισχύ.

Συνολικά, η φιλοσοφία του μικροδικτύου επικεντρώνεται στην ιδέα μιας ευέλικτης, κι επιπλέον ελεγχόμενης διεπαφής μεταξύ του μικροδικτύου και του κυρίως δικτύου, ενώ η φιλοσοφία του έξυπνου δικτύου (smart grid) αναφέρεται στην άμεση σύνδεση και λειτουργία (plug-and-play) σε μια καλά οργανωμένη δομή περισσότερων του ενός μικροδικτύων, συνδεδεμένων μέσω ειδικών διαύλων για την ανταλλαγή δεδομένων, εντολών και ισχύος, [8], [9], [10].

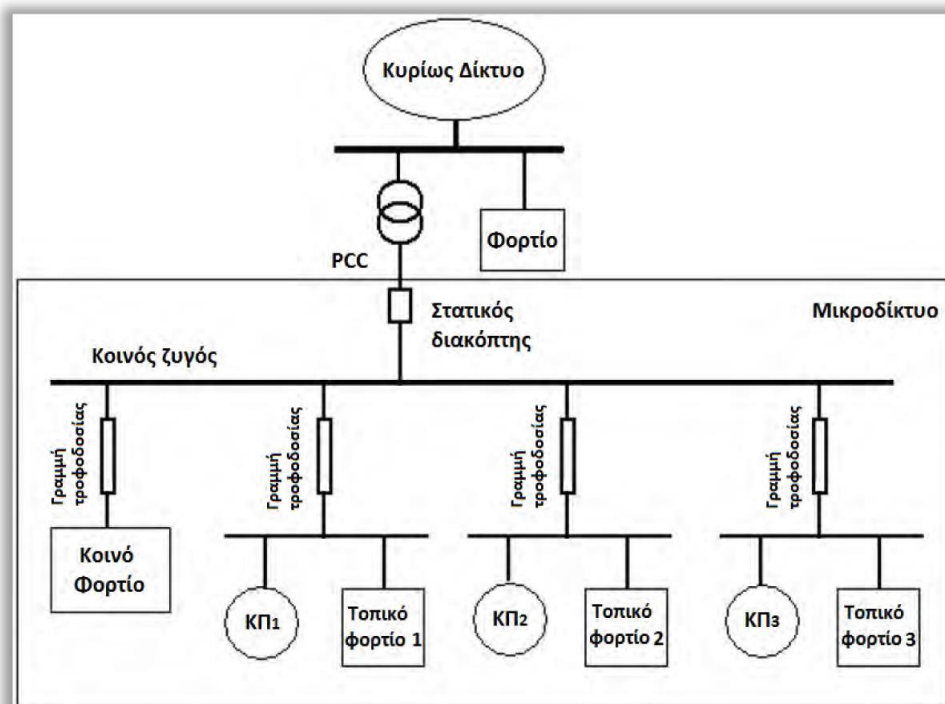


Εικόνα 1.9 Έξυπνο δίκτυο (Smart grid).

1.3.1 Βασική Δομή Μικροδικτύου

Η αρχιτεκτονική του μελλοντικού συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας θα απέχει πολύ από εκείνη του συμβατικού συστήματος, με τα μικροδίκτυα να αποτελούν τον πυρήνα του. Το μικροδίκτυο, όπως σχεδιάστηκε από το CERTS (Consortium for Electric Reliability Technology Solutions), διαθέτει δύο κρίσιμα συστατικά στοιχεία: το στατικό διακόπτη και τη μικροπηγή (ή μικροπαραγωγή). Η γενική μορφή του μικροδικτύου απεικονίζεται στην εικόνα 1.10, όπου φαίνεται η διασύνδεση του μικροδικτύου με το κυρίως δίκτυο σε ένα κοινό σημείο ζεύξης (point of common coupling, PCC). Ο στατικός διακόπτης έχει την ικανότητα να απομονώνει το μικροδίκτυο από το κυρίως δίκτυο [8], [10]. Οι μονάδες ΔΠ ή μικροπηγές είναι υπεύθυνες για

την παραγωγή ηλεκτρικής ισχύος και διαθέτουν ενσωματωμένες διεπαφές ηλεκτρονικών ισχύος, [8], [9]. Οι μονάδες αυτές (που περιλαμβάνουν, όπως αναλύθηκε παραπάνω, π.χ. μικροστρόβιλους, φ/β πλαίσια, κυψέλες καυσίμου, κ.α.) βρίσκονται εγκατεστημένες στη πλευρά των καταναλωτών. Πρόκειται για μονάδες χαμηλού κόστους, χαμηλής τάσης, υψηλής αξιοπιστίας, με χαμηλές εκπομπές ρύπων και μικρής κλίμακας ισχύος από 4 KW έως 10000 KW, [8], [9]. Οι ηλεκτρονικοί μετατροπείς ισχύος (π.χ. αντιστροφείς) παρέχουν τη δυνατότητα ελέγχου και την απαιτούμενη ευελιξία στα πλαίσια της φιλοσοφίας του μικροδικτύου. Σωστός σχεδιασμός κι εφαρμογή του ελέγχου του μικροδικτύου μέσω των ηλεκτρονικών ισχύος διασφαλίζει τόσο την κάλυψη των ενεργειακών αναγκών των καταναλωτών όσο και των απαιτήσεων του διαχειριστή (π.χ. ΔΕΔΔΕΗ), [8]. Επιπλέον, οι μονάδες αποθήκευσης ενέργειας είναι απαραίτητες για την εξισορρόπηση της ροής ισχύος κατά την έναρξη της απομονωμένης από το κυρίως δίκτυο λειτουργίας του μικροδικτύου, καθώς και για το έλεγχο της ροής ισχύος από και προς το κυρίως δίκτυο. Συσσωρευτές, σφόνδυλοι, υπερπυκνωτές βελτιώνουν την ποιότητα ισχύος και βοηθούν στον έλεγχο της τάσης, ενώ απαιτούν επίσης ηλεκτρονικές διατάξεις ισχύος ως διεπαφές. Ακόμη, στη δομή του μικροδικτύου περιλαμβάνεται το σύστημα ελέγχου, το οποίο μπορεί να βασίζεται σε κεντρικό ή κατακεντρωμένο σχήμα ελέγχου κι εγγυάται την ασφαλή λειτουργία του μικροδικτύου σε διαφορετικές καταστάσεις λειτουργίας του. Η στρατηγική ελέγχου που επιλέγεται εξαρτάται κυρίως από την κατάσταση λειτουργίας και τις απαιτήσεις αυτής. Ως γενικός στόχος της ανάπτυξης των μικροδικτύων τίθεται η τροφοδότηση του καταναλωτή με ισχύ ονομαστική τάσης και συχνότητας από ένα ευσταθές σύστημα κατά τη διάρκεια όλων των καταστάσεων λειτουργίας, [8].



Εικόνα 1.10 Βασική δομή μικροδικτύου.

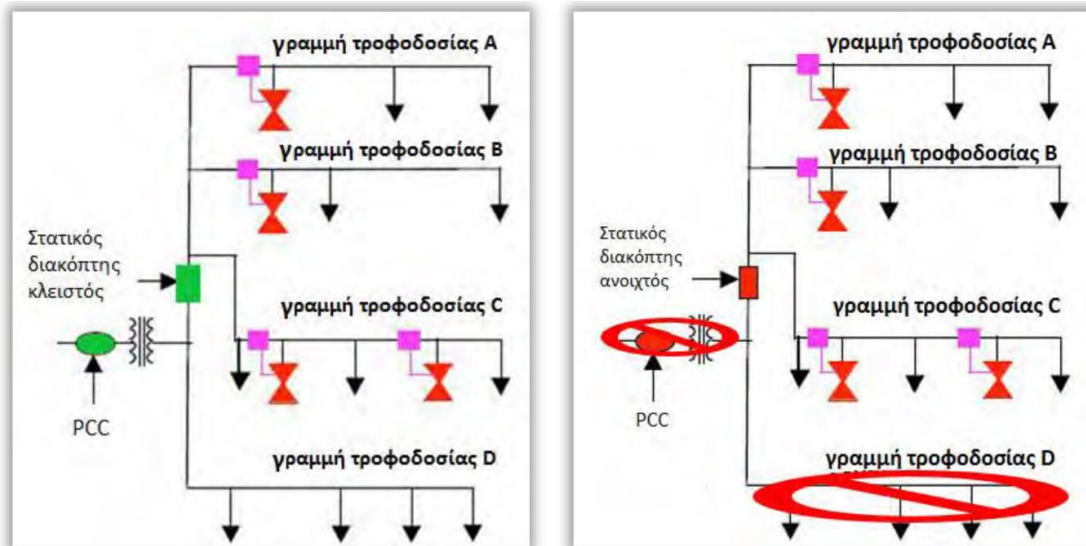
1.3.2 Καταστάσεις Λειτουργίας Μικροδικτύου

Η λειτουργία των μικροδικτύων, όπως προαναφέρθηκε, είναι δυνατή σε δύο καταστάσεις: σε διασυνδεδεμένη στο δίκτυο λειτουργία (grid-connected mode, "on-grid mode") ή σε αυτόνομη, απομονωμένη λειτουργία (standalone, "off-grid mode"). Σε περίπτωση που συμβεί κάποιο σφάλμα κι ενώ βρισκόμαστε σε διασυνδεδεμένη λειτουργία το μικροδίκτυο έχει την ικανότητα να αποσυνδεθεί από το κυρίως δίκτυο και να λειτουργήσει αυτόνομα. Με τη λογική αυτή, προκύπτουν δύο ακόμη καταστάσεις λειτουργίας: η μετάβαση από τη διασυνδεδεμένη λειτουργία στην απομονωμένη κι η ακριβώς αντίστροφη αυτής, [7], [8].

Στην περίπτωση της διασύνδεσης, το μικροδίκτυο συνδέεται με το κυρίως δίκτυο στη μέση ή χαμηλή τάση. Αυτό εξαρτάται από την τοποθεσία και τη συνολική εγκατεστημένη ισχύ των μονάδων ΔΠ. Η τάση και η συχνότητα του μικροδικτύου ελέγχονται από το κυρίως δίκτυο. Το διασυνδεδεμένο μικροδίκτυο ανταλλάσσει (λαμβάνει ή εγχέει) ποσά ισχύος με το κυρίως δίκτυο και παρέχει την απαιτούμενη ισχύ στα τοπικά του φορτία,

δρώντας αναλόγως είτε ως ελεγχόμενο φορτίο είτε ως ελεγχόμενη πηγή, [8]. Συνεπώς, στη διασυνδεδεμένη λειτουργία:

- η τάση κι η συχνότητα ελέγχονται από το κυρίως δίκτυο,
- οι μονάδες ΔΠ τροφοδοτούν το σύνολο ή μέρος του φορτίου.



Εικόνα 1.11 Καταστάσεις λειτουργίας μικροδικτύου:
α) διασυνδεδεμένο στο κυρίως δίκτυο β) αυτόνομη λειτουργία (νησιδοποίηση)

Στην περίπτωση σφάλματος κι αφού λειτουργήσουν οι διακόπτες προστασίας ή σε περίπτωση προσχεδιασμένης διακοπής, το μικροδίκτυο αποσυνδέεται από το κυρίως δίκτυο το συντομότερο δυνατό και αναλαμβάνει τα τοπικά του φορτία. Δηλαδή, το μικροδίκτυο λειτουργεί σε κατάσταση νησιδοποίησης με αυτόνομο τρόπο, παρόμοιο με αυτόν που λειτουργούν οι φυσικές νησίδες του συστήματος όταν αποσυνδέονται από το κυρίως δίκτυο. Κι έτσι, τα φορτία ήσσονος σημασίας αποσυνδέονται (εικόνα 1.11, γραμμή τροφοδοσίας D), εάν η ικανότητα παροχής ισχύος του μικροδικτύου κριθεί ανεπαρκής για τη στήριξη των τοπικών φορτίων του, [9]. Η ικανότητα απομόνωσης από το κυρίως δίκτυο σε περίπτωση σφάλματος παρέχει την δυνατότητα βελτίωσης της ποιότητας ισχύος του τοπικού καταναλωτή μέσω τοπικού ελέγχου της τάσης. Σε απομονωμένη λειτουργία το μικροδίκτυο ελέγχει τη συχνότητα και την τάση μέσω συνεχούς ρύθμισης της ενεργού κι άεργου ισχύος. Σε αυτή τη κατάσταση λειτουργίας το μικροδίκτυο τροφοδοτεί ένα τοπικό φορτίο, το οποίο βρίσκεται κοντά γεωγραφικά, για παράδειγμα ένα μικρό χωριό, ένα πανεπιστήμιο, μια βιομηχανία ή ένα εμπορικό κέντρο, κ.α. και θα πρέπει να διαχειριστεί την τάση, τη συχνότητα, την ποιότητα ισχύος, την εξισορρόπηση μεταξύ προσφοράς και ζήτησης ισχύος και την επικοινωνία μεταξύ των στοιχείων του, [8]. Στην αυτόνομη λειτουργία:

- οι μονάδες ΔΠ ελέγχουν την τάση και τη συχνότητα,
- και παρέχουν ενεργό κι άεργο ισχύ στο φορτίο.

1.3.3 Μικροδίκτυο Εναλλασσόμενου και Συνεχούς Ρεύματος (ac και dc microgrid)

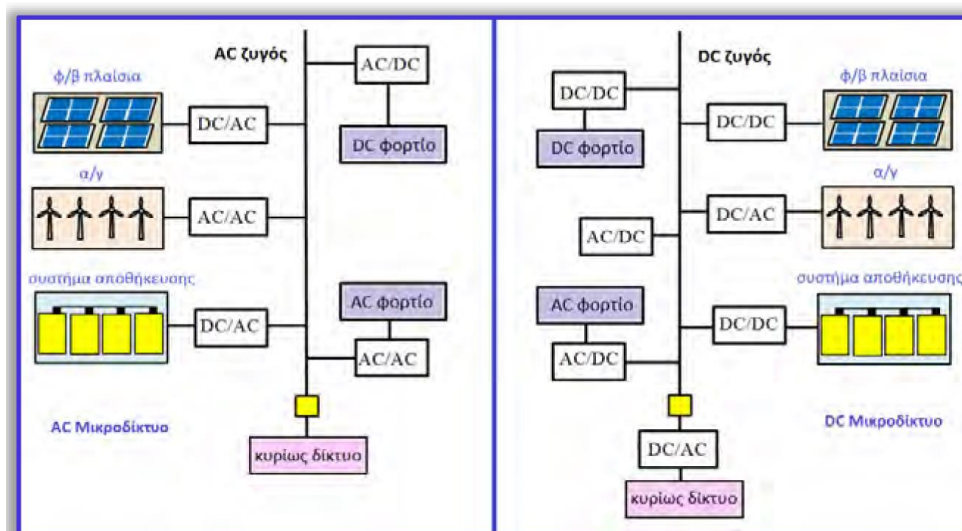
Εξαιτίας της κυριαρχίας του εναλλασσόμενου ρεύματος (ac current) στα κλασσικά συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας, η αρχική ιδέα ανάπτυξης μικροδικτύων βασίστηκε, όπως ήταν φυσικό, στο εναλλασσόμενο ρεύμα, [11]. Ένα τυπικό μικροδίκτυο εναλλασσόμενου ρεύματος (ac microgrid) διασυνδέεται με το δίκτυο μέσης τάσης στο σημείο κοινής σύζευξης (PCC), το λεγόμενο κυρίως δίκτυο το οποίο συνήθως είναι ένα ac δίκτυο. Οι μονάδες ΔΠ και τα συστήματα αποθήκευσης ενέργειας συνδέονται σε κάποια σημεία του δικτύου διανομής. Μέρος του δικτύου αποτελούμενο από ΔΠ και φορτία σχηματίζουν ένα μικρό απομονωμένο ac ηλεκτρικό σύστημα, το λεγόμενο ac μικροδίκτυο. Κατά τη λειτουργία υπό κανονικές συνθήκες τα δύο δίκτυα είναι συνδεδεμένα στο σημείο κοινής σύζευξης ενώ τα φορτία τροφοδοτούνται από τις τοπικές πηγές (π.χ. ΑΠΕ) και αν κριθεί απαραίτητο από το δίκτυο. Εάν η ζητούμενη ισχύς είναι μικρότερη από εκείνη που παράγουν οι πηγές ΔΠ η πλεονάζουσα ισχύς εγχέεται στο κυρίως σύστημα. Στον πίνακα 1.4 ενδεικτικά αναφέρονται κάποια

τυπικά παραδείγματα ac φορτίων που υπάρχουν στη πλειοψηφία των νοικοκυριών, [7]. Τυπικό παράδειγμα ac μικροδικτύου στη χώρα μας αποτελεί το μικροδίκτυο της Κύθνου, το οποίο αποτελείται από φ/β συστοιχίες, ντιζελογεννήτρια και συστοιχίες μπαταριών. Στις περισσότερες περιπτώσεις η λειτουργία ενός ac μικροδικτύου υιοθετεί τα πρότυπα τάσης και συχνότητας των συμβατικών συστημάτων διανομής, [12].

AC Φορτία	Τάση (V)	Ρεύμα (A)	Ισχύς (W)
Φούρνος μικροκυμάτων	240	-	8300
Πλυντήριο πιάτων	120	11	-
Τοστιέρα	120	-	1050
Καφετιέρα	120	-	1100
Στεγνωτήριο ρούχων	240	-	5600
Ψυγείο	120	8.3	-
Πλυντήριο	120	7	-

Πίνακας 1.4 Τυπικά παραδείγματα οικιακών ac φορτίων.

Συνοπτικά, τα ac μικροδίκτυα είναι εφικτό να περιλαμβάνουν ανανεώσιμες και μη-ανανεώσιμες πηγές ενέργειας. Επίσης, σχετίζονται με πολλές εφαρμογές, όπως με εφαρμογές σε απομακρυσμένες περιοχές, εμπορικά κτίρια και ως εφεδρικά συστήματα για την παροχή ισχύος, βελτιώνοντας την απόδοση και την αξιοπιστία της υπάρχουσας υποδομής.



Εικόνα 1.12 Μικροδίκτυο α) εναλλασσόμενου (ac) και β) συνεχούς ρεύματος (dc).

Παραδοσιακά λοιπόν, το ηλεκτρικό δίκτυο έχει σχεδιασθεί με τρόπο τέτοιο ώστε η ισχύς που παράγεται στους κεντρικούς σταθμούς να μεταφέρεται μέσω γραμμών μεταφοράς υψηλής ac τάσης (high-voltage ac (HVAC)) και γραμμών διανομής χαμηλής τάσης στα νοικοκυριά και τις επιχειρήσεις. Ωστόσο, τα συστήματα συνεχούς ρεύματος (direct current (dc)) χρησιμοποιούνται στα βιομηχανικά δίκτυα διανομής, στις τηλεπικοινωνιακές εφαρμογές, σε μεταφορά ισχύος σε μεγάλες αποστάσεις ή μέσω υποθαλάσσιων καλωδίων και για τη διασύνδεση ac δικτύων με διαφορετικές συχνότητες. Ο εξοπλισμός των καταναλωτών, καθώς κι οι μονάδες ΔΠ κυριαρχούνται από ηλεκτρονικά κυκλώματα ισχύος. Οι συσκευές αυτές απαιτούν dc ισχύ για τη λειτουργία τους. Ωστόσο, όλες αυτές οι dc συσκευές απαιτούν τη μετατροπή της διαθέσιμης ac ισχύος σε dc και στην πλειοψηφία τους για τα στάδια αυτής της μετατροπής χρησιμοποιούν μη αποδοτικούς ανορθωτές. Επιπλέον, η ισχύς από dc ΔΠ πρέπει πρώτα να μετατραπεί σε ac ώστε να γίνει η διασύνδεση με το υπάρχον ac δίκτυο κι έπειτα να γίνει η μετατροπή της σε dc για διάφορες τελικές χρήσεις. Αυτά τα διαδοχικά στάδια μετατροπής της ισχύος από dc-ac-dc έχουν ως επακόλουθο απώλειες ισχύος, [7], [11].

Με βάση την εμπειρία της λειτουργίας σε υψηλή τάση συνεχούς ρεύματος (high-voltage dc (HVDC)) αλλά και την ανάπτυξη της τεχνολογίας των ηλεκτρονικών ισχύος το ενδιαφέρον για περισσότερο αποδοτικές λύσεις έχει αυξηθεί. Το χαμηλής τάσης dc (low-voltage dc (LVDC)) δίκτυο διανομής αποτελεί ένα νέο σκεπτικό για το μελλοντικό δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας κι η ιδέα για το dc μικροδίκτυο προέκυψε λίγο μετά από τη γενικότερη ιδέα των μικροδικτύων. Το dc μικροδίκτυο σχεδιάστηκε για dc ΔΠ που ενσωματώνουν

ΑΠΕ, συσκευές αποθήκευσης και dc φορτία, δεδομένου ότι πολλές ΑΠΕ (π.χ. φ/β συστήματα) καθώς και συσκευές αποθήκευσης (π.χ. συσσωρευτές) διαθέτουν dc ζυγούς σε κάποιο από τα στάδια μετατροπής ισχύος. Σε αντίθεση με το ac μικροδίκτυο, το dc μικροδίκτυο δεν συνδέεται απευθείας στο κυρίως ac δίκτυο, αλλά μέσω ενός κοινού dc-ac μετατροπέα, [11]. Στην εικόνα 1.12β παρουσιάζεται ένα τυπικό dc μικροδίκτυο διασυνδεδεμένο με το κυρίως δίκτυο στο σημείο κοινής σύζευξης, το οποίο μπορεί να βρίσκεται στο ac δίκτυο μέσης τάσης ή σε μια γραμμή μεταφοράς υψηλής τάσης συνεχούς ρεύματος συνδέοντας, για παράδειγμα, ένα υπεράκτιο αιολικό πάρκο. Στον πίνακα 1.5 συγκεντρώνονται κάποια τυπικά παραδείγματα οικιακών συσκευών που τροφοδοτούνται με dc ισχύ, [7].

DC Φορτία	Τάση (V)	Ρεύμα (A)	Ισχύς (W)
Laptop	20	4,5	-
Κινητό	5	0,55	-
Ασύρματα τηλέφωνα	6,5	0,5	-
DVD player	-	-	26
Ηλεκτρικό σκουπάκι	10	0,25	-
Ασύρματο router (internet)	5	2,5	-
54'' Plasma τηλεόραση	-	-	465
Συσκευή ταχείας φόρτισης ηλεκτρικού οχήματος	200 - 380		

Πίνακας 1.5 Τυπικά παραδείγματα οικιακών dc φορτίων.

Με το δίκτυο χαμηλής τάσης dc μειώνονται οι απώλειες ισχύος, βελτιώνεται η ποιότητα παρεχόμενης ισχύος (power quality) σε σχέση με το παρόν δίκτυο διανομής κι επιπλέον διευκολύνεται η διασύνδεση και άλλων πηγών ΔΠ. Ιδιαίτερη έμφαση έχει δοθεί σε εφαρμογές των dc μικροδικτύων τα οποία τροφοδοτούν κρίσιμα φορτία σε κτίρια εμπορικών κέντρων, εργοστασίων και νοσοκομείων. Συνήθως, τα dc μικροδίκτυα χρησιμοποιούνται για την τροφοδοσία ευαίσθητων ηλεκτρονικών φορτίων και για βιομηχανικά συστήματα κινητήρων. Επιπρόσθετα, οι σταθμοί φόρτισης των ηλεκτρικών οχημάτων θα αποτελέσουν στο μέλλον σημαντικές περιοχές εφαρμογής των dc μικροδικτύων. Με αυτόν τον τρόπο, η προοπτική εφαρμογής "όχημα στο δίκτυο" (vehicle-to-grid (V2G)) θα επιτρέψει στα ηλεκτρικά οχήματα (electric vehicles) και τα υβριδικά οχήματα συνδεδεμένα στο δίκτυο (plug-in hybrid electric vehicles) να προμηθεύουν το δίκτυο, παρέχοντας έτσι επικουρικές υπηρεσίες (ancillary services) σε αυτό. Για παράδειγμα, ως γνωστόν η παραγωγή από ΑΠΕ, όπως από την αιολική κι ηλιακή ενέργεια, είναι διακοπτόμενης φύσης και για τη βέλτιστη χρησιμοποίηση της ενέργειας απαιτούνται συστήματα αποθήκευσης ενέργειας, τα οποία, ωστόσο, δεν είναι πάντοτε επαρκή. Με την ενσωμάτωση της τεχνολογίας "όχημα στο δίκτυο" το πλεόνασμα της ενέργειας θα είναι δυνατό να απλά αποθηκευθεί και να επιστραφεί πίσω στο δίκτυο όταν αυτό κριθεί απαραίτητο, [7], [8], [11].

Στον πίνακα που ακολουθεί καταγράφονται συγκεντρωμένα τα αποτελέσματα της σύγκρισης μεταξύ dc και ac μικροδικτύων [11].

Τύπος Μικροδικτύου	AC	DC
Απόδοση μετατροπής	<u>Χαμηλή</u> : Πολλαπλά στάδια μετατροπής από ac/dc και από dc/ac απαιτούνται για τη διασύνδεση ΑΠΕ και συσκευών αποθήκευσης	<u>Υψηλή</u> : Τα στάδια μετατροπής από ac/dc και από dc/ac μεταξύ ΑΠΕ και συσκευών αποθήκευσης μειώνονται
Κόστος μετατροπών ισχύος	<u>Υψηλό</u> : Για κάθε πηγή ΑΠΕ και συσκευή αποθήκευσης απαιτείται dc/ac μετατροπέας	<u>Χαμηλό</u> : Τα στάδια μετατροπής μειώνονται συνεπώς και το πλήθος των μετατροπών που απαιτούνται
Απόδοση μεταφοράς	<u>Χαμηλή</u> : Επιπρόσθετες απώλειες λόγω της άεργου συνιστώσας του ρεύματος	<u>Υψηλή</u> : Δεν υπάρχουν απώλειες λόγω άεργου συνιστώσας του ρεύματος
Αξιοπιστία παροχής ισχύος	<u>Δύσκολο</u> να διασφαλισθεί απρόσκοπτη μετάβαση μετά από σφάλμα στο δίκτυο	Διασφαλίζεται <u>ομαλή παροχή ισχύος</u> με περιορισμένες μεταβολές στην τάση κατά τη διάρκεια της μεταβατικής περιόδου
Έλεγχος	<u>Δύσκολος</u> : Απαιτείται ρύθμιση τάσης και ρύθμιση συχνότητας, κι επίσης αντιστάθμιση της ασυμμετρίας σε τριφασικά συστήματα	<u>Απλός</u> : Χωρίς συχνότητα, άεργο ισχύ και ασυμμετρία μεταξύ των τριών φάσεων
Διαθεσιμότητα φορτίου	<u>Υψηλή</u> : Τα διαθέσιμα φορτία έχουν κυρίαρχα σχεδιασθεί για ac τροφοδοσία	<u>Χαμηλή</u> , αλλά με μεγάλη δυναμική: Ψηφιακά και φορτία που απαιτούν dc/ac

		μετατροπείς είναι συμβατά με το dc μικροδίκτυο
Προστασία	Ωριμη τεχνολογία με αποδοτικούς και σχετικά οικονομικούς διακόπτες και καλά αναπτυγμένο σύστημα προστασίας	Υψηλού κόστους διακόπτες, ενώ η προστασία σε θεωρητικό επίπεδο αλλά και σε επίπεδο εξοπλισμού βρίσκεται υπό έρευνα

Πίνακας 1.6 Τυπικά παραδείγματα οικιακών dc φορτίων.

1.3.4 Οφέλη από την Υλοποίηση-Ενσωμάτωση Μικροδικτύων

Γενικά, η απόδοση ενός συμβατικού συστήματος είναι πολύ μικρότερη συγκρινόμενη με εκείνη του μικροδικτύου. Στη περίπτωση του συμβατικού συστήματος μεγάλα ποσά ενέργειας χάνονται υπό μορφή θερμότητας, εν αντιθέσει με την περίπτωση του μικροδικτύου, όπου οι μικροπηγές (ή μικροπαραγωγές) τοποθετούνται σε κοντινή απόσταση από το φορτίο. Συνολικά, από τη δομή και τη λειτουργία του μικροδικτύου προκύπτουν πολλαπλά οικονομικά, τεχνικά, περιβαλλοντικά και κοινωνικά οφέλη τόσο για τον καταναλωτή όσο και για τον κάτοχο της κάθε μικροπαραγωγής, [13], [14]. Συνοπτικά, τα κυριότερα οφέλη των μικροδικτύων καταγράφονται ανά κατηγορία ως, [2], [6], [13], [14]:

1.3.4.1 Οικονομικά

Άμεσα:

- η μείωση του κόστους ενέργειας για τους καταναλωτές, καλύπτοντας τις μερικές ή και όλες τις ενεργειακές απαιτήσεις τους,
- συμμετοχή στις αγορές επικουρικών υπηρεσιών (ancillary services),
- πώληση της πλεονάζουσας ηλεκτρικής ισχύος στο κυρίως δίκτυο,
- συμμετοχή στον προγραμματισμό προσφοράς-ζήτησης ισχύος,
- βελτιστοποίηση των επενδύσεων με βάση τιμές αγορών ενέργειας πραγματικού χρόνου.

Έμμεσα:

- μειωμένες απώλειες ισχύος στο σύστημα διανομής και μεταφοράς,
- ενσωμάτωση ΑΠΕ,
- συμπαραγωγή ηλεκτρισμού και θερμότητας σε κοντινές αποστάσεις.

1.3.4.2 Τεχνικά

- ικανότητα νησιδοποίησης κατά τη διάρκεια διαταραχής του κυρίως δικτύου χωρίς ή με ελάχιστη απόρριψη φορτίων,
- μείωση διακοπών παροχής ισχύος,
- βελτίωση ποιότητας της παρεχόμενης ισχύος,
- αύξηση της αξιοπιστίας της τροφοδότησης των καταναλωτών.

1.3.4.3 Περιβαλλοντικά

- μείωση των εκπομπών αερίων του θερμοκηπίου,
- μειωμένη ή μηδενική εκπομπή ρύπων. μείωση διακοπών παροχής ισχύος,

1.3.4.4 Κοινωνικά

- διαμόρφωση περιβαλλοντικής συνείδησης σχετικά με την εξοικονόμηση ενέργειας και τη μείωση αερίων του θερμοκηπίου,
- δημιουργία νέων θέσεων εργασίας και έρευνας,
- εξηλεκτρισμός απομακρυσμένων ή υποανάπτυκτων περιοχών.

1.4 Ανακεφαλαίωση

Στο παρόν κεφάλαιο, δόθηκαν οι ορισμοί της ΔΠ και του μικροδικτύου που αναμένεται να κυριαρχήσουν στα μοντέρνα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας, ενώ συγκεντρωμένα παρουσιάστηκαν οι κύριοι τύποι κι οι τεχνολογίες ΔΠ, οι οποίες συμπεριλαμβάνουν ανανεώσιμες και μη πηγές ενέργειας, καθώς και συστήματα αποθήκευσης ενέργειας. Το μικροδίκτυο με τις ΔΠ και τα τοπικά φορτία, αποτελεί ένα υποσύστημα του συνολικού συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας με τελικό στόχο την κάλυψη των ενεργειακών αναγκών των καταναλωτών και την αύξηση της αξιοπιστίας ολόκληρου του συστήματος. Στη συνέχεια του κεφαλαίου, αναλύθηκαν οι δύο καταστάσεις λειτουργίας του μικροδικτύου: σε διασύνδεση με το δίκτυο ή αυτόνομα, καθεμία από τις οποίες βρίσκει εφαρμογή σε διαφορετικές περιπτώσεις. Επίσης, παρουσιάστηκε τόσο η δομή του μικροδικτύου εναλλασσομένου ρεύματος (ac μικροδίκτυο), η οποία αποτέλεσε την αρχική ιδέα των ερευνητών κι είναι αυτή που επικρατεί, όσο κι η δομή του μικροδικτύου συνεχούς ρεύματος (dc μικροδίκτυο), το οποίο αναμένεται να συνυπάρξει με το ac μικροδίκτυο, για λόγους αποδοτικότητας, κόστους κι αξιοπιστίας. Τέλος, στο κεφάλαιο αυτό, ταξινομημένα παρουσιάστηκαν τα σημαντικά οφέλη που προκύπτουν από την υλοποίηση και την ενσωμάτωση των μικροδικτύων στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας.

2. Ηλεκτρονικοί Μετατροπείς Ισχύος ως Μονάδες Διεπαφής στο Σύστημα Ηλεκτρικής Ενέργειας

Σύνοψη

Τα μικροδίκτυα, και η ενσωμάτωση της ΔΠ γενικότερα, στα μοντέρνα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας εισάγουν ένα πλήθος προκλήσεων και λειτουργικών προβλημάτων τα οποία θα πρέπει να αντιμετωπιστούν με σωστό σχεδιασμό συστημάτων ελέγχου και προστασίας. Στόχος είναι η διασφάλιση του επιπέδου αξιοπιστίας, οικονομικής λειτουργίας καθώς κι η πλήρης αξιοποίηση των πλεονεκτημάτων που προσφέρει η ΔΠ. Στο παρόν κεφάλαιο, θα γίνει λόγος σχετικά με τους κυριότερους τύπους ελεγκτών που απαντώνται σε δομές μικροδικτύων, όπως είναι ο ελεγκτής μικροπηγής κι ο κεντρικός ελεγκτής του μικροδικτύου. Ο ελεγκτής μικροπηγής δρα τοπικά κι αποκεντρωμένα με στόχο τη ρύθμιση κάθε μονάδας ΔΠ, γεγονός που σημαίνει πως η επικοινωνία μεταξύ των μικροπηγών δεν είναι απαραίτητη, ενώ παρέχεται η δυνατότητα άμεσης σύνδεσης και λειτουργίας (plug and play) κι άλλων μονάδων. Αντιθέτως, ο κεντρικός ελεγκτής λαμβάνει κεντρική δράση κι παίρνει αποφάσεις απομακρυσμένα, για το σύνολο των μονάδων ΔΠ που απαρτίζουν το μικροδίκτυο. Πιο συγκεκριμένα, διατηρεί την ποιότητα ισχύος και την αξιοπιστία για το σύνολο του μικροδικτύου, παρέχει τις τιμές ισχύος και τάσης των σημείων λειτουργίας (set points) σε κάθε ελεγκτή μικροπηγής, διασφαλίζει την ανταλλαγή ποσοτήτων ισχύος και την ομαλή συνεργασία μεταξύ του μικροδικτύου με το δίκτυο μεταφοράς, και παρέχει προγραμματισμό για οικονομική παραγωγή για τις μονάδες ΔΠ. Στη συνέχεια, προσπαθώντας να αξιοποιηθούν τα περισσότερα πλεονεκτήματα του κεντρικού κι αποκεντρωμένου ελέγχου, προέκυψε η αρχιτεκτονική του ιεραρχικού ελέγχου που έχει προταθεί για τη διασφάλιση της αξιοπιστίας και της οικονομικής λειτουργίας των μικροδικτύων κι αποτελεί συγκερασμό των δύο προαναφερθέντων δομών ελέγχου. Η αρχιτεκτονική του ιεραρχικού ελέγχου μικροδικτύου παρουσιάζεται στο παρόν κεφάλαιο, με τα βασικά της επίπεδα: τριτεύων, δευτερεύων και πρωτεύων (όπου συμπεριλαμβάνεται κι ο εσωτερικός) βρόχος ελέγχου. Ο τριτεύων βρόχος ελέγχου ελέγχει τη ροή ισχύος μεταξύ του μικροδικτύου και του κυρίως δικτύου (ή άλλων μικροδικτύων). Ο δευτερεύων βρόχος ελέγχου διασφαλίζει πως τα ηλεκτρικά μεγέθη εντός του μικροδικτύου βρίσκονται εντός των επιθυμητών ορίων. Επίσης, είναι δυνατό να περιλαμβάνει κι έναν βρόχο συγχρονισμού για την απρόσκοπτη λειτουργία του σε διασύνδεση με το κυρίως δίκτυο ή αυτόνομα. Ο πρωτεύων βρόχος ελέγχου ή έλεγχος στατισμού (droop control) χρησιμοποιείται συχνά για να μιμηθεί τη φυσική συμπεριφορά των κλασσικών συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας, και πρόκειται για ένα ανεξάρτητο τοπικό έλεγχο. Οι εσωτερικοί ελεγκτές δρουν τοπικά και ρυθμίζουν τα μεγέθη κάθε μονάδας ΔΠ. Στην τελευταία ενότητα του κεφαλαίου, αναλύεται η ευρέως διαδεδομένη κι από τα κλασσικά συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας, τεχνική ελέγχου στατισμού (droop control) η οποία χρησιμοποιείται στα μικροδίκτυα για έλεγχο σε πρωταρχικό επίπεδο. Επιπλέον, γίνεται αναφορά στην επίδραση των χαρακτηριστικών των διασυνδεδετικών γραμμών στην εφαρμογή κι απλοποίηση των νόμων ελέγχου στατισμού για κάθε δίκτυο. Ανάλογα με τον τύπο της γραμμής: χαμηλής, μέσης κι υψηλής τάσης και με βάση το λόγο R/X των γραμμών το δίκτυο χαρακτηρίζεται ως επαγωγικό, ωμικό ή μικό, οπότε κι οι εξισώσεις στατισμού διαφοροποιούνται. Τέλος, το κεφάλαιο ολοκληρώνεται με τις στρατηγικές ελέγχου στατισμού για ac και dc μικροδίκτυα.

2.1 Ελεγκτές Μικροδικτύου (Microgrid controllers)

Γενικά, οι ελεγκτές του μικροδικτύου διασφαλίζουν την ασφαλή και βέλτιστη λειτουργία του συστήματος, τη μείωση εκπομπής ρύπων καθώς και την ομαλή μεταφορά από τη μία κατάσταση λειτουργίας στην άλλη, χωρίς να παραβιάζονται οι περιορισμοί κι οι απαιτήσεις του συστήματος. Κάτι τέτοιο επιτυγχάνεται με τη βοήθεια των ακόλουθων ελεγκτών, [5], [9]:

- ελεγκτής της μονάδας ΔΠ (distributed generation controller (DGC)) ή ελεγκτής μικροπηγής (microsource controller (MC)), ο οποίος συνδέεται σε κάθε μονάδα παραγωγής και σε κάθε συσκευή αποθήκευσης ενέργειας,
- κεντρικός ελεγκτής μικροδικτύου (microgrid central controller (MGCC)).

2.1.1 Ελεγκτής Μικροπηγής

Ο ελεγκτής μικροπηγής (microsource controller (MC)) ή ελεγκτής της μονάδας ΔΠ (distributed generation controller (DGC)) είναι ένα σημαντικό συστατικό στοιχείο του μικροδικτύου. Ο ελεγκτής αυτός αποκρίνεται σε χρόνο της τάξης των χιλιοστών του δευτερολέπτου χρησιμοποιώντας έλεγχο με τοπικό χαρακτήρα κατά τη

διάρκεια κάθε συμβάντος. Κύριο στοιχείο αποτελεί το γεγονός πως η επικοινωνία μεταξύ των μικροπηγών δεν είναι απαραίτητη για τη βασική λειτουργία. Κάθε μονάδα ΔΠ είναι ικανή να ανταποκριθεί στις μεταβολές του φορτίου με προκαθορισμένο τρόπο, χωρίς μεταφορά δεδομένων από τις άλλες μικροπηγές, με δυνατότητα άμεσης σύνδεσης και λειτουργίας (plug and play), [9]. Κατά τον τρόπο αυτό, μια μικροπηγή μπορεί να προστεθεί στο μικροδίκτυο χωρίς αλλαγές στον έλεγχο και τις μονάδες προστασίας που ήδη υπάρχουν στο σύστημα. Ως αποτέλεσμα, προκύπτει η δυνατότητα ενσωμάτωσης ΔΠ με ελάχιστη συνεισφορά στη πολυπλοκότητα του συστήματος. Βασικές εισόδους του ελεγκτή αποτελούν οι τιμές των σημείων λειτουργίας (set points) στη μόνιμη κατάσταση, δηλαδή της ισχύος στην έξοδο P και της τάσης V του τοπικού ζυγού. Ακόμη, κύριας σημασίας είναι κι η συμπεριφορά του μικροδικτύου κατά τη διάρκεια αποσύνδεσης από κυρίως δίκτυο στο σημείο κοινής ζεύξης (PCC), [15], [7], [16].

Συνοπτικά, οι ελεγκτές μικροπηγής διασφαλίζουν, [7], [5], [9]:

- την προσθήκη νέων μικροπηγών στο σύστημα χωρίς μετατροπή της προϋπάρχουσας δομής του ac ή dc μικροδικτύου,
- τη σύζευξη/αποσύζευξη του μικροδικτύου με/από το κυρίως δίκτυο γρήγορα και χωρίς παρενέργειες,
- τον ανεξάρτητο έλεγχο ενεργού κι άεργου ισχύος,
- τη διόρθωση βύθισης τάσης,
- τη διαχείριση σφαλμάτων χωρίς απώλεια της ευστάθειας του συστήματος,
- την κάλυψη των απαιτήσεων του φορτίου,

και στα χαρακτηριστικά τους ενσωματώνονται:

- ο έλεγχος ενεργού κι άεργου ισχύος,
- ο έλεγχος τάσης και ρεύματος,
- η ανάγκη για συστήματα αποθήκευσης,
- ο καταμερισμός φορτίου.

2.1.2 Σύστημα Βελτιστοποίησης ή Κεντρικός Ελεγκτής

Το σύστημα βελτιστοποίησης (system optimizer) ή κεντρικός έλεγχος μικροδικτύου (central control (CC)) παρέχεται από τον διαχειριστή ενέργειας μικροδικτύου (microgrid operating manager). Ο διαχειριστής χρησιμοποιεί πληροφορίες σχετικές με τις τοπικές ανάγκες για ηλεκτρισμό και θερμότητα, τις απαιτήσεις σε ποιότητα ισχύος, το κόστος παραγωγής, τις ανάγκες για παροχή ισχύος, τις ανάγκες του δικτύου, τις απαιτήσεις από την πλευρά της ζήτησης, τα επίπεδα συμφόρησης, κ.α. ώστε να αποφασίσει την ποσότητα ισχύος που θα μεταφερθεί μεταξύ του μικροδικτύου και του δικτύου διανομής, [9].

Η λειτουργία του κεντρικού ελεγκτή (microgrid central controller (MGCC)) αφορά στην επίβλεψη του συνολικού συστήματος ελέγχου και του συστήματος προστασίας του μικροδικτύου διαμέσου των ελεγκτών μικροπηγής.

Κάποιες βασικές λειτουργίες του κεντρικού ελεγκτή είναι, [5], [9]:

- διατηρεί την ποιότητα ισχύος και την αξιοπιστία για το σύνολο του μικροδικτύου,
- παρέχει τις τιμές ισχύος και τάσης των σημείων λειτουργίας (set points) σε κάθε ελεγκτή μικροπηγής,
- διασφαλίζει την κάλυψη θερμικών κι ηλεκτρικών φορτίων,
- διασφαλίζει την ανταλλαγή ποσοτήτων ισχύος και την ομαλή συνεργασία μεταξύ του μικροδικτύου με το κυρίως δίκτυο ή με άλλα μικροδίκτυα,
- ελαχιστοποιεί τις εκπομπές ρύπων καθώς και τις απώλειες του συστήματος,
- μεγιστοποιεί την αποδοτικότητα των μικροπηγών και παρέχει προγραμματισμό για οικονομική παραγωγή για τις μονάδες ΔΠ,
- παρέχει στρατηγικές ελέγχου για νησιδοποίηση κι επανασύνδεση του μικροδικτύου,
- διατηρεί σε συγκεκριμένα επίπεδα τη συχνότητα και την τάση για τα ηλεκτρικά φορτία.

Ο κεντρικός ελεγκτής, συνήθως, σχεδιάζεται για να λειτουργεί σε αυτόματη λειτουργία με πρόβλεψη για χειροκίνητη ανθρώπινη παρέμβαση εάν κάτι τέτοιο απαιτείται.

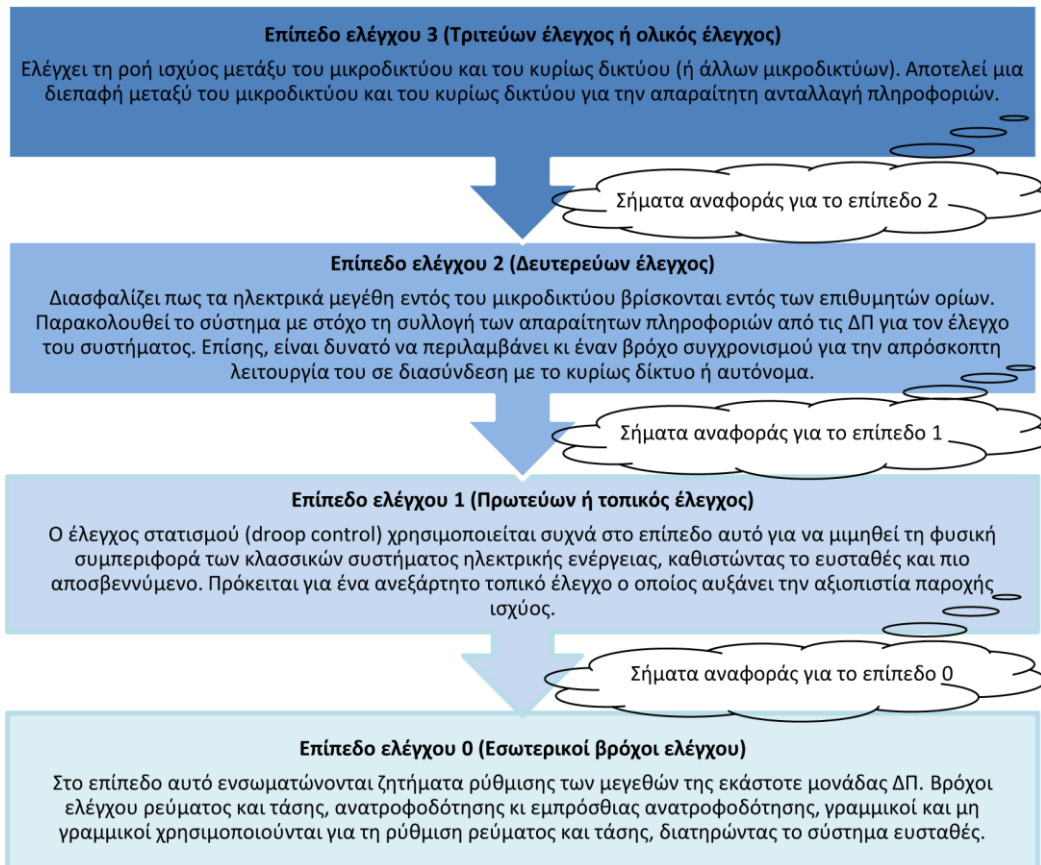
2.1.3 Ιεραρχικός Έλεγχος Μικροδικτύου

Παρατηρώντας την αρχιτεκτονική ελέγχου ενός συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας, διακρίνουμε δύο αντίθετες προσεγγίσεις: την κεντροποιημένη (centralized control) και την αποκεντρωμένη (decentralized control). Κατά τον πλήρως κεντροποιημένο έλεγχο τα δεδομένα συγκεντρώνονται σε έναν ειδικό κεντρικό ελεγκτή ο οποίος εκτελεί τους απαιτούμενους υπολογισμούς κι αποφασίζει για τις αντίστοιχες ενέργειες όλων των μονάδων, ενώ απαιτεί ευρεία επικοινωνία με τις ελεγχόμενες μονάδες. Αντίθετα, στον πλήρως αποκεντρωμένο έλεγχο κάθε μονάδα διαθέτει το δικό της τοπικό ελεγκτή ο οποίος λαμβάνει μόνο τοπικά δεδομένα και μετρήσεις, μη λαμβάνοντας υπόψη το υπόλοιπο σύστημα καθώς και τις ενέργειες των άλλων τοπικών ελεγκτών. Η χρήση πλήρως κεντροποιημένου ελέγχου πάσχει από την ανάγκη ευρείας επικοινωνίας και μεγάλης υπολογιστικής δύναμης, ενώ η χρήση της πλήρως αποκεντρωμένης προσέγγισης δεν είναι εφικτή, αφού λόγω της σύζευξης μεταξύ των λειτουργιών των μονάδων του συστήματος απαιτείται μια ελάχιστη συνεργασία μεταξύ τους, πέρα από τη γνώση των τοπικών μεταβλητών μόνο, [15].

Μια συμβιβαστική λύση μεταξύ του πλήρως κεντρικού και του πλήρως αποκεντρωμένου ελέγχου μπορεί να επιτευχθεί μέσω του ιεραρχικού ελέγχου που περιλαμβάνει τρία επίπεδα: πρωτεύον, δευτερεύον και τριτεύον. Αυτά τα επίπεδα ελέγχου διαφέρουν: α) στην ταχύτητα απόκρισης και το χρονικό πλαίσιο στο οποίο λειτουργούν και β) στην απαιτούμενη υποδομή (π.χ. επικοινωνιακή υποδομή). Αν και τα μικροδίκτυα δεν είναι απαραίτητα γεωγραφικώς εκτεταμένα όπως τα συμβατικά συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας, η χρήση ιεραρχικού ελέγχου επιβάλλεται από το μεγάλο αριθμό ελεγχόμενων μονάδων ΔΠ και τις αυστηρές προδιαγραφές που απαιτούνται, [15]. Τα μικροδίκτυα, όπως αναφέρθηκε στο κεφάλαιο 1, είναι δυνατό να λειτουργούν σε διασύνδεση με το δίκτυο ή αυτόνομα. Ο σωστός σχεδιασμός ελέγχου του μικροδικτύου, ο οποίος είναι αναγκαίος για την ευσταθή κι οικονομικά αποδοτική λειτουργία του, θα πρέπει να επιτυγχάνει, [17]:

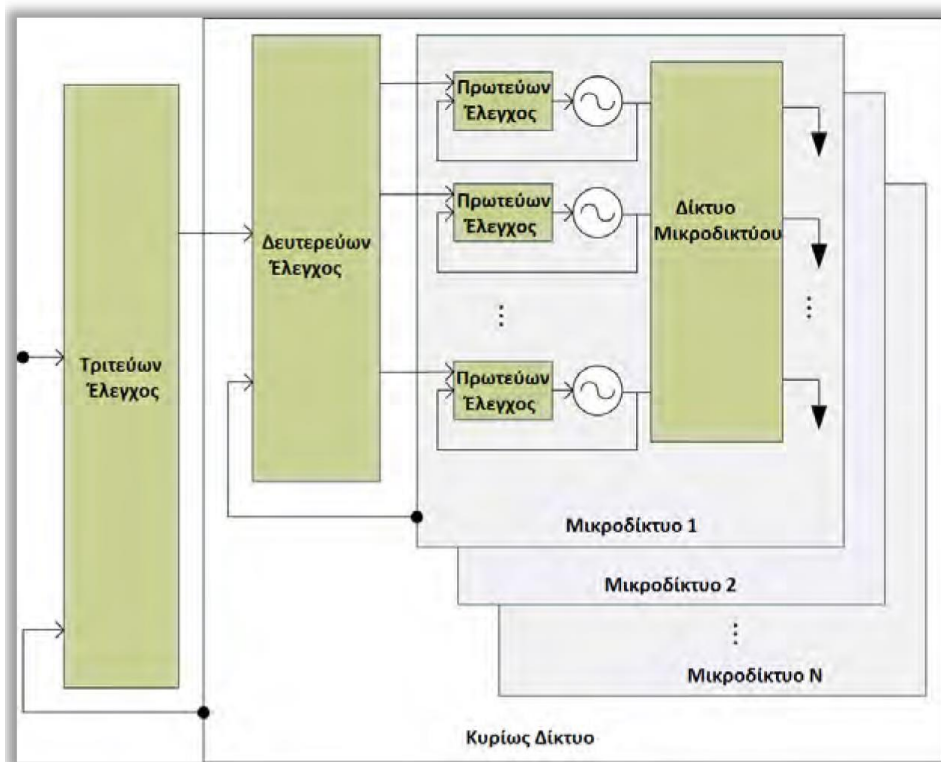
- τη ρύθμιση τάσης και συχνότητας και στις δύο καταστάσεις λειτουργίας,
- το σωστό καταμερισμό φορτίου και τη συνεργασία μεταξύ των πηγών ΔΠ,
- τον συγχρονισμό/επανασυγχρονισμό του μικροδικτύου με το κυρίως δίκτυο,
- τον έλεγχο της ροής ισχύος μεταξύ του μικροδικτύου και του κυρίως δικτύου,
- τη βελτιστοποίηση του λειτουργικού κόστους του μικροδικτύου.

Στο ακόλουθο σχηματικό διάγραμμα, [18], [19], διακρίνονται κι αναλύονται τα τρία βασικά επίπεδα ελέγχου, ενώ αξίζει να σημειωθεί πως στο πρωτεύον επίπεδο ελέγχου συμπεριλαμβάνονται κι οι εσωτερικοί ελεγκτές, αναφερόμενοι συχνά ως επίπεδο ελέγχου 0 (έλεγχος συστήματος σε φυσικό επίπεδο).



Εικόνα 2.1 Επίπεδα ιεραρχικού ελέγχου μικροδικτύου.

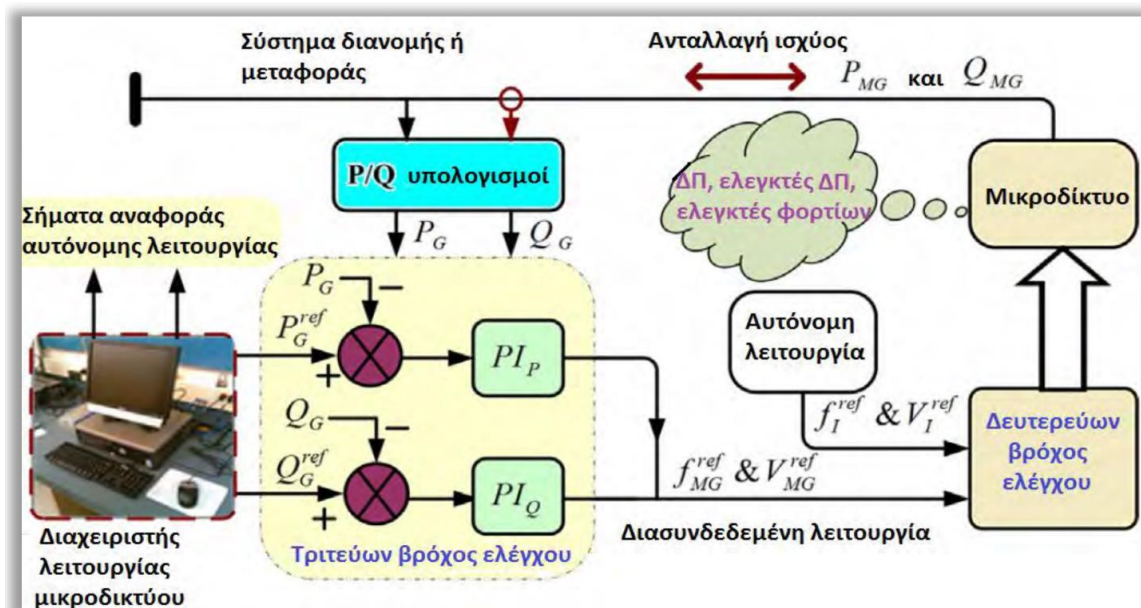
Η δομή του ιεραρχικού ελέγχου καθώς και τα σήματα που αποστέλλουν/αποστέλλονται από/προς καθένα από τα επίπεδα ελέγχου απεικονίζονται στην ακόλουθη εικόνα:



Εικόνα 2.2 Σχηματική δομή ιεραρχικού ελέγχου μικροδικτύου.

2.1.3.1 Επίπεδο 3 (Τριτεύων ή Ολικός (Tertiary or Global) Βρόχος Ελέγχου)

Ο τριτεύων ή ολικός έλεγχος αποτελεί το ανώτατο επίπεδο ελέγχου και θέτει μακροπρόθεσμα τα τυπικά βέλτιστα σημεία ρύθμισης (set points), οι τιμές των οποίων εξαρτώνται από το κυρίως δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας και την αλληλεπίδραση παραγωγής κι αγοράς ενέργειας. Στο επίπεδο αυτό ελέγχεται η ροή ισχύος μεταξύ μικροδικτύων ή/και με το κυρίως δίκτυο κι έτσι ο τριτεύων βρόχος ελέγχου είναι υπεύθυνος για τη συνεργασία πολλών μικροδικτύων μεταξύ τους καθώς και για τις επικοινωνιακές ανάγκες ή τις απαιτήσεις του κυρίως δικτύου (στήριξη τάσης, ρύθμιση ισχύος, κ.α.). Η εικόνα 2.3 επεξηγεί ότι τα σήματα αναφοράς τάσης και συχνότητας του δευτερεύοντος βρόχου ελέγχου παράγονται από τον διαχειριστή λειτουργίας του μικροδικτύου (microgrid operating manager (MOM)) ή τον διαχειριστή του συστήματος του συστήματος μεταφοράς (transmission operating manager (TSO)) με διάρκεια λειτουργίας αρκετά λεπτά, [7], [15].



Εικόνα 2.3 Διάγραμμα βρόχων ολικού και δευτερεύοντος ελέγχου.

Επίσης, προβλέπει βραχυπρόθεσμες αλλαγές του φορτίου, καθώς και την ικανότητα αποθήκευσης με οριακό κόστος παραγωγής κάθε μονάδας ΔΠ και βέβαια αποτελεί κεντρικοποιημένο έλεγχο εφόσον απαιτεί επικοινωνία για να λειτουργήσει.

2.1.3.2 Επίπεδο 2 (Δευτερεύων Βρόχος Ελέγχου)

Ο δευτερεύων έλεγχος, συχνά αναφερόμενος κι ως σύστημα διαχείρισης ενέργειας (energy management system (EMS)), είναι υπεύθυνος για την αξιόπιστη, ασφαλή κι οικονομική λειτουργία του μικροδικτύου είτε σε διασυνδεδεμένη είτε σε απομονωμένη από το δίκτυο λειτουργία. Ο ρόλος του γίνεται ιδιαίτερα ενδιαφέρων στα αυτόνομα μικροδίκτυα με διείσδυση πηγών ΔΠ υψηλής μεταβλητότητας όπου πρέπει να ακολουθεί τις ξαφνικές αλλαγές των φορτίων και των μη ρυθμιζόμενων γεννητριών. Κύριος στόχος του συστήματος διαχείρισης αποτελεί η εύρεση του βέλτιστου ενεργειακού προγραμματισμού (unit commitment (UC)) κι η βέλτιστη ρύθμιση των διαθέσιμων μονάδων ΔΠ. Αναφέρεται στον κεντρικό ελεγκτή του μικροδικτύου (MGCC) κι είναι υπεύθυνος για τη μέτρηση της συχνότητας και της τάσης. Η έξοδος της μονάδας ελέγχου αποστέλλεται μέσω επικοινωνιακού διαύλου για την προσαρμογή των σημάτων αναφοράς των τοπικών ελεγκτών (π.χ. βρόχοι ελέγχου στατισμού (droop controllers)). Επίσης, είναι δυνατό να περιλαμβάνει κι έναν βρόχο συγχρονισμού για την απρόσκοπτη λειτουργία του μικροδικτύου σε σύνδεση με το κυρίως δίκτυο ή αυτόνομα, [7], [16]. Επίσης, τα μόνιμα σφάλματα τάσης και συχνότητας που προέρχονται από τη δράση του πρωτεύοντος ελέγχου αποκαθίστανται με τη βοήθεια του δευτερεύοντος βρόχου ελέγχου.

Ο δευτερεύων έλεγχος είναι το ανώτατο επίπεδο ελέγχου για αυτόνομα μικροδίκτυα και λειτουργεί σε πιο αργά συγκριτικά με τον πρωτεύοντα έλεγχο (διάρκεια ελάχιστα λεπτά) ώστε να επιτυγχάνονται:

- η αποσύζευξη του δευτερεύοντος και πρωτεύοντος βρόχου ελέγχου,

- η μείωση του τηλεπικοινωνιακού εύρους ζώνης χρησιμοποιώντας δείγματα των μετρήσεων των μεταβλητών του μικροδικτύου,
- σύνθετοι υπολογισμοί.

Το τυπικά μικρό γεωγραφικό εύρος του μικροδικτύου διευκολύνει τις επικοινωνίες, αφού απαιτείται μικρό τηλεπικοινωνιακό εύρος ζώνης και μάλιστα για παραμέτρους που μεταβάλλονται με αργό ρυθμό, όπως τα σημεία ρύθμισης ενεργού και άεργου ισχύος, [15].

2.1.3.3 Επίπεδο 1 (Βρόχος Τοπικού Ελέγχου)

Είναι, επίσης, γνωστός ως πρωταρχικός ή πρωτεύων έλεγχος αποκεντρωμένος έλεγχος (δεν είναι απαραίτητη η επικοινωνία μεταξύ των μετατροπέων ισχύος). Ο σχεδιασμός του πρωτεύοντος ελέγχου πραγματοποιείται με τέτοιο τρόπο ώστε να ικανοποιούνται οι ακόλουθες απαιτήσεις, [17], [19]:

- Να σταθεροποιούνται τάση και συχνότητα, αφού ως επακόλουθο πιθανής νησιδοποίησης, το μικροδίκτυο μπορεί να απωλέσει την ευστάθεια τάσης και συχνότητας εξαιτίας της αναντιστοιχίας μεταξύ της παραγόμενης και καταναλισκόμενης ισχύος.
- Να παρέχεται η δυνατότητα της άμεσης σύνδεσης και λειτουργίας (plug-and-play) για τις ΔΠ καθώς και του σωστού καταμερισμού ισχύος (ενεργού κι άεργου) μεταξύ των ΔΠ, κατά προτίμηση χωρίς καθόλου επικοινωνία μεταξύ τους.
- Να μειώνεται η κυκλοφορία κυκλικών ρευμάτων, εξαιτίας των οποίων είναι δυνατό να προκληθεί το φαινόμενο της υπερέντασης στις συσκευές ηλεκτρονικών ισχύος γεγονός που μπορεί να οδηγήσει στην καταστροφή του πυκνωτή της dc διασύνδεσης.

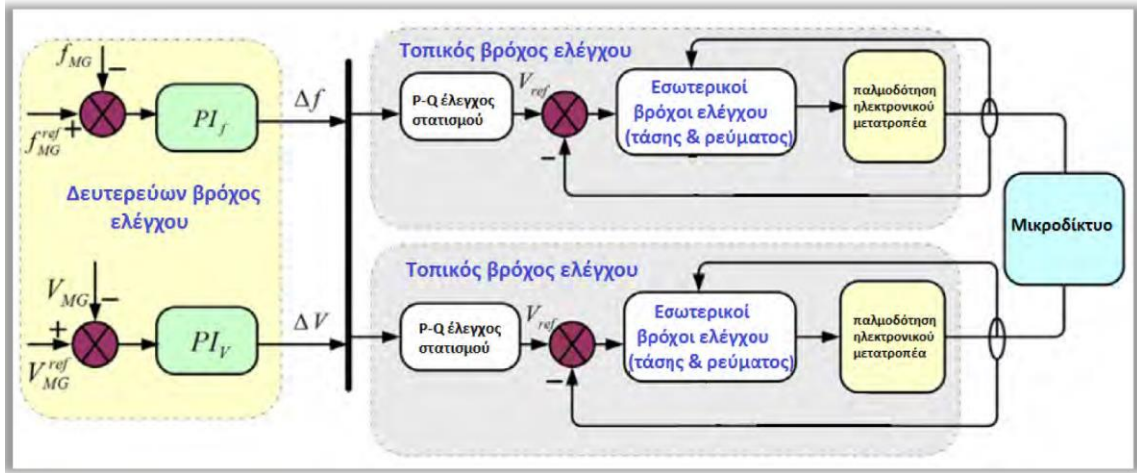
Οι εξισώσεις ελέγχου στατισμού (droop equations) συχνά χρησιμοποιούνται σε αυτό το επίπεδο για να εξομοιώσουν τη φυσική συμπεριφορά του συστήματος που το καθιστούν ευσταθές κι αποσβεννύμενο. Πιο συγκεκριμένα, περιλαμβάνει τις χαρακτηριστικές στατισμούς για τον έλεγχο ισχύος-τάσης για τα dc μικροδίκτυα, καθώς και για τον έλεγχο ενεργού ισχύος-συχνότητας κι άεργου ισχύος-τάσης για τα ac μικροδίκτυα, [18], [19].

Ο πρωτεύοντας έλεγχος παρέχει τα σήματα αναφοράς για τους εσωτερικούς ελεγκτές τάσης και ρεύματος των ΔΠ, οι οποίοι συχνά αναφέρονται ως έλεγχος επιπέδου 0.

2.1.3.4 Επίπεδο 0 (Εσωτερικός Βρόχος Ελέγχου)

Πρόκειται για βρόχο ελέγχου ισχύος μέσω του οποίου καθορίζεται η κατάσταση λειτουργίας των μονάδων ΔΠ και των συσκευών αποθήκευσης κι είναι ευρέως γνωστός ως έλεγχος τάσης και ρεύματος χαμηλού επιπέδου. Εξαρτάται από τους ηλεκτρονικούς μετατροπείς ισχύος που χρησιμοποιούνται ως διεπαφές σε κάθε τέτοια μονάδα παραγωγής κι αποθήκευσης κι ουσιαστικά «παράγει» τα σήματα για την παλμοδότησή τους. Στην εικόνα 2.4 παρουσιάζεται το διάγραμμα ελέγχου με το σύνολο των βρόχων ελέγχου και των σημάτων οδήγησης κάθε μονάδας. Στο επίπεδο αυτό, συνήθως, ο έλεγχος εγγυάται ευσταθή συμπεριφορά και γρήγορη απόκριση σε κάθε κατάσταση λειτουργίας, [7].

Στο σημείο αυτό θα πρέπει να αναφέρουμε, πως στο σύγγραμμα, οι εσωτερικοί βρόχοι ελέγχου θα υλοποιηθούν με την εφαρμογή σειριακών (cascaded) PI (proportional-integral) ελεγκτών. Η βασική έννοια η οποία επιτρέπει το σχεδιασμό των σειριακών ελεγκτών στηρίζεται στην αρχή διαχωρισμού βασισμένη στις διαφορετικές χρονικές σταθερές (time-scale separation principle). Σύμφωνα με την αρχή αυτή, όσο πιο γρήγορη η δράση του ελεγκτή τόσο πιο κοντά είναι στην είσοδο του συστήματος. Με αυτό τον τρόπο, οι εξωτερικοί ελεγκτές θεωρείται ότι δεν επηρεάζουν την απόκριση του συστήματος όπως οι εσωτερικοί. Η σχεδίαση των γρήγορων εσωτερικών ελεγκτών τους βασίζεται σε τεχνικές αποσύζευξης που οδηγούν σε πλήρως ανεξάρτητους γρήγορους PI ελεγκτές ρεύματος, οι οποίοι εφαρμόζονται όπως ακριβώς στα γραμμικά συστήματα 1ης τάξης, καθένας από τους οποίους εύκολα σχεδιάζεται επιλέγοντας αυθαίρετα την επιθυμητή σταθερά χρόνου. Οι εσωτερικοί ελεγκτές ρεύματος λαμβάνουν τις τιμές αναφοράς από τους εξωτερικούς ελεγκτές τάσης ή συχνότητας.



Εικόνα 2.4 Διάγραμμα βρόχων δευτερεύοντος και πρωτεύοντος ελέγχου.

Με την εφαρμογή των εσωτερικών ελεγκτών ρεύματος παρέχεται κι η δυνατότητα προστασίας του συστήματος από υπερεντάσεις, αν στην έξοδο χρησιμοποιηθεί περιοριστής (saturation) που επιτρέπει η τιμή του ρεύματος να λάβει τιμές έως την ανώτερη (I_{max}) που θέτουμε ως όριο προστασίας. Εξίσου όμως, ένας σημαντικός λόγος για τη χρήση σειριακής μορφής ελέγχου (cascaded mode control), προκύπτει από την ίδια τη φύση των συστημάτων ΔΠ και των μικροδικτύων. Τα περισσότερα από τα συστήματα αυτά είναι μη ελάχιστης φάσης, γεγονός που καθιστά τον άμεσο (απευθείας) έλεγχο τάσης ή συχνότητας όχι εύκολα υλοποιήσιμο. Συνολικά:

- οι εσωτερικοί σειριακοί ελεγκτές προσφέρουν τη δυνατότητα άμεσης διόρθωσης-ρύθμισης τοπικά,
- η σημασία τους είναι βαρύνουσα διότι οι αποφάσεις που λαμβάνονται στα ανώτερα επίπεδα του ιεραρχικού ελέγχου θα πρέπει τελικά να εκτελούνται στο πρωταρχικό, φυσικό επίπεδο,
- έλλειψη ανάγκης για επικοινωνία μεταξύ των μονάδων ΔΠ, ενισχύουν τη σθεναρότητα του σειριακού σχήματος ελέγχου και κατά επέκταση ολόκληρου του συστήματος.

2.1.4 Τεχνική Ελέγχου Στατισμού (Droop control)

Η έννοια της τεχνικής ελέγχου στατισμού (droop control) αναπτύχθηκε αρχικά για συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας με κεντριοποιημένη παραγωγή. Συνήθως, εφαρμόζεται σε γεννήτριες για πρωταρχικό έλεγχο συχνότητας (και περιστασιακά για έλεγχο τάσης) με στόχο την παράλληλη λειτουργία τους (π.χ. καταμερισμός φορτίου). Η ενεργός κι άεργος ισχύς που μεταφέρεται διαμέσου μιας γραμμής μεταφοράς δίνονται, αναλυτικά, από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$P = \frac{V_A}{R^2 + X^2} [R(V_A - V_B \cos \delta) + XV_B \sin \delta] \quad (2.1)$$

$$Q = \frac{V_A}{R^2 + X^2} [-RV_B \sin \delta + X(V_A - V_B \cos \delta)] \quad (2.2)$$

όπου P και Q είναι η ενεργός κι άεργος ισχύς, αντίστοιχα, που ρέει από το άκρο A στο άκρο B της γραμμής, V_A και V_B είναι οι τιμές των τάσεων στο άκρο A και B αντίστοιχα, ενώ με δ συμβολίζεται η διαφορά φάσης μεταξύ των δύο τάσεων, δηλαδή η γωνία ισχύος. Η σύνθετη αντίσταση της γραμμής διασύνδεσης ισούται με $Z=R+jX$ κι η γωνία σύνθετης αντίστασης συμβολίζεται με θ . Η διανυσματική αναπαράσταση της σύνθετης αντίστασης έχει ως εξής: $R=Z\cos(\theta)$ και $X=Z\sin(\theta)$, [20].

2.1.4.1 Επαγωγικό Δίκτυο

Στις γραμμές μεταφοράς μέσης κι υψηλής τάσης, η επαγωγική συνιστώσα της σύνθετης αντίστασης της γραμμής είναι τυπικά πολύ μεγαλύτερη της ωμικής συνιστώσας, όπως φαίνεται και στον πίνακα 2.1, [3.12].

Τύπος γραμμής	R (Ω/km)	X (Ω/km)	R/X (p.u.)
Χαμηλής τάσης	0.642	0.083	7.7
Μέσης τάσης	0.161	0.190	0.85
Υψηλής τάσης	0.06	0.191	0.31

Πίνακας 2.1 Τυπικές τιμές σύνθετης αντίστασης γραμμών.

Συνεπώς, το ωμικό μέρος μπορεί να αγνοηθεί χωρίς να προκύπτει σημαντικό σφάλμα. Επιπρόσθετα, η γωνία ισχύος δ σε τέτοιες γραμμές είναι μικρή κι έτσι είναι δυνατό να θεωρηθεί πως $\sin\delta \approx \delta$ και $\cos\delta \approx 1$, κι οι εξισώσεις (2.1) και (2.2) απλουστεύονται ως εξής, [20]:

$$P \approx \frac{V_A}{X} (V_B \sin \delta) \Rightarrow \delta \approx \frac{XP}{V_A V_B} \quad (2.3)$$

$$Q \approx \frac{V_A}{X} (V_A - V_B \cos \delta) \Rightarrow V_A - V_B \approx \frac{XQ}{V_A} \quad (2.4)$$

Με τη βοήθεια των παραπάνω σχέσεων γίνεται εύκολα αντιληπτή η άμεση αλληλεπίδραση μεταξύ ενεργού ισχύος-γωνίας ισχύος ($P-\delta$), καθώς και μεταξύ άεργου ισχύος-διαφοράς τερματικών τάσεων στα άκρα της γραμμής ($Q-V$). Κατά συνέπεια, ελέγχοντας την ενεργό και την άεργο ισχύ είναι εφικτός κι ο έλεγχος γωνίας ισχύος και τάσης, αντίστοιχα. Επίσης, γνωστή από την εξίσωση ταλάντωσης για τα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας είναι η σύνδεση της συχνότητας με τη γωνία ισχύος, οπότε μέσω του ελέγχου της ενεργού ισχύος επιτυγχάνεται κι ο έλεγχος της συχνότητας ($P-f$).

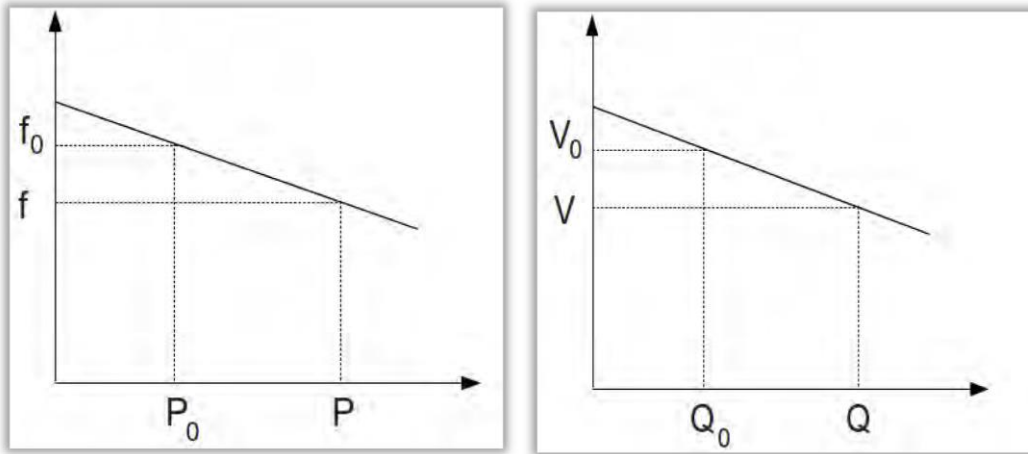
Η θεώρηση αυτή αποτελεί τη βάση της τεχνικής ελέγχου στατισμού (droop control) για τη συχνότητα και την τάση όπου η ενεργός κι η άεργος ισχύς προσαρμόζονται σύμφωνα με γραμμικές χαρακτηριστικές. Ακολουθούν οι εξισώσεις ελέγχου, [18], [21], [22], [20]:

$$f - f_0 = -k_p (P - P_0) \quad (2.5)$$

$$V - V_0 = -k_Q (Q - Q_0) \quad (2.6)$$

όπου f η συχνότητα του συστήματος, f_0 η ονομαστική συχνότητα, k_p ο συντελεστής στατισμού (κλίση droop) για τη συχνότητα, P η ενεργός ισχύς κάθε μονάδας παραγωγής, P_0 η ονομαστική ενεργός ισχύς κάθε μονάδας παραγωγής, V η μετρούμενη τάση, V_0 η ονομαστική τάση, Q η άεργος ισχύς κάθε μονάδας παραγωγής, Q_0 η ονομαστική άεργος ισχύς κάθε μονάδας παραγωγής και k_Q ο συντελεστής στατισμού (κλίση droop) για την τάση.

Οι σχέσεις αυτές αναπαρίστανται γραφικά από τις παρακάτω χαρακτηριστικές στατισμού (droop characteristics), (εικόνα 2.5), όπου τα κέρδη, k_p και k_Q , των ελεγκτών στατισμού προσδιορίζουν την κλίση της χαρακτηριστικής συχνότητας και της χαρακτηριστικής τάσης, αντίστοιχα:



Εικόνα 2.5 α) P - f χαρακτηριστική στατισμού.

β) Q - V χαρακτηριστική στατισμού.

Ας προσπαθήσουμε να ερμηνεύσουμε τη χαρακτηριστική συχνότητα: όταν, για παράδειγμα η συχνότητα πέφτει από f_0 σε f , η ισχύς εξόδου της μονάδας παραγωγής επιτρέπεται να αυξηθεί από P_0 σε P . Μια πτώση της συχνότητας αποτελεί ένδειξη αύξησης του φορτίου και ζήτησης μεγαλύτερου ποσού ενεργού ισχύος. Στην περίπτωση παράλληλης λειτουργίας πολλών μονάδων με την ίδια χαρακτηριστική στατισμού η πτώση στη συχνότητα είναι δυνατό να αποκατασταθεί με ταυτόχρονη αύξηση των ισχύων εξόδου όλων των μονάδων. Η αύξηση της ενεργού ισχύος θα αλληλεπιδράσει με την μείωση της συχνότητας κι έτσι οι μονάδες παραγωγής θα ισορροπήσουν στην ισχύ και τη συχνότητα κάποιου σημείου μόνιμης κατάστασης της χαρακτηριστικής στατισμού. Η χαρακτηριστική στατισμού επιτρέπει σε πολλαπλές μονάδες να μοιράζονται το φορτίο. Παρόμοια λογική εφαρμόζεται και στη χαρακτηριστική τάσης, [18], [21], [22], [20].

Οι συντελεστές στατισμού συνήθως περιγράφονται ως επί τις % ποσότητες, υποδηλώνοντας το ποσοστό της μεταβολής της μετρούμενης ποσότητας που προκαλεί 100% μεταβολή στην ελεγχόμενη ποσότητα. Για παράδειγμα, συντελεστής στατισμού για τη συχνότητα 5% σημαίνει ότι για αλλαγή της συχνότητας 5% η ισχύς στην έξοδο της μονάδας θα πρέπει να μεταβληθεί κατά 100%. Αυτό σημαίνει πως για μείωση της συχνότητας 1% η μονάδα θα αυξήσει την ισχύ που παράγει κατά 20%.

2.1.4.2 Ωμικό Δίκτυο

Αντιθέτως, στην περίπτωση δικτύου χαμηλής τάσης, η σύνθετη αντίσταση των γραμμών είναι κυρίως ωμική, όπως σημειώνεται στον πίνακα 2.1, κι επομένως το επαγωγικό μέρος μπορεί να θεωρηθεί αμελητέο. Ως επακόλουθο και διατηρώντας την υπόθεση πως η γωνία ισχύος δ λαμβάνει μικρές τιμές, οι (2.1) και (2.2) καταλήγουν στις, [20]:

$$P \approx \frac{V_A}{R} (V_A - V_B \cos \delta) \Rightarrow V_A - V_B \approx \frac{RP}{V_A} \quad (2.7)$$

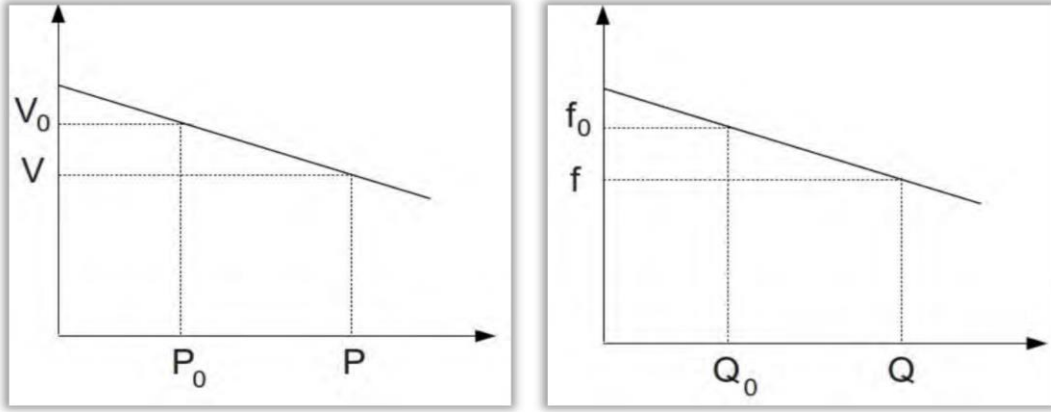
$$Q \approx -\frac{V_A V_B}{R} \sin \delta \Rightarrow \delta \approx -\frac{RQ}{V_A V_B} \quad (2.8)$$

Όπως γίνεται εύκολα αντιληπτό, το πλάτος της τάσης στα χαμηλής τάσης δίκτυα εξαρτάται κυρίως από τη ροή ενεργού ισχύος, ενώ η συχνότητά τους επηρεάζεται κυρίως από την ροή άεργου ισχύος. Από τις (2.7) και (2.8) προκύπτουν οι ακόλουθοι νόμοι ελέγχου στατισμού για γραμμές κυρίως ωμικές:

$$V - V_0 = -k_p (P - P_0) \quad (2.9)$$

$$f - f_0 = -k_Q (Q - Q_0) \quad (2.10)$$

οι χαρακτηριστικές καμπύλες των οποίων απεικονίζονται στην εικόνα 2.6 κι αντιπροσωπεύουν τη δράση των $P-V$ και $Q-f$ ελεγκτών για τη ρύθμιση τάσης και συχνότητας σε ωμικά δίκτυα.



Εικόνα 2.6 α) $P-V$ χαρακτηριστική στατισμού.

β) $Q-f$ χαρακτηριστική στατισμού.

2.1.4.3 Γενική Περίπτωση

Στη γενική περίπτωση, η από κοινού επίδραση της ωμικής κι επαγωγικής συνιστώσας της σύνθετης αντίστασης της γραμμής θα πρέπει να ληφθούν υπόψη στις εξισώσεις ελέγχου στατισμού (droop equations). Για να προκύψει κάτι τέτοιο ένας πίνακας $\mathbf{T}$ χρησιμοποιείται ώστε να μετασχηματιστεί η ενεργός κι η άεργος ισχύς, P και Q , στις συνιστώσες P' και Q' ως ακολούθως, [20]:

$$\begin{bmatrix} P' \\ Q' \end{bmatrix} = [\mathbf{T}] \cdot \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \varphi & -\sin \varphi \\ \sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{X}{Z} & -\frac{R}{Z} \\ \frac{R}{Z} & \frac{X}{Z} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

όπου $\varphi = \pi/2 - \theta = \arctan(R/X)$ είναι η γωνία στρέψης του πίνακα $\mathbf{T}$ και θ είναι η γωνία σύνθετης αντίστασης.

Δεδομένου ότι η γωνία δ λαμβάνει μικρές τιμές, η εφαρμογή του πίνακα $\mathbf{T}$ στις (2.1) και (2.2) καταλήγει στις ακόλουθες απλοποιημένες εξισώσεις:

$$P' \approx \frac{V_A}{Z} (V_B \sin \delta) \Rightarrow \delta \approx \frac{ZP'}{V_A V_{B_A}} \quad (2.12)$$

$$Q' \approx \frac{V_A}{Z} (V_A - V_B \cos \delta) \Rightarrow V_A - V_B \approx \frac{ZQ'}{V_A} \quad (2.13)$$

όπου P' και Q' είναι συνεστραμμένες συνιστώσες των P και Q .

Από τις εξισώσεις (2.12) και (2.13) εύκολα μπορεί κανείς να συμπεράνει πως η γωνία ισχύος δ μπορεί να ελεγχθεί ρυθμίζοντας τη συνεστραμμένη ενεργό ισχύ P' , ενώ η διαφορά τάσης $V_A - V_B$ μπορεί να μεταβληθεί ρυθμίζοντας τη συνεστραμμένη άεργο ισχύ Q' . Ως εκ τούτου, στη γενική περίπτωση, οι εξισώσεις στατισμού είναι δυνατό να γραφούν ως εξής:

$$f - f_0 = -k_p (P' - P'_0) = -k_p \frac{X}{Z} (P - P_0) + k_Q \frac{R}{Z} (Q - Q_0) \quad (2.14)$$

$$V - V_0 = -k_Q (Q' - Q'_0) = -k_p \frac{R}{Z} (P - P_0) - k_Q \frac{X}{Z} (Q - Q_0) \quad (2.15)$$

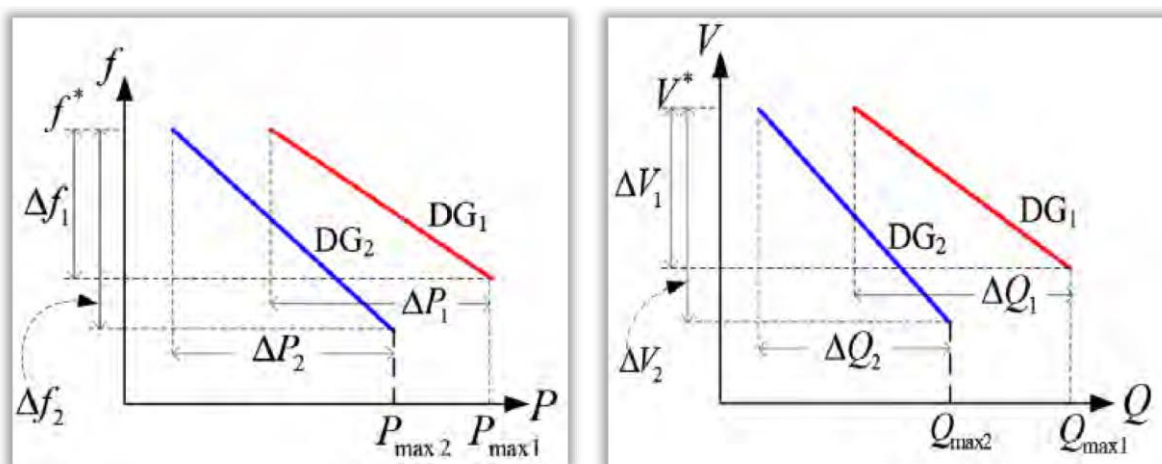
Σύμφωνα με τις εξισώσεις (2.14) και (2.15), η συνεισφορά κάθε μονάδας παραγωγής στη ρύθμιση του πλάτους της συχνότητας και της τάσης προσαρμόζεται μεταβάλλοντας τις τιμές των συντελεστών k_p και k_Q .

2.1.5 Στρατηγική Ελέγχου ac Μικροδικτύου

Κατά τη διασυνδεδεμένη λειτουργία επιλέγεται, συνήθως, η τεχνική ελέγχου στατισμού ισχύος-συχνότητας ($P - f$), όπως εξηγήθηκε παραπάνω, για τον καταμερισμό ισχύος μεταξύ των μονάδων μικροπαραγωγής. Αυτή η τεχνική ελέγχου χρησιμοποιεί τη συχνότητα δικτύου ως κοινό σήμα αναφοράς μεταξύ των μονάδων ΔΠ ώστε να εξισορροπείται δυναμικά η παραγωγή ενεργού ισχύος του συστήματος. Η σχέση μεταξύ συχνότητας κι ενεργού ισχύος δύο μονάδων μικροπαραγωγής (DG_1 και DG_2) μπορεί να εκφραστεί μέσω της $P - f$ χαρακτηριστικής στατισμού, όπως φαίνεται στην εικόνα 2.7α, και περιγράφεται από την παρακάτω σχέση:

$$f_{mi} = f^* - k_{pi}\Delta P_i \quad (2.16)$$

όπου f_{mi} και f^* είναι η μετρούμενη και η ονομαστική συχνότητα αντίστοιχα, k_{pi} είναι ο συντελεστής στατισμού (droop) και ΔP_i η διαφορά μεταξύ της ενεργού ισχύος εξόδου και του σημείου ρυθμίσεως αυτής για κάθε μονάδα μικροπαραγωγής $i=1, 2, \dots, \lambda$, με λ να είναι ο συνολικός αριθμός των μονάδων μικροπαραγωγής.



Εικόνα 2.7 α) P - f χαρακτηριστική στατισμού.

β) Q - V χαρακτηριστική στατισμού.

Οι διαφορές στους συντελεστές στατισμού επιτρέπουν τον καταμερισμό των απαιτήσεων του φορτίου σε ισχύ μεταξύ των μονάδων μικροπαραγωγής με βάση την ονομαστική εγκατεστημένη ισχύ κάθε μονάδας. Οι ρυθμίσεις τάσης και συχνότητας είναι απαραίτητες για την τοπική αξιοπιστία κι ευστάθεια. Χωρίς τοπικό έλεγχο τάσης τα συστήματα με υψηλή διείσδυση μικροπαραγωγών υπόκεινται σε ταλαντώσεις υπέρτασης ή/κι άεργου ισχύος. Μικρά σφάλματα στις τιμές ρύθμισης της τάσης προκαλούν ρεύματα τα οποία μπορεί να υπερβούν τις ονομαστικές τιμές της μονάδας ΔΠ. Το γεγονός αυτό δημιουργεί την απαίτηση για έναν ελεγκτή στατισμού τάσης-άεργου ισχύος έτσι ώστε η παραγόμενη, από τις μικροπαραγωγές, άεργος ισχύς παρουσιάζει χωρητική ή επαγωγική συμπεριφορά ανάλογα με το πλάτος της τάσης αναφοράς, ακολουθώντας την Q - V χαρακτηριστική στατισμού (εικόνα 2.7β).

Η σχέση αυτή αναπαρίσταται από την εξίσωση:

$$V_{mi} = V^* - k_{Qi}\Delta Q_i \quad (2.17)$$

όπου V_{mi} και V^* είναι η μετρούμενη κι η ονομαστική τάση αντίστοιχα, k_{Qi} είναι ο συντελεστής στατισμού (droop) και ΔQ_i η διαφορά μεταξύ της άεργου ισχύος εξόδου και του σημείου ρυθμίσεως αυτής για κάθε μονάδα μικροπαραγωγής $i=1,2,\dots,\lambda$, με λ να είναι ο συνολικός αριθμός των μονάδων μικροπαραγωγής.

Κατά την αυτόνομη λειτουργία προβλήματα που προκύπτουν από ελάχιστα σφάλματα στη συχνότητα κάθε συζευγμένου αντιστροφέα κι η ανάγκη για αλλαγή των σημείων λειτουργίας ώστε να επιτυγχάνεται η κάλυψη του φορτίου οδηγούν στην ανακατασκευή των στρατηγικών ελέγχου, [7], [20]. Τέτοια προβλήματα μπορούν να επιλυθούν αποτελεσματικά μέσω των χαρακτηριστικών στατισμού ενεργού ισχύος-συχνότητας για κάθε μονάδα ΔΠ χωρίς να απαιτείται κάποιο δίκτυο επικοινωνίας, όπως έχει ήδη αναφερθεί. Καθεμία από τις μονάδες ΔΠ που λειτουργούν σε κάθε μικροδίκτυο προσαρμόζουν την ενεργό κι άεργο ισχύ τους, σύμφωνα με τις $(P - f)$ και $(Q - V)$ χαρακτηριστικές στατισμού ώστε να συμμετέχουν στη ρύθμιση της συχνότητας και της τάσης του μικροδικτύου, αντίστοιχα, [20]. Για τη διατήρηση των μεταβολών τάσης και συχνότητας εντός συγκεκριμένων ορίων οι συντελεστές στατισμού (droop) προσαρμόζονται αυτόματα, λαμβάνοντας τιμές για κλίσεις περισσότερο απότομες. Ωστόσο, με τη διαδικασία αυτή διακυβεύεται η ακρίβεια στον καταμερισμό του φορτίου μεταξύ των μονάδων μικροπαραγωγής. Εναλλακτικά, οι προαναφερθείσες χαρακτηριστικές στατισμού (εξ. (2.16), (2.17)) είναι δυνατόν να βελτιωθούν επιπλέον με επιπρόσθετα χαρακτηριστικά, όπως επιπρόσθετη απόσβεση κι ελαχιστοποίηση της επίδρασης της εμπίδησης της γραμμής (virtual impedance control), [16], [18].

2.1.6 Στρατηγική Ελέγχου dc Μικροδικτύου

Γνωστή είναι η ύπαρξη συγκεκριμένων προβλημάτων σχετικών με τα ac μικροδίκτυα, όπως η ανάγκη για συγχρονισμό των πηγών ΔΠ, η ροή άεργου ισχύος, η ύπαρξη αρμονικών κι η ανισορροπία των τριών φάσεων. Επιπλέον, το αυξημένο ενδιαφέρον για μονάδες dc ΔΠ, όπως οι συστοιχίες φ/β πλαισίων, οι κυψέλες καυσίμου και τα συστήματα αποθήκευσης ενέργειας (π.χ. συσσωρευτές, υπερπυκνωτές), ενθαρρύνουν τη δυνατότητα ανάπτυξης dc μικροδικτύων, όπως προαναφέρθηκε στο κεφάλαιο 1.

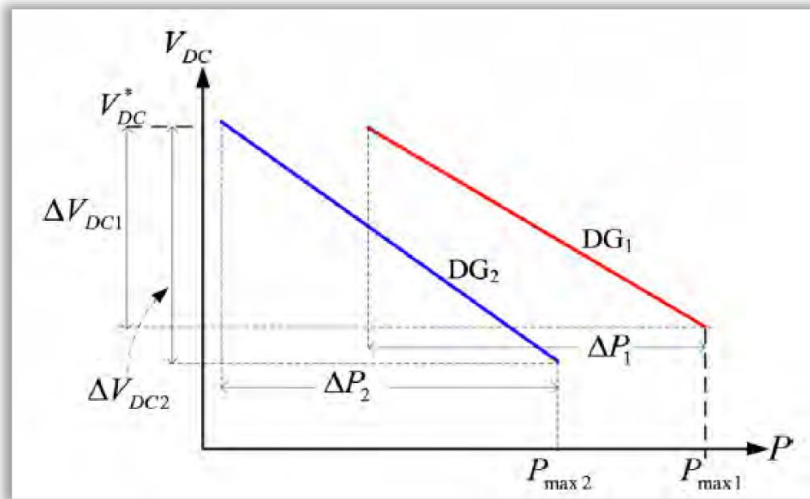
Η στρατηγική ελέγχου για dc μικροδίκτυα συνήθως αφορά σε:

- έλεγχο ομαλής εκκίνησης (soft-start),
- εξωτερικό ελεγκτή για την αποκατάσταση της τάσης στο εσωτερικό του συστήματος συνεχούς ρεύματος,
- ρύθμιση ρεύματος/ροής ισχύος από/προς μια στιβαρή dc πηγή, η οποία μπορεί να είναι ένα dc δίκτυο συνεχούς τάσης ή ένας μετατροπέας ισχύος dc/ac συνδεδεμένος στο ac δίκτυο.

Αντιθέτως με τα ac μικροδίκτυα, ο έλεγχος των dc μικροδικτύων είναι πολύ απλούστερος δεδομένου πως δεν υπάρχει άεργος ισχύς κι η μόνη μεταβλητή ελέγχου είναι το πλάτος της τάσης. Στην περίπτωση αυτή η ενεργός ισχύς δεν εξαρτάται πλέον από τη συχνότητα του συστήματος, αλλά από τη διαφορά της τάσης. Η ενεργός ισχύς καταμερίζεται στις μονάδες μικροπαραγωγής του μικροδικτύου, όπως φαίνεται στην εικόνα 3.7, με τη βοήθεια των παρακάτω χαρακτηριστικών στατισμού

$$V_{DCi} = V_{DC}^* - k_{Pi}\Delta P_i \quad (2.18)$$

όπου k_{Pi} είναι ο συντελεστής στατισμού που αναπαριστά την κλίση της προηγούμενης χαρακτηριστικής στατισμού, ΔP_i είναι η διαφορά μεταξύ της στιγμιαίας ενεργού ισχύος και του αντίστοιχου σημείο ρυθμίσεως ενεργού ισχύος, και V_{DCi} και V_{DC}^* είναι η μετρούμενη τάση κι η τιμή αναφοράς της, ενώ $i=1,2,\dots,\lambda$, με λ να είναι ο συνολικός αριθμός των μονάδων μικροπαραγωγής. Ο συντελεστής k_{Pi} θα πρέπει να ρυθμιστεί κατάλληλα σύμφωνα με τις δεδομένες ονομαστικές τιμές των μικροπαραγωγών και τις συνθήκες λειτουργίας, αφού με πιο απότομη κλίση της χαρακτηριστικής στατισμού είναι δυνατό να επιτευχθεί καλύτερος καταμερισμός ισχύος. Ωστόσο, απαιτείται να βρεθεί μια συμβιβαστική λύση στην επιλογή των συντελεστών στατισμού, δεδομένου ότι ευρύτερες μεταβολές της τάσης είναι πιθανό να οδηγήσουν το σύστημα εκτός των ανεκτών προκαθορισμένων ορίων, [15], [7], [18].



Εικόνα 2.8 Στρατηγική ελέγχου στατισμού για dc μικροδίκτυο.

2.2 Ανακεφαλαίωση

Στο κεφάλαιο αυτό, έγινε λόγος σχετικά με τον έλεγχο των συστημάτων ΔΠ και μικροδικτύων γενικότερα. Πιο συγκεκριμένα, στα πλαίσια της διερεύνησης κατάλληλων τεχνικών ελέγχου για τις μικροδικτυακές δομές, παρουσιάστηκαν οι κυριότεροι τύποι ελεγκτών που απαντώνται σε δομές μικροδικτύων, όπως ελεγκτής μικροπηγής ή ΔΠ κι ο κεντρικός ελεγκτής του μικροδικτύου. Ο ελεγκτής μικροπηγής δρα τοπικά κι αποκεντρωμένα με στόχο τη ρύθμιση κάθε μονάδας ΔΠ, ενώ αντιθέτως, ο κεντρικός ελεγκτής λαμβάνει κεντρική δράση κι παίρνει αποφάσεις απομακρυσμένα, για το σύνολο των μονάδων ΔΠ που απαρτίζουν το μικροδίκτυο. Προσπαθώντας να αξιοποιηθούν τα περισσότερα πλεονεκτήματα του κεντρικού κι αποκεντρωμένου ελέγχου, προέκυψε η αρχιτεκτονική του ιεραρχικού ελέγχου που έχει προταθεί για τη διασφάλιση της αξιοπιστίας και της οικονομικής λειτουργίας των μικροδικτύων κι αποτελεί συγκερασμό των δύο προαναφερθέντων δομών ελέγχου. Ιδιαίτερη έμφαση δόθηκε στο εσωτερικό επίπεδο ελέγχου που συνδέεται άμεσα με το φυσικό σύστημα, στο οποίο επιλέγονται οι σειριακής μορφής PI ελεγκτές. Οι εσωτερικοί σειριακοί ελεγκτές δρουν τοπικά σε κάθε μονάδα ΔΠ, κι ενισχύουν τη σθεναρότητα του συστήματος αφού δεν απαιτούν επικοινωνία μεταξύ των μονάδων ΔΠ. Τέλος, στο κεφάλαιο αυτό αναλύθηκε η διαδεδομένη τεχνική ελέγχου στατισμού η οποία χρησιμοποιείται σε ac και dc μικροδίκτυα για έλεγχο σε πρωταρχικό επίπεδο. Επίσης, επισημάνθηκε κι εξηγήθηκε η επίδραση των χαρακτηριστικών των διασυνδετικών γραμμών στην εφαρμογή και την απλοποίηση των νόμων ελέγχου στατισμού για κάθε δίκτυο.

3. Μοντελοποίηση και Έλεγχος Ηλεκτρονικών Μετατροπέων Ισχύος

Σύνοψη

Στο παρόν κεφάλαιο θα παρουσιαστούν τα βασικά δομικά στοιχεία που συνιστούν ένα μικροδίκτυο. Η δυναμική τους συμπεριφορά περιγράφεται μέσω των ισοδύναμων κυκλωμάτων τους και με τον τρόπο αυτό εξάγονται τα μοντέλα τους τα οποία απαρτίζονται από ένα σύνολο διαφορικών εξισώσεων κατά περίπτωση. Η σωστή και ακριβής μοντελοποίηση των στοιχείων του μικροδικτύου αποτελεί βασική προϋπόθεση για το σχεδιασμό ελέγχου και τη διαχείριση της ισχύος μέσα στο ίδιο το μικροδίκτυο ή κι έξω από αυτό (π.χ. διασύνδεση ΔΠ ή μικροδικτύου με το κυρίως δίκτυο). Σημαντικό ρόλο στην εφαρμογή του ελέγχου (πρωτεύοντος ελέγχου) διαδραματίζουν οι ηλεκτρονικοί μετατροπείς ισχύος (ή ηλεκτρονικά ισχύος) εκ των οποίων θα αναλυθούν ο dc/dc μετατροπέας ανύψωσης τάσης (dc/dc boost converter) κι ο μετατροπέας dc/ac ή αντιστροφέας τάσης (voltage source inverter (VSI)). Για τους μετατροπείς αυτούς ξεκινώντας από το διακοπτικό τους μοντέλο, το οποίο είναι διακριτής φύσης κι ακατάλληλο για την εφαρμογή ελέγχου, με τη βοήθεια τεχνικών διαμόρφωσης εύρους των παλμών (pulse width modulation (PWM)) και sinusoidal pulse width modulation (SPWM)), καταλήγουμε στο μοντέλο μέσης τιμής, το οποίο είναι συνεχούς χρόνου και κατάλληλο για έλεγχο. Στη περίπτωση του αντιστροφέα τάσης, όπως και στα υπόλοιπα τριφασικά ac στοιχεία επιλέγουμε το μετασχηματισμό των τριφασικών μοντέλων στο $d-q$ στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς με τη βοήθεια του μετασχηματισμού Park, οπότε όλα τα μεγέθη από ημιτονοειδείς ποσότητες μετασχηματίζονται σε σταθερές. Ακόμη, αναφορά γίνεται στο μοντέλο των γραμμών μικρού μήκους που χρησιμοποιούνται στη μεταφορά ή διανομή για την τροφοδότηση ac ή dc ζυγού. Επιπλέον, μοντελοποιούνται τα φορτία που απαντώνται σε ένα μικροδίκτυο, είτε καθαρά ωμικά (R), είτε ωμικό-επαγωγικά (RL), τα οποία βέβαια καταναλώνουν ενεργό ή ενεργό κι άεργο ισχύ, αντίστοιχα. Λόγος θα γίνει και για τα φορτία σταθερής ισχύος (constant power loads (CPL)), που αντιπροσωπεύουν σημαντικό μέρος του συνόλου των φορτίων κι εμφανίζονται σε dc κι ac μικροδίκτυα. Στο τέλος του κεφαλαίου, λόγος γίνεται για τη μονάδα συγχρονισμού που διαθέτει βρόχο κλειδώματος φάσης (Phase Locked Loop (PLL)), ένα στοιχείο απαραίτητο για το συγχρονισμό δύο ή περισσότερων ΔΠ ενός μικροδικτύου, δύο ή περισσότερων ac μικροδικτύων μεταξύ τους ή/και ενός ή περισσότερων ac μικροδικτύων με το κυρίως δίκτυο.

3.1 Μοντελοποίηση Ηλεκτρονικών Μετατροπέων Ισχύος

Με τον όρο «ηλεκτρονικά ισχύος» περιγράφεται μια ποικιλία εφαρμογών ημιαγωγικών στοιχείων για τον έλεγχο και την μετατροπή της ηλεκτρικής ισχύος, ενώ οι αντίστοιχες, ελεγχόμενες ή μη ελεγχόμενες, διατάξεις καλούνται ηλεκτρονικοί μετατροπείς ισχύος. Επιτελώντας τη βασική λειτουργία τους, δηλαδή τη διαχείριση της ηλεκτρικής ισχύος, μετασχηματίζουν ένα ηλεκτρικό μέγεθος (τάση, ρεύμα), ενώ παρουσιάζουν και τις σχετικές απώλειες, [23], [24]. Οι ηλεκτρονικοί μετατροπείς ισχύος διαχωρίζονται σε τρεις βασικές κατηγορίες:

- τους dc/dc μετατροπείς (dc/dc converters),
- τους ac/dc μετατροπείς (ac/dc converters),
- τους dc/ac μετατροπείς (dc/ac inverters).

Τα κυκλώματα αυτά αποτελούν τη βάση για τον έλεγχο συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας και βέβαια συστημάτων ΑΠΕ και ΔΠ που απαντώνται σε δομές μικροδικτύων.

Οι ηλεκτρονικοί μετατροπείς ισχύος, ονομάζονται κι ηλεκτρονικοί διακόπτες, καθώς βασίζονται στη διακοπτική λειτουργία ελεγχόμενων ηλεκτρονικών διακοπών χρησιμοποιώντας κατάλληλα στοιχεία αποθήκευσης ενέργειας (πυκνωτές-πηνία) και διόδους. Η ύπαρξη των διακοπτικών στοιχείων που περιλαμβάνουν οι ηλεκτρονικοί μετατροπείς δυσκολεύει σε μεγάλο βαθμό την δημιουργία ενός μοντέλου συνεχούς χρόνου. Ωστόσο, σύμφωνα με τις αναφορές [24], [25], [26], έχει ορισθεί το «μοντέλο μέσης τιμής» (average model) για κάθε μετατροπέα. Το μοντέλο αυτό πλεονεκτεί έναντι του διακοπτικού, καθώς είναι μοντέλο συνεχούς χρόνου, κι ως εκ τούτου χρησιμοποιείται πιο εύκολα για το σχεδιασμό και την εφαρμογή ελέγχου.

3.1.1 Μοντέλο Μέσης Τιμής Μετατροπέα dc/dc Ανύψωσης Τάσης (dc/dc boost converter)

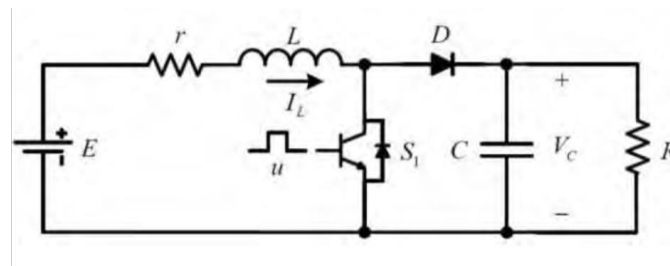
Με την ονομασία dc/dc μετατροπείς, εννοούμε τις διατάξεις οι οποίες περιέχουν ένα τουλάχιστον ελεγχόμενο

ημιαγωγικό διακόπτη και μετατρέπουν την συνεχή τάση εισόδου σε συνεχή τάση διαφορετικής τιμής στην έξοδό τους, [27]. Πρόκειται κατά βάση για κυκλώματα που χρησιμοποιούν ηλεκτρονικούς διακόπτες μεγάλης διακοπτικής συχνότητας ώστε να αποκόπτουν ή όχι μια dc τάση εισόδου από το φορτίο, παράγοντας έτσι μια dc τάση εξόδου με διαφορετική μέση τιμή. Με χρήση κατάλληλων στοιχείων και κυκλωματικών διατάξεων (αξιοποιώντας τις δυνατότητες αποθήκευσης ενέργειας παθητικών στοιχείων) είναι δυνατόν να παραχθούν και τάσεις εξόδου με μεγαλύτερη μέση τιμή από αυτήν της εισόδου. Συνεπώς, οι dc/dc μετατροπείς μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τον υποβιβασμό και την ανύψωση μιας dc τάσης. Έτσι ανάλογα με την λειτουργία του μετατροπέα αυτός μπορεί να είναι υποβιβασμού (buck), ανύψωσης (boost) ή υποβιβασμού-ανύψωσης (buck-boost). Οι τρεις βασικές τοπολογίες (buck, boost και buck-boost) περιέχουν τρία στοιχεία (ελεγχόμενο ημιαγωγικό διακόπτη, δίοδο, πηνίο), των οποίων η θέση εναλλάσσεται, [27].

Η χρήση των dc/dc ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος είναι ευρέως διαδεδομένη κι η εφαρμογή τους σε δομές ΔΠ και μικροδικτύων είναι αναγκαία εφόσον αποτελούν τις βασικές μονάδες διεπαφής των φ/β πηγών, των συσσωρευτών, των dc μικροδικτύων, κ.α. Στο παρόν σύγγραμμα θα αναλύσουμε τη λειτουργία και τη δυναμική συμπεριφορά μόνο του ηλεκτρονικού μετατροπέα dc/dc ανύψωσης (boost) τάσης, ο οποίος και χρησιμοποιείται ευρύτατα σε διάφορα συστήματα εδώ κι αρκετές δεκαετίες, κι επιπλέον αποτελεί ένα από τα βασικότερα στοιχεία ενός μικροδικτύου.

3.1.1.1 Διακοπτικό Μοντέλο Ηλεκτρονικού Μετατροπέα dc/dc Ανύψωσης (boost) Τάσης

Στο σχήμα 3.1 που ακολουθεί φαίνεται η διάταξη του μετατροπέα dc/dc ανύψωσης τάσης αποτελούμενη από ένα πηνίο (με εν σειρά παρασιτική αντίσταση), έναν πυκνωτή, μια δίοδο και ένα τρανζίστορ ισχύος. Ο μετατροπέας είναι συνδεδεμένος στην είσοδο με μια σταθερή τάση τροφοδοσίας και στην έξοδο με ένα ωμικό φορτίο.



Εικόνα 3.1 Κύκλωμα dc/dc μετατροπέα ανύψωσης τάσης.

Στο παραπάνω κύκλωμα, θεωρούμε σταθερή τάση τροφοδοσίας E με R το ωμικό φορτίο εξόδου του. Οι παράμετροι L και C περιγράφουν την επαγωγή και την χωρητικότητα του μετατροπέα αντίστοιχα, ενώ r με απεικονίζεται η εν σειρά παρασιτική αντίσταση του πηνίου. Με D παριστάνεται η δίοδος και με S_1 το τρανζίστορ ισχύος (IGBT, MOSFET κ.ά.) με την αντιπαράλληλη δίοδο. Επιπλέον, με u παριστάνεται αν το τρανζίστορ ισχύος άγει ή όχι. Όταν $u=1$ ο διακόπτης είναι κλειστός και το τρανζίστορ άγει, ενώ $u=0$ όταν ο διακόπτης είναι ανοιχτός και το τρανζίστορ δεν άγει. Τέλος, IL συμβολίζεται το ρεύμα που διαρρέει το πηνίο και V_C η τάση του πυκνωτή, [25], [28].

Με απλή χρήση των νόμων του Kirchhoff, και για τις δύο καταστάσεις λειτουργίας (κλειστός ή ανοιχτός διακόπτης), προκύπτουν οι διαφορικές εξισώσεις που περιγράφουν τη δυναμική συμπεριφορά του μετατροπέα ισχύος ανύψωσης τάσης σύμφωνα με το κύκλωμα του σχήματος 3.1

$$L\dot{I}_L = -rI_L - (1 - u)V_C + E \quad (3.1)$$

$$C\dot{V}_C = (1 - u)I_L - \frac{V_C}{R} \quad (3.2)$$

Εύκολα γίνεται αντιληπτό ότι για τον έλεγχο του μετατροπέα δεν είναι δυνατό να χρησιμοποιηθεί το δυναμικό μοντέλο όπως περιγράφεται από τις εξισώσεις (3.1)-(3.2), διότι η μεταβλητή ελέγχου u λαμβάνει διακριτές τιμές. Έτσι, για το σχεδιασμό ελέγχου συνεχούς χρόνου είναι απαραίτητη η χρήση του μοντέλου μέσης τιμής (average model) του μετατροπέα.

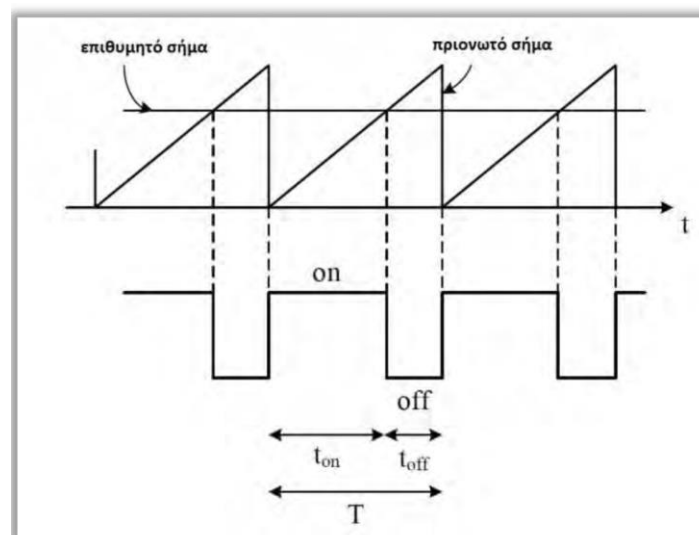
3.1.1.2 Τεχνική διαμόρφωσης εύρους των παλμών (pulse width modulation (PWM))

Για κάθε dc/dc μετατροπέα (ή διακόπτη) ορίζεται ο χρόνος αγωγής (t_{on}) κι ο χρόνος μη αγωγής ή αποκοπής (t_{off}). Το άθροισμά τους αποτελεί την περίοδο κατάτμησης ή διακοπτική περίοδο η οποία συμβολίζεται συνήθως με T_s . Αντίστοιχα ορίζεται η συχνότητα κατάτμησης ή διακοπτική συχνότητα f_s κι ισχύει $f_s=1/T_s$. Η πιο διαδεδομένη τεχνική παλμοδότησης ενός μετατροπέα ισχύος είναι η τεχνική με διαμόρφωση του εύρους των παλμών (pulse width modulation (PWM)). Η συνεχής τάση εισόδου κατατέμενεται με μία υψηλή συχνότητα, με άμεσο αποτέλεσμα να δημιουργούνται παλμοί τετραγωνικής μορφής. Η διακοπτική συχνότητα επιλέγεται αρκετά υψηλή ώστε να μην διαταράσσει την λειτουργία του φορτίου. Η τεχνική ελέγχου της PWM που χρησιμοποιείται στην περίπτωση αυτή, συνίσταται στο να διατηρείται σταθερή η συχνότητα έναυσης και σβέσης των ημιαγωγικών στοιχείων (συχνότητα λειτουργίας του μετατροπέα) και να μεταβάλλεται ο χρόνος αγωγής (t_{on}) (άρα και ο χρόνος αποκοπής (t_{off})) των ημιαγωγικών στοιχείων, [27].

Ο λόγος κατάτμησης (μ , duty cycle), που ισούται με το λόγο του χρόνου αγωγής προς την περίοδο λειτουργίας του μετατροπέα, δηλαδή, [25], [28]:

$$\mu = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (3.3)$$

καθορίζει εύρος των παλμών. Επίσης, ο λόγος κατάτμησης μ μπορεί να μεταβάλλεται, μέσω του συστήματος ελέγχου, ώστε να διατηρείται σταθερή η τάση εξόδου, ανεξάρτητα από τις μεταβολές της τάσης εισόδου ή/και του φορτίου.



Εικόνα 3.2 Τεχνική διαμόρφωσης εύρους των παλμών (PWM).

3.1.1.3 Μοντέλο Μέσης Τιμής Μετατροπέα dc/dc Ανύψωσης Τάσης (dc/dc boost converter)

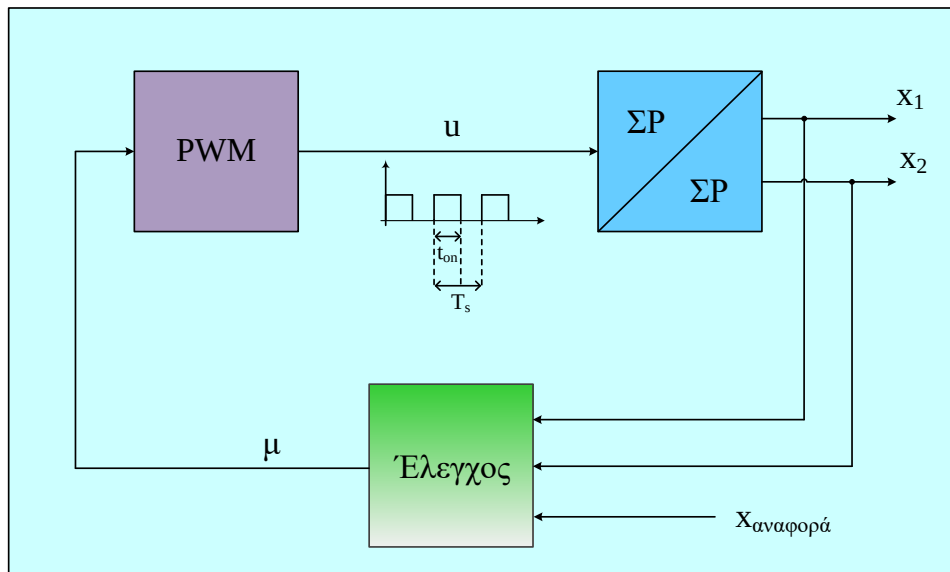
Σύμφωνα με τη θεωρία του μοντέλου μέσης τιμής για τους μετατροπείς ισχύος, [25], [26], το μοντέλο μέσης τιμής συμπίπτει με το διακοπτικό (εξ. (3.1)-(3.2)), αν αντικαταστήσουμε τη διακριτή μεταβλητή μ με τη συνεχή μ , όπως προκύπτει από το λόγο κατάτμησης της τεχνικής PWM. Οπότε η δυναμική συμπεριφορά του μετατροπέα ανύψωσης τάσης περιγράφεται από το ακόλουθο σύστημα διαφορικών εξισώσεων:

$$L\dot{I}_L = -rI_L - (1 - \mu)V_C + E \quad (3.4)$$

$$C\dot{V}_C = (1 - \mu)I_L - \frac{V_C}{R} \quad (3.5)$$

με τη συνεχή μεταβλητή $\mu \in [0,1]$, όπου τα άκρα του διαστήματος: $\mu=0$ υποδηλώνει κατάσταση μηδενικού παλμού καθόλη τη διάρκεια της περιόδου T_s , ενώ $\mu=1$ υποδηλώνει κατάσταση συνεχούς αγωγής, δηλαδή πλήρες εύρος παλμού, κατά το χρόνο T_s .

Για το μη γραμμικό σύστημα (3.4)-(3.5) σχεδιάζεται ο κατάλληλος έλεγχος που στη γενική περίπτωση είναι μια συνάρτηση των καταστάσεων του συστήματος $x_1 = I_L$ και $x_2 = V_C$. Το σύστημα ελέγχου παρέχει την ενδεδειγμένη τιμή στην μεταβλητή μ ώστε να επιτευχθούν οι στόχοι του ελέγχου. Η τιμή του λόγου κατάτμησης μ χρησιμοποιείται στη συνέχεια στο πραγματικό σύστημα για τη μέθοδο PWM και την παλμοδότηση του τρανζίστορ. Στην εικόνα 3.3 απεικονίζεται το σχήμα της λογικής του ελέγχου. Πρέπει να σημειωθεί ότι όσο αυξάνεται η διακοπτική συχνότητα λειτουργίας του μετατροπέα, τόσο το μοντέλο μέσης τιμής προσεγγίζει το μεταβλητό μοντέλο. Παρόλα αυτά ακόμα και για διακοπτικές συχνότητες λειτουργίας που χρησιμοποιούνται στις πραγματικές εφαρμογές έχειδειχθεί η αξιοπιστία του μοντέλου μέσης τιμής [29].



Εικόνα 3.3 Σχήμα ελέγχου του μετατροπέα ΣΡ/ΣΡ ανύψωσης τάσης.

3.1.2 Μοντέλο Μέσης Τιμής Μετατροπέα dc/ac ή Αντιστροφέα Τάσης (Inverter)

Αντιστροφείς (inverters ή dc/ac converters) ονομάζονται οι ηλεκτρονικοί μετατροπείς μιας πηγής συνεχούς τάσης ή ρεύματος σε εναλλασσόμενη μονοφασική ή τριφασική τάση ή ρεύμα. Το πρόβλημα, το οποίο προέκυψε πριν από πολλές δεκαετίες ήταν η δημιουργία μιας πηγής εναλλασσόμενης τάσης με μεταβλητή συχνότητα και πλάτος. Η λύση δόθηκε με τη μετατροπή μιας πηγής συνεχούς τάσης ή ρεύματος σε εναλλασσόμενη, μονοφασική ή τριφασική, με τη βοήθεια ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος, των λεγόμενων αντιστροφέων. Οι αντιστροφείς παρέχουν τη δυνατότητα τόσο για μεταβολή του πλάτους όσο και της συχνότητας της κυματομορφής εξόδου, είτε αυτή είναι τάση είτε είναι ρεύμα, [23], [30].

Οι αντιστροφείς κατηγοριοποιούνται ανάλογα με το είδος της εισόδου σε:

- αντιστροφείς οι οποίοι τροφοδοτούνται από πηγή συνεχούς τάσης (αντιστροφείς τάσης-voltage source inverters ή voltage fed inverters (VSI)), οι οποίοι έχουν τις περισσότερες εφαρμογές στην πράξη και τους dc/dc μετατροπείς (dc/dc converters),
- αντιστροφείς οι οποίοι τροφοδοτούνται από πηγή συνεχούς ρεύματος (αντιστροφείς ρεύματος-current source inverters ή current fed inverters (CSI)). Χρησιμοποιούνται, κυρίως, για έλεγχο μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος μεγάλης ισχύος.

Ακολούθως, θα εστιάσουμε στους αντιστροφείς τάσης, επειδή χρησιμοποιούνται ως βασικές μονάδες διεπαφής, κατά κύριο λόγο, σε συστήματα ΑΠΕ και ΔΠ. Η τάση στην είσοδο του αντιστροφέα μπορεί να προέρχεται από, [27]:

- συσσωρευτές (μπαταρίες)

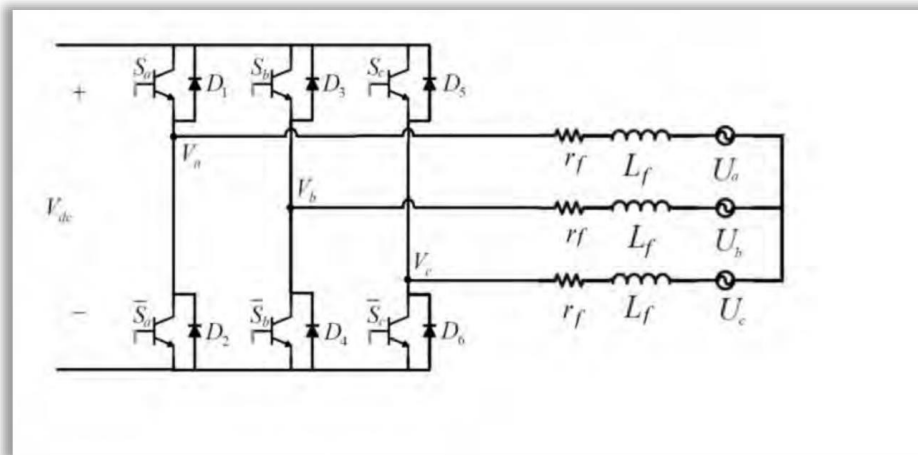
- πηγή ηλεκτρικής ενέργειας που παρέχει συνεχή τάση (π.χ. φωτοβολταϊκές συστοιχίες, κυψέλες καυσίμου)
- ένα ανορθωτικό σύστημα, που αποτελείται από διόδους (π.χ. αιολικά συστήματα). Η ανορθωμένη τάση σταθεροποιείται με τη βοήθεια πυκνωτών.

Στην άλλη πλευρά του αντιστροφέα, στην έξοδό του συνήθως χρησιμοποιείται L ή L - C φίλτρο για το φιλτράρισμα των ανώτερων αρμονικών, που αποτελεί απαραίτητη κι όχι εύκολη διαδικασία. Ειδικά, στην περίπτωση κατά την οποία η συχνότητα των ανωτέρων αρμονικών μεταβάλλεται και βρίσκεται κοντά στη συχνότητα της βασικής αρμονικής της τάσης εξόδου του αντιστροφέα. Το γεγονός αυτό έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση του βάρους, του όγκου και του κόστους του φίλτρου, συνεπώς και του αντιστροφέα.

Στη παρόν σύγγραμμα θα εστιάσουμε στη μοντελοποίηση και δυναμική συμπεριφορά του τριφασικού αντιστροφέα τάσης (VSI), ο οποίος χρησιμοποιείται ευρέως σε βιομηχανικές εφαρμογές, σε τεχνολογίες που μετατρέπουν τις ΑΠΕ σε ηλεκτρική ενέργεια και σε δομές μικροδικτύων.

3.1.2.1 Διακοπτικό Μοντέλο Ηλεκτρονικού Μετατροπέα dc/ac ή Αντιστροφέα Τάσης (VSI)

Το σχηματικό διάγραμμα ενός τριφασικού αντιστροφέα ισχύος dc/ac απεικονίζεται στο σχήμα 3.4. Η τριφασική τάση στην έξοδο του αντιστροφέα παριστάνεται με U_a, U_b, U_c , και τα τριφασικά ρεύματα με I_a, I_b, I_c . Οι τριφασικές τάσεις προκύπτουν μετά το φιλτράρισμα της εξόδου του αντιστροφέα μέσω ενός τριφασικού L_f φίλτρου (r_f παρασιτική αντίσταση πηνίου). Ο μετατροπέας αποτελείται από 6 διακοπτικά στοιχεία (τρανζίστορ ισχύος) με αντιπαράλληλες διόδους ($S_a, \bar{S}_a, S_b, \bar{S}_b, S_c, \bar{S}_c$), τα οποία μπορούν να οδηγήσουν το ρεύμα και προς τις δύο κατευθύνσεις. Στην dc πλευρά υπάρχει η dc τάση εισόδου του αντιστροφέα, V_{dc} , [25].



Εικόνα 3.4 Κύκλωμα dc/ac αντιστροφέα τάσης.

Αν θεωρήσουμε ότι επιθυμητό είναι, η τάση στην έξοδο του αντιστροφέα να παρουσιάζει τριφασική συμμετρία (π.χ. σύνδεση στο κυρίως δίκτυο) οι συνιστώσες της στο τριφασικό abc σύστημα θα δίνονται από τις σχέσεις:

$$U_a = U_m \cos(\omega_s t) \quad (3.6)$$

$$U_b = U_m \cos\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.7)$$

$$U_c = U_m \cos\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.8)$$

όπου U_m είναι η επιθυμητή μέγιστη τιμή (πλάτος) της φασικής τάσης κι ω_s είναι η επιθυμητή γωνιακή συχνότητα της. Η δυναμική συμπεριφορά του κύκλωματος στην ac πλευρά του μετατροπέα περιγράφεται από τις ακόλουθες εξισώσεις:

$$L_f \dot{I}_a + r_f I_a + V_a = U_a \quad (3.9)$$

$$L_f \dot{I}_b + r_f I_b + V_b = U_b \quad (3.10)$$

$$L_f \dot{I}_c + r_f I_c + V_c = U_c \quad (3.11)$$

όπου V_a, V_b, V_c είναι οι τάσεις στην έξοδο του αντιστροφέα, με:

$$V_a = \frac{1}{2} p_a V_{dc} \quad (3.12)$$

$$V_b = \frac{1}{2} p_b V_{dc} \quad (3.13)$$

$$V_c = \frac{1}{2} p_c V_{dc} \quad (3.14)$$

όπου, με τις μεταβλητές p_a, p_b, p_c μπορούμε να περιγράψουμε τις θέσεις των έξι διακοπών:

$$p_i = \begin{cases} 1, & S_i \text{ άγει} \\ -1, & \bar{S}_i \text{ άγει} \end{cases} \text{ με } i = a, b, c \quad (3.15)$$

Συνεπώς, με αντικατάσταση των σχέσεων (3.12)-(3.14) στις (3.9)-(3.11) προκύπτει το διακοπτικό μοντέλο του αντιστροφέα στο χώρο κατάστασης:

$$L_f \dot{I}_a + r_f I_a + \frac{1}{2} p_a V_{dc} = U_a \quad (3.16)$$

$$L_f \dot{I}_b + r_f I_b + \frac{1}{2} p_b V_{dc} = U_b \quad (3.17)$$

$$L_f \dot{I}_c + r_f I_c + \frac{1}{2} p_c V_{dc} = U_c \quad (3.18)$$

3.1.2.2 Τεχνική Ημιτονοειδούς Διαμόρφωσης Εύρους των Παλμών (Sinusoidal Pulse Width Modulation, SPWM)

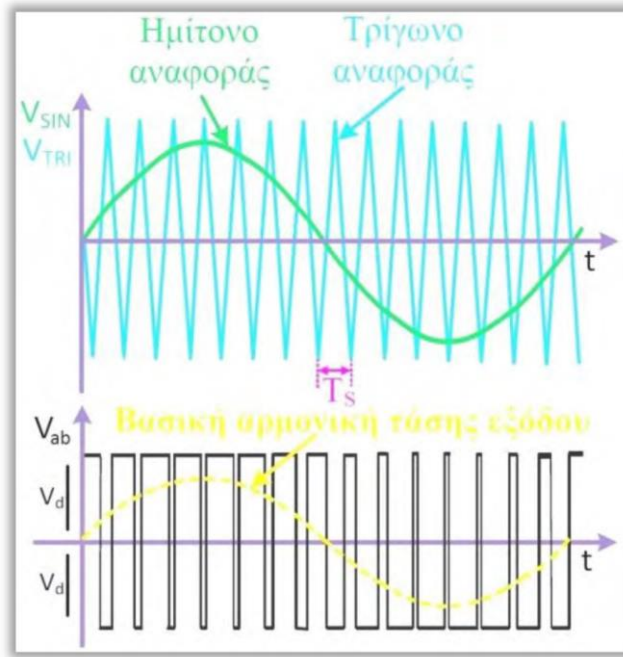
Ο έλεγχος της βασικής αρμονικής της τάσης εξόδου του αντιστροφέα, μπορεί να επιτευχθεί με τη μεταβολή του εύρους των παλμών: μεταβάλλοντας, δηλαδή, τα χρονικά διαστήματα κατά τα οποία τα ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος του αντιστροφέα άγουν ή όχι, όπως συμβαίνει και στην περίπτωση του dc/dc μετατροπέα ανύψωσης τάσης. Δηλαδή, ο έλεγχος της βασικής αρμονικής της τάσης εξόδου του αντιστροφέα επιτυγχάνεται μέσω της αυξομειώσης του εύρους των παλμών της τάσης εξόδου με τη βοήθεια της PWM. Με την ανάπτυξη των ηλεκτρονικών ισχύος έχουν δημιουργηθεί διάφορες μέθοδοι της PWM. Αυτή που χρησιμοποιείται συνήθως για την παλμοδότηση των τριφασικών μετατροπέων ισχύος είναι η ημιτονοειδής PWM (sinusoidal PWM) κι αυτή θα αναλυθεί στη συνέχεια. Το κύριο πλεονέκτημα των τεχνικών PWM στην περίπτωση του αντιστροφέα τάσης είναι η εξάλειψη ή η ελαχιστοποίηση των αρμονικών χαμηλών συχνοτήτων με τη δυνατότητα ελέγχου της τάσης εξόδου που παρέχουν. Ακόμη, οι υψηλής τάξης αρμονικές εμφανίζονται στη διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα και μπορούν να φιλτραριστούν εύκολα, [23], [30], [27].

Με μεταβολή του εύρους των παλμών με ημιτονοειδή τρόπο (SPWM) δημιουργείται η κυματομορφή αναφοράς, η οποία είναι μια ημιτονοειδής κυματομορφή, καθώς κι η κυματομορφή φορέα, πρόκειται για μια τριγωνική κυματομορφή. Για την παλμοδότηση των ημιαγωγικών στοιχείων του αντιστροφέα οι δύο παραπάνω κυματομορφές συγκρίνονται μεταξύ τους: το αποτέλεσμα της σύγκρισης είναι μια λογική στάθμη 0, όταν το τρίγωνο είναι μεγαλύτερο του ημιτόνου και μια λογική στάθμη 1, όταν συμβαίνει το αντίθετο.

Με την μέθοδο αυτή μπορούμε να παράγουμε μια ημιτονοειδή, ελέγξιμη τάση εξόδου, σε μια επιθυμητή συχνότητα, καθώς κι επιτυγχάνεται η μορφοποίηση κι ο έλεγχος των τάσεων εξόδου κατά πλάτος και

συχνότητα με μια σταθερή τάση εισόδου. Η συγκεκριμένη μέθοδος χρησιμοποιείται περισσότερο στα συστήματα ΑΠΕ και δικτύου χαμηλής τάσης, [27].

Για να επιτευχθούν συμμετρικές τριφασικές τάσεις εξόδου με διαμόρφωση SPWM, συγκρίνεται η ίδια τριγωνική κυματομορφή με τρεις ημιτονοειδείς τάσεις ελέγχου οι οποίες έχουν διαφορά φάσης 120° η μία από την άλλη. Για κάθε μια ημιτονοειδή τάση η τριγωνική κυματομορφή πλάτους V_{tri} συγκρίνεται με αυτήν, η οποία αποτελεί και την κυματομορφή ελέγχου $V_{control}$. Η συχνότητα f_s της τριγωνικής κυματομορφής ονομάζεται φέρουσα συχνότητα, και καθορίζει την συχνότητα με την οποία αλλάζουν κατάσταση οι διακόπτες του αντιστροφέα, δηλαδή την συχνότητα μετάβασης. Το σήμα ελέγχου $V_{control}$ χρησιμοποιείται για τη διαμόρφωση της σχετικής διάρκειας αγωγής των διακοπών κι έχει συχνότητα f_1 . Αυτή ονομάζεται συχνότητα διαμόρφωσης κι είναι η επιθυμητή θεμελιώδης συχνότητα της τάσης εξόδου του αντιστροφέα. Οι τάσεις εξόδου U_{an}, U_{bn}, U_{cn} έχουν την ίδια dc συνιστώσα, δηλαδή μέση τιμή. Οι dc συνιστώσες τελικά όμως εξαλείφονται στις πολικές τάσεις. Οι παραγόμενες αυτές τάσεις, δεν είναι τέλεια ημίτονα, αλλά περιέχουν κι αρμονικές συνιστώσες της συχνότητας διαμόρφωσης f_1 , [23], [25].



Εικόνα 3.5 Ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM).

Από τον λόγο της φέρουσας συχνότητας προς τη συχνότητα διαμόρφωσης προκύπτει ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας m_f :

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (3.19)$$

Ομοίως ορίζεται κι ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους m_a ως ο λόγος του πλάτους του σήματος ελέγχου προς το πλάτος της τριγωνικής κυματομορφής:

$$m_a = \frac{V_{control}}{V_{tri}} \quad (3.20)$$

Το πλάτος της θεμελιώδους συχνότητας της τάσης εξόδου είναι ανάλογο του παραπάνω λόγου κατάτμησης, όταν λειτουργούμε στη γραμμική περιοχή του μετατροπέα. Δηλαδή, όταν ο λόγος κατάτμησης είναι μικρότερος ή ίσος με τη μονάδα, [23], [25], [30].

$$V_{an} = m_a \frac{V_{dc}}{2} = m_a V_d \quad (3.21)$$

$$m_a \leq 1 \quad (3.22)$$

όπου:

V_{an} : το πλάτος της ac φασικής τάσης εξόδου του μετατροπέα στην θεμελιώδη συχνότητα,
 $V_{dc}=2V_d$: η dc τάση στην είσοδο του μετατροπέα.

3.1.2.3 Μοντέλο Μέσης Τιμής Ηλεκτρονικού Μετατροπέα dc/ac ή Αντιστροφέα Τάσης (VSI)

Οι διακριτές τιμές p_i για τις θέσεις λειτουργίας των διακοπών δυσκολεύουν την ανάλυση και τον σχεδιασμό ελέγχου. Για τον λόγο αυτό, επανερχόμαστε στο μοντέλο μέσης τιμής και για τους αντιστροφείς τάσης [24], [25], [26], οπότε, οι διακριτές συναρτήσεις p_i μπορούν να αντικατασταθούν με τις αντίστοιχες συνεχείς συναρτήσεις μ_i που διαμορφώνουν τη σχετική διάρκεια αγωγής στην SPWM τεχνική παλμοδότησης και λαμβάνουν τιμές στο συνεχές κλειστό διάστημα [-1,1], έχοντας ημιτονοειδή μορφή. Συνεπώς, το μοντέλο μέσης τιμής για τον αντιστροφέα τάσης περιγράφεται από τις σχέσεις:

$$L_f \dot{I}_a + r_f I_a + \frac{1}{2} \mu_a V_{dc} = U_a \quad (3.23)$$

$$L_f \dot{I}_b + r_f I_b + \frac{1}{2} \mu_b V_{dc} = U_b \quad (3.24)$$

$$L_f \dot{I}_c + r_f I_c + \frac{1}{2} \mu_c V_{dc} = U_c \quad (3.25)$$

3.1.2.4 Μετασχηματισμός Park και Στρεφόμενο d-q Πλαίσιο Αναφοράς

Ο μετασχηματισμός Park είναι αρκετά γνωστός σε όλους μας από τη χρήση του στη μοντελοποίηση ηλεκτρικών μηχανών. Πρόκειται για ένα μετασχηματισμό ο οποίος μπορεί να εφαρμοστεί κάθε χρονική στιγμή σε τριφασικά συστήματα που εξαρτώνται από το χρόνο, κι είναι δυνατό να χρησιμοποιηθεί είτε τη μόνιμη ή τη μεταβατική κατάσταση.

Θεωρούμε γωνία $\theta = \omega t + \theta_0$, όπου ω κάποια αυθαίρετη γωνιακή ταχύτητα, t ο χρόνος και θ_0 η αρχική γωνία. Ο μετασχηματισμός Park συμβολίζεται με T_{dq0} και μεταφέρει κάποιο σύνολο μεταβλητών από το τριφασικό σύστημα στο σύστημα κάθετων d-q-0 αξόνων σύμφωνα με τη σχέση, [28], [31]:

$$[x_{dq0}] = [T_{dq0}(\theta)][x_{abc}] \quad (3.26)$$

όπου

$$[x_{dq0}] = \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

και

$$[x_{abc}] = \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

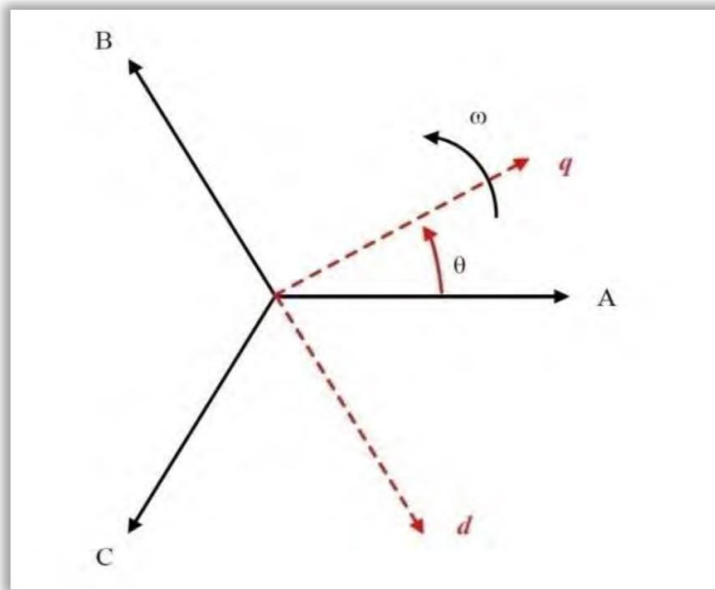
οι μετασχηματισμένες κι οι αρχικές μεταβλητές αντίστοιχα. Ο πίνακας μετασχηματισμού T_{dq0} ορίζεται ως εξής:

$$[T_{dq0}] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin \theta & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

Ο αντίστροφος μετασχηματισμός Park δίνεται από τη σχέση:

$$[T_{dq0}]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

και παρατηρούμε ότι ο μετασχηματισμός αυτός είναι χρονικά μεταβαλλόμενος με γωνιακή ταχύτητα ω .



Εικόνα 3.6 abc και dq πλαίσιο αναφοράς.

Μια από τις ιδιότητες του μετασχηματισμού Park είναι κι η ορθογωνιότητα της μήτρας του. Έτσι

$$[T_{dq0}][T_{dq0}]^{-1} = [T_{dq0}][T_{dq0}]^T = [I] \quad (3.31)$$

Με βάση αυτή, αποδεικνύεται ότι η τριφασική στιγμιαία ισχύς μπορεί να προκύψει απευθείας από τα ρεύματα και τις τάσεις στο d - q - 0 πλαίσιο αναφοράς, χωρίς να χρειάζεται η μετατροπή τους στο τριφασικό a - b - c :

$$\begin{aligned}
P(t) &= [U_{abc}]^T [I_{abc}] = \left[[T_{dq0}]^{-1} [U_{dq0}] \right]^T [T_{dq0}]^{-1} [I_{dq0}] \\
&= [U_{dq0}]^T \left[[T_{dq0}]^{-1} \right]^T [T_{dq0}]^{-1} [I_{dq0}] = \frac{3}{2} [U_{dq0}]^T [T_{dq0}] [T_{dq0}]^{-1} [I_{dq0}] \\
&= \frac{3}{2} [U_{dq0}]^T [I_{dq0}]
\end{aligned} \tag{3.32}$$

Στον μετασχηματισμό Park, ο κάθετος άξονας q προηγείται του ευθύ d άξονα κατά 90° όπως διακρίνεται. Όσον αφορά τον άξονα 0 , στην περίπτωση συμμετρίας η συνιστώσα του παραλείπεται. Το απλουστευμένο σύστημα πλέον αποτελείται από τους δύο κάθετους άξονες d - q .

3.1.2.5 Μοντέλο Μέσης Τιμής Ηλεκτρονικού Μετατροπέα dc/ac ή Αντιστροφέα Τάσης (VSI) στο d - q πλαίσιο αναφοράς

Με τη χρήση του μετασχηματισμού Park, το μοντέλο μέσης τιμής του τριφασικού αντιστροφέα θα μεταφερθεί στο σύστημα των κάθετων αξόνων (d - q πλαίσιο αναφοράς) αντί του τριφασικού επειδή η ανάλυση στους d - q άξονες είναι απαραίτητη για την ανάπτυξη και την ανάλυση των μεθόδων ελέγχου, η οποία βασίζεται στη σχεδίαση PI ελεγκτών, όπως θα δούμε σε επόμενα κεφάλαια. Έτσι, η ανάλυση γίνεται στο μετασχηματισμένο μοντέλο, στο στρεφόμενο d - q πλαίσιο αναφοράς, επειδή τότε στη μόνιμη κατάσταση όλες οι μεταβλητές κατάστασης του υπό ανάλυση συστήματος μετατρέπονται από ημιτονοειδείς σε σταθερές μεταβλητές, [28], [31].

Ως εκ τούτου, η δυναμική συμπεριφορά του τριφασικού αντιστροφέα τάσης (εξ. (3.26)-(3.28)) μετασχηματίζεται μέσω του συνδυασμού των εξισώσεων 4.26 έως 4.29, και τελικά περιγράφεται στο d - q πλαίσιο αναφοράς από τις ακόλουθες εξισώσεις:

$$L_f \dot{I}_d = -r_f I_d + \omega_s L_f I_q - m_d V_{dc} + U_d \tag{3.33}$$

$$L_f \dot{I}_q = -r_f I_q - \omega_s L_f I_d - m_q V_{dc} + U_q \tag{3.34}$$

όπου ω_s είναι η συχνότητα της τάσης στην έξοδο του αντιστροφέα, I_d και I_q είναι τα ρεύματα του φίλτρου του ευθέος και του εγκάρσιου άξονα αντίστοιχα, U_d και U_q είναι οι συνιστώσες της τάσης στην έξοδο του φίλτρου, ενώ με m_d και m_q συμβολίζουμε τους λόγους κατάτμησης ευθέος κι εγκάρσιου άξονα του αντιστροφέα που περιγράφονται από τη σχέση:

$$m_d = \frac{V_d}{V_{dc}} \tag{3.35}$$

$$m_q = \frac{V_q}{V_{dc}} \tag{3.36}$$

όπου V_d και V_q οι συνιστώσες της τριφασικής τάσης στην έξοδο του αντιστροφέα (V_a, V_b, V_c) και για τα οποία ισχύει, [28] [25]:

$$m_a = 2 \sqrt{m_d^2 + m_q^2} \tag{3.37}$$

$$\Delta\varphi = \tan^{-1} \left(\frac{m_d}{m_q} \right) \tag{3.38}$$

όπου είναι ο λόγος κατάτμησης της φάσης α (πλάτος του ημιτονοειδούς σήματος m_a) και $\Delta\varphi$ είναι η διαφορά φάσης μεταξύ των τάσεων U_α και V_α .

Επιθυμητό είναι να χρησιμοποιείται μόνο η γραμμική περιοχή της τεχνικής SPWM, οπότε κι αποφεύγεται η εμφάνιση ανεπιθύμητων ανώτερων αρμονικών στο διαμορφωμένο σήμα της τάσης εξόδου, ενώ για το λόγο κατάτμησης m_a θα πρέπει να ισχύει:

$$0 < m_a < 1 \quad (3.39)$$

και για τα m_d και m_q έχουμε:

$$m_d^2 + m_q^2 < 0.25 \quad (3.40)$$

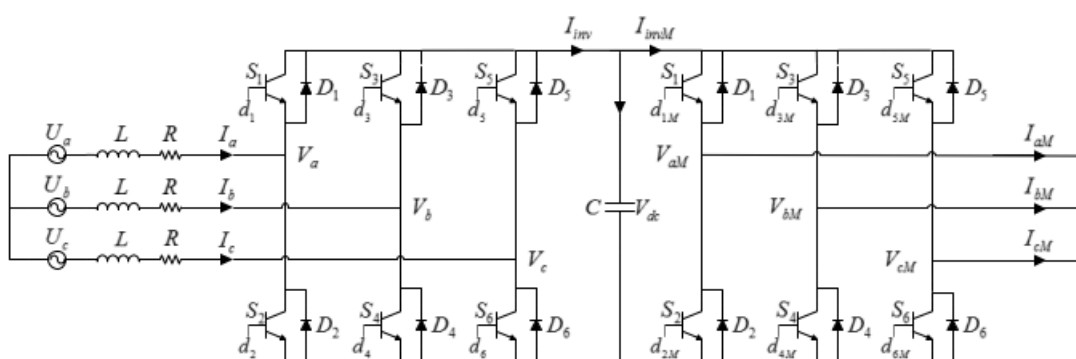
Τέλος, πρέπει να αναφέρουμε ότι, σύμφωνα με τη σχέση (3.32), ο μετασχηματισμός Park έχει τη δυνατότητα να προσφέρει αποσυζευγμένους ελέγχους μεταξύ ενεργού κι άεργου ισχύος γεγονός που τον καθιστά ιδιαίτερα χρήσιμο σε βρόχους ελέγχου ισχύος. Ωστόσο, αξίζει να επισημάνουμε ότι η ενεργός κι άεργος ισχύς δεν μπορούν απ' ευθείας να συσχετιστούν με στοιχεία των d και q αξόνων σε αντίθεση με τη στιγμιαία ενεργό κι άεργο ισχύ που μπορούν να εξαχθούν απ' ευθείας από τα ρεύματα και τις τάσεις στο d - q πλαίσιο αναφοράς. Έτσι, η στιγμιαία πραγματική κι άεργος ισχύς στην έξοδο του φίλτρου δίνονται από τις σχέσεις:

$$P = \frac{3}{2}(U_d I_d + U_q I_q) \quad (3.41)$$

$$Q = \frac{3}{2}(U_q I_d - U_d I_q) \quad (3.42)$$

3.1.3 Μοντέλο Μέσης Τιμής Μετατροπέα ac/dc/ac ή Αντιστροφέα Τάσης (Μετατροπέας Συχνότητας)

Ο τριφασικός μετατροπέας ισχύος ac/dc/ac, γνωστός και ως μετατροπέας συχνότητας (frequency converter ή back-to-back converter) προκύπτει από τη σύνδεση των πλευρών συνεχούς ρεύματος δύο μετατροπέων ac/dc, όπως φαίνεται στην Εικόνα 3.7.



Εικόνα 3.7 Ο τριφασικός μετατροπέας ισχύος ac/dc/ac.

Η διάταξη αυτή χρησιμοποιείται εκτενώς σήμερα τόσο σε εφαρμογές ανανεώσιμων πηγών ενέργειας όσο και σε διασυνδέσεις συνεχούς ρεύματος υψηλής τάσης (HVDC) [28]. Βασικό πλεονέκτημα της είναι η δυνατότητα σύνδεσης δύο τριφασικών συστημάτων με διαφορετική συχνότητα ή/και διαφορετική φάση ή/και διαφορετικό επίπεδο τάσης. Επιπλέον, προσφέρει τη δυνατότητα αποσυζευγμένης λειτουργίας των δύο εμπλεκόμενων μετατροπέων ac/dc.

Στην περίπτωση των ανεμογεννητριών, προκειμένου να επιτευχθεί λειτουργία μεταβλητών στροφών ο μετατροπέας ac/dc από την πλευρά της ηλεκτρικής γεννήτριας λειτουργεί με μεταβλητή συχνότητα, ενώ ο μετατροπέας ac/dc από την πλευρά του ηλεκτρικού δικτύου λειτουργεί με την επιβαλλόμενη από το δίκτυο

συχνότητα. Αντίθετα, στην περίπτωση της διασύνδεσης συνεχούς ρεύματος υψηλής τάσης, και οι δύο μετατροπείς ac/dc λειτουργούν με τις επιβαλλόμενες από τα συνδεδεμένα δίκτυα σταθερές συχνότητες.

Ακολουθώντας την ίδια διαδικασία με αυτή για την εξαγωγή των μοντέλων μέσης τιμής (3.33) και (3.34), ονομάζοντας στο dq σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο καθέτων αξόνων τις συνιστώσες τάσεων και ρευμάτων εξόδου του νέου μετατροπέα ως V_{dM} , V_{qM} , I_{dM} , I_{qM} αντίστοιχα, λαμβάνεται το ακόλουθο μοντέλο μέσης τιμής

$$L\dot{I}_d = -RI_d + \omega_s LI_q - V_d + U_d \quad (3.43)$$

$$L\dot{I}_q = -\omega_s LI_d - RI_q - V_q + U_q \quad (3.44)$$

$$C\dot{V}_{dc}V_{dc} = \frac{3}{2}(V_d I_d + V_q I_q) - \frac{3}{2}(V_{dM} I_{dM} + V_{qM} I_{qM}) \quad (3.45)$$

ενώ ορίζοντας τους λόγους κατάτμησης ευθέως και εγκάρσιου άξονα του νέου μετατροπέα ως

$$m_{dM} = \frac{V_{dM}}{V_{dc}} \quad (3.46)$$

$$m_{qM} = \frac{V_{qM}}{V_{dc}} \quad (3.47)$$

το πλήρες μη γραμμικό μοντέλο μέσης τιμής τρίτης τάξης γράφεται ισοδύναμα

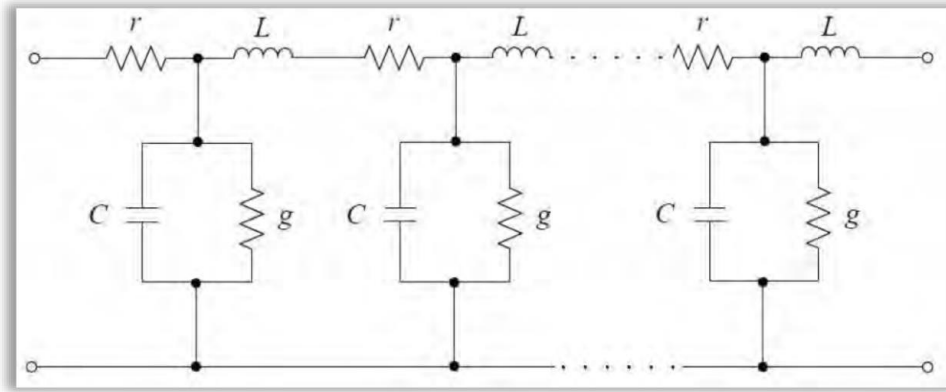
$$L\dot{I}_d = -RI_d + \omega_s LI_q - m_d V_{dc} + U_d \quad (3.48)$$

$$L\dot{I}_q = -\omega_s LI_d - RI_q - m_q V_{dc} + U_q \quad (3.49)$$

$$C\dot{V}_{dc} = \frac{3}{2}(m_d I_d + m_q I_q) - \frac{3}{2}(m_{dM} I_{dM} + m_{qM} I_{qM}) \quad (3.50)$$

3.2 Μοντέλο Γραμμής Μικρού Μήκους

Μία γραμμή μεταφοράς μπορεί να παρασταθεί με ένα μονοφασικό κύκλωμα με κατανεμημένες παραμέτρους, όπως φαίνεται στην εικόνα 4.6, όπου L είναι η αυτεπαγωγή της γραμμής ανά φάση κι ανά μονάδα μήκους (σε H/m), r είναι η ωμική αντίσταση της γραμμής ανά φάση κι ανά μονάδα μήκους (σε Ω/m), C είναι η εγκάρσια χωρητικότητα της γραμμής ανά φάση κι ανά μονάδα μήκους (σε F/m) και g είναι η εγκάρσια αγωγιμότητα της γραμμής ανά φάση κι ανά μονάδα μήκους (σε Ω⁻¹/m). Οι παράμετροι L , r , C και g κατανέμονται ομοιόμορφα κατά μήκος της γραμμής μεταφοράς κι επιδρούν στην ικανότητα μεταφοράς ισχύος διαμέσου της γραμμής, [32], [33].



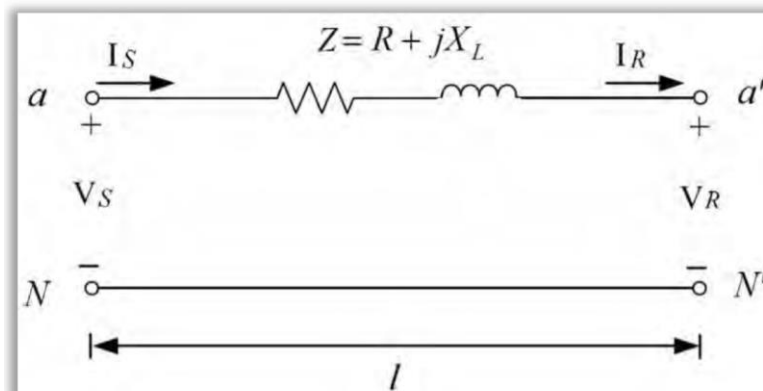
Εικόνα 3.8 Μονοφασικό κύκλωμα γραμμής μεταφοράς.

Ο τρόπος παράστασης των γραμμών εξαρτάται πολύ από το μήκος της γραμμής και την ακρίβεια που απαιτείται. Υπάρχουν τρεις ευρείες ταξινομήσεις μήκους:

- Γραμμές μικρού μήκους (έως 80 km περίπου)
- Γραμμές μεσαίου μήκους (έως 240 km περίπου)
- Γραμμές μεγάλου μήκους (πάνω από 240 km περίπου)

Βασική προϋπόθεση για να γίνει μονοφασική παράσταση ενός τριφασικού κυκλώματος είναι η τριφασική συμμετρία τόσο του κυκλώματος, όσο και των ηλεκτρικών μεγεθών (τάσεων και ρευμάτων). Θεωρούμε, λοιπόν, ότι οι γραμμές λειτουργούν υπό κανονικές συνθήκες με συμμετρική φόρτιση κι έχει εφαρμοστεί κυκλική αντιμετάθεση φάσεων, οπότε οι γραμμές θεωρούνται συμμετρικές, [32], [33].

Υπό αυτές τις προϋποθέσεις, το μονοφασικό ισοδύναμο μοντέλο μικρού μήκους της γραμμής μεταφοράς αναπαρίσται στην εικόνα 3.9.



Εικόνα 3.9 Απλοποιημένο μονοφασικό κύκλωμα γραμμής μικρού μήκους.

Το μοντέλο αυτό, στο οποίο έχουν αγνοηθεί η εγκάρσια χωρητικότητα C κι η εγκάρσια αγωγιμότητα g της γραμμής, έχει σχετικά ικανοποιητική ακρίβεια για γραμμές μεταφοράς με μήκος έως 80 km. Αυτό συμβαίνει διότι στις γραμμές μικρού μήκους η συνολική χωρητική αγωγιμότητα είναι τόσο μικρή που μπορεί να παραληφθεί. Το ρεύμα της εγκάρσιας αγωγιμότητας είναι συνήθως μικρό σε σχέση με το χωρητικό ρεύμα γραμμής κι επομένως κι η εγκάρσια αγωγιμότητα μπορεί επίσης να παραληφθεί, [32], [33].

Στο κύκλωμα της εικόνας 4.7, V_S είναι η φασική τάση στην αναχώρηση (αρχή) της γραμμής (σε V), V_R είναι η φασική τάση στην άφιξη (τέλος) της γραμμής, I_S είναι το φασικό ρεύμα στην αναχώρηση της γραμμής (σε A), I_R είναι το φασικό ρεύμα στην άφιξη της γραμμής, l είναι το μήκος της γραμμής (σε m), Z είναι η συνολική σύνθετη αντίσταση σειράς της γραμμής μεταφοράς ανά φάση (σε Ω), R είναι η συνολική ωμική αντίσταση της γραμμής μεταφοράς ανά φάση (σε Ω) και X_L είναι η συνολική επαγωγική αντίδραση της γραμμής μεταφοράς ανά φάση.

Η συνολική σύνθετη αντίσταση σειράς Z της γραμμής μεταφοράς ανά φάση υπολογίζεται ως ακολούθως:

$$Z = zl = R + jX_L = rl + jx_Ll = rl + j\omega_s Ll \quad (3.51)$$

όπου z είναι η σύνθετη αντίσταση σειράς της γραμμής μεταφοράς ανά φάση κι ανά μονάδα μήκους (σε Ω/m), r είναι η ωμική αντίσταση της γραμμής μεταφοράς ανά φάση κι ανά μονάδα μήκους (σε Ω/m), x_L είναι η επαγωγική αντίδραση της γραμμής μεταφοράς ανά φάση κι ανά μονάδα μήκους (σε Ω/m), ω_s είναι η συχνότητα του δικτύου (σε rad/s) και L είναι η αυτεπαγωγή της γραμμής ανά φάση κι ανά μονάδα μήκους (σε H/m), [32], [33], [34].

3.2.1 Μοντέλο Γραμμής Μικρού Μήκους ac Μικροδικτύου στο d - q Πλαίσιο Αναφοράς

Σε επίπεδο μικροδικτύου οι γραμμές μεταφοράς και διανομής που χρησιμοποιούνται είναι γραμμές μικρού μήκους, δεδομένου ότι το μικροδίκτυο, εκτείνεται γεωγραφικά σε μια μικρή σχετικά περιοχή και συνδέεται στο σύστημα διανομής (distribution network) ή μεταφοράς (transmission network). Εκμεταλλευόμενοι, βέβαια, την τριφασική συμμετρία το μοντέλο μιας μικρής τριφασικής γραμμής εύκολα μετασχηματίζεται στο στρεφόμενο d - q πλαίσιο αναφοράς και περιγράφεται από τις ακόλουθες δυναμικές εξισώσεις:

$$L\dot{I}_{sd} = -RI_{sd} + \omega_s LI_{sq} - V_{sd} - V_{Rd} \quad (3.52)$$

$$L\dot{I}_{sq} = -RI_{sq} + \omega_s LI_{sd} - V_{sq} - V_{Rq} \quad (3.53)$$

όπου οι συνιστώσες ευθέως κι εγκάρσιου άξονα των τριφασικών μεταβλητών σημειώνονται με δείκτη d και q , αντίστοιχα, ενώ οι παράμετροι του μοντέλου έχουν δοθεί παραπάνω, [34], [35].

3.2.2 Μοντέλο Γραμμής Μικρού Μήκους dc Μικροδικτύου

Η ανάπτυξη κι η αναμενόμενη ευρεία εξάπλωση της ΔΠ δημιουργεί την ανάγκη για νέες τεχνικές διανομής της ηλεκτρικής ισχύος. Παρότι το υπάρχον σύστημα διανομής έχει κατασκευαστεί με βάση το τριφασικό ac δίκτυο, μια εκκολαπτόμενη ιδέα είναι η υλοποίηση του dc συστήματος διανομής, [36] [37]. Αν και το χαμηλής τάσης dc (LVDC) δίκτυο διανομής αποτελεί μια πολλά υποσχόμενη τοπολογία εξαιτίας της υψηλής απόδοσης κι αξιοπιστίας του, ωστόσο υπάρχουν ακόμη αρκετές προκλήσεις σχετικά με την κατασκευή και την εφαρμογή του, [38].

Για την υλοποίηση του χαμηλής τάσης dc δικτύου διανομής είναι δυνατό να χρησιμοποιηθούν συμβατικά καλώδια και γραμμές που έχουν σχεδιασθεί για το τριφασικό ac σύστημα, χωρίς να υπάρχουν προβλήματα στην απόδοση, [37], [38]. Η δυναμική συμπεριφορά μιας γραμμής του dc δικτύου διανομής περιγράφεται από την ακόλουθη εξίσωση, κατά αντιστοιχία με το κύκλωμα της εικόνας 3.9 (δεδομένης της απουσίας της συχνότητας ω_s από τα dc συστήματα):

$$L\dot{I}_S = -RI_S + V_S - V_R \quad (3.54)$$

Τέλος, για λόγους σύγκρισης μεταξύ των ac και dc γραμμών διανομής παρατίθεται ο ακόλουθος πίνακας 3.1, [7].

Επίδραση στις παραμέτρους	ac γραμμή διανομής	dc γραμμή διανομής
Μεταφερόμενη ισχύς	- μικρότερη απόδοση εξαιτίας των υψηλών απωλειών της γραμμής, και συνεπώς λιγότερη μεταφερόμενη ισχύς - απαιτούνται περισσότεροι αγωγοί	- απαιτούνται περισσότεροι αγωγοί μεγαλύτερη απόδοση εξαιτίας των χαμηλών απωλειών της γραμμής, και συνεπώς περισσότερη μεταφερόμενη ισχύς - απαιτούνται λιγότεροι αγωγοί
Ευστάθεια συστήματος	λιγότερο ευσταθής αφού επηρεάζεται εύκολα από εξωτερικές διαταραχές	περισσότερο ευσταθής κι επίσης είναι δυνατό να αυξήσει και την ευστάθεια των ac μικροδικτύων

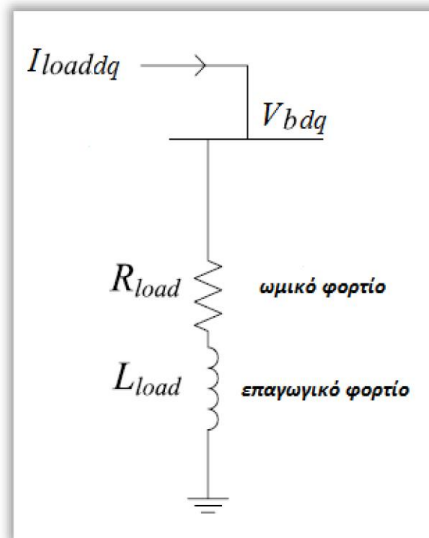
Συχνότητα (50 Hz ή 60Hz)	• είναι απαραίτητη η παρακολούθηση της συχνότητας • πιθανά προβλήματα μεταβατικής ευστάθειας • πιθανόν να πρέπει να ληφθεί υπόψη η ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή	• η συχνότητα είναι μηδενική κι έτσι δεν απαιτείται παρακολούθησή της • δεν υπάρχουν προβλήματα μεταβατικής ευστάθειας • δεν υπάρχει ηλεκτρομαγνητική παρεμβολή
Αντίσταση	• υψηλή αντίσταση γραμμής και συνεπώς υψηλές απώλειες	• χαμηλή αντίσταση γραμμής και συνεπώς μικρότερες απώλειες μεταφοράς
Ανάλυση	• εμπλέκεται η ανάλυση μιγαδικών αριθμών κι η ανάλυση γίνεται δύσκολη	• η ανάλυση γίνεται μόνο στο πεδίο των πραγματικών αριθμών, δηλ. είναι πιο απλή

Πίνακας 3.1 Σύγκριση ac και dc γραμμών διανομής.

3.3 Μοντελοποίηση Φορτίων

Τα φορτία που απαντώνται σε ένα μικροδίκτυο, κρίσιμα ή μη κρίσιμα, μπορούν να ταξινομηθούν με βάση την ισχύ που καταναλώνουν. Τα φορτία επιλέγονται είτε ως καθαρά ωμικά (R) είτε ως συνδυασμός ωμικού κι επαγωγικού φορτίου (RL) καταναλώνοντας ενεργό ή ενεργό κι άεργο ισχύ, αντίστοιχα. Στα συστήματα ΔΠ βέβαια συνυπάρχουν και φορτία σταθερής ισχύος (constant power loads (CPL)) που αντιπροσωπεύουν σημαντικό μέρος του συνόλου των φορτίων κι εμφανίζονται σε dc κι ac μικροδίκτυα.

Ένα τυπικό R ή RL φορτίο συνδέεται στο ζυγό ενός μικροδικτύου, όπως φαίνεται στη εικόνα 3.10. Για το φορτίο, όπως είναι λογικό παρέχεται η δυνατότητα μεταβολής του, ώστε να εξερευνηθεί η δυναμική συμπεριφορά του συστήματος στην διεύθυνση φορτίου, [35], [39].



Εικόνα 3.10 Σχηματική αναπαράσταση ωμικό-επαγωγικού φορτίου.

Ακολουθούν οι εξισώσεις καταστάσεις του φορτίου:

$$\dot{I}_{loadd} = \frac{1}{L_{load}} (-R_{load} I_{loadd} + V_{bd}) + \omega_{PLL} I_{loadq} \quad (3.55)$$

$$\dot{I}_{loadq} = \frac{1}{L_{load}} (-R_{load} I_{loadq} + V_{bq}) - \omega_{PLL} I_{loadd} \quad (3.56)$$

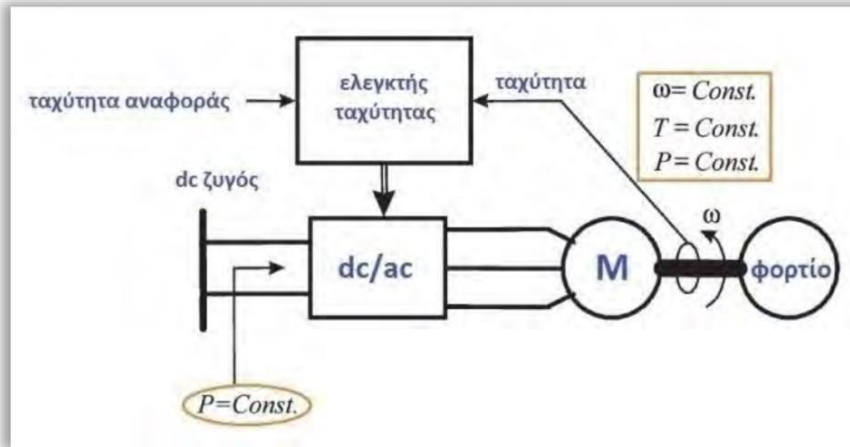
Επίσης, οι τάσεις στο φορτίο δίνονται από τις επόμενες εξισώσεις:

$$\dot{V}_{bd,i} = \omega_{PLL} V_{bq,i} + \frac{1}{C_t} (I_{od,i} - I_{load,i} \pm \sum I_{linedi,j}) \quad (3.57)$$

$$\dot{V}_{bq,i} = -\omega_{PLL} V_{bd,i} + \frac{1}{C_t} (I_{oq,i} - I_{loadq,i} \pm \sum I_{lineqi,j}) \quad (3.58)$$

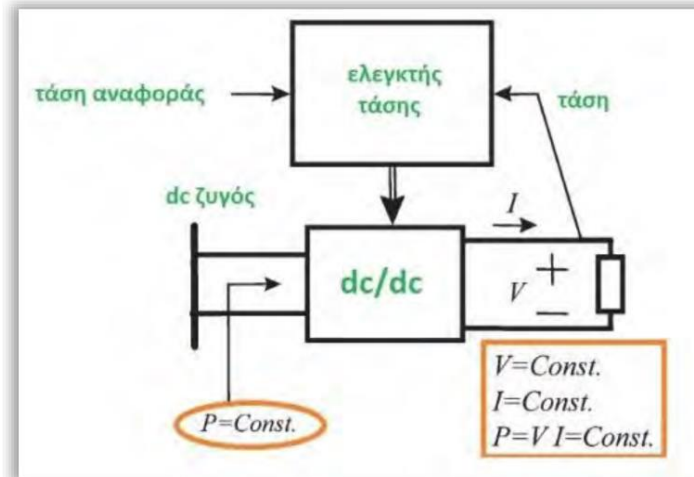
δεδομένου πως πυκνωτής χωρητικότητας C_t τοποθετείται παράλληλα στο φορτίο και βοηθά στην σταθεροποίηση της τάσης του φορτίου. Ο δείκτης i αναφέρεται στον εκάστοτε ζυγό φορτίου, ενώ με j συμβολίζεται κάθε άλλος ζυγός που είναι συνδεδεμένος με τον i -ζυγό. Το πρόσημο του ρεύματος γραμμής στις παραπάνω εξισώσεις εξαρτάται από την κατεύθυνση του ρεύματος στη γραμμή διασύνδεσης.

Ωστόσο, στα μοντέρνα συστήματα διανομής τα φορτία σταθερής ισχύος (constant power loads (CPLs)) αποτελούν ένα σημαντικό ποσοστό των συνολικών φορτίων τους. Ως φορτία σταθερής ισχύος συμπεριφέρονται, οι ελεγχόμενοι ηλεκτρονικοί μετατροπέων και τα συστήματα ηλεκτρικών κινητήρων, [40], [41]. Ως παράδειγμα φορτίου σταθερής ισχύος, όπως φαίνεται στην εικόνα 3.11, αποτελεί ένας dc/ac αντιστροφέας, ο οποίος οδηγεί έναν ηλεκτρικό κινητήρα. Ο ελεγκτής ρυθμίζει αυστηρά την ταχύτητα ω , η οποία παραμένει σχεδόν σταθερή. Θεωρώντας τη χαρακτηριστική ροπής-ταχύτητας τέτοια ώστε για καθεμία ταχύτητα να υπάρχει μία και μόνο ροπή, ως αποτέλεσμα προκύπτει για μια σταθερή ταχύτητα ω , η ροπή T είναι σταθερή κι επομένως η ισχύς P , ως γινόμενο ταχύτητας επί τη ροπή, είναι επίσης σταθερή, [40], [41].



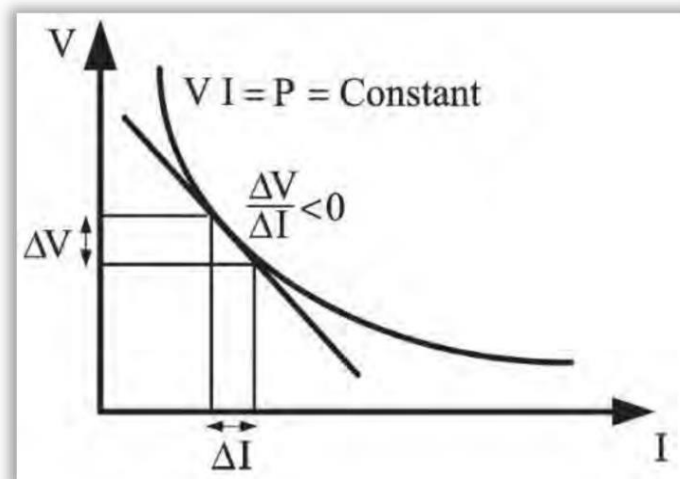
Εικόνα 3.11 Φορτίο σταθερής ισχύος.

Ένα ακόμη παράδειγμα φορτίο σταθερής ισχύος φαίνεται στην εικόνα 3.12. Πρόκειται για έναν dc/dc μετατροπέα, ο οποίος τροφοδοτεί ένα ηλεκτρικό φορτίο και ρυθμίζει την τάση του. Την πιο απλή μορφή του τροφοδοτούμενου φορτίου αποτελεί ένα ωμικό φορτίο, που παρουσιάζει μια γραμμική σχέση μεταξύ ρεύματος και τάσης.



Εικόνα 3.12 Φορτίο σταθερής ισχύος.

Υπό μια γενικότερη θεώρηση, ένα φορτίο σταθερής ισχύος μπορεί να θεωρηθεί ως ελεγχόμενη πηγή ρεύματος που απορροφά ισχύ από δίκτυο διανομής (αρνητική φορά ρεύματος), αφού ρύθμιση της ισχύος ουσιαστικά σημαίνει ρύθμιση ρεύματος. Η τιμή της έντασης ρεύματος υπολογίζεται για $P = \text{const.}$, δηλαδή $V_{CPL} I_{CPL} = P = \text{const.}$ και συνεπώς $I_{CPL} = P/V_{CPL}$.

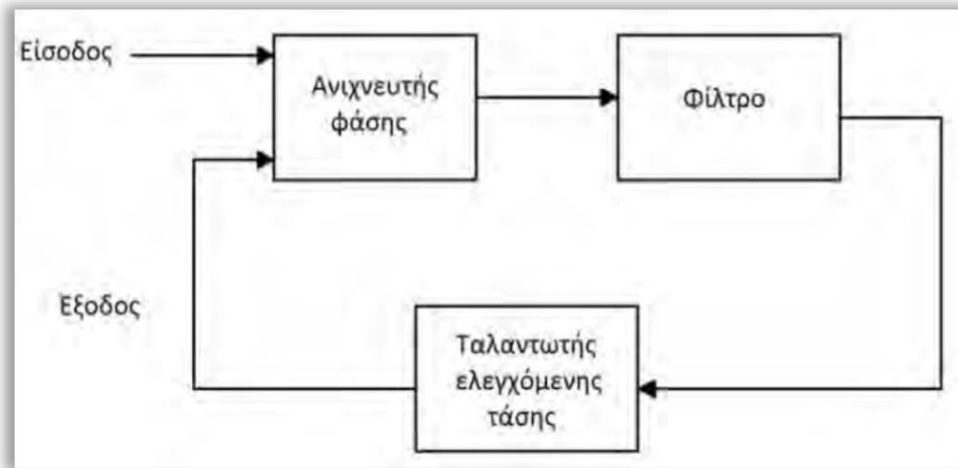


Εικόνα 3.13 V-I χαρακτηριστική φορτίου σταθερής ισχύος.

Αυτή η αναπαράσταση είναι επαρκής για το σύνολο των φορτίων που συνδέονται μέσω dc/dc ή dc/ac μετατροπών. Δεδομένου πως η απόκλιση της τάσης δεν επιτρέπεται να υπερβαίνει κάποια ανστηρά όρια, συμπεραίνεται πως η μεταβολή του ρεύματος μπορεί να θεωρηθεί αμελητέα κι είναι εφικτό τέτοιου είδους φορτία να αναπαρασταθούν με σταθερές πηγές ρεύματος.

3.4 Μονάδα Συγχρονισμού - Phase Locked Loop (PLL)

Η τεχνική χρήσης βρόχου κλειδώματος φάσης (Phase Locked Loop (PLL)) έχει τις ρίζες της στις τηλεπικοινωνίες. Το PLL είναι ένα κύκλωμα που βοηθάει την επικοινωνία ενός συστήματος με ένα άλλο. Πιο συγκεκριμένα, το PLL είναι ένα κύκλωμα που συγχρονίζει ένα σήμα εξόδου (το οποίο δημιουργείται από έναν ταλαντωτή) με ένα σήμα εισόδου ή αναφοράς, τόσο σε συχνότητα όσο και σε φάση, [27]. Στη φάση συγχρονισμού (η οποία συχνά καλείται και φάση κλειδώματος), το σφάλμα φάσης μεταξύ του σήματος εξόδου του ταλαντωτή και του σήματος αναφοράς είναι μηδέν ή παραμένει σταθερό (εικόνα 3.14).



Εικόνα 3.14 Σχηματική αναπαράσταση βρόχου κλειδώματος φάσης (PLL).

Έχουν αναπτυχθεί διάφορες τεχνολογίες και τύποι PLL, αντίστοιχα με την εκάστοτε εφαρμογή. Το PLL είναι ουσιαστικά ένα σύστημα ελέγχου ανάδρασης κλειστού βρόγχου και μπορεί, αναλόγως την εγκατάσταση να συγκριθεί και να αντιπαραβληθεί με κλασικά συστήματα ελέγχου ανάδρασης, όπως μερικούς-ολοκληρωτικούς (PI) βρόχους ανάδρασης, [39], [27].

Όπως γίνεται αντιληπτό, το PLL βρίσκει εφαρμογή στο ac μικροδίκτυο όπου είναι απαραίτητο για τη μέτρηση της πραγματικής συχνότητας του συστήματος και το συγχρονισμό με άλλα μικροδίκτυα ή το κυρίως δίκτυο. Ειδικότερα, στο παρόν σύγγραμμα για τον αντιστροφέα τάσης (VSI) επιλέγεται ένα PLL σχεδιασμένο για το πλαίσιο αναφοράς d - q (Synchronous Frame PLL (SF-PLL)). Η είσοδος του PLL είναι η d συνιστώσα της μετρούμενης τάσης στην έξοδο του αντιστροφέα φιλτραρισμένη με τη βοήθεια κατωδιαβατού φίλτρου (Low Pass Filter (LPF)).

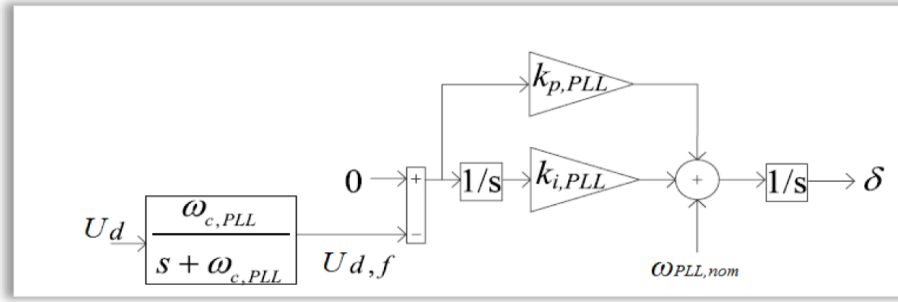
$$\dot{U}_{d,f} = \omega_{c,PLL} U_d - \omega_{c,PLL} U_{d,f} \quad (3.59)$$

$$\dot{\delta} = \omega_{PLL} \quad (3.60)$$

$$\omega_{PLL} = \omega_{PLL,nom} - k_{p,PLL} U_{d,f} + k_{i,PLL} \int_0^t (-U_{d,f}) d\tau \quad (3.61)$$

όπου: U_d η d συνιστώσα της τάσης, ενώ $U_{d,f}$ η φιλτραρισμένη συνιστώσα της τάσης μέσω κατωδιαβατού φίλτρου, με συχνότητα αποκοπής $\omega_{c,PLL}$. Η συχνότητα ω_{PLL} οδηγείται όσο το δυνατό πιο κοντά στην ονομαστική της τιμή $\omega_{PLL,nom}$, ενώ με τη βοήθεια του PLL παράγεται κι η γωνία δ , που χρησιμοποιείται στο μετασχηματισμό Park. Τα $k_{p,PLL}$, $k_{i,PLL}$ είναι το αναλογικό και ολοκληρωτικό κέρδος του PLL, αντίστοιχως.

Με τη χρήση του d - q PLL (εικόνα 3.15), που αποτελεί υλοποίηση των εξισώσεων (3.59)-(3.61), η φάση κλειδώνεται ώστε $U_d = 0$. Με τον τρόπο αυτό ο άξονας d έχει προσανατολιστεί στον άξονα της τάσης U_a (μετασχηματισμός Park), κι έτσι προκύπτει ότι $U_d = 0$ και $U_q = U_m$ (όπου U_m είναι η μέγιστη τιμή της φασικής τάσης), ενώ η συχνότητα ω_{PLL} λαμβάνει την ονομαστική τιμή $\omega_{PLL,nom}$ κι έτσι το PLL επιτυγχάνει τον επιθυμητό συγχρονισμό. Διαφορετικά, αν η φάση κλειδώνεται ώστε $U_q = 0$, ουσιαστικά εναλλάσσονται τις ποσότητες των αξόνων d και q , [39].



Εικόνα 3.15 d-q PLL για μονάδα ΔΠ.

3.5 Μετασχηματισμός Πλαισίου Αναφοράς

Στη περίπτωση ενός μικροδικτύου συνυπάρχουν πολλές μονάδες ΔΠ. Κάθε μονάδα ΔΠ διαθέτει το δικό της κύκλωμα συγχρονισμού εφοδιασμένο με ένα PLL σχεδιασμένο για το d-q πλαίσιο αναφοράς το οποίο κάθε παράγει τη δική του συχνότητα $\omega_{PLL,i}$ αλλά και τη δική του γωνία δ_i . Όμως, το σύνολο του μικροδικτύου που περιλαμβάνει όλες αυτές τις μονάδες ΔΠ διαθέτει μια κοινή και σταθερή συχνότητα σε όλο το εύρος του. Συνεπώς, γίνεται εύκολα αντιληπτό ότι ένας μετασχηματισμός είναι απαραίτητος για τη "μετάφραση" των τιμών που έχουν οριστεί σε ένα $d_1 - q_1$ πλαίσιο σε ένα άλλο $d_2 - q_2$ πλαίσιο, [39].

Ο μετασχηματισμός ενός πλαισίου αναφοράς σε άλλο περιγράφεται από τις ακόλουθες εξισώσεις:

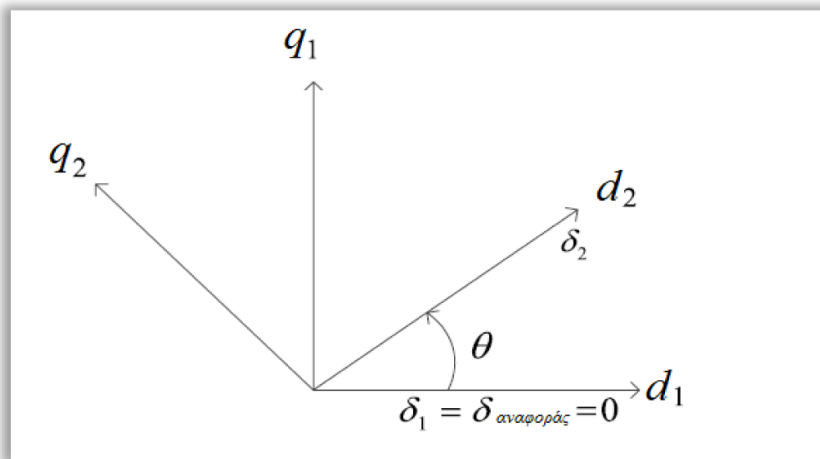
$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix}_1 = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix}_2$$

(3.62)

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix}_2 = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix}_1$$

(3.63)

όπου η γωνία θ ορίζεται ως η διαφορά μεταξύ των φασικών γωνιών των δύο πλαισίων αναφοράς $d_1 - q_1$ και $d_2 - q_2$, όπως φαίνεται στην εικόνα 3.16.



Εικόνα 3.16 Γωνία μετασχηματισμού πλαισίου αναφοράς.

Η φασική γωνία δ_1 τίθεται αυθαίρετα ως αναφορά για ολόκληρο το σύστημα. Δηλαδή, οι παράγωγοι των φασικών γωνιών για δύο πηγές ΔΠ δίνονται από τις ακόλουθες σχέσεις, όπου $\omega_{PLL,1}$ και $\omega_{PLL,2}$ προέρχονται από τα PLL 1 και 2, αντίστοιχα:

$$\dot{\delta}_1 = \omega_{PLL,1} - \omega_{PLL,1} = 0 \quad (3.64)$$

$$\dot{\delta}_2 = \omega_{PLL,1} - \omega_{PLL,2} \quad (3.65)$$

3.6 Ανακεφαλαίωση

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάστηκαν τα βασικά δομικά στοιχεία που συνιστούν ένα μικροδίκτυο, ενώ η δυναμική τους συμπεριφορά έχει περιγραφεί μέσω των μοντέλων τους στο χώρο κατάστασης, τα οποία είναι απαραίτητα για το σχεδιασμό ελέγχου και τη διαχείριση της ισχύος του μικροδικτύου. Πιο συγκεκριμένα, για την εφαρμογή ελέγχου ιδιαίτερο ρόλο διαδραματίζουν οι ηλεκτρονικοί μετατροπείς ισχύος εκ των οποίων, αναλύθηκαν ο dc/dc μετατροπέας ανύψωσης τάσης κι ο μετατροπέας dc/ac ή αντιστροφέας τάσης. Με τη βοήθεια τεχνικών διαμόρφωσης εύρους των παλμών (PWM) καταλήξαμε στο μοντέλο μέσης τιμής, το οποίο είναι συνεχούς χρόνου και κατάλληλο για έλεγχο. Στη περίπτωση των τριφασικών ac στοιχείων του μικροδικτύου επιλέχθηκε ο μετασχηματισμός των τριφασικών μοντέλων στο $d-q$ στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς με τη βοήθεια του μετασχηματισμού Park. Ακόμη, έγινε αναφορά στο μοντέλο των γραμμών μικρού μήκους που χρησιμοποιούνται στη μεταφορά ή διανομή για την τροφοδότηση ac ή dc ζυγού, καθώς και στο σύνολο των φορτίων που συνδέονται σε ένα ac ή dc μικροδίκτυο: ωμικών, ωμικο-επαγωγικών, και σταθερής ισχύος. Το παρόν κεφάλαιο ολοκληρώνεται με αναφορά στη μονάδα συγχρονισμού που διαθέτει βρόχο κλειδώματος φάσης (PLL) για το συγχρονισμό δύο ή περισσότερων ac μικροδικτύων μεταξύ τους ή/και με το κυρίως δίκτυο.

4. Φωτοβολταϊκά Συστήματα: Απλές Εφαρμογές και Πάρκα

Σύνοψη

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζονται βασικές πληροφορίες για τα Φ/Β συστήματα. Αρχικά, παρατίθενται στατιστικά στοιχεία που αφορούν τη συνολική εγκατεστημένη ισχύ τους, ενώ αναλύονται οι παράγοντες στους οποίους οφείλεται η ανάπτυξη τους. Στη συνέχεια, περιγράφεται ένα γενικό σχήμα ελέγχου Φ/Β συστήματος και αναπτύσσονται οι στόχοι του ελέγχου. Ιδιαίτερη αναφορά γίνεται στις πιο δημοφιλείς τεχνικές που εφαρμόζονται για την απομάστευση μέγιστης ισχύος από τη Φ/Β πηγή ενέργειας. Ακολούθως, περιγράφονται οι βασικές διατάξεις που χρησιμοποιούνται στα Φ/Β συστήματα, ενώ επιπλέον παρουσιάζονται οι λειτουργίες που πρέπει να υλοποιεί ένα Φ/Β συνδεδεμένο στο δίκτυο. Τέλος, εξετάζονται τα υβριδικά Φ/Β συστήματα, οι πιθανές διατάξεις τους και στοιχεία που αφορούν τη τοπική διαχείριση ενέργειας.

4.1 Εισαγωγή

Μεταξύ των τεχνολογιών που μετατρέπουν τις ΑΠΕ σε ηλεκτρική ενέργεια, η φωτοβολταϊκή τεχνολογία έχει σημειώσει σημαντική ανάπτυξη τα τελευταία χρόνια. Ειδικότερα, η συνολική εγκατεστημένη ισχύς των Φ/Β συστημάτων αυξήθηκε από 1,2GW το 1992 σε 136GW το 2013 (36GW εγκαταστάθηκαν το 2013). Αποτέλεσμα αυτού είναι τα Φ/Β συστήματα να κατέχουν πλέον σημαντικό μερίδιο στην παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας (ενδεχομένως τα Φ/Β να κατέχουν μείζονα θέση στο μέλλον στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας (ΣΗΕ) αφού παρουσιάζουν μέσο ετήσιο ρυθμό ανάπτυξης τα τελευταία χρόνια 60%). Η αύξηση αυτή οφείλεται σε συνδυασμό παραγόντων. Κύριοι παράγοντες είναι η μείωση του κόστους και η αύξηση της αποδοτικότητας των Φ/Β πλαισίων, η προσπάθεια για προστασία του περιβάλλοντος με την αντικατάσταση των συμβατικών πηγών ενέργειας με ΑΠΕ και τέλος νομοθετικές ρυθμίσεις και κρατικές επιδοτήσεις που ευνοούν επενδύσεις στα Φ/Β συστήματα.

4.2 Έλεγχος φωτοβολταϊκού συστήματος

Τα Φ/Β συστήματα μπορούν να λειτουργούν συνδεδεμένα με το ηλεκτρικό δίκτυο ή αυτόνομα. Και στις δυο περιπτώσεις σημαντικό ρόλο για την ορθή λειτουργία τους διαδραματίζουν οι ηλεκτρονικοί μετατροπείς ισχύος [42]. Μάλιστα, τα τελευταία χρόνια οι ηλεκτρονικοί μετατροπείς ισχύος με διαμόρφωση εύρους παλμών (pulse width modulation, PWM) κατέχουν όλο και πιο σημαντικό ρόλο στις εφαρμογές των Φ/Β συστημάτων, γεγονός που οφείλεται σε τρεις λόγους:

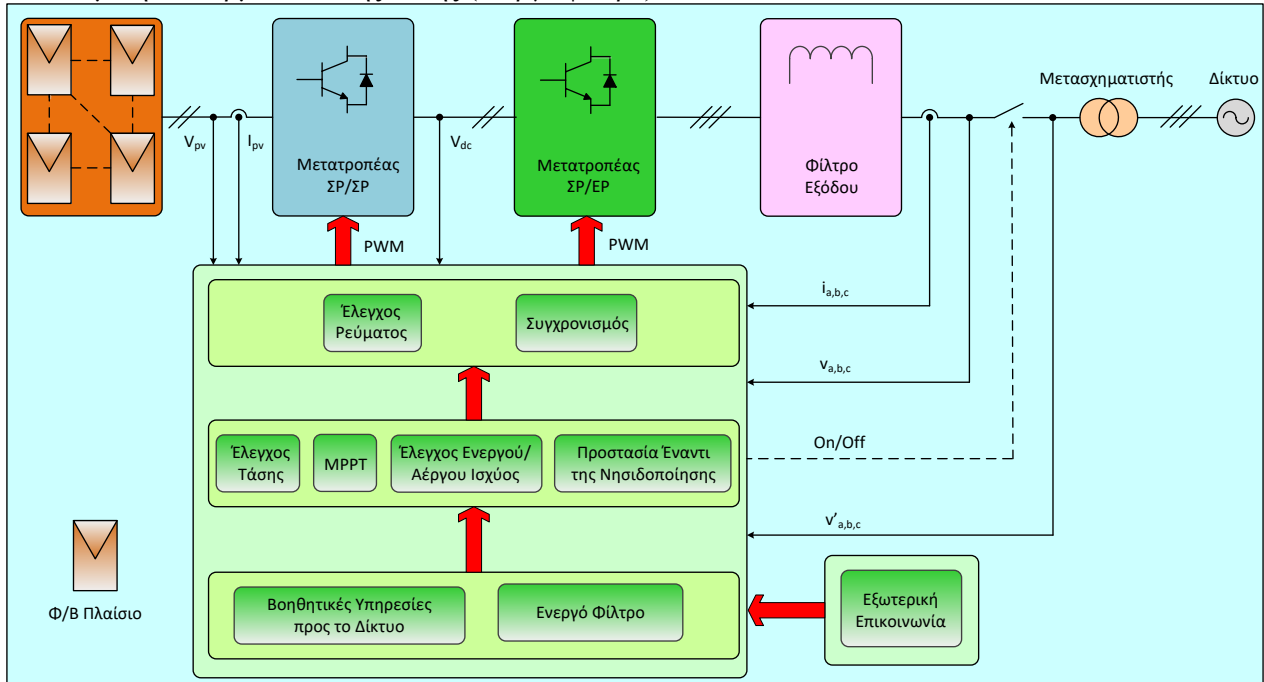
- Πρόοδοι στην τεχνολογία των ημιαγωγικών διακοπών ισχύος έκαναν δυνατή τη σημαντική αύξηση των τάσεων και των ρευμάτων που μπορούν να χειρισθούν οι ημιαγωγοί ισχύος, την αύξηση των ταχυτήτων μετάβασης, τη βελτίωση της απόδοσης (μείωση των διακοπτικών απωλειών), τον περιορισμό της ηλεκτρομαγνητικής αλληλεπίδρασης, κτλ..
- Ανάπτυξη μικροϋπολογιστών που επιτρέπουν την εφαρμογή προηγμένων και πολύπλοκων συστημάτων ελέγχου.
- Σχεδιασμός νέων και προηγμένων τεχνικών ελέγχου, π.χ. εσωτερικοί ελεγκτές ρεύματος, εξωτερικοί ελεγκτές ρύθμισης τάσης, ανιχνευτές σημείου μέγιστης ισχύος (maximum power point tracking, MPPT), τεχνικές συγχρονισμού, εξωτερικοί βρόχοι ελέγχου ενεργού/άεργου ισχύος, κτλ..

Στο σχήμα 4.1 απεικονίζεται το γενικό σχήμα ελέγχου ενός Φ/Β συστήματος [43]. Οι στόχοι του ελέγχου μπορούν να διαιρεθούν σε 2 μεγάλες κατηγορίες [44]:

- Στους ελεγκτές εισόδου που έχουν ως κύριο στόχο την απομάστευση μέγιστης ισχύος από τη Φ/Β πηγή ενέργειας (σε ορισμένες περιπτώσεις μπορεί να ρυθμίζουν τη συνεχούς τάση διασύνδεσης).
- Στους ελεγκτές από την πλευρά του δικτύου, οι οποίοι μπορεί να έχουν τους ακόλουθους στόχους: έλεγχος της ενεργού ισχύος που εγχέεται στο δίκτυο, έλεγχος της άεργου ισχύος που ανταλλάσσεται μεταξύ του δικτύου και του Φ/Β συστήματος, έλεγχος της συνεχούς τάσης διασύνδεσης, συγχρονισμός με το δίκτυο, διασφάλιση υψηλής ποιότητας ισχύος προς το

δίκτυο, προστασία έναντι της νησιδοποίησης.

Για τους μετατροπείς ισχύος από την πλευρά του δικτύου οι παραπάνω λειτουργίες είναι βασικές και πρέπει να τις διαθέτουν. Επιπλέον, ο διαχειριστής του δικτύου μπορεί να ζητήσει βοηθητικές υπηρεσίες, όπως στήριξη της τάσης στο σημείο διασύνδεσης με το σύστημα και της συχνότητας του δικτύου, καθώς και αντιστάθμιση των αρμονικών της τάσης (ενεργό φίλτρο).

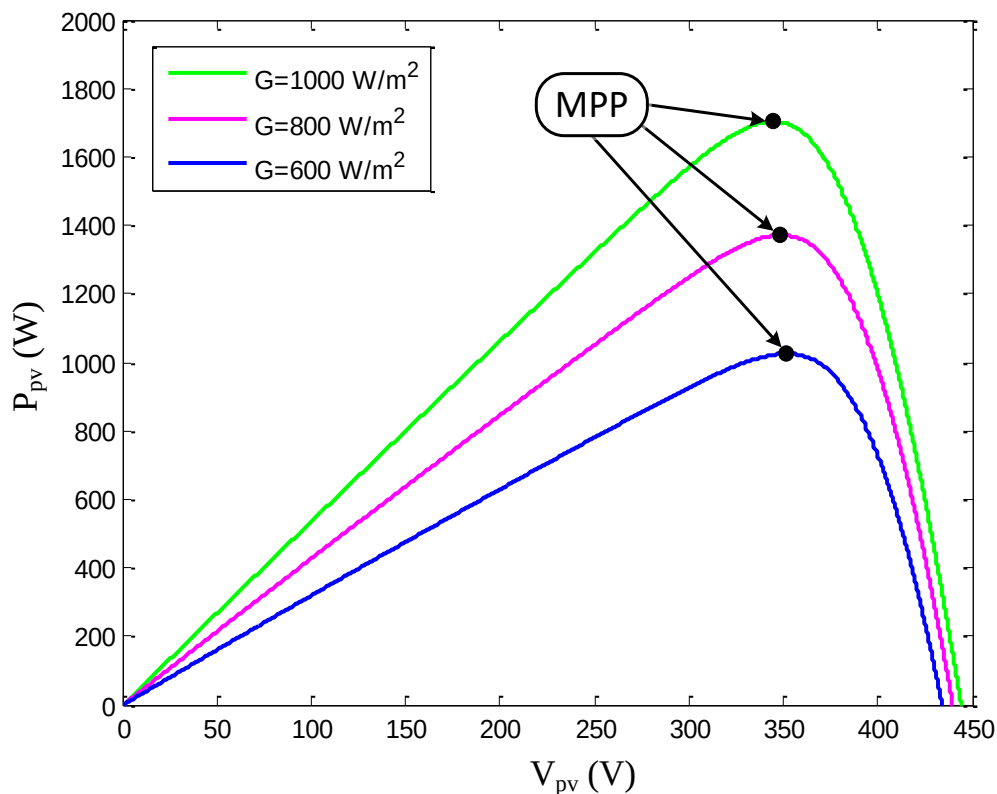


Εικόνα 4.1 Γενικό σχήμα ελέγχου Φ/Β συστήματος συνδεδεμένου στο δίκτυο.

4.3 Ανιχνευτές Σημείου Μέγιστης Ισχύος

Τα Φ/Β συστήματα είναι διαλείπουσες πηγές παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας και παράγουν ηλεκτρική ισχύ που εξαρτάται από τις ατμοσφαιρικές συνθήκες. Η χαρακτηριστική ρεύματος-τάσης του Φ/Β πλαισίου είναι συνάρτηση της προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας και της θερμοκρασίας. Για τη βέλτιστη εκμετάλλευση των Φ/Β συστημάτων, αυτά είναι απαραίτητο να λειτουργούν στο σημείο μέγιστης ισχύος [45]. Στο σχήμα 4.2 απεικονίζονται τα MPP για διαφορετικές τιμές της προσπίπτουσας ακτινοβολίας.

Έχουν προταθεί πάρα πολλές τεχνικές MPPT, όπου μεταξύ των πιο δημοφιλών είναι η μέθοδος της διατάραξης και παρατήρησης (perturb and observe, P&O), της αυξητικής αγωγιμότητας (incremental conductance), της σταθερής τάσης (constant voltage), της παρασιτικής χωρητικότητας (parasitic capacitance), κ.ά.. Ο πιο γνωστός αλγόριθμος MPPT είναι της P&O. Στη μέθοδο αυτή η τάση αναφοράς υπολογίζεται και ανανεώνεται συνεχώς με βάση τη μετρούμενη ισχύ που παράγουν τα Φ/Β. Η τεχνική αυτή όμως έχει σημαντικά μειονεκτήματα. Πρώτον, το Φ/Β αφού προσεγγίσει το MPP στη συνέχεια ταλαντώνεται γύρω από αυτό. Δεύτερον, η τεχνική αυτή αποτυγχάνει να βρει το MPP όταν οι ατμοσφαιρικές συνθήκες μεταβάλλονται γρήγορα [46]. Επιπλέον, σε περιπτώσεις τοπικής σκίασης μπορούν να εμφανιστούν περισσότερα από ένα MPP, οπότε υπάρχει κίνδυνος το Φ/Β σύστημα να "εγκλωβιστεί" σε κάποιο τοπικό μέγιστο ισχύος και να αποτύχει να προσεγγίσει το ολικό μέγιστο ισχύος [47]. Αυτά είναι μερικά από τα ανοιχτά προβλήματα στο πεδίο έρευνας του σχεδιασμού τεχνικών MPPT και συντελείται έντονη ερευνητική δραστηριότητα ώστε να επιλυθούν.



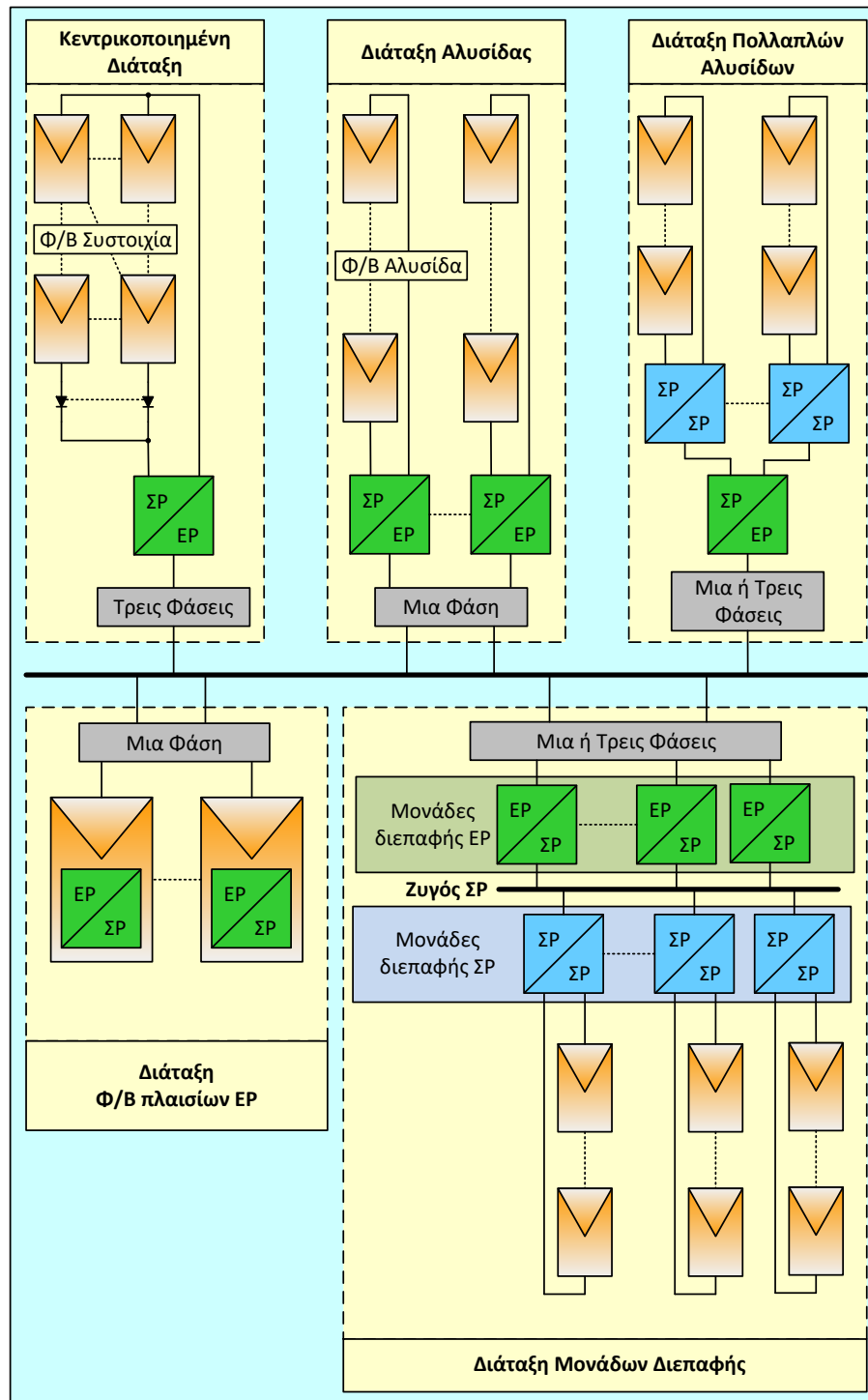
Εικόνα 4.2 Γραφική παράσταση της σχέσης ισχύος (P_{pv}) - τάσης (V_{pv}) της Φ/Β συστοιχίας για διαφορετικές τιμές της προσπίπτουσας ακτινοβολίας (G).

4.4 Διατάξεις Φ/Β Συστημάτων

Στα Φ/Β συστήματα, ο τρόπος που θα τοποθετηθούν τα Φ/Β πλαίσια δεν είναι μοναδικός και μπορούν να χρησιμοποιηθούν διαφορετικοί ηλεκτρονικοί μετατροπείς ισχύος, ενώ η επιλογή των διατάξεων ισχύος επηρεάζει το κόστος, τη λειτουργία και την αποδοτικότητα του συνολικού Φ/Β συστήματος. Στο σχήμα 4.3 δίνονται οι πιο γνωστές διατάξεις Φ/Β συστημάτων [48], [49].

- Η κεντροκοποιημένη διάταξη χρησιμοποιείται κυρίως σε Φ/Β συστήματα ονομαστική ισχύος μεγαλύτερης των 10kWp, όπου ένας μεγάλος αριθμός Φ/Β πλαισίων συναθροίζονται συνδεδεμένα σε σειρά και παράλληλα (Φ/Β συστοιχία). Κάθε σειρά Φ/Β πλαισίων (αλυσίδα) διαθέτει μια δίοδο φραγής ώστε να αποφευχθεί η αντιστροφή ισχύος από αλυσίδες που δέχονται διαφορετική ακτινοβολία και από συστήματα αποθήκευσης ενέργειας (energy storage systems, ESS) που ενδεχομένως να υπάρχουν.
- Η διάταξη αλυσίδας είναι μια απλοποιημένη εκδοχή της κεντροκοποιημένης διάταξης, όπου κάθε αλυσίδα συνδέεται με έναν αντιστροφέα ΣΡ/ΕΡ. Εάν η τάση που παρέχει η αλυσίδα δεν είναι αρκετή, τότε χρησιμοποιείται ένας μετατροπέας ΣΡ/ΣΡ ανύψωσης τάσης ή ένας μετασχηματιστής (Μ/Σ) ανύψωσης τάσης (στην πλευρά ΕΡ).
- Η διάταξη πολλαπλών αλυσίδων είναι μια εξέλιξη της διάταξης αλυσίδας και συνδυάζει τα πλεονεκτήματα των δυο προηγούμενων διατάξεων. Κάθε μετατροπέας ΣΡ/ΣΡ ανύψωσης τάσης υλοποιεί τον MPPT για κάθε αλυσίδα. Η διάταξη αυτή βελτιώνει τη συνολική απόδοση του Φ/Β συστήματος.
- Στη διάταξη Φ/Β πλαισίων ΕΡ, κάθε Φ/Β πλαίσιο ενσωματώνει ένα αντιστροφέα ΣΡ/ΕΡ, ο οποίος υλοποιεί τον έλεγχο MPPT. Η τοπολογία αυτή είναι τεχνολογίας τοποθέτησης και άμεσης λειτουργίας (plug-and-play). Η διάταξη αυτή είναι πιο ακριβή και δύσκολη στη συντήρηση σε σχέση με άλλες διατάξεις όταν η ονομαστική ισχύς του συστήματος αυξάνει.

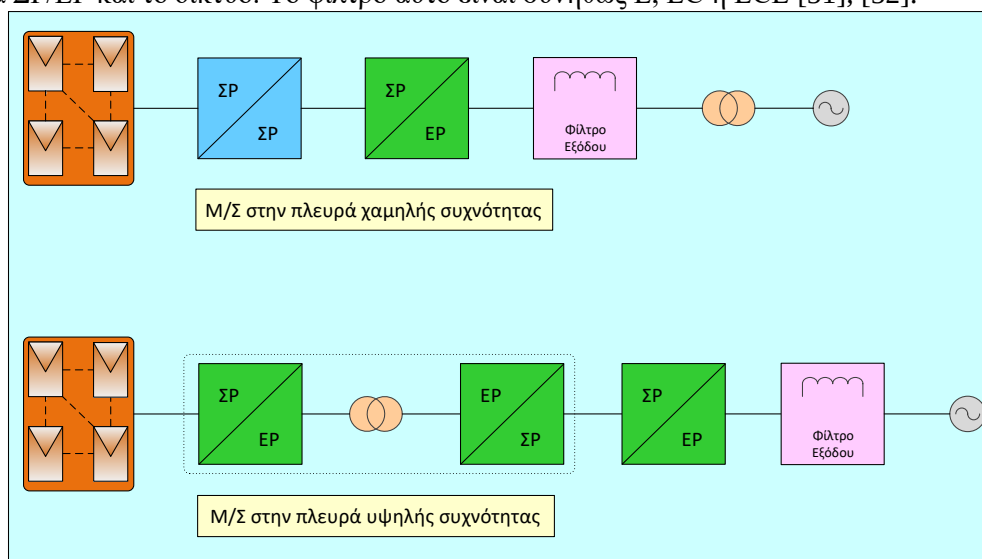
- Η διάταξη μονάδων διεπαφής χρησιμοποιεί ηλεκτρονικούς μετατροπείς ισχύος ΣΡ/ΣΡ και ΣΡ/ΕΡ, οι οποίοι μοιράζονται ένα κοινό ζυγό ΣΡ. Κάθε μετατροπέας ισχύος ΣΡ/ΣΡ συνδέεται σε μια αλυσίδα Φ/Β πλαισίων και υλοποιεί τον αλγόριθμο MPPT. Επιπλέον, ανάμεσα στο ζυγό ΣΡ και το δίκτυο παρεμβάλλεται κατάλληλος αριθμός αντιστροφών ΣΡ/ΕΡ που εξαρτάται από την ισχύ του Φ/Β συστήματος. Η αξιοπιστία της διάταξης αυτής είναι υψηλή.



Εικόνα 4.3 Διατάξεις Φ/Β συστημάτων.

Στην περίπτωση που απαιτείται γαλβανική απομόνωση πρέπει να χρησιμοποιηθεί και ένας Μ/Σ. Όπως απεικονίζεται και στο σχήμα 4.4, αυτός μπορεί να τοποθετηθεί είτε στην πλευρά του Φ/Β συστήματος που λειτουργεί σε υψηλή συχνότητα (high frequency, HF), είτε στην πλευρά της χαμηλής συχνότητας (low

frequency, LF) των 50Hz ή 60Hz [50]. Τέλος, είναι αναγκαία και η χρήση ενός φίλτρου ανάμεσα στον αντιστροφέα ΣΡ/ΕΡ και το δίκτυο. Το φίλτρο αυτό είναι συνήθως L, LC ή LCL [51], [52].



Εικόνα 4.4 Γαλβανική απομόνωση στα Φ/Β συστήματα.

4.5 Σύνδεση με το Δίκτυο

Τα συνδεδεμένα Φ/Β συστήματα στο δίκτυο πρέπει να υλοποιούν επιπλέον λειτουργίες σε σύγκριση με τα αυτόνομα, όπως π.χ. τη λειτουργία του συγχρονισμού και της προστασίας.

4.5.1 Συγχρονισμός

Οι περισσότεροι αντιστροφείς λειτουργούν σαν πηγές ρεύματος και εγχέουν ρεύμα στο δίκτυο το οποίο πρέπει να είναι ημιτονοειδές και σε φάση με την τάση του δικτύου (λειτουργία με συντελεστή ισχύος σχεδόν ή ίσο με ένα). Ακόμα και σε περιπτώσεις που η τάση του δικτύου είναι παραμορφωμένη ή ασύμμετρη ή η συχνότητα της μεταβάλλεται, απαιτείται από τον αντιστροφέα να συγχρονιστεί με τη βασική αρμονική της.

Μερικές από τις πιο γνωστές τεχνικές συγχρονισμού είναι [53], [54], [55]: εντοπισμός σημείων μηδενισμού (zero crossing detector), ταλαντωτής κλειδώματος φάσης (phase locked oscillator), με βάση το ψηφιακό μετασχηματισμό Fourier (digital Fourier transformation), προσαρμοστικό φίλτρο αποκοπής (adaptive notch filter), με βάση φίλτρα Kalman (Kalman filters), εκτίμηση σταθμισμένων ελαχίστων τετραγώνων (weighted least squares estimation), τεχνητά νευρωνικά δίκτυα (artificial neural network), βρόχος κλειδώματος φάσης (phase locked loop, PLL), προσαρμοστικός PLL (adaptive PLL), κ.ά..

4.5.2 Προστασία

Με βάση τους κώδικες λειτουργίας δικτύου, τα Φ/Β συστήματα πρέπει να παρέχουν προστασία μέγιστης και ελάχιστης τάσης και συχνότητας. Επομένως, όταν η ενεργός τιμή της τάσης και/ή συχνότητα είναι έξω από τα επιτρεπτά όρια, το Φ/Β σύστημα θα πρέπει να αποσυνδέεται από το δίκτυο.

Μια άλλη προστασία που πρέπει να παρέχει το Φ/Β σύστημα είναι έναντι της νησιδοποίησης (anti-islanding), η οποία αποτρέπει τον αντιστροφέα να παρέχει ισχύ προς ένα τμήμα του δικτύου όταν αυτό έχει αποσυνδεθεί από το κεντρικό δίκτυο (λόγω σφάλματος ή εργασιών συντήρησης). Υπάρχουν πολλές μέθοδοι προστασίας έναντι της νησιδοποίησης [56], [57], [58], οι οποίες μπορούν να χωριστούν σε δυο μεγάλες κατηγορίες: τοπικές (εφαρμοσμένες σε επίπεδο αντιστροφέα) ή απομακρυσμένες (υλοποιημένες σε επίπεδο δικτύου ή με βάση συστήματα επικοινωνίας). Κάποιες από τις πιο γνωστές μεθόδους είναι: της μεταβολής της άεργου ισχύος (active power variation), της μεταβολής της φάσης (active frequency shift), της μεταβολής της τάσης (sandia voltage shift), της εκτίμησης της σύνθετης αντίστασης μέσω έγχυσης αρμονικών (grid impedance estimation by harmonic injection), κ.ά..

4.5.3 Ενσωμάτωση στο Δίκτυο

Έχουν θεσπιστεί αρκετοί κώδικες λειτουργίας δικτύου, ώστε να διασφαλίζεται η εύρυθμη λειτουργία και να προλαμβάνονται πιθανά προβλήματα του ηλεκτρικού δικτύου όταν ενσωματώνεται σε αυτό μεγάλος αριθμός Φ/Β συστημάτων. Τα προβλήματα αυτά σχετίζονται με τη μη ελεγχόμενη παραγωγή ενέργειας από τη Φ/Β πηγή (η οποία εξαρτάται από τις ατμοσφαιρικές συνθήκες, κυρίως την ακτινοβολία και τη θερμοκρασία), με την έγχυση αρμονικών ρεύματος στο δίκτυο και με τη λειτουργία του δικτύου υπό μη κανονικές συνθήκες (π.χ. βραχυκυκλώματα) [59], [60], [61], [62], [63].

Κανονισμοί σχετικά με την έγχυση αρμονικών στο δίκτυο είναι για παράδειγμα της IEC 61000 [62] [60] ή της IEEE Standard 519-1992. Οι κώδικες αυτοί ορίζουν τα επιτρεπτά όρια κάθε αρμονικής παραμόρφωσης και της συνολικής αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος που εγχέεται στο ηλεκτρικό δίκτυο.

Άλλο ένα σημαντικό θέμα είναι ο έλεγχος της άεργου ισχύος του Φ/Β συστήματος σε μεταβατικές (όταν συμβαίνουν διαταραχές στο σύστημα) και σε μόνιμες καταστάσεις λειτουργίας. Ο αντιστροφέας θα πρέπει να ελέγχει τη φάση του ρεύματος που εγχέει στο δίκτυο, ώστε να παρέχει ή να καταναλώνει την επιθυμητή άεργο ισχύ, όπως καθορίζεται από το διαχειριστή δικτύου ή από εξωτερικό ελεγκτή του αντιστροφέα.

4.6 Υβριδικά Φ/Β Συστήματα με Συστήματα Αποθήκευσης Ενέργειας

Ο έλεγχος της άεργου ισχύος μεταξύ Φ/Β εγκατάστασης και δικτύου που αναφέρθηκε προηγουμένως είναι σχετικά απλός να υλοποιηθεί, διότι το Φ/Β σύστημα διαθέτει ηλεκτρονικούς μετατροπείς ισχύος που μπορούν εύκολα να ρυθμίσουν την παρεχόμενη ή καταναλισκόμενη άεργο ισχύ (προφανώς μέσα στα όρια της μέγιστης φαινόμενης ισχύος του μετατροπέα). Αντίθετα, μέχρι τώρα τα συμβατικά Φ/Β συστήματα δεν παρέχουν βοηθητικές υπηρεσίες ενεργού ισχύος, αλλά λειτουργούν στο MPP και διαθέτουν όλη τη παραγόμενη ισχύ στο δίκτυο. Για την παροχή βοηθητικών υπηρεσιών ελέγχου της ενεργού ισχύος μπορούμε να διακρίνουμε δυο περιπτώσεις [64]:

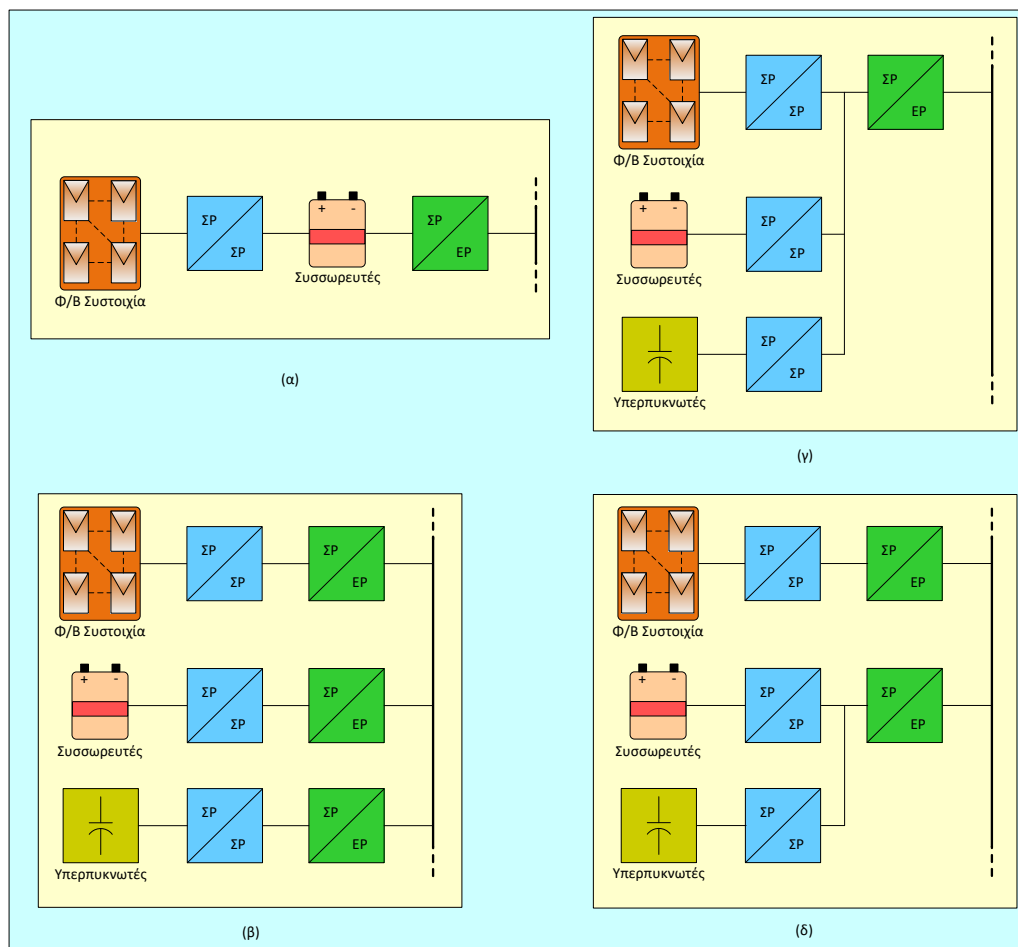
- Η μέγιστη δυνατή παραγόμενη ενεργός ισχύ της Φ/Β πηγής ενέργειας είναι μεγαλύτερη από τη ζητούμενη ενεργό ισχύ από το δίκτυο. Σε αυτή τη περίπτωση υπάρχουν δυο επιλογές: 1) Το Φ/Β σύστημα να λειτουργήσει σε σημείο διαφορετικό από το MPP έτσι ώστε να παρέχει την επιθυμητή ενεργό ισχύ στο δίκτυο ή 2) να προστεθεί στη Φ/Β εγκατάσταση ένα σύστημα αποθήκευσης ενέργειας. Συνεπώς, η Φ/Β πηγή ενέργειας μπορεί να λειτουργήσει στο MPP και το πλεόνασμα ενέργειας αποθηκεύεται στο ESS.
- Η μέγιστη δυνατή παραγόμενη ενεργός ισχύ της Φ/Β πηγής ενέργειας είναι μικρότερη από τη ζητούμενη ενεργό ισχύ από το δίκτυο. Σε αυτή τη περίπτωση είναι απαραίτητο το ESS ώστε να καλύψει την επιπλέον ενεργό ισχύ που απαιτείται.

Γίνεται επομένως φανερό ότι τα υβριδικά Φ/Β συστήματα με ESS επιτρέπουν στη Φ/Β πηγή ενέργειας να λειτουργεί στο MPP ενώ ταυτόχρονα η Φ/Β εγκατάσταση έχει τη δυνατότητα να παρέχει και βοηθητικές υπηρεσίες ενεργού ισχύος προς το δίκτυο. Το υβριδικό σύστημα συμπεριφέρεται σαν μια συμβατική γεννήτρια ηλεκτρικής ενέργειας, αφού μπορεί να αποκοπεί από το δίκτυο και να συνδεθεί σε αυτό παρέχοντας την επιθυμητή ισχύ, ανάλογα με τις απαιτήσεις του διαχειριστή δικτύου [43], [65].

Μια πιθανή διάταξη για τα υβριδικά Φ/Β συστήματα με ESS (διαδεδομένη σε απομονωμένα ΣΗΕ) βασίζεται στην απευθείας σύνδεση της συστοιχίας συσσωρευτών με τη πλευρά ΣΡ του αντιστροφέα σχήμα 4.5(α)]. Στην περίπτωση αυτή, ο εφαρμοζόμενος έλεγχος στο μετατροπέα ΣΡ/ΣΡ επιτυγχάνει απομάστευση μέγιστης ισχύος από τη Φ/Β πηγή ενέργειας, η οποία αποθηκεύεται στη συνέχεια στη συστοιχία συσσωρευτών. Ωστόσο, η στοχαστική φύση της παραγόμενης ηλεκτρικής ισχύος της Φ/Β πηγής και της ισχύος που ζητάει το ΣΗΕ οδηγεί σε επαναλαμβανόμενες σύντομες φορτίσεις/εκφορτίσεις των συσσωρευτών, με αποτέλεσμα την πρόωρη γήρανση τους [66].

Πιο αποδοτική χρήση των συσσωρευτών μπορεί να επιτευχθεί με την αξιοποίηση ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος και υπερπυκνωτών (ultracapacitors). Οι διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος παρέχουν τη δυνατότητα βελτιστοποίησης της λειτουργίας φόρτισης/εκφόρτισης των συσσωρευτών, ενώ οι υπερπυκνωτές μπορούν να καλύψουν απότομες απαιτήσεις ισχύος. Μια πιθανή διάταξη για αυτά τα υβριδικά συστήματα φαίνεται στο σχήμα 4.5(β), στην οποία όλες οι πηγές συνδέονται μέσω μετατροπέων ισχύος στο κοινό ζυγό ΕΡ του δικτύου [65]. Στην περίπτωση αυτή απαιτείται ένα σύστημα επικοινωνίας μεταξύ των μετατροπέων. Σε

μια άλλη πιθανή διάταξη [σχήμα 4.5(γ)], οι πηγές ενώνονται μέσω διακοπτικών διατάξεων στην πλευρά ΣΡ του αντιστροφέα [66]. Τέλος, έχει προταθεί και μια μεικτή διάταξη που απεικονίζεται στο σχήμα 4.5(δ), η οποία συνδυάζει κάποια από τα πλεονεκτήματα των δυο προηγούμενων διατάξεων.



Εικόνα 4.5 Διατάξεις υβριδικών Φ/Β συστημάτων με συστήματα αποθήκευσης ενέργειας.

Για τη εύρυθμη λειτουργία του υβριδικού Φ/Β συστήματος με ESS απαιτείται ο σχεδιασμός συστήματος τοπικής διαχείρισης ενέργειας (local energy management system, LEMS) που θα παρέχει τα κατάλληλα σήματα ελέγχου σε κάθε μετατροπέα ισχύος. Σκοπός του LEMS είναι:

- η ικανοποίηση των απαιτήσεων ηλεκτρικής ισχύος του διαχειριστή δικτύου,
- η διαχείριση της στοχαστικής φύσης παραγόμενης ενέργειας της Φ/Β πηγής,
- η διαχείριση της κατάστασης φόρτισης των αποθηκευτικών μέσων ενέργειας,
- η προστασία του συστήματος,
- η πρόβλεψη για παροχή βοηθητικών υπηρεσιών προς το δίκτυο.

4.7 Ανακεφαλαίωση

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάστηκαν βασικές πληροφορίες για τα Φ/Β συστήματα. Στη συνέχεια, παρουσιάστηκε ένα γενικό σχήμα ελέγχου Φ/Β συστήματος και περιεγράφηκαν οι στόχοι του ελέγχου μεταξύ των οποίων και η απομάστευση μέγιστης ισχύος από τη Φ/Β πηγή ενέργειας. Ακολούθως, παρατέθηκαν οι βασικές διατάξεις που χρησιμοποιούνται στα Φ/Β συστήματα, τόσο για Φ/Β συνδεδεμένα στο δίκτυο αλλά και για υβριδικά Φ/Β συστήματα.

5. Τεχνικές Ελέγχου Φωτοβολταϊκών Συστημάτων

Σύνοψη

Υπάρχουν διάφορες διατάξεις ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος που χρησιμοποιούνται στα φ/β συστήματα συνδεδεμένα στο δίκτυο. Τόσο διατάξεις με ένα είδος μετατροπέα ισχύος (αντιστροφέα) όσο και με συνδυασμό μετατροπέων ισχύος (π.χ. μετατροπέα dc/dc ανύψωσης τάσης και αντιστροφέα) αξιοποιούνται στην πράξη όπως αναφέρθηκε και στο κεφάλαιο 4. Ο έλεγχος των συνδεδεμένων στο δίκτυο φ/β συστημάτων θα πρέπει να ικανοποιεί ορισμένες βασικές απαιτήσεις, όπως για παράδειγμα, επίτευξη λειτουργίας στο σημείο μέγιστης ισχύος και έγχυση ρευμάτων με χαμηλή συνολική αρμονική παραμόρφωση (total harmonic distortion, THD). Ειδικότερα, το σύστημα ελέγχου για τα φ/β συστήματα που συνδέονται στο δίκτυο, περιλαμβάνει τρία μέρη: (1) έλεγχος MPPT και ενεργού ισχύος, (2) έλεγχος άεργου ισχύος και (3) συγχρονισμός δικτύου. Το κεφάλαιο επικεντρώνεται στις βασικές τεχνικές ελέγχου φ/β συστημάτων συνδεδεμένο στο δίκτυο υπό κανονικές συνθήκες (ως προς τη συχνότητα, το πλάτος και τη φάση). Οι πιο δημοφιλείς μέθοδοι MPPT είναι ευρετικοί και συνδυάζουν μια εξωτερική διατάραξη του συστήματος και έναν αλγόριθμο [45]. Στην κατηγορία αυτή συμπεριλαμβάνονται η μέθοδος της P&O [67], της αυξητικής αγωγιμότητας [68], κ.ά.. Στον έλεγχο φ/β συστημάτων, εφαρμόζεται συνήθως ο σειριακός έλεγχος που αποτελείται από εν σειρά βρόχους [44], όπως για παράδειγμα: (1) εξωτερικό βρόχο ελέγχου ισχύος/τάσης και (2) εσωτερικό βρόχο ελέγχου ρεύματος. Επιπλέον, για τον τριφασικό αντιστροφέα ο έλεγχος υλοποιείται συνήθως στο dq πλαίσιο αναφοράς με τη βοήθεια του μετασχηματισμού Park, ενώ ο συγχρονισμός μπορεί να επιτευχθεί με ένα PLL ελεγκτή.

5.1 Έλεγχος MPPT

Υπάρχουν πολλοί αποτελεσματικοί αλγόριθμοι MPPT για την επίτευξη MPP λειτουργίας. Στις περισσότερες μεθόδους, υπάρχει ένας ελεγκτής εσωτερικού βρόχου που οδηγεί την κατάσταση που ελέγχει σε μια τιμή αναφοράς, η οποία καθορίζεται από τον ελεγκτή εξωτερικού βρόχου ο οποίος εκτελεί κάποιον MPPT αλγόριθμο. Η μέθοδος της P&O και της αυξητικής αγωγιμότητας έχουν σχεδιαστεί ώστε να μπορούν να βρουν το μέγιστο μιας κυρτής καμπύλης ισχύος παρέχοντας την κατάλληλη τιμή αναφοράς στον εσωτερικό βρόχο ανάλογα με την μετρούμενη παραγόμενη ισχύ του φ/β. Μια άλλη MPPT μέθοδος, ο έλεγχος συσχετισμού κυμάτων (ripple correlation control, RCC), είναι μια μέθοδος εύρεσης ακροτάτων (extremum seeking) που χρησιμοποιεί τη χρονική παράγωγο των μετρούμενων καταστάσεων. Υπάρχουν επίσης αλγόριθμοι MPPT που βασίζονται στην ασαφή λογική και νευρωνικά δίκτυα που δεν χρειάζονται τη γνώση του ακριβούς μοντέλου, αλλά δεν είναι εύκολο να γίνει σωστή ρύθμιση των αλγορίθμων [45].

Άλλες μέθοδοι MPPT ενσωματώνουν μετρήσεις ακτινοβολίας και θερμοκρασίας για τον υπολογισμό του MPP για τις συγκεκριμένες περιβαλλοντικές συνθήκες [69], [70]. Ως εκ τούτου, εκτός από τους αισθητήρες που χρειάζονται για τον έλεγχο των μετατροπέων ισχύος, απαιτούνται και δυο επιπλέον αισθητήρες, γεγονός που αυξάνει το κόστος και την πολυπλοκότητα του συστήματος. Ακόμα κι αν το μοντέλο αρχικά περιγράφει με ακρίβεια τα χαρακτηριστικά του φ/β, οι παράμετροι του μοντέλου πρέπει ανά τακτά χρονικά διαστήματα να επαναπροσδιορίζονται, επειδή μεταβάλλονται λόγω της αλλοίωσης και γήρανσης των φ/β κυττάρων.

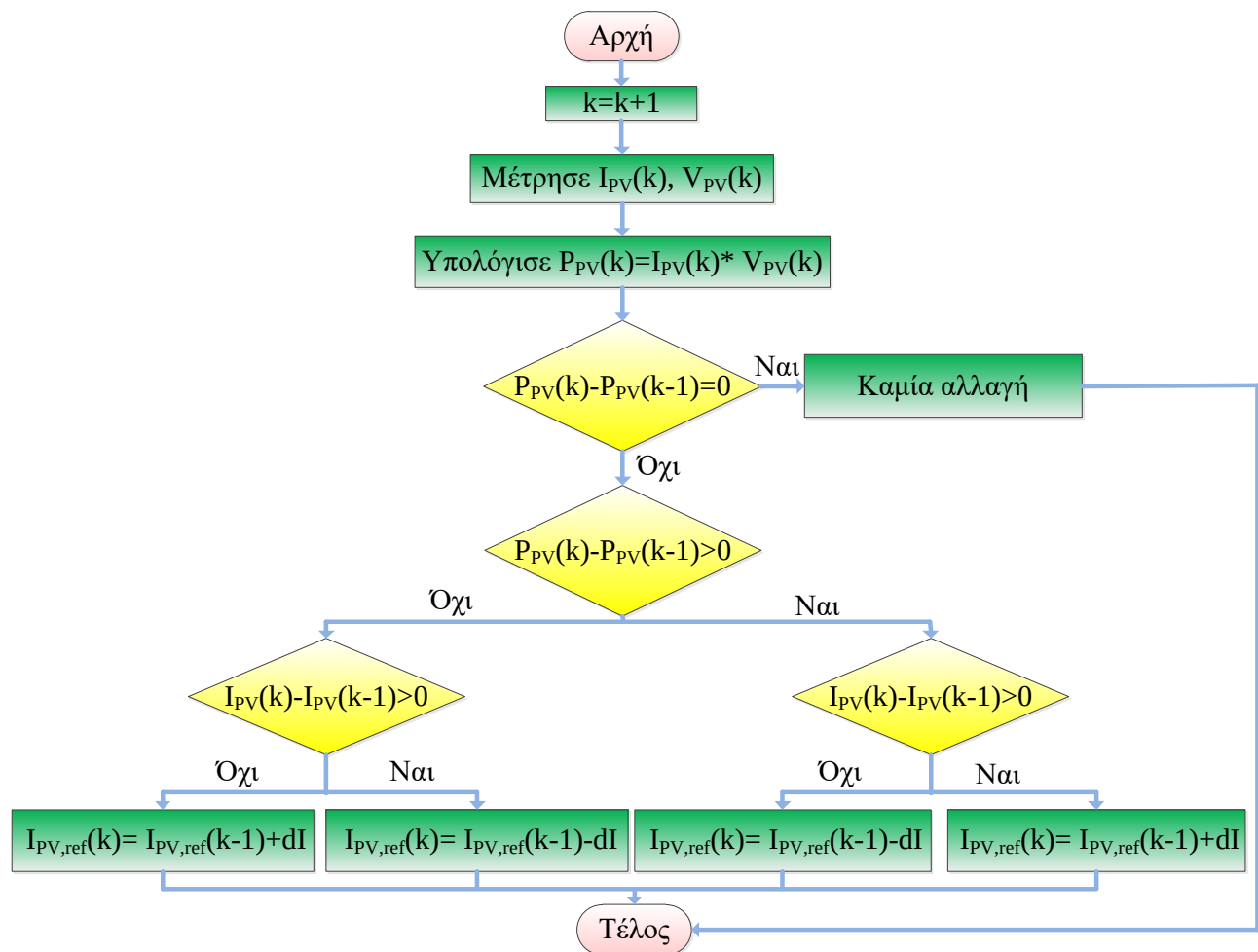
Υπάρχουν επίσης μέθοδοι MPPT που βασίζονται στη χαρακτηριστική του φ/β και απαιτούν λιγότερες μετρήσεις. Οι αλγόριθμοι MPPT κλασματικής τάσης ανοιχτού κυκλώματος και κλασματικού ρεύματος βραχυκύκλωσης διακόπτουν περιοδικά την κανονική λειτουργία του φ/β για να μετρήσουν την τάση ανοιχτού κυκλώματος ή το ρεύμα βραχυκύκλωσης του φ/β και στη συνέχεια θέτουν ως τιμή αναφοράς κάποιο κλάσμα της αντίστοιχης μετρούμενης τιμής. Βεβαίως, κατά τη διάρκεια της μέτρησης, το φ/β δεν παράγει ηλεκτρική ισχύ, σύμφωνα με την εικόνα 1.5. Εναλλακτικά, ένα αντιπροσωπευτικό φ/β πλαίσιο μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τη μέτρηση της τάσης ανοιχτού κυκλώματος ή του ρεύματος βραχυκύκλωσης, χωρίς να χρειάζεται να διακόπτεται η λειτουργία των υπόλοιπων φ/β πλαισίων. Ωστόσο, η διαφοροποίηση των φωτοβολταϊκών πλαισίων λόγω γήρανσης/αλλοίωσης ή μερικής σκίασης μειώνει σημαντικά την αποδοτικότητα της συγκεκριμένης μεθόδου [45].

Στη βιβλιογραφία έχουν προταθεί εκατοντάδες MPPT αλγόριθμοι, στη συνέχεια περιγράφονται οι πιο βασικοί.

5.1.1 Μέθοδος Διαταραχής και Παρατήρησης

Η μέθοδος P&O μεταβάλλει περιοδικά (αυξάνοντας ή ελαττώνοντας) το ρεύμα του φ/β και συγκρίνει στη συνέχεια την παραγόμενη ηλεκτρική ισχύ με αυτήν της προηγούμενης περιόδου. Εάν με την μεταβολή του ρεύματος, η παρεχόμενη ισχύς αυξήθηκε, η μέθοδος συνεχίζει να μεταβάλλει το ρεύμα κατά dI προς την ίδια κατεύθυνση. Διαφορετικά η μέθοδος μεταβάλλει το ρεύμα προς την αντίθετη κατεύθυνση κατά dI . Στην επόμενη περίοδο επαναλαμβάνεται ο ίδιος αλγόριθμος. Γενικά, η μέθοδος P&O υλοποιείται σε ψηφιακό επεξεργαστή καθώς ο αλγόριθμος μπορεί να υλοποιηθεί εύκολα με κώδικα.

Στην εικόνα 5.1 απεικονίζεται το διάγραμμα ροής της μεθόδου P&O. Στην συγκεκριμένη περίπτωση η μεταβλητή που μεταβάλλεται είναι το ρεύμα του φ/β. Θα μπορούσε όμως η μέθοδος P&O να μεταβάλλει το λόγο κατάτμησης του μετατροπέα ισχύος ή την τάση του φ/β. Όταν μεταβάλλεται το ρεύμα ή η τάση του φ/β, τότε απαιτείται και ένας εσωτερικός βρόχος ελέγχου που θα οδηγεί την κατάσταση στην τιμή αναφοράς που ορίζει κάθε στιγμή ο αλγόριθμος P&O. Η μέθοδος οδηγεί το φ/β στο σημείο MPP, αλλά όταν το προσεγγίσει, τότε το σημείο λειτουργίας ταλαντώνεται γύρω από αυτό. Αυτό σημαίνει ότι δεν επιτυγχάνεται επακριβώς λειτουργία στο MPP, με αποτέλεσμα και η παραγόμενη ισχύς του φ/β να μην είναι η μέγιστη δυνατή.

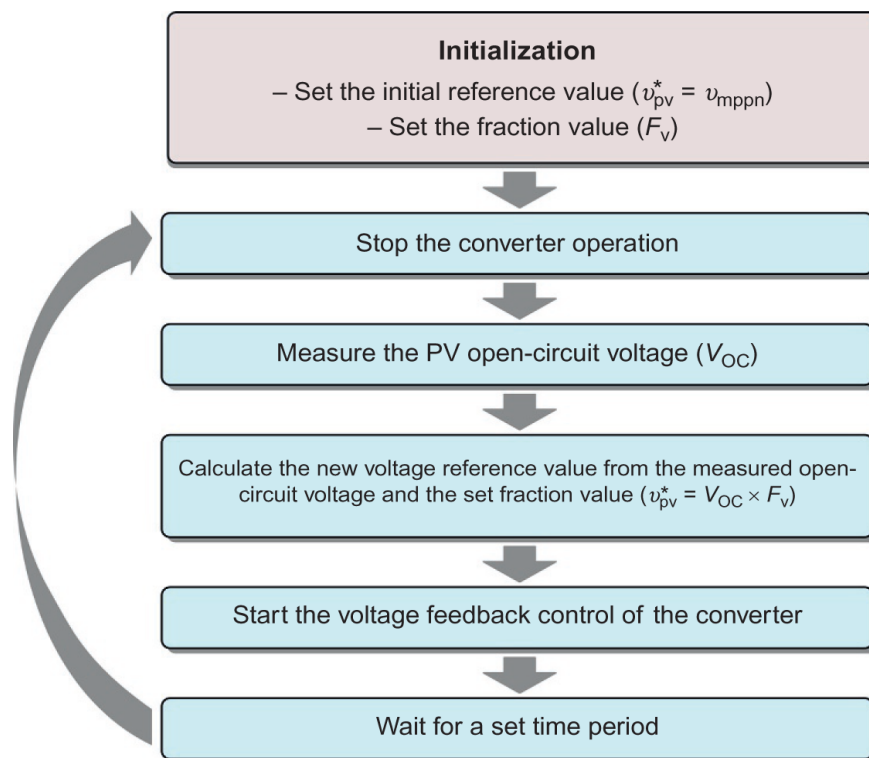


Εικόνα 5.1 Διάγραμμα ροής της μεθόδου P&O.

Επειδή ο αλγόριθμος P&O χρησιμοποιεί την τιμή της παραγόμενης ισχύς των φ/β, απαιτούνται αισθητήρες ρεύματος και τάσης, ώστε να υπολογιστεί η ισχύς από τις μετρήσεις ρεύματος και τάσης. Βεβαίως, κάθε επιπλέον αισθητήρας όπως είναι φυσικό προσθέτει κόστος και καταλαμβάνει χώρο. Επιπλέον, έχει δειχθεί ότι αλγόριθμος P&O μπορεί να αποτύχει να οδηγήσει το φ/β στο MPP όταν μεταβάλλεται γρήγορα η ακτινοβολία [71]. Ωστόσο, ο P&O είναι αρκετά διαδεδομένος αφού θεωρείται ένας σχετικά απλός και αποτελεσματικός αλγόριθμος για επίτευξη MPP λειτουργίας σε φ/β, ιδίως αν η ακτινοβολία δεν μεταβάλλεται γρήγορα.

5.1.2 Μέθοδος Κλασματικής Τάσης Ανοιχτού Κυκλώματος

Ένας από τους απλούστερους αλγόριθμους MPPT είναι η μέθοδος κλασματικής τάσης ανοιχτού κυκλώματος. Με βάση και την εικόνα 1.5, η τάση MPP υπολογίζεται ίση με ένα συγκεκριμένο κλάσμα της τάσης ανοιχτού κυκλώματος του ϕ/β , το οποίο ισχύει σε γενικές γραμμές ακόμα και όταν μεταβάλλεται η θερμοκρασία και η ακτινοβολία. Έτσι, η τάση ανοιχτού κυκλώματος του ϕ/β μετριέται περιοδικά και η τιμή αναφοράς του ϕ/β ορίζεται ως συγκεκριμένο ποσοστό της μετρούμενης τάσης ανοιχτού κυκλώματος. Το σημείο λειτουργίας συνήθως προκύπτει κοντά στο MPP, αλλά όχι ακριβώς στο MPP. Ωστόσο, σε αντίθεση με τον αλγόριθμο P&O, το σημείο λειτουργίας σταθεροποιείται στην τιμή αναφοράς και δεν κάνει ταλάντωση. Έτσι, παρόλο που δεν υπάρχουν απώλειες ισχύος λόγω αποφυγής των ταλαντώσεων, και πάλι δεν επιτυγχάνεται η μέγιστη δυνατή παραγωγή ισχύος στο ϕ/β λόγω σφάλματος στην εκτίμηση του MPP. Ένας εσωτερικός βρόχος ελέγχου χρησιμοποιείται για να οδηγήσει την τάση του ϕ/β στην τιμή αναφοράς. Γενικά, η μέθοδος κλασματικής τάσης ανοιχτού κυκλώματος τάσης είναι σχετικά απλή και μπορεί να υλοποιηθεί με ψηφιακό επεξεργαστή ή αναλογικό κύκλωμα.



Εικόνα 5.2 Διάγραμμα ροής της μεθόδου κλασματικής τάσης ανοιχτού κυκλώματος.

Το διάγραμμα ροής της μεθόδου κλασματικής τάσης ανοιχτού κυκλώματος απεικονίζεται στο Σχήμα 5.2. Ο μετατροπέας με τη χρήση κατάλληλου ελέγχου οδηγεί την τάση του ϕ/β σε μια τιμή αναφοράς v_{pv}^* . Τα χρονικά διαστήματα μεταξύ των διακοπών λειτουργίας του ϕ/β για τη μέτρηση της τάσης ανοιχτού κυκλώματος ορίζονται συνήθως μερικές δεκάδες δευτερόλεπτα έως κάποια λεπτά. Όταν μετριέται η τάση ανοιχτού κυκλώματος, το Φ/β δεν παράγει στιγμιαία ισχύ. Ως εκ τούτου, πρέπει να βρεθεί η χρυσή τομή μεταξύ της ακρίβειας εκτίμησης του MPP και των απωλειών ισχύος λόγω διακοπής λειτουργίας. Στον αλγόριθμο, ένα κλάσμα ίσο με 70%-80% της τάσης ανοιχτού κυκλώματος χρησιμοποιείται γενικά στην πράξη για την εκτίμηση το MPP. Η ακριβής τιμή που θα επιλεγεί εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά των ϕ/β πλαισίων που θα χρησιμοποιηθούν.

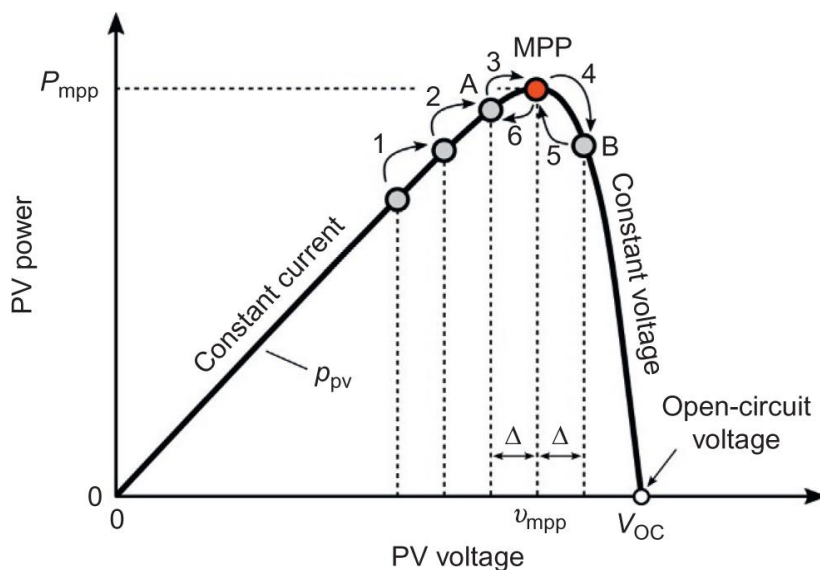
Ένα πλεονέκτημα της μεθόδου κλασματικής τάσης ανοιχτού κυκλώματος είναι ότι απαιτεί μόνο μέτρηση της τάσης του ϕ/β . Μόλις ληφθεί η μέτρηση, ο μετατροπέας ισχύος μπορεί πολύ γρήγορα να οδηγήσει την ισχύ στην τιμή αναφοράς, χωρίς να υπάρχει η ανάγκη μιας επαναληπτικής διαδικασίας όπως στον αλγόριθμο P&O. Ως εκ τούτου, η μέθοδος κλασματικής τάσης ανοιχτού κυκλώματος έχει βελτιωμένη δυναμική απόκριση συγκριτικά με τον αλγόριθμο P&O καθώς είναι και απλούστερη.

5.2 Έλεγχος MPPT με Ομοιόμορφη Ακτινοβολία

Οι αλγόριθμοι MPPT που περιγράφηκαν στην προηγούμενη ενότητα θα εξεταστούν για την περίπτωση ομοιόμορφης ακτινοβολίας για να γίνει πιο εύκολα κατανοητή η λειτουργία τους. Υποθέτουμε ότι η θερμοκρασία και η προσπίπτουσα ακτινοβολία είναι ακριβώς η ίδια για όλα τις φ/β κυψέλες του κάθε πλαισίου, καθώς και όλων των πλαισίων της φ/β συστοιχίας.

5.2.1 Μέθοδος Διαταραχής και Παρατήρησης με Ομοιόμορφη Ακτινοβολία

Όπως αναφέρθηκε, ο αλγόριθμος P&O είναι μια μέθοδος εύρεσης ακροτάτων που βρίσκει το MPP όταν η καμπύλη ισχύος είναι κυρτή. Στην εικόνα 5.3, απεικονίζεται η P-V χαρακτηριστική ενός Φ/Β πλαισίου υπό ομοιόμορφη ακτινοβολία, η οποία είναι κυρτή. Έτσι, ανεξάρτητα από το σημείο αφετηρίας στην καμπύλη, το σημείο λειτουργίας θα κινείται συνεχώς προς το ολικό μέγιστο. Για παράδειγμα, αν στο αρχικό σημείο λειτουργίας της εικόνας 5.3 πραγματοποιηθεί μια αύξηση της τάσης αναφοράς κατά Δ , τότε αυτό θα οδηγήσει σε αύξηση της ισχύος. Επομένως, ο αλγόριθμος P&O θα συνεχίσει να αυξάνει την τάση αναφοράς, με αποτέλεσμα το σημείο λειτουργίας να πλησιάζει το MPP. Μετά το τρίτο βήμα (A→MPP), το σημείο λειτουργίας ταυτίζεται με το MPP, όμως ο αλγόριθμος θα συνεχίσει να αυξάνει την τάση αναφοράς (MPP→B). Αυτή τη φορά όμως, η ισχύς μειώνεται, οπότε ο αλγόριθμος αλλάζει κατεύθυνση και μειώνει την τάση αναφοράς κατά Δ (B→MPP). Γίνεται εμφανές ότι τελικά το σημείο λειτουργίας θα ταλαντώνεται μεταξύ των σημείων A και B, όπως απεικονίζεται στην εικόνα 5.3. Στην περίπτωση που αλλάξουν οι περιβαλλοντικές συνθήκες, ο αλγόριθμος θα μεταβάλλει κατάλληλα το σημείο λειτουργίας και θα το οδηγήσει προς το νέο MPP. Το κύριο μειονέκτημα αυτού του αλγορίθμου είναι ότι το σημείο λειτουργίας ταλαντώνεται γύρω από το MPP, με αποτέλεσμα να μην παράγεται η μέγιστη δυνατή ισχύ από το φ/β σύστημα. Επιπλέον, όπως αναφέρθηκε προηγουμένως, αυτός ο αλγόριθμος ενδέχεται να αποτυγχάνει να οδηγήσει το φ/β στο MPP όταν η ακτινοβολία μεταβάλλεται γρήγορα.

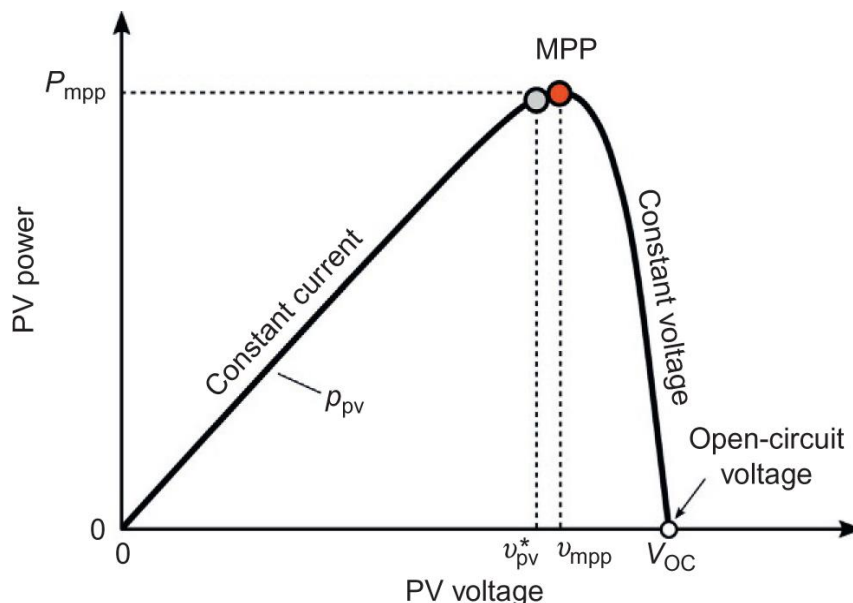


Εικόνα 5.3 Μέθοδος P&O με ομοιόμορφη ακτινοβολία.

5.2.2 Μέθοδος Κλασματικής Τάσης Ανοιχτού Κυκλώματος με Ομοιόμορφη Ακτινοβολία

Ο MPPT αλγόριθμος κλασματικής τάσης ανοιχτού κυκλώματος χρησιμοποιεί την μετρούμενη τιμή της τάσης ανοιχτού κυκλώματος για να εκτιμήσει το MPP. Μια απεικόνιση του αλγορίθμου φαίνεται στην εικόνα 5.4. Μετά τη μέτρηση της τάσης ανοιχτού κυκλώματος (V_{OC}), ο αλγόριθμος θέτει την τάση αναφοράς V_{pv}^* ίση με ένα κλάσμα της μετρούμενης τάσης ανοιχτού κυκλώματος, δηλαδή $V_{pv}^* = V_{OC} * F_v$, όπου F_v είναι το ποσοστό (συνήθως 70% με 80% της V_{OC}). Εφόσον η παράμετρος F_v έχει ρυθμιστεί σωστά, τότε αναμένεται ο αλγόριθμος να οδηγήσει το σημείο λειτουργίας πολύ κοντά στο MPP όταν έχουμε ομοιόμορφη ακτινοβολία, όπως φαίνεται στην εικόνα 5.4. Ωστόσο, καθώς τα χαρακτηριστικά του φ/β αλλοιώνονται με την πάροδο του χρόνου, μπορεί να μεταβάλλεται και η τιμή του MPP. Το κύριο όμως μειονέκτημα της μεθόδου κλασματικής τάσης ανοιχτού

κυκλώματος είναι ότι διακόπτει περιοδικά τη λειτουργία του φ/β συστήματος για να μετρήσει την τάση ανοιχτού κυκλώματος, με αποτέλεσμα να μειώνεται και η συνολική ισχύς που παράγεται από το φ/β σύστημα.



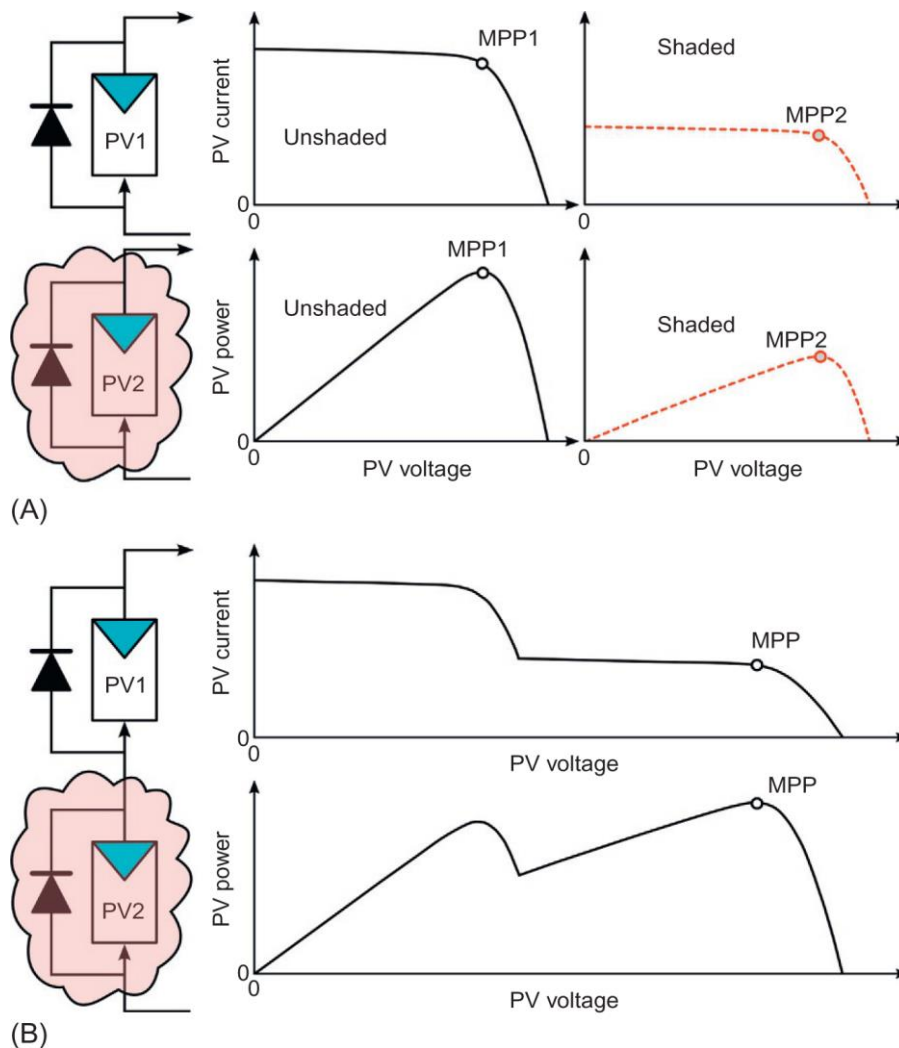
Εικόνα 5.4 Μέθοδος κλασματικής τάσης ανοιχτού κυκλώματος.

5.3 Έλεγχος MPPT με Μη Ομοιόμορφη Ακτινοβολία

Στη συνέχεια, οι ίδιοι MPPT αλγόριθμοι θα εξεταστούν σε περίπτωση μη ομοιόμορφης ακτινοβολίας. Σε αυτή την περίπτωση, η προσπίπτουσα ακτινοβολία στις φ/β κυψέλες δεν είναι ίδια. Το γεγονός αυτό από μόνο του περιορίζει την αποδοτικότητα του φ/β συστήματος, αλλά μια πιθανή μη αποτελεσματική λειτουργία του MPPT αλγορίθμου μπορεί να μειώσει περαιτέρω την απόδοση του φ/β συστήματος. Στην εικόνα 5.5 απεικονίζεται η επίδραση της μερικής σκίασης ή της διαφοροποίησης λόγω αλλοίωσης μεταξύ δύο φ/β πλαίσιων: το φ/β πλαίσιο 1 είτε είναι μερικώς σκιασμένο ή αλλοιωμένο έτσι ώστε το ρεύμα και η ισχύς του για μια δεδομένη τάση να λαμβάνει τη μισή τιμή σε σύγκριση με το φ/β πλαίσιο 2. Οι χαρακτηριστικές των I-V και P-V για κάθε φ/β πλαίσιο ξεχωριστά καθώς και η συνολική χαρακτηριστική των δυο φ/β πλαίσιων συνδεδεμένων εν σειρά φαίνεται στην εικόνα 5.5. Τα MPP1 και MPP2 συμβολίζουν το μέγιστο σημείο της καμπύλης ισχύος-τάσης για τα φ/β πλαίσια 1 και 2 αντίστοιχα. Όπως μπορεί να παρατηρήσει κάποιος, οι τάσεις MPP και για τα δύο φ/β πλαίσια είναι περίπου ίδια. Ωστόσο, η ισχύς στο MPP1 του φ/β πλαισίου 1 είναι διπλάσια από αυτή του φ/β πλαισίου 2, το οποίο έχουμε θεωρήσει ότι σκιάζεται μερικώς ή έχει αλλοιωθεί.

Όταν τα δυο φ/β πλαίσια συνδέονται σε σειρά, τότε διαρρέονται από το ίδιο ρεύμα ενώ η συνολική τάση τους ισούται με το άθροισμα των τάσεων κάθε πλαισίου ξεχωριστά. Η συνολική χαρακτηριστική I-V και P-V των δυο φ/β πλαίσιων συνδεδεμένων εν σειρά φαίνεται στην εικόνα 5.5. Μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι η καμπύλη P-V έχει δύο μέγιστα. Το ολικό μέγιστο που βρίσκεται στα δεξιά αντιστοιχεί περίπου στο διπλάσιο της MPP τάσης του κάθε φ/β πλαισίου ξεχωριστά καθώς και στο ρεύμα MPP του φ/β πλαισίου 2 (το μισό περίπου του ρεύματος του φ/β πλαισίου 1). Σημειώνεται ότι η παραγόμενη ισχύς στο ολικό μέγιστο δεν ισούται με το άθροισμα των μέγιστων ισχύων του κάθε πλαισίου ξεχωριστά, αλλά είναι λιγότερη ως συνέπεια της διαφοροποίησης των χαρακτηριστικών των δυο φ/β πλαίσιων, με αποτέλεσμα η απόδοση του φ/β συστήματος να μειώνεται.

Στη συνέχεια, οι μέθοδοι P&O και κλασματικής τάσης ανοιχτού κυκλώματος εφαρμόζονται όταν έχουμε μη ομοιόμορφη ακτινοβολία για να εξετάσουμε τη συμπεριφορά τους σε αυτές τις περιπτώσεις.



Εικόνα 5.5 Χαρακτηριστικές I - V και P - V δύο ϕ/β πλαισίων σε σειρά υπό μερική σκίαση:

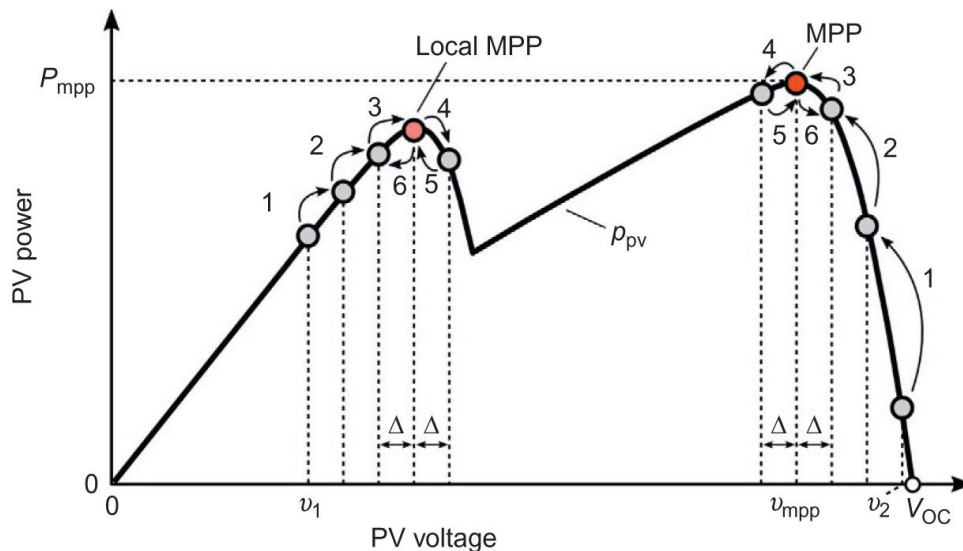
(Α) Χαρακτηριστική κάθε ϕ/β πλαισίου ξεχωριστά.

(Β) Συνολική χαρακτηριστική των δυο ϕ/β πλαισίων συνδεδεμένων εν σειρά.

5.3.1 Μέθοδος Διαταραχής και Παρατήρησης με Μη Ομοιόμορφη Ακτινοβολία

Σε συνθήκες μη ομοιόμορφης ακτινοβολίας, η καμπύλη ισχύος συχνά έχει πολλαπλά μέγιστα, όπως φαίνεται για παράδειγμα στην εικόνα 5.5. Ο αλγόριθμος P&O θα οδηγήσει το σημείο λειτουργίας στο πλησιέστερο τοπικό μέγιστο, το οποίο όμως μπορεί να μην είναι το ολικό μέγιστο. Όπως φαίνεται στην εικόνα 5.65.65.6, ανάλογα με το πού ξεκινά ο αλγόριθμος, το σημείο λειτουργίας οδηγείται προς την κατεύθυνση που αυξάνεται η καμπύλη, μέχρι να φτάσει σε ένα τοπικό μέγιστο (βήματα 1–3). Μόλις προσεγγίσει το τοπικό μέγιστο, το σημείο λειτουργίας ταλαντώνεται γύρω από αυτό (βήματα 4–6 και μετά ξεκινάει πάλι από το βήμα 3). Ειδικότερα, εάν ο αλγόριθμος ξεκινήσει από μια χαμηλή τάση (π.χ. v_1), θα αυξήσει την τάση του ϕ/β συστήματος και θα το οδηγήσει στο τοπικό μέγιστο. Ωστόσο, αν ο αλγόριθμος ξεκινήσει από υψηλότερη τάση (π.χ. v_2), θα μειώσει την τάση και θα το οδηγήσει στο άλλο τοπικό μέγιστο, το οποίο είναι και το ολικό μέγιστο. Έτσι, γίνεται εμφανές ότι ο αλγόριθμος P&O δεν μπορεί να εγγυηθεί ότι θα οδηγεί κάθε φορά το σημείο λειτουργίας στο ολικό μέγιστο.

Το πλεονέκτημα του αλγορίθμου P&O είναι ότι υλοποιείται εύκολα σε ψηφιακό επεξεργαστή. Το μειονέκτημα είναι ότι εκτελεί ταλάντωση όταν προσεγγίσει το μέγιστο, το οποίο όπως είδαμε μπορεί να μην είναι και το ολικό. Και στις δυο περιπτώσεις μειώνεται η απόδοση του ϕ/β συστήματος. Παρόλα αυτά, ο αλγόριθμος P&O και οι διάφορες παραλλαγές του, αποτελεί έναν από τους πιο διαδεδομένους και ευρέως χρησιμοποιούμενους αλγόριθμους MPPT, ακόμη και στις περιπτώσεις μη ομοιόμορφης ηλιακής ακτινοβολίας.



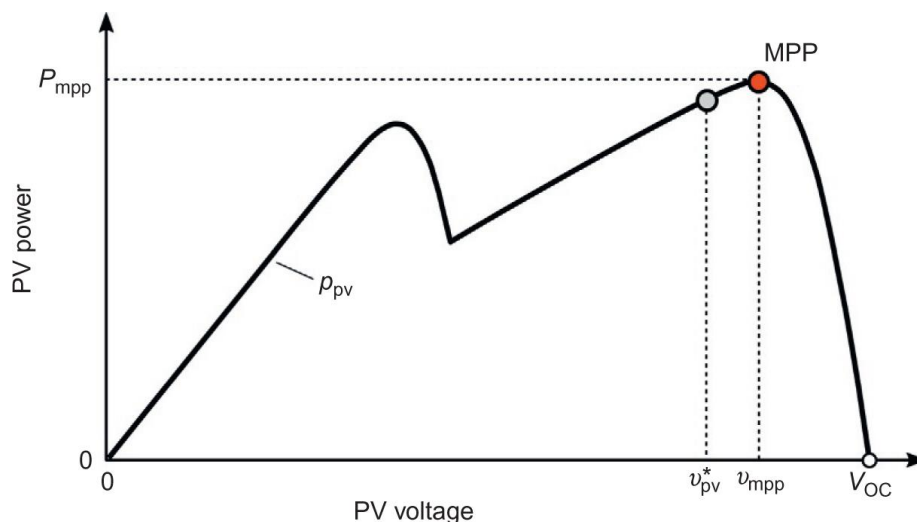
Εικόνα 5.6 Μέθοδος P&O με μη ομοιόμορφη ακτινοβολία.

5.3.2 Μέθοδος Κλασματικής Τάσης Ανοιχτού Κυκλώματος με Μη Ομοιόμορφη Ακτινοβολία

Όταν η κλασματική τάση ανοιχτού κυκλώματος MPPT εφαρμόζεται σε ένα φ/β σύστημα με μη ομοιόμορφη ακτινοβολία, το σημείο λειτουργίας οδηγείται κοντά στο τοπικό μέγιστο με την μεγαλύτερη τάση. Στην εικόνα 5.7, φαίνεται η τάση αναφοράς που δίνει ο αλγόριθμος για την περίπτωση του φ/β με μη ομοιόμορφη ακτινοβολία που εξετάστηκε προηγουμένως. Όπως μπορεί να παρατηρήσει κάποιος, η τάση αναφοράς είναι λίγο μικρότερη από την πραγματική τάση MPP. Σε αυτή την περίπτωση, τυχαίνει το τοπικό MPP με την μεγαλύτερη τάση να είναι και το ολικό MPP. Όμως, σε περιπτώσεις με διαφορετική ακτινοβολία, το MPP μικρότερης τάσης μπορεί να είναι το ολικό MPP. Έτσι, η λειτουργία κοντά στο ολικό MPP δεν μπορεί να εγγυηθεί και πάλι.

Το πλεονέκτημα του αλγορίθμου κλασματικής τάσης ανοιχτού κυκλώματος είναι ότι υλοποιείται εύκολα, απαιτεί μόνο έναν αισθητήρα τάσης και λειτουργεί κοντά σε έναν από τα τοπικά μέγιστα. Το μειονέκτημα είναι ότι δεν επιτυγχάνει λειτουργία επακριβώς στο MPP και ενδέχεται να μην λειτουργεί κοντά στο ολικό MPP αλλά σε ένα τοπικό MPP όταν έχουμε μη ομοιόμορφες συνθήκες ακτινοβολίες. Για φ/β συστήματα χαμηλού κόστους που δεν απαιτούν ακριβές MPPT, είναι μια πιθανή επιλογή.

Όπως αναφέρθηκε παραπάνω, οι αλγόριθμοι P&O και κλασματικής τάσης ανοιχτού κυκλώματος δεν μπορούν να εγγυηθούν λειτουργία στο ολικό MPP. Για το λόγο αυτό έχουν αναπτυχθεί πιο προηγμένες τεχνικές MPPT για την περίπτωση που έχουμε μη ομοιόμορφη ακτινοβολία, όπως για παράδειγμα αυτή στην εργασία [72].



Εικόνα 5.7 Μέθοδος κλασματικής τάσης ανοιχτού κυκλώματος με μη ομοιόμορφη ακτινοβολία.

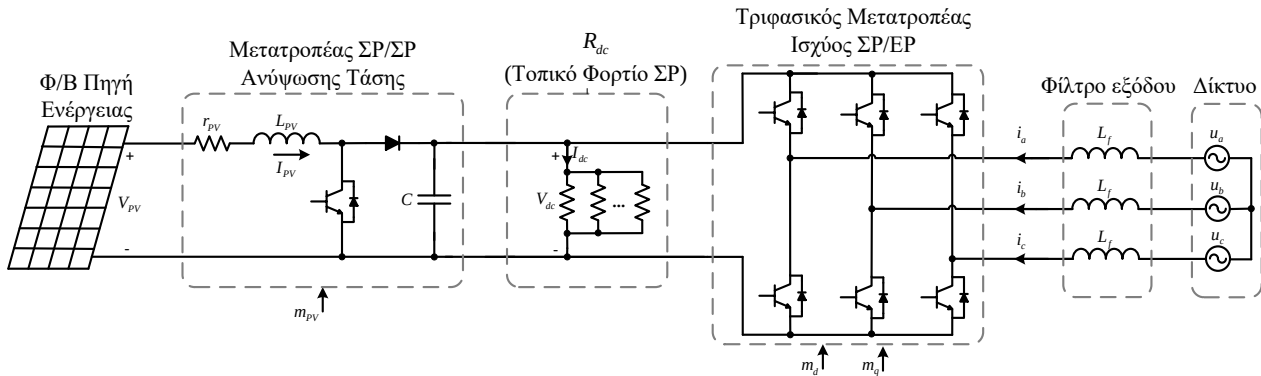
5.3.3 Μελλοντικές Τάσεις στον Έλεγχο Φ/Β

Η έρευνα έχει επικεντρωθεί στην ανάπτυξη αλγορίθμων MPPT που μπορούν να βρουν το ολικό μέγιστο μεταξύ πολλών τοπικών μέγιστων [73], [74]. Ωστόσο, έχει επίσης διαπιστωθεί ότι όταν οδηγείται το ϕ/β στο τοπικό μέγιστο με τη χαμηλότερη τάση (αλλά με το υψηλότερο ρεύμα), υπάρχει κίνδυνος να εμφανιστούν φαινόμενα υπερθέρμανσης [75]. Επομένως, αν το ολικό μέγιστο βρίσκεται στην χαμηλότερη τάση, τότε λειτουργώντας το ϕ/β στο σημείο αυτό, από τη μεριά σημαίνει ότι επιτυγχάνεται αύξηση της απόδοσης, από την άλλη όμως αυξάνεται και ο κίνδυνος κάποιας βλάβης λόγω πιθανής υπερθέρμανσης.

Μια πιθανή αντιμετώπιση αυτού του προβλήματος, είναι η χρήση ϕ/β όπου η κάθε σειρά έχει λιγότερα ϕ/β πλαίσια, έτσι ώστε να μειωθεί η πιθανότητα να έχουμε πολλαπλά τοπικά MPP. Στη βιβλιογραφία έχουν προταθεί και ϕ/β πλαίσια που ενσωματώνουν τον μετατροπέα ισχύος μαζί με τον αλγόριθμο MPPT [76]. Ενώ έχει αναφερθεί και το ενδεχόμενο, ο έλεγχος να γίνεται και σε επίπεδο ϕ/β κυψελών. Ωστόσο, αν και με τον τρόπο αυτό το ϕ/β θα παράγει περισσότερη ισχύ, αυξάνεται και η κατανάλωση ισχύος λόγω της χρήσης περισσότερων αισθητήρων και μικροϋπολογιστών. Επιπλέον, το χαμηλό κόστος και η απλότητα είναι εξίσου σημαντικές ιδιότητες για να μπορεί να είναι μια τεχνολογία ανταγωνιστική. Έτσι, όσο ο έλεγχος MPPT υλοποιείται σε μικρότερο κομμάτι του ϕ/β συστήματος, είναι σημαντικό να επιτευχθεί μια ισορροπία μεταξύ της επιπλέον παραγόμενης ισχύς συγκριτικά με αυξανόμενο κόστος υλοποίησης και πολυπλοκότητα. Παρόλα αυτά, καθίσταται σαφές ότι τα ϕ/β συστήματα γίνονται όλο και πιο έξυπνα με αξιοποίηση προηγμένων διατάξεων ηλεκτρονικών ισχύος και συστημάτων ελέγχων, τα οποία θα αντιμετωπίζουν όλο και αποτελεσματικότερα τα προβλήματα που εμφανίζονται λόγω τοπικής σκίασης ή αλλοίωσης κάποιων ϕ/β πλαισίων.

5.4 Φ/Β Σύστημα Συνδεδεμένο στο Δίκτυο

Ένα συνδεδεμένο με το δίκτυο ϕ/β σύστημα απεικονίζεται στο σχήμα 5.8. Το σύστημα αυτό αποτελείται από μια ϕ/β πηγή ενέργειας, έναν μετατροπέα ΣΡ/ΣΡ ανύψωσης τάσης και έναν τριφασικό μετατροπέα ισχύος ΣΡ/ΕΡ συνδεδεμένο στο δίκτυο.

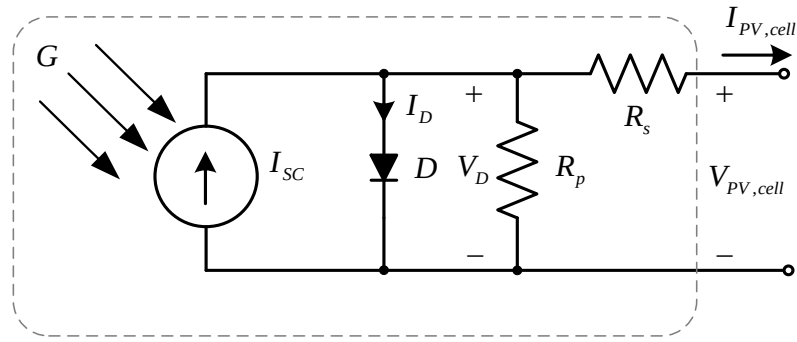


Εικόνα 5.8 Σχηματικό διάγραμμα ϕ/β συστήματος συνδεδεμένου στο δίκτυο.

5.4.1 Μοντέλο της ϕ/β πηγής ενέργειας

Η βασική μονάδα της ϕ/β πηγής ενέργειας είναι το ηλιακό κύτταρο (solar cell), το οποίο μετατρέπει την ηλιακή ενέργεια σε ηλεκτρική αξιοποιώντας το φωτοβολταϊκό φαινόμενο. Τα ηλιακά κύτταρα αποτελούνται από δυο τύπους υλικών, συνήθως πυρίτιο p-τύπου και n-τύπου και συνδέονται κατά κανόνα σε σειρά, διαμορφώνοντας ένα σύνολο που ονομάζεται ϕ/β πλαίσιο. Πολλά ϕ/β πλαίσια συνδεδεμένα συνιστούν την ϕ/β πηγή ενέργειας. Έχουν προταθεί αρκετά μοντέλα για την μαθηματική περιγραφή των ηλιακών κυττάρων στη βιβλιογραφία [77].

Ένα από τα πιο διαδεδομένα ισοδύναμα κυκλωματικά μοντέλα του ηλιακού κυττάρου είναι μια πηγή ρεύματος I_{SC} παράλληλα με μια δίοδο D και μια αντίσταση R_p και όλος αυτός ο συνδυασμός σε σειρά με μια αντίσταση R_s [78]. Το ρεύμα της πηγής ρεύματος είναι ανάλογο της προσπίπτουσας ηλιακής ακτινοβολίας G . Το ισοδύναμο κύκλωμα του ηλιακού κυττάρου φαίνεται στην εικόνα 5.9, όπου παριστάνει την τάση V_D και I_D το ρεύμα της διόδου, ενώ $V_{PV,cell}$ συμβολίζει την τάση και $I_{PV,cell}$ το ρεύμα του ηλιακού κυττάρου.



Εικόνα 5.9 Ισοδύναμο κύκλωμα ηλιακού κυττάρου.

Οι εξισώσεις της τάσεως και του ρεύματος του ηλιακού κυττάρου δίνονται παρακάτω

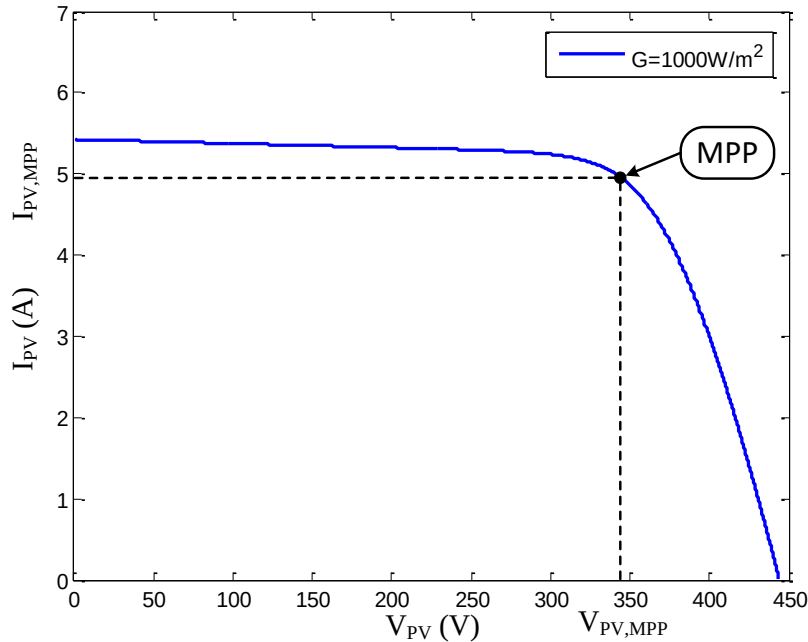
$$I_{PV,cell} = I_{SC} - I_D - \frac{V_D}{R_p} \quad (5.1)$$

$$I_D = I_0 (e^{V_D/V_T} - 1) \quad (5.2)$$

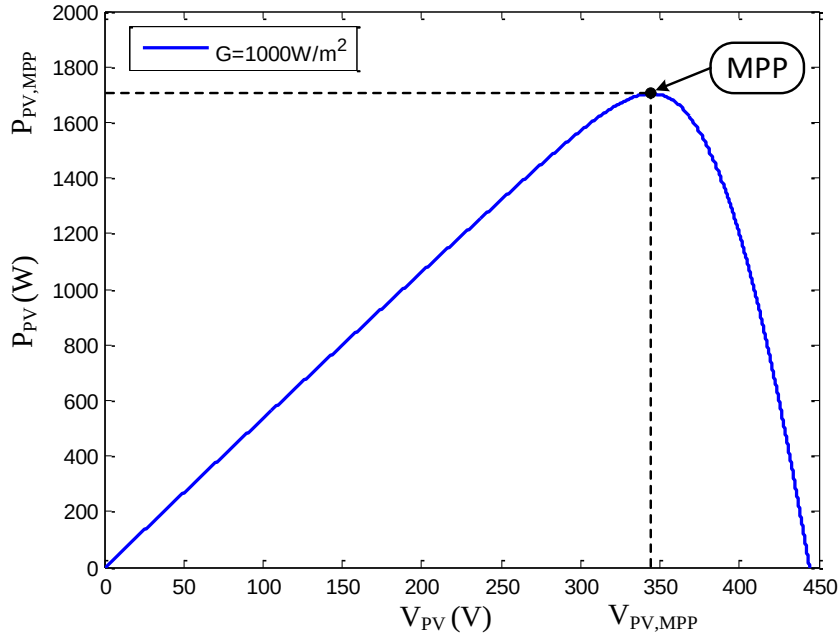
$$V_{PV,cell} = V_D - R_s I_{PV,cell} \quad (5.3)$$

όπου I_0 εκφράζει το ρεύμα κορεσμού και V_T τη θερμική τάση.

Ανάλογα με τον τρόπο που είναι τοποθετημένα τα ηλιακά κύτταρα σε ένα πλαίσιο και τη συνδεσμολογία των πλαισίων μπορεί κάποιος με βάση τις εξισώσεις (5.1)-(5.3) εύκολα να υπολογίσει το ρεύμα και την τάση εξόδου της Φ/Β πηγής ενέργειας. Οι γραφικές παραστάσεις της σχέσης ρεύματος (I_{PV}) - τάσεως (V_{PV}) και ισχύος (P_{PV}) - τάσεως (V_{PV}) μιας Φ/Β πηγής ενέργειας για προσπίπτουσα ηλιακή ακτινοβολία $G = 1000W/m^2$ απεικονίζονται στα σχήματα 5.10 και 5.11 αντίστοιχα. Η τάση στο MPP παριστάνεται με $V_{PV,MPP}$, το ρεύμα με $I_{PV,MPP}$ και τέλος η ισχύς με $P_{PV,MPP}$.



Εικόνα 5.10 Γραφική παράσταση της σχέσης ρεύματος (I_{pv}) - τάσης (V_{pv}) μιας Φ/Β πηγής.



Εικόνα 5.11 Γραφική παράσταση της σχέσης ισχύος (P_{pv}) - τάσης (V_{pv}) μιας Φ/Β πηγής.

5.4.2 Μοντέλο Φ/Β συστήματος συνδεδεμένου στο δίκτυο

Χρησιμοποιώντας τα μοντέλα που αναπτύχθηκαν στο Κεφάλαιο 3, το μοντέλο του Φ/Β συστήματος προκύπτει ότι περιγράφεται από το ακόλουθο σύστημα διαφορικών εξισώσεων:

$$L_{PV}\dot{I}_{PV} = -r_{PV}I_{PV} - m_{PV}V_{dc} + V_{PV} \quad (5.4)$$

$$L_f\dot{I}_d = -R_f I_d + \omega L_f I_q - \frac{m_d V_{dc}}{2} + U_d \quad (5.5)$$

$$L_f\dot{I}_q = -R_f I_q - \omega L_f I_d - \frac{m_q V_{dc}}{2} + U_q \quad (5.6)$$

$$C\dot{V}_{dc} = m_{PV}I_{PV} + \frac{3}{4}m_d I_d + \frac{3}{4}m_q I_q \quad (5.7)$$

όπου I_{PV} και V_{PV} συμβολίζουν το ρεύμα και την τάση της Φ/Β πηγής ενέργειας, I_d και I_q παριστάνουν τις συνιστώσες του d και q άξονα των τριφασικών ρευμάτων προς το δίκτυο, V_{dc} είναι η τάση διασύνδεσης ΣΡ, ενώ U_d και U_q εκφράζουν τις συνιστώσες του d και q άξονα των τριφασικών τάσεων του δικτύου. Η είσοδος ελέγχου του μετατροπέα ΣΡ/ΣΡ ανύψωσης τάσης συμβολίζεται με m_{PV} , ενώ οι μεταβλητές m_d και m_q αποτελούν τις εισόδους ελέγχου του τριφασικού μετατροπέα ισχύος ΣΡ/ΕΡ. Οι παράμετροι του συστήματος περιγράφονται αναλυτικά στο πίνακα 5.1.

Εάν ο d άξονας του σύγχρονα στρεφόμενου πλαισίου προσανατολιστεί στον άξονα της τάσης u_a , τότε προκύπτει ότι $U_q = 0$ και $U_d = V_m$ (όπου V_m είναι η μέγιστη τιμή της φασικής τάσης). Έτσι, οι σχέσεις (3.41) και (3.42) που περιγράφουν την ενεργό και άεργος ισχύ που παρέχονται στο δίκτυο γίνονται:

$$P = \frac{3}{2}V_m I_d \quad (5.8)$$

$$Q = -\frac{3}{2}V_m I_q \quad (5.9)$$

Παράμετρος	Σύμβολο
Παρασιτική αντίσταση σε σειρά του πηνίου του μετατροπέα ΣΡ/ΣΡ ανύψωσης τάσης	r_{PV}
Επαγωγή του μετατροπέα ΣΡ/ΣΡ ανύψωσης τάσης	L_{PV}
Χωρητικότητα του μετατροπέα ΣΡ/ΣΡ ανύψωσης τάσης	C
Διακοπτική συχνότητα της τεχνικής PWM του μετατροπέα ΣΡ/ΣΡ ανύψωσης τάσης	f_{PWM}
Μέγιστη τιμή των φασικών τάσεων τροφοδοσίας	V_m
Επαγωγή του φίλτρου εξόδου	L_f
Αντίσταση του φίλτρου εξόδου	R_f
Γωνιακή συχνότητα των τάσεων τροφοδοσίας	ω
Διακοπτική συχνότητα της τεχνικής SPWM του τριφασικού μετατροπέα ΣΡ/ΕΡ	f_{SPWM}

Πίνακας 5.1 Παράμετροι του συστήματος.

5.4.3 Έλεγχος Φ/Β συστήματος συνδεδεμένο στο δίκτυο

Στόχος της διάταξης ελέγχου σε ένα φ/β σύστημα συνδεδεμένο στο δίκτυο είναι να οδηγήσει το σημείο λειτουργίας της φ/β πηγής ενέργειας στο MPP, να ισορροπήσει την τάση διασύνδεσης ΣΡ σε μια επιθυμητή τιμή και επίσης να ρυθμίσει το συντελεστή ισχύος να είναι ίσος με τη μονάδα ή κάποια άλλη τιμή αναφοράς.

5.4.3.1 Έλεγχος Μετατροπέα dc/dc Ανύψωσης Τάσης

Η λειτουργία στο MPP επιτυγχάνεται μέσω κατάλληλου ελέγχου του μετατροπέα dc/dc ανύψωσης τάσης. Ειδικότερα, η καθιερωμένη στη διεθνή βιβλιογραφία μεθοδολογία ελέγχου σε Φ/Β συστήματα με μετατροπέα dc/dc ανύψωσης τάσης είναι αυτή που βασίζεται στη σχεδίαση εν σειρά βρόχων ελέγχου (cascaded control loops), όπου συνήθως χρησιμοποιείται ελεγκτής αναλογικής-ολοκληρωτικής (proportional-integral, PI) μορφής για τον εσωτερικό βρόχο και μια αλγοριθμική μέθοδος για τον εξωτερικό.

Ι. Σχεδίαση εσωτερικού βρόχου ελέγχου

Για τη σχεδίαση εσωτερικού βρόχου ελέγχου χρησιμοποιούμε τη διαφορική εξίσωση (5.4) που περιγράφει τη δυναμική συμπεριφορά του ρεύματος I_{PV} του φ/β συστήματος. Εισάγοντας τη νέα μεταβλητή εισόδου ελέγχου:

$$m_{PV,new} = -m_{PV}V_{dc} + V_{PV} \quad (5.10)$$

Η διαφορική εξίσωση ρεύματος (5.4) απλοποιείται ως εξής:

$$L_{PV}\dot{I}_{PV} + r_{PV}I_{PV} = m_{PV,new} \quad (5.11)$$

Εισάγοντας τον ακόλουθο PI ελεγκτή ρεύματος:

$$m_{PV,new} = k_{P,PV}(I_{PV,ref} - I_{PV}) + k_{I,PV} \int_0^t (I_{PV,ref} - I_{PV}) d\tau \quad (5.12)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (5.11) και (5.12) και εφαρμόζοντας μετασχηματισμό Laplace καταλήγουμε στην ακόλουθη συνάρτηση μεταφοράς:

$$\frac{I_{PV}}{I_{PV,ref}} = \frac{k_{P,PV}s + k_{I,PV}}{L_{PV}s^2 + (r_{PV} + k_{P,PV})s + k_{I,PV}} \quad (5.13)$$

ή ισοδύναμα

$$\frac{I_{PV}}{I_{PV,ref}} = \frac{1}{1 + s \frac{L_{PV}s + r_{PV}}{k_{P,PV}s + k_{I,PV}}} \quad (5.14)$$

Επιλέγοντας τα κέρδη των ελεγκτών ως:

$$k_{P,PV} = \frac{L_{PV}}{\tau_{i,PV}} \quad \text{και} \quad k_{I,PV} = \frac{r_{PV}}{\tau_{i,PV}} \quad (5.15)$$

Τότε, η συνάρτηση μεταφοράς απλοποιείται στην

$$\frac{I_{PV}}{I_{PV,ref}} = \frac{1}{1 + s\tau_{i,PV}} \quad (5.16)$$

η οποία έχει έναν πόλο σε σημείο που μπορούμε να καθορίσουμε μέσω των κερδών και αυτός βρίσκεται στη θέση $-1/\tau_{i,PV}$.

Η παράμετρος $\tau_{i,PV}$ αποτελεί την επιθυμητή σταθερά χρόνου, ενώ σε χρόνο αποκατάστασης $T_{s,PV} = 4\tau_{i,PV}$ ύστερα από βηματική μεταβολή στο ρεύμα αναφοράς, το ελεγχόμενο ρεύμα αναμένεται να απέχει λιγότερο από 2% από την τιμή αναφοράς του.

Καθώς η πραγματική είσοδος ελέγχου είναι το m_{PV} , αυτή γράφεται τελικά:

$$m_{PV} = \frac{1}{V_{dc}} \left(V_{PV} - k_{P,PV}(I_{PV,ref} - I_{PV}) - k_{I,PV} \int_0^t (I_{PV,ref} - I_{PV}) d\tau \right) \quad (5.17)$$

II. Σχεδίαση εξωτερικού βρόχου ελέγχου

Για την εύρεση της κατάλληλης τιμής αναφοράς $I_{PV,ref}$ του ρεύματος I_{PV} που θα οδηγήσει το φ/β σύστημα στο MPP μπορούμε να αξιοποιήσουμε μια από τις μεθόδους MPPT που εξηγήθηκαν στο προηγούμενος στο κεφάλαιο αυτό.

Η μέθοδος P&O για παράδειγμα μεταβάλλει περιοδικά (αυξάνοντας ή ελαττώνοντας) το ρεύμα αναφοράς του φ/β και συγκρίνει στη συνέχεια την παραγόμενη ηλεκτρική ισχύ με αυτήν της προηγούμενης περιόδου. Εάν με την μεταβολή του ρεύματος αναφοράς η παρεχόμενη ισχύς αυξήθηκε, η μέθοδος συνεχίζει να μεταβάλλει το ρεύμα αναφοράς κατά dI προς την ίδια κατεύθυνση. Διαφορετικά η μέθοδος μεταβάλλει το ρεύμα αναφοράς προς την αντίθετη κατεύθυνση κατά dI . Στην επόμενη περίοδο επαναλαμβάνεται ο ίδιος αλγόριθμος.

5.4.3.2 Βρόχος Κλειδώματος Φάσης

Στο φ/β σύστημα του σχήματος 5.8, τα τριφασικά μεγέθη σε μόνιμη κατάσταση θα έχουν τη συχνότητα του δικτύου. Αν θέλουμε τα τριφασικά μεγέθη όταν μετασχηματιστούν στο dq -πλαίσιο να είναι χρονικά αμετάβλητα στην μόνιμη κατάσταση, τότε θα πρέπει ο μετασχηματισμός Park να έχει την ίδια γωνιακή ταχύτητα με αυτή του δικτύου. Ο στόχος αυτός επιτυγχάνεται με το PLL, η λειτουργία του οποίου εξηγήθηκε στην ενότητα 3.4.

5.4.3.3 Έλεγχος Ρευμάτων Αντιστροφέα

Αρχικά, σχεδιάζονται κατάλληλοι ελεγκτές ρεύματος εσωτερικού βρόχου για να οδηγήσουν γρήγορα τα ρεύματα I_d και I_q στις αντίστοιχες τιμές αναφοράς $I_{d,ref}$ και $I_{q,ref}$. Οι ελεγκτές ρεύματος προστατεύουν επιπλέον τον αντιστροφέα από υπερφόρτιση και εξωτερικά σφάλματα, εφόσον διασφαλιστεί ότι οι τιμές αναφοράς $I_{d,ref}$ και $I_{q,ref}$ περιορίζονται εντός αποδεκτών τιμών.

Οι ελεγκτές ρεύματος σχεδιάζονται με βάση τις σχέσεις (5.5) και (5.6). Λόγω της ύπαρξης των όρων $\omega L_f I_q$ και $\omega L_f I_d$, οι εξισώσεις (5.5) και (5.6) είναι συζευγμένες και μη γραμμικές. Για να επιτύχουμε

αποσύζευξη των εξισώσεων και για να τις γραμμικοποιήσουμε, οι είσοδοι ελέγχου m_d και m_q ορίζονται με βάση τις παρακάτω σχέσεις:

$$m_d = \frac{2}{V_{dc}} (+\omega L_f I_q + U_d - m_{d,new}) \quad (5.18)$$

$$m_q = \frac{2}{V_{dc}} (-\omega L_f I_d + U_q - m_{q,new}) \quad (5.19)$$

όπου οι μεταβλητές $m_{d,new}$ και $m_{q,new}$ είναι νέες μεταβλητές εισόδου. Αντικαθιστώντας τις σχέσεις (5.18) και (5.19) στις σχέσεις (5.5) και (5.6), μπορούμε να καταλήξουμε:

$$L_f \dot{I}_d + R_f I_d = m_{d,new} \quad (5.20)$$

$$L_f \dot{I}_q + R_f I_q = m_{q,new} \quad (5.21)$$

Όπως μπορεί να παρατηρήσει κάποιος, οι εξισώσεις (5.20) και (5.21) είναι γραμμικές και μη συζευγμένες, όπου οι καταστάσεις I_d και I_q ελέγχονται από τις νέες εισόδους ελέγχου $m_{d,new}$ και $m_{q,new}$ αντίστοιχα. Στη συνέχεια, σχεδιάζονται οι ακόλουθοι ΠΙ ελεγκτές για τις δυο νέες εισόδους ελέγχου:

$$m_{d,new} = k_{P,d}(I_{d,ref} - I_d) + k_{I,d} \int_0^t (I_{d,ref} - I_d) d\tau \quad (5.22)$$

$$m_{q,new} = k_{P,q}(I_{q,ref} - I_q) + k_{I,q} \int_0^t (I_{q,ref} - I_q) d\tau \quad (5.23)$$

Επιλέγοντας τα κέρδη των ελεγκτών ως:

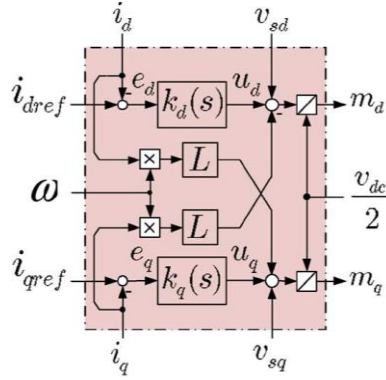
$$k_{P,d} = k_{P,q} = \frac{L_f}{\tau_{i,d}} \quad \text{και} \quad k_{I,d} = k_{I,q} = \frac{R_f}{\tau_{i,q}} \quad (5.24)$$

Τότε, αντικαθιστώντας αρχικά τα κέρδη της σχέσης (5.24) στις εξισώσεις (5.22) και (5.23) και μετά παίρνοντας μετασχηματισμό Laplace και κάνοντας κάποιες πράξεις καταλήγουμε στην ακόλουθη συνάρτηση μεταφοράς πρώτης τάξης:

$$\frac{I_d}{I_{d,ref}} = \frac{1}{1+s\tau_{i,d}} \quad (5.25)$$

$$\frac{I_q}{I_{q,ref}} = \frac{1}{1+s\tau_{i,q}} \quad (5.26)$$

Οι παράμετροι $\tau_{i,d}$ και $\tau_{i,q}$ αποτελούν τις επιθυμητές σταθερές χρόνου, ενώ σε χρόνο αποκατάστασης $T_{s,d} = 4\tau_{i,d}$ και $T_{s,q} = 4\tau_{i,q}$ ύστερα από βηματική μεταβολή στο ρεύμα αναφοράς, το ελεγχόμενο ρεύμα αναμένεται να απέχει λιγότερο από 2% από την τιμή αναφοράς του. Η χρονική σταθερά πρέπει να είναι αρκετά μικρή ώστε να επιτυγχάνεται γρήγορη απόκριση στα ρεύματα του αντιστροφέα, αλλά αρκετά μεγάλη ώστε η αντίστροφη τιμή της να είναι αρκετά μικρότερη (π.χ. δέκα φορές) από τη διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα. Στην εικόνα 5.12 απεικονίζεται το δομικό διάγραμμα ελεγκτών ρεύματος του αντιστροφέα στο dq-πλαίσιο.



Εικόνα 5.12 Δομικό διάγραμμα ελεγκτών ρεύματος του αντιστροφέα στο dq-πλαίσιο.

5.4.3.4 Έλεγχος Τάσης Διασύνδεσης ΣΡ

Για τον πιο εύκολο σχεδιασμό του ελέγχου της τάσης διασύνδεσης ΣΡ θα εξάγουμε μια νέα διαφορική εξίσωση που να περιγράφει τη δυναμική συμπεριφορά της αντί για την (5.7). Ειδικότερα, από το ισοζύγιο ισχύος στο φ/β σύστημα, μπορούμε να εξάγουμε την παρακάτω σχέση:

$$\frac{c}{2} \frac{dV_{dc}^2}{dt} = P_{PV} - \frac{3}{2} (U_d I_d + U_q I_q) - \frac{3}{4} L_f \left(\frac{dI_d^2}{dt} + \frac{dI_q^2}{dt} \right) - \frac{L_{PV}}{2} \frac{dI_{PV}^2}{dt} - \frac{3}{2} R_f (I_d^2 + I_q^2) - r_{PV} I_{PV}^2 \quad (5.27)$$

Στην (5.27), ο πρώτος και ο δεύτερος όρος στο δεύτερο μέλος της εξίσωσης αντιπροσωπεύουν την ισχύ που παράγει η φ/β πηγή ενέργειας και την ισχύ που εγχέεται τελικά στο δίκτυο, αντίστοιχα. Ο τρίτος και ο τέταρτος όρος αντιπροσωπεύουν την ισχύ που αποθηκεύονται στις επαγωγές L_f και L_{PV} , αντίστοιχα. Τέλος, ο πέμπτος και έκτος όρος αντιπροσωπεύουν την ισχύ που καταναλώνονται στις αντιστάσεις του φ/β συστήματος. Κρατώντας μόνο το πρώτο και δεύτερο όρο στο δεύτερο μέλος της εξίσωσης (5.27) και αγνοώντας τους υπόλοιπους, και θεωρώντας παράλληλα ότι το PLL έχει συγχρονιστεί, λαμβάνουμε την απλοποιημένη εξίσωση για την τάση διασύνδεσης ΣΡ.

$$\frac{c}{2} \frac{dV_{dc}^2}{dt} = P_{PV} - \frac{3}{2} V_m I_d \quad (5.28)$$

Αν θεωρήσουμε ότι ο ελεγκτής ρεύματος εσωτερικού βρόγχου οδηγεί πολύ γρήγορα το ρεύμα I_d στην τάση αναφοράς του $I_{d,ref}$, τότε η σχέση (5.28) γίνεται:

$$\frac{c}{2} \frac{dV_{dc}^2}{dt} = P_{PV} - \frac{3}{2} V_m I_{d,ref} \quad (5.29)$$

Η σχέση (5.29) είναι μη γραμμική επειδή ο όρος P_{PV} είναι μη γραμμικός καθώς επίσης και η κατάσταση V_{dc} είναι στο τετράγωνο, ενώ ο όρος $I_{d,ref}$ αποτελεί την είσοδο ελέγχου. Για να γραμμικοποιήσουμε την σχέση (5.29), η είσοδος ελέγχου $I_{d,ref}$ ορίζεται ως εξής:

$$I_{d,ref} = -\frac{2}{3V_m} u_{new} + P_{PV} \quad (5.30)$$

όπου u_{new} είναι μια νέα είσοδος ελέγχου. Ορίζοντας επιπλέον την νέα μεταβλητή $y = V_{dc}^2$, τότε η (5.29) γίνεται:

$$\frac{c}{2} \dot{y} = u_{new} \quad (5.31)$$

Επομένως, μπορούμε να σχεδιάσουμε τον ακόλουθο αναλογικό ελεγκτή με τη νέα είσοδο ελέγχου:

$$u_{new} = k_{P,d} (y_{ref} - y) \quad (5.32)$$

με y_{ref} να προκύπτει από την επιθυμητή τάση αναφοράς $V_{dc,ref}$. Η (5.32) ισοδύναμα γράφεται:

$$u_{new} = k_{P,dc}(V_{dc,ref}^2 - V_{dc}^2) \quad (5.33)$$

Από τις εξισώσεις (5.31) και (5.32) καταλήγουμε στη σχέση:

$$\frac{C}{2} \dot{y} = k_{P,dc}(y_{ref} - y) \quad (5.34)$$

Εφαρμόζοντας μετασχηματισμό Laplace, τότε η (5.34) γίνεται

$$\frac{y}{y_{ref}} = \frac{k_{P,dc}}{\frac{C}{2}s + k_{P,dc}} \quad (5.35)$$

Ορίζοντας το κέρδος $k_{P,dc}$ ως:

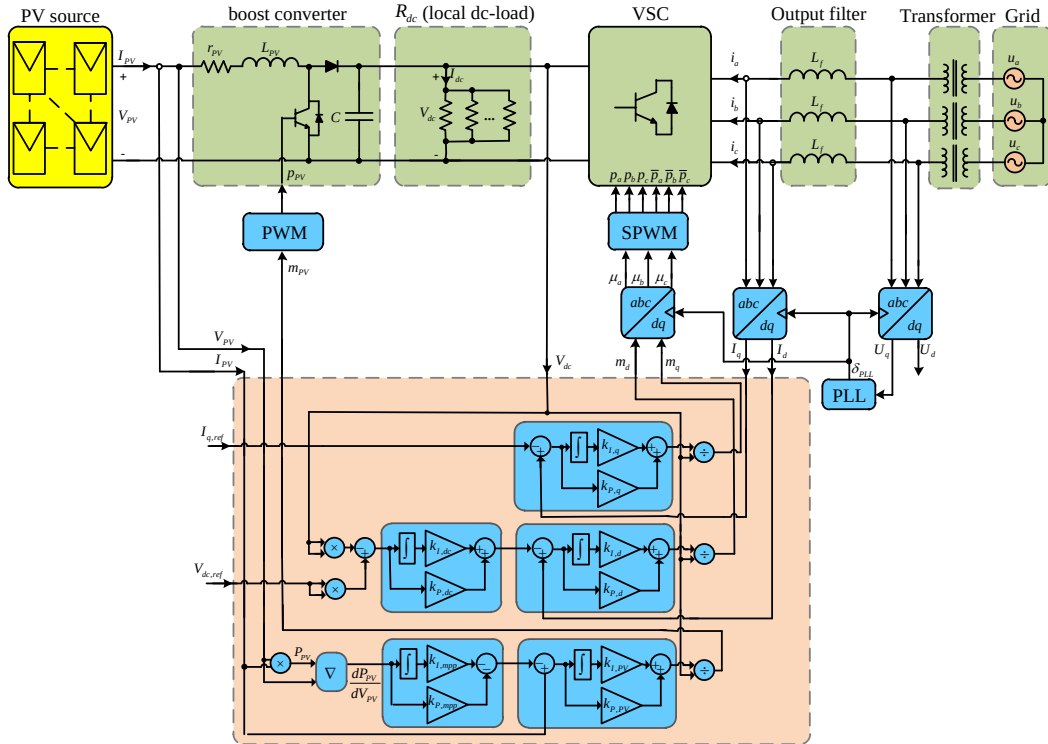
$$k_{P,dc} = \frac{C}{2\tau_{i,dc}} \quad (5.36)$$

Τότε, η συνάρτηση μεταφοράς απλοποιείται στην παρακάτω σχέση

$$\frac{y}{y_{ref}} = \frac{1}{1 + s\tau_{i,dc}} \quad (5.37)$$

Η παράμετρος $\tau_{i,dc}$ αποτελεί την επιθυμητή σταθερά χρόνου, ενώ σε χρόνο αποκατάστασης $T_{s,dc} = 4\tau_{i,dc}$ ύστερα από βηματική μεταβολή στην τάση αναφοράς, η τάση διασύνδεσης ΣΡ αναμένεται να απέχει λιγότερο από 2% από την τιμή αναφοράς της.

Το φ/β σύστημα συνδεδεμένο στο δίκτυο μαζί με όλο το σύστημα ελέγχου απεικονίζεται στην εικόνα 5.13.



Εικόνα 5.13 Φ/Β σύστημα συνδεδεμένου στο δίκτυο με το σύστημα ελέγχου.

5.4.3.5 Έλεγχος Άεργου Ισχύος στο δίκτυο

Από τη σχέση (5.9) γίνεται εύκολα κατανοητό ότι αν θέσουμε $I_{q,ref} = 0$, τότε ο ελεγκτής ρεύματος εσωτερικού βρόχου θα οδηγήσει το ρεύμα I_q στο μηδέν, με αποτέλεσμα και η άεργος ισχύς να μηδενιστεί και να επιτευχθεί επομένως μοναδιαίος συντελεστής ισχύος.

5.1 Ανακεφαλαίωση

Στο κεφάλαιο αυτό σχεδιάστηκε ένα σύστημα ελέγχου για Φ/Β συστήματα συνδεδεμένα στο δίκτυο. Αρχικά, παρουσιάστηκαν αλγόριθμοι MPPT για την επίτευξη MPP λειτουργίας. Ιδιαίτερη έμφαση δόθηκε στους αλγορίθμους P&O και κλασματικής τάσης ανοιχτού κυκλώματος, οι οποίοι εξετάστηκαν τόσο για την περίπτωση ομοιόμορφης ακτινοβολίας όσο και για την περίπτωση μη ομοιόμορφης ακτινοβολίας. Στη συνέχεια αναπτύχθηκε το σύστημα ελέγχου που υιοθετεί ελεγκτές ρεύματος εσωτερικού βρόχου, των οποίων η τιμή αναφοράς παρέχεται από ελεγκτές εξωτερικού βρόχου. Η στρατηγική ελέγχου επιτυγχάνει λειτουργία στο MPP, κατάλληλη ρύθμιση της τάσης διασύνδεσης ΣΡ ρύθμιση και συντελεστή ισχύος ίσο με τη μονάδα.

6. Αιολικά Συστήματα: Ανεμογεννήτριες και Πάρκα

Σύνοψη

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάζονται στοιχεία για τα αιολικά συστήματα. Αρχικά παρουσιάζεται μια σύντομη ιστορική αναδρομή της χρήσης αιολικής ενέργειας για την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας καταλήγοντας στις μεγάλες σήμερα εμπορικά διαθέσιμες ανεμογεννήτριες. Επίσης, παρουσιάζεται η δυνατότητα των ανεμογεννητριών μεταβλητών στροφών να εξάγουν τη μέγιστη ισχύ από ένα μεγάλο εύρος ταχυτήτων ανέμου. Τέλος, αφού παρουσιαστεί συνοπτικά η κατηγοριοποίηση των ανεμογεννητριών με βάση το εύρος ρύθμισης των στροφών τους και τη διαστασιοποίηση των διατάξεων ηλεκτρονικών ισχύος που χρησιμοποιούν, εξάγεται το τυπικό μοντέλο δύο μαζών με κιβώτιο ταχυτήτων που θα χρησιμοποιηθεί για τον ανεμοκινητήρα.

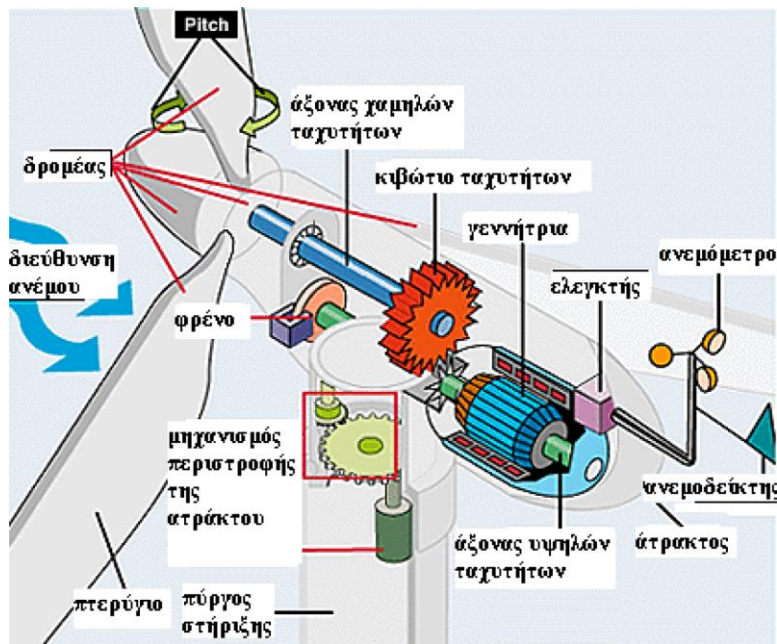
6.1 Εισαγωγή

Βασικός στόχος μιας ανεμογεννήτριας είναι η εκμετάλλευση της κινητικής ενέργειας του ανέμου για την παραγωγή ηλεκτρικής ενέργειας. Προκειμένου να επιτευχθεί αυτό, η αιολική ενέργεια αρχικά μετατρέπεται σε μηχανική, μέσω της κίνησης των πτερυγίων, και στη συνέχεια σε ηλεκτρική, μέσω των χρησιμοποιούμενων ηλεκτρικών μηχανών και διατάξεων ηλεκτρονικών ισχύος. Η τεχνολογία κάνει συνεχώς άλματα στον τομέα της κατασκευής ανεμογεννητριών, όσον αφορά τόσο το μέγεθος τους όσο και την παραγόμενη ηλεκτρική ισχύ. Υπάρχουν δύο βασικές κατηγορίες των ανεμογεννητριών ως προς τη μορφή τους, οι ανεμογεννήτριες κατακόρυφου και οριζοντίου άξονα.

Στις ανεμογεννήτριες κατακόρυφου άξονα, ο άξονας περιστροφής τους είναι κάθετος ως προς το έδαφος και κατακόρυφος ως προς τη ροή του ανέμου. Πλεονεκτήματα αυτού του τύπου ανεμογεννητριών είναι ότι δεν χρειάζεται να επιτευχθεί κάποιος προσανατολισμός ως προς τη διεύθυνση του ανέμου για να είναι αποτελεσματικές, η ηλεκτρική τους γεννήτρια είναι τοποθετημένη στο έδαφος οδηγώντας σε μια απλή και οικονομική κατασκευή, ενώ γενικά είναι εύκολα προσβάσιμα συστήματα και πολλές φορές δεν χρειάζεται πυλώνας στήριξης. Επιπλέον, σε αυτές τις ανεμογεννήτριες ο έλεγχος βήματος πτερυγίου δεν είναι απαραίτητος όταν χρησιμοποιούνται με σύγχρονη μηχανή. Ωστόσο, οι ανεμογεννήτριες κατακόρυφου άξονα παρουσιάζουν σημαντικά μειονεκτήματα που δεν τις κάνουν τόσο λειτουργικές, όπως ότι πολλές φορές δεν είναι δυνατόν να ξεκινήσουν να περιστρέφονται χωρίς εξωτερική παρέμβαση, καθώς η ροπή εκκίνησης τους είναι ιδιαίτερα υψηλή, οπότε και είναι απαραίτητο να λειτουργήσουν στην αρχή ως κινητήρες και να καταναλώσουν ισχύ από το δίκτυο. Επίσης, τείνουν να έχουν χαμηλή απόδοση μιας και σε χαμηλά ύψη οι άνεμοι δεν είναι ιδιαίτερα ισχυροί, ενώ κατά την περιστροφή τους υπάρχουν σημεία στα οποία η συνεισφορά τους είναι σχεδόν μηδενική.

Οι ανεμογεννήτριες οριζοντίου άξονα έχουν τον άξονα περιστροφής τους οριζόντιο ως προς το έδαφος και σχεδόν παράλληλο στη ροή του ανέμου. Σήμερα κατέχουν παγκόσμια το συντριπτικό μερίδιο της αγοράς ανεμογεννητριών. Σημαντικά πλεονεκτήματα είναι ότι δεν χρειάζονται πολύ υψηλές ταχύτητες ανέμου για να ξεκινήσουν να περιστρέφονται, παρουσιάζουν υψηλό αεροδυναμικό συντελεστή και εύκολη συναρμολόγηση. Βασικό μειονέκτημα είναι η ανάγκη για τοποθέτηση του κιβωτίου ταχυτήτων και της γεννήτριας πάνω στον πύργο, γεγονός που δυσκολεύει την τοποθέτησή τους και αυξάνει σημαντικά το κόστος κατασκευής. Οι ανεμογεννήτριες αυτές χαρακτηρίζονται και κατηγοριοποιούνται ανάλογα με τον αριθμό των πτερυγίων τους. Αν και φθηνές στην κατασκευή, οι μονοπτέρυγες και διπτέρυγες ανεμογεννήτριες δεν χρησιμοποιούνται είτε για λόγους αισθητικούς ή λόγω προβλημάτων εξισορρόπησης δυνάμεων στην κατασκευή. Οι τριπτέρυγες είναι αυτές που χρησιμοποιούνται ευρέως και ο λόγος είναι η σταθερότητα τους καθώς το αεροδυναμικό φορτίο κατανέμεται ομοιόμορφα ενώ και το μηχανικό φορτίο εξισορροπείται. Ανεμογεννήτριες με περισσότερα πτερύγια προτιμούνται σε εφαρμογές όπου απαιτείται μεγαλύτερη ροπή εκκίνησης, όμως η ισχύς που παράγουν είναι μάλλον μικρότερη σε σχέση με τις τριπτέρυγες που σαρώνουν ίδια επιφάνεια λόγω αυξημένων αεροδυναμικών απωλειών.

Η τυπική δομή της πιο ευρέως διαδεδομένης μορφής ανεμογεννήτριας, η οποία είναι οριζοντίου άξονα με τρία πτερύγια, παρουσιάζεται στην εικόνα 6.1. Παρατηρείται ότι η ανεμογεννήτρια αποτελείται από τους άξονες χαμηλών και υψηλών ταχυτήτων, το κιβώτιο ταχυτήτων, το φρένο, το μηχανισμό περιστροφής της ατράκτου, τον μηχανισμό ελέγχου βήματος πτερυγίου (pitch), τη γεννήτρια, μετασχηματιστές, τον ηλεκτρονικό ελεγκτή, το ανεμόμετρο και τον ανεμοδείκτη. Ο άξονας χαμηλών ταχυτήτων είναι αυτός του ρότορα του ανεμοκινητήρα και συνδέεται μέσω του κιβωτίου ταχυτήτων με τον άξονα υψηλών στροφών που αποτελεί το δρομέα της γεννήτριας.



Εικόνα 6.1 Τυπική δομή ανεμογεννήτριας.

6.2 Αιολική Ενέργεια

Η αιολική ενέργεια αποτελεί την περισσότερο χρησιμοποιούμενη ανανεώσιμη πηγή ενέργειας παγκοσμίως. Προκύπτει έμμεσα από την ηλιακή ακτινοβολία και ως εκ τούτου είναι ανανεούμενη συνεχώς και πρακτικά ανεξάντλητη. Αν και χρησιμοποιείται για τουλάχιστον 3000 χρόνια, μέχρι τις αρχές του 20ου αιώνα η χρήση της περιοριζόταν στη μετατροπή της σε μηχανική ενέργεια [79]. Από τις αρχές του 20ου αιώνα μέχρι και τα τέλη της δεκαετίας του 1950 αρκετές προσπάθειες έγιναν για τη δημιουργία ανεμογεννητριών που μετατρέπουν την αιολική ενέργεια σε ηλεκτρική, με κύριους εκφραστές Δανούς μηχανικούς [79]. Ωστόσο, η κύρια ώθηση δόθηκε στις ανεμογεννήτριες λόγω της πετρελαϊκής κρίσης της δεκαετίας του 1970, με αποτέλεσμα μέχρι τα τέλη να της δεκαετίας του 1980 να υπάρχουν εμπορικά διαθέσιμες ανεμογεννήτριες με ακτίνα πτερυγίων 15m και ονομαστική ισχύ 300kW [79].

Τον Απρίλιο του 2014, που έγινε εκτενής αναζήτηση πάνω στις εμπορικά διαθέσιμες ανεμογεννήτριες, στην Ευρώπη πωλούνται ανεμογεννήτριες με μέγιστη ονομαστική ισχύ 6MW και διάμετρο ανεμοκινητήρα 154m από τη Siemens, με το μοντέλο SWT-6.0-154 [80], 7.58MW και διάμετρο ανεμοκινητήρα 127m από την ENERCON, με το μοντέλο E-126 [81], καθώς και ονομαστική ισχύ 8MW και διάμετρο ανεμοκινητήρα 164m από τη VESTAS, με το μοντέλο V164 [82]. Όσον αφορά την εξέλιξη των ανεμογεννητριών στο ερχόμενο χρονικό διάστημα, μέχρι τα τέλη της τρέχουσας δεκαετίας αναμένεται η εμπορική διάθεση ανεμογεννητριών ονομαστικής ισχύος της τάξης των 10MW. Μάλιστα, ήδη έχει ανακοινωθεί από τουλάχιστον δύο κατασκευαστές η ολοκλήρωση της σχεδίασης ανεμογεννητριών των 10MW, όπως η SeaTitan 10MW με διάμετρο ανεμοκινητήρα 190m της αμερικάνικης AMSC [83] και η ST10 με διάμετρο ανεμοκινητήρα 164m της νορβηγικής Sway [84].

Κάποια στοιχεία για τη στροφή που έχει γίνει στην Ευρωπαϊκή Ένωση προς τις ανανεώσιμες πηγές ενέργειας κατά το διάστημα 2000-2013 και η οποία παρουσιάζεται να έχει ανοδική τάση. Παρατηρείται η εγκατάσταση με σταθερό ρυθμό της τάξης των 10GW/έτος τα τελευταία έτη σε αιολικά συστήματα, η ραγδαία αύξηση της εγκατάστασης φωτοβολταϊκών συστημάτων με μειούμενο ρυθμό τα τελευταία έτη, η σημαντική εγκατάσταση συστημάτων παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας με βάση το φυσικό αέριο, ενώ το 2013 το ποσοστό της εγκαθιστώμενης ισχύος με βάση τις ανανεώσιμες πηγές ενέργειας είναι 72% σε σχέση με τη συνολικά εγκαθιστώμενη ισχύ στο ίδιο έτος. Τέλος, στο διάστημα 2000-2013 στην Ευρωπαϊκή Ένωση παρατηρείται μια μεγάλη και περίπου ισόποση αύξηση άνω των 100GW σε εγκαταστάσεις που βασίζονται στην αιολική ενέργεια και το φυσικό αέριο, μια μεγάλη αύξηση των 80GW σε φωτοβολταϊκές εγκαταστάσεις αλλά και η μείωση της παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας που βασίζεται στην πυρηνική ενέργεια, το λιθάνθρακα και το πετρέλαιο.

6.3 Αιολικά Συστήματα

Ένα πολύ σημαντικό κομμάτι για την κατανόηση της λειτουργίας μιας ανεμογεννήτριας είναι αυτό της λαμβανόμενης ισχύος από τον άνεμο. Θεωρώντας μια αέρια μάζα m στιγμιαίας ταχύτητας $v(t)$, τότε η κινητική ενέργεια του ανέμου υπολογίζεται ως

$$W_k(t) = \frac{1}{2}mv^2(t) \quad (6.1)$$

Επίσης, θεωρώντας A το εμβαδόν της επιφάνειας του διαπερνά ο άνεμος και ρ την πυκνότητα της αέρας μάζας, τότε η ανά μονάδα χρόνου μάζα του αέρα είναι

$$m(t) = \rho Av(t) \quad (6.2)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (6.1) και (6.2) λαμβάνεται η στιγμιαία ισχύς του ανέμου ως

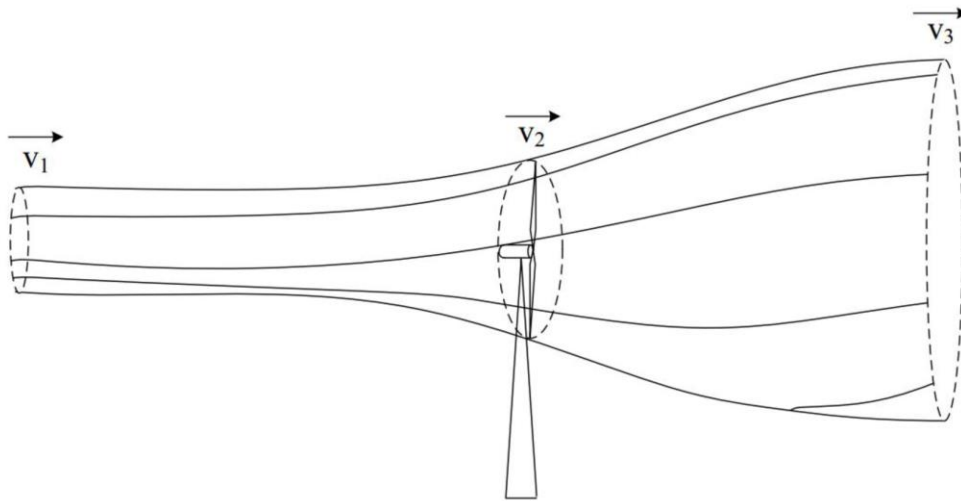
$$P_{av} = \frac{1}{2}\rho Av^3(t) \quad (6.3)$$

Στην πραγματικότητα, μόνο ένα κλάσμα της διαθέσιμης ισχύος ανέμου μπορεί να δεσμευθεί από τον ανεμοκινητήρα, διότι αφενός ο άνεμος απομακρύνεται από τον ανεμοκινητήρα με κάποια ταχύτητα, αφετέρου τα περύγια του ανεμοκινητήρα προκαλούν εκτροπή μέρους του αέρα το οποίο παρακάμπτει τον ανεμοκινητήρα χωρίς να τον διαπεράσει. Έτσι, ορίζεται ο συντελεστής ισχύος C_p ενός ανεμοκινητήρα ως εξής

$$C_p = \frac{P_m}{P_{av}} \quad (6.4)$$

όπου P_m είναι η μηχανική ισχύς που παράγεται.

Θεωρώντας το ρότορα του ανεμοκινητήρα ως δίσκο που ενεργεί πάνω στον άνεμο μειώνοντας τη στατική του πίεση, τότε ο αέρας που πλησιάζει το δίσκο έχει ταχύτητα v_1 , μετά το ρότορα η ταχύτητα του είναι v_3 , ενώ ισχύει ότι $v_3 < v_1$.



Εικόνα 6.2 Σωλήνας ροής του ανεμοκινητήρα.

Η εικόνα 6.2 απεικονίζει το σωλήνα ροής του ανεμοκινητήρα που ορίζεται από τη διάμετρο του ρότορα. Για να ισχύει η διατήρηση της μάζας μέσα στο σωλήνα ροής, θα πρέπει η διάμετρος του σωλήνα να μεγαλώνει μετά το ρότορα. Η στοιχειώδης αέρια μάζα ανά μονάδα χρόνου που ρέει μέσα στο σωλήνα ροής διατηρείται σταθερή και δίνεται από την παρακάτω σχέση

$$\frac{dm}{dt} = \rho \pi R_T^2 v_2 \quad (6.5)$$

όπου R_T είναι η ακτίνα των πτερυγίων του ανεμοκινητήρα και v_2 είναι η ταχύτητα του ρευστού διαμέσου του δίσκου.

Η διαφορά της κινητικής ενέργειας πριν και μετά το δίσκο δίνει ως

$$W_{\alpha/\kappa}(t) = \frac{1}{2} m [v_1^2(t) - v_3^2(t)] \quad (6.6)$$

οπότε η ισχύς που δεσμεύεται από το δίσκο υπολογίζεται ως

$$P_m = dW_{\alpha/\kappa}(t)/dt = \frac{1}{2} \frac{dm}{dt} [v_1^2(t) - v_3^2(t)] = \frac{1}{2} \rho \pi R_T^2 v_2 [v_1^2(t) - v_3^2(t)] \quad (6.7)$$

Επειδή όμως η ενέργεια $W_{\alpha/\kappa}$ ισούται με το γινόμενο της ορμής της αέριας μάζας επί την ταχύτητα της, δηλαδή

$$W_{\alpha/\kappa}(t) = m [v_1(t) - v_3(t)] v_2(t) \quad (6.8)$$

μέσω της τελευταίας σχέσης και της (6.6) κανείς καταλήγει στην εξής

$$v_2(t) = \frac{1}{2} [v_1(t) + v_3(t)] \quad (6.9)$$

Αντικαθιστώντας τη σχέση (6.9) στη (6.7)

$$P_m = \frac{1}{4} \rho \pi R_T^2 [v_1(t) + v_3(t)] [v_1^2(t) - v_3^2(t)] = \frac{1}{4} \rho \pi R_T^2 v_1(t) \left[1 + \frac{v_3(t)}{v_1(t)} - \left(\frac{v_3(t)}{v_1(t)} \right)^2 - \left(\frac{v_3(t)}{v_1(t)} \right)^3 \right] \quad (6.10)$$

Έτσι, εφόσον ισχύει ότι $A = \pi R_T^2$ και κάνοντας χρήση των σχέσεων (6.3) και (6.4), ο συντελεστής ισχύος δίνεται από τη σχέση

$$C_p = \frac{1}{2} \left[1 + \frac{v_3(t)}{v_1(t)} - \left(\frac{v_3(t)}{v_1(t)} \right)^2 - \left(\frac{v_3(t)}{v_1(t)} \right)^3 \right] \quad (6.11)$$

Προκειμένου να υπολογιστεί η μέγιστη τιμή του συντελεστή ισχύος, C_p^{max} , υπολογίζεται η παράγωγος της (6.11) που μηδενίζεται, οπότε προκύπτει ότι

$$\frac{dC_p}{dt} = 0 \Rightarrow 1 - 2 \frac{v_3(t)}{v_1(t)} - 3 \left(\frac{v_3(t)}{v_1(t)} \right)^2 = 0 \Rightarrow \frac{v_3(t)}{v_1(t)} = \frac{1}{3} \quad (6.12)$$

ενώ με αντικατάσταση του παραπάνω αποτελέσματος στη σχέση (6.11) λαμβάνεται το θεωρητικό μέγιστο του συντελεστή ισχύος

$$C_p^{max} = \frac{16}{27} \cong 0.593 \quad (6.13)$$

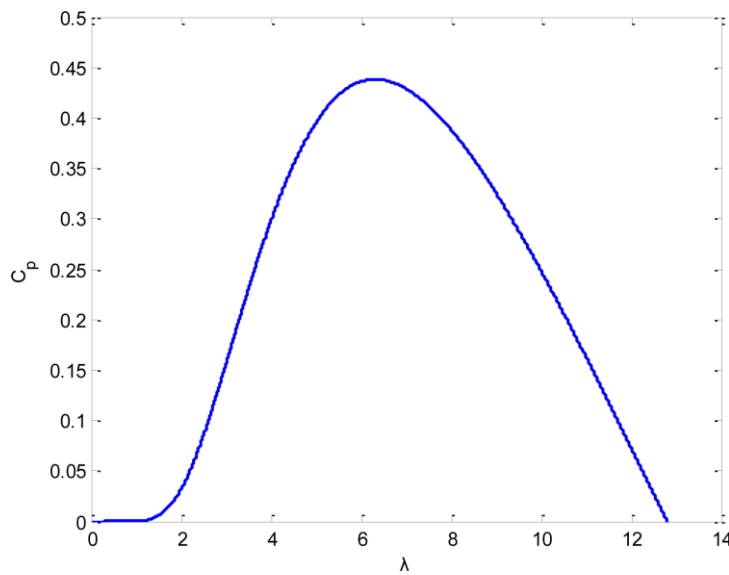
Η μέγιστη αυτή θεωρητική τιμή είναι γνωστή ως όριο του Betz. Στην πράξη όμως λόγω μηχανικών τριβών, στροβίλων και αεροδυναμικών ατελειών, η τιμή του C_p δεν ξεπερνά το 0.5.

Ένα χαρακτηριστικό μέγεθος των ανεμοκινητήρων είναι ο λόγος ταχύτητας ακροπτερυγίου (tip-speed ratio, TSR), που δίνεται από τη σχέση

$$\lambda = \frac{\omega_{rot} R_T}{v_{wind}} \quad (6.14)$$

όπου ω_{rot} είναι η γωνιακή ταχύτητα περιστροφής των πτερυγίων και v_{wind} είναι η ταχύτητα του ανέμου.

Ο συντελεστής ισχύος C_p εξαρτάται άμεσα από το λόγο ταχύτητας ακροπτερυγίου λ , όπως για παράδειγμα φαίνεται στην εικόνα 6.3.



Εικόνα 6.3 Διάγραμμα του συντελεστή ισχύος C_p ως προς το λόγο ταχύτητας ακροπτερυγίου λ .

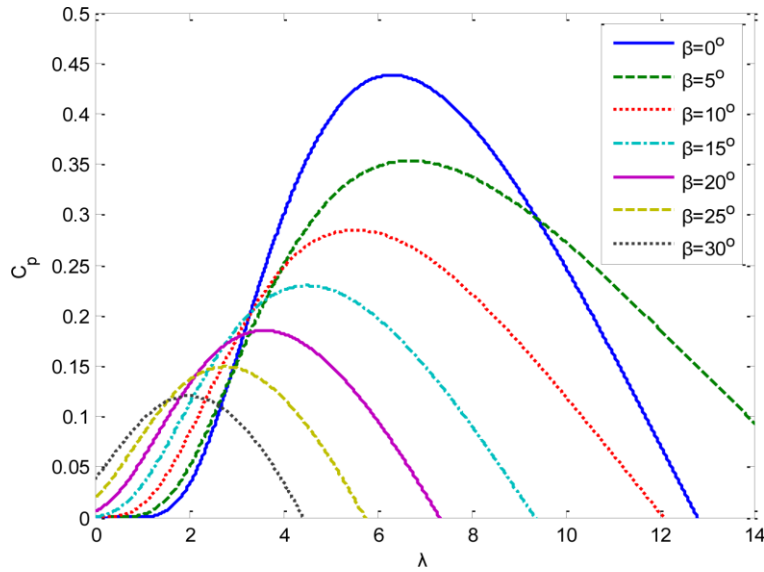
Ωστόσο, στη γενική περίπτωση ο συντελεστής ισχύος C_p εξαρτάται τόσο από το λόγο ταχύτητας ακροπτερυγίου λ όσο και από τη γωνία βήματος πτερυγίου (pitch angle) β . Έτσι, για κάθε ταχύτητα ανέμου, η γωνιακή ταχύτητα του ρότορα του ανεμοκινητήρα πρέπει να λαμβάνει τιμές που να βελτιστοποιούν τα λ και β , προκειμένου να επιτυγχάνεται μέγιστη παραγωγή ισχύος από την ανεμογεννήτρια. Για δεδομένα λ και β , ένας συνήθης προσεγγιστικός τύπος [85] για τον υπολογισμό του συντελεστή ισχύος είναι ο ακόλουθος

$$C_p(\lambda, \beta) = 0.22 \left(\frac{166}{\lambda_i} - 0.4\beta - 5 \right) e^{-\frac{12.5}{\lambda_i}} \quad (6.15)$$

όπου το λ_i δίνεται από τη σχέση

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0.08\beta} - \frac{0.035}{\beta^3 + 1} \quad (6.16)$$

Με βάση τις τελευταίες δύο σχέσεις είναι δυνατόν να σχεδιαστεί το διάγραμμα που εμπλέκει τον συντελεστή C_p με τα λ και β . Κάνοντας χρήση του λογισμικού πακέτου MATLAB, λαμβάνεται το διάγραμμα της εικόνας 6.4.



Εικόνα 6.4 Διάγραμμα του συντελεστή ισχύος C_p ως προς το λόγο ταχύτητας ακροπτερυγίου λ , για διάφορες τιμές του συντελεστή β .

Πρέπει να σημειωθεί ότι, καθώς ο τύπος υπολογισμού του συντελεστή ισχύος (6.15) είναι προσεγγιστικός, παρατηρείται στο Σχήμα 6.4 πως για τιμές της γωνίας βήματος πτερυγίου άνω των 20° ο συντελεστής ισχύος λαμβάνει μη μηδενικές τιμές για μηδενικό λόγο ταχύτητας ακροπτερυγίου. Ωστόσο, για μηδενική γωνία βήματος πτερυγίου, ο τύπος (6.15) δίνει ρεαλιστικά αποτελέσματα.

Εύκολα παρατηρείται ότι η μέγιστη τιμή του συντελεστή C_p αντιστοιχεί σε γωνία $\beta = \beta_{opt} = 0^\circ$, ενώ για αυτή την τιμή της γωνίας β οι βέλτιστες τιμές για τα C_p , λ και λ_i είναι

$$C_p^{opt} = 0.4382 \quad (6.17)$$

$$\lambda_{opt} \cong 6.325 \text{ και } \lambda_i^{opt} \cong 8.1233 \quad (6.18)$$

Έτσι, γίνεται κατανοητό πως για κάθε ταχύτητα ανέμου υπάρχει μια μοναδική βέλτιστη γωνιακή ταχύτητα των πτερυγίων ω_{rot}^{opt} , προκειμένου να επιτυγχάνεται η λειτουργία με βέλτιστο συντελεστή ισχύος C_p^{opt} , η οποία υπολογίζεται μέσω της (6.14) ως εξής

$$\omega_{rot}^{opt} = \frac{\lambda_{opt}}{R_T} v_{wind} \quad (6.19)$$

Η μηχανική ισχύς που λαμβάνεται από τον άνεμο δίνεται από τη σχέση

$$P_m = \frac{1}{2} \rho \pi R_T^2 C_p(\lambda, \beta) v_{wind}^3 \quad (6.20)$$

ενώ η μηχανική ισχύς που δεσμεύεται μέσω του στρεφόμενου ρότορα από τον άνεμο δίνεται από τη σχέση

$$P_m = \omega_{rot} T_{aero} \quad (6.21)$$

οπότε συνδυάζοντας τις τελευταίες δύο σχέσεις λαμβάνεται η σχέση της ροπής στο ρότορα του ανεμοκινητήρα

$$T_{aero} = \frac{1}{2} \rho \pi R_T^3 C_T(\lambda, \beta) v_{wind}^2 \quad (6.22)$$

όπου $C_T = C_p/\lambda$, είναι ο συντελεστής ροπής.

Από τη σχέση (6.22), για τις βέλτιστες τιμές β_{opt} και λ_{opt} ορίζεται η βέλτιστη τιμή της ροπής, T_{aero}^{opt} , η οποία εξαρτάται από την ταχύτητα ανέμου ως εξής

$$T_{aero}^{opt} = \frac{1}{2} \rho \pi R_T^3 C_T(\lambda_{opt}) v_{wind}^2 \quad (6.23)$$

όπου $C_T(\lambda_{opt}) = C_p^{opt} / \lambda_{opt}$, είναι ο βέλτιστος συντελεστής ροπής, μέσω του οποίου η (6.23) γράφεται ισοδύναμα ως

$$T_{aero}^{opt} = \frac{1}{2} \rho \pi R_T^3 \frac{C_p^{opt}}{\lambda_{opt}^3} (\omega_{rot}^{opt})^2 \quad (6.24)$$

Από τις σχέσεις (6.21) και (6.24) γίνεται κατανοητό ότι προκειμένου να επιτευχθεί λειτουργία μέγιστης απομάστευσης ισχύος, P_m^{max} , πρέπει το σύστημα του ανεμοκινητήρα να λειτουργεί με τη βέλτιστη ταχύτητα ω_{rot}^{opt} .

6.4 Ρύθμιση Ισχύος σε Υψηλές Ταχύτητες Ανέμου

Οι ανεμογεννήτριες είναι σχεδιασμένες να παράγουν ηλεκτρική ενέργεια με όσο το δυνατόν μικρότερο κόστος. Έτσι, οι ανεμογεννήτριες είναι γενικά σχεδιασμένες να αποδίδουν την ονομαστική τους ισχύ σε ταχύτητες ανέμου μεταξύ των 11.5 και 15 m/sec. Δεν υπάρχει λόγος να αποδίδουν την ονομαστική τους ισχύ σε ταχύτητες ανέμου μεγαλύτερες από τις προαναφερθείσες, μιας και τόσο δυνατοί άνεμοι είναι πολύ σπάνιοι. Στην περίπτωση όμως που υπάρξουν άνεμοι με μεγαλύτερη ταχύτητα, είναι απαραίτητο να θυσιάσει η παραπάνω ισχύς που θα μπορούσε να παραχθεί, προκειμένου να μην προκληθεί βλάβη ή ακόμα και καταστροφή της ανεμογεννήτριας. Έτσι, όλες οι ανεμογεννήτριες κατασκευάζονται ώστε καταρχήν να λειτουργούν με ασφάλεια στις μεγάλες ταχύτητες ανέμου που τυχόν θα εμφανιστούν. Για να επιτευχθεί ο περιορισμός της ισχύος στις μοντέρνες ανεμογεννήτριες υπάρχουν δύο διαφορετικοί τρόποι, ο έλεγχος βήματος πτερυγίου (pitch control) και η απώλεια στήριξης (stall control), αλλά και ένας συνδυασμός τους που ονομάζεται ενεργή απώλεια στήριξης (active stall control) [86].

Στον έλεγχο γωνίας βήματος πτερυγίου, όταν ο άνεμος ξεπεράσει την ονομαστική του τιμή τα πτερύγια περιστρέφονται γύρω από τον άξονα τους έτσι ώστε η γωνία πρόσπτωσης του ανέμου να μειώνεται. Αντίθετα, όσο η ταχύτητα του ανέμου μειώνεται και πλησιάζει την ονομαστική ταχύτητα η γωνία των πτερυγίων μεταβάλλεται μέχρι να επανέλθει στην αρχική της θέση για ανέμους με ταχύτητα μικρότερη ή ίση με την ονομαστική. Για τον έλεγχο της γωνίας βήματος πτερυγίου χρησιμοποιούνται συνήθως υδραυλικοί ή ηλεκτρικοί ενεργοποιητές.

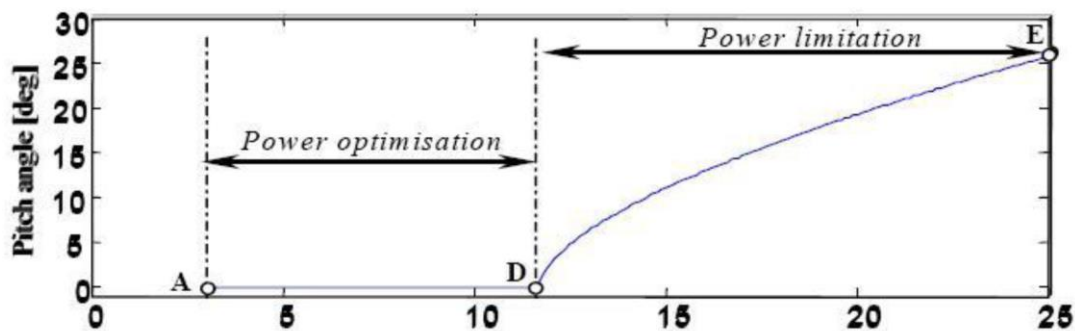
Στην περίπτωση των ανεμογεννητριών με τεχνική απώλειας στήριξης, τα πτερύγια είναι πακτωμένα στον άξονα με μια σταθερή γωνία, ενώ είναι σχεδιασμένα έτσι ώστε αυτόματα, αεροδυναμικά να διασφαλίζεται ότι σε μεγάλες ταχύτητες ανέμου θα εμφανιστούν στα πλάγια των πτερυγίων από την αντίθετη πλευρά πρόσπτωσης του ανέμου δίνες και στροβιλισμοί. Αυτές οι διαταραχές αντισταθμίζουν τις δυνάμεις άντωσης στα πτερύγια και τις περιορίζουν στο να επενεργούν στο ρότορα. Κατά την απώλεια στήριξης το πτερύγιο στρέφεται αργά κατά μήκος του άξονα του. Αυτό γίνεται εν μέρει προκειμένου να διασφαλιστεί ότι τα πτερύγια χάνουν τη στήριξη σταδιακά και όχι απότομα όταν η ταχύτητα ανέμου φτάσει στην κρίσιμη της τιμή. Τα βασικά πλεονεκτήματα της τεχνικής απώλειας στήριξης είναι ότι αποφεύγεται η χρήση κινούμενων μερών στο ρότορα αλλά και ενός πολύπλοκου συστήματος ελέγχου. Ωστόσο, η τεχνική αυτή αποτελεί ένα πολύπλοκο αεροδυναμικό πρόβλημα σχεδίασης και επηρεάζει το σχεδιασμό όλης της ανεμογεννήτριας.

Τέλος, οι ανεμογεννήτριες με χρήση της τεχνικής ενεργού απώλειας στήριξης μοιάζουν με αυτές που κάνουν χρήση γωνίας βήματος πτερυγίου, μιας και έχουν κινούμενα πτερύγια. Προκειμένου να ληφθεί μια αρκετά μεγάλη ροπή σε μικρές ταχύτητες ανέμου, οι ενεργοποιητές συνήθως προγραμματίζονται να κινούν τα πτερύγια σαν τους μηχανισμούς γωνίας βήματος πτερυγίου. Ωστόσο, όταν η ανεμογεννήτρια φτάσει την ονομαστική της ισχύ και πρόκειται να υπερφορτωθεί, ο ενεργοποιητής κινεί τα πτερύγια σε αντίθετη κατεύθυνση από τον έλεγχο γωνίας βήματος πτερυγίου. Έτσι, αυξάνεται η γωνία πρόσπτωσης των πτερυγίων προκειμένου να τα αναγκάσει να οδηγηθούν σε μια βαθύτερη απώλεια στήριξης και να μειωθεί η λαμβανόμενη ενέργεια από τον άνεμο. Ένα από τα πλεονεκτήματα αυτής της τεχνικής είναι ότι κανείς μπορεί να ελέγξει την

ισχύ εξόδου με μεγαλύτερη ακρίβεια από την παθητική απώλεια στήριξης, αποφεύγοντας έτσι υπερψώσεις άνω της ονομαστικής ισχύος στην αρχή μιας ριπής ανέμου. Επιπλέον, η ανεμογεννήτρια μπορεί να λειτουργήσει σχεδόν ακριβώς στην ονομαστική της ισχύ για όλες τις μεγάλες ταχύτητες ανέμου, ενώ στην περίπτωση της παθητικής απώλειας στήριξης η ανεμογεννήτρια εμφανίζει μείωση της ηλεκτρικής ισχύος εξόδου σε μεγάλους ανέμους καθώς τα πτερύγια χάνουν όλο και περισσότερο της στήριξη τους. Για τον ενεργό έλεγχο απώλειας στήριξης χρησιμοποιούνται συνήθως υδραυλικοί ή ηλεκτρικοί βηματικοί κινητήρες.

6.4.1 Έλεγχος γωνίας βήματος πτερυγίου

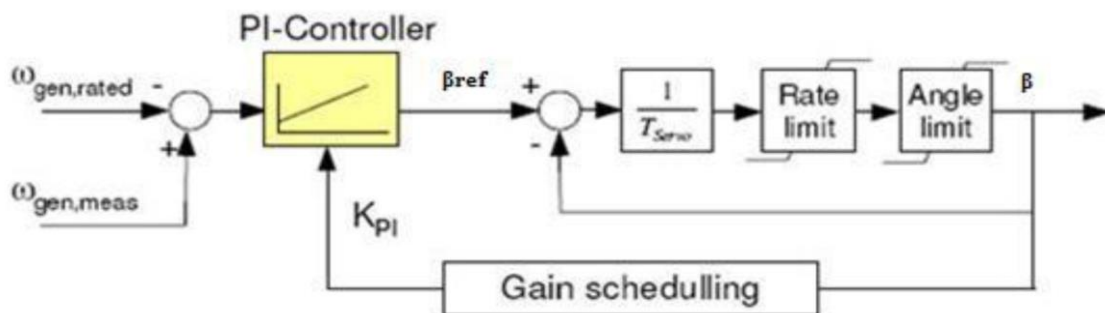
Στη συνέχεια εξηγούμε λίγο πιο αναλυτικά τον έλεγχο βήματος πτερυγίου. Η βελτιστοποίηση που επιτυγχάνεται από τον έλεγχο γωνίας βήματος πτερυγίου, μπορεί να αυξήσει τη συνολικά αποδιδόμενη ενέργεια ως και 2% σε ετήσια βάση. Στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, η γωνία κλίσης των πτερυγίων τίθεται στις 0° όταν η ταχύτητα του ανέμου είναι μικρότερη της ονομαστικής. Σε ισχυρούς ανέμους, η γωνία κλίσης των πτερυγίων για τη μόνιμη κατάσταση είναι μεγαλύτερη του μηδενός και αυξάνεται με την αύξηση της έντασης του ανέμου. Στην περιοχή αυτή στηρίζεται η κύρια χρησιμότητα του συγκεκριμένου ελέγχου, μιας και η εφαρμογή του επιβάλλει στην ανεμογεννήτρια την παραγωγή της ονομαστικής της ισχύος, παρά το γεγονός ότι οι ταχύτητες του ανέμου είναι μεγαλύτερες από την ονομαστική. Το διάγραμμα της γωνίας κλίσης σε σχέση με την ταχύτητα του ανέμου για μια ανεμογεννήτρια 2 MW φαίνεται στο σχήμα 6.5.



Εικόνα 6.5 Διάγραμμα της ταχύτητας του ανέμου σε σχέση με τη γωνία βήματος πτερυγίου.

Αυτή η καμπύλη για τη μόνιμη κατάσταση δίνει τη βέλτιστη γωνία κλίσης β_{opt} . Από το παραπάνω διάγραμμα είναι εύκολο να οριστεί η γωνία κλίσης αναφοράς β_{ref} για το δυναμικό έλεγχο γωνίας βήματος. Η πραγματική τιμή της γωνίας β συγκρίνεται με την τιμή αναφοράς της γωνίας κλίσης μέσω των PI ελεγκτών. Θεωρητικά, η τιμή για τη γωνία κλίσης μπορεί να παίρνει τιμές ανάμεσα σε ένα εύρος από τη βέλτιστη τιμή $\beta_{opt} = 0^\circ$ μέχρι τη μέγιστη κλίση $\beta_{max} = 90^\circ$. Ο ελεγκτής ρυθμίζει δυναμικά τη γωνία κλίσης β ούτως ώστε να φτάσει στη τιμή αναφοράς β_{ref} .

Μια άλλη τεχνική που εφαρμόζεται για τον έλεγχο της γωνίας βήματος, γίνεται μετά από σύγκριση της ταχύτητας της γεννήτριας με την ονομαστική τιμή. Ο έλεγχος της γωνίας βήματος, σε αυτή την περίπτωση πραγματοποιείται μέσω ενός PI ελεγκτή, σχήμα 6.6.



Εικόνα 6.6 Έλεγχος γωνίας βήματος.

Προκειμένου να έχουμε μια ρεαλιστική απόκριση στο σύστημα ελέγχου της γωνίας βήματος, ο

σερβομηχανισμός χρησιμοποιεί τη σταθερά χρόνου T_{servo} και περιοριστές και για τη γωνία βήματος από (0° έως 30°) αλλά και για το ρυθμό μεταβολή της ($\pm 10^\circ/s$). Η αναφορά της γωνίας βήματος β_{ref} συγκρίνεται με την πραγματική γωνία β και στη συνέχεια το σφάλμα διορθώνεται μέσω του σερβομηχανισμού, όπως φαίνεται στο σχήμα 6.6. Ο περιορισμός στο ρυθμό αλλαγής είναι πολύ σημαντικός ιδίως κατά τη διάρκεια σφαλμάτων στο δίκτυο. Η σημασία του οφείλεται στο γεγονός ότι αποφασίζει πόσο γρήγορα μπορεί να μειωθεί η αεροδυναμική ενέργεια προκειμένου να αποφευχθεί υπερτάχυνση κατά τη διάρκεια σφαλμάτων.

Ο έλεγχος της γωνίας βήματος είναι ενεργός μόνο όταν η ταχύτητα του ανέμου υπερβεί την ονομαστική της τιμή. Επειδή η ταχύτητα και η ισχύς συνδέονται μέσω του MPPT, αυτό έμμεσα υπαγορεύει ότι και η ισχύς περιορίζεται στην ονομαστική της ισχύ. Έτσι εφαρμόζεται ένα κέρδος, το οποίο καθορίζει τον έλεγχο της γωνίας βήματος, προκειμένου να αντισταθμιστούν τα μη γραμμικά αεροδυναμικά χαρακτηριστικά που υπάρχουν [87]. Το συνολικό κέρδος του συστήματος στο βρόχο ελέγχου της ταχύτητας μπορεί να εκφραστεί από ένα αναλογικό κέρδος K_{PI} στον PI ελεγκτή επί την αεροδυναμική ευαισθησία του συστήματος $\frac{dP}{d\beta}$. Η αεροδυναμική ευαισθησία του συστήματος εξαρτάται από τις συνθήκες λειτουργίας. Η σχέση ευαισθησίας μπορεί να προσεγγιστεί με μια γραμμική αύξηση της γωνίας βήματος. Οπότε, όσο πιο ευαίσθητο είναι ένα σύστημα, το οποίο βρίσκεται σε υψηλές ταχύτητες ανέμου και κατά επέκταση σε μεγαλύτερες γωνίες β , τόσο μικρότερο θα πρέπει να είναι το κέρδος για τον ελεγκτή και ανάποδα.

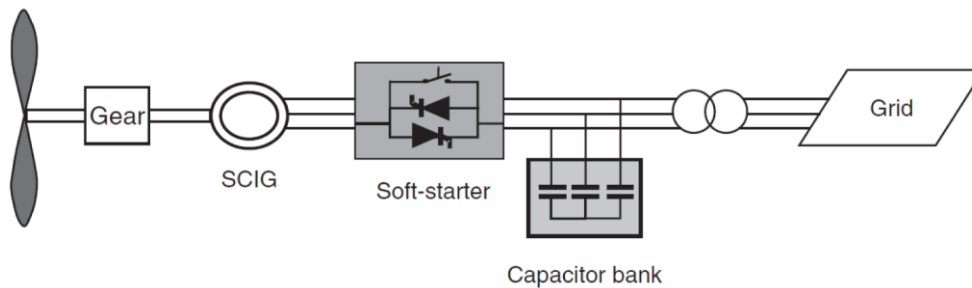
Το συνολικό κέρδος για το σύστημα διατηρείται σταθερό με αλλαγές του K_{PI} , τέτοιες ώστε να αντισταθμίζονται οι αλλαγές της αεροδυναμικής ευαισθησίας $\frac{dP}{d\beta}$ από την αντίστροφη σχέση της ευαισθησίας $\left[\frac{dP}{d\beta}\right]^{-1}$. Οπότε για το K_{PI} ισχύει ότι $K_{PI} = K_{basis} \left[\frac{dP}{d\beta}\right]^{-1}$, όπου K_{basis} είναι το σχεδιασμένο σταθερό κέρδος του PI ελεγκτή. Οι παράμετροι του ελέγχου μπορεί να βρεθούν με βάση τη μέθοδο Ziegler-Nichols [88]. Ωστόσο, οι παράμετροι μπορούν να βρεθούν και αναλυτικά [89]. Είναι σημαντικό να έχουμε υπόψη μας όμως ότι ο έλεγχος γωνίας βήματος έχει σχετική αργή απόκριση σε σχέση ιδίως με τυχόν σφάλματα στο δίκτυο που μπορεί να προκαλέσουν υπερτάχυνση στις γεννήτριες.

6.5 Κατηγοριοποίηση Ανεμογεννητριών

Η κατηγοριοποίηση των ανεμογεννητριών μπορεί να γίνει με βάση τις στροφές του δρομέα της χρησιμοποιούμενης γεννήτριας σε σταθερών στροφών και μεταβλητών στροφών, με βάση το εύρος της ταχύτητας περιστροφής δρομέα σε περιορισμένου εύρους στροφών και πλήρους εύρους στροφών, με βάση τη χρησιμοποιούμενη ηλεκτρική γεννήτρια σε ανεμογεννήτριες που χρησιμοποιούν ασύγχρονες μηχανές και σε αυτές που χρησιμοποιούν σύγχρονες μηχανές, ενώ με βάση τις χρησιμοποιούμενες διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος στις ανεμογεννήτριες που χρησιμοποιούν διατάξεις που διαχειρίζονται μέρος της ισχύος και σε αυτές που διαχειρίζονται το σύνολο της ισχύος.

6.5.1 Ανεμογεννήτριες Σταθερών Στροφών

Ο παλαιότερος τύπος ανεμογεννητριών που εγκαταστάθηκε σε μεγάλη κλίμακα ήταν οι ανεμογεννήτριες σταθερών στροφών. Αυτό σημαίνει ότι ανεξάρτητα από την ταχύτητα του ανέμου, η ταχύτητα του ανεμοκινητήρα είναι σταθερή και εξαρτάται από τη συχνότητα του δικτύου στο οποίο συνδέεται η γεννήτρια, τον λόγο του κιβωτίου ταχυτήτων και τη σχεδίαση της γεννήτριας όσον αφορά τον αριθμό των ζευγών πόλων. Συνήθως χρησιμοποιείται σε αυτό τον τύπο ανεμογεννητριών μια ασύγχρονη γεννήτρια βραχυκυκλωμένου κλωβού που συνδέεται απευθείας στο δίκτυο, ένας ομαλός εκκινητής (soft-starter) και συστοιχία πυκνωτών για αντιστάθμιση αέργου ισχύος, όπως φαίνεται στην εικόνα 6.7 [79].



Εικόνα 6.7 Ανεμογεννήτριες σταθερών στροφών.

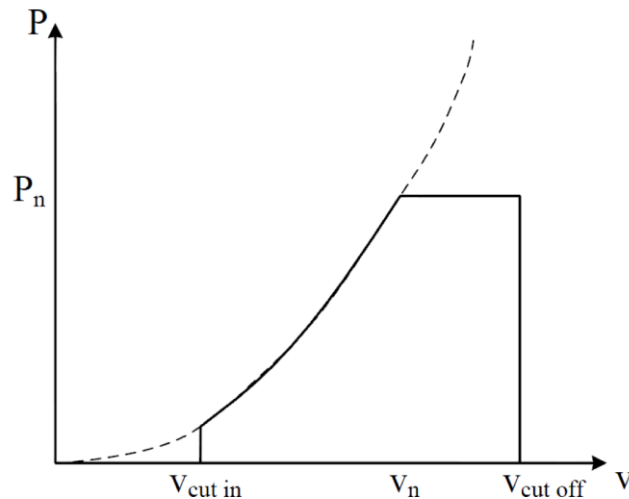
Οι ανεμογεννήτριες αυτές είναι σχεδιασμένες να επιτυγχάνουν τη μέγιστη τους απόδοση σε μια συγκεκριμένη ταχύτητα ανέμου. Προκειμένου να αυξηθεί η παραγωγή ισχύος, η ασύγχρονη γεννήτρια σε μερικές από αυτές τις ανεμογεννήτριες έχει δύο ομάδες τυλιγμάτων, μια που χρησιμοποιείται σε χαμηλές ταχύτητες ανέμου (με τυπικά 4 ζεύγη πόλων) και μια άλλη για μεσαίες και υψηλές ταχύτητες ανέμου (με τυπικά 2 ή 3 ζεύγη πόλων).

Πλεονεκτήματα των ανεμογεννητριών σταθερών στροφών είναι η απλή, εύρωστη και αξιόπιστη κατασκευή τους. Επίσης, το κόστος των ηλεκτρικών μερών που χρησιμοποιούνται είναι μικρό. Μειονεκτήματα αποτελούν η μη ελεγχόμενη κατανάλωση άεργου ισχύος, η μηχανική καταπόνηση και οι μειωμένες δυνατότητες ελέγχου ποιότητας της παραγόμενης ισχύος. Εξαιτίας της λειτουργίας σταθερών στροφών, από τη σχέση (6.21) είναι κατανοητό ότι οι διακυμάνσεις στην ταχύτητα του ανέμου οδηγούν σε διακυμάνσεις στη μηχανική ροπή και τελικά σε διακυμάνσεις στην ηλεκτρική ισχύ που αποδίδεται στο δίκτυο. Σε περίπτωση σύνδεσης σε ασθενές δίκτυο, οι διακυμάνσεις ισχύος μπορεί να οδηγήσουν σε μεγάλες διακυμάνσεις στο επίπεδο της τάσης, οι οποίες, με τη σειρά τους, μπορεί να οδηγήσουν σε σημαντικές απώλειες ισχύος στις γραμμές [79]. Τέλος, τα πτερύγια είναι συνήθως τοποθετημένα σε σταθερή γωνία και η ρύθμιση της παραγόμενης ισχύος σε μεγάλες ταχύτητες ανέμου γίνεται παθητικά μέσω απώλειας στήριξης.

6.5.2 Ανεμογεννήτριες Μεταβλητών Στροφών

Προκειμένου να λαμβάνεται η μέγιστη ισχύς από τον άνεμο, έγινε φανερό στην Ενότητα 6.3 πως ο ανεμοκινητήρας πρέπει να προσαρμόζει την ταχύτητα περιστροφής τους με βάση την ταχύτητα του ανέμου. Ανάλογα με το εύρος ρύθμισης των στροφών, οι ανεμογεννήτριες χωρίζονται σε περιορισμένους εύρους στροφών και πλήρους εύρους στροφών. Για να επιτευχθεί η ρύθμιση στροφών, χρησιμοποιούνται διαφόρων τύπων ηλεκτρονικές διατάξεις με δυνατότητα διαχείρισης μέρους ή ολόκληρης της παραγόμενης ισχύος. Επιπλέον, μέσω των χρησιμοποιούμενων διατάξεων ηλεκτρονικών ισχύος είναι εφικτός ο έλεγχος άεργου ισχύος που απορροφάται από το δίκτυο και η ομαλή σύνδεση των ανεμογεννητριών, οπότε δεν είναι αναγκαία η χρήση συστοιχίας πυκνωτών και ομαλών εκκινήτων.

Η τυπική καμπύλη αποδιδόμενης ηλεκτρικής ισχύος μιας ανεμογεννήτριας μεταβλητών στροφών σε σχέση με την ταχύτητα του ανέμου παρουσιάζεται στην εικόνα 6.8.



Εικόνα 6.8 Τυπική καμπύλη αποδιδόμενης ηλεκτρικής ισχύος ανεμογεννήτριας μεταβλητών στροφών ως προς την ταχύτητα ανέμου.

Υπάρχουν τρεις σημαντικές τιμές της ταχύτητας ανέμου

- Η ταχύτητα ανέμου που αντιστοιχεί στην έναρξη λειτουργίας της ανεμογεννήτριας (cut-in wind speed), v_{cut-in} , η οποία είναι η ελάχιστη ταχύτητα ανέμου στην οποία η ανεμογεννήτρια δύναται να αποδώσει ωφέλιμη ηλεκτρική ισχύ,
- Η ονομαστική ταχύτητα ανέμου (nominal ή rated wind speed), v_{nom} , στην οποία η ανεμογεννήτρια αποδίδει την ονομαστική ισχύ εξόδου, P_{nom} ,
- Η ταχύτητα ανέμου που αντιστοιχεί στην αποσύνδεση της ανεμογεννήτριας (cut-out wind speed), $v_{cut-off}$, η οποία είναι η μέγιστη ταχύτητα ανέμου στην οποία επιτρέπεται να λειτουργεί η ανεμογεννήτρια και να αποδίδει ισχύ στο δίκτυο. Το όριο αυτό επιβάλλεται λόγω μηχανικών φορτίων και περιορισμών ασφαλείας,

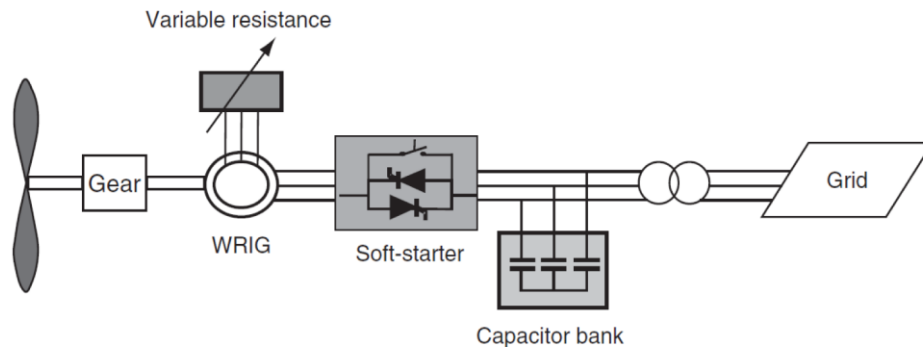
που χωρίζουν την καμπύλη σε τέσσερις διακριτές περιοχές. Κάτω από την v_{cut-in} η ενέργεια απωλείων είναι πολύ μεγαλύτερη από την αποδιδόμενη ηλεκτρική ενέργεια και για αυτό το λόγο η ανεμογεννήτρια σταματάει να κινείται κάνοντας χρήση του συστήματος φρένου. Στην περιοχή ταχυτήτων ανέμου ανάμεσα στη v_{cut-in} και την ονομαστική v_{nom} , η αποδιδόμενη ηλεκτρική ισχύς εξόδου μεταβάλλεται ακολουθώντας τον κύβο της ταχύτητας ανέμου, ενώ στην περιοχή ανάμεσα στη v_{nom} και τη $v_{cut-off}$ η ανεμογεννήτρια δουλεύει συνήθως με σταθερές στροφές ίσες με τις ονομαστικές και η ισχύς εξόδου περιορίζεται συνήθως μέσω ελέγχου της γωνίας βήματος περυγίου, ώστε να αποφευχθεί η βλάβη ή καταστροφή της ανεμογεννήτριας. Τέλος, σε ταχύτητες ανέμου μεγαλύτερες από τη $v_{cut-off}$ η ανεμογεννήτρια αποσυνδέεται και η λειτουργία της διακόπτεται κάνοντας χρήση του συστήματος φρένου, ενώ επανασυνδέεται όταν η ταχύτητα ανέμου πέσει 3 έως 4m/sec κάτω από τη $v_{cut-off}$.

Χαρακτηριστικές τιμές για σύγχρονες ανεμογεννήτριες ονομαστικής ισχύος άνω του 1MW είναι για τη $v_{cut-off}$ τα 3-5m/sec, για τη v_{nom} τα 11.5-15m/sec και για τη $v_{cut-off}$ τα 25-30m/sec.

6.5.2.1 Ανεμογεννήτριες Περιορισμένου Εύρους Μεταβλητών Στροφών

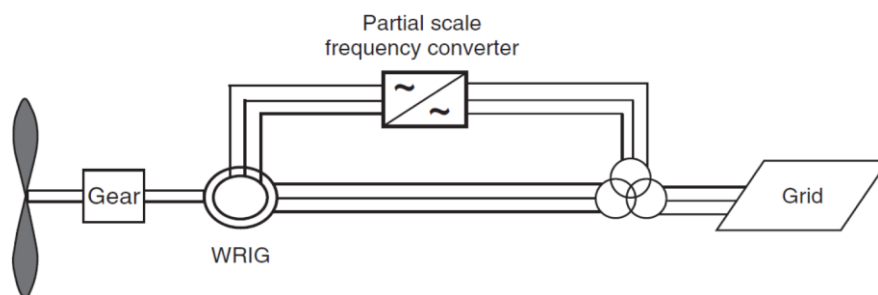
Ο πρώτος τύπος ανεμογεννητριών με αρκετά περιορισμένη δυνατότητα λειτουργίας μεταβλητών στροφών που έγινε διαθέσιμος εμπορικά στα μέσα της δεκαετίας του 1990 ήταν η ανεμογεννήτρια με μεταβλητή αντίσταση δρομέα, μια τεχνολογία γνωστή και ως OptiSlip. Η τεχνολογία αυτή, που αναπτύχθηκε από τη Vestas, κάνει χρήση τριφασικής ασύγχρονης μηχανής δακτυλιοφόρου δρομέα με το στάτη της συνδεδεμένο στο δίκτυο, όπως φαίνεται στην εικόνα 6.9. Γίνεται χρήση και εδώ συστοιχίας πυκνωτών προκειμένου να επιτυγχάνεται αντιστάθμιση άεργου ισχύος, ενώ για λόγους ομαλής σύνδεσης στο δίκτυο χρησιμοποιείται ομαλός εκκινητής. Η μεταβλητή ηλεκτρονικά αντίσταση δρομέα, μέσω εξωτερικού κυκλώματος που συνδέεται στα τυλίγματα δρομέα, δίνει τη δυνατότητα μεταβολής της συνολικής αντίστασης δρομέα και άρα ελέγχου της ολίσθησης.

Έτσι καθίσταται εφικτός ο έλεγχος της παραγόμενης ηλεκτρικής ισχύος. Το εύρος ρύθμισης των στροφών ανεμοκινητήρα εξαρτάται από το μέγεθος της μεταβλητής αντίστασης δρομέα, ενώ τυπικά παίρνει τιμές στο διάστημα 0-10% πάνω από τη σύγχρονη ταχύτητα.



Εικόνα 6.9 Ανεμογεννήτρια τύπου *OptiSlip*.

Μια πιο εξελιγμένη τεχνολογία που υιοθετήθηκε ευρέως στα τέλη της δεκαετίας του 1990, και αποτελεί μέχρι σήμερα την περισσότερο συχνά συναντώμενη σε αιολικά πάρκα, είναι ανεμογεννήτρια διπλής τροφοδοσίας [79]. Η τεχνολογία αυτή εξακολουθεί να προσφέρεται εμπορικά από τους κατασκευαστές ευρέως για ονομαστική ισχύ μέχρι και 3MW, ενώ οι μεγαλύτερες εμπορικά διαθέσιμες ανεμογεννήτριες αυτού του τύπου προσφέρονται από την εταιρία Senvion SE με ονομαστική ισχύ 6.15MW και διαμέτρους ανεμοκινητήρα 126m και 152m [90]. Σε αυτό τον τύπο ανεμογεννητριών χρησιμοποιείται τριφασική ασύγχρονη μηχανή δακτυλιοφόρου δρομέα, όπου ο στάτης συνδέεται απευθείας στο ηλεκτρικό δίκτυο ενώ ο δρομέας συνδέεται στο δίκτυο μέσω ενός μετατροπέα συχνότητας (frequency converter), ονομαστικής ισχύος περίπου 30% της ονομαστικής ισχύος ανεμογεννήτριας, όπως φαίνεται στην εικόνα 6.10. Μέσω του μετατροπέα συχνότητας είναι δυνατή η αντιστάθμιση άεργου ισχύος και η ομαλή σύνδεση στο δίκτυο, ενώ δίνεται η δυνατότητα λειτουργίας με μεταβλητή ηλεκτρική συχνότητα στο κύκλωμα δρομέα, προκειμένου να επιτυγχάνεται η ρύθμιση στροφών ανεμοκινητήρα, αλλά και η σύνδεση με το σταθερής συχνότητας ηλεκτρικό δίκτυο. Σε σχέση με την τεχνολογία *OptiSlip*, προσφέρει ένα πολύ μεγαλύτερο εύρος ρύθμισης στροφών, που εξαρτάται από τη διαστασιοποίηση του μετατροπέα συχνότητας, με τιμές τυπικά στο διάστημα - 30% έως +30% γύρω από τη σύγχρονη ταχύτητα. Από οικονομική άποψη, η μικρή ονομαστική ισχύς του μετατροπέα συχνότητας σε σχέση με άλλες τεχνολογίες έκανε την υιοθέτηση αυτής της τεχνολογίας πραγματικότητα. Βασικά μειονεκτήματα της ανεμογεννήτριας διπλής τροφοδοσίας αποτελούν οι χρησιμοποιούμενη δακτύλιοι ολίσθησης (slip rings), που οδηγούν στην ανάγκη για συχνή συντήρηση της ανεμογεννήτριας, και η μειωμένη ανοχή σε σφάλματα στο δίκτυο, για τη βελτίωση της οποίας έχουν προταθεί αρκετές μέθοδοι [86].

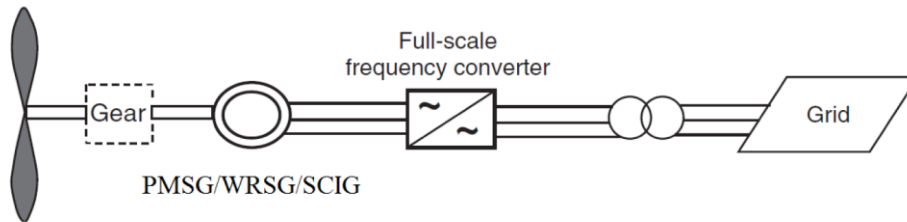


Εικόνα 6.10 Ανεμογεννήτρια διπλής τροφοδοσίας.

6.5.2.2 Ανεμογεννήτριες Πλήρους Εύρους Μεταβλητών Στροφών

Οι ανεμογεννήτριες αυτής της τεχνολογίας συνδέονται στο δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας μέσω μετατροπέα συχνότητας που διαχειρίζεται το σύνολο της παραγόμενης ισχύος, όπως φαίνεται στην εικόνα 6.11. Ο μετατροπέας συχνότητας παρέχει την απαιτούμενη άεργο ισχύ για τη μαγνήτιση της ηλεκτρικής γεννήτριας,

όπου αυτή χρειάζεται, και αναλαμβάνει την ομαλή σύνδεση στο δίκτυο. Η ηλεκτρική γεννήτρια μπορεί να είναι τριφασική ασύγχρονη μηχανή βραχυκυκλωμένου κλωβού, σύγχρονη μηχανή με ηλεκτρική διέγερση ή σύγχρονη μηχανή μόνιμου μαγνήτη (permanent magnet synchronous generator, PMSG). Στην περίπτωση που χρησιμοποιείται ασύγχρονη γεννήτρια είναι απαραίτητη η χρήση κιβωτίου ταχυτήτων, ενώ στην περίπτωση των σύγχρονων γεννητριών που είναι εφικτό να κατασκευάζονται με μεγάλο αριθμό ζευγών πόλων χρησιμοποιούνται κιβώτια με ταχυτήτων με σημαντικά μικρότερο λόγο κιβωτίου ή συχνά δεν απαιτείται η χρήση κιβωτίου ταχυτήτων (direct drive). Σήμερα, ο κύριος εκπρόσωπος αυτής της κατηγορίας είναι η ανεμογεννήτρια με σύγχρονη μηχανή μόνιμου μαγνήτη, η οποία διατίθεται εμπορικά με μέγιστη ονομαστική ισχύ τα 8MW [82].



Εικόνα 6.11 Ανεμογεννήτριες πλήρους εύρους μεταβλητών στροφών.

6.6 Μοντελοποίηση Συστήματος Μετάδοσης

Η περιστροφική κίνηση του ανεμοκινητήρα μεταδίδεται στην ηλεκτρική γεννήτρια με μηχανικό τρόπο, μέσω του συστήματος μετάδοσης (drive train). Η δομή του συστήματος αυτού εξαρτάται άμεσα από την τεχνολογία του χρησιμοποιούμενου αιολικού συστήματος. Έτσι, για παράδειγμα, στην περίπτωση αιολικών συστημάτων με πολύ-πολικές σύγχρονες γεννήτριες χρησιμοποιείται συνήθως ευθύ σύστημα μετάδοσης, όπου ο ανεμοκινητήρας και ο δρομέας της γεννήτριας συνδέονται απευθείας στον ίδιο άξονα [91]. Ωστόσο, στα περισσότερα αιολικά συστήματα γίνεται χρήση ασύγχρονων γεννητριών, όπου ο μέγιστος αριθμός ζευγών πόλων περιορίζεται στα τρία, με αποτέλεσμα να γίνεται χρήση μηχανισμών πολλαπλασιασμού της ταχύτητας περιστροφής του ανεμοκινητήρα, που αποτελούνται από ένα ή πολλαπλά στάδια κιβωτίων ταχυτήτων με ένα συγκεκριμένο λόγο πολλαπλασιασμού [79], [91]. Έτσι, είναι δυνατό να υπάρχει μεγάλη μηχανική ροπή στον αργά στρεφόμενο ανεμοκινητήρα, αλλά αυξημένη ταχύτητα περιστροφής και μειωμένη ηλεκτρομαγνητική ροπή στην ασύγχρονη γεννήτρια.

Προκειμένου να μελετηθεί η δυναμική συμπεριφορά του μηχανικού συστήματος ανεμοκινητήρα μαζί με το κιβώτιο ταχυτήτων και τους εμπλεκόμενους άξονες μέχρι το δρομέα της ασύγχρονης ηλεκτρικής γεννήτριας έχουν προταθεί διάφορα μοντέλα, όπως το μοντέλο δύο μαζών και το μοντέλο τριών μαζών [92]. Στο παρόν σύγγραμμα θα χρησιμοποιηθεί το μοντέλο δύο μαζών με απλό κιβώτιο ταχυτήτων και άκαμπτα πετρύγια. Στο συγκεκριμένο μοντέλο λαμβάνονται τα πετρύγια και ο δρομέας της γεννήτριας ως δύο μάζες (δίσκοι) με ροπές αδράνειας J_{rot} και J_{gen} , αντίστοιχα. Επιπλέον, λαμβάνεται υπόψη στη μοντελοποίηση ο συντελεστής ιξώδους τριβής (viscous friction coefficient) που συμβολίζεται με b_{rot} και b_{gen} για την αργά στρεφόμενη πλευρά των πετρυγίων και τη γρήγορα στρεφόμενη πλευρά του δρομέα, αντίστοιχα, ενώ θεωρούνται άκαμπτοι και οι δύο άξονες. Όσον αφορά το κιβώτιο ταχυτήτων, θεωρείται ότι έχει αμελητέα ροπή αδράνειας σε σχέση με τις υπόλοιπες δύο, ενώ επίσης ο συντελεστής τριβής και η ακαμψία του είναι αμελητέες. Επίσης, ο αριθμός των δοντιών στα γρανάζια του κιβωτίου ταχυτήτων είναι N_{rot} και N_{gen} , αντίστοιχα, ο λόγος του κιβωτίου ταχυτήτων υπολογίζεται ως

$$n_g = \frac{N_{rot}}{N_{gen}} \quad (6.25)$$

Οι ροπές μετάδοσης στα άκρα του κιβωτίου ταχυτήτων συμβολίζονται ως T_{rot} και T_{gen} , αντίστοιχα, ενώ η μηχανική ροπή στα πετρύγια συμβολίζεται ως T_{aero} και η ηλεκτρομαγνητική ροπή στο δρομέα της γεννήτριας ως T_e . Η γωνία του άξονα του ανεμοκινητήρα και η γωνιακή ταχύτητα περιστροφής του συμβολίζονται ως θ_{rot} και ω_{rot} , ενώ η γωνία του άξονα του δρομέα της γεννήτριας και η γωνιακή ταχύτητα

περιστροφής του συμβολίζονται ως θ_r και ω_r , αντίστοιχα. Τέλος, οι γωνίες των αξόνων, οι γωνιακές ταχύτητες περιστροφής και οι ροπές μετάδοσης συνδέονται με μεταξύ τους με τις σχέσεις

$$\theta_r = n_g \theta_{rot} \quad (6.26)$$

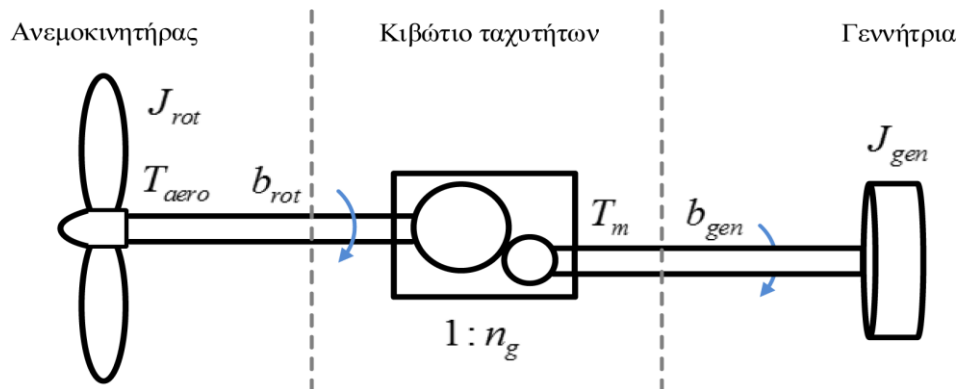
$$\omega_r = n_g \omega_{rot} \quad (6.27)$$

$$T_{rot} = n_g T_{gen} \quad (6.28)$$

ενώ ισχύει, λόγω των αμελητέων απωλειών στο κιβώτιο ταχυτήτων, ότι η μηχανική ισχύς είναι ίση στα δύο άκρα του, δηλαδή

$$T_{rot} \omega_{rot} = T_{gen} \omega_r \quad (6.29)$$

Το μελετώμενο μοντέλο δύο μαζών παρουσιάζεται στην εικόνα 6.12.



Εικόνα 6.12 Τυπικό μοντέλο δύο μαζών για ανεμοκινητήρα με κιβώτιο ταχυτήτων.

Οι διαφορικές εξισώσεις που περιγράφουν την κίνηση του αργά και γρήγορα στρεφόμενου άξονα, αντίστοιχα, της εικόνας 6.12 είναι οι εξής

$$T_{rot} = J_{rot} \dot{\omega}_{rot} + b_{rot} \omega_{rot} + T_{aero} \quad (6.30)$$

$$T_e = J_{gen} \dot{\omega}_r + b_{gen} \omega_r + T_{gen} \quad (6.31)$$

Κάνοντας χρήση των (6.27)-(6.28), η σχέση (6.30) γράφεται ως εξής

$$n_g T_{gen} = \frac{J_{rot}}{n_g} \dot{\omega}_r + \frac{b_{rot}}{n_g} \omega_r + T_{aero} \quad (6.32)$$

ή ισοδύναμα

$$T_{gen} = \frac{J_{rot}}{n_g^2} \dot{\omega}_r + \frac{b_{rot}}{n_g^2} \omega_r + \frac{T_{aero}}{n_g} \quad (6.33)$$

Αντικαθιστώντας τη (6.33) στη (6.31), εξάγεται η παρακάτω σχέση

$$T_e = J \dot{\omega}_r + b \omega_r + T_m \quad (6.34)$$

όπου

$$J = \frac{J_{rot}}{n_g^2} + J_{gen} \quad (6.35)$$

$$b = \frac{b_{rot}}{n_g^2} + b_{gen} \quad (6.36)$$

$$T_m = \frac{T_{aero}}{n_g} \quad (6.37)$$

Έτσι, με J συμβολίζεται η συνολική ροπή αδράνειας στο δρομέα της γεννήτριας, με b ο συνολικός συντελεστής τριβής και με T_m η ισοδύναμη μηχανική ροπή του ρότορα στη γρήγορα στρεφόμενη πλευρά του συστήματος μετάδοσης.

Τέλος, λόγω των σχέσεων (6.19) και (6.27) γίνεται κατανοητό ότι προκειμένου να επιτευχθεί μέγιστη απομάστευση ισχύος από τον άνεμο, πρέπει ο δρομέας της γεννήτριας να περιστρέφεται με την ακόλουθη βέλτιστη γωνιακή ταχύτητα

$$\omega_r^{opt} = n_g \frac{\lambda_{opt}}{R_T} v_{wind} \quad (6.38)$$

ενώ μέσω των (6.24) και (6.38), η βέλτιστη ισοδύναμη μηχανική ροπή του ρότορα στη γρήγορα στρεφόμενη πλευρά του συστήματος μετάδοσης υπολογίζεται ως

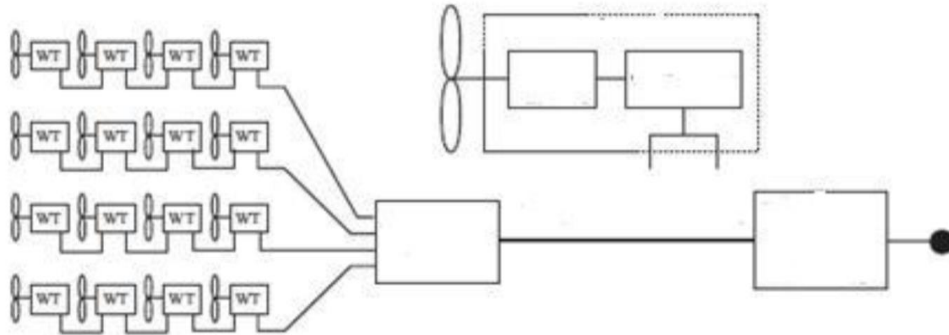
$$T_m^{opt} = \frac{1}{2n_g} \rho \pi R_T^3 \frac{C_p^{opt}}{\lambda_{opt}^3} (\omega_{rot}^{opt})^2 = \frac{1}{2n_g^3} \rho \pi R_T^3 \frac{C_p^{opt}}{\lambda_{opt}^3} (\omega_r^{opt})^2 \quad (6.39)$$

6.7 Αιολικά Πάρκα

Προκειμένου να αυξηθεί η παραγόμενη ενέργεια και να αξιοποιείται όσο το δυνατόν περισσότερο μια περιοχή με καλά ανεμολογικά χαρακτηριστικά, οι ανεμογεννήτριες μπορούν να τοποθετηθούν μαζί σαν σύνολο και να αποτελέσουν ένα αιολικό πάρκο. Τα αιολικά πάρκα υπάρχουν τόσο στη στεριά όσο και στη θάλασσα συνήθως κοντά σε ακτές και για αυτό ονομάζονται και υπεράκτια (offshore) [79].

6.7.1 Διατάξεις Αιολικών Πάρκων

Ένα σχεδιάγραμμα που περιγράφει με γενικό τρόπο τις διατάξεις αιολικών πάρκων, φαίνεται στην εικόνα 6.13.



Εικόνα 6.13 Γενικό διάγραμμα διάταξης αιολικών πάρκων.

Όπως φαίνεται και από το σχήμα, κάθε αιολικό πάρκο αποτελείται από διάφορα στοιχεία όπως τις ανεμογεννήτριες, το τοπικό δίκτυο των ανεμογεννητριών, ένα σημείο σύζευξης όλων των ανεμογεννητριών,

ένα σύστημα μεταφοράς και ένα σημείο σύνδεσης με το δίκτυο. Το τοπικό δίκτυο των ανεμογεννητριών συνδέει τις ανεμογεννήτριες στο σημείο σύζευξης όλων των ανεμογεννητριών. Οι ανεμογεννήτριες συνδέονται ακτινικά. Στο σημείο σύζευξης η τάση αυξάνεται σε μια τιμή κατάλληλη για τη μεταφορά. Τότε η ενέργεια μεταφέρεται μέσω του συστήματος μεταφοράς στο σημείο σύνδεσης με το δίκτυο. Στο σημείο διασύνδεσης γίνεται ρύθμιση των επιπέδων τάσης, της συχνότητας και της αέργου ισχύος με βάση τις απαιτήσεις του δικτύου.

6.7.2 Υπεράκτια Αιολικά Πάρκα

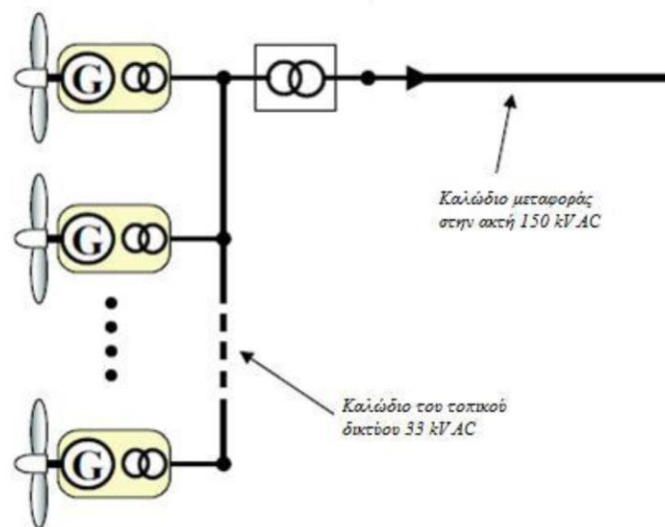
Στη θάλασσα σπάνια υπάρχουν περίοδοι απόλυτης ηρεμίας του ανέμου και αν υπάρξουν διαρκούν για πάρα πολύ λίγο. Οπότε όπως είναι λογικό οι ανεμογεννήτριες αναμένεται να έχουν μεγαλύτερη απόδοση στη θάλασσα από ότι στη στεριά. Το αιολικό δυναμικό ακόμα και στα ρηχά νερά (5 με 15 m βάθος) γύρω από όλη την Ευρώπη θα μπορούσε θεωρητικά να καλύψει με την απαιτούμενη ηλεκτρική ισχύ όλη την Ευρώπη και μάλιστα με πολλαπλάσια ενέργεια από αυτή που απαιτείται [93].

Ένας από τους βασικούς λόγους για τον οποίον άρχισε να αναπτύσσεται η ιδέα των αιολικών πάρκων στη θάλασσα, είναι το γεγονός ότι δεν υπάρχουν πολλά κατάλληλα μέρη στη στεριά για τη δημιουργία αιολικών πάρκων. Εξίσου σημαντικός λόγος είναι το γεγονός ότι συνήθως οι άνεμοι στη θάλασσα έχουν πολύ μεγαλύτερες τιμές από ότι στη στεριά. Μια αύξηση κοντά στο 20% στη ταχύτητα των ανέμων σε κάποια απόσταση από τη στεριά είναι πολύ σύνηθες φαινόμενο. Το γεγονός αυτό, σε συνδυασμό με το ότι η ενέργεια αυξάνεται με τον κύβο της ταχύτητας, μπορεί να μας δώσει απόδοση ενέργειας ακόμα και 73% περισσότερη. Οικονομικά βελτιστοποιημένες ανεμογεννήτριες, πιθανόν δίνουν περίπου 50% περισσότερη ενέργεια στη θάλασσα από ότι στη στεριά.

Ένα ακόμα επιχείρημα υπέρ των υπεράκτιων αιολικών πάρκων, είναι το γεγονός ότι συνήθως η επιφάνεια της θάλασσας είναι επίπεδη και ήρεμη. Οπότε η ταχύτητα του ανέμου δεν αυξάνεται τόσο πολύ με το ύψος σε σχέση με την επιφάνεια της θάλασσας, όπως συμβαίνει στη στεριά. Αυτό σημαίνει πως μπορεί να είναι πιο οικονομικό να χρησιμοποιηθούν πιο μικροί πύργοι (άρα και πιο οικονομικοί) για θαλάσσια αιολικά πάρκα. Βέβαια το όφελος αυτό αντισταθμίζεται από το αυξημένο κόστος θεμελίωσης και πάκτωσης των πύργων στο βυθό.

Η διαφορά στη θερμοκρασία ανάμεσα στην επιφάνεια της θάλασσας και στον αέρα είναι πολύ μικρότερη από την αντίστοιχη στην στεριά, ιδιαίτερα στη διάρκεια της ημέρας. Οπότε όπως είναι λογικό, ο άνεμος στη θάλασσα έχει λιγότερες αναταράξεις από ότι στη στεριά. Το γεγονός αυτό έχει σαν αποτέλεσμα πολύ μικρότερη μηχανική καταπόνηση των ανεμογεννητριών που αυξάνει κατά πολύ τη διάρκεια ζωής των ανεμογεννητριών.

Ας δούμε ένα παράδειγμα από ένα υπεράκτιο αιολικό πάρκο. Το σχεδιάγραμμα του συγκεκριμένου πάρκου φαίνεται στην εικόνα 6.14. Σε μεγάλα αιολικά πάρκα ισχύος μεγαλύτερης των 100 MW συνήθως χρησιμοποιούνται εσωτερικά ac δίκτυα των 30 με 33kV. Συνήθως στο κέντρο αυτών των πάρκων βρίσκεται μια πλατφόρμα με μετασχηματιστή 30/150 kV (και όσα άλλα λειτουργικά στοιχεία χρειάζονται). Η σύνδεση με τη ξηρά γίνεται μέσω υποβρυχίων καλωδίων των 150 kV ac τάσης. Τα υποθαλάσσια καλώδια επιβάλλεται να θαφτούν στο βυθό προκειμένου να μειωθούν οι κίνδυνοι να καταστραφούν από διάφορους παράγοντες όπως παραδείγματος χάρη από δίκτυα ψαρέματος. Τα καλώδια έχουν μεγάλες χωρητικότητες οι οποίες μπορεί να προκαλέσουν προβλήματα αναλόγως των παραμέτρων του δικτύου και της απόστασης από την ακτή. Αν η απόσταση από το δίκτυο που βρίσκεται στη στεριά είναι αρκετά μεγάλη, π.χ. μεγαλύτερη από 100 km [94], τότε η επικρατούσα εναλλακτική λύση που χρησιμοποιείται είναι η σύνδεση του πάρκου με μια γραμμή υψηλής τάσης συνεχούς ρεύματος (high voltage direct current (HVDC) link)

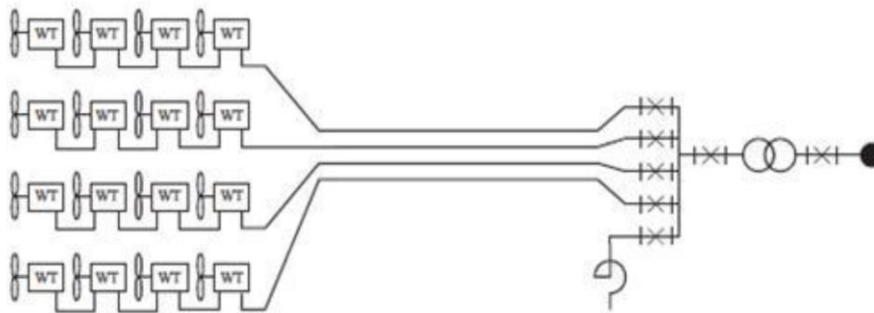


Εικόνα 6.14 Σχεδιάγραμμα υπεράκτιου αιολικού πάρκου.

6.7.3 Αιολικά Πάρκα με ac Σύνδεση

Τα περισσότερα αιολικά πάρκα που έχουν κατασκευαστεί μέχρι σήμερα έχουν ένα ηλεκτρικό ac σύστημα από τις ανεμογεννήτριες στο σημείο σύζευξης με το δίκτυο. Θα παρουσιαστούν δυο διαφορετικά τέτοια συστήματα, το ένα για μικρά και το άλλο για μεγάλα αιολικά πάρκα.

Πρώτα θα γίνει αναφορά στα μικρά αιολικά πάρκα. Τα ac συστήματα σύνδεσης είναι κατάλληλα για μικρά αιολικά πάρκα που έχουν μικρή απόσταση από το σημείο στο οποίο πρέπει να γίνει η μεταφορά. Το τοπικό δίκτυο των ανεμογεννητριών χρησιμοποιείται και για συνδέονται ακτινικά οι ανεμογεννήτριες μεταξύ τους, αλλά και για τη μεταφορά της παραγόμενης ενέργειας στο σημείο διασύνδεσης με το δίκτυο, όπως φαίνεται στην εικόνα 6.15.



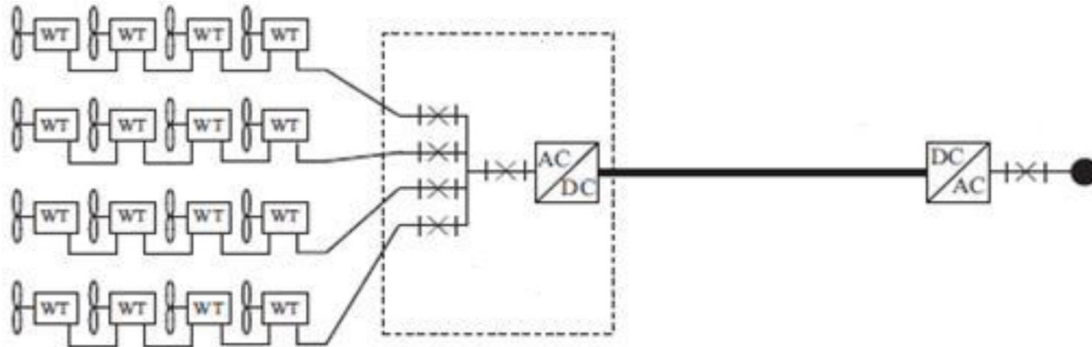
Εικόνα 6.15 Διάγραμμα μικρού ac αιολικού πάρκου.

Σε αυτό το σύστημα, τα καλώδια στο τοπικό δίκτυο εγκαθίστανται κατά σειρά ένα προς ένα από τις ανεμογεννήτριες στο σημείο σύνδεσης (κοινός κόμβος). Από το σημείο σύνδεσης μέχρι το σημείο διασύνδεσης με το δίκτυο τα καλώδια συνδέονται όλα μαζί. Αυτή η μέθοδος μειώνει το κόστος της εγκατάστασης μιας και από το σημείο σύνδεσης όλων των ανεμογεννητριών και μετά έχουμε το κόστος εγκατάστασης για μόνο ένα καλώδιο.

Για τα μεγάλα τώρα αιολικά πάρκα, τα χρησιμοποιούμενα συστήματα σύνδεσης είναι πιο παραδοσιακά και βασίζονται στο προηγούμενο γενικό σχήμα. Το σύστημα αυτό έχει ένα τοπικό δίκτυο ανεμογεννητριών, το οποίο λειτουργεί σε χαμηλότερα επίπεδα τάσης (20-30 kV) και είναι συνδεδεμένο σε έναν κοινό μετασχηματιστή και ένα σύστημα μεταφοράς υψηλής τάσης. Για το σύστημα αυτό κάθε καλώδιο έχει το δικό του κόστος εγκατάστασης, μιας και όλα τα καλώδια ακολουθούν διαφορετικές διαδρομές.

6.7.4 Αιολικά Πάρκα με ac/dc Σύνδεση

Στο σύστημα αυτό η διαφορά είναι πως η μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας γίνεται μέσω dc διασύνδεσης. Η σύνδεση στα πάρκα αυτά συνήθως αναφέρονται ως ac/dc. Τέτοιου είδους συστήματα προτείνονται όταν το σημείο σύνδεσης με το δίκτυο βρίσκεται μακριά ή αν το τοπικό δίκτυο στο οποίο συνδέεται το πάρκο δεν είναι ισχυρό. Αυτός ο τύπος συστήματος φαίνεται στην εικόνα 6.16.



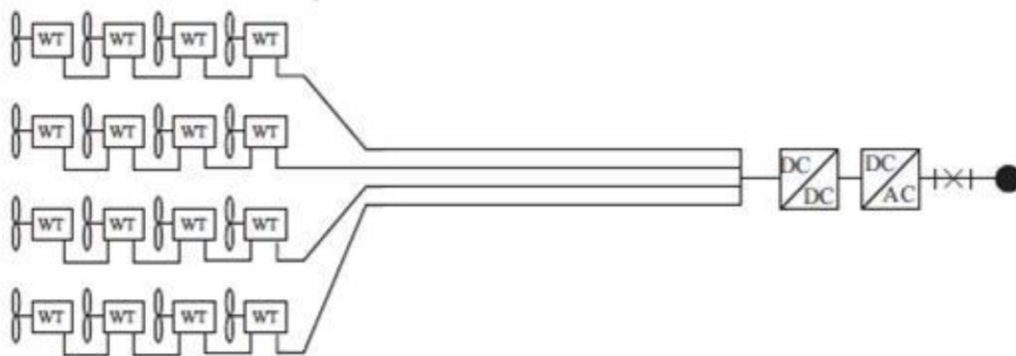
Εικόνα 6.16 Διάγραμμα μικτού ac/dc αιολικού πάρκου.

Στο σύστημα αυτό, υπάρχει ένα πλήρως ανεξάρτητο τοπικό ac σύστημα στο οποίο και η τάση αλλά και η συχνότητα είναι πλήρως ελεγχόμενες μέσω ενός μετατροπέα. Τα πλεονεκτήματα μιας τέτοιας εφαρμογής είναι ότι η αεροδυναμική και ηλεκτρική απόδοση μπορούν να αυξηθούν σημαντικά. Εδώ το κόστος εγκατάστασης των καλωδίων είναι παρόμοιο με αυτό των μεγάλων ac πάρκων. Τα δυο καλώδια που χρησιμοποιούνται για τη dc μεταφορά, ένα για το θετικό πόλο και ένα για τον αρνητικό, συνήθως τοποθετούνται μαζί με αποτέλεσμα να έχει το ίδιο κόστος με το να τοποθετούνταν ένα.

6.7.5 Αιολικά Πάρκα με dc Σύνδεση

Για τα αιολικά πάρκα αυτού του τύπου υπάρχουν τρεις διαφορετικές τοπολογίες που μπορούν να χρησιμοποιηθούν. Τα μικρά και μεγάλα με dc σύνδεση αλλά και μια τρίτη συνδεσμολογία με τις ανεμογεννήτριες συνδεδεμένες σε σειρά [95].

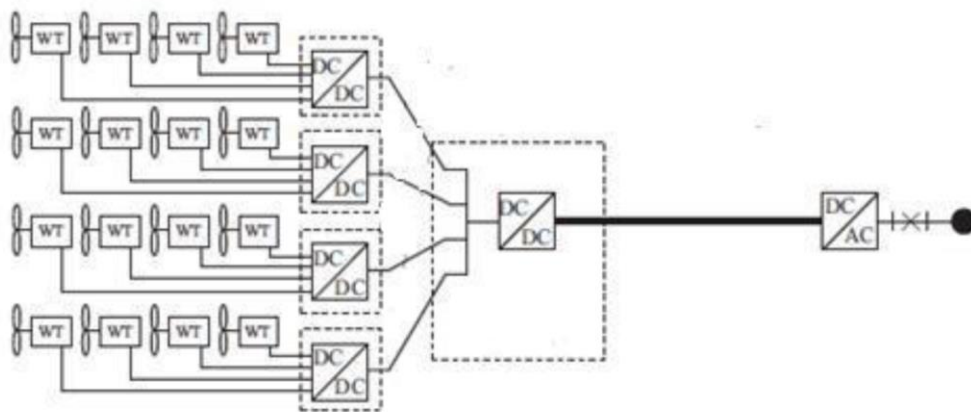
Το ηλεκτρικό σύστημα για τα μικρά dc πάρκα φαίνεται στην εικόνα 6.17.



Εικόνα 6.17 Διάγραμμα μικτού dc αιολικού πάρκου.

Όπως φαίνεται και από την εικόνα, το σύστημα αυτό είναι παρόμοιο με αυτό των μικρών πάρκων με ac σύνδεση. Η μόνη διαφορά είναι ότι ο μετασχηματιστής εδώ έχει αντικατασταθεί από έναν dc μετατροπέα και έναν αντιστροφέα. Προφανώς, είναι απαραίτητη η χρήση ενός ανορθωτή σε κάθε ανεμογεννήτρια. Το πλεονέκτημα των μικρών πάρκων με dc διασύνδεση σε σχέση με τα μεγάλα, είναι το ίδιο που ισχύει και στα μικρά πάρκα με ac διασύνδεση. Το κόστος εγκατάστασης των καλωδίων είναι επίσης αντίστοιχο.

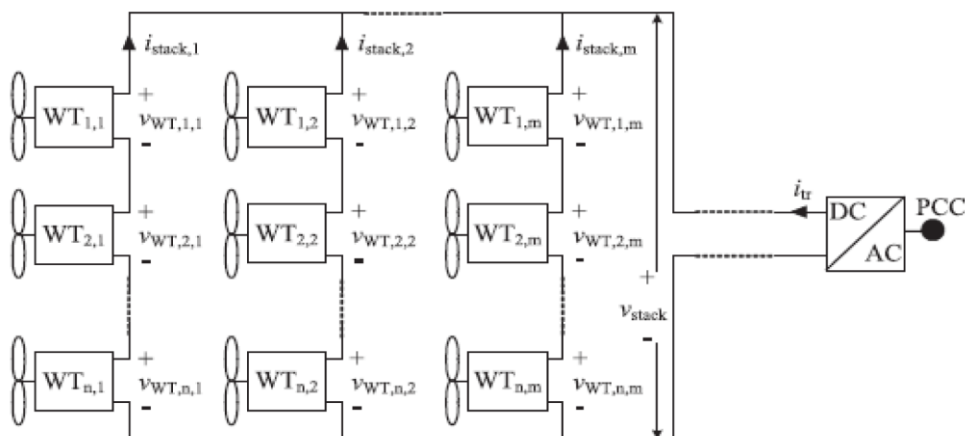
Όσον αφορά τώρα τα μεγάλα πάρκα με dc διασύνδεση, αυτά διαφέρουν σχετικά με τα αντίστοιχα ac. Η βασική διαφορά είναι ότι μπορεί να χρειαστούν περισσότεροι του ενός μετατροπείς προκειμένου να φτάσει η τάση των ανεμογεννητριών στο κατάλληλο επίπεδο για μεταφορά. Μόνο όταν η dc τάση των ανεμογεννητριών είναι αρκετά μεγάλη (20-40 kV) τότε ένας μετατροπέας μπορεί να είναι αρκετός. Για χαμηλότερες τιμές (5 kV) είναι απαραίτητα τουλάχιστον δυο στάδια μετατροπής. Στην εικόνα 6.18 φαίνεται η συνδεσμολογία με δυο στάδια μετατροπών.



Εικόνα 6.18 Διάγραμμα μεγάλου dc αιολικού πάρκου.

Στην περίπτωση αυτή, όπως φαίνεται και από την εικόνα 6.18, οι ανεμογεννήτριες χωρίζονται σε μικρότερες ομάδες. Όλες οι ανεμογεννήτριες σε κάθε ομάδα συνδέονται μια προς μια στο πρώτο επίπεδο μετατροπής. Η πλευρά της υψηλής dc τάσης του μετατροπέα στη συνέχεια συνδέεται σε έναν άλλο μεγαλύτερης ισχύος μετατροπέα σε δεύτερο επίπεδο μετατροπής.

Η τρίτη συνδεσμολογία παρουσιάζεται στην εικόνα 6.19.



Εικόνα 6.19 Διάγραμμα dc αιολικού πάρκου με τις ανεμογεννήτριες συνδεδεμένες σε σειρά.

Στη συνδεσμολογία αυτή οι ανεμογεννήτριες είναι συνδεδεμένες σε σειρά προκειμένου να μπορούν να παρέχουν την κατάλληλη τάση έτσι ώστε να μπορεί να γίνει απευθείας η μεταφορά. Τα συστήματα αυτού του είδους ονομάζονται εν σειρά dc αιολικά πάρκα. Τα πλεονεκτήματα αυτού του συστήματος είναι ότι παρά το σχετικά μεγάλο μέγεθος τους, δεν απαιτείται η χρήση μεγάλων dc μετατροπών. Αντίστοιχα, το μειονέκτημα αυτής της τοπολογίας είναι ότι οι dc/dc μετατροπείς στις ανεμογεννήτριες, πρέπει να έχουν την δυνατότητα να λειτουργούν σε πολύ υψηλές τάσεις. Αυτό πρέπει να συμβαίνει γιατί σε περίπτωση που μια ανεμογεννήτρια δεν παρέχει ενέργεια με αποτέλεσμα να μην μπορεί να παρέχει την απαιτούμενη τάση, τότε οι άλλες ανεμογεννήτριες πρέπει να καλύψουν την απώλεια παρέχοντας μεγαλύτερη τάση εξόδου.

6.8 Ανακεφαλαίωση

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκε μια σύντομη ιστορική αναδρομή στη χρήση της αιολικής ενέργειας και ενδεικτικά παρουσιάστηκαν πληροφορίες όσον αφορά τα σημερινά μεγέθη των εμπορικά διαθέσιμων ανεμογεννητριών. Στη συνέχεια, παρουσιάστηκαν οι δυνατότητες μιας ανεμογεννήτριας οριζόντιου άξονα για την απομάστευση ισχύος από τον άνεμο, ενώ έγινε κατανοητό πως, για κάθε ανεμογεννήτρια και ταχύτητα ανέμου που προσπίπτει στην πτερωτή της, υπάρχει μια μοναδική και βέλτιστη ταχύτητα ρότορα ανεμοκινητήρα που οδηγεί στη μέγιστη απομάστευση ισχύος από τον άνεμο. Καθώς όμως αυξάνεται η ταχύτητα του ανέμου, υπάρχει μια ονομαστική ισχύς της χρησιμοποιούμενης γεννήτριας και άρα μια συγκεκριμένη ονομαστική ταχύτητα ανέμου μέχρι την οποία μπορεί το αιολικό σύστημα να εξάγει τη μέγιστη ισχύ από τον άνεμο. Για ταχύτητες ανέμου μεγαλύτερες από την ονομαστική ο ανεμοκινητήρας εξάγει τόση ισχύ ώστε να παράγει η γεννήτρια την ονομαστική της ισχύ, πράγμα το οποίο επιτυγχάνεται παθητικά μέσω της σχεδίασης των πτερυγίων ή ενεργά μέσω της κίνησης των πτερυγίων. Παρουσιάστηκε συνοπτικά η δυνατότητα των διαφόρων τεχνολογιών ανεμογεννητριών να προσαρμόζουν την ταχύτητα περιστροφής του ρότορα τους προκειμένου να εξάγουν τη μέγιστη ισχύ από τον άνεμο και η κατηγοριοποίηση τους ανάλογα με τη διαστασιοποίηση των χρησιμοποιούμενων διατάξεων ηλεκτρονικών ισχύος. Στη συνέχεια, καθώς χρησιμοποιείται κιβώτιο ταχυτήτων προκειμένου να συζεύξει τον αργά στρεφόμενο ανεμοκινητήρα με τον γρήγορα στρεφόμενο δρομέα της χρησιμοποιούμενης ασύγχρονης γεννήτριας, παρουσιάστηκε το τυπικό μοντέλο δύο μαζών για την εξαγωγή της ροπής στο δρομέα της γεννήτριας και το μοντέλο δυναμικής συμπεριφοράς της γωνιακής ταχύτητας δρομέα, ενώ εξήχθη η βέλτιστη ταχύτητα περιστροφής δρομέα γεννήτριας όπου λαμβάνεται υπόψη η ύπαρξη κιβωτίου ταχυτήτων. Τέλος, έγινε μια αναφορά στα αιολικά πάρκα και στις διάφορες διατάξεις τους.

7. Βασικές Συνιστώσες Ανεμογεννητριών

Σύνοψη

Η εξέλιξη, τις τελευταίες δεκαετίες, της τεχνολογίας των ανεμογεννητριών και των ηλεκτρονικών ισχύος έδωσε τη δυνατότητα για πολλές πρωτοποριακές εφαρμογές με χρήση διαφορετικών τοπολογιών, η καθεμία από τις οποίες έχει τα δικά της πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα. Στη συνέχεια θα γίνει μια προσπάθεια να περιγραφούν οι εφαρμογές στις ανεμογεννήτριες και στα ηλεκτρονικά ισχύος τους που προτείνονται σήμερα. Δυο είναι οι βασικές κατηγορίες που στις οποίες χωρίζονται οι ανεμογεννήτριες. Ο διαχωρισμός αυτός έχει να κάνει με την ταχύτητα περιστροφής, οπότε έχουμε τη μια κατηγορία, ιστορικά παλαιότερη, η οποία περιλαμβάνει τις ανεμογεννήτριες σταθερής ταχύτητας και μια δεύτερη, νεότερη, η οποία περιλαμβάνει τις ανεμογεννήτριες μεταβλητής ταχύτητας. Η τελευταία αυτή τεχνολογία των ανεμογεννητριών μεταβλητής ταχύτητας αποτελεί πλέον την αποκλειστική τεχνολογία στα αιολικά συστήματα. Τέλος, γίνεται αναφορά στις δυνατότητες ελέγχου της τάσης για κάθε διαφορετικό τύπο ανεμογεννητριών.

7.1 Ηλεκτρονικά Εφαρμοζόμενος Έλεγχος Ισχύος στις Ανεμογεννήτριες

Οι ανεμογεννήτριες μεταβλητής ταχύτητας απαιτούν ένα σύστημα ηλεκτρονικών ισχύος το οποίο είναι ικανό να προσαρμόζει την ισχύ της γεννήτριας και να βελτιώνει την ποιότητα της εγχυόμενης ενέργειας στο δίκτυο. Πριν παρουσιαστούν οι διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος που χρησιμοποιούνται σήμερα, είναι σκόπιμο να αναλυθεί γιατί είναι απαραίτητη η χρήση των ηλεκτρονικών ισχύος στις ανεμογεννήτριες.

Τα ηλεκτρονικά ισχύος έχουν δυο μεγάλα πλεονεκτήματα για την χρήση τους στις ανεμογεννήτριες: Πρώτον, κάνουν δυνατό τον ακριβή και συνεχή έλεγχο της ταχύτητας περιστροφής, γεγονός που έχει σαν αποτέλεσμα τα εξής:

- Βέλτιστη ενεργειακά λειτουργία με ρύθμιση της πραγματικής ισχύος.
- Μειωμένα φορτία στο κιβώτιο ταχυτήτων, καθώς οι μεταβολές της ταχύτητας του αέρα απορροφώνται μέσω αλλαγών στη ταχύτητα του δρομέα.
- Έλεγχο του συντελεστή ισχύος με ρύθμιση της αέργου ισχύος.
- Την μη χρησιμοποίηση σε ορισμένες περιπτώσεις (πολυπολικές ηλεκτρικές μηχανές) του κιβωτίου ταχυτήτων, μιας και ο μετατροπέας λειτουργεί σαν ένα ηλεκτρικό κιβώτιο ταχυτήτων.
- Χαμηλά επίπεδα θορύβου στις χαμηλές ταχύτητας.

Το δεύτερο μεγάλο πλεονέκτημα είναι ότι τα ηλεκτρονικά ισχύος παρέχουν τη δυνατότητα στα αιολικά συστήματα και πάρα να αποτελέσουν ενεργό στοιχείο του συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας. Από την πλευρά του δικτύου, αυτό το χαρακτηριστικό έχει αρκετά πλεονεκτήματα που, εκτός από το ότι η ενεργός και άεργος ισχύς του αιολικού πάρκου είναι ελέγξιμη και ο μετατροπέας μπορεί να χρησιμοποιηθεί σαν τοπική πηγή αέργου ισχύος, επιπλέον [96]:

- Το αιολικό πάρκο μπορεί να έχει θετική συνεισφορά στην ευστάθεια το δικτύου, (ευστάθεια τάσης ή/και συχνότητας).
- Οι μετατροπείς βελτιώνουν την ποιότητα της παραγόμενης ενέργειας του αιολικού πάρκου, μιας και λειτουργούν σαν φίλτρα για τις χαμηλές αρμονικές.

Τα μειονεκτήματα από την των ηλεκτρονικών ισχύος είναι οι απώλειες ενέργειας σε αυτά και το αυξημένο κόστος για τον επιπλέον εξοπλισμό, κόστος το οποίο όμως διαρκώς μειώνεται. Ένα άλλο μειονέκτημα που υπάρχει για το δίκτυο από την χρήση των ηλεκτρονικών ισχύος είναι ότι παράγουν υψηλές αρμονικές του ρεύματος στο δίκτυο.

Τα συστήματα ανεμογεννητριών μεταβλητής ταχύτητας μπορούν να χρησιμοποιήσουν πολλούς διαφορετικούς τύπους μετατροπέων. Για την περίπτωση μετατροπέων με θυρίστορς, αυτοί μπορεί και να είναι με φυσική μετάβαση ή εξαναγκασμένη μετάβαση (grid commutated ή self-commutated) μετατροπείς. Ο συνήθης τύπος μετατροπέα φυσικής μετάβασης είναι μια φθηνή και αξιόπιστη συσκευή, που όμως καταναλώνει ενεργό ισχύ και παράγει αρμονικές ρεύματος, οι οποίες είναι δύσκολο να φιλτραριστούν. Οι

τυπικοί μετατροπείς εξαναγκασμένης μετάβασης αποτελούνται είτε από GTO θυρίστορ ή από τρανζίστορ. Οι μετατροπείς αυτοί έχουν ενδιαφέρον επειδή έχουν υψηλή διακοπτική συχνότητα. Οι αρμονικές μπορούν να φιλτραριστούν πιο εύκολα, οπότε οι διαταραχές που προκαλούν στο δίκτυο μπορούν να κρατηθούν σε χαμηλό επίπεδο. Σήμερα ο πιο διαδεδομένος τύπος τρανζίστορ ισχύος είναι το IGBT. Η διακοπτική συχνότητα των IGBT κυμαίνεται μεταξύ των 2 και 20 kHz, σε αντίθεση με τα GTO θυρίστορ, των οποίων η διακοπτική συχνότητα δεν μπορεί να ξεπεράσει το 1 kHz, γεγονός που ολοένα το απομακρύνει από τις σύγχρονες επιλογές.

Σήμερα ο κυρίαρχος τύπος μετατροπέα που χρησιμοποιείται είναι εξαναγκασμένης μετάβασης με IGBT. Οι μετατροπείς αυτοί είναι είτε μετατροπείς πηγής τάσης (Voltage Source Converter, VSC) ή μετατροπείς πηγής ρεύματος (Current Source Converter, CSC). Και οι δύο τύποι μπορούν να ελέγξουν και την συχνότητα και την τάση [23]. Οι VSC και CSC μετατροπείς παρέχουν σχετικά καλές κυματομορφές για την τάση και το ρεύμα, αντίστοιχα στα σημεία σύνδεσης με τη γεννήτρια και το δίκτυο. Στην περίπτωση των VSC, η τάση στην διασύνδεση συνεχούς ρεύματος διατηρείται σταθερή από έναν μεγάλο σχετικά πυκνωτή. Στην περίπτωση του CSC, συμβαίνει ακριβώς το αντίθετο. Το ρεύμα στη διασύνδεση συνεχούς ρεύματος διατηρείται σταθερό από ένα μεγάλο πηνίο. Στα σύγχρονα συστήματα ανεμογεννητριών μεταβλητής ταχύτητας η καθιερωμένη τεχνολογία είναι αυτή των VSC μετατροπέων με IGBT και PWM παλμοδότηση.

7.2 Ηλεκτρονικές Συσκευές Ισχύος για Αιολικά Συστήματα

Η τεχνολογία των ηλεκτρονικών ισχύος είναι ταχέως αναπτυσσόμενη και εξελισσόμενη. Τα στοιχεία τους πλέον μπορούν να διαχειριστούν υψηλά ρεύματα και τάσεις. Οι απώλειες ενέργειας έχουν μειωθεί σημαντικά καθιστώντας τις συσκευές πιο αξιόπιστες στις υψηλές ισχείς. Επιπλέον η σχέση της τιμής τους προς την ισχύ είναι ένας λόγος που συνεχώς μειώνεται με αποτέλεσμα το όφελος από τη χρήση των μετατροπέων ισχύος να είναι σαφώς μεγαλύτερο από το κόστος και για ισχείς της τάξης των MW. Στη συνέχεια, θα παραθέσουμε κάποιες από τις χαρακτηριστικές συσκευές ηλεκτρονικών ισχύος που χρησιμοποιούνται στα συστήματα ανεμογεννητριών.

7.2.1 Ηλεκτρονικά Ελεγχόμενος Εκκινητής

Ο ηλεκτρονικά ελεγχόμενος εκκινητής (soft starter) είναι μια απλή και φθηνή συσκευή ηλεκτρονικών ισχύος που χρησιμοποιείται στις ανεμογεννήτριες σταθερής ταχύτητας κατά τη διαδικασία της σύνδεσης τους στο δίκτυο. Η λειτουργία τους είναι να μειώσουν τα μεταβατικά ρεύματα και κατά επέκταση τις διαταραχές στο δίκτυο. Χωρίς τον ηλεκτρονικά ελεγχόμενο εκκινητή τα μεταβατικά ρεύματα μπορεί να είναι ως και 7-8 φορές μεγαλύτερα από τις ονομαστικές τους τιμές με αποτέλεσμα να δημιουργούν σοβαρές διαταραχές της τάσης στο δίκτυο. Ο ηλεκτρονικά ελεγχόμενος εκκινητής περιλαμβάνει από δύο θυρίστορ σε κάθε φάση σε αντιπαράλληλη σύνδεση. Η ομαλή σύνδεση της γεννήτριας στο δίκτυο επιτυγχάνεται προσαρμόζοντας τη γωνία έναυσης των θυρίστορ. Η σχέση μεταξύ της γωνίας έναυσης και της ενίσχυσης που θα παρέχει ο ηλεκτρονικά ελεγχόμενος εκκινητής είναι εξαιρετικά μη γραμμική και επιπρόσθετα είναι συνάρτηση του συντελεστή ισχύος του συνδεδεμένου στοιχείου. Μετά το μεταβατικό στάδιο, τα θυρίστορ παρακάμπτονται προκειμένου να μειωθούν οι απώλειες του συστήματος.

7.2.2 Συστοιχία Πυκνωτών

Ο συστοιχίες πυκνωτών χρησιμοποιούνται σε ανεμογεννήτριες σταθερών στροφών ή περιορισμένου εύρους στροφών. Παρέχουν άεργο ισχύ ώστε αυτή που απορροφά η γεννήτρια από το δίκτυο να μειώνεται. Στα αιολικά συστήματα οι γεννήτριες μπορεί να διαθέτουν αντιστάθμιση αέργου ισχύος που εφαρμόζεται με δυναμικό τρόπο, δηλαδή ένας αριθμός πυκνωτών να συνδέεται και να αποσυνδέεται μέσω ηλεκτρονικών διακοπών, ανάλογα με τη μέση ζήτηση που υπάρχει σε άεργο ισχύ σε μια προκαθορισμένη χρονική περίοδο. Σημαντικό είναι βέβαια να τονιστεί ότι υπάρχει κίνδυνος οι πυκνωτές να υπερφορτιστούν και να καταστραφούν από κάποιες υπερτάσεις του δικτύου, με αποτέλεσμα να αυξάνουν το κόστος συντήρησης του συστήματος. Οι συστοιχίες πυκνωτών συνήθως βρίσκονται στη βάση του πύργου.

7.2.3 Μετατροπείς Ισχύος ac/dc – Ανορθωτές και Αντιστροφείς

Οι μετατροπείς ισχύος ac/dc είναι συσκευές και διατάξεις με ηλεκτρονικά στοιχεία ισχύος: διόδους, θυρίστορ ή τρανζίστορ ισχύος και διακρίνονται σε ανορθωτές ή αντιστροφείς όταν μετατρέπουν το ac ρεύμα σε dc και

αντίστροφα. Υπάρχουν διάφοροι τρόποι που μπορούν να συνδυαστούν ένας αντιστροφέας με έναν ανορθωτή σε έναν μετατροπέα συχνότητας. Σήμερα υπάρχουν διάφορες τεχνολογίες, όπως διπλοί μετατροπείς με IGBT (back-to-back), πολλαπλών επιπέδων (multilevel), τοπολογίας μήτρας (matrix), κτλ. Δίοδοι μπορούν να χρησιμοποιηθούν μόνο για ανόρθωση, ενώ ηλεκτρονικοί διακόπτες θυρίστορ ή τρανζίστορ μπορούν να χρησιμοποιηθούν και για ανόρθωση και για αντιστροφή.

Η πιο τυπική λύση για τον ανορθωτή είναι η ανόρθωση με διόδους, εξαιτίας της απλότητας του, το χαμηλό κόστος και τις μικρές απώλειες. Οι ανορθωτές με διόδους δεν είναι γραμμικοί με αποτέλεσμα να παράγονται αρμονικές ρεύματος. Ένα ακόμα πρόβλημα είναι ότι επιτρέπουν ροή ισχύος μόνο προς μια κατεύθυνση ενώ επίσης δεν μπορούν να ελέγξουν το ρεύμα και την τάση. Για αυτό το λόγο μπορεί να χρησιμοποιηθούν μόνο μαζί με μια γεννήτρια που μπορεί να ελέγξει την τάση και έναν αντιστροφέα που θα ελέγχει το ρεύμα.

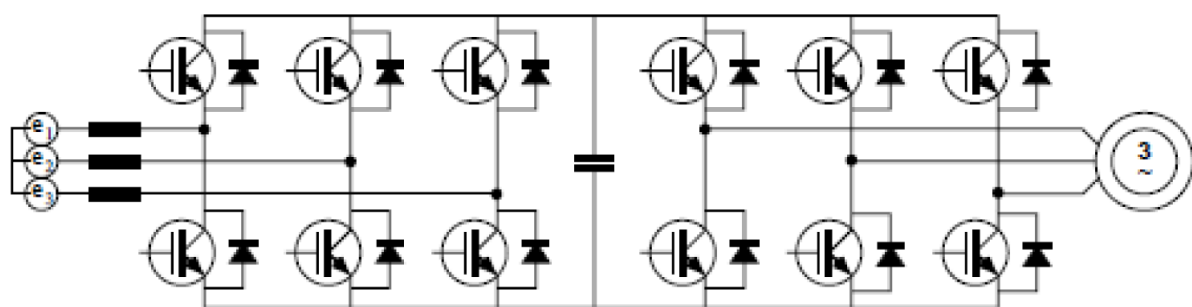
Ο αντιστροφέας με θυρίστορ είναι μια φθηνή λύση, με χαμηλές απώλειες και πρέπει να είναι συνδεδεμένος σε ισχυρή ac πηγή προκειμένου να μπορέσει να λειτουργήσει. Μεγάλο μειονέκτημα είναι ότι καταναλώνει άεργο ισχύ και παράγει αρμονικές. Η συνεχώς αυξανόμενη απαίτηση για ποιοτική ενέργεια καθιστούν τους αντιστροφέας με θυρίστορ όλο και λιγότερο ελκυστικούς σε σχέση με τους αντιστροφέας που έχουν ως στοιχεία GTO και IGBT. Πριν λίγα χρόνια, το πλεονέκτημα των GTO σε σχέση με τα IGBT ήταν ότι μπορούσαν να χειριστούν αυξημένα ποσά ενέργειας, γεγονός που ήδη έχει ξεπεραστεί εξαιτίας της ταχείας ανάπτυξης στην τεχνολογία των IGBT. Έτσι παραμένει το μειονέκτημα των GTO που είναι ότι το κύκλωμα ελέγχου τους είναι πολύ πιο πολύπλοκο.

Η γεννήτρια και ο ανορθωτής θα πρέπει να επιλεγούν το ένα σε συνδυασμό με το άλλο, σε αντίθεση με τον αντιστροφέα που μπορεί να επιλεγεί σχεδόν ανεξάρτητα. Ένας ανορθωτής με διόδους ή θυρίστορ μπορεί να χρησιμοποιηθεί μαζί μόνο με μια σύγχρονη γεννήτρια, μιας και δεν απαιτεί άεργο ρεύμα μαγνήτισης. Σε αντίθεση με τους προαναφερθέντες, οι ανορθωτές με GTO και πλέον αποκλειστικά με IGBT μπορούν να συνδυαστούν με επαγωγικές γεννήτριες, μιας και έχουν τη δυνατότητα να ελέγξουν την άεργο ισχύ.

7.2.4 Μετατροπείς Συχνότητας

Ένας συμβατικός μετατροπέας συχνότητας αποτελείται από έναν ανορθωτή, ο οποίος μετατρέπει το εναλλασσόμενο ρεύμα σε συνεχές, έναν πυκνωτή και ένα αντιστροφέα που μετατρέπει το συνεχές ρεύμα σε εναλλασσόμενο.

Από τις διάφορες τοπολογίες που υπάρχουν σήμερα, για τους μετατροπείς συχνότητας, οι διπλοί μετατροπείς ισχύος ac/dc/ac με IGBT στοιχεία (back-to-back) έχει φανεί ότι αποτελούν την καλύτερη επιλογή στις ανεμογεννήτριες. Ο back-to-back μετατροπέας είναι αμφίδρομος σε σχέση με την ενέργεια και αποτελείται από δύο συμβατικούς μετατροπείς πηγής τάσης (VSC) με IGBT και PWM διαμόρφωση στην παλμοδότηση, που συνδέονται μεταξύ τους μέσω μιας dc διασύνδεσης που ουσιαστικά αποτελείται από έναν μεγάλο πυκνωτή. Ο μετατροπέας αυτός φαίνεται στο σχήμα 7.1.



Εικόνα 7.1 Διπλός ac/dc/ac μετατροπέας ισχύος (back-to-back).

Ο πυκνωτής μεταξύ του αντιστροφέα και του ανορθωτή κάνει εφικτή την πλήρη αποσύζευξη του ελέγχου των δύο μετατροπέων, επιτρέποντας την ανεξάρτητη ρύθμιση στην πλευρά της γεννήτριας και στην πλευρά του δικτύου. Η ροή ισχύος στο μετατροπέα στην πλευρά του δικτύου ελέγχεται προκειμένου να διατηρεί σταθερή τη τάση στον πυκνωτή και να διορθώνει το συντελεστή ισχύος, ενώ στην πλευρά της γεννήτριας ο έλεγχος εφαρμόζεται με τρόπο να εξυπηρετεί τις ανάγκες μαγνήτισης και να οδηγεί κάθε φορά στην επιθυμητή ταχύτητα.

Αρκετές εργασίες, π.χ. [97], έχουν δείξει ότι η παρουσία του πυκνωτή στην dc διασύνδεση στον back-to-back μετατροπέα μειώνει τη διάρκεια και την απόδοση του συστήματος σε σχέση με τους μετατροπείς που δεν έχουν πυκνωτή, όπως ο μετατροπέας τοπολογίας μήτρας (matrix). Ωστόσο, η προστασία του μετατροπέα τύπου μήτρας σε περίπτωση σφάλματος δεν είναι εξίσου καλή όπως αυτή του back-to-back μετατροπέα. Ένα ακόμα μειονέκτημα του μετατροπέα τύπου μήτρας έναντι του back-to-back μετατροπέα είναι οι περιορισμοί στην εξερχόμενη τάση. Το μειονέκτημα του back-to-back μετατροπέα σε σχέση με τον μετατροπέα τύπου μήτρας είναι οι υψηλές διακοπτικές απώλειες.

7.3 Γεννήτριες

Αυτή τη στιγμή οι περισσότεροι και μεγαλύτεροι παραγωγοί ανεμογεννητριών στον κόσμο κατασκευάζουν μεταβλητής ταχύτητας ανεμογεννήτριες με έλεγχο γωνίας βήματος περυγίων. Ο πιο συχνά χρησιμοποιούμενος τύπος γεννήτριας είναι οι επαγωγικές γεννήτριες, ενώ σε πολύ μικρό ποσοστό που όμως τελευταία παρουσιάζει κάποιες τάσεις αύξησης χρησιμοποιούνται σύγχρονες γεννήτριες με μόνιμο μαγνήτη. Σήμερα, στη διεθνή αγορά των ανεμογεννητριών κυρίαρχος τύπος ανεμογεννήτριας (σε ποσοστό μεγαλύτερο του 70%) είναι αυτός με επαγωγική μηχανή διπλής τροφοδοσίας (Doubly Fed Induction Generator, DFIG), με μεταβλητή ταχύτητα και μεταβλητό έλεγχο γωνίας κλίσης των περυγίων.

Γενικά για ισχείς της τάξης των MW, μια ανεμογεννήτρια μπορεί να εξοπλιστεί με οποιαδήποτε τριφασική γεννήτρια. Όλοι οι γενικοί τύποι γεννητριών μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε ανεμογεννήτριες [79], δηλαδή:

- Ασύγχρονες (επαγωγικές) γεννήτριες:
 - Επαγωγικές γεννήτριες βραχυκυκλωμένου κλωβού (Squirrel Cage Induction Generator, SCIG).
 - Επαγωγικές γεννήτριες δακτυλιοφόρου δρομέα (Wound Rotor Induction Generator, WRIG).
- Σύγχρονες γεννήτριες:
 - Σύγχρονες γεννήτριες μόνιμου μαγνήτη (Permanent Magnet Synchronous Generator, PMSG).
 - Σύγχρονες γεννήτριες δακτυλιοφόρου δρομέα (Wound Rotor Synchronous Generation, WRSG)).

7.4 Η Ασύγχρονη (Επαγωγική) Γεννήτρια και οι Συνδεσμολογίες της

Ο τύπος της γεννήτριας που κυρίως χρησιμοποιείται σε ανεμογεννήτριες είναι η επαγωγική γεννήτρια. Τα πλεονεκτήματα που προσφέρουν αυτές οι γεννήτριες είναι αρκετά, όπως ευρωστία, απλότητα στο μηχανικό κομμάτι και χαμηλό κόστος. Το μεγάλο τους μειονέκτημα είναι ότι καταναλώνουν άεργο ισχύ. Η άεργος ισχύς μπορεί να παρέχεται από το δίκτυο ή από συστοιχίες πυκνωτών ή από ένα κατάλληλο σύστημα ηλεκτρονικών ισχύος. Η ασύγχρονη μηχανή σαν γεννήτρια διακρίνεται σε βραχυκυκλωμένου κλωβού και δακτυλιοφόρου δρομέα. Στην επαγωγική γεννήτρια βραχυκυκλωμένου κλωβού το μαγνητικό πεδίο του δρομέα δημιουργείται εξ επαγωγής μόνο όταν ο στάτης είναι συνδεδεμένος με το δίκτυο.

Στην επαγωγική γεννήτρια δακτυλιοφόρου δρομέα, σε περίπτωση ac διέγερσης, το δημιουργούμενο μαγνητικό πεδίο περιστρέφεται σε μια ταχύτητα η οποία καθορίζεται από τον αριθμό των πόλων και τη συχνότητα του ρεύματος, δηλαδή τη σύγχρονη ταχύτητα. Ο δρομέας μπορεί να περιστρέφεται με ταχύτητα μεγαλύτερη ή μικρότερη της σύγχρονης ταχύτητας. Τότε ένα ηλεκτρικό πεδίο επάγεται μεταξύ του δρομέα και του στρεφόμενου πεδίου του στάτη από τη σχετική κίνηση (ολίσθηση), γεγονός που προκαλεί ένα ρεύμα στα τυλίγματα του δρομέα. Η αλληλεπίδραση μεταξύ του μαγνητικού πεδίου του δρομέα με το μαγνητικό πεδίο του στάτη έχουν σαν αποτέλεσμα την δημιουργία ροπής στον δρομέα.

7.4.1 Η Επαγωγική Γεννήτρια Δακτυλιοφόρου Δρομέα σε Εφαρμογές Μεταβλητής Ταχύτητας

Στην περίπτωση των επαγωγικών γεννητριών δακτυλιοφόρου δρομέα, τα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά του δρομέα μπορούν να ελεγχθούν εξωτερικά από την τάση του δρομέα. Τα τυλίγματα του δρομέα συνδέονται

εξωτερικά μέσω δακτυλίων ολίσθησης και ψηκτρών. Με τη χρήση ηλεκτρονικών ισχύος, η ισχύς μπορεί να εξαχθεί ή και να εισαχθεί στο κύκλωμα του δρομέα και η γεννήτρια μπορεί να μαγνητιστεί είτε από το κύκλωμα του στάτη ή από το κύκλωμα του δρομέα. Το μειονέκτημα της επαγωγικής γεννήτριας δακτυλιοφόρου δρομέα είναι το σχετικά υψηλότερο κόστος σε σχέση με την αντίστοιχη βραχυκυκλωμένου κλωβού. Η βιομηχανία των ανεμογεννητριών συνήθως χρησιμοποιεί τους εξής δυο τύπους επαγωγικών γεννητριών δακτυλιοφόρου δρομέα, την επαγωγική γεννήτρια με ηλεκτρονικά μεταβαλλόμενη αντίσταση δρομέα (Opti-Slip Induction Generator, OSIG) και την επαγωγική γεννήτρια διπλής τροφοδοσίας (DFIG).

7.4.1.1 Η Επαγωγική Γεννήτρια με Ηλεκτρονικά Μεταβαλλόμενη Αντίσταση Δρομέα

Η επαγωγική γεννήτρια με ηλεκτρονικά μεταβαλλόμενη αντίσταση δρομέα υιοθετήθηκε σαν λύση προκειμένου να μειωθεί το φορτίο στην ανεμογεννήτρια εξαιτίας των ριπών ανέμου. Η διάταξη που χρησιμοποιεί επιτρέπει στη γεννήτρια να έχει μεταβαλλόμενη (θετική) ολίσθηση και να επιλέγει τη βέλτιστη τιμή για αυτή, έχοντας σαν αποτέλεσμα μικρότερες διαταραχές στη ροπή και στην εξαγόμενη ενέργεια. Η μεταβλητή ολίσθηση είναι πολύ απλή, αξιόπιστη και πολύ αποτελεσματική στη μείωση των φορτίων σε σχέση με άλλες πιο πολύπλοκες λύσεις.

Η επαγωγική γεννήτρια με ηλεκτρονικά μεταβαλλόμενη αντίσταση δρομέα είναι μια επαγωγική γεννήτρια δακτυλιοφόρου δρομέα με μια μεταβλητή εξωτερική αντίσταση στο δρομέα, προσαρμοσμένη στα τυλίγματα του. Η ολίσθηση της γεννήτριας αλλάζει με μεταβολή της συνολικής αντίστασης του δρομέα μέσω μετατροπέα που είναι τοποθετημένος στον άξονα του δρομέα. Ο μετατροπέας ελέγχεται οπτικά, γεγονός που σημαίνει ότι δακτύλιοι ολίσθησης δεν είναι απαραίτητοι. Ο στάτης της γεννήτριας είναι συνδεδεμένος απευθείας στο δίκτυο.

Το πλεονέκτημα αυτού του τύπου γεννήτριας είναι ότι με μια σχετικά απλή τοπολογία του κυκλώματος του δρομέα χωρίς απαραίτητα να υπάρχουν δακτύλιοι ολίσθησης παρέχεται μεγαλύτερο εύρος ταχύτητας από την επαγωγική γεννήτρια βραχυκυκλωμένου κλωβού. Επιπλέον, μέχρι ενός σημείου η συγκεκριμένη διάταξη μπορεί να μειώσει τα μηχανικά φορτία και τις διαταραχές στην ενέργεια που οφείλονται στις ριπές του ανέμου. Παρόλα αυτά απαραίτητο είναι ένα σύστημα αντιστάθμισης της αέργου ισχύος. Τα μειονεκτήματα είναι ότι το εύρος μεταβολής της ταχύτητας κυμαίνεται 0-10% πάνω από τη σύγχρονη ταχύτητα μιας και εξαρτάται από το μέγεθος της μεταβλητής αντίστασης του δρομέα. Επιπλέον, δεν μπορεί να γίνει πολύ αποτελεσματικός έλεγχος της ενεργού και αέργου ισχύος και η ενέργεια ολίσθησης καταναλώνεται πάνω στη μεταβλητή αντίσταση του δρομέα σαν θερμότητα.

7.4.1.2 Επαγωγική Γεννήτρια Διπλής Τροφοδοσίας

Η εφαρμογή της επαγωγικής γεννήτριας διπλής τροφοδοσίας είναι η εξέλιξη της επαγωγικής γεννήτριας με ηλεκτρονικά μεταβαλλόμενη αντίσταση δρομέα, με την έννοια ότι η μεταβλητή αντίσταση στο δρομέα έχει αντικατασταθεί από έναν back-to-back IGBT μετατροπέα πηγής τάσης συνδεδεμένο στο δίκτυο. Τα τυλίγματα του στάτη είναι απευθείας συνδεδεμένα στο τριφασικό δίκτυο. Οι επαγωγικές γεννήτριες διπλής τροφοδοσίας κερδίζουν συνεχώς όλο και μεγαλύτερο μερίδιο αγοράς.

Αυτό το σύστημα επιτρέπει να υπάρχει λειτουργία μεταβλητής ταχύτητας με ένα αρκετό μεγάλο εύρος. Ο μετατροπέας αντισταθμίζει τη διαφορά μεταξύ της μηχανικής και ηλεκτρικής συχνότητας, εγχύοντας ένα ρεύμα μεταβλητής συχνότητας στον δρομέα. Στη μόνιμη κατάσταση λειτουργίας αλλά και σε περίπτωση σφάλματος η συμπεριφορά της γεννήτριας καθορίζεται από τον μετατροπέα και τους ελεγκτές του.

Όσον αφορά τον έλεγχο, ο μετατροπέας στην πλευρά του δρομέα ελέγχει την ενεργό και άεργο ισχύ της μηχανής μέσω ελέγχου του ρεύματος του δρομέα, ενώ ο μετατροπέας στην πλευρά του δικτύου ελέγχει την τάση dc στη διασύνδεση και διασφαλίζει λειτουργία με μοναδιαίο συντελεστή ισχύος.

Ανάλογα με τη λειτουργία, η ισχύς του δρομέα μπορεί να μεταφερθεί και προς τις δύο κατευθύνσεις. Σε περίπτωση υπερσύγχρονης λειτουργίας (θετική ολίσθηση) έχουμε ροή ισχύος από το δρομέα μέσω του μετατροπέα στο δίκτυο, ενώ σε περίπτωση υποσύγχρονης λειτουργίας (αρνητική ολίσθηση) η ροή ισχύος είναι αντίθετη. Και στις δυο περιπτώσεις ο στάτης παρέχει ενέργεια στο δίκτυο. Εδώ αξίζει να σημειώσουμε το σημαντικό πλεονέκτημα της επαγωγικής γεννήτριας διπλής τροφοδοσίας σε σχέση με την επαγωγική γεννήτρια με ηλεκτρονικά μεταβαλλόμενη αντίσταση: Στην περίπτωση της υπερσύγχρονης λειτουργίας η αυξημένη ισχύς στο δρομέα οδηγείται στο δίκτυο αντί να χάνεται σε ωμικές αντιστάσεις.

Η επαγωγική γεννήτρια διπλής τροφοδοσίας δεν είναι απαραίτητο να μαγνητίζεται από το δίκτυο αλλά αυτό μπορεί να γίνει και από το κύκλωμα του δρομέα. Επίσης είναι ικανή να παράγει άεργο ισχύ η οποία

μπορεί να μεταφερθεί μέσω του μετατροπέα στη πλευρά του δικτύου. Ο μετατροπέας στη πλευρά του δικτύου διορθώνει συνολικά το συντελεστή ισχύος και έτσι εμπλέκεται εμμέσως στην ανταλλαγή αέργου ισχύος μεταξύ του στάτη και του δικτύου. Σε περίπτωση που υπάρχει ένα αδύναμο δίκτυο, όπου υπάρχουν διαταραχές στην τάση, μπορεί να ζητηθεί από την επαγωγική γεννήτρια διπλής τροφοδοσίας (DFIG) να παράγει ή να απορροφήσει κάποιο ποσό αέργου ισχύος προς ή από το δίκτυο, προκειμένου να υπάρξει έλεγχος της τάσης.

Το μέγεθος του μετατροπέα δεν σχετίζεται με την συνολική ισχύ της γεννήτριας αλλά με το επιλεγμένο εύρος ρύθμισης της ταχύτητας. Έτσι ότι κερδίζουμε σε κόστος το χάνουμε σε δυνατότητα εύρους της μεταβλητής ταχύτητας. Επιπλέον μειονέκτημα της επαγωγικής γεννήτριας διπλής τροφοδοσίας είναι ότι οι δακτύλιοι ολίσθησης είναι απαραίτητοι.

7.4.2 Επαγωγική Γεννήτρια Βραχυκυκλωμένου Κλωβού

Είναι γνωστό ότι οι επαγωγικές γεννήτριες βραχυκυκλωμένου κλωβού είναι η επικρατούσα επιλογή σε απλές εφαρμογές εξαιτίας της μηχανικής τους απλότητας, της υψηλής τους απόδοσης και του ελάχιστου κόστους συντήρησης που απαιτούν. Με σύνδεση απευθείας στο δίκτυο η ταχύτητα της επαγωγικής γεννήτριας βραχυκυκλωμένου κλωβού μεταβάλλεται μόνο κατά ένα μικρό ποσοστό, εξαιτίας της ολίσθησης της γεννήτριας η οποία οφείλεται στις αλλαγές της ταχύτητας του ανέμου. Για το λόγο αυτό οι γεννήτριες αυτές χρησιμοποιήθηκαν πολύ για σταθερής ταχύτητας ανεμογεννήτριες. Η γεννήτρια και ο άξονας της ανεμογεννήτριας συνδέονται μέσω του κιβωτίου ταχυτήτων, μιας και η βέλτιστη προσδοκώμενη τιμή της ταχύτητας του άξονα είναι διαφορετική από αυτή της γεννήτριας. Οι ανεμογεννήτριες που έχουν επαγωγικές γεννήτριες βραχυκυκλωμένου κλωβού συνήθως έχουν και έναν μηχανισμό ηλεκτρονικά ελεγχόμενο εκκινητή και αντιστάθμιση αέργου ισχύος με πυκνωτές, μιας και οι γεννήτριες αυτού του τύπου καταναλώνουν άεργη ισχύ. Οι επαγωγικές γεννήτριες βραχυκυκλωμένου κλωβού έχουν σαν χαρακτηριστικό τις απότομες αλλαγές στη ροπή με αποτέλεσμα οι διαταραχές του ανέμου να περνούν απευθείας στο δίκτυο. Αυτές οι διαταραχές είναι ιδιαίτερα σημαντικές κατά τη σύνδεση της ανεμογεννήτριας στο δίκτυο, όπου η ένταση του μεταβατικού ρεύματος είναι 7-8 φορές μεγαλύτερη από την ονομαστική. Σε ένα αδύναμο δίκτυο, αυτό το υψηλό μεταβατικό ρεύμα μπορεί να προκαλέσει μεγάλες διαταραχές στην τάση. Οπότε η σύνδεση της σύγχρονης γεννήτριας βραχυκυκλωμένου κλωβού (SCIG) στο δίκτυο θα πρέπει να γίνεται σταδιακά προκειμένου να μειωθεί το μεταβατικό ρεύμα. Κατά τη διάρκεια της μόνιμης λειτουργίας και της άμεσης σύνδεσης με ένα στιβαρό ac δίκτυο, η σύγχρονη γεννήτρια βραχυκυκλωμένου κλωβού (SCIG) είναι πολύ εύρωστη και ευσταθής. Η ολίσθηση ποικίλει και αυξάνεται με αύξηση του φορτίου. Το μεγαλύτερο πρόβλημα είναι ότι λόγω του ρεύματος μαγνήτισης που παρέχεται από το δίκτυο στα τυλίγματα του στάτη, ο συντελεστής ισχύος υπό πλήρες φορτίο είναι σχετικά μικρός. Γεγονός που όπως είναι γνωστό δεν είναι αποδεκτό από τους διαχειριστές δικτύων και μπορεί να διορθωθεί με τη σύνδεση πυκνωτών παράλληλα με τη γεννήτρια.

Στις επαγωγικές γεννήτριες βραχυκυκλωμένου κλωβού υπάρχει μια μοναδική σχέση μεταξύ της αέργου ισχύος, ενεργού ισχύος, τάσης στο τερματικό σημείο και ταχύτητας του δρομέα. Αυτό σημαίνει ότι σε υψηλές ταχύτητες ανέμου, η ανεμογεννήτρια μπορεί να παράγει μεγαλύτερα ποσά ενεργού ισχύος μόνο αν απορροφήσει περισσότερο άεργο ισχύ. Για τις επαγωγικές γεννήτριες βραχυκυκλωμένου κλωβού η κατανάλωση αέργου ισχύος είναι μη ελέγξιμη γιατί μεταβάλλεται με βάση τις συνθήκες του αέρα. Αν δεν υπάρχουν ηλεκτρικά στοιχεία να παρέχουν την άεργο ισχύ, τότε αυτή πρέπει να προέλθει απευθείας από το δίκτυο. Η άεργος ισχύς που λαμβάνεται από το δίκτυο μπορεί να προκαλέσει επιπρόσθετες απώλειες μεταφοράς και σε κάποιες περιπτώσεις μπορεί να οδηγήσει το δίκτυο σε αστάθεια.

Σε περίπτωση σφάλματος, οι επαγωγικές γεννήτριες βραχυκυκλωμένου κλωβού που δεν έχουν κανένα σύστημα για αντιστάθμιση της αέργου ισχύος μπορεί να οδηγήσουν σε αστάθεια τάσης του δικτύου. Όταν υπάρξει ένα σφάλμα ή μια πτώση τάσης, ο δρομέας της ανεμογεννήτριας μπορεί να επιταχυνθεί στιγμιαία εξαιτίας της ανισορροπίας μεταξύ της ηλεκτρικής και της μηχανικής ροπής. Η συνεπαγόμενη αύξηση της ολίσθησης τότε θα απαιτήσει μια μεγαλύτερη ποσότητα αέργου ισχύος από το δίκτυο, το οποίο θα οδηγηθεί σε περαιτέρω μείωση της τάσης, κ.ο.κ.

Σήμερα όμως, με τη μεγάλη ανάπτυξη των ηλεκτρονικών ισχύος, οι επαγωγικές γεννήτριες βραχυκυκλωμένου κλωβού μπορούν να χρησιμοποιηθούν σαν πλήρους εύρους μεταβλητής ταχύτητας ανεμογεννήτριες και έχουν εξαιρετικά λειτουργικά χαρακτηριστικά. Συγκεκριμένα το σχήμα που χρησιμοποιείται περιλαμβάνει τη γεννήτρια βραχυκυκλωμένου κλωβού σε σύνδεση στο δίκτυο μέσω ενός πλήρως ελεγχόμενου back-to-back μετατροπέα ισχύος με IGBT. Έτσι είναι δυνατός ο έλεγχος ενεργού και αέργου ισχύος και η προσαρμογή τους στις συνθήκες του ανέμου αλλά και τις απαιτήσεις του δικτύου. Κατά αυτό τον τρόπο εξομαλύνεται η λειτουργία της επαγωγικής γεννήτριας και αποφεύγονται ανεπιθύμητες

διαταραχές, όπως αυτές που συναντάμε στην περίπτωση λειτουργίας με σταθερή ταχύτητα, ενώ ταυτόχρονα υπό ομαλές συνθήκες γίνεται δυνατή η προσαρμογή της ταχύτητας περιστροφής ώστε να έχουμε τη μέγιστη παραγωγή ισχύος σε όλο σχεδόν το εύρος ταχυτήτων του ανέμου.

7.5 Σύγχρονη Γεννήτρια

Η σύγχρονη γεννήτρια είναι πολύ πιο ακριβή και μηχανολογικά πολύ πιο πολύπλοκη από μια επαγωγική γεννήτρια ανάλογου μεγέθους. Παρόλα αυτά, έχει ένα ξεκάθαρο πλεονέκτημα σε σχέση με την επαγωγική γεννήτρια, ότι το ρεύμα μαγνήτισης δεν δημιουργείται από το κύκλωμα του στάτη. Το μαγνητικό πεδίο στις σύγχρονες γεννήτριες μπορεί να δημιουργηθεί με τη χρήση μόνιμων μαγνητών ή συμβατικών τυλιγμάτων στο δρομέα. Αν η σύγχρονη γεννήτρια έχει ένα κατάλληλο, μεγάλο αριθμό πόλων μπορεί να χρησιμοποιηθεί χωρίς κιβώτιο ταχυτήτων.

Επιπλέον, όταν χρησιμοποιείται ένας ηλεκτρονικός μετατροπέας ισχύος, οι στόχοι είναι δύο. Πρώτον, στόχος είναι να κάνει απόσβεση των διαταραχών της ισχύος που οφείλονται στις ριπές του ανέμου και επίσης των μεταβατικών φαινομένων που έρχονται από το δίκτυο. Και ο δεύτερος βασικός στόχος είναι να ελέγχει τη μαγνήτιση και να παραμένει συγχρονισμένος με τη συχνότητα του δικτύου. Σε αυτή την περίπτωση, επιτυγχάνεται λειτουργία με μεταβλητή ταχύτητα στην ανεμογεννήτρια.

Οι δυο τύποι σύγχρονων γεννητριών που χρησιμοποιούνται στη βιομηχανία των ανεμογεννητριών είναι η σύγχρονη γεννήτρια δακτυλιοφόρου δρομέα (WRSG) και η σύγχρονη γεννήτρια μόνιμου μαγνήτη (PMSG).

7.5.1 Σύγχρονη Γεννήτρια Δακτυλιοφόρου Δρομέα

Η σύγχρονη γεννήτρια δακτυλιοφόρου δρομέα είναι ο βασικότερος τύπος γεννήτριας στη βιομηχανία παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας. Τα τυλίγματα του στάτη μιας τέτοιας γεννήτριας είναι συνδεδεμένα απευθείας στο δίκτυο και όπως είναι λογικό η ταχύτητα περιστροφής ρυθμίζεται από τη συχνότητα του δικτύου. Τα τυλίγματα του δρομέα διεγείρονται από συνεχές ρεύμα με τη χρήση δακτυλιδιών ολίσθησης και ψηκτρών ή μέσω ενός διεγέρτη χωρίς ψήκτρες με ένα στρεφόμενο ανορθωτή. Σε αντίθεση με τις επαγωγικές γεννήτριες, οι σύγχρονες γεννήτριες δεν χρειάζονται περεταίρω μέτρα αντιστάθμισης για την άεργο ισχύ. Τα τυλίγματα του δρομέα, μέσα από τα οποία ρέει το ρεύμα, παράγουν το πεδίο διέγερσης, το οποίο περιστρέφεται με σύγχρονη ταχύτητα. Η ταχύτητα της σύγχρονης γεννήτριας καθορίζεται από τη συχνότητα του στρεφόμενου πεδίου και του αριθμού των πόλων.

7.5.2 Σύγχρονη Γεννήτρια Μόνιμου Μαγνήτη

Υπάρχουν πολλοί υπέρμαχοι των σύγχρονων γεννητριών μόνιμου μαγνήτη για τη χρήση τους στις ανεμογεννήτριες λόγω του γεγονότος ότι οι γεννήτριες αυτού του τύπου είναι αυτοδιεγειρόμενες και λειτουργούν με υψηλό συντελεστή ισχύος και υψηλή απόδοση.

Στις μηχανές μόνιμου μαγνήτη, η απόδοση είναι υψηλότερη από αυτή των επαγωγικών, μιας και η διέγερση παρέχεται χωρίς να υπάρχει επιπλέον παροχή ενέργειας. Ωστόσο θα πρέπει να τονιστεί ότι τα υλικά μα τα οποία κατασκευάζονται οι μόνιμοι μαγνήτες είναι πολύ ακριβά και καθόλου εύκολα στην επεξεργασία. Επιπρόσθετα, η χρήση διέγερσης με μόνιμο μαγνήτη απαιτεί τη χρήση μετατροπέων ισχύος προκειμένου να προσαρμόσει τη τάση και τη συχνότητα της γεννήτριας, στη τάση και τη συχνότητα του δικτύου αντίστοιχα. Το γεγονός αυτό οδηγεί σε πρόσθετο κόστος. Το πλεονέκτημα είναι ότι μπορεί να παραχθεί ενέργεια σε κάθε ταχύτητα. Ο στάτης των σύγχρονων γεννητριών μόνιμου μαγνήτη αποτελείται από συμβατικό τριφασικό τύλιγμα και ο δρομέας αποτελείται από ένα σύστημα πόλων μόνιμου μαγνήτη, που μπορεί να είναι έκτυποι ή κυλινδρικοί. Οι έκτυποι πόλοι είναι πιο συνηθισμένοι σε μηχανές χαμηλής ταχύτητας και είναι πιο χρήσιμοι για εφαρμογές ανεμογεννητριών. Η σύγχρονη φύση των σύγχρονων γεννητριών με μόνιμο μαγνήτη (PMSG) μπορεί να δημιουργήσει προβλήματα κατά την εκκίνηση, το συγχρονισμό και τη ρύθμιση της τάσης. Η σύγχρονη λειτουργία προκαλεί επίσης δύσκαμπτη συμπεριφορά σε περίπτωση που η ταχύτητα του αέρα δεν είναι σταθερή. Ένα ακόμα μειονέκτημα αυτού του τύπου γεννητριών είναι ότι τα μαγνητικά υλικά είναι ευαίσθητα στις υψηλές θερμοκρασίες με αποτέλεσμα να απαιτείται κάποιο σύστημα ψύξης.

7.6 Έλεγχος Τάσης

Η κύρια λειτουργία ενός ηλεκτρικού συστήματος είναι η μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας από τη γεννήτρια

στο δίκτυο. Προκειμένου να λειτουργεί κανονικά ένα δίκτυο, είναι σημαντικό οι τάσεις στους ζυγούς του να διατηρούνται κοντά στην ονομαστική τιμή. Παραδοσιακά, αυτό επιτυγχάνεται με διαφορετικό τρόπο στο δίκτυο μεταφοράς από ότι στο δίκτυο διανομής. Στα συστήματα μεταφοράς, οι μεγάλοι σταθμοί παραγωγής ενέργειας διατηρούν τις τάσεις των ζυγών εντός των επιτρεπτών ορίων διακυμάνσεων από τις ονομαστικές τιμές. Αντίθετα, τα δίκτυα διανομής έχουν ενσωματωμένες συσκευές για τον έλεγχο της τάσης. Όταν έχουμε διεσπαρμένη παραγωγή στο δίκτυο διανομής οι γεννήτριες που υπάρχουν πολύ σπάνια εμπλέκονται στον έλεγχο της τάσης των κόμβων. Οι πιο συχνά χρησιμοποιούμενες συσκευές ελέγχου της τάσης στα δίκτυα διεσπαρμένης παραγωγής είναι οι μετασχηματιστές με μεταβλητό λόγο τυλιγμάτων (tap changers). Επίσης χρησιμοποιούνται ηλεκτρονικά ελεγχόμενοι στατικοί αντισταθμιστές αέργου ισχύος με πυκνωτές ή πηνία (switched capacitors or reactors). Με συνδυασμό των προαναφερθέντων μπορεί να διατηρηθεί η τάση σε όλους τους κόμβους για τα δίκτυα μεταφοράς και διανομής εντός των επιθυμητών επιπέδων.

Ωστόσο, οι ανεμογεννήτριες επηρεάζουν τα ρεύματα ή τις ροές ισχύος στα δίκτυα διεσπαρμένης παραγωγής στα οποία είναι συνδεδεμένες και επειδή οι τάσεις των κόμβων είναι άμεσα συνδεδεμένες με τις ροές ισχύος, λογικό είναι να επηρεάζουν και αυτές. Αυτό μπορεί να οδηγήσει σε προβλήματα αν οι συσκευές που είναι ήδη εγκατεστημένες στο δίκτυο διεσπαρμένης παραγωγής δεν είναι ικανές να αντισταθμίσουν τις επιπτώσεις αυτές. Σε αυτή την περίπτωση, οι τάσεις σε κάποιους κόμβους στο δίκτυο διεσπαρμένης παραγωγής δεν μπορούν να διατηρηθούν εντός των επιτρεπόμενων διακυμάνσεων από τις ονομαστικές τιμές και για το λόγο αυτό πρέπει να ληφθούν κατάλληλα μέτρα.

Παρόμοια προβλήματα προκύπτουν όταν μεγάλα αιολικά πάρκα συνδέονται σε δίκτυα μεταφοράς. Και πάλι, το αιολικό πάρκο επηρεάζει τις ροές ισχύος και κατά επέκταση τις τάσεις των κόμβων, αλλά σε αυτή την περίπτωση στο δίκτυο μεταφοράς. Βέβαια στα δίκτυα αυτά οι τάσεις ελέγχονται από τους μεγάλους συμβατικούς σταθμούς παραγωγής ενέργειας. Αν όμως η ικανότητα τους να ελέγχουν τις τάσεις του δικτύου δεν είναι επαρκής για να αντισταθμίσει την επίδραση που θα έχουν οι ανεμογεννήτριες στις τάσεις των ζυγών, τότε και πάλι η τάση κάποιων από αυτούς δεν θα μπορέσει να διατηρηθεί εντός των επιτρεπόμενων διακυμάνσεων από τις ονομαστικές τους τιμές. Προφανώς, και σε αυτή την περίπτωση πρέπει να ληφθούν ανάλογα μέτρα.

7.6.1 Έλεγχος Τάσης στη Διεσπαρμένη Παραγωγή

Ο έλεγχος της τάσης σε ένα δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας έχει σαν στόχο να διατηρεί την τιμή των τάσεων του συστήματος εντός των καθορισμένων ορίων. Γενικά, ο έλεγχος τάσης γίνεται απαραίτητος λόγω της χωρητικότητας, της αντίστασης και της επαγωγής των διαφόρων στοιχείων ενός δικτύου όπως των μετασχηματιστών, των γραμμών και των καλωδίων, τα οποία στη συνέχεια θα αναφέρονται ως κλάδοι. Επειδή λοιπόν, οι κλάδοι έχουν χωρητικότητα, αντίσταση και επαγωγή, η ροή ρεύματος προκαλεί διαφορά τάσης μεταξύ των άκρων τους. Παρά το γεγονός ότι υπάρχει διαφορά δυναμικού μεταξύ των άκρων κάθε κλάδου, η τάση σε κάθε σημείο του δικτύου δεν επιτρέπεται να αποκλίνει πολύ από την ονομαστική τιμή της (συνήθως από 5% μέχρι 10%).

Είναι σημαντικό να τονιστεί ότι η τάση των ζυγών είναι μια 'τοπική' μεταβλητή, σε αντίθεση με τη συχνότητα του συστήματος, η οποία είναι μια μεταβλητή που αφορά συνολικά το σύστημα. Είναι επομένως προφανές ότι δεν είναι δυνατόν να ελεγχθούν όλοι οι ζυγοί του συστήματος από ένα σημείο. Ο έλεγχος της τάσης κάθε ζυγού μπορεί να γίνει μόνο στο συγκεκριμένο ζυγό. Η συγκεκριμένη παρατήρηση είναι εξαιρετικά σημαντική για να γίνει κατανοητή η επίδραση της αντικατάστασης της συμβατικής παραγωγής από ανεμογεννήτριες στον έλεγχο της τάσης.

Υπάρχουν αρκετοί τρόποι να επηρεαστεί η τάση στους κόμβους. Οι τρόποι αυτοί διαφέρουν θεμελιωδώς μεταξύ των δικτύων μεταφοράς και των δικτύων διανομής. Το γεγονός αυτό οφείλεται στα διαφορετικά χαρακτηριστικά των κλάδων ανάμεσα στα δυο είδη δικτύων, αλλά και τους διαφορετικούς τύπους και αριθμό γεννητριών που υπάρχουν στον καθένα. Τα δίκτυα μεταφοράς αποτελούνται από εναέριες γραμμές με πολύ χαμηλή αντίσταση. Η διαφορά τάσης στα άκρα μιας γραμμής με μεγάλη επαγωγική αντίσταση σε σχέση με την ωμική αντίσταση της, συσχετίζεται άμεσα με τη ροή αέργου ισχύος. Σύμφωνα με τα χαρακτηριστικά των συστημάτων μεταφοράς αλλά και των συνδεδεμένων γεννητριών, οι τάσεις των ζυγών ελέγχονται κυρίως αλλάζοντας την παραγωγή ή την κατανάλωση αέργου ισχύος των γεννητριών που είναι συνδεδεμένες στο σύστημα. Αυτές οι γεννήτριες είναι εύκολα προσβάσιμες από τους χειριστές του συστήματος εξαιτίας του σχετικά μικρού πλήθους τους και του γεγονότος ότι είναι συνεχώς υπό παρακολούθηση. Επιπλέον είναι πολύ ευέλικτες στη λειτουργία τους και επιτρέπουν το συνεχή έλεγχο της παραγωγής αέργου ισχύος σε ένα μεγάλο

εύρος. Αρκετές φορές επιπλέον εξοπλισμός που είναι κατά κύριο λόγο πηγές άεργου ισχύος που μπορούν να ελεγχθούν.

Τα δίκτυα διεσπαρμένης παραγωγής αποτελούνται από εναέριες γραμμές ή υπόγεια καλώδια, στα οποία η ωμική αντίσταση δεν είναι αμελητέα σε σχέση με την επαγωγή. Οπότε, η επίδραση της άεργου ισχύος στις τάσεις των κόμβων είναι λιγότερη έντονη από την περίπτωση που έχουμε συστήματα μεταφοράς. Επιπλέον, οι γεννήτριες που είναι συνδεδεμένες σε δίκτυα διεσπαρμένης παραγωγής δεν είναι πάντοτε ικανές να μεταβάλλουν την άεργο ισχύ τους για να συνεισφέρουν στον έλεγχο της τάσης. Άρα η τάση των κόμβων σε αυτά τα δίκτυα ελέγχεται κυρίως αλλάζοντας το λόγο μετασχηματισμού στο μετασχηματιστή που συνδέει το δίκτυο σε υψηλότερα επίπεδα τάσης και μερικές φορές επίσης με συσκευές οι οποίες παράγουν ή καταναλώνουν άεργο ισχύ, όπως πυκνωτές. Σε γενικές γραμμές τα δίκτυα διεσπαρμένης ενέργειας δίνουν πολύ λιγότερες δυνατότητες ελέγχου της τάσης.

7.6.2 Επίδραση της Αιολικής Ενέργειας στον Έλεγχο της Τάσης στα Συστήματα Μεταφοράς και στα Δίκτυα Διανομής

Όπως αναφέρθηκε και νωρίτερα, στα δίκτυα μεταφοράς η ρύθμιση της τάσης γίνεται από τους μεγάλους συμβατικούς σταθμούς παραγωγής που χρησιμοποιούν σύγχρονες γεννήτριες, αν και κάποιες φορές υπάρχει και κάποιος επιπλέον εξοπλισμός για το ίδιο σκοπό, όπως συστοιχίες πυκνωτών. Πλέον όμως οι διαχειριστές του δικτύου απαιτούν από οποιονδήποτε νέο παραγωγό να διαθέτει και τη δυνατότητα παραγωγής άεργου ισχύος, ανεξάρτητα με την τεχνολογία που χρησιμοποιεί. Το γεγονός αυτό σημαίνει πως πλέον δεν γίνεται καμία εξαίρεση συμπεριλαμβάνοντας τις ανεμογεννήτριες και τις άλλες ανανεώσιμες πηγές ενέργειας.

Οι ανεμογεννήτριες και τα αιολικά πάρκα τείνουν να κατασκευάζονται σε απομονωμένες περιοχές ή στη θάλασσα εξαιτίας των διαστάσεων τους αλλά και της επίδρασης στο φυσικό τοπίο. Άμεση συνέπεια είναι ότι γίνεται δύσκολο να ελεγχθεί η τάση σε τέτοια απομακρυσμένα μέρη από σταθμούς παραγωγής που βρίσκονται σε άλλα σημεία του δικτύου. Για το λόγο αυτό οι ανεμογεννήτριες θα πρέπει να έχουν και αυτές τη δυνατότητα ελέγχου της τάσης. Ανεξάρτητα από την δικιά τους δυνατότητα ελέγχου της τάσης μπορεί να καθίσταται αναγκαίο η επιπλέον εγκατάσταση συσκευών που να ρυθμίζουν την τάση [98].

Δυο είναι οι βασικές μέθοδοι αντιμετώπισης αυτού του προβλήματος σε τέτοιου είδους δίκτυα. Η πρώτη είναι η χρήση μετασχηματιστών με μεταβλητό λόγο μετασχηματισμού και η δεύτερη είναι η χρήση συσκευών που μπορούν να παράγουν ή να καταναλώσουν άεργο ισχύ. Η χρήση αυτών των μετασχηματιστών δεν αποτελεί και την πιο ευέλικτη λύση. Εκτός της επίδρασης στη τάση ενός ζυγού από τη μεταβολή του λόγου μετασχηματισμού, επηρεάζονται και οι υπόλοιπες τάσεις του δικτύου. Πυκνωτές και πηνία, αποδίδουν πολύ καλύτερα, μιας και επηρεάζουν σχεδόν αποκλειστικά την τάση του κόμβου στον οποίο είναι συνδεδεμένοι. Ωστόσο, η ευαισθησία της τάσης του κόμβου σε αλλαγές της άεργου ισχύος είναι πολύ περιορισμένη με αποτέλεσμα να απαιτούνται μεγάλοι πυκνωτές και πηνία. Αυτό το μειονέκτημα οφείλεται στο μεγάλο λόγο της ωμικής αντίστασης προς την επαγωγή των κλάδων στα δίκτυα διεσπαρμένης παραγωγής σε σχέση με αυτά της μεταφοράς.

Καθώς, όλο και περισσότερο οι ανεμογεννήτριες και τα φ/β συνδέονται στα δίκτυα, γίνεται πιο πολύπλοκος ο έλεγχος της τάσης. Αν η παραγόμενη ενέργεια δεν συμβαδίζει με τα φορτία, τότε οι μεταβολές στα ρεύματα των κλάδων προκαλούν μεταβολές στη τάση των κόμβων. Η μέγιστη και ελάχιστη τιμή του ρεύματος ενός κλάδου συνηθίζεται να σχετίζεται μόνο με το φορτίο, αλλά με την σύνδεση της διεσπαρμένης παραγωγής τα όρια της τιμής του ρεύματος, τα όρια της τιμής του ρεύματος εξαρτώνται και από την παρεχόμενη ενέργεια της.

7.6.3 Δυνατότητα Ελέγχου της Τάσης από τις Ανεμογεννήτριες

Η μεγάλη πλειοψηφία των ανεμογεννητριών που εγκαθίστανται σήμερα χρησιμοποιούν κάποιους δεδομένους τύπους ηλεκτρομηχανικού συστήματος παραγωγής ενέργειας. Όπως αναφέρθηκε και νωρίτερα, οι τάσεις των κόμβων εξαρτώνται από τα χαρακτηριστικά και τα ρεύματα των κλάδων. Σε συστήματα μεταφοράς και δίκτυα διεσπαρμένης παραγωγής, η τάση των κόμβων και η άεργος ισχύς συνδέονται και κατά επέκταση μπορεί να γίνει έλεγχος της τάσης των κόμβων μέσω αλλαγών στην παραγωγή ή κατανάλωση άεργου ισχύος στη γεννήτρια.

Χρήσιμο είναι να αξιολογήσουμε τις δυνατότητες ελέγχου της τάσης για κάθε διαφορετικό τύπο ανεμογεννητριών που αναφέρθηκε νωρίτερα. Οι ανεμογεννήτριες σταθερής ταχύτητας έχουν επαγωγικές γεννήτριες βραχυκυκλωμένου κλωβού, οι οποίες πάντοτε καταναλώνουν άεργο ισχύ. Το ποσό της άεργου

ισχύος που καταναλώνουν εξαρτάται από την τερματική τάση, την παραγωγή έργου ισχύος και την ταχύτητα του δρομέα. Αυτός ο τύπος γεννήτριας δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί για έλεγχο της τάσης, αφού μπορεί μόνο να καταναλώσει και όχι να παράγει έργο ισχύ και συνεπώς δεν μπορεί να ελεγχθεί η ανταλλαγή έργου ισχύος με το δίκτυο. Το γεγονός ότι αυτός ο τύπος γεννήτριας καταναλώνει έργο ισχύ μπορεί να αποτελέσει μειονέκτημα, ιδιαίτερος σε περίπτωση που έχουμε μεγάλες ανεμογεννήτριες ή αιολικά πάρκα ή αδύναμα δίκτυα. Σε αυτές τις περιπτώσεις η κατανάλωση έργου ισχύος μπορεί να προκαλέσει σημαντική πτώση τάσης στους κόμβους. Για το λόγο αυτό γίνεται αντιστάθμιση της έργου ισχύος με τη χρήση πυκνωτών. Με τον τρόπο αυτό η ανταλλαγή έργου ισχύος μεταξύ του συνδυασμού γεννήτριας και του πυκνωτή από τη μία και του δικτύου από την άλλη μπορεί να μειωθεί με αποτέλεσμα τη βελτίωση του συντελεστή ισχύος του συστήματος.

Ένας συμβατικός πυκνωτής είναι μια μη ελεγχόμενη πηγή έργου ισχύος. Προσθέτοντας πυκνωτές αντιστάθμισης, η αρνητική επιρροή της ανεμογεννήτριας στην τάση των κόμβων μειώνεται. Οι δυνατότητες ελέγχου της τάσης όμως δεν βελτιώνονται μιας και υπάρχει ακόμα μια μοναδική σχέση μεταξύ της ταχύτητας του δρομέα, της τερματικής τάσης και της ενεργού και έργου ισχύος. Ο έλεγχος τάσης σε μια τέτοια γεννήτρια μπορεί να βελτιωθεί μόνο με τη χρήση πιο προηγμένων λύσεων αντί των συμβατικών πυκνωτών. Τέτοιες λύσεις αποτελούν οι ελεγχόμενες πηγές έργου ισχύος όπως συστοιχίες πυκνωτών ηλεκτρονικά ελεγχόμενες.

Η παραγωγή έργου ισχύος μιας επαγωγικής γεννήτριας διπλής τροφοδοσίας μπορεί να ελεγχθεί από το ρεύμα του δρομέα. Σε αυτή την περίπτωση δεν ισχύει η μοναδική σχέση μεταξύ της έργου ισχύος και των άλλων ποσοτήτων όπως στην προηγούμενη περίπτωση. Στην επαγωγική γεννήτρια διπλής τροφοδοσίας η έργο ισχύς επηρεάζεται σε πολύ μικρότερο βαθμό από την ταχύτητα του δρομέα και την παραγόμενη ενεργό ισχύ, από ότι στην επαγωγική γεννήτρια βραχυκυκλωμένου κλωβού. Ο λόγος για αυτό είναι ότι και η ροπή της γεννήτριας και η παραγωγή έργου ισχύος εξαρτώνται άμεσα από το ρεύμα που εγγχεί ο ηλεκτρονικός μετατροπέας ισχύος. Το μέτρο και η γωνία του ρεύματος καθορίζει την επιθυμητή ροπή και έργο ισχύ.

Στην περίπτωση της ανεμογεννήτριας μεταβλητής ταχύτητας που είναι συνδεδεμένη στο δίκτυο μέσω μετατροπέα ισχύος, η ανταλλαγή έργου ισχύος με το δίκτυο δεν καθορίζεται από τις ιδιότητες της γεννήτριας αλλά από τα χαρακτηριστικά του μετατροπέα στη πλευρά του δικτύου, αφού η γεννήτρια είναι πλήρως αποζευγμένη από το δίκτυο. Αυτό σημαίνει πως ο συντελεστής ισχύος της γεννήτριας και ο συντελεστής ισχύος του μετατροπέα στην πλευρά του δικτύου μπορεί να ελεγχθεί ανεξάρτητα.

7.7 Ανακεφαλαίωση

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκαν οι χαρακτηριστικές συσκευές ηλεκτρονικών ισχύος που χρησιμοποιούνται στα συστήματα ανεμογεννητριών. Στη συνέχεια περιγράφηκαν οι γενικοί τύποι γεννητριών που μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε ανεμογεννήτριες. Τέλος, έγινε αναφορά στις δυνατότητες ελέγχου της τάσης για κάθε διαφορετικό τύπο ανεμογεννητριών.

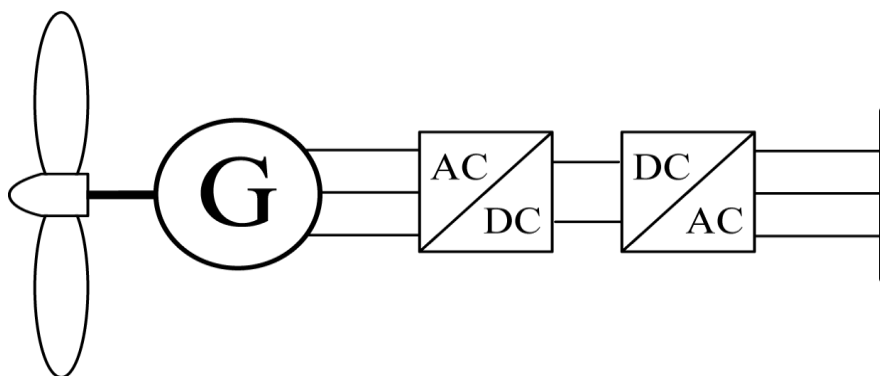
8. Ηλεκτρικές Μηχανές για Ανεμογεννήτριες και Μοντελοποίηση τους

Σύνοψη

Στο κεφάλαιο αυτό δίνονται περιεκτικά τα ακριβή μαθηματικά μοντέλα των ηλεκτρικών μηχανών που αξιοποιούνται σε ανεμογεννήτριες. Αυτή τη στιγμή οι περισσότεροι και μεγαλύτεροι παραγωγοί ανεμογεννητριών στο κόσμο κατασκευάζουν μεταβλητής ταχύτητας ανεμογεννήτριες με έλεγχο γωνίας βήματος πτερυγίων. Ο πιο συχνά χρησιμοποιούμενος τύπος γεννήτριας είναι οι επαγωγικές γεννήτριες, ενώ σε πολύ μικρό ποσοστό που όμως τελευταία παρουσιάζει κάποιες τάσεις αύξησης χρησιμοποιούνται σύγχρονες γεννήτριες με μόνιμο μαγνήτη. Σήμερα, στη διεθνή αγορά των ανεμογεννητριών κυρίαρχος τα τύπος ανεμογεννήτριας (σε ποσοστό μεγαλύτερο του 70%) είναι αυτός με επαγωγική μηχανή διπλή τροφοδοσίας (DFIG), με μεταβλητή ταχύτητα και μεταβλητό έλεγχο γωνίας κλίσης των πτερυγίων. Γενικά για ισχύς των MW, μια ανεμογεννήτρια μπορεί να εξοπλιστεί με οποιαδήποτε τριφασική γεννήτρια. Όλοι οι γενικοί τύποι γεννητριών μπορούν να χρησιμοποιηθούν σε ανεμογεννήτριες, δηλαδή: ασύγχρονες γεννήτριες (επαγωγικές γεννήτριες βραχυκυκλωμένου κλωβού και επαγωγικές γεννήτριες δακτυλιοφόρου δρομέα) και σύγχρονες γεννήτριες (σύγχρονες γεννήτριες μόνιμου μαγνήτη και σύγχρονες γεννήτριες δακτυλιοφόρου δρομέα).

8.1 Ασύγχρονη Γεννήτρια Βραχυκυκλωμένου Κλωβού

Η ασύγχρονη γεννήτρια βραχυκυκλωμένου κλωβού είναι ιδιαίτερα δημοφιλής λόγω της απλότητας, της υψηλής απόδοσης και του χαμηλού κόστους συντήρησης. Ο στάτης της γεννήτριας είναι συνδεδεμένος στο δίκτυο μέσω ενός πλήρους μετατροπέα EP/ΣΠ/EP όπως φαίνεται στην εικόνα 11.8. Η συνδεσμολογία αυτή είναι ιδιαίτερα απλή στο σχεδιασμό της ενώ η ασύγχρονη γεννήτρια βραχυκυκλωμένου κλωβού παρουσιάζει μικρότερο κατασκευαστικό κόστος από την αντίστοιχη δακτυλιοφόρου δρομέα. Ο συντελεστής ισχύος του συστήματος μπορεί να ελεγχθεί σε μεγάλο εύρος ενώ οι διαταραχές του ανέμου μπορούν να αποσβεστούν τόσο από την αδράνεια της μηχανής όσο και μέσω της διασύνδεσης ΣΠ. Στα μειονεκτήματα συγκαταλέγονται το μεγάλο κόστος του μετατροπέα, ο οποίος πρέπει να έχει την ίδια ισχύ με τη γεννήτρια, και η απαίτηση για μεγάλη αποδοτικότητα στο σύστημα του μετατροπέα ώστε να εγγυάται υψηλή απόδοση του συστήματος.



Εικόνα 8.1 Ασύγχρονη γεννήτρια βραχυκυκλωμένου κλωβού.

8.1.1 Ισοδύναμο Κύκλωμα Ασύγχρονης Μηχανής

Στην τριφασική ασύγχρονη μηχανή, το τριφασικό τύλιγμα του στάτη αποτελείται από τρία επαγωγικά τυλίγματα συνδεδεμένα σε συνδεσμολογία αστέρα ή τριγώνου. Στην περίπτωση μηχανής δακτυλιοφόρου δρομέα, ο δρομέας αποτελείται και αυτός από ένα τριφασικό τύλιγμα αντίστοιχο του στάτη, ενώ στην μηχανή βραχυκυκλωμένου κλωβού, ο δρομέας αποτελείται από βραχυκυκλωμένες μπάρες. Στην περίπτωση αυτή, η μηχανή μπορεί να θεωρηθεί ως ένας τριφασικός μετασχηματιστής με περιστρεφόμενο και βραχυκυκλωμένο δευτερεύον τύλιγμα [30], [99].

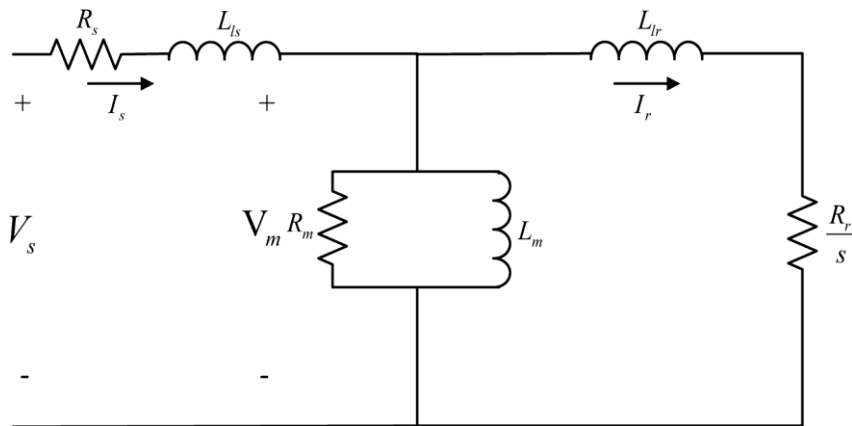
Ο στάτης της τριφασικής ασύγχρονης μηχανής τροφοδοτείται με τριφασικό εναλλασσόμενο ρεύμα συχνότητας ω_e δημιουργώντας στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο στο διάκενο ανάμεσα στον στάτη και το δρομέα, επάγοντας με αυτόν τον τρόπο ρεύμα στον δρομέα. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα ο δρομέας να αρχίσει να στρέφεται με μια ταχύτητα ω_r . Η ταχύτητα του δρομέα, στην περίπτωση λειτουργίας της μηχανής ως κινητήρα,

φτάνει σε μια ταχύτητα δρομέα ω_r λίγο μικρότερη από τη σύγχρονη ταχύτητα ω_e ορίζοντας με αυτόν τον τρόπο την ολίσθηση (slip):

$$s = \frac{\omega_e - p\omega_r}{\omega_e} = \frac{\omega_{sl}}{\omega_e} \quad (8.1)$$

όπου p είναι ο αριθμός των ζευγών πόλων του στάτη της μηχανής και ω_{sl} η γωνιακή συχνότητα ολίσθησης.

Το μονοφασικό ισοδύναμο κύκλωμα της τριφασικής ασύγχρονης μηχανής είναι ένα πολύ σημαντικό εργαλείο για την ανάλυση και τον προσδιορισμό της συμπεριφοράς της στη μόνιμη κατάσταση. Το σχηματικό διάγραμμα του ισοδύναμου κυκλώματος φαίνεται στην εικόνα που ακολουθεί.



Εικόνα 8.2 Ισοδύναμο κύκλωμα ασύγχρονης μηχανής.

Στο παραπάνω διάγραμμα, η τάση V_s και το ρεύμα I_s αντιστοιχούν στην τερματική τάση και στο ρεύμα του στάτη αντίστοιχα ενώ R_s και L_{ls} είναι η ωμική αντίσταση και η αντίδραση σκέδασης στα τυλίγματα του στάτη αντίστοιχα. Το ρεύμα διέγερσης I_o αποτελείται από δύο ρεύματα, το ρεύμα σιδήρου $I_c = V_m / R_m$ και το ρεύμα μαγνήτισης $I_m = V_m / \omega_e L_m$, όπου V_m είναι η ηλεκτρεγερτική δύναμη, R_m είναι η ισοδύναμη αντίσταση σιδήρου και L_m η επαγωγή μαγνήτισης. Στον δρομέα ρέει ένα ρεύμα I_r ενώ με R_r και L_{lr} συμβολίζουμε την ωμική αντίσταση και την επαγωγή σκέδασης του τυλίγματος του δρομέα ανηγμένα στο στάτη. Όταν η ολίσθηση είναι μηδέν $s = 0$, δηλαδή στη σύγχρονη ταχύτητα, τότε το ρεύμα του δρομέα είναι μηδέν ($I_r = 0$), ενώ για $0 < s < 1$ το ρεύμα του δρομέα επηρεάζεται από την παράμετρο R_r / s .

Σύμφωνα με το ισοδύναμο κύκλωμα οι διάφορες εκφράσεις των ισχύων σε μια τριφασική ασύγχρονη μηχανή είναι:

- Ισχύς εισόδου:

$$P_{in} = 3V_s I_s \cos \varphi \quad (8.2)$$

- Ισχύς απωλειών χαλκού στάτη:

$$P_{ls} = 3I_s^2 R_s \quad (8.3)$$

- Απώλειες σιδήρου:

$$P_{lc} = \frac{3V_m^2}{R_m} \quad (8.4)$$

- Ισχύς διακένου:

$$P_g = 3I_r^2 \frac{R_r}{s} \quad (8.5)$$

- Ισχύς απωλειών χαλκού δρομέα:

$$P_{lr} = 3I_r^2 R_r \quad (8.6)$$

- Ισχύς εξόδου:

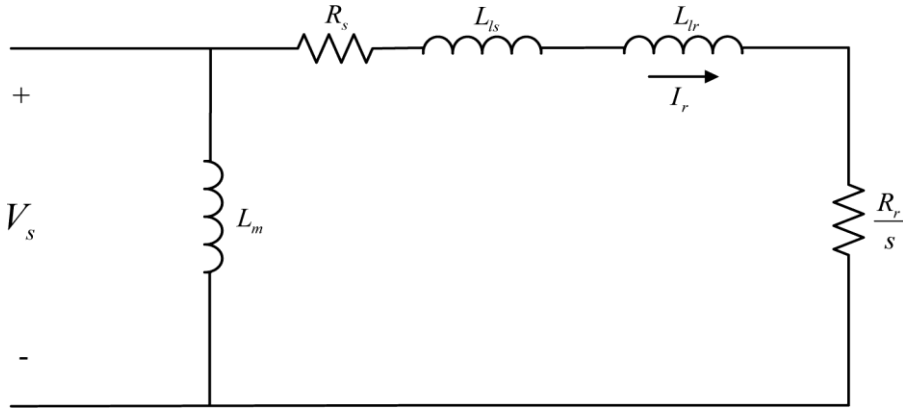
$$P_o = P_g - P_{lr} = 3I_r^2 R_r \frac{1-s}{s} \quad (8.7)$$

όπου φ είναι η διαφορά φάσης μεταξύ της τάσης και του ρεύματος του στάτη.

Η ισχύς εξόδου είναι αποτέλεσμα του γινομένου της αναπτυσσόμενης ροπής T_e και της ταχύτητας του δρομέα $\omega_m = p\omega_r$ κι επομένως η ροπή δίνεται από τη σχέση:

$$T_e = \frac{P_o}{\omega_m} = \frac{3}{\omega_m} I_r^2 R_r \frac{1-s}{s} = 3p I_r^2 \frac{R_r}{s\omega_e} \quad (8.8)$$

Αν αμελήσουμε τις απώλειες σιδήρου R_m και μετακινήσουμε την επαγωγή μαγνήτισης L_m στην είσοδο, κάτι που μπορεί να συμβεί καθώς $|R_s + jL_{ls}\omega_e| \ll L_m\omega_e$, τότε καταλήγουμε στο Γ-ισοδύναμο κύκλωμα της μηχανής που φαίνεται στην παρακάτω εικόνα.



Εικόνα 8.3 Γ-ισοδύναμο κύκλωμα ασύγχρονης μηχανής.

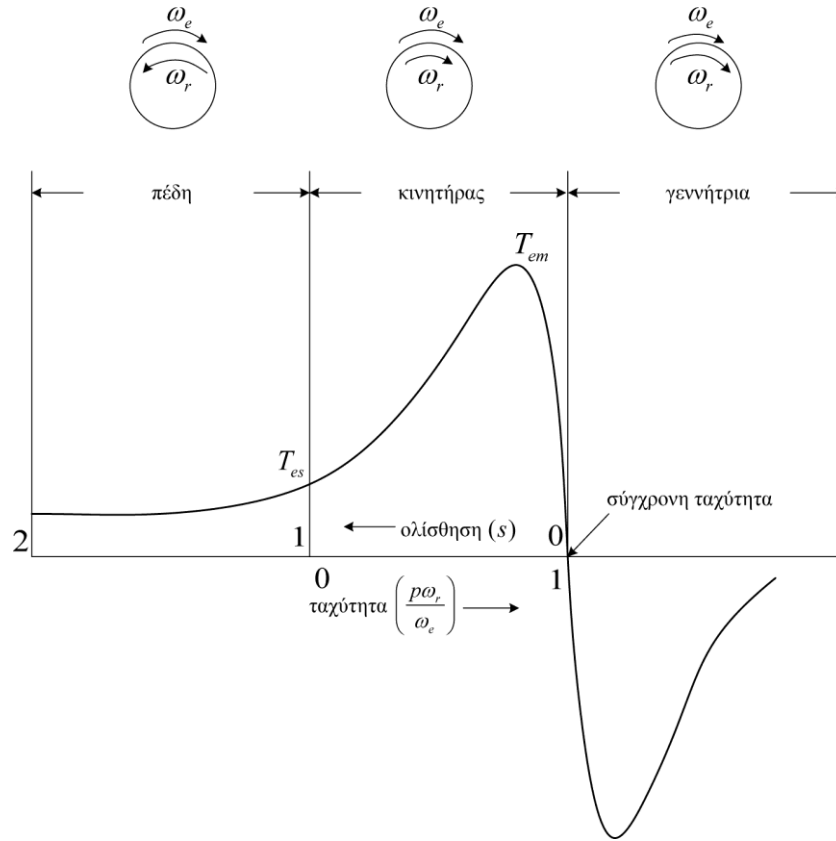
Σύμφωνα με το Γ-ισοδύναμο κύκλωμα, το ρεύμα του δρομέα ισούται με:

$$I_r = \frac{V_s}{\sqrt{\left(R_s + \frac{R_r}{s}\right)^2 + \omega_e^2 (L_{ls} + L_{lr})^2}} \quad (8.9)$$

Συνδυάζοντας τώρα τις σχέσεις (8.8) και (8.9) λαμβάνουμε:

$$T_e = 3p \frac{R_r}{s\omega_e} \frac{V_s}{\sqrt{\left(R_s + \frac{R_r}{s}\right)^2 + \omega_e^2 (L_{ls} + L_{lr})^2}} \quad (8.10)$$

όπου παρατηρούμε ότι η ροπή είναι συνάρτηση της ολίσθησης s για σταθερή συχνότητα και σταθερή τάση στο στάτη όπως φαίνεται στην εικόνα που ακολουθεί.



Εικόνα 8.4 Χαρακτηριστική καμπύλη ροπής-ολίσθησης ή ροπής-ταχύτητας.

Το παραπάνω σχήμα δείχνει το διάγραμμα ροπής-ταχύτητας $p\omega_r / \omega_e = 1 - s$, όπου η τιμή της ολίσθησης επεκτείνεται πέρα από το διάστημα $0 < s < 1$. Η περιοχή λειτουργίας ως κινητήρα (motoring) ορίζεται στο διάστημα $0 < s < 1$, για $s < 0$ η μηχανή λειτουργεί ως γεννήτρια (regenerating), ενώ για $1 < s < 2$ η μηχανή λειτουργεί στην περιοχή πέδης (plugging).

Στην περιοχή λειτουργίας ως κινητήρας, όσο η ολίσθηση s αυξάνεται συνεπάγεται ότι και η ροπή T_e αυξάνεται με αποτέλεσμα να φτάνουμε σε μια μέγιστη τιμή της ροπής T_{em} , η οποία ονομάζεται ροπή ανατροπής, ύστερα από την οποία η μηχανή επιβραδύνει με την αύξηση της ολίσθησης. Παραγωγίζοντας τη σχέση (8.10) ως προς s και θέτοντάς την ίση με το μηδέν λαμβάνουμε την ολίσθηση ανατροπής:

$$s_m = \pm \frac{R_r}{\sqrt{R_s^2 + \omega_e^2 (L_{ls} + L_{lr})^2}} \quad (8.11)$$

η οποία για τη θετική της τιμή (λειτουργία κινητήρα) αντιστοιχεί στην ροπή ανατροπής:

$$T_{em} = \frac{3}{4} \frac{p}{\omega_e} \frac{V_s}{\sqrt{R_s^2 + \omega_e^2 (L_{ls} + L_{lr})^2} + R_s} \quad (8.12)$$

Η περιοχή $0 < s < s_m$ ονομάζεται «περιοχή ευσταθούς λειτουργίας» καθώς η λειτουργία της μηχανής ως κινητήρα καταρρέει για $s > s_m$.

Ένα επιπλέον σημαντικό μέγεθος της μηχανής είναι η ροπή εκκίνησης η οποία λαμβάνεται άμεσα από τη σχέση της ροπής (8.10) αν θέσουμε $s = 1$:

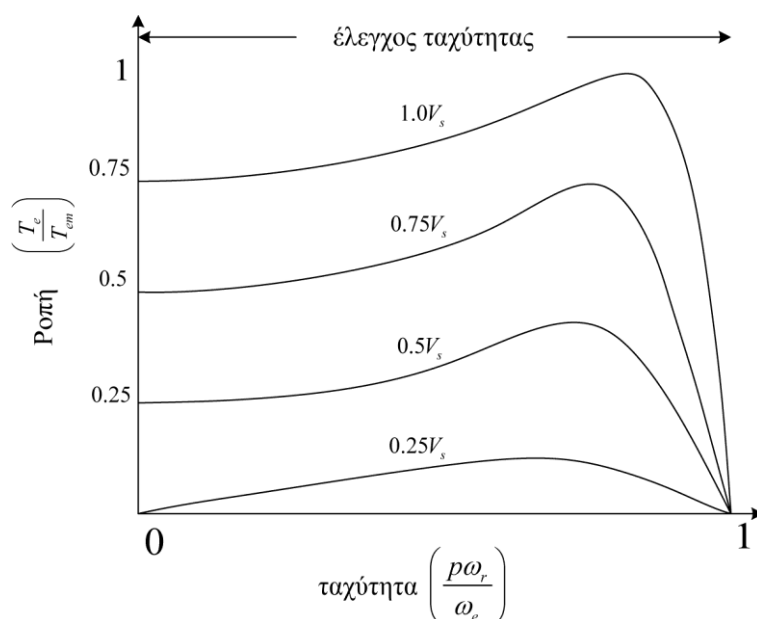
$$T_{es} = 3 \frac{p R_r}{2 \omega_e (R_s + R_r)^2 (L_{ls} + L_{lr})^2} V_s \quad (8.13)$$

8.1.2 Λειτουργία Μηχανής υπό Μεταβλητή Τάση ή Συχνότητα

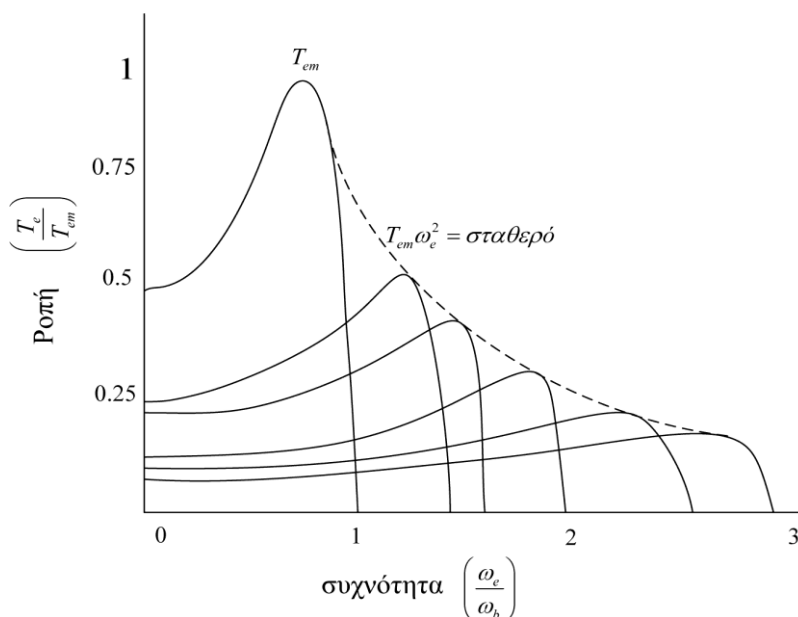
Ο πιο εύκολος και οικονομικός τρόπος για να ελέγξουμε έναν ασύγχρονο κινητήρα βραχυκυκλωμένου κλωβού είναι μέσω της μεταβολής της τάσης του στάτη υπό σταθερή συχνότητα. Με τον τρόπο αυτό λαμβάνουμε τις χαρακτηριστικές ροπής-ταχύτητας για διάφορες τιμές της τάσης του στάτη όπως φαίνονται στην εικόνα 8.5.

Ένα σημαντικό μειονέκτημα της λειτουργίας με μεταβλητή τάση στάτη και σταθερή συχνότητα είναι ότι σε περίπτωση που επιθυμούμε έλεγχο στροφών, τότε οι στροφές του κινητήρα περιορίζονται σε τιμές μικρότερες της σύγχρονης ταχύτητας ενώ επιπλέον όταν έχουμε μια σταθερή ροπή φορτίου, όσο μειώνεται η επιθυμητή ταχύτητα τόσο πιο εύκολα φεύγουμε από της περιοχή ευσταθούς λειτουργίας.

Για τον λόγο αυτό, η επόμενη μέθοδος λειτουργίας ενός ασύγχρονου κινητήρα είναι η λειτουργία με σταθερή τάση και μεταβλητή συχνότητα. Στην περίπτωση αυτή, όσο αυξάνεται η συχνότητα τόσο μειώνεται η ροή στο διάκενο και το ρεύμα του δρομέα με αποτέλεσμα να μειώνεται και η ροπή όπως φαίνεται στην εικόνα 8.6. Το γεγονός αυτό ονομάζεται εξασθένηση πεδίου (field-weakening) [30].



Εικόνα 8.5 Χαρακτηριστική ροπής-ταχύτητας για μεταβλητή τάση στάτη και σταθερή συχνότητα.



Εικόνα 8.6 Χαρακτηριστική ροπής-ταχύτητας για μεταβλητή συχνότητα και σταθερή τάση στάτη.

Η ροπή ανατροπής μπορεί να υπολογιστεί αν παραγωγίσουμε την εξίσωση της ροπής (8.10) από όπου λαμβάνουμε ότι $T_{em}\omega_e^2 = \text{σταθερό}$, δηλαδή η μηχανή συμπεριφέρεται σαν μηχανή συνεχούς ρεύματος για μεταβλητή συχνότητα.

Από τις δύο παραπάνω λειτουργίες παρατηρούμε ότι μπορούμε να μεταβάλλουμε ταυτόχρονα την τάση στάτη και τη συχνότητά του ώστε να πετύχουμε την επιθυμητή ταχύτητα με τη μηχανή να λειτουργεί στην περιοχή ευσταθούς λειτουργίας. Αυτή είναι και η θεωρία στην οποία βασίζονται οι κινητήρες μεταβλητής ταχύτητας [30], [100], [101].

8.1.3 Μοντέλο Επαγωγικής Μηχανής στο dq Πλαίσιο Αναφοράς

Για την περιγραφή της δυναμικής συμπεριφοράς της επαγωγικής μηχανής θα παρουσιάσουμε στη συνέχεια το μοντέλο της σε στρεφόμενο dq πλαίσιο αναφοράς, στο οποίο έχουμε φθάσει με εφαρμογή του μετασχηματισμού Park, υπό τις παραδοχές ότι η κατάσταση του μαγνητικού πεδίου στο διάκενο της μηχανής είναι ημιτονοειδής και ότι οι απώλειες λόγω υστέρησης και δινορευμάτων είναι αμελητέες.

Οι φυσικές τάσεις στους ακροδέκτες του στάτη δίνονται από την παρακάτω σχέση:

$$\begin{bmatrix} u_{as} \\ u_{bs} \\ u_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{bmatrix} \quad (8.14)$$

Αντίστοιχα για το δρομέα ισχύει η σχέση:

$$\begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{ar} \\ \lambda_{br} \\ \lambda_{cr} \end{bmatrix} \quad (8.15)$$

όπου u_{as}, u_{bs}, u_{cs} είναι οι φυσικές τάσεις στους ακροδέκτες του στάτη της μηχανής, v_{ar}, v_{br}, v_{cr} είναι οι φυσικές τάσεις στους ακροδέκτες του δρομέα της μηχανής, i_{as}, i_{bs}, i_{cs} είναι τα ρεύματα στα τυλίγματα των τριών φάσεων του στάτη, i_{ar}, i_{br}, i_{cr} είναι τα ρεύματα στα τυλίγματα των τριών φάσεων του δρομέα, R_s είναι η ωμική αντίσταση μιας φάσης του στάτη, R_r είναι η ωμική αντίσταση μιας φάσης του δρομέα, $\lambda_{as}, \lambda_{bs}, \lambda_{cs}$ είναι οι μαγνητικές ροές του στάτη και $\lambda_{ar}, \lambda_{br}, \lambda_{cr}$ είναι οι μαγνητικές ροές του δρομέα.

Σε συνοπτική μορφή, το τριφασικό μοντέλο που περιγράφει τα τυλίγματα στάτη της επαγωγικής μηχανής γράφεται ως:

$$U_s^{abc} = \dot{\lambda}_s^{abc} + R_s I_s^{abc} \quad (8.16)$$

όπου ο δείκτης s σημαίνει μέγεθος στάτη, U συμβολίζει την τάση στάτη, λ συμβολίζει ροή και I συμβολίζει ρεύμα, ενώ ω_s είναι η γωνιακή συχνότητα της εφαρμοζόμενης τάσης στάτη.

Εφαρμόζουμε το μετασχηματισμό Park με γωνιακή συχνότητα $T_{dq0}(\omega_s)$

$$U_s^{dq0} = T_{dq0}(\omega_s) \frac{d}{dt} [T_{dq0}^{-1}(\omega_s) \lambda_s^{dq0}] + T_{dq0}(\omega_s) R_s T_{dq0}^{-1}(\omega_s) I_s^{dq0} \quad (8.17)$$

Τελικά, ύστερα από πράξεις, το ισοδύναμο μοντέλο στάτη της επαγωγικής μηχανής γίνεται:

$$U_{ds} = \dot{\lambda}_{ds} - \omega_s \lambda_{qs} + R_s I_{ds} \quad (8.18)$$

$$U_{qs} = \dot{\lambda}_{qs} + \omega_s \lambda_{ds} + R_s I_{qs} \quad (8.19)$$

Ο δρομέας της μηχανής έχει p ζεύγη πόλων, περιστρέφεται με γωνιακή συχνότητα ω_r και τα ηλεκτρικά μεγέθη του περιστρέφονται ως προς αυτά του στάτη με γωνιακή συχνότητα $\omega_{slip} = (\omega_s - p\omega_r)$ ολίσθησης.

Σε συνοπτική μορφή, το τριφασικό μοντέλο που περιγράφει τα τυλίγματα δρομέα της επαγωγικής μηχανής γράφεται ως

$$V_r^{abc} = \dot{\lambda}_r^{abc} + R_r I_r^{abc} \quad (8.20)$$

Εφαρμόζοντας μετασχηματισμό Park με γωνιακή συχνότητα ω_{slip} , τελικά έχουμε

$$V_{dr} = \dot{\lambda}_{dr} - (\omega_s - p\omega_r)\lambda_{qr} + R_r I_{dr} \quad (8.21)$$

$$V_{qr} = \dot{\lambda}_{qr} + (\omega_s - p\omega_r)\lambda_{dr} + R_r I_{qr} \quad (8.22)$$

Επίσης, αποδεικνύεται ότι ισχύουν και οι ακόλουθες αλγεβρικές σχέσεις που συνδέουν ρεύματα και ροές στάτη και δρομέα

$$\lambda_{ds} = L_{\sigma s} I_{ds} + L_m (I_{ds} + I_{dr}) = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \quad (8.23)$$

$$\lambda_{qs} = L_{\sigma s} I_{qs} + L_m (I_{qs} + I_{qr}) = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \quad (8.24)$$

$$\lambda_{dr} = L_{\sigma r} I_{dr} + L_m (I_{ds} + I_{dr}) = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \quad (8.25)$$

$$\lambda_{qr} = L_{\sigma r} I_{qr} + L_m (I_{qs} + I_{qr}) = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \quad (8.26)$$

όπου $L_{\sigma s}$ και $L_{\sigma r}$ είναι οι ανά φάση αντιδράσεις σκέδασης στάτη και δρομέα, L_m είναι η επαγωγή μαγνήτισης, ενώ $L_s = L_{\sigma s} + L_m$ και $L_r = L_{\sigma r} + L_m$.

Η διαφορική εξίσωση που περιγράφει τη σχέση ροπής-ταχύτητας είναι η ακόλουθη

$$J\dot{\omega}_r + b\omega_r = T_e - T_m \quad (8.27)$$

όπου J είναι η ροπή αδράνειας της μηχανής, b ο συντελεστής απόσβεσης, T_m η μηχανική ροπή δρομέα και T_e η ηλεκτρομαγνητική ροπή, η οποία δίνεται από τις παρακάτω σχέσεις

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2}p(\lambda_{ds}I_{qs} - \lambda_{qs}I_{ds}) = \frac{3}{2}p\frac{L_m}{L_s}(\lambda_{qs}I_{dr} - \lambda_{ds}I_{qr}) = \frac{3}{2}pL_m(I_{qs}I_{dr} - I_{ds}I_{qr}) = \frac{3}{2}p(\lambda_{dr}I_{qr} - \lambda_{qr}I_{dr}) \\ &= \frac{3}{2}p\frac{L_m}{L_r}(\lambda_{dr}I_{qs} - \lambda_{qr}I_{ds}) \end{aligned} \quad (8.28)$$

Τέλος, οι σχέσεις που περιγράφουν την ενεργό και άεργο ισχύ στάτη και δρομέα είναι οι ακόλουθες

$$P_s = \frac{3}{2}(U_{ds}I_{ds} + U_{qs}I_{qs}) \quad (8.29)$$

$$Q_s = \frac{3}{2}(U_{qs}I_{ds} - U_{ds}I_{qs}) \quad (8.30)$$

$$P_r = \frac{3}{2}(V_{dr}I_{dr} + V_{qr}I_{qr}) \quad (8.31)$$

$$Q_r = \frac{3}{2}(V_{qr}I_{dr} - V_{dr}I_{qr}) \quad (8.32)$$

όπου P_s και Q_s είναι η ενεργός και άεργος ισχύς του στάτη ενώ P_r και Q_r είναι η ενεργός και άεργος ισχύς του δρομέα, αντίστοιχα.

Μηδενίζοντας την τάση του δρομέα, δηλαδή θέτοντας $V_{dr}=V_{qr}=0$, καταλήγουμε στο ισοδύναμο μοντέλο της ασύγχρονης μηχανής βραχυκυκλωμένου κλωβού στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο δύο καθέτων αξόνων dq .

8.2 Η Ασύγχρονη Μηχανή Δακτυλιοφόρου Δρομέα

Η ασύγχρονη μηχανή δακτυλιοφόρου δρομέα χρησιμοποιείται τόσο σε εφαρμογές ανανεώσιμων πηγών ενέργειας [86] όσο και σε εφαρμογές ηλεκτροκίνησης [102]. Για την κατανόηση της λειτουργίας της, παρουσιάζεται το ισοδύναμο μοντέλο στη μόνιμη κατάσταση και οι τρόποι λειτουργίας της με βάση τη γωνιακή ταχύτητα περιστροφής δρομέα και τη ροή ισχύος, ενώ στη συνέχεια εξάγεται το δυναμικό μοντέλο 5^{ης}-τάξης στο σύγχρονα στρεφόμενο σύστημα δύο καθέτων αξόνων dq .

8.2.1 Ισοδύναμο Ηλεκτρικό Κύκλωμα της Ασύγχρονης Μηχανής Δακτυλιοφόρου Δρομέα

Στην τριφασική ασύγχρονη μηχανή, το τριφασικό τύλιγμα στάτη αποτελείται από τρία επαγωγικά τυλίγματα συνδεδεμένα σε συνδεσμολογία αστέρα ή τριγώνου. Στην περίπτωση της μηχανής βραχυκυκλωμένου κλωβού ο δρομέας αποτελείται από βραχυκυκλωμένες μπάρες, ενώ στη WRIG ο δρομέας αποτελείται από ένα τριφασικό τύλιγμα αντίστοιχο του στάτη. Οι τρεις φάσεις του δρομέα συνδέονται σχεδόν πάντα σε αστέρα και τα τρία άκρα τους συνδέονται με τρεις δακτυλίους, οι οποίοι μέσω των ψηκτρών συνδέονται με ένα εξωτερικό κύκλωμα [99].

Ο στάτης της τριφασικής ασύγχρονης μηχανής τροφοδοτείται με τριφασικό εναλλασσόμενο ρεύμα γωνιακής συχνότητας ω_s δημιουργώντας στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο στο διάκενο ανάμεσα στο στάτη και το δρομέα, επάγοντας τελικά μια τάση στα τυλίγματα του δρομέα. Λόγω της επαγόμενης αυτής τάσης και της τάσης που εφαρμόζεται εξωτερικό στο δρομέα μέσω των ψηκτρών, τελικά ένα ρεύμα διαρρέει τα τυλίγματα δρομέα και αυτός περιστρέφεται. Η επαγόμενη τάση στο δρομέα εξαρτάται από τη σχέση μεταξύ της γωνιακής συχνότητας της ροής στάτη και της γωνιακής ταχύτητας του δρομέα. Πιο συγκεκριμένα, η γωνιακή συχνότητα των επαγόμενων τάσεων και ρευμάτων δίνεται από τη διαφορά $\omega_s - \omega_r$, όπου ω_r είναι η γωνιακή συχνότητα μηχανικής περιστροφής του δρομέα και p είναι ο αριθμός ζευγών πόλων στάτη της ασύγχρονης μηχανής.

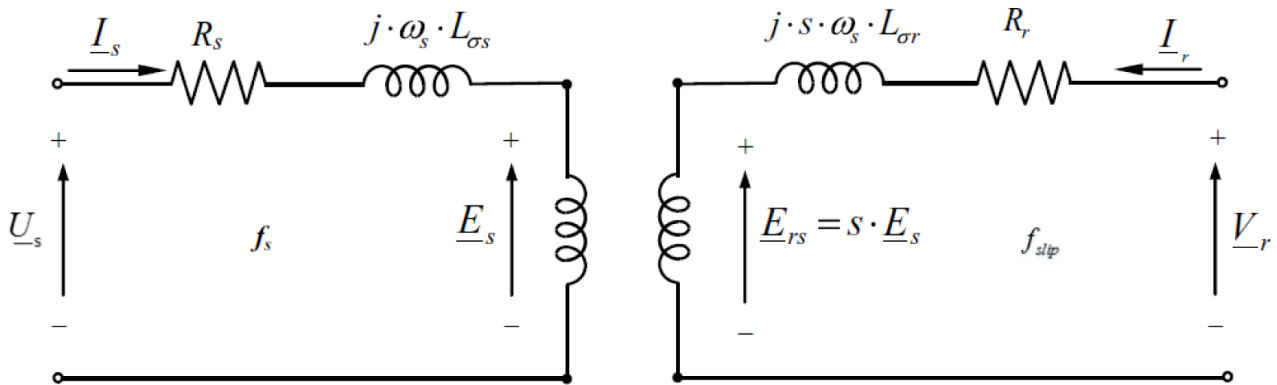
Έτσι, για να εκφραστεί η σχέση μεταξύ της γωνιακής ταχύτητας στάτη και της ηλεκτρικής γωνιακής ταχύτητας δρομέα, συχνά χρησιμοποιείται η έννοια της ολίσθησης (slip), s , που υπολογίζεται ως

$$s = \frac{\omega_s - p\omega_r}{\omega_s} = \frac{\omega_{slip}}{\omega_s} \quad (8.33)$$

όπου ω_{slip} είναι η γωνιακή συχνότητα ολίσθησης. Ανάλογα με το πρόσημο της ολίσθησης, η λειτουργία της ασύγχρονης μηχανής χωρίζεται σε τρεις κατηγορίες

1. $p\omega_r < \omega_s \Rightarrow s > 0 \Rightarrow$ Υποσύγχρονη λειτουργία
2. $p\omega_r > \omega_s \Rightarrow s < 0 \Rightarrow$ Υπερσύγχρονη λειτουργία
3. $p\omega_r = \omega_s \Rightarrow s = 0 \Rightarrow$ Σύγχρονη λειτουργία

Αποδεικνύεται [86] ότι το μονοφασικό ισοδύναμο της Wound Rotor Induction Machine (WRIM) σε μόνιμη κατάσταση με τα μεγέθη δρομέα ανηγμένα στο στάτη και διαφορετική συχνότητα σε στάτη και δρομέα είναι αυτό του Σχήματος 8.7.



Εικόνα 8.7 Μονοφασικό ισοδύναμο ασύγχρονης μηχανής δακτυλιοφόρου δρομέα σε μόνιμη κατάσταση, με διαφορετική συχνότητα σε στάτη και δρομέα και τις παραμέτρους, ρεύματα και τάσεις δρομέα ανηγμένες στο στάτη.

Η εξίσωση που διέπει το κύκλωμα στάτη στο παραπάνω μονοφασικό ισοδύναμο μόνιμης κατάστασης, με βάση την κλασσική αναπαράσταση διανυσμάτων, είναι

$$\underline{U}_s - \underline{E}_s = (R_s + j\omega_s L_{\sigma s}) \underline{I}_s \quad (8.34)$$

σε γωνιακή συχνότητα ω_s , όπου η τάση $\underline{U}_s$ και το ρεύμα $\underline{I}_s$ αντιστοιχούν στην τερματική τάση και στο ρεύμα του στάτη, αντίστοιχα, ενώ R_s και $L_{\sigma s}$ είναι η ωμική αντίσταση και η αντίδραση σκέδασης στα τυλίγματα του στάτη, αντίστοιχα. Τέλος, με $\underline{E}_s$ παρουσιάζεται η ηλεκτρεγερτική δύναμη στα τυλίγματα στάτη.

Όσον αφορά το κύκλωμα δρομέα, η εξίσωση που το περιγράφει στη μόνιμη κατάσταση είναι

$$\underline{V}_r - s \underline{E}_s = (R_r + js\omega_s L_{\sigma r}) \underline{I}_r \quad (8.35)$$

σε γωνιακή συχνότητα ω_{slip} , όπου η τάση $\underline{V}_r$ και το ρεύμα $\underline{I}_r$ αντιστοιχούν στην εξωτερικά επιβαλλόμενη τάση και στο ρεύμα του δρομέα, ενώ με R_r και $L_{\sigma r}$ συμβολίζονται η ωμική αντίσταση και η αντίδραση σκέδασης του τυλίγματος του δρομέα ανηγμένα στο στάτη.

Προκειμένου να εκφραστεί το κύκλωμα δρομέα σε συχνότητα στάτη, η σχέση (8.95) διαιρείται με την ολίσθηση και μετατρέπεται σε

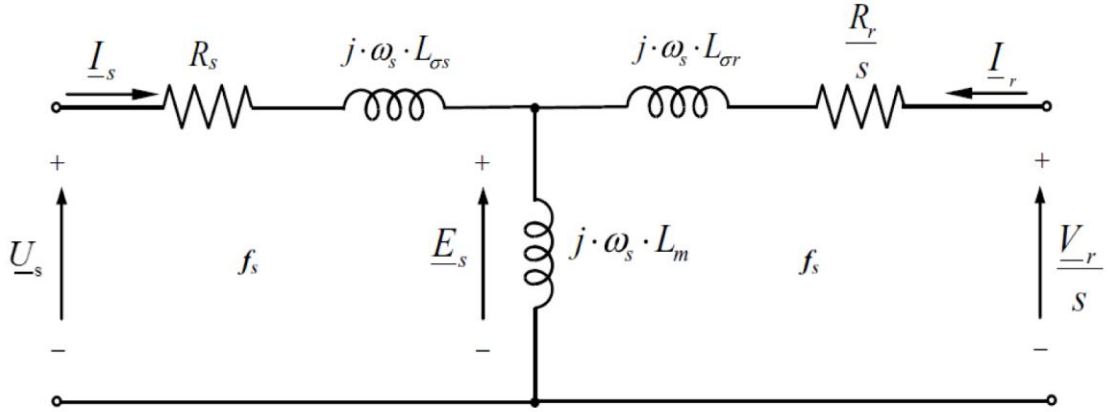
$$\frac{\underline{V}_r}{s} - \underline{E}_s = \left(\frac{R_r}{s} + j\omega_s L_{\sigma r} \right) \underline{I}_r \quad (8.36)$$

σε γωνιακή συχνότητα ω_s . Με την τελευταία σχέση το μονοφασικό ισοδύναμο κύκλωμα δρομέα εκφράζεται πλήρως ως προς το στάτη. Συνδυάζοντας τις σχέσεις (8.94) και (8.96) εύκολα αποκτάται η σχέση

$$\underline{U}_s - \frac{\underline{V}_r}{s} - (R_s + j\omega_s L_{\sigma s}) \underline{I}_s + \left(\frac{R_r}{s} + j\omega_s L_{\sigma r} \right) \underline{I}_r = 0 \quad (8.37)$$

σε γωνιακή συχνότητα ω_s .

Έτσι, κανείς καταλήγει στο μονοφασικό ισοδύναμο κύκλωμα μόνιμης κατάστασης της τριφασικής WRIM, αναφερόμενη πλήρως στο στάτη, που παρατίθεται στο Σχήμα 8.8.



Εικόνα 8.8 Μονοφασικό ισοδύναμο ασύγχρονης μηχανής δακτυλιοφόρου δρομέα με κοινή συχνότητα σε στάτη και δρομέα και τις παραμέτρους, ρεύματα και τάσεις δρομέα ανηγμένες στο στάτη.

Τέλος, η ηλεκτρεγερτική δύναμη $\underline{E}_s$ υπολογίζεται ως

$$\underline{E}_s = j\omega_s L_m (\underline{I}_s + \underline{I}_r) \quad (8.38)$$

όπου L_m είναι η επαγωγή μαγνήτισης της μηχανής.

Τα διανύσματα των ροών στάτη, $\underline{\lambda}_s$, και δρομέα, $\underline{\lambda}_r$, υπολογίζονται ως εξής

$$\underline{\lambda}_s = L_m (\underline{I}_s + \underline{I}_r) + L_{\sigma s} \underline{I}_s = L_s \underline{I}_s + L_m \underline{I}_r \quad (8.39)$$

$$\underline{\lambda}_r = L_m (\underline{I}_s + \underline{I}_r) + L_{\sigma r} \underline{I}_r = L_m \underline{I}_s + L_r \underline{I}_r \quad (8.40)$$

όπου οι επαγωγές στάτη, L_s , και δρομέα, L_r , δίνονται από τις ακόλουθες σχέσεις

$$L_s = L_m + L_{\sigma s} \quad (8.41)$$

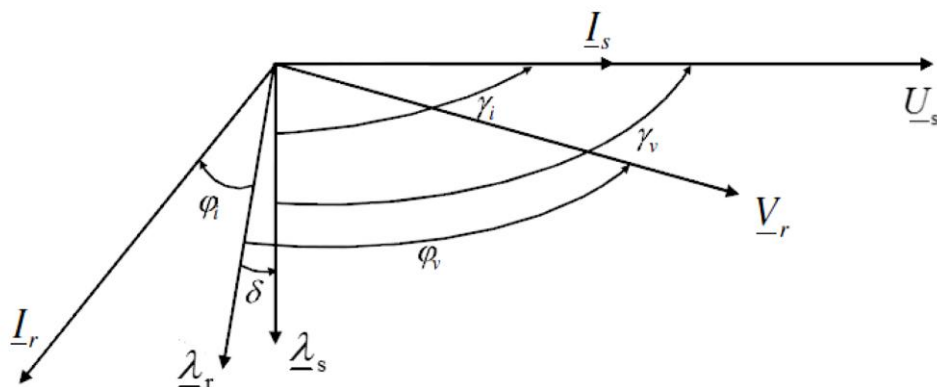
$$L_r = L_m + L_{\sigma r} \quad (8.42)$$

Έτσι, αντικαθιστώντας τις σχέσεις των ροών (8.39)-(8.40) στις σχέσεις τάσεων (8.94) και (8.96) εξάγονται οι ακόλουθες σχέσεις

$$\underline{U}_s - R_s \underline{I}_s = j\omega_s \underline{\lambda}_s \quad (8.43)$$

$$\underline{V}_r - R_r \underline{I}_r = js\omega_s \underline{\lambda}_r \quad (8.44)$$

Μέσω των σχέσεων (8.39)-(8.104) μπορεί εύκολα να εξαχθεί το διανυσματικό διάγραμμα της ασύγχρονης μηχανής. Πρέπει εδώ να σημειωθεί ότι όλες οι τελευταίες σχέσεις είναι ανηγμένες στο στάτη και με γωνιακή συχνότητα ω_s . Στο Σχήμα παρουσιάζεται το διανυσματικό διάγραμμα 8.9 για μια ασύγχρονη μηχανή δακτυλιοφόρου δρομέα που λειτουργεί ως κινητήρας, με μηδενική άεργο ισχύ στάτη, $Q_s = 0$, και σε υποσύγχρονη ταχύτητα.



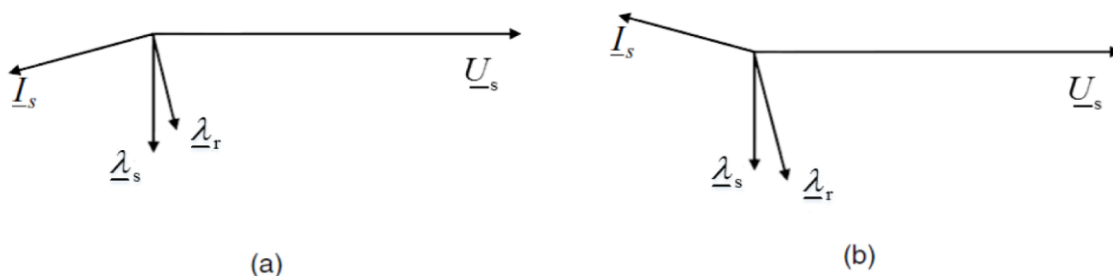
Εικόνα 8.9 Διανυσματικό διάγραμμα ασύγχρονης μηχανής δακτυλιοφόρου δρομέα που λειτουργεί ως κινητήρας, με μηδενική άεργος ισχύ στάτη και σε υποσύγχρονη λειτουργία.

Ορίζοντας τις γωνίες διαφοράς φάσης μεταξύ των διαφόρων διανυσμάτων όπως αυτές φαίνονται στο Σχήμα 8.9, διακρίνονται πέντε διαφορές φάσης:

1. δ : Διαφορά φάσης μεταξύ των διανυσμάτων ροής στάτη και δρομέα
2. γ_v : Διαφορά φάσης μεταξύ των διανυσμάτων τάσης και ροής στάτη
3. γ_i : Διαφορά φάσης μεταξύ των διανυσμάτων ρεύματος και ροής στάτη
4. φ_v : Διαφορά φάσης μεταξύ των διανυσμάτων τάσης και ροής δρομέα
5. φ_i : Διαφορά φάσης μεταξύ των διανυσμάτων τάσης και ροής δρομέα

Για την περίπτωση του Σχήματος 8.9, οι διάφορες γωνίες έχουν τις ακόλουθες ερμηνείες:

- δ : Η προήγηση της ροής στάτη σε σχέση με τη ροή δρομέα σημαίνει λειτουργία κινητήρα για τη μηχανή.
- γ_v : Πάντα περίπου 90° .
- γ_i : Εφόσον είναι ίση με τη γωνία γ_v η άεργος ισχύς στάτη είναι μηδενική, $Q_s = 0$, και η ενεργός ισχύς στάτη είναι θετική, $P_s > 0$ (το δίκτυο προσφέρει ισχύ στο στάτη).
- φ_v : Πάντα περίπου 90° . Σε περίπτωση υποσύγχρονης λειτουργίας η $\underline{V}_r$ προηγείται της $\underline{\lambda}_r$, ενώ έπεται σε περίπτωση υπερσύγχρονης λειτουργίας.
- φ_i : Εφόσον $\varphi_v + \varphi_i > 90^\circ$, με προήγηση της $\underline{V}_r$ ως προς το ρεύμα $\underline{I}_r$, η ενεργός ισχύς δρομέα είναι αρνητική, $P_r < 0$ (ο δρομέας απορροφά ισχύ) και η άεργος ισχύς δρομέα είναι θετική, $Q_r > 0$ (επαγωγική λειτουργία, η μηχανή μαγνητίζεται μέσω του δρομέα).

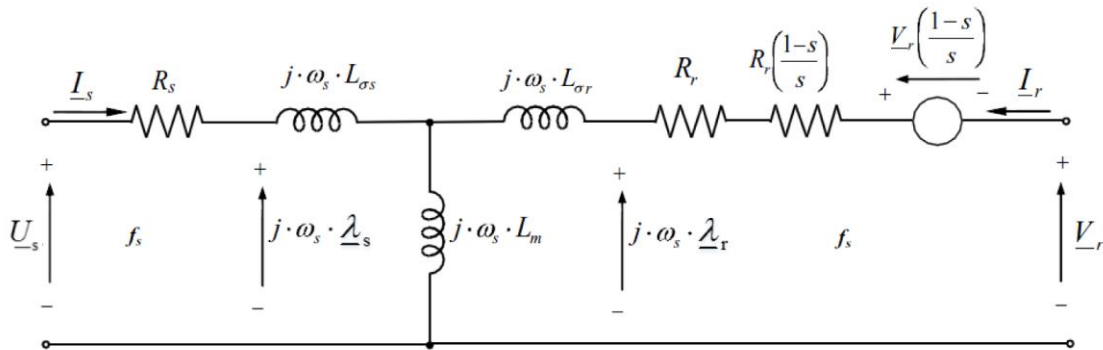


Εικόνα 8.10 Διανυσματικά διαγράμματα για λειτουργία γεννήτριας με α) $Q_s > 0$ και β) $Q_s < 0$.

Τέλος, στο Σχήμα 8.10 παρουσιάζονται τα διανυσματικά διαγράμματα σε δύο τυπικούς τρόπους λειτουργίας της ασύγχρονης μηχανής διπλής τροφοδοσίας κατά τη λειτουργία της ως ανεμογεννήτρια: παραγωγής ενεργού ισχύος ($P_s < 0$) με α) επαγωγικό (lagging) συντελεστή ισχύος ($Q_s > 0$), και β) χωρητικού (leading) συντελεστή ισχύος ($Q_s < 0$). Παρατηρείται ότι αν και η σχετική θέση των ροών στάτη και δρομέα δεν μεταβάλλεται, η σχέση μεταξύ των πλατών τους αλλάζει.

8.2.2 Τρόποι Λειτουργίας με Βάση τη Γωνιακή Ταχύτητα Περιστροφής και τη Ροή Ισχύος

Η ανάλυση των σχέσεων ισχύος της ασύγχρονης μηχανής δακτυλιοφόρου δρομέα είναι κρίσιμη προκειμένου να εξηγηθούν οι διαφορετικοί τρόποι λειτουργίας της. Αρχικά, προκειμένου να εξαχθούν οι σχέσεις ισχύος και ροπής από το μονοφασικό ισοδύναμο κύκλωμα μόνιμης κατάστασης του Σχήματος 8.8, αυτό τροποποιείται ελαφρά στο ισοδύναμο κύκλωμα του Σχήματος 8.11.



Εικόνα 8.11 Τροποποιημένο μονοφασικό ισοδύναμο ασύγχρονης μηχανής δακτυλιοφόρου δρομέα στη μόνιμη κατάσταση με αναφορά στο στάτη.

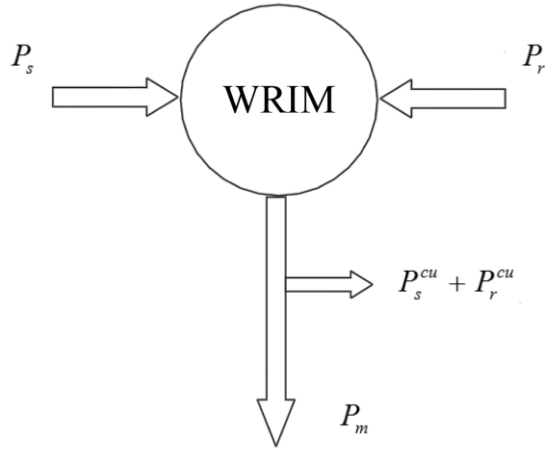
Η τροποποίηση έγκειται στο διαχωρισμό της αντίστασης και της τάσης δρομέα σε δύο όρους, έναν ανεξάρτητο και έναν εξαρτώμενο από την ολίσθηση. Έτσι, εύκολα γίνεται κατανοητό ποιος όρος σχετίζεται με τις απώλειες ισχύος και ποιος με την παραγόμενη μηχανική ισχύ.

Οι τριφασικές απώλειες ενεργού ισχύος στη μηχανή δίνονται με βάση τις αντιστάσεις στάτη και δρομέα ως

$$P_s^{cu} = 3R_s |I_s|^2 \quad (8.45)$$

$$P_r^{cu} = 3R_r |I_r|^2 \quad (8.46)$$

Εδώ πρέπει να σημειωθεί ότι οι παραπάνω απώλειες χαλκού έχουν πάντα θετικό πρόσημο. Με γραφικό τρόπο, η ισορροπία ενεργού ισχύος στη μηχανή παρουσιάζεται στο Σχήμα 8.12.



Εικόνα 8.12 Σχηματικό διάγραμμα της ισορροπίας ενεργού ισχύος στην ασύγχρονη μηχανή δακτυλιοφόρου δρομέα με σύμβαση κινητήρα.

Η ισορροπία αυτή γράφεται μαθηματικά ως

$$P_s + P_r = P_s^{cu} + P_r^{cu} + P_m \quad (8.47)$$

Όπου

1. Η ενεργός ισχύς, P_s , υπολογίζεται ως

$$P_s = 3\text{Re}\{\underline{U}_s \underline{I}_s^*\} = 3|\underline{U}_s||\underline{I}_s| \cos(\gamma_v - \gamma_i) \quad (8.48)$$

και είναι θετική, $P_s > 0$, όταν η μηχανή λαμβάνει ενεργό ισχύ από το στάτη ή αρνητική, $P_s < 0$, όταν η μηχανή παράγει ενεργό ισχύ από το στάτη.

2. Η ενεργός ισχύς, P_r , υπολογίζεται ως

$$P_r = 3\text{Re}\{\underline{V}_r \underline{I}_r^*\} = 3|\underline{V}_r||\underline{I}_r| \cos(\varphi_v - \varphi_i) \quad (8.49)$$

και είναι θετική, $P_r > 0$, όταν η μηχανή λαμβάνει ενεργό ισχύ από το στάτη ή αρνητική, $P_r < 0$, όταν η μηχανή παράγει ενεργό ισχύ από το στάτη.

3. Η μηχανική ισχύς, P_m , είναι η ισχύς που μεταδίδεται μέσω του ηλεκτρικού κυκλώματος στο κινούμενο μηχανικό κομμάτι της μηχανής. Το πρόσημο της ορίζει τη λειτουργία της μηχανής, με θετική τιμή, $P_m > 0$, που δείχνει μεταφορά ισχύος προς το κινούμενο μηχανικό μέρος και λειτουργία κινητήρα, ή αρνητική τιμή, $P_m < 0$, που δείχνει μεταφορά ισχύος από το κινούμενο μέρος της μηχανής προς το ηλεκτρικό και άρα λειτουργία γεννήτριας. Οι παραπάνω παραδοχές για το πρόσημο της μηχανικής ισχύος είναι γνωστές και ως «σύμβαση κινητήρα». Αγνοώντας τις μηχανικές απώλειες, ισχύει η παρακάτω σχέση

$$P_m = T_e \omega_r \quad (8.50)$$

όπου T_e είναι η ηλεκτρομαγνητική ροπή στο δρομέα της μηχανής.

Μέσω της σχέσης (8.47) και των (8.45)-(8.46), (8.48)-(8.49) η μηχανική ισχύς γράφεται ως

$$P_m = P_s + P_r - P_s^{cu} - P_r^{cu} = 3|\underline{U}_s||\underline{I}_s| \cos(\gamma_v - \gamma_i) + 3|\underline{V}_r||\underline{I}_r| \cos(\varphi_v - \varphi_i) - 3R_s|\underline{I}_s|^2 - 3R_r|\underline{I}_r|^2 \quad (8.51)$$

Ωστόσο, από την Εικόνα 8.11, μιας και είναι γνωστό ότι οι επαγωγές σχετίζονται αποκλειστικά με την άεργο ισχύ, οι όροι που περιέχουν την ολίσθηση σχετίζονται με τη μηχανική ισχύ, η οποία υπολογίζεται ως

$$P_m = 3R_r \left(\frac{1-s}{s} \right) |\underline{I}_r|^2 - 3 \left(\frac{1-s}{s} \right) \text{Re}\{\underline{V}_r \underline{I}_r^*\} \quad (8.52)$$

Μέσω των σχέσεων (8.50) και (8.52) η ηλεκτρομαγνητική ροπή γράφεται ως

$$T_e = \frac{3R_r}{\omega_r} \left(\frac{1-s}{s} \right) |\underline{I}_r|^2 - \frac{3}{\omega_r} \left(\frac{1-s}{s} \right) \text{Re}\{\underline{V}_r \underline{I}_r^*\} \quad (8.53)$$

ή ισοδύναμα

$$T_e = \frac{3pR_r}{\omega_{slip}} |\underline{I}_r|^2 - \frac{3p}{\omega_{slip}} |\underline{V}_r||\underline{I}_r| \cos(\varphi_v - \varphi_i) \quad (8.54)$$

Ωστόσο, υπάρχει μια πολύ χρήσιμη εναλλακτική προσέγγιση για τον υπολογισμό της ηλεκτρομαγνητικής ροπής. Χρησιμοποιώντας τις σχέσεις (8.34)-(8.44) οι ενεργοί ισχείς γράφονται μέσω των (8.48)-(8.109) ισοδύναμα ως

$$P_s = 3R_s |\underline{I}_s|^2 + 3\text{Re}\{j\omega_s L_m \underline{I}_r \underline{I}_s^*\} \quad (8.55)$$

$$P_r = 3R_r |\underline{I}_r|^2 + 3\text{Re}\{js\omega_s L_m \underline{I}_s \underline{I}_r^*\} \quad (8.56)$$

Έτσι, μέσω της σχέσης (8.47), των (8.45)-(8.46) και (8.55)-(8.56) η μηχανική ισχύς γράφεται ως

$$P_m = 3p\omega_r L_m \text{Im}\{\underline{I}_r^* \underline{I}_s\} \quad (8.57)$$

και η ηλεκτρομαγνητική ροπή, μέσω της σχέσης (8.50), γράφεται ως

$$T_e = 3pL_m \text{Im}\{\underline{I}_r^* \underline{I}_s\} \quad (8.58)$$

ενώ χρησιμοποιώντας τις ροές στην παραπάνω έκφραση, αυτή μπορεί ισοδύναμα να γραφεί ως

$$T_e = 3p \frac{L_m}{L_s} \text{Im}\{\underline{\lambda}_s \underline{I}_r^*\} = 3p \text{Im}\{\underline{\lambda}_s^* \underline{I}_s\} = 3p \text{Im}\{\underline{\lambda}_r \underline{I}_r^*\} = 3p \frac{L_m}{L_s} \text{Im}\{\underline{\lambda}_r^* \underline{I}_s\} = 3p \frac{L_m}{\sigma L_r L_s} \text{Im}\{\underline{\lambda}_r^* \underline{\lambda}_s\} \quad (8.59)$$

όπου $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$ είναι ο συντελεστής σκέδασης.

Όσον αφορά την άεργο ισχύ στάτη και δρομέα, αυτές υπολογίζονται ως εξής

$$Q_s = 3\text{Im}\{\underline{U}_s \underline{I}_s^*\} = 3\omega_s L_s |\underline{I}_s|^2 + 3\omega_s L_m \text{Re}\{\underline{I}_r \underline{I}_s^*\} \quad (8.60)$$

$$Q_r = 3\text{Im}\{\underline{V}_r \underline{I}_r^*\} = 3s\omega_s L_r |\underline{I}_r|^2 + 3s\omega_s L_m \text{Re}\{\underline{I}_s \underline{I}_r^*\} \quad (8.61)$$

Αγνοώντας κανείς τις απώλειες χαλκού στις αντιστάσεις στάτη και δρομέα στις σχέσεις (8.55)-(8.56), υπολογίζεται η εξής προσεγγιστική σχέση μεταξύ ενεργού ισχύος στάτη και δρομέα

$$P_r \cong -sP_s \quad (8.62)$$

ενώ με την ίδια προσέγγιση, μέσω της σχέσης (8.47) η μηχανική ισχύς γράφεται ως

$$P_m \cong P_s - sP_s = (1-s)P_s \quad (8.63)$$

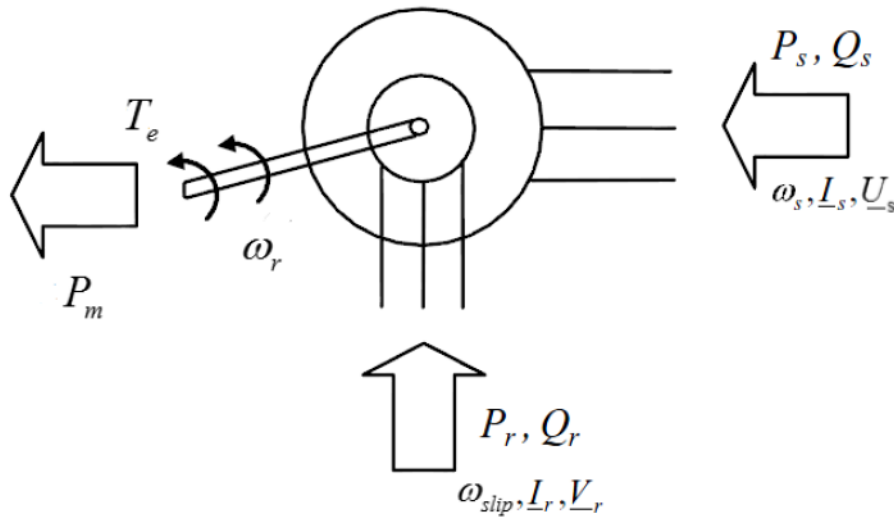
Μέσω της σχέσης (8.50) και των προηγούμενων δύο εξάγονται οι παρακάτω σχέσεις μεταξύ της ηλεκτρομαγνητικής ροπής και των επιμέρους ισχύων

$$P_m \cong \frac{p\omega_r}{\omega_s} P_s \cong T_e \omega_r \quad (8.64)$$

$$P_s \cong T_e \frac{\omega_s}{p} \quad (8.65)$$

$$P_r \cong -T_e \frac{\omega_{slip}}{p} \quad (8.66)$$

Χρησιμοποιώντας τις σχέσεις ισχύων (8.62)-(8.66), κανείς βλέπει εύκολα ότι η ασύγχρονη μηχανή δακτυλιοφόρου δρομέα μπορεί να λειτουργήσει υπό διάφορες συνθήκες ανάλογα με την ισχύ και την ταχύτητα περιστροφής του δρομέα. Στην Εικόνα 8.12 παρουσιάζεται ένα απλοποιημένο διάγραμμα της ροής ισχύος.



Εικόνα 8.13 Διάγραμμα ηλεκτρικών και μηχανικών εισόδων και εξόδων της ασύγχρονης μηχανής δακτυλιοφόρου δρομέα.

Όσον αφορά την ενεργό ισχύ, παρατηρείται ότι υπάρχουν τέσσερις δυνατοί τρόποι λειτουργίας της ασύγχρονης μηχανής δακτυλιοφόρου δρομέα ανάλογα με το πρόσημο της ηλεκτρομαγνητικής ροπής και το πρόσημο της ολίσθησης, ή ισοδύναμα της γωνιακής συχνότητας ολίσθησης:

1. Κινητήρας σε υποσύγχρονη λειτουργία. Στην περίπτωση αυτή η ηλεκτρομαγνητική ροπή είναι θετική, $T_e > 0$, ώστε να επιτυγχάνεται λειτουργία κινητήρα, $P_m > 0$, δηλαδή να μεταφέρεται ισχύς προς το στρεφόμενο μέρος της μηχανής. Επίσης, λόγω της υποσύγχρονης λειτουργίας, $s > 0$, η γωνιακή συχνότητα ολίσθησης είναι θετική, $\omega_{slip} > 0$. Έτσι, γίνεται κατανοητό μέσω των σχέσεων (8.65) και (8.62) ή (8.66) ότι ασύγχρονη μηχανή λαμβάνει ισχύ από τον στάτη, $P_s > 0$, και παράγει ενεργό ισχύ από το δρομέα, $P_r < 0$.
2. Κινητήρας σε υπερσύγχρονη λειτουργία. Στην περίπτωση αυτή η ηλεκτρομαγνητική ροπή είναι θετική, $T_e > 0$, ώστε να επιτυγχάνεται λειτουργία κινητήρα, $P_m > 0$. Επίσης, λόγω της υπερσύγχρονης λειτουργίας, $s < 0$, η γωνιακή συχνότητα ολίσθησης είναι αρνητική $\omega_{slip} < 0$. Έτσι, γίνεται κατανοητό μέσω των σχέσεων (8.65) και (8.62) ή (8.66) ότι ασύγχρονη μηχανή λαμβάνει ισχύ τόσο από τον στάτη, $P_s > 0$, όσο και από το δρομέα, $P_r > 0$.
3. Γεννήτρια σε υποσύγχρονη λειτουργία. Στην περίπτωση αυτή η ηλεκτρομαγνητική ροπή είναι αρνητική, $T_e < 0$, ώστε να επιτυγχάνεται λειτουργία γεννήτριας, $P_m < 0$, δηλαδή να μεταφέρεται ισχύς από το στρεφόμενο μέρος της μηχανής προς το ηλεκτρικό. Επίσης, λόγω της υποσύγχρονης λειτουργίας, $s > 0$, η γωνιακή συχνότητα ολίσθησης είναι θετική, $\omega_{slip} > 0$. Έτσι, γίνεται κατανοητό μέσω των σχέσεων (8.65) και (8.62) ή (8.66) ότι ασύγχρονη μηχανή παράγει ισχύ από τον στάτη, $P_s < 0$, και λαμβάνει ισχύ από το δρομέα, $P_r > 0$.
4. Γεννήτρια σε υπερσύγχρονη λειτουργία. Στην περίπτωση αυτή η ηλεκτρομαγνητική ροπή είναι αρνητική, $T_e < 0$, ώστε να επιτυγχάνεται λειτουργία γεννήτριας, $P_m < 0$. Επίσης, λόγω της υπερσύγχρονης λειτουργίας, $s < 0$, η γωνιακή συχνότητα ολίσθησης είναι αρνητική, $\omega_{slip} < 0$. Έτσι, γίνεται κατανοητό μέσω των σχέσεων (8.65) και (8.62) ή (8.66) ότι ασύγχρονη μηχανή παράγει ισχύ τόσο από τον στάτη, $P_s < 0$, όσο και από το δρομέα, $P_r < 0$.

8.2.3 Δυναμικές εξισώσεις στο d-q σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς

Το τριφασικό μοντέλο που συνδέει τις στιγμιαίες τιμές τάσης, ρεύματος και ροής των τυλιγμάτων στάτη όταν είναι συνδεδεμένα σε αστέρα είναι

$$U_s^{abc} = \lambda_s^{abc} + R_s I_s^{abc} \quad (8.67)$$

όπου ο δείκτης s σημαίνει μέγεθος στάτη, U συμβολίζει την τάση δικτύου, λ συμβολίζει ροή και I συμβολίζει ρεύμα. Ο υπερδείκτης abc για ένα τριφασικό μέγεθος f δείχνει ότι $f^{abc} = [f^a \ f^b \ f^c]$.

Χρησιμοποιώντας τις σχέσεις του μετασχηματισμού Park, στη σχέση (8.67), λαμβάνει κανείς τη σχέση

$$U_s^{dq0} = T_{dq0}(\omega_s t) \frac{d}{dt} [T_{dq0}(\omega_s t)^{-1} \lambda_s^{dq0}] + T_{dq0}(\omega_s t) R_s T_{dq0}(\omega_s t)^{-1} I_s^{dq0} \quad (8.68)$$

που ύστερα από πράξεις γράφεται ως

$$U_s^{dq0} = \omega_s \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \lambda_s^{dq0} + \dot{\lambda}_s^{dq0} + R_s I_s^{dq0} \quad (8.69)$$

ή ισοδύναμα, και για συμμετρικό σύστημα,

$$U_{ds} = \dot{\lambda}_{ds} - \omega_s \lambda_{qs} + R_s I_{ds} \quad (8.70)$$

$$U_{qs} = \dot{\lambda}_{qs} + \omega_s \lambda_{ds} + R_s I_{qs} \quad (8.71)$$

όπου I_{ds}, I_{qs} είναι οι συνιστώσες των ρευμάτων και $\lambda_{ds}, \lambda_{qs}$ οι συνιστώσες των ροών του στάτη στον d και q άξονα, U_{ds}, U_{qs} είναι οι συνιστώσες των τάσεων του στάτη, ενώ ω_s είναι η σύγχρονη γωνιακή ταχύτητα της WRIM και R_s είναι η ωμική αντίσταση των τυλιγμάτων του στάτη.

Αντίστοιχα, προκειμένου να μετασχηματισθούν τα ηλεκτρικά μεγέθη δρομέα, που στρέφονται με γωνιακή ταχύτητα ω_{slip} , στο ίδιο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο d - q με το στάτη, αυτό πρέπει να συμβεί με τη γωνία $(\omega_s t - p\omega_r t)$. Έτσι, ξεκινώντας από τη σχέση

$$V_r^{abc} = \dot{\lambda}_r^{abc} + R_r I_r^{abc} \quad (8.72)$$

κανείς καταλήγει στη μορφή

$$V_r^{dq0} = (\omega_s - p\omega_r) \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \lambda_r^{dq0} + \dot{\lambda}_r^{dq0} + R_r I_r^{dq0} \quad (8.73)$$

ή ισοδύναμα, και για συμμετρικό σύστημα,

$$V_{dr} = \dot{\lambda}_{dr} - (\omega_s - p\omega_r) \lambda_{qr} + R_r I_{dr} \quad (8.74)$$

$$V_{qr} = \dot{\lambda}_{qr} + (\omega_s - p\omega_r) \lambda_{dr} + R_r I_{qr} \quad (8.75)$$

όπου I_{dr}, I_{qr} είναι οι συνιστώσες των ρευμάτων και $\lambda_{dr}, \lambda_{qr}$ οι συνιστώσες των ροών του δρομέα, V_{dr}, V_{qr} είναι οι συνιστώσες των τάσεων του δρομέα, ενώ p είναι τα ζεύγη πόλων της μηχανής και R_r είναι η ωμική αντίσταση των τυλιγμάτων του δρομέα ανηγμένη στο στάτη.

Οι πεπλεγμένες ροές στάτη και δρομέα στο τριφασικό σύστημα συνδέονται ως εξής

$$\begin{bmatrix} \lambda_s^{abc} \\ \lambda_r^{abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{ss}^{abc} & L_{sr}^{abc} \\ L_{rs}^{abc} & L_{rr}^{abc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s^{abc} \\ I_r^{abc} \end{bmatrix} \quad (8.76)$$

όπου οι πίνακες επαγωγών στάτη-στάτη, L_{ss}^{abc} , και δρομέα-δρομέα, L_{rr}^{abc} , δίνονται ως

$$L_{ss}^{abc} = \begin{bmatrix} L_{\sigma s} + L_{ss} & L_{sm} & L_{sm} \\ L_{sm} & L_{\sigma s} + L_{ss} & L_{sm} \\ L_{sm} & L_{sm} & L_{\sigma s} + L_{ss} \end{bmatrix} \quad (8.77)$$

$$L_{rr}^{abc} = \begin{bmatrix} L_{\sigma r} + L_{rr} & L_{rm} & L_{rm} \\ L_{rm} & L_{\sigma r} + L_{rr} & L_{rm} \\ L_{rm} & L_{rm} & L_{\sigma r} + L_{rr} \end{bmatrix} \quad (8.78)$$

ενώ οι αμοιβαίες επαγωγές στάτη-δρομέα εξαρτώνται από τη γωνία ολίσθησης, θ_{slip} , και δίνονται ως

$$L_{sr}^{abc} = (L_{rs}^{abc})^T = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos \theta_{slip} & \cos(\theta_{slip} + 2\pi/3) & \cos(\theta_{slip} - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_{slip} - 2\pi/3) & \cos \theta_{slip} & \cos(\theta_{slip} + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_{slip} + 2\pi/3) & \cos(\theta_{slip} - 2\pi/3) & \cos \theta_{slip} \end{bmatrix} \quad (8.79)$$

όπου $L_{\sigma s}$ και $L_{\sigma r}$ είναι η ανά φάση αντίδραση σκέδασης (leakage inductance) στάτη και δρομέα ανηγμένη στο στάτη, L_{ss} και L_{rr} είναι η αυτό-επαγωγή (self-inductance) στάτη και δρομέα, L_{sm} και L_{rm} είναι η αμοιβαία επαγωγή (mutual inductance) μεταξύ των τυλιγμάτων στάτη και μεταξύ των τυλιγμάτων δρομέα, αντίστοιχα, ενώ L_{sr} είναι η τιμή κορυφής της αμοιβαίας επαγωγής στάτη-δρομέα.

Παρατηρείται λοιπόν ότι υπάρχει σύζευξη μεταξύ των εξισώσεων στάτη και δρομέα, η οποία μάλιστα, καθώς ο δρομέας περιστρέφεται, είναι χρονικά μεταβαλλόμενο μέγεθος, μιας και όλοι οι όροι του πίνακα (8.65) μεταβάλλονται. Ωστόσο, χρησιμοποιώντας τις σχέσεις του μετασχηματισμού Park κανείς μπορεί να μετατρέψει τις αμοιβαίες επαγωγές στάτη σε σταθερές στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο d - q . Πιο συγκεκριμένα, το σύστημα (8.76) γράφεται ισοδύναμα ως εξής

$$\lambda_s^{dq0} = T_{dq0}(\omega_s t) L_{ss}^{abc} T_{dq0}(\omega_s t)^{-1} I_s^{dq0} + T_{dq0}(\omega_s t) L_{sr}^{abc} T_{dq0}(\omega_s t - p\omega_r t)^{-1} I_r^{dq0} \quad (8.80)$$

$$\lambda_r^{dq0} = T_{dq0}(\omega_s t - p\omega_r t) L_{rs}^{abc} T_{dq0}(\omega_s t)^{-1} I_s^{dq0} + T_{dq0}(\omega_s t - p\omega_r t) L_{rr}^{abc} T_{dq0}(\omega_s t - p\omega_r t)^{-1} I_r^{dq0} \quad (8.81)$$

Και τελικά ισοδύναμα, και για συμμετρικό σύστημα,

$$\lambda_{ds} = L_{\sigma s} I_{ds} + L_m (I_{ds} + I_{dr}) = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \quad (8.82)$$

$$\lambda_{qs} = L_{\sigma s} I_{qs} + L_m (I_{qs} + I_{qr}) = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \quad (8.83)$$

$$\lambda_{dr} = L_{\sigma r} I_{dr} + L_m (I_{ds} + I_{dr}) = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \quad (8.84)$$

$$\lambda_{qr} = L_{\sigma r} I_{qr} + L_m (I_{qs} + I_{qr}) = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \quad (8.85)$$

με τις ροές και ρεύματα δρομέα ανοιγμένα στο στάτη, την επαγωγή μαγνήτισης L_m , να είναι ίση με $L_m = 1,5L_{ss} = 1,5uL_{sr} = 1,5uL_{rr}$ και u να είναι ο λόγος τυλιγμάτων στάτη προς δρομέα, ενώ $L_s = L_{\sigma s} + L_m$ και $L_r = L_{\sigma r} + L_m$.

Στην Εικόνα 8.14 παρατίθεται το μοντέλο της WRIM στο σύγχρονα στρεφόμενο σύστημα δύο καθέτων αξόνων dq , όπως αυτό δίνεται από τις εξισώσεις (8.70)-(8.71) και (8.74)-(8.75).

Η διαφορική εξίσωση που περιγράφει τη σχέση ροπής-ταχύτητας είναι η ακόλουθη

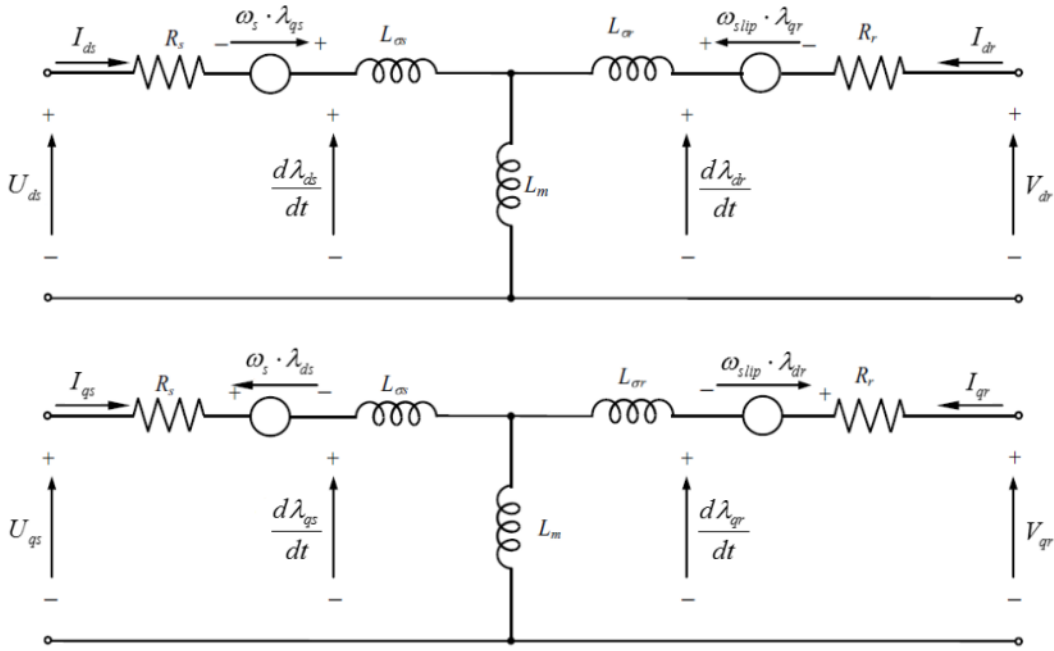
$$J\dot{\omega}_r + b\omega_r = T_e - T_m \quad (8.86)$$

όπου J είναι η αδράνεια της μηχανής, b είναι ο συντελεστής απόσβεσης της μηχανής, T_e είναι η ηλεκτρομαγνητική ροπή της μηχανής και T_m είναι η μηχανική ροπή στο δρομέα της μηχανής. Η ηλεκτρομαγνητική ροπή της μηχανής δίνεται από τις παρακάτω σχέσεις

$$T_e = \frac{3}{2} p (\lambda_{ds} I_{qs} - \lambda_{qs} I_{ds}) \quad (8.87)$$

ή ισοδύναμα

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} (\lambda_{qs} I_{dr} - \lambda_{ds} I_{qr}) \quad (8.88)$$



Εικόνα 8.14 Μοντέλο της ασύγχρονης μηχανής δακτυλιοφόρου δρομέα στο σύγχρονα στρεφόμενο σύστημα δύο καθέτων αξόνων dq .

Τέλος, οι σχέσεις που περιγράφουν την ενεργό και άεργο ισχύ στάτη και δρομέα είναι οι ακόλουθες [86]

$$P_s = \frac{3}{2} (U_{ds} I_{ds} + U_{qs} I_{qs}) \quad (8.89)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} (U_{qs} I_{ds} - U_{ds} I_{qs}) \quad (8.90)$$

$$P_r = \frac{3}{2} (V_{dr} I_{dr} + V_{qr} I_{qr}) \quad (8.91)$$

$$Q_r = \frac{3}{2} p (V_{qr} I_{dr} - V_{dr} I_{qr}) \quad (8.92)$$

όπου P_s και Q_s είναι η ενεργός και άεργος ισχύς του στάτη ενώ P_r και Q_r είναι η ενεργός και άεργος ισχύς του δρομέα, αντίστοιχα.

8.3 Σύγχρονη Γεννήτρια Μόνιμου Μαγνήτη

Η σύγχρονη γεννήτρια, παρά το υψηλό κόστος και την πολυπλοκότητα που τη χαρακτηρίζουν, αποτελεί μία από τις πλέον υποσχόμενες ιδέες για ανάπτυξη στον τομέα της αιολικής ενέργειας. Αυτό οφείλεται στον μεγάλο βαθμό απόδοσης σε σύγκριση με μία επαγωγική μηχανή ανάλογου μεγέθους, ειδικά όταν η δημιουργία του

μαγνητικού πεδίου επιτυγχάνεται με τη χρήση μόνιμων μαγνητών. Μια σύγχρονη γεννήτρια επιτρέπει στην ανεμογεννήτρια τη λειτουργία με μεταβλητή ταχύτητα, ενώ, όταν διαθέτει έναν κατάλληλο αριθμό πόλων, η ανάγκη για κιβώτιο ταχυτήτων παύει να υφίσταται. Τέλος, οι ηλεκτρονικοί μετατροπείς ισχύος που απαιτούνται για τη σύνδεση με το δίκτυο δίνουν τη δυνατότητα για έλεγχο πλήρους ισχύος στην ανεμογεννήτρια.

8.3.1 Περιγραφή Σύγχρονης Γεννήτριας

Μια σύγχρονη γεννήτρια αποτελείται από τον δρομέα (rotor), ο οποίος τροφοδοτείται με συνεχές ρεύμα, και τον στάτη (stator), ο οποίος φέρει τριφασικό τύλιγμα. Το συνεχές ρεύμα δημιουργεί μαγνητικό πεδίο στο εσωτερικό της γεννήτριας και, καθώς ο δρομέας περιστρέφεται 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 [103]. Όπως μπορεί να αντιληφθεί κανείς, ο όρος «σύγχρονη» οφείλεται στο γεγονός ότι ο δρομέας στρέφεται σύγχρονα με την ίδια ταχύτητα με το στρεφόμενο μαγνητικό πεδίο που δημιουργείται από τη διέγερση του συνεχούς ρεύματος.

Ο σύγχρονος αριθμός στροφών (σε rpm), δηλαδή ο αριθμός στροφών του στρεφόμενου μαγνητικού πεδίου, δίνεται από την ακόλουθη σχέση, όπου f_s η συχνότητα του δικτύου και p ο αριθμός των ζευγών πόλων:

$$n_s = \frac{60f_s}{p} \quad (8.93)$$

Ο στάτης είναι μία κοίλη κυλινδρική κατασκευή από σιδηρομαγνητικό υλικό σε μορφή ελασμάτων και φέρει στο εσωτερικό του μέρος αυλακώσεις. Εντός των αυλακώσεων τοποθετείται το τριφασικό τύλιγμα, οι φάσεις του οποίου απέχουν 120° μεταξύ τους στο χώρο. Ο δρομέας είναι μία συμπαγής κυλινδρική κατασκευή και φέρει το τύλιγμα διέγερσης, το οποίο μπορεί να είναι είτε τοποθετημένο εντός αυλακώσεων είτε τυλιγμένο γύρω από εξέχοντες πόλους.

Ο αριθμός των ζευγών πόλων σε μία μηχανή με κατανεμημένο τύλιγμα, ή κυλινδρικού δρομέα όπως αλλιώς ονομάζεται, είναι συνήθως $p = 1$ ή $p = 2$ όταν πρόκειται για μηχανή μεγάλης ισχύος. Αντίστοιχα, οι μηχανές με έκτυπους πόλους έχουν αριθμό ζευγών πόλων που κυμαίνεται μεταξύ $p = 1$ και $p = 40$. Οι μηχανές με έκτυπους πόλους έχουν συνήθως τύλιγμα απόσβεσης κατά μήκος της επιφάνειας των πόλων για μείωση των μηχανικών ταλαντώσεων του δρομέα. Τέλος, οι μηχανές με έκτυπους πόλους χαρακτηρίζονται από χαμηλή ταχύτητα του δρομέα, πράγμα που τις καθιστά χρήσιμες σε εφαρμογές ανεμογεννητριών.

Για την τροφοδοσία του τυλίγματος του δρομέα με συνεχές ρεύμα οι πιο συνήθεις τεχνικές είναι οι εξής:

- Τροφοδοσία από ειδική πηγή συνεχούς ρεύματος τοποθετημένη στον άξονα της γεννήτριας.
- Τροφοδοσία από εξωτερική πηγή συνεχούς ρεύματος.

Σύμφωνα με την πρώτη τεχνική, η τροφοδοσία με συνεχές ρεύμα επιτυγχάνεται μέσω μιας διεγέρτριας μηχανής, η οποία είναι μια μικρή γεννήτρια εναλλασσόμενου ρεύματος. Η έξοδος της διεγέρτριας ανορθώνεται από τριφασικό ανορθωτή, που βρίσκεται επίσης πάνω στον άξονα της γεννήτριας, ενώ παρέχεται και η δυνατότητα ρύθμισης του ρεύματος διέγερσης. Η μέθοδος αυτή βρίσκει εφαρμογή σε μεγάλες γεννήτριες. Για την εφαρμογή της δεύτερης τεχνικής ο δρομέας θα πρέπει να είναι εφοδιασμένος με ψήκτρες και δακτυλίους ολίσθησης. Η τεχνική αυτή μειονεκτεί, καθώς οι ψήκτρες φθείρονται λόγω τριβών και απαιτείται συχνή αντικατάσταση. Επιπλέον, η πτώση τάσης πάνω στις ψήκτρες μπορεί να προκαλέσει σημαντικές απώλειες ισχύος. Ωστόσο, για μικρής ισχύος γεννήτριες η χρήση άλλων μεθόδων είναι εξαιρετικά δαπανηρή.

Όταν ο δρομέας αποτελείται από μόνιμο μαγνήτη, τότε για την παραγωγή του μαγνητικού πεδίου δεν απαιτείται τροφοδοσία με συνεχές ρεύμα του τυλίγματος διέγερσης και, επομένως, δεν γίνεται χρήση ψηκτρών και δακτυλίων ολίσθησης. Αυτό έχει ως άμεσο αποτέλεσμα την αύξηση της αξιοπιστίας και τη μείωση των απαιτήσεων για συντήρηση. Ακόμη, παρατηρείται μείωση της θερμικής καταπόνησης του δρομέα, ως συνέπεια της απουσίας των απωλειών στο τύλιγμα διέγερσης. Οι σύγχρονες γεννήτριες μόνιμου μαγνήτη είναι αυτοδιεγείρομενες, καθώς το μαγνητικό πεδίο παράγεται από τον ίδιο τον δρομέα, πράγμα που σημαίνει μεγάλο βαθμό απόδοσης. Επιπλέον, με τη χρήση των μαγνητών επιτυγχάνεται υψηλή πυκνότητα ροής, οπότε έχουμε μείωση του βάρους και του όγκου για μια μηχανή δεδομένης ισχύος. Το πιο σημαντικό ίσως

μειονέκτημα των σύγχρονων μηχανών αυτού του τύπου είναι το γεγονός ότι τα υλικά με τα οποία κατασκευάζονται οι μόνιμοι μαγνήτες είναι ακριβά και δύσκολα στην επεξεργασία [103].

8.3.2 Μοντέλο Σύγχρονης Γεννήτριας

Οι εξισώσεις που διέπουν τη λειτουργία της σύγχρονης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη στο a-b-c σύστημα συντεταγμένων είναι:

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{bmatrix} \quad (8.94)$$

όπου:

- v_{as} , v_{bs} και v_{cs} οι τάσεις του στάτη στις φάσεις a, b και c αντίστοιχα,
- i_{as} , i_{bs} και i_{cs} τα ρεύματα του στάτη στις φάσεις a, b και c αντίστοιχα, η θετική φορά των οποίων ορίζεται προς την κατεύθυνση των αρνητικών δυναμικών, δηλαδή να εισέρχονται στη μηχανή,
- R_s η αντίσταση των τυλιγμάτων του στάτη και
- λ_{as} , λ_{bs} και λ_{cs} οι μαγνητικές ροές του στάτη στις φάσεις a, b και c αντίστοιχα.

Οι μαγνητικές ροές του στάτη στις φάσεις a, b και c δίνονται από τις σχέσεις:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_{am} \\ \lambda_{bm} \\ \lambda_{cm} \end{bmatrix} \quad (8.95)$$

όπου:

- L_{aa} , L_{bb} και L_{cc} οι αυτεπαγωγές των τυλιγμάτων του στάτη,
- L_{ab} , L_{ac} και L_{bc} οι αμοιβαίες επαγωγές μεταξύ των τυλιγμάτων του στάτη, για τις οποίες ισχύει $L_{ij}=L_{ji}$, και
- λ_{am} , λ_{bm} και λ_{cm} οι μαγνητικές ροές που παράγονται στους πόλους της μηχανής.

Εάν εφαρμόσουμε τον μετασχηματισμό Park στις εξισώσεις (8.95), προκύπτει το μοντέλο της σύγχρονης γεννήτριας στο σύγχρονα στρεφόμενο dq πλαίσιο αναφοράς, το οποίο δίνεται από τις σχέσεις:

$$V_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \lambda_{qs} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} \quad (8.96)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + \omega_s \lambda_{ds} \quad (8.97)$$

όπου:

- V_{ds} και V_{qs} οι τάσεις του στάτη στους άξονες d και q αντίστοιχα,
- i_{ds} και i_{qs} τα ρεύματα του στάτη στους άξονες d και q αντίστοιχα,
- λ_{ds} και λ_{qs} οι μαγνητικές ροές του στάτη στους άξονες d και q αντίστοιχα και
- ω_s η γωνιακή ταχύτητα του σύγχρονα στρεφόμενου πλαισίου για την οποία ισχύει: $\omega_s = p\omega_r$, ισούται δηλαδή με το γινόμενο των ζευγών πόλων της σύγχρονης γεννήτριας με τη γωνιακή ταχύτητα του δρομέα.

Οι μαγνητικές ροές του στάτη στους άξονες d και q αντίστοιχα δίνονται από τις σχέσεις:

$$\lambda_{ds} = L_{ds}i_{ds} + \lambda_{dm} \quad (8.98)$$

$$\lambda_{qs} = L_{qs}i_{qs} + \lambda_{qm} \quad (8.99)$$

όπου:

- L_{ds} και L_{qs} οι επαγωγές του στάτη στους άξονες d και q αντίστοιχα και
- λ_{dm} και λ_{qm} οι συνιστώσες της μαγνητικής ροής που παράγεται στους πόλους της μηχανής.

Σε αυτό το σημείο πρέπει να αναφερθεί ότι στις σύγχρονες μηχανές με κυλινδρικό δρομέα οι επαγωγές L_{ds} και L_{qs} είναι ίσες, ενώ στις σύγχρονες μηχανές με έκτυπους πόλους, λόγω της ανομοιομορφίας του διακένου μεταξύ δρομέα και στάτη, οι επαγωγές L_{ds} και L_{qs} διαφέρουν. Συνήθως, στην τελευταία περίπτωση, η επαγωγή L_{ds} είναι μικρότερη από την L_{qs} .

Στην περίπτωση που το σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς είναι προσανατολισμένο με το μαγνητικό πεδίο που παράγεται από τους μαγνητικούς πόλους της μηχανής, δηλαδή με το πεδίο του δρομέα, τότε η συνιστώσα της μαγνητικής ροής στον άξονα q είναι μηδέν ($\lambda_{qm} = 0$), ενώ στον άξονα d ισούται με τη μαγνητική ροή που παράγουν οι μόνιμοι μαγνήτες ($\lambda_{dm} = \lambda_m$), της οποίας η τιμή είναι σταθερή ($d\lambda_{dm}/dt = 0$) και μπορεί να ληφθεί από τις παραμέτρους και τα στοιχεία που αναγράφονται στην πινακίδα της μηχανής. Για επίτευξη του προσανατολισμού γίνεται μέτρηση της γωνιακής θέσης του δρομέα μέσω κατάλληλων αισθητήρων στον άξονα της μηχανής [104]. Η γωνία αυτή χρησιμοποιείται στον μετασχηματισμό Park.

Συνεπώς, από τις (8.96), (8.97), (8.98) και (8.99) προκύπτει:

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + L_{ds} \frac{di_{ds}}{dt} - p\omega_r L_{qs} i_{qs} \quad (8.100)$$

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + L_{qs} \frac{di_{qs}}{dt} + p\omega_r L_{ds} i_{ds} + p\omega_r \lambda_m \quad (8.101)$$

Οι εξισώσεις (8.100) και (8.101) γράφονται:

$$\frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{L_{ds}} (-R_s i_{ds} + p\omega_r L_{qs} i_{qs} + V_{ds}) \quad (8.102)$$

$$\frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{L_{qs}} (-R_s i_{qs} - p\omega_r L_{ds} i_{ds} - p\omega_r \lambda_m + V_{qs}) \quad (8.103)$$

Η ενεργός και η άεργος ισχύς που παράγει η μηχανή δίνονται αντίστοιχα από τις σχέσεις:

$$P_s = \frac{3}{2} (V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs}) \quad (8.104)$$

$$Q_s = \frac{3}{2} (V_{qs} i_{ds} - V_{ds} i_{qs}) \quad (8.105)$$

Η παραγόμενη ηλεκτρομαγνητική ροπή στη σύγχρονη μηχανή είναι:

$$T_e = \frac{3}{2}p(\lambda_{ds}i_{qs} - \lambda_{qs}i_{ds}) \quad (8.106)$$

Από την παραπάνω σχέση εύκολα μπορεί να εξαχθεί η:

$$T_e = \frac{3}{2}p(\lambda_m i_{qs} + i_{ds}i_{qs}(L_{ds} - L_{qs})) \quad (8.107)$$

Παρατηρούμε ότι η ηλεκτρομαγνητική ροπή αποτελείται από δύο όρους: την ηλεκτρομαγνητική ροπή που παράγεται από την αλληλεπίδραση μεταξύ του ρεύματος i_{qs} και των μόνιμων μαγνητών και από τη ροπή αντίδρασης που οφείλεται στη διαφορά μεταξύ των επαγωγών L_{ds} και L_{qs} .

Όσον αφορά το μηχανικό μέρος, η εξίσωση ροπής της μηχανής είναι:

$$J\dot{\omega}_r + b\omega_r = T_e - T_m \quad (8.108)$$

όπου:

- J η ροπή αδράνειας του δρομέα της γεννήτριας,
- T_e η ηλεκτρομαγνητική ροπή της γεννήτριας,
- T_m η μηχανική ροπή στην είσοδο της γεννήτριας και
- b ο συντελεστής μηχανικών τριβών.

Η εξίσωση (8.108) με τη βοήθεια της (8.107) μπορεί να γραφεί ως

$$\dot{\omega}_r = \frac{1}{J} \left(\frac{3}{2}p(\lambda_m i_{qs} + i_{ds}i_{qs}(L_{ds} - L_{qs})) - T_m - b\omega_r \right) \quad (8.109)$$

Οι εξισώσεις (8.102), (8.103) και (8.109) περιγράφουν τη λειτουργία της σύγχρονης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη στο σύγχρονα στρεφόμενο dq πλαίσιο αναφοράς και χρησιμοποιούνται για την εξαγωγή του συνολικού μοντέλου του αιολικού συστήματος μεταβλητής ταχύτητας με σύγχρονη γεννήτρια μόνιμου μαγνήτη.

8.4 Ανακεφαλαίωση

Στο παρόν κεφάλαιο παρουσιάστηκαν τα μαθηματικά μοντέλα και οι ιδιότητες των ηλεκτρικών μηχανών με τις οποίες θα ασχοληθούμε στη συνέχεια. Ξεκινώντας από την τριφασική επαγωγική γεννήτρια (τόσο για την περίπτωση της ασύγχρονης γεννήτριας βραχυκυκλωμένου κλωβού όσο και για την ασύγχρονη μηχανή δακτυλιοφόρου δρομέα), όπου λαμβάνοντας υπόψη το μοντέλο μόνιμη κατάστασης, τονίζονται οι βασικές της ιδιότητες και τα βασικά χαρακτηριστικά τα οποία είναι απαραίτητα για την κατανόηση της λειτουργίας της. Έπειτα, χρησιμοποιείται η θεωρία των δύο σύγχρονα στρεφόμενων καθέτων αξόνων ώστε να παραχθεί το μοντέλο της ασύγχρονης μηχανής στους δύο αυτούς άξονες, το οποίο χρησιμοποιείται μέχρι σήμερα λόγω της καταλληλότητας του για τον έλεγχο της μηχανής. Στη συνέχεια περιγράφεται η σύγχρονη γεννήτρια μόνιμου μαγνήτη και δίνονται οι εξισώσεις που διέπουν τη λειτουργία της σύγχρονης γεννήτριας μόνιμου μαγνήτη στο a-b-c σύστημα συντεταγμένων και στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς.

9. Ανάλυση και Έλεγχος Αιολικού Συστήματος Επαγωγικής Μηχανής: Διπλής Τροφοδοσίας ή Βραχυκυκλωμένου Κλωβού

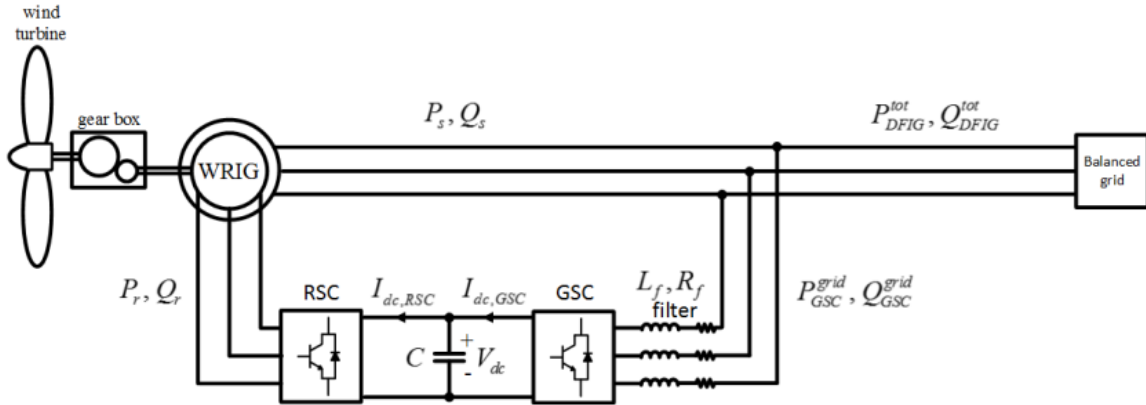
Σύνοψη

Στο κεφάλαιο παρουσιάζεται ο εν σειρά έλεγχος της ανεμογεννήτριας διπλής τροφοδοσίας υπό κοινό προσανατολισμό στην τάση του δικτύου με στόχο τη μέγιστη απομάστευση ενεργού ισχύος, τη ρύθμιση της άεργου ισχύος στάτη, την ρύθμιση της άεργου ισχύος που ανταλλάσσει ο μετατροπέας από την πλευρά του δικτύου, την ρύθμιση της τάσης διασύνδεσης συνεχούς ρεύματος, αλλά και μεθοδολογία επιλογής των κερδών των ελεγκτών αυτών. Επίσης, περιγράφεται η τεχνική του διανυσματικού ελέγχου με προσανατολισμό στο πεδίο του δρομέα για την ανεμογεννήτρια με επαγωγική γεννήτρια βραχυκυκλωμένου κλωβού και προσανατολισμό στην τάση του δικτύου για τον μετατροπέα από την πλευρά του δικτύου, η οποία αποτελεί την πιο συνήθη τεχνική ελέγχου.

9.1 Έλεγχος Αιολικού Συστήματος Επαγωγικής Μηχανής

9.1.1 Ο Έλεγχος σε Ανεμογεννήτριες με Επαγωγική Γεννήτρια Διπλής Τροφοδοσίας

Το γενικό σχήμα μιας τέτοιου είδους ανεμογεννήτρια φαίνεται στην Εικόνα 9.1, όπου φαίνεται η WRIG καθώς και ο μετατροπέας από την πλευρά του δρομέα (Rotor Side Converter, RSC) και ο μετατροπέας από την πλευρά του δικτύου (Grid Side Converter, GSC).



Εικόνα 9.1 Διάγραμμα ανεμογεννήτριας με επαγωγική γεννήτρια διπλής τροφοδοσίας.

Ο έλεγχος ασκείται σε δυο σημεία σε μια ανεμογεννήτρια αυτού του είδους. Ο έλεγχος της γωνίας βήματος στα πτερύγια και ο έλεγχος στο μετατροπέα. Ο έλεγχος γωνίας βήματος πτερυγίου αναλύθηκε στο στην ενότητα 6.4.1. Ο έλεγχος στον μετατροπέα θα αναλυθεί στη συνέχεια.

Ο έλεγχος της επαγωγικής γεννήτριας διπλής τροφοδοσίας μπορεί να χωριστεί σε δύο μέρη, στον έλεγχο στο μετατροπέα από την πλευρά της γεννήτριας και στον έλεγχο στο μετατροπέα από την πλευρά του δικτύου.

Ο μετατροπέας στην πλευρά της γεννήτριας παρέχει μια μεταβλητή τάση στον δρομέα και χρησιμοποιείται για τον ανεξάρτητο έλεγχο της ενεργού και άεργου ισχύος.

Για τον σχεδιασμό του ελέγχου χρησιμοποιούμε το μοντέλο που περιγράφεται από τις σχέσεις (8.70)-(8.71), (8.74)-(8.75), (8.82)-(8.88). Οι εξισώσεις αυτές μετά από κατάλληλες πράξεις καταλήγουν στο παρακάτω μοντέλο που είναι κατάλληλο για σχεδιασμό εν σειρά βρόχων ελέγχου

$$\dot{\lambda}_{ds} = \omega_s \lambda_{qs} - R_s I_{ds} + U_{ds} \quad (9.1)$$

$$\dot{\lambda}_{qs} = -\omega_s \lambda_{ds} - R_s I_{qs} + U_{qs} \quad (9.2)$$

$$\sigma \tau_r \dot{I}_{dr} + I_{dr} = \sigma \tau_r \omega_{slip} I_{qr} - \frac{(1-\sigma)\tau_r}{L_m} \dot{\lambda}_{ds} + \frac{(1-\sigma)\tau_r}{L_m} \omega_{slip} \lambda_{qs} + \frac{V_{dr}}{R_r} \quad (9.3)$$

$$\sigma\tau_r\dot{I}_{qr} + I_{qr} = -\sigma\tau_r\omega_{slip}I_{dr} - \frac{(1-\sigma)\tau_r}{L_m}\dot{\lambda}_{qs} - \frac{(1-\sigma)\tau_r}{L_m}\omega_{slip}\lambda_{ds} + \frac{V_{qr}}{R_r} \quad (9.4)$$

$$J\dot{\omega}_r + b\omega_r = \frac{3}{2}p\frac{L_m}{L_s}(\lambda_{qs}I_{dr} - \lambda_{ds}I_{qr}) - T_m \quad (9.5)$$

με $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s}$ και $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$.

Σκοπός του ελέγχου στο μετατροπέα στην πλευρά του δικτύου είναι να διατηρήσει την τάση στη dc διασύνδεση σταθερή για κάθε κατάσταση λειτουργίας της μηχανής, αλλά και να εξασφαλίσει τη λειτουργία με μοναδιαίο συντελεστή ισχύος. Για τον σχεδιασμό του ελέγχου χρησιμοποιούμε το μοντέλο που περιγράφεται από τις σχέσεις (3.48)-(3.50) προσαρμοσμένες κατάλληλα με βάση το υπό μελέτη σύστημα που φαίνεται στην Εικόνα 9.1

$$L_f\dot{I}_{df} = -R_f I_{df} + \omega_s L_f I_{qf} - V_{df} + U_{dgrid} \quad (9.6)$$

$$L_f\dot{I}_{qf} = -\omega_s L_f I_{df} - R_f I_{qf} - V_{qf} + U_{qgrid} \quad (9.7)$$

$$\frac{2}{3}C\dot{V}_{dc} = \frac{V_{df}I_{df} + V_{qf}I_{qf} - V_{dr}I_{dr} - V_{qr}I_{qr}}{V_{dc}} \quad (9.8)$$

Λαμβάνοντας υπόψη τους λόγους κατάτμησης του μετατροπέα από την πλευρά του δρομέα και του μετατροπέα από την πλευρά του δικτύου, οι εξισώσεις (9.1)-(9.8) γίνονται

$$\dot{\lambda}_{ds} = \omega_s \lambda_{qs} - R_s I_{ds} + U_{ds} \quad (9.9)$$

$$\dot{\lambda}_{qs} = -\omega_s \lambda_{ds} - R_s I_{qs} + U_{qs} \quad (9.10)$$

$$\sigma\tau_r\dot{I}_{dr} + I_{dr} = \sigma\tau_r\omega_{slip}I_{qr} - \frac{(1-\sigma)\tau_r}{L_m}\dot{\lambda}_{ds} + \frac{(1-\sigma)\tau_r}{L_m}\omega_{slip}\lambda_{qs} + \frac{m_{dr}}{R_r}V_{dc} \quad (9.11)$$

$$\sigma\tau_r\dot{I}_{qr} + I_{qr} = -\sigma\tau_r\omega_{slip}I_{dr} - \frac{(1-\sigma)\tau_r}{L_m}\dot{\lambda}_{qs} - \frac{(1-\sigma)\tau_r}{L_m}\omega_{slip}\lambda_{ds} + \frac{m_{qr}}{R_r}V_{dc} \quad (9.12)$$

$$J\dot{\omega}_r + b\omega_r = \frac{3}{2}p\frac{L_m}{L_s}(\lambda_{qs}I_{dr} - \lambda_{ds}I_{qr}) - T_m \quad (9.13)$$

$$L_f\dot{I}_{df} = -R_f I_{df} + \omega_s L_f I_{qf} - m_{df}V_{dc} + U_{dgrid} \quad (9.14)$$

$$L_f\dot{I}_{qf} = -\omega_s L_f I_{df} - R_f I_{qf} - m_{qf}V_{dc} + U_{qgrid} \quad (9.15)$$

$$\frac{2}{3}C\dot{V}_{dc} = m_{df}I_{df} + m_{qf}I_{qf} - m_{dr}I_{dr} - m_{qr}I_{qr} \quad (9.16)$$

9.1.1.1 Προσανατολισμό στην Τάση του Δικτύου

Στη βιβλιογραφία συναντάται ως επί το πλείστον η υιοθέτηση του προσανατολισμού στη ροή του στάτη για τον RSC [86]. Ειδικότερα, με τη χρήση ενός PLL μπορεί κάποιος να επιτύχει προσανατολισμό της q -συνιστώσας του δικτύου στη τάση του δικτύου, που σημαίνει ότι:

$$U_{ds} = U_{dgrid} = 0 \quad (9.17)$$

$$U_{qs} = U_{qgrid} = U_{grid} \quad (9.18)$$

όπου U_{grid} είναι το πλάτος της φασικής τάσης του δικτύου.

Ανακαλώντας τις σχέσεις (9.1)-(9.2) και θεωρώντας ότι το σύστημα βρίσκεται στη μόνιμη κατάσταση υπό τον προτεινόμενο προσανατολισμό στην τάση του δικτύου, κανείς μπορεί να εξάγει τις ακόλουθες σχέσεις

$$\lambda_{qs}^* = \frac{R_s I_{ds}^*}{\omega_s} \quad (9.19)$$

$$\lambda_{ds}^* = \frac{U_{grid} - R_s I_{qs}^*}{\omega_s} \quad (9.20)$$

όπου ο υπερδείκτης «*» σημαίνει πως αναφερόμαστε σε τιμή μόνιμης κατάστασης.

Σε DFIG μεγάλης ονομαστικής ισχύος, της τάξης των MW, ισχύει ότι η αντίσταση στάτη λαμβάνει τιμή της τάξης των mΩ [86], το πλάτος της φασικής τάσης λαμβάνει τιμή της τάξης του kV, ενώ για δίκτυο συχνότητας 50Hz η γωνιακή συχνότητα είναι $\omega_s = 100\pi \text{ rad/sec}$. Έτσι γίνεται κατανοητό πως προσεγγιστικά οι εκφράσεις (9.19)-(9.20) μπορούν να απλοποιηθούν ως εξής

$$\lambda_{qs}^* \cong \bar{\lambda}_{qs} = 0 \quad (9.21)$$

$$\lambda_{ds}^* \cong \bar{\lambda}_{ds} = \frac{U_{grid}}{\omega_s} \quad (9.22)$$

Τέλος, ανακαλώντας τη σχέση (8.30), κανείς μπορεί εύκολα να διαπιστώσει ότι, υπό τον προτεινόμενο προσανατολισμό στην τάση του δικτύου και στη μόνιμη κατάσταση, προκειμένου να επιτευχθεί λειτουργία του κυκλώματος στάτη της DFIG με μοναδιαίο συντελεστή ισχύος το ρεύμα d -άξονα των τυλιγμάτων στάτη πρέπει να μηδενιστεί. Έτσι, οι σχέσεις (9.21)-(9.22) ισχύουν πραγματικά (και όχι κατά προσέγγιση) για την q -συνιστώσα της ροής στάτη και άρα η λειτουργία υπό προσανατολισμό στην τάση του δικτύου με μηδενική άεργο ισχύ στάτη ισοδυναμεί με λειτουργία υπό προσανατολισμό στη ροή του στάτη.

9.1.1.2 Σχεδίαση των Εσωτερικών Βρόχων Ελέγχου από την Πλευρά του Δρομέα

Υιοθετώντας προσανατολισμό στη συνιστώσα ευθέως άξονα της ροής στάτη, λ_{ds} , ισχύει ότι $\lambda_{qs} = 0$ και $\dot{\lambda}_{qs} = 0$. Επιπλέον, εφόσον η ροή στάτη δεν μετράται αλλά εκτιμάται μέσω της μέτρησης ρευμάτων στάτη και τάσης στάτη, η ροή ευθέως άξονα στάτη και η παράγωγος της αντικαθίστανται από τις εκτιμώμενες τιμές του. Έτσι, το σύστημα (9.3)-(9.4) γράφεται ισοδύναμα ως

$$\sigma \tau_r \dot{I}_{dr} + I_{dr} = \sigma \tau_r \omega_{slip} I_{qr} - \frac{(1-\sigma)\tau_r}{L_m} \dot{\lambda}_{ds} + \frac{V_{dr}}{R_r} \quad (9.23)$$

$$\sigma \tau_r \dot{I}_{qr} + I_{qr} = -\sigma \tau_r \omega_{slip} I_{dr} - \frac{(1-\sigma)\tau_r}{L_m} \omega_{slip} \hat{\lambda}_{ds} + \frac{V_{qr}}{R_r} \quad (9.24)$$

Επιπλέον, υπό την παραδοχή πως η χρονική παράγωγος της εκτιμώμενης ροής στάτη ευθέως άξονα έχουν μια μικρή αμελητέα τιμή [28], οι τελευταίες δυο σχέσεις απλοποιούνται ως εξής

$$\sigma\tau_r\dot{I}_{dr} + I_{dr} = \sigma\tau_r\omega_{slip}I_{qr} + \frac{V_{dr}}{R_r} \quad (9.25)$$

$$\sigma\tau_r\dot{I}_{qr} + I_{qr} = -\sigma\tau_r\omega_{slip}I_{dr} - \frac{(1-\sigma)\tau_r}{L_m}\omega_{slip}\hat{\lambda}_{ds} + \frac{V_{qr}}{R_r} \quad (9.26)$$

Τέλος, προσεγγιστικά ισχύει ότι η συνιστώσα ευθέως άξονα ροής στάτη έχει περίπου σταθερή τιμή και ίση με [28]

$$\hat{\lambda}_{ds} = \frac{U_{grid}}{\omega_s} \quad (9.27)$$

οπότε τελικά οι σχέσεις (6.60)-(6.61) γράφονται ισοδύναμα ως (9.25)-(9.26)

$$\sigma\tau_r\dot{I}_{dr} + I_{dr} = \sigma\tau_r\omega_{slip}I_{qr} + \frac{V_{dr}}{R_r} \quad (9.28)$$

$$\sigma\tau_r\dot{I}_{qr} + I_{qr} = -\sigma\tau_r\omega_{slip}I_{dr} - \frac{(1-\sigma)\tau_r}{L_m}\omega_{slip}\frac{U_{grid}}{\omega_s} + \frac{V_{qr}}{R_r} \quad (9.29)$$

Από τις τελευταίες δυο εκφράσεις που εξήχθησαν γίνεται κατανοητό ότι υπάρχει σύζευξη μεταξύ των ρευμάτων δρομέα μέσω των πρώτων όρων στο δεξιό μέλος των εξισώσεων, ενώ από τον μεσαίο όρο στο δεξιό μέλος της (9.29) γίνεται φανερό ότι η δυναμική συμπεριφορά της συνιστώσας q -άξονα ρεύματος δρομέα επηρεάζεται από την γωνιακή ταχύτητα του δρομέα. Επιπλέον, από τις δυο αυτές σχέσεις παρατηρούμε ότι μέσω της συνιστώσας d -άξονα της τάσης δρομέα, V_{dr} , δίνεται η δυνατότητα για έλεγχο του ρεύματος I_{dr} , ενώ μέσω της συνιστώσας q -άξονα της τάσης δρομέα, V_{qr} , δίνεται η δυνατότητα για έλεγχο του ρεύματος I_{qr} .

Εισάγοντας τις εξής δυο νέες εισόδους ελέγχου

$$u_{dr} = \sigma\tau_r\omega_{slip}I_{qr} + \frac{V_{dr}}{R_r} \quad (9.30)$$

$$u_{qr} = -\sigma\tau_r\omega_{slip}I_{dr} - \frac{(1-\sigma)\tau_r}{L_m}\omega_{slip}\frac{U_{grid}}{\omega_s} + \frac{V_{qr}}{R_r} \quad (9.31)$$

οι σχέσεις (9.28) και (9.29) απλοποιούνται ως εξής

$$\sigma\tau_r\dot{I}_{dr} + I_{dr} = u_{dr} \quad (9.32)$$

$$\sigma\tau_r\dot{I}_{qr} + I_{qr} = u_{qr} \quad (9.33)$$

Παρατηρείται ότι οι τελευταίες εξισώσεις αναπαριστούν δυο αποσυνζευγμένα πρώτης τάξης υποσυστήματα. Έτσι, εισάγονται οι ακόλουθοι PI ελεγκτές ρευμάτων

$$u_{dr} = k_{Pdr}(I_{dr}^{ref} - I_{dr}) + k_{Idr} \int_0^t (I_{dr}^{ref} - I_{dr})d\tau \quad (9.34)$$

$$u_{qr} = k_{Pqr}(I_{qr}^{ref} - I_{qr}) + k_{Iqr} \int_0^t (I_{qr}^{ref} - I_{qr}) d\tau \quad (9.35)$$

όπου k_{Pdr} , k_{Pqr} και k_{Idr} , k_{Iqr} είναι θετικοί αριθμοί και αντιπροσωπεύουν τα αναλογικά και ολοκληρωτικά κέρδη, αντίστοιχα. Ακόμα, ο υπερδείκτης «ref» συμβολίζει τιμή αναφοράς, ενώ τα ρεύματα αναφοράς δίνονται από κατάλληλους εξωτερικούς βρόχους ελέγχου που θα παρουσιαστούν στη συνέχεια του κεφαλαίου.

Παρατηρώντας ότι τόσο οι απλοποιημένες διαφορικές εξισώσεις όσο και οι PI ελεγκτές έχουν κοινή μορφή και στους δύο άξονες, παραλείπουμε στη συνέχεια τους δείκτες d , q και προχωράμε στη λογική ρύθμισης των ελεγκτών. Έτσι, γενική μορφή που συναντάμε είναι η εξής

$$a\dot{I} + bI = u \quad (9.36)$$

$$u = k_P(I^{ref} - I) + k_I \int_0^t (I^{ref} - I) d\tau \quad (9.37)$$

Συνδυάζοντας τις τελευταίες δυο σχέσεις και εφαρμόζοντας μετασχηματισμό Laplace καταλήγουμε στην ακόλουθη συνάρτηση μεταφοράς

$$\frac{I}{I^{ref}} = \frac{k_P s + k_I}{as^2 + (b + k_P)s + k_I} \quad (9.38)$$

ή ισοδύναμα

$$\frac{I}{I^{ref}} = \frac{1}{1 + s \frac{as+b}{k_P s + k_I}} \quad (9.39)$$

Επιλέγοντας τα κέρδη των ελεγκτών ως:

$$k_P = \frac{a}{\tau_i} \quad \text{και} \quad k_I = \frac{b}{\tau_i} \quad (9.40)$$

Τότε, η συνάρτηση μεταφοράς απλοποιείται στην

$$\frac{I}{I^{ref}} = \frac{1}{1 + s\tau_i} \quad (9.41)$$

η οποία έχει έναν πόλο σε σημείο που μπορούμε να καθορίσουμε μέσω των κερδών και αυτός βρίσκεται στη θέση $-1/\tau_i$. Η παράμετρος τ_i αποτελεί την επιθυμητή σταθερά χρόνου, ενώ σε χρόνο αποκατάστασης $T_s = 4\tau_i$ ύστερα από βηματική μεταβολή στο ρεύμα αναφοράς, το ελεγχόμενο ρεύμα αναμένεται να απέχει λιγότερο από 2% από την τιμή αναφοράς του.

Επομένως, τα κέρδη k_{Pdr} , k_{Pqr} , k_{Idr} , k_{Iqr} υπολογίζονται ως εξής

$$k_{Pdr} = k_{Pqr} = \frac{\sigma\tau_r}{\tau_{ir}} \quad \text{και} \quad k_{Idr} = k_{Iqr} = \frac{1}{\tau_{ir}} \quad (9.42)$$

όπου τ_{ir} είναι η επιθυμητή σταθερά χρόνου.

Καθώς οι πραγματικές είσοδοι ελέγχου είναι οι τάσεις V_{dr} και V_{qr} αυτές γράφονται τελικά ως

$$V_{dr} = R_r \left[-\sigma \tau_r \omega_{slip} I_{qr} + k_{pdr} (I_{dr}^{ref} - I_{dr}) + k_{ldr} \int_0^t (I_{dr}^{ref} - I_{dr}) d\tau \right] \quad (9.43)$$

$$V_{qr} = R_r \left[\sigma \tau_r \omega_{slip} I_{dr} + \frac{(1-\sigma)\tau_r}{L_m} \omega_{slip} \frac{U_{grid}}{\omega_s} + k_{pqr} (I_{qr}^{ref} - I_{qr}) + k_{lqr} \int_0^t (I_{qr}^{ref} - I_{qr}) d\tau \right] \quad (9.44)$$

9.1.1.3 Σχεδίαση των Εσωτερικών Βρόχων Ελέγχου από την Πλευρά του Δικτύου

Προκειμένου να επιτευχθεί ο έλεγχος ρευμάτων του GSC, αρχικά ανακαλούνται οι διαφορικές εξισώσεις των δυο ρευμάτων στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο (9.6)-(9.7), που για τη βοήθεια του αναγνώστη παρατίθενται παρακάτω, αφού έχει εφαρμοστεί ο προτεινόμενος προσανατολισμός στην q -συνιστώσα της τάσης του δικτύου, δηλαδή $U_{ds} = U_{dgrid} = 0$ και $U_{qs} = U_{qgrid} = U_{grid}$ όπου U_{grid} είναι το πλάτος της φασικής τάσης δικτύου,

$$L_f \dot{I}_{df} = -R_f I_{df} + \omega_s L_f I_{qf} - V_{df} \quad (9.45)$$

$$L_f \dot{I}_{qf} = -\omega_s L_f I_{df} - R_f I_{qf} - V_{qf} + U_{grid} \quad (9.46)$$

Από τις τελευταίες δυο εκφράσεις γίνεται κατανοητό ότι υπάρχει σύζευξη μεταξύ των ρευμάτων του GSC, ο σταθερός όρος του μέτρου της τάσης δικτύου στη σχέση (9.57) και οι συνιστώσες της τάσης στην έξοδο του μετατροπέα μέσω των οποίων δίνεται η δυνατότητα για τον έλεγχο του ρεύματος ιδίου άξονα με αυτές. Εισάγοντας τις εξής δυο νέες εισόδους ελέγχου

$$u_{df} = \omega_s L_f I_{qf} - V_{df} \quad (9.47)$$

$$u_{qf} = -\omega_s L_f I_{df} - V_{qf} + U_{grid} \quad (9.48)$$

οι σχέσεις (9.56) και (9.57) απλοποιούνται ως εξής

$$L_f \dot{I}_{df} + R_f I_{df} = u_{df} \quad (9.49)$$

$$L_f \dot{I}_{qf} + R_f I_{qf} = u_{qf} \quad (9.50)$$

Παρατηρούμε ότι οι τελευταίες εξισώσεις αναπαριστούν δυο αποσυνζευγμένα πρώτης τάξης υποσυστήματα. Έτσι, εισάγονται οι ακόλουθοι ΠΙ ελεγκτές ρευμάτων

$$u_{df} = k_{pdf} (I_{df}^{ref} - I_{df}) + k_{ldf} \int_0^t (I_{df}^{ref} - I_{df}) d\tau \quad (9.51)$$

$$u_{qf} = k_{pqf} (I_{qf}^{ref} - I_{qf}) + k_{lqf} \int_0^t (I_{qf}^{ref} - I_{qf}) d\tau \quad (9.52)$$

όπου k_{pdf} , k_{pqf} και k_{ldf} , k_{lqf} είναι θετικοί αριθμοί και αντιπροσωπεύουν τα αναλογικά και ολοκληρωτικά κέρδη, αντίστοιχα. Ακολουθώντας τη μέθοδο ρύθμισης κερδών της ενότητας 9.1.1.2, τα κέρδη των ελεγκτών υπολογίζονται

$$k_{pdf} = k_{pdf} = \frac{L_f}{\tau_i} \text{ και } k_{ldf} = k_{ldf} = \frac{R_f}{\tau_i} \quad (9.53)$$

όπου η παράμετρος τ_i αποτελεί την επιθυμητή σταθερά χρόνου.

Καθώς οι πραγματικές είσοδοι ελέγχου είναι οι τάσεις V_{df} και V_{qf} αυτές γράφονται τελικά ως

$$V_{df} = \omega_s L_f I_{qf} - k_{pdf} (I_{df}^{ref} - I_{df}) - k_{ldf} \int_0^t (I_{df}^{ref} - I_{df}) d\tau \quad (9.54)$$

$$V_{qf} = U_{grid} - \omega_s L_f I_{df} - k_{pqf} (I_{qf}^{ref} - I_{qf}) - k_{lqf} \int_0^t (I_{qf}^{ref} - I_{qf}) d\tau \quad (9.55)$$

9.1.1.4 Ελεγκτές Εξωτερικού Βρόχου

Στο σύστημα της DFIG, όπως και σε όλα τα συστήματα ανεμογεννητριών, οι πιο συνήθεις στόχοι κατά τη λειτουργία του συστήματος είναι η μέγιστη δυνατή απομάστευση ενεργού ισχύος και η συνεισφορά του συστήματος με άεργο ισχύ στο δίκτυο. Επιπλέον, προκειμένου να επιτευχθεί ανεξάρτητη λειτουργία μεταξύ των χρησιμοποιούμενων μετατροπέων πηγής τάσης, είναι απαραίτητο μέσω του ελέγχου η τάση της διασύνδεσης συνεχούς ρεύματος να διατηρείται σε κάποιο προκαθορισμένο επίπεδο που να επιτρέπει τη λειτουργία των μετατροπέων ισχύος τόσο ως ανορθωτές όσο και ως αντιστροφείς. Πιο συγκεκριμένα, θα δειχθεί πως μέσω του ρεύματος I_{qr} είναι δυνατή τη ρύθμιση των στροφών της ανεμογεννήτριας προκειμένου να επιτευχθεί η μέγιστη απομάστευση ενεργού ισχύος από τον άνεμο, ενώ μέσω του ρεύματος I_{dr} μπορεί να γίνει ρύθμιση τη άεργου ισχύος στάτη.

9.1.1.5 Ελεγκτής Ρύθμισης Γωνιακής Ταχύτητας Δρομέα

Ανακαλώντας την έκφραση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής (8.88), τις προσεγγιστικές εκφράσεις για τις συνιστώσες της ροής στάτη που παρουσιάστηκαν στην Ενότητα 9.1.1.1 και την παραδοχή πως οι στιγμιαίες τιμές τους είναι κατά προσέγγιση ίσες με αυτές των τιμών ισορροπίας και σταθερές, η ηλεκτρομαγνητική ροπή μπορεί να γραφεί ως

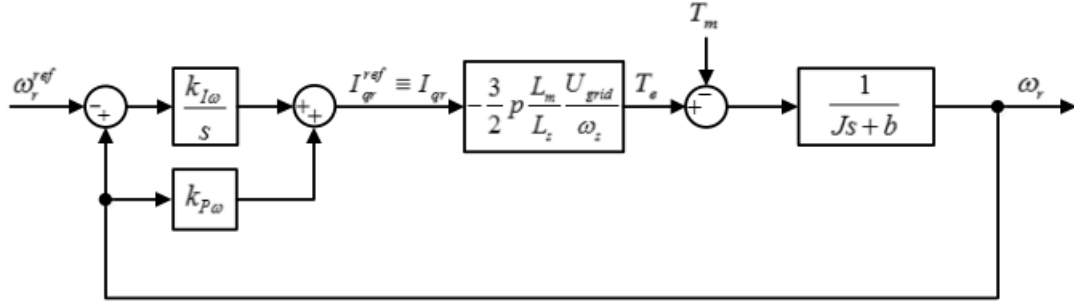
$$T_e = -\frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s} \frac{U_{grid}}{\omega_s} I_{qr} \quad (9.56)$$

Από την τελευταία έκφραση γίνεται κατανοητό πως η ηλεκτρομαγνητική ροπή μπορεί να ελεγχθεί μέσω του ρεύματος δρομέα I_{qr} . Έτσι, εισάγεται ο ακόλουθος PI ελεγκτής ρύθμισης στροφών

$$I_{qr}^{ref} = k_{p\omega} \omega_r + k_{l\omega} \int_0^t (\omega_r - \omega_r^{ref}) d\tau \quad (9.57)$$

όπου $\omega_r^{ref} = \omega_r^{opt}$, σύμφωνα με τη σχέση (6.38), προκειμένου να επιτευχθεί λειτουργία μέγιστης απομάστευσης ισχύος από τον άνεμο.

Επικαλούμενος κανείς τη θεώρηση των ξεχωριστών σταθερών χρόνου σε εν σειρά βρόχους ελέγχου, μπορεί να ισχυριστεί πως αν ρυθμίσει τον κλειστό βρόχο ρευμάτων να είναι επαρκώς γρήγορος και τον κλειστό βρόχο που προκύπτει με την εισαγωγή του εξωτερικού ελεγκτή να είναι επαρκώς αργός, τότε ισχύει ότι $I_{qr} = I_{qr}^{ref}$. Για το σύστημα κλειστού βρόχου που προκύπτει από την προσέγγιση για την ηλεκτρομαγνητική ροπή (9.56), τον ελεγκτή (9.57) και τη διαφορική εξίσωση των στροφών που δίνεται από τη σχέση (8.86), το δομικό διάγραμμα στην Εικόνα 9.2 παρουσιάζει το υπό μελέτη σύστημα κλειστού βρόχου.



Εικόνα 9.2 Δομικό διάγραμμα της δυναμικής συμπεριφοράς του δρομέα με τον προτεινόμενο έλεγχο.

Θεωρώντας τη μηχανική ροπή, T_m , ως διαταραχή, η ακόλουθη συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου εύκολα εξάγεται για τις στροφές της DFIG

$$\frac{\omega_r}{\omega_r^{ref}} = \frac{\frac{3pL_m U_{grid}}{2J L_s \omega_s} k_{I\omega}}{s^2 + \left(\frac{b}{J} + \frac{3pL_m U_{grid}}{2J L_s \omega_s} k_{P\omega} \right) s + \frac{3pL_m U_{grid}}{2J L_s \omega_s} k_{I\omega}} \quad (9.58)$$

Η τελευταία συνάρτηση μεταφοράς μπορεί να γραφεί στην ακόλουθη μορφή

$$\frac{\omega_r}{\omega_r^{ref}} = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (9.59)$$

όπου ω_n είναι η φυσική συχνότητα, ζ είναι ο συντελεστής απόσβεσης και επιλέχθηκαν τα παρακάτω

$$\omega_n^2 = \frac{3p}{2J} \frac{L_m}{L_s} \frac{U_{grid}}{\omega_s} k_{I\omega} \quad (9.60)$$

και

$$2\zeta\omega_n = \frac{b}{J} + \frac{3p}{2J} \frac{L_m}{L_s} \frac{U_{grid}}{\omega_s} k_{P\omega} \quad (9.61)$$

Εφαρμόζοντας το κριτήριο απόκλισης 2% από την τιμή ισορροπίας μέσα με χρόνο αποκατάστασης T_s [105], ο χρόνος αυτός συνδέεται με τη φυσική συχνότητα και τον συντελεστή απόσβεσης μέσω της ακόλουθης σχέσης

$$T_s = \frac{4}{\zeta\omega_n} \quad (9.62)$$

Έτσι, μπορεί κανείς να εξάγει τα κέρδη του ελεγκτή ρύθμισης στροφών (9.57) μέσω των σχέσεων (9.60)-(9.62) για τον επιθυμητό χρόνο αποκατάστασης T_s και συντελεστή απόσβεσης ζ ως εξής

$$k_{P\omega} = \left(\frac{8}{T_s} - \frac{b}{J} \right) \frac{2J}{3p} \frac{L_s}{L_m} \frac{\omega_s}{U_{grid}} \quad (9.63)$$

$$k_{I\omega} = \frac{2J}{3p} \frac{L_s}{L_m} \frac{\omega_s}{U_{grid}} \frac{16}{T_s^2 \zeta^2}$$

$$(9.64)$$

9.1.1.6 Ρύθμιση Άεργου Ισχύος Στάτη

Εφόσον η ρύθμιση της ενεργού ισχύος γίνεται μέσω του ρεύματος I_{qr} , μέσω του ρεύματος δρομέα I_{dr} πρέπει να επιτευχθεί η ρύθμιση της άεργου ισχύος στάτη. Ανακαλώντας τις ακριβείς εκφράσεις για τις τιμές ισορροπίας των συνιστωσών ροής στάτη (9.19)-(9.20) και χρησιμοποιώντας την αλγεβρική σχέση ροής-ρευμάτων (8.83), κανείς καταλήγει στις εξής σχέσεις

$$\omega_s \lambda_{qs}^* = R_s I_{ds}^* \quad (9.65)$$

$$\omega_s \lambda_{ds}^* = U_{grid} - \frac{R_s}{L_s} \lambda_{qs}^* + R_s \frac{L_m}{L_s} I_{qr}^{ref} \quad (9.66)$$

όπου έχει θεωρηθεί ότι οι ελεγκτές ρεύματος εσωτερικού βρόχου δεν έχουν σφάλμα μόνιμης κατάστασης, γεγονός που ισχύει για τους προτεινόμενους PI ελεγκτές της Ενότητας 9.1.1.2.

Επιπλέον, η έκφραση της άεργου ισχύος στάτη (8.90) στη μόνιμη κατάσταση και υπό προσανατολισμό στη ροή του στάτη ($\lambda_{qs} = 0$) είναι η ακόλουθη

$$Q_s^* = \frac{3}{2} U_{grid} I_{ds}^* \quad (9.67)$$

Συνδυάζοντας τη σχέση (9.65) με τη σχέση (9.67), εξάγεται η παρακάτω έκφραση

$$\lambda_{qs}^* = \frac{2}{3} \frac{R_s}{\omega_s U_{grid}} Q_s^* \quad (9.68)$$

Ακόμα, συνδυάζοντας τη σχέση (9.66) με τη σχέση (9.68) καταλήγει κανείς στην εξής σχέση

$$\lambda_{ds}^* = \frac{U_{grid}}{\omega_s} - \frac{2}{3} \frac{R_s^2}{\omega_s^2 L_s U_{grid}} Q_s^* + \frac{R_s L_m}{\omega_s L_s} I_{qr}^{ref} \quad (9.69)$$

ενώ χρησιμοποιώντας τη σχέση (8.82) σε συνδυασμό με τη σχέση (9.67) εξάγει εύκολα κανείς την ακόλουθη σχέση

$$\lambda_{ds}^* = \frac{2}{3} \frac{L_s}{U_{grid}} Q_s^* + L_m I_{dr}^{ref} \quad (9.70)$$

όπου πάλι έχει γίνει η θεώρηση του μηδενικού σφάλματος μόνιμης κατάστασης των ελεγκτών ρεύματος εσωτερικού βρόχου.

Έτσι, εφόσον τα πρώτα μέλη των σχέσεων (9.69) και (9.70) είναι ίσα, από τις δυο αυτές σχέσεις εξάγεται η παρακάτω έκφραση που συνδέει τα ρεύματα αναφοράς δρομέα με την τιμή ισορροπίας της άεργου ισχύος στάτη

$$I_{dr}^{ref} = \frac{U_{grid}}{\omega_s L_m} + \frac{R_s}{\omega_s L_s} I_{qr}^{ref} - \frac{2}{3 L_m U_{grid}} \left(L_s + \frac{R_s^2}{\omega_s^2 L_s} \right) Q_s^* \quad (9.71)$$

που μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως αναφορά στον ελεγκτή συνιστώσας ρεύματος δρομέα d -άξονα θέτοντας $Q_s^* = Q_s^{ref}$.

Κλείνοντας, πρέπει να σημειωθεί ότι αντίστοιχες εκφράσεις της (9.71) έχουν παρουσιαστεί στη βιβλιογραφία με απλούστερη μορφή κάτω από τη θεώρηση αμελητέας (μηδενικής) αντίστασης στάτη [28], [104].

9.1.1.7 Ρύθμιση Άεργου Ισχύος Μετατροπέα από την Πλευρά του Δικτύου

Η ρύθμιση της άεργου ισχύος που ανταλλάσσει ο GSC με το δίκτυο είναι αρκετά εύκολη στην υλοποίηση και δεν απαιτεί τη γνώση παραμέτρων του συστήματος. Πιο συγκεκριμένα, ανακαλώντας τη σχέση (3.42) της άεργου ισχύος και τον προτεινόμενο κοινό προσανατολισμό στην τάση δικτύου, καταλήγουμε στην ακόλουθη έκφραση

$$Q_{GSC}^{grid} = \frac{3}{2} U_{grid} I_{df} \quad (9.72)$$

οπότε εύκολα μπορεί κανείς να υπολογίσει το ρεύμα αναφοράς μέσω της (9.72) προκειμένου να επιτευχθεί η ανταλλαγή της επιθυμητής ποσότητας άεργου ισχύος με το δίκτυο ως εξής

$$I_{df}^{ref} = \frac{2}{3 U_{grid}} Q_{GSC}^{grid,ref} \quad (9.73)$$

Συχνά, προκειμένου να μειωθεί η ονομαστική ισχύς και άρα το κόστος του GSC επιλέγεται η παροχή της απαιτούμενης άεργου ισχύος εξ ολοκλήρου από τον στάτη της DFIG και η λειτουργία μοναδιαίου συντελεστή ισχύος για τον GSC, πράγμα που επιτυγχάνεται θέτοντας μηδενική την αναφορά του ρεύματος I_{df} , δηλαδή $I_{df}^{ref} = 0$.

Βάση της τελευταίας σχέσης και υπο βηματικές μεταβολές στην αναφορά της άεργου ισχύος, η άεργος ισχύς αναμένεται να έχει την ίδια μεταβατική συμπεριφορά με αυτή του ρεύματος I_d . Ωστόσο, αν είναι επιθυμητό να μεταβάλλεται πιο αργά η άεργος ισχύς σε σχέση με το ρεύμα, μπορεί να σχεδιαστεί ένας ολοκληρωτικός ελεγκτής που να επιβάλλει την επιθυμητή σταθερά χρόνου εξωτερικού βρόχου κάνοντας χρήση της θεώρησης χωριστών σταθερών χρόνου.

Πιο συγκεκριμένα, κάνοντας χρήση της σχέσης $I_{df} = I_{df}^{ref}$, της παρατήρησης ότι η άεργος ισχύς συνδέεται με το ρεύμα μέσω της σχέσεως

$$I_{df} = \frac{2}{3 U_{grid}} Q_{GSC}^{grid} \quad (9.74)$$

και να εισάγοντας τον ελεγκτή

$$I_{df}^{ref} = k_{IQ} \int_0^t (Q_{GSC}^{grid,ref} - Q_{GSC}^{grid}) d\tau \quad (9.75)$$

εύκολα κανείς μπορεί να συνδυάσει τις προηγούμενες σχέσεις και να καταλήξει στην ακόλουθη συνάρτηση μεταφοράς

$$\frac{Q_{GSC}^{grid}}{Q_{GSC}^{grid,ref}} = \frac{1}{1 + \frac{2}{3 U_{grid} k_{IQ}} s} \quad (9.76)$$

Η σταθερά χρόνου τ_{iQ} σε αυτή την περίπτωση είναι ίση με

$$\tau_{iQ} = \frac{2}{3U_{grid}k_{IQ}} \quad (9.77)$$

Άρα, το κέρδος ολοκληρωτή πρέπει να επιλεγεί ως

$$k_{IQ} = \frac{2}{3U_{grid}\tau_{iQ}} \quad (9.78)$$

ώστε να επιτευχθεί η επιθυμητή σταθερά χρόνου τ_{iQ} για τον εξωτερικό βρόχο ελέγχου, η οποία δεν πρέπει να παραβιάζει τη θεώρηση ξεχωριστών σταθερών χρόνου.

9.1.1.8 Ελεγκτής Τάσης Διασύνδεσης Συνεχούς Ρεύματος

Η ρύθμιση της τάσης διασύνδεσης συνεχούς ρεύματος σε μια σταθερή τιμή είναι απαραίτητη προκειμένου να επιτυγχάνεται αποσυζευγμένη λειτουργία των δυο μετατροπέων πηγής τάσης, ενώ το επίπεδο της τάσης αυτής πρέπει να είναι επαρκές ώστε να είναι δυνατή η λειτουργία των μετατροπέων ισχύος τόσο ως ανορθωτές όσο και ως αντιστροφείς [106].

Ανακαλώντας τη διαφορική εξίσωση της τάσης συνεχούς ρεύματος (9.16), αυτή μπορεί ισοδύναμα να γραφεί ισοδύναμα ως

$$\frac{2}{3}C\dot{V}_{dc} = m_{qf}I_{qf} + m_{df}I_{df} + -I_{dc,RSC} \quad (9.79)$$

όπου έχουν χρησιμοποιηθεί οι λόγοι κατάτμησης στο δεξιό μέλος της σχέσης και ορίζονται ως

$$m_{qf} = \frac{V_{qf}}{V_{dc}} \quad (9.80)$$

$$m_{df} = \frac{V_{df}}{V_{dc}} \quad (9.81)$$

ενώ $I_{dc,RSC}$ είναι το συνεχές ρεύμα στην πλευρά συνεχούς του RSC.

Συνήθως είναι η χρήση περιοριστών προκειμένου να περιοριστεί η τιμή των λόγων κατάτμησης στην περιοχή $[-1,1]$ που εξασφαλίζει για τη γραμμική λειτουργία του μετατροπέα ισχύος [30]. Εφόσον το ρεύμα ευθέως άξονα του GSC ρυθμίζεται να είναι μηδενικό ενώ είναι σύνηθες το συνεχές ρεύμα του RSC να θεωρείται ως διαταραχή [107], όλοι οι όροι πλην του πρώτου στο δεξιό μέλος της σχέσης (9.79) μπορούν να θεωρηθούν ως διαταραχές. Επιπλέον, ανακαλώντας τη θεώρηση των ξεχωριστών σταθερών χρόνου σε εν σειρά βρόχους ελέγχου, μπορεί να θεωρηθεί ότι $I_{qf} = I_{qf}^{ref}$, στη σχέση (9.79), εφόσον το I_{qf}^{ref} , μεταβάλλεται επαρκώς αργά σε σχέση με ταχύτητα απόκρισης του κλειστού βρόχου για το ρεύμα I_{qf} , αλλά και ότι ο λόγος κατάτμησης είναι σταθερός και έχει λάβει την τιμή ισορροπίας του [6.1], δηλαδή $m_{qf} = m_{qf}^*$. Έτσι, εισάγεται ο ακόλουθος ελεγκτής ρύθμισης τάσης

$$I_{qf}^{ref} = -k_{Pdc}V_{dc} + k_{Idc} \int_0^t (V_{dc}^{ref} - V_{dc})d\tau \quad (9.82)$$

όπου k_{Pdc} είναι το αναλογικό κέρδος και k_{Idc} είναι το κέρδος ολοκληρωτή, με τα κέρδη να πρέπει να λαμβάνουν θετικές τιμές, ενώ η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου για τη δυναμική συμπεριφορά της

τάσης είναι η ακόλουθη

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^{ref}} = \frac{\frac{3m_{qf}^*}{2C}k_{Idc}}{s^2 + \frac{3m_{qf}^*}{2C}k_{Pdc}s + \frac{3m_{qf}^*}{2C}k_{Idc}} \quad (9.83)$$

Η τελευταία συνάρτηση μεταφοράς μπορεί εύκολα να γραφεί στην μορφή (9.59), όπου

$$\omega_n^2 = \frac{3m_{qf}^*}{2C}k_{Idc} \quad (9.84)$$

και

$$2\zeta\omega_n = \frac{3m_{qf}^*}{2C}k_{Pdc} \quad (9.85)$$

Από τις τελευταίες εκφράσεις κανείς μπορεί να εξάγει τιμές για τα κέρδη του ελεγκτή τάσης (9.82) με βάση το κριτήριο απόκλισης 2%, όμως παρατηρείται εύκολα ότι θα υπάρχει εξάρτηση από την τιμή ισορροπίας του λόγου κατάτμησης m_{qf} , που η τιμή του μεταβάλλεται όταν αλλάζει το σημείο λειτουργίας του συστήματος, και την τιμή της χωρητικότητας του πυκνωτή διασύνδεσης συνεχούς ρεύματος. Προκειμένου να αποφευχθούν τα παραπάνω προβλήματα μπορεί κανείς να υπολογίσει τον λόγο των εκφράσεων (9.84)-(9.85) και να χρησιμοποιήσει τη σχέση (9.62) προκειμένου να καταλήξει στην ακόλουθη έκφραση που συνδέει τα κέρδη του ελεγκτή τάσης με τον επιθυμητό χρόνο αποκατάστασης T_s και τον συντελεστή απόσβεσης ζ

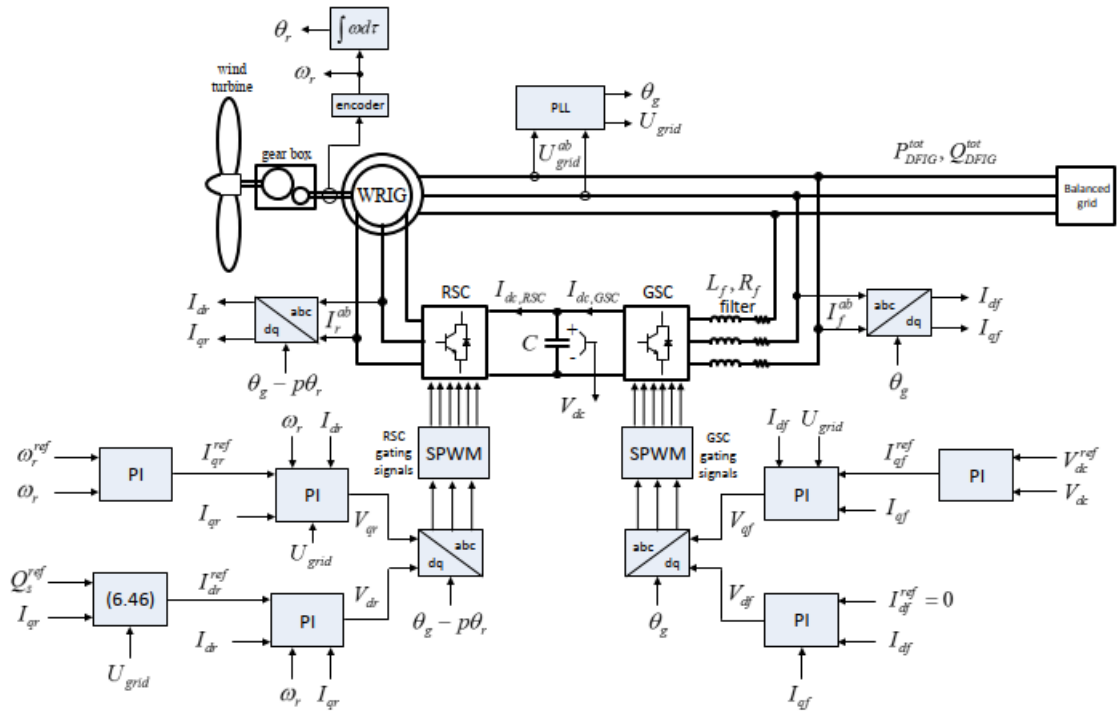
$$\frac{k_{Pdc}}{k_{Idc}} = \frac{\zeta^2 T_s}{2} \quad (9.86)$$

Χρησιμοποιώντας την έκφραση (9.86), η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου (9.83) γράφεται ως εξής

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^{ref}} = \frac{\frac{3}{2C}}{\gamma s^2 + \frac{3}{4C}\zeta^2 T_s s + \frac{3}{2C}} \quad (9.87)$$

όπου $\gamma = 1/(k_{Idc}m_{qf}^*)$. Παρατηρείται ότι η συμπεριφορά της συνάρτησης μεταφοράς κλειστού βρόχου (9.87) επηρεάζεται από την παράμετρο γ , οπότε η σχεδίαση του ελεγκτή τάσης πρέπει να συνοδεύεται από ένα γεωμετρικό τόπο των ριζών με μεταβαλλόμενη παράμετρο τη γ προκειμένου να διασφαλιστεί μια ευσταθής λειτουργία σε όλη την αναμενόμενη περιοχή λειτουργίας της DFIG. Επειδή η τιμή ισορροπίας του λόγου κατάτμησης m_{qf} αναμένεται να κυμαίνεται σε μια προκαθορισμένη περιοχή τιμών, η ανάλυση μέσω του γεωμετρικού τόπου των ριζών αναμένεται να δώσει μια αποδεκτή περιοχή στην οποία θα κινείται ο κυρίαρχος πόλος της (9.87). Έτσι, μέσω της έκφρασης της παραμέτρου γ μπορεί να επιλεγεί μια κατάλληλη τιμή για το κέρδος k_{Idc} , ενώ τελικά μέσω της σχέσης (9.86) μπορεί να επιλεγεί ένα τέτοιο αναλογικό κέρδος k_{Pdc} ώστε να επιτευχθούν ο επιθυμητός χρόνος αποκατάστασης T_s και ο συντελεστή απόσβεσης ζ .

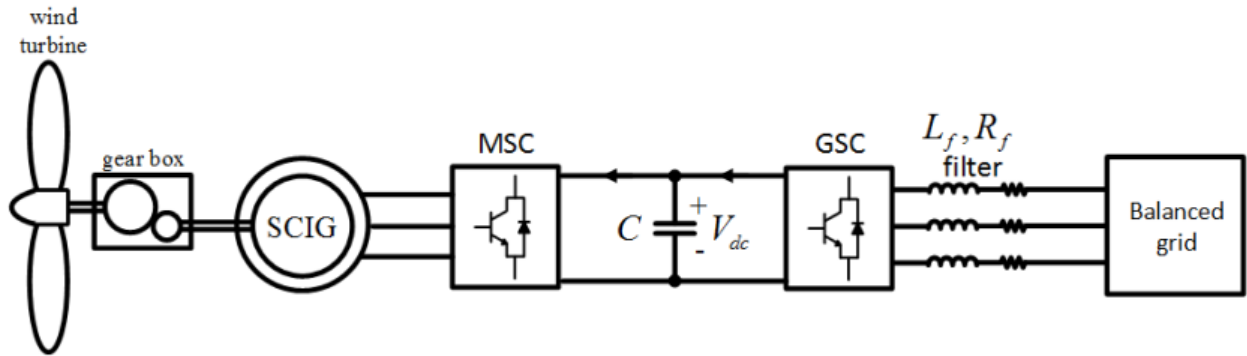
Το συνολικό σύστημα ελέγχου και το ελεγχόμενο σύστημα παρουσιάζονται στην Εικόνα 9.3.



Εικόνα 9.3 Σχηματικό διάγραμμα του εν σειρά συστήματος ελέγχου με κοινό προσανατολισμό στην τάση του δικτύου της επαγωγικής γεννήτριας διπλής τροφοδοσίας.

9.1.2 Ο Έλεγχος σε Ανεμογεννήτριες με Επαγωγική Γεννήτρια Βραχυκυκλωμένου Κλωβού

Το γενικό σχήμα μιας ανεμογεννήτριας με επαγωγική γεννήτρια βραχυκυκλωμένου κλωβού φαίνεται στην Εικόνα 9.4, όπου φαίνεται η SCIG καθώς και ο μετατροπέας από την πλευρά του της μηχανής (Motor Side Converter, MSC) και ο μετατροπέας από την πλευρά του δικτύου (GSC).



Εικόνα 9.4 Διάγραμμα ανεμογεννήτριας με επαγωγική γεννήτρια βραχυκυκλωμένου κλωβού.

Το μοντέλο επαγωγικής μηχανής βραχυκυκλωμένου κλωβού στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο δύο καθέτων αξόνων περιγράφεται από τις εξισώσεις (8.18)-(8.32) με $V_{dr}=V_{qr}=0$. Αν συνδυάσουμε τις σχέσεις (8.18)-(8.19), (8.21)-(8.22) και (8.27) λαμβάνοντας υπόψη τις σχέσεις των ροών (8.23)-(8.26) καταλήγουμε στο σύστημα διαφορικών εξισώσεων:

$$\sigma \tau_s \dot{I}_{ds} + I_{ds} = \sigma \tau_s \omega_s I_{qs} - \frac{(1-\sigma)\tau_s}{L_m} \dot{\lambda}_r + \frac{1}{R_s} U_{ds} \quad (9.88)$$

$$\sigma\tau_s \dot{I}_{qs} + I_{qs} = -\sigma\tau_s \omega_s I_{ds} - \frac{(1-\sigma)\tau_s}{L_m} \omega_s \lambda_r + \frac{1}{R_s} U_{qs} \quad (9.89)$$

$$\frac{1}{L_r} \dot{\lambda}_{dr} = \frac{R_r L_m}{L_r^2} I_{ds} - \frac{R_r}{L_r^2} \lambda_{dr} + \frac{\omega_s - p\omega_r}{L_r} \lambda_{qr} \quad (9.90)$$

$$\frac{1}{L_r} \dot{\lambda}_{qr} = \frac{R_r L_m}{L_r^2} I_{qs} - \frac{R_r}{L_r^2} \lambda_{qr} + \frac{\omega_s - p\omega_r}{L_r} \lambda_{dr} \quad (9.91)$$

$$\frac{2}{3} J \dot{\omega}_r = -\frac{L_m}{L_r} p \lambda_{qr} I_{ds} + \frac{L_m}{L_r} p \lambda_{dr} I_{qs} - \frac{2}{3} b \omega_r - \frac{2}{3} T_m \quad (9.92)$$

όπου $\sigma = 1 - \frac{1}{(1+\sigma_s)(1+\sigma_r)}$, με $\sigma_s = \frac{L_s}{L_m} - 1$ και $\sigma_r = \frac{L_r}{L_m} - 1$ ενώ $\tau_s = \frac{(1+\sigma_s)L_m}{R_s}$ και $\tau_r = \frac{(1+\sigma_r)L_m}{R_s}$.

9.1.2.1 Προσανατολισμός στη Ροή του Δρομέα

Η ανάλυση θα γίνει για έμμεσο διανυσματικό έλεγχο με προσανατολισμό στη ροή του δρομέα, ο οποίος εκφράζεται ως

$$\lambda_{dr} = \lambda_r \quad (9.93)$$

$$\lambda_{qr} = 0 \quad (9.94)$$

$$\dot{\lambda}_{qr} = 0 \quad (9.95)$$

Από τις διαφορικές εξισώσεις ροής δρομέα, προκύπτουν με βάση τα παραπάνω και κάνοντας χρήση των αλγεβρικών σχέσεων ροών-ρευμάτων (9.94)-(9.95)

$$\dot{\lambda}_{dr} = \frac{R_r L_m}{L_r} I_{ds} - \frac{R_r}{L_r} \lambda_{dr} + (\omega_s - p\omega_r) \lambda_{qr} \quad (9.96)$$

$$\dot{\lambda}_{qr} = \frac{R_r L_m}{L_r} I_{qs} - \frac{R_r}{L_r} \lambda_{qr} + (\omega_s - p\omega_r) \lambda_{dr} \quad (9.97)$$

Από τις εξισώσεις (9.93)-(9.95) σε συνδυασμό με τις σχέσεις (9.96)-(9.97)

$$\frac{L_r}{R_r} \dot{\lambda}_r + \lambda_r = L_m I_{ds} \quad (9.98)$$

$$\omega_{slip} = (\omega_s - p\omega_r) = \frac{R_r L_m}{\lambda_r L_r} I_{qs} \quad (9.99)$$

Σύμφωνα με τα παραπάνω, επιτυγχάνεται προσανατολισμός στη ροή του δρομέα αν οριστεί η συχνότητα ολίσθησης με βάση τη σχέση (9.99). Καθώς η ροή του δρομέα δεν μπορεί να μετρηθεί, συνήθως χρησιμοποιείται ένας εκτιμητής ροής όπου αν έχει επιτευχθεί ο προσανατολισμός πεδίο δίνεται από τη διαφορική εξίσωση

$$\frac{L_r}{R_r} \dot{\lambda}_r + \lambda_r = L_m I_{ds} \quad (9.100)$$

όπου $\hat{\lambda}_r$ είναι η εκτίμηση της συνολικής ροής του δρομέα.

Στη μόνιμη κατάσταση η ροή δρομέα είναι σταθερή και δίνεται από τη σχέση

$$\lambda_r^* = L_m I_{ds} \quad (9.101)$$

Πρέπει να σημειωθεί ότι η συχνότητα στάτη ω_s δεν είναι σταθερή και υπολογίζεται με βάση την εξίσωση (9.99) ως εξής

$$\omega_s = p\omega_r + \frac{R_r L_m}{\lambda_r L_r} I_{qs} \quad (9.102)$$

9.1.2.2 Σχεδίαση των Εσωτερικών Βρόχων Ελέγχου από την Πλευρά του Δρομέα

Για το σχεδιασμό του εσωτερικού βρόχου ελέγχου ρευμάτων στάτη εφαρμόζεται ο μετασχηματισμός εισόδου

$$u_{ds} = \sigma \tau_s \omega_s I_{qs} - \frac{(1-\sigma)\tau_s}{L_m} \dot{\lambda}_r + \frac{1}{R_s} U_{ds} \quad (9.103)$$

$$u_{qs} = -\sigma \tau_s \omega_s I_{ds} - \frac{(1-\sigma)\tau_s}{L_m} \omega_s \hat{\lambda}_r + \frac{1}{R_s} U_{qs} \quad (9.104)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (9.103)-(9.104) με τις εξισώσεις (9.88)-(9.89) καταλήγουμε σε αποζευγμένες διαφορικές εξισώσεις

$$\sigma \tau_s \dot{I}_{ds} + I_{ds} = u_{ds} \quad (9.105)$$

$$\sigma \tau_s \dot{I}_{qs} + I_{qs} = u_{qs} \quad (9.106)$$

και επιλέγονται

$$u_{ds} = k_{pds}(I_{ds}^{ref} - I_{ds}) + k_{ids} \int_0^t (I_{ds}^{ref} - I_{ds}) d\tau \quad (9.107)$$

$$u_{qs} = k_{pqds}(I_{qs}^{ref} - I_{qs}) + k_{iqds} \int_0^t (I_{qs}^{ref} - I_{qs}) d\tau \quad (9.108)$$

Οι πραγματικές εισόδους ελέγχου είναι

$$U_{ds} = R_s \left[-\sigma \tau_s \omega_s I_{qs} + \frac{(1-\sigma)\tau_s}{L_m} \dot{\lambda}_r + k_{pds}(I_{ds}^{ref} - I_{ds}) + k_{ids} \int_0^t (I_{ds}^{ref} - I_{ds}) d\tau \right] \quad (9.109)$$

$$U_{qs} = R_s \left[\sigma \tau_s \omega_s I_{ds} + \frac{(1 - \sigma) \tau_s}{L_m} \omega_s \hat{\lambda}_r + k_{pqs} (I_{qs}^{ref} - I_{qs}) + k_{iqs} \int_0^t (I_{qs}^{ref} - I_{qs}) d\tau \right] \quad (9.110)$$

Επειδή η ροή δρομέα ρυθμίζεται, όπως θα δούμε στη συνέχεια σε σταθερή τιμή, ο όρος με την παράγωγο της εκτιμώμενης ροής δρομέα μπορεί να παραλειφθεί.

Η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου μπορεί να υπολογιστεί ($i = d, q$)

$$\frac{I_{is}}{I_{is}^{ref}} = \frac{k_{pis} s + k_{iis}}{\sigma \tau_s s^2 + (1 + k_{pis}) s + k_{iis}} = \frac{1}{1 + \tau_{is} s} \quad (9.111)$$

με

$$k_{iis} = \frac{1}{\tau_{is}} \quad (9.112)$$

και

$$k_{pis} = \frac{\sigma \tau_s}{\tau_{is}} \quad (9.113)$$

όπου τ_{is} είναι η επιθυμητή σταθερά χρόνου.

9.1.2.3 Ρύθμιση Ροής του Δρομέα

Είναι σύνηθες να ορίζεται για λειτουργία μέχρι και την ονομαστική ισχύ της ασύγχρονης μηχανής βραχυκυκλωμένου κλωβού μια σταθερή επιθυμητή ροή λειτουργίας λ_r^{ref} , γεγονός που εύκολα μπορεί να επιτευχθεί στην περίπτωση μας ορίζοντας το ρεύμα αναφοράς με βάση την εξίσωση (9.101)

$$I_{ds}^{ref} = \frac{\lambda_r^{ref}}{L_m} \quad (9.114)$$

9.1.2.4 Ελεγκτής Ρύθμισης Γωνιακής Ταχύτητας Δρομέα

Υπό τον υιοθετημένο προσανατολισμό στη ροή δρομέα η διαφορική εξίσωση της γωνιακής ταχύτητας δρομέα (9.92) γράφεται ως

$$J \dot{\omega}_r + b \omega_r = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_r} \lambda_r I_{qs} - \frac{2}{3} b \omega_r - T_m \quad (9.115)$$

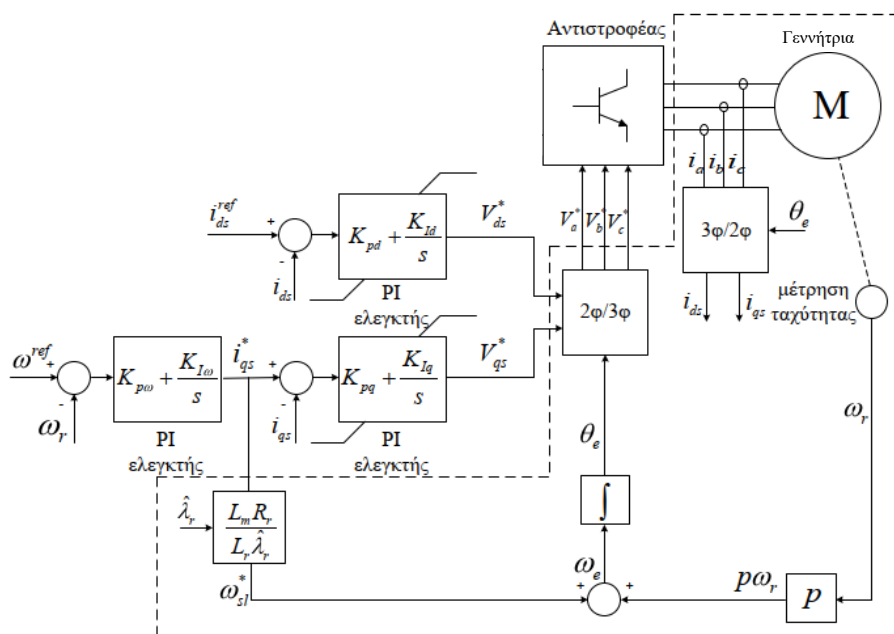
και γίνεται κατανοητό πως η ρύθμιση της γωνιακής ταχύτητας δρομέα για την επίτευξη της απομάστευσης μέγιστης ισχύος από τον άνεμο γίνεται μέσω του ρεύματος I_{qs} . Έτσι, εισάγεται ο PI ελεγκτής

$$I_{qs}^{ref} = -k_{p\omega} \omega_r + k_{i\omega} \int_0^t (\omega_r^{ref} - \omega_r) d\tau \quad (9.116)$$

όπου $\omega_r^{ref} = \omega_r^{opt} = n_g \frac{\lambda_{opt}}{R_T} v_{wind}$, προκειμένου να επιτευχθεί λειτουργία μέγιστης απομάστευσης ισχύος από τον άνεμο. Κάνοντας χρήση της θεώρησης ξεχωριστών σταθερών χρόνου ($I_{qs} = I_{qs}^{ref}$) και της παραδοχής $\lambda_r = \lambda_r^{ref} = ct$. Τα κέρδη του ελεγκτή μπορούν να υπολογιστούν με αντίστοιχο τρόπο με αυτόν που περιγράφηκε στην Ενότητα 9.1.1.5.

Τέλος, για τους εν σειρά βρόχους ελέγχου του GSC ισχύει η ανάλυση που παρουσιάστηκε στις Ενότητες 9.1.1.3 και 9.1.1.8.

Το σύστημα ελέγχου απεικονίζεται στην Εικόνα 9.5



Εικόνα 9.5 Σχηματικό διάγραμμα του εν σειρά συστήματος ελέγχου με προσανατολισμό στην ροή δρομέα της επαγωγικής γεννήτριας βραχυκυκλωμένου κλωβού.

9.2 Ανακεφαλαίωση

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκαν μέθοδοι ελέγχου της τριφασικής ασύγχρονης γεννήτριας τόσο για την περίπτωση της ανεμογεννήτριας διπλής τροφοδοσίας όσο και για την ανεμογεννήτρια με επαγωγική γεννήτρια βραχυκυκλωμένου κλωβού. Χρησιμοποιώντας τον μετατροπέα από την πλευρά της γεννήτριας και τον μετατροπέα από την πλευρά του δικτύου με κατάλληλο προσανατολισμό κάθε φορά και αξιοποιώντας εν σειρά βρόχους ελέγχου, επιτυγχάνονται κάθε φορά οι επιθυμητοί στόχοι ελέγχου.

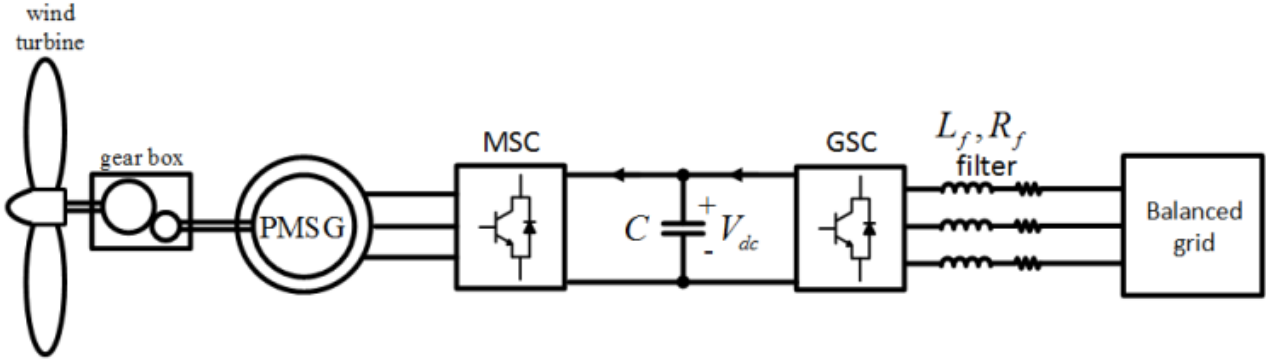
10. Ανάλυση και Έλεγχος Αιολικού Συστήματος Σύγχρονης Μηχανής με Μόνιμους Μαγνήτες

Σύνοψη

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζεται ο εν σειρά έλεγχος της ανεμογεννήτριας με σύγχρονη μηχανή με προσανατολισμό στη ροή του μόνιμου μαγνήτη για τις εξισώσεις της μηχανής και προσανατολισμός στην τάση του δικτύου για τον μετατροπέα από την πλευρά του δικτύου με στόχο τη μέγιστη απομάστευση ενεργού ισχύος, επίτευξη μηδενικού ρεύματος στον άξονα d της γεννήτριας, την ρύθμιση της άεργου ισχύος που ανταλλάσσει ο μετατροπέας από την πλευρά του δικτύου, την ρύθμιση της τάσης διασύνδεσης συνεχούς ρεύματος, αλλά και μεθοδολογία επιλογής των κερδών των ελεγκτών αυτών.

10.1 Ο Έλεγχος σε Ανεμογεννήτριες με Σύγχρονη Μηχανή Μόνιμου Μαγνήτη

Το γενικό σχήμα μιας ανεμογεννήτριας με σύγχρονη μηχανή μόνιμου μαγνήτη φαίνεται στην Εικόνα 10.1, όπου φαίνεται η PMSG καθώς και ο μετατροπέας από την πλευρά της μηχανής (Motor Side Converter, MSC) και ο μετατροπέας από την πλευρά του δικτύου (GSC).



Εικόνα 10.1 Διάγραμμα ανεμογεννήτριας με σύγχρονη μηχανή μόνιμου μαγνήτη.

Το μοντέλο της ανεμογεννήτριας με σύγχρονη μηχανή μόνιμου μαγνήτη με βάση και τις εξισώσεις (9.8), (9.45), (9.46), (8.102), (8.103), (8.107), (8.108) στο σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο δύο καθέτων αξόνων dq δίνεται από τις ακόλουθες 6 διαφορικές εξισώσεις

$$L_{ds}\dot{I}_{ds} + R_s I_{ds} = p\omega_r L_{qs} I_{qs} + V_{ds} \quad (10.1)$$

$$L_{qs}\dot{I}_{qs} + R_s I_{qs} = -p\omega_r L_{ds} I_{ds} - p\omega_r \lambda_m + V_{qs} \quad (10.2)$$

$$J\dot{\omega}_r + b\omega_r = T_e - T_m \quad (10.3)$$

$$L_f\dot{I}_{df} = -R_f I_{df} + \omega_s L_f I_{qf} - V_{df} \quad (10.4)$$

$$L_f\dot{I}_{qf} = -\omega_s L_f I_{df} - R_f I_{qf} - V_{qf} + U_{grid} \quad (10.5)$$

$$\frac{2}{3}C\dot{V}_{dc} = \frac{V_{df}I_{df} + V_{qf}I_{qf} - V_{dr}I_{dr} - V_{qr}I_{qr}}{V_{dc}} \quad (10.6)$$

όπου

$$T_e = \frac{3}{2}p \left(\lambda_m I_{qs} + I_{ds} I_{qs} (L_{ds} - L_{qs}) \right) \quad (10.7)$$

και οι λόγοι κατάτμησης των μετατροπέων ισχύος στο ισούται στρεφόμενο πλαίσιο dq

$$m_{ds} = \frac{V_{ds}}{V_{dc}} \quad (10.8)$$

$$m_{qs} = \frac{V_{qs}}{V_{dc}} \quad (10.9)$$

$$m_{qf} = \frac{V_{qf}}{V_{dc}} \quad (10.10)$$

$$m_{df} = \frac{V_{df}}{V_{dc}} \quad (10.11)$$

Στις προηγούμενες σχέσεις έχει υιοθετηθεί προσανατολισμός στη ροή του μόνιμου μαγνήτη για τις εξισώσεις της μηχανής και προσανατολισμός στην τάση του δικτύου για τον GSC. Καθώς έχει ήδη αναλυθεί στις ενότητες 9.1.1.3, 9.1.1.7 και 9.1.1.8 ο έλεγχος του GSC, εδώ παρουσιάζεται ο εν σειρά έλεγχος του μετατροπέα από την πλευρά της μηχανής (machine-side converter, MSC). Η ανάλυση θα γίνει για την περίπτωση PMSM με κυλινδρικό δρομέα ($L_{ds} = L_{qs} = L_s$), η οποία είναι πολυπολική και δεν χρησιμοποιείται κιβώτιο ταχυτήτων στον ανεμοκινητήρα.

10.1.1 Σχεδίαση των Εσωτερικών Βρόχων Ελέγχου από την Πλευρά του Δρομέα

Για το σχεδιασμό του εσωτερικού βρόχου ελέγχου ρευμάτων στάτη εφαρμόζεται ο μετασχηματισμός εισόδου

$$u_{ds} = p\omega_r L_s I_{qs} + V_{ds} \quad (10.12)$$

$$u_{qs} = -p\omega_r L_s I_{ds} - p\omega_r \lambda_m + V_{qs} \quad (10.13)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις (10.12)-(10.13) με τις εξισώσεις (10.1)-(10.2) καταλήγουμε σε αποζευγμένες διαφορικές εξισώσεις

$$L_s \dot{I}_{ds} + R_s I_{ds} = u_{ds} \quad (10.14)$$

$$L_s \dot{I}_{qs} + R_s I_{qs} = u_{qs} \quad (10.15)$$

και επιλέγονται

$$u_{ds} = k_{pds} (I_{ds}^{ref} - I_{ds}) + k_{lds} \int_0^t (I_{ds}^{ref} - I_{ds}) d\tau \quad (10.16)$$

$$u_{qs} = k_{pqS}(I_{qs}^{ref} - I_{qs}) + k_{Iqs} \int_0^t (I_{qs}^{ref} - I_{qs}) d\tau \quad (10.17)$$

Οι πραγματικές είσοδοι ελέγχου είναι

$$V_{ds} = -p\omega_r L_s I_{qs} + k_{pds}(I_{ds}^{ref} - I_{ds}) + k_{Ids} \int_0^t (I_{ds}^{ref} - I_{ds}) d\tau \quad (10.18)$$

$$V_{qs} = p\omega_r L_s I_{ds} + p\omega_r \lambda_m + k_{pqS}(I_{qs}^{ref} - I_{qs}) + k_{Iqs} \int_0^t (I_{qs}^{ref} - I_{qs}) d\tau \quad (10.19)$$

Η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου μπορεί να υπολογιστεί ($i = d, q$)

$$\frac{I_{is}}{I_{is}^{ref}} = \frac{k_{pis} + k_{Iis}}{L_s s^2 + (R_s + k_{pis})s + k_{Iis}} = \frac{1}{1 + \tau_{is}s} \quad (10.20)$$

με

$$k_{Iis} = \frac{R_s}{\tau_{is}} \quad (10.21)$$

και

$$k_{pis} = \frac{L_s}{\tau_{is}} \quad (10.22)$$

όπου τ_{is} είναι η επιθυμητή σταθερά χρόνου.

10.1.2 Ελεγκτής Ρύθμισης Γωνιακής Ταχύτητας Δρομέα

Από τη σχέση της ηλεκτρομαγνητικής ροπής (10.7) και το γεγονός ότι αναλύεται η PMSM με κυλινδρικό δρομέα, γίνεται κατανοητό ότι η ηλεκτρομαγνητική ροπή και άρα ρύθμιση για λειτουργία απομάστευσης μέγιστης ισχύος από τον άνεμο γίνεται μέσω του ρεύματος I_{qs} .

Η διαφορική εξίσωση γωνιακής ταχύτητας δρομέα γράφεται με βάση τις εξισώσεις (10.3) και (10.7) για την περίπτωση PMSM με κυλινδρικό δρομέα ($L_{ds} = L_{qs} = L_s$) ως

$$J\dot{\omega}_r + b\omega_r = \frac{3}{2}p\lambda_m I_{qs} - T_m \quad (10.23)$$

Έτσι, εισάγεται ο PI ελεγκτής

$$I_{qs}^{ref} = -k_{p\omega}\omega_r + k_{I\omega} \int_0^t (\omega_r^{ref} - \omega_r) d\tau \quad (10.24)$$

όπου $\omega_r^{ref} = \omega_r^{opt} = n_g \frac{\lambda_{opt}}{R_T} v_{wind}$, προκειμένου να επιτευχθεί λειτουργία μέγιστης απομάστευσης ισχύος από τον άνεμο. Κάνοντας χρήση της θεώρησης ξεχωριστών σταθερών χρόνου ($I_{qs} = I_{qs}^{ref}$) και της παραδοχής $\lambda_r = \lambda_r^{ref} = ct$. Τα κέρδη του ελεγκτή μπορούν να υπολογιστούν με αντίστοιχο τρόπο με αυτόν που περιγράφηκε στην Ενότητα 9.1.1.5.

Εάν υιοθετηθεί η στρατηγική ελέγχου μηδενικού ρεύματος στον άξονα d , η τιμή του ρεύματος αναφοράς I_{ds}^{ref} τίθεται κατευθείαν ίση με μηδέν [104].

10.2 Ανακεφαλαίωση

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκαν μέθοδοι ελέγχου της ανεμογεννήτριας με σύγχρονη μηχανή μόνιμου μαγνήτη. Χρησιμοποιώντας τον μετατροπέα από την πλευρά της γεννήτριας και τον μετατροπέα από την πλευρά του δικτύου με κατάλληλο προσανατολισμό κάθε φορά και αξιοποιώντας εν σειρά βρόχους ελέγχου, επιτυγχάνονται κάθε φορά οι επιθυμητοί στόχοι ελέγχου.

11. Συστήματα Αποθήκευσης Ενέργειας

Σύνοψη

Στα μελλοντικά ηλεκτρικά δίκτυα αναμένεται να σημειωθεί μεγάλη ενσωμάτωση τεχνολογιών που μετατρέπουν τις ΑΠΕ σε ηλεκτρική ενέργεια. Οι τεχνολογίες αυτές παράγουν ενέργεια με στοχαστικό και μη ελέγξιμο τρόπο με αποτέλεσμα να αναδύονται σοβαρά προβλήματα στην προσπάθεια επίτευξης ισορροπίας ανάμεσα στην παραγωγή και στη ζήτηση. Ένας τρόπος για να αυξηθεί η ευρωστία και η αξιοπιστία της λειτουργίας του δικτύου είναι η αξιοποίηση ESS. Τέτοια συστήματα είναι οι συσσωρευτές, οι υπερπυκνωτές, οι σφόνδυλοι κτλ. [108]. Από τα ESS χρησιμοποιούνται αρκετά οι συσσωρευτές τόσο σε αυτόνομα όσο και σε υβριδικά συστήματα. Επιπλέον, αντικείμενο του κεφαλαίου αυτού αποτελεί η απλή, μα επαρκής μοντελοποίηση των συσσωρευτών (μπαταριών) ιόντων λιθίου που ενισχύουν σε μεγάλο βαθμό την αξιοπιστία των μικροδικτύων.

11.1 Συσσωρευτές

Οι ηλεκτρικοί συσσωρευτές ή μπαταρίες (batteries) είναι συσκευές οι οποίες αποθηκεύουν την ηλεκτρική ενέργεια σε χημική μορφή. Αποτελούνται από ένα ή περισσότερα ηλεκτροχημικά στοιχεία (cells) ονομαστικής τάσης μερικών Volts, συνδεδεμένα σε σειρά ή/και παράλληλα προκειμένου να επιτευχθεί η επιθυμητή τάση, ρεύμα και χωρητικότητα. Υπάρχουν δύο μεγάλες κατηγορίες συσσωρευτών: οι πρωτογενείς, που όταν εκφορτιστούν πλήρως δεν υπάρχει δυνατότητα επαναφόρτισης, και οι δευτερογενείς, που όταν εκφορτιστούν μπορούν να επαναφορτιστούν, καθώς η χημική αντίδραση μπορεί να αναστραφεί. Στη δεύτερη κατηγορία ανήκουν οι συσσωρευτές μολύβδου-οξέος (lead-acid), νικελίου-καδμίου (nickel-cadmium, NiCd), ιόντων λιθίου (lithium ion, Li-ion) κ.α. Κάθε στοιχείο των συσσωρευτών αποτελείται από δύο ηλεκτρόδια κατασκευασμένα από διαφορετικά χημικά υλικά, την άνοδο (αρνητικό ηλεκτρόδιο) και την κάθοδο (θετικό ηλεκτρόδιο), καθώς επίσης και από τον ηλεκτρολύτη, μέσα στον οποίον είναι εμβυπτισμένα τα δύο ηλεκτρόδια. Ο ηλεκτρολύτης επιτρέπει τη διέλευση ιόντων αλλά όχι ηλεκτρονίων από το ένα ηλεκτρόδιο προς το άλλο. Κατά τη διάρκεια της εκφόρτισης διαφορετικές χημικές αντιδράσεις πραγματοποιούνται στα δύο ηλεκτρόδια, με την άνοδο να παρέχει ηλεκτρόνια στο εξωτερικό κύκλωμα και θετικά ιόντα στον ηλεκτρολύτη και την κάθοδο να δέχεται ηλεκτρόνια από το εξωτερικό κύκλωμα. Κατά τη διάρκεια της φόρτισης διοχετεύεται στο στοιχείο ρεύμα αντίθετο εκείνου της εκφόρτισης, με αποτέλεσμα την αντιστροφή των χημικών αντιδράσεων και την επαναφορά των χημικών υλικών των ηλεκτροδίων στην αρχική τους κατάσταση.

Τα κυριότερα μεγέθη που χαρακτηρίζουν τους συσσωρευτές είναι:

- η χωρητικότητα (capacity) C , η οποία μετράται σε Ah και εκφράζει το ποσό του ρεύματος εκφόρτισης που είναι δυνατόν να παραχθεί κατά τη διάρκεια μιας καθορισμένης χρονικής περιόδου,
- ο ρυθμός φόρτισης/εκφόρτισης (charge/discharge rate), ο οποίος δίνεται από έναν λόγο C/X , όπου X ο αριθμός των ωρών φόρτισης/εκφόρτισης,
- η στάθμη φόρτισης (state of charge, SOC), δηλαδή η διαθέσιμη χωρητικότητα εκφραζόμενη σε ποσοστό της ονομαστικής χωρητικότητας,
- το βάθος εκφόρτισης (depth of discharge, DOD), δηλαδή το ποσό της χωρητικότητας που έχει εκφορτιστεί εκφραζόμενο επίσης σε ποσοστό της ονομαστικής χωρητικότητας και
- η διάρκεια ζωής (cycle life), δηλαδή ο αριθμός των κύκλων εκφόρτισης-επαναφόρτισης που μπορεί να πραγματοποιήσει ο συσσωρευτής μέχρις ότου να μην μπορεί να λειτουργεί ικανοποιητικά, υπολογισμένη για συγκεκριμένες συνθήκες φόρτισης και εκφόρτισης.

Ο βαθμός απόδοσης των συσσωρευτών, ο οποίος ορίζεται ως ο λόγος της ενέργειας που αποδίδεται κατά την εκφόρτιση προς την ενέργεια που απορροφάται κατά τη φόρτιση, εξαρτάται από διάφορες παραμέτρους, όπως οι κατασκευαστικές λεπτομέρειες, οι ρυθμοί φόρτισης/εκφόρτισης και η θερμοκρασία. Ένας σημαντικός παράγοντας που καθορίζει τον βαθμό απόδοσης είναι η εσωτερική αντίσταση του στοιχείου, λόγω της οποίας η τάση φόρτισης είναι μεγαλύτερη από την τάση εκφόρτισης. Επιπλέον, στη διαμόρφωση του βαθμού απόδοσης των συσσωρευτών συμβάλλει το φαινόμενο της αυτοεκφόρτισης (self-discharge), κατά το οποίο η χωρητικότητα του συσσωρευτή μειώνεται χωρίς τη ροή ρεύματος μεταξύ των δύο ηλεκτροδίων, λόγω εσωτερικών χημικών αντιδράσεων. Ο ρυθμός αυτοεκφόρτισης διαφέρει μεταξύ των διάφορων τύπων

συσσωρευτών και εξαρτάται από πολλούς παράγοντες ενώ μπορεί να μειωθεί με διατήρηση του συσσωρευτή σε χαμηλές θερμοκρασίες.

Για την επιλογή του κατάλληλου για κάθε εφαρμογή συσσωρευτή λαμβάνονται υπόψη τόσο οι τεχνικές προδιαγραφές όσο και άλλα χαρακτηριστικά όπως το κόστος και οι απαιτήσεις σε συντήρηση. Συγκεκριμένα, για εφαρμογές μικροδικτύων κατάλληλοι είναι οι συσσωρευτές που χαρακτηρίζονται από υψηλό βαθμό απόδοσης, μεγάλη διάρκεια ζωής, χαμηλό κόστος, μικρή επιφάνεια εγκατάστασης, αξιοπιστία και χαμηλές απαιτήσεις σε συντήρηση.

Οι συσσωρευτές μολύβδου-οξέος αποτελούν την παλαιότερη και πιο συχνά χρησιμοποιούμενη τεχνολογία συσσωρευτών. Διακρίνονται σε συσσωρευτές ανοιχτού (flooded lead-acid) και κλειστού (sealed ή valve regulated) τύπου, με τους πρώτους να απαιτούν συχνή συντήρηση. Αν και έχουν εξαιρετικά χαμηλό ρυθμό αυτοεκφόρτισης και το μικρότερο κόστος συγκριτικά με τους υπόλοιπους τύπους δευτερογενών συσσωρευτών, χαρακτηρίζονται από χαμηλή πυκνότητα ενέργειας και μικρή διάρκεια ζωής, ενώ είναι ευαίσθητοι στις αλλαγές της θερμοκρασίας.

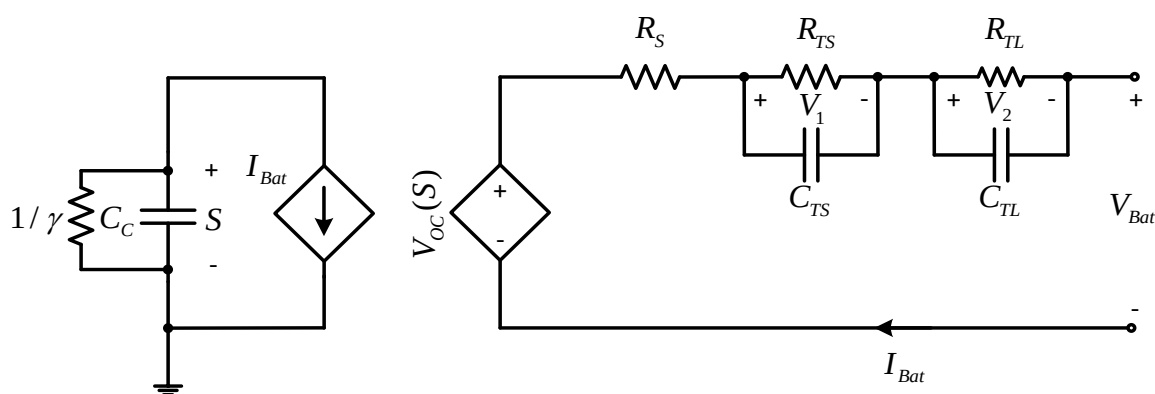
Οι συσσωρευτές νικελίου-καδμίου αποτελούν μία μη φιλική προς το περιβάλλον τεχνολογία συσσωρευτών, λόγω της χρήσης του τοξικού βαρέως μετάλλου καδμίου. Βασικό χαρακτηριστικό τους είναι η εμφάνιση του φαινομένου μνήμης. Έχουν μεγάλο ρυθμό φόρτισης/εκφόρτισης, αλλά και αυτοεκφόρτισης, ενώ διαθέτουν τη δυνατότητα υπερφόρτισης. Άλλα πλεονεκτήματά τους είναι η μεγάλη διάρκεια ζωής και ο μικρός όγκος σε σύγκριση με τους συσσωρευτές μολύβδου-οξέος.

Οι συσσωρευτές ιόντων λιθίου μπορούν να διαχωριστούν σε δύο κατηγορίες, ανάλογα με το αν ο ηλεκτρολύτης είναι σε υγρή (liquid Li-ion) ή σε στερεή (polymer Li-ion) μορφή. Παρά το υψηλό τους κόστος σε σχέση με άλλους τύπους συσσωρευτών, πλεονεκτούν ως προς την αποδοτικότητα, τη διάρκεια ζωής και την πυκνότητα ενέργειας. Επιπλέον, είναι φιλικό προς το περιβάλλον, απαιτούν μικρότερη επιφάνεια εγκατάστασης, έχουν χαμηλές απαιτήσεις σε συντήρηση, λειτουργούν σε μεγάλο εύρος θερμοκρασιών και χαρακτηρίζονται από μικρό ρυθμό αυτοεκφόρτισης.

11.2 Μοντέλο Συσσωρευτών Ιόντων Λιθίου

Ο συσσωρευτής είναι μια συσκευή που αποθηκεύει χημική ενέργεια και την αποδεσμεύει σε ηλεκτρική μορφή. Συνήθως προτιμούνται οι συσσωρευτές ιόντων λιθίου σε σύγκριση με άλλους τύπους συσσωρευτών λόγω της αυξημένης ενεργειακής πυκνότητας (energy density), της υψηλής παρεχόμενης τάσης και της μεγάλης διάρκειας ζωής τους [109].

Έχουν προταθεί αρκετά πρότυπα για τη μοντελοποίηση των συσσωρευτών ιόντων λιθίου. Ένα κατάλληλο ισοδύναμο κύκλωμα που περιγράφει με ακρίβεια την κατάσταση φόρτισης (state of charge) καθώς και τη χαρακτηριστική ρεύματος-τάσης του συσσωρευτή απεικονίζεται στο σχήμα 11.1 [110].



Εικόνα 11.1 Ισοδύναμο κύκλωμα συσσωρευτή ιόντων λιθίου.

Το μοντέλο του σχήματος 11.1 αποτελείται από δυο ξεχωριστά κυκλώματα, τα οποία συνδέονται μέσω μια πηγής ρεύματος ελεγχόμενης από ρεύμα και μιας πηγής τάσης ελεγχόμενης από τάση. Το κύκλωμα στα αριστερά προσδιορίζει την κατάσταση φόρτισης του συσσωρευτή, που συμβολίζεται με S , ενώ το κύκλωμα στα δεξιά καθορίζει την τάση εξόδου του συσσωρευτή που παριστάνεται με V_{Bat} . Πρέπει να σημειωθεί ότι η πηγή ρεύματος εξαρτάται από το ρεύμα του συσσωρευτή I_{Bat} , ενώ η πηγή τάσης από την κατάσταση φόρτισης.

S . Επιπλέον, η αντίσταση R_S εκφράζει την εσωτερική αντίσταση του συσσωρευτή, ενώ ο βρόχος $R_{TL} - C_{TL}$ περιγράφει τα μακράς χρονικής διάρκειας μεταβατικά φαινόμενα και ο βρόχος $R_{TS} - C_{TS}$ τα σύντομης διάρκειας. Η δυναμική συμπεριφορά του συσσωρευτή περιγράφεται από τις παρακάτω εξισώσεις

$$V_{Bat} = V_{OC} - R_S I_{Bat} - V_1 - V_2 \quad (11.1)$$

$$V_{OC} = V_{OC}(0) + a_1 S \quad (11.2)$$

$$C_{TS} \dot{V}_1 = I_{Bat} - \frac{V_1}{R_{TS}} \quad (11.3)$$

$$C_{TL} \dot{V}_2 = I_{Bat} - \frac{V_2}{R_{TL}} \quad (11.4)$$

$$C_C \dot{S} = -\gamma S - I_{Bat} \quad (11.5)$$

όπου η μεταβλητή V_{OC} αντιπροσωπεύει την τάση ανοιχτού κυκλώματος του συσσωρευτή, $V_{OC}(0)$ την τάση ανοιχτού κυκλώματος όταν ο συσσωρευτής είναι πλήρως εκφορτισμένος, V_1 την τάση της αντίστασης R_{TS} και του πυκνωτή C_{TS} , ενώ V_2 την τάση της αντίστασης R_{TL} και του πυκνωτή C_{TL} . Η παράμετρος a_1 είναι μια θετική σταθερά που συνδέει την κατάσταση φόρτισης S με την ηλεκτρεγερτική δύναμη V_{OC} , η χωρητικότητα C_C αποθηκεύει και παρέχει την ενέργεια του συσσωρευτή, ενώ η αγωγιμότητα γ αντιπροσωπεύει το φαινόμενο της αργής εκφόρτισης του συσσωρευτή από μόνο του. Τέλος, να σημειωθεί ότι η κατάσταση φόρτισης S ισούται με 1 όταν ο συσσωρευτής είναι πλήρως φορτισμένος και με 0 όταν είναι πλήρως αφόρτιστος.

11.3 Ανακεφαλαίωση

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκαν τα κυριότερα μεγέθη που χαρακτηρίζουν τους συσσωρευτές και τους πιο δημοφιλείς τύπους συσσωρευτές όπως συσσωρευτές μολύβδου-οξέος, συσσωρευτές νικελίου-καδμίου και συσσωρευτές ιόντων-λιθίου. Επιπλέον, παρουσιάστηκε ένα κατάλληλο ισοδύναμο κύκλωμα για τους συσσωρευτές ιόντων λιθίου που περιγράφει με ακρίβεια την κατάσταση φόρτισης (state of charge) καθώς και τη χαρακτηριστική ρεύματος-τάσης του συσσωρευτή.

12. Ανάλυση και Έλεγχος Σύνθετων Συστημάτων ΑΠΕ: Αιολικών-Φ/Β- Αποθήκευσης Ενέργειας

Σύνοψη

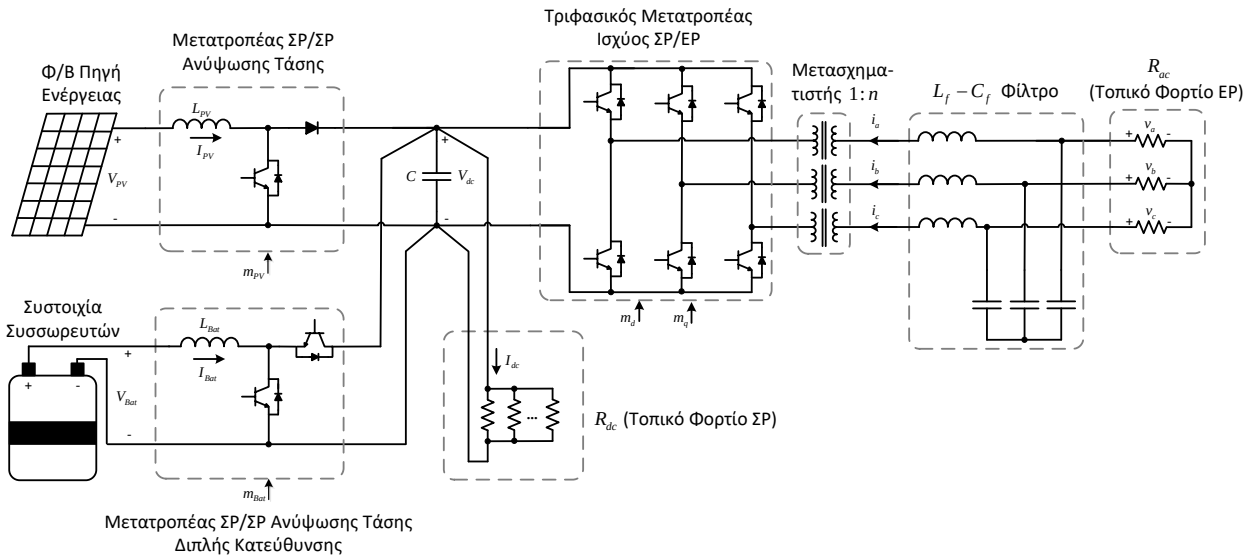
Στα σύγχρονα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας, η ΔΠ συνεχώς επεκτείνεται και περιλαμβάνει πληθώρα ΑΠΕ και άλλων τοπικών πηγών ενέργειας. Φ/β και αιολικά συστήματα, κυψέλες καυσίμου, συσκευές αποθήκευσης και γενικά μικρά συστήματα ισχύος συχνά αποτελούν διεσπαρμένες πηγές ενέργειας, οι οποίες συνδυάζονται σε δομές που διαθέτουν διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος, συνήθως αντιστροφέα τάσης (VSI), ως διεπαφή μεταξύ της πηγής ενέργειας και του τοπικού δικτύου. Πιο συγκεκριμένα, στην αυτόνομη ΔΠ η ρύθμιση συχνότητας και τάσης θα πρέπει να ελέγχονται συνεχώς. Συνεπώς, η ανάλυση ενός τέτοιου ac συστήματος ΔΠ είναι απαραίτητη για την αξιόπιστη λειτουργία του τοπικού δικτύου, με τον αντιστροφέα τάσης να κατέχει ρόλο-κλειδί ως ελεγχόμενη διεπαφή μεταξύ των πηγών ενέργειας και των φορτίων. Στο παρόν κεφάλαιο, το αυτόνομο σύστημα ΔΠ θα αναλυθεί, λαμβάνοντας υπόψη το πλήρες δυναμικό μοντέλο του συστήματος και θα παρουσιαστούν κατάλληλα σχήματα ελέγχου. Επιπλέον, εξετάζονται dc μικροδίκτυα μεταβλητής τοπολογίας με σειριακούς ελεγκτές, βασισμένους στις χαρακτηριστικές στατισμούς καθώς και διερευνάται η αυτόνομη λειτουργία ενός υβριδικού ac/dc συστήματος ΔΠ και κατά επέκταση ενός υβριδικού ac/dc μικροδικτύου.

12.1 Σύνθετα Συστήματα ΑΠΕ

12.1.1 Αυτόνομο Φ/Β σύστημα

Ένα αυτόνομο Φ/Β σύστημα απεικονίζεται στην Εικόνα 12.1. Το σύστημα αυτό αποτελείται από μια Φ/Β πηγή ενέργειας, ένα μετατροπέα dc/dc ανύψωσης τάσης, μια συστοιχία συσσωρευτών ιόντων-λιθίου, ένα μετατροπέα dc/dc ανύψωσης τάσης διπλής κατεύθυνσης, ένα τοπικό φορτίο dc, και τέλος έναν τριφασικό μετατροπέα ισχύος ΣΡ/ΕΡ, μετασχηματιστή 1:n, $L_f - C_f$ φίλτρο (Τοπικό Φορτίο ΕΡ) και ένα τοπικό φορτίο ac μέσω ενός μετασχηματιστή και ενός φίλτρου.

12.1.1.1 Μοντελοποίηση του Αυτόνομου Φ/Β συστήματος



Εικόνα 12.1 Σχηματικό διάγραμμα αυτόνομου Φ/Β συστήματος.

Το μαθηματικό μοντέλο του Φ/Β συστήματος περιγράφεται από το ακόλουθο μη γραμμικό σύστημα διαφορικών εξισώσεων

$$L_{PV} \dot{I}_{PV} = -r_{PV} I_{PV} - m_{PV} V_{dc} + V_{PV} \quad (12.1)$$

$$L_{Bat}\dot{I}_{Bat} = -r_{Bat}I_{Bat} - m_{Bat}V_{dc} + V_{Bat} \quad (12.2)$$

$$L_f\dot{I}_d = -R_fI_d + V_d + \omega L_fI_q - nm_dV_{dc} \quad (12.3)$$

$$L_f\dot{I}_q = -R_fI_q + V_q - \omega L_fI_d - nm_qV_{dc} \quad (12.4)$$

$$C_f\dot{V}_d = -\frac{V_d}{R_{ac}} + \omega C_fV_q - I_d \quad (12.5)$$

$$C_f\dot{V}_q = -\frac{V_q}{R_{ac}} - \omega C_fV_d - I_q \quad (12.6)$$

$$C_{TS}\dot{V}_1 = I_{Bat} - \frac{V_1}{R_{TS}} \quad (12.7)$$

$$C_{TL}\dot{V}_2 = I_{Bat} - \frac{V_2}{R_{TL}} \quad (12.8)$$

$$C_C\dot{S} = -\gamma S - I_{Bat} \quad (12.9)$$

$$C\dot{V}_{dc} = -\frac{V_{dc}}{R_{dc}} + m_{PV}I_{PV} + m_{Bat}I_{Bat} + \frac{3}{2}nm_dI_d + \frac{3}{2}nm_qI_q \quad (12.10)$$

όπου I_{pv} και V_{pv} συμβολίζουν το ρεύμα και την τάση της Φ/Β πηγής ενέργειας αντίστοιχα, I_d και I_q εκφράζουν τις συνιστώσες του d και q άξονα των τριφασικών ρευμάτων i_a , i_b και i_c , ενώ V_d και V_q είναι οι συνιστώσες του d και q άξονα των τριφασικών τάσεων v_a , v_b και v_c του τοπικού φορτίου ac. Η τάση του φορτίου dc παριστάνεται με V_{dc} . Η είσοδος ελέγχου του μετατροπέα dc/dc ανύψωσης τάσης της Φ/Β πηγής ενέργειας συμβολίζεται με m_{PV} , η είσοδος ελέγχου του μετατροπέα dc/dc ανύψωσης τάσης διπλής κατεύθυνσης της συστοιχίας συσσωρευτών ορίζεται ως m_{Bat} , ενώ οι μεταβλητές m_d και m_q αποτελούν τις εισόδους ελέγχου του τριφασικού μετατροπέα ισχύος dc/ac. Οι τάσεις V_{PV} και $V_{OC}(0)$ θεωρούνται εξωτερικές διαταραχές. Τέλος, ο όρος ω εκφράζει τη γωνιακή συχνότητα του συστήματος στην πλευρά ac και η οποία καθορίζεται από το μετατροπέα ισχύος dc/ac. Ο Πίνακας 12.1 περιγράφει τις διάφορες παραμέτρους των εξισώσεων (12.1)-(12.10).

Παράμετρος	Σύμβολο
Επαγωγή του μετατροπέα ΣΡ/ΣΡ ανύψωσης τάσης της Φ/Β πηγής ενέργειας	L_{PV}
Επαγωγή του μετατροπέα ΣΡ/ΣΡ ανύψωσης τάσης της συστοιχίας συσσωρευτών	L_{Bat}
Χωρητικότητα του πυκνωτή διασύνδεσης συνεχούς τάσης	C
Συνολική επαγωγή του μετασχηματιστή και του φίλτρου	L_f
Χωρητικότητα του φίλτρου	C_f
Γωνιακή συχνότητα	ω
Λόγος μετασχηματισμού	n

Εσωτερική αντίσταση της συστοιχίας συσσωρευτών	R_S
Αντίσταση σύντομης διάρκειας μεταβατικών φαινομένων της συστοιχίας συσσωρευτών	R_{TS}
Αντίσταση μακράς διάρκειας μεταβατικών φαινομένων της συστοιχίας συσσωρευτών	R_{TL}
Χωρητικότητα σύντομης διάρκειας μεταβατικών φαινομένων της συστοιχίας συσσωρευτών	C_{TS}
Χωρητικότητα μακράς διάρκειας μεταβατικών φαινομένων της συστοιχίας συσσωρευτών	C_{TL}
Χωρητικότητα αποθήκευσης ενέργειας της συστοιχίας συσσωρευτών	C_C
Παρασιτική αγωγιμότητα	γ
Παράμετρος της συστοιχίας συσσωρευτών	a_1

Πίνακας 12.1 Παράμετροι του συστήματος.

12.1.1.2 Ο Έλεγχος του Αυτόνομου Φ/Β συστήματος

Από τις διαφορικές εξισώσεις του αυτόνομου Φ/Β συστήματος (12.1)-(12.10) κάποιος μπορεί να παρατηρήσει ότι υπάρχουν τέσσερις διαθέσιμες είσοδοι ελέγχου, συγκεκριμένα οι μεταβλητές m_{PV} , m_{Bat} , m_d και m_q . Εάν υποθέσουμε ότι το σύστημα αποθήκευσης ενέργειας είναι κατάλληλα σχεδιασμένο, τότε η συστοιχία συσσωρευτών είναι πάντα ικανή να απορροφά το πλεόνασμα ισχύος του συστήματος ή να παρέχει ηλεκτρική ενέργεια στα φορτία όταν η Φ/Β πηγή ενέργειας δεν μπορεί να ικανοποιήσει τις ανάγκες ισχύος του συστήματος. Με τον τρόπο αυτό, οι απαιτήσεις ισχύος των φορτίων καλύπτονται πάντα χωρίς να είναι αναγκαίο η Φ/Β πηγή ενέργειας να λειτουργήσει μακριά από το MPP ή να αποκοπούν φορτία.

Οι ελεγκτές εξωτερικού βρόχου παρέχουν τις κατάλληλες τιμές αναφοράς ρεύματος στους ελεγκτές εσωτερικού βρόχου, ώστε να επιτυγχάνονται οι στόχοι του ελέγχου, δηλαδή η ανίχνευση του MPP, η σταθεροποίηση της τάσης V_{dc} και η ρύθμιση των συνιστωσών V_d και V_q των τριφασικών τάσεων του φορτίου ac.

12.1.1.3 Έλεγχος Μετατροπέα dc/dc Ανύψωσης Τάσης

Για την επίτευξη της MPP λειτουργίας μπορεί να χρησιμοποιηθεί η ίδια λογική ελέγχου με αυτή που περιγράφηκε στην Ενότητα 5.4.3.1.

12.1.1.4 Έλεγχος Μετατροπέα dc/dc Ανύψωσης Τάσης Διπλής Κατεύθυνσης

Η σταθεροποίηση της τάσης V_{dc} επιτυγχάνεται μέσω κατάλληλου ελέγχου του μετατροπέα dc/dc ανύψωσης τάσης διπλής κατεύθυνσης. Ειδικότερα, η καθιερωμένη στη βιβλιογραφία μεθοδολογία ελέγχου σε συστήματα με μετατροπέα dc/dc ανύψωσης τάσης διπλής κατεύθυνσης είναι αυτή που βασίζεται στη σχεδίαση εν σειρά βρόχων ελέγχου (cascaded control loops), όπου συνήθως χρησιμοποιείται ελεγκτής αναλογικής-ολοκληρωτικής (proportional-integral, PI) μορφής για τον εσωτερικό βρόχο που οδηγεί το ρεύμα I_{Bat} σε μια τιμή αναφοράς $I_{Bat,ref}$ η οποία παρέχεται από έναν εξωτερικό ελεγκτή τάσης V_{dc} .

I. Σχεδίαση εσωτερικού βρόχου ελέγχου

Για τη σχεδίαση εσωτερικού βρόχου ελέγχου χρησιμοποιούμε τη διαφορική εξίσωση (12.2) που περιγράφει τη δυναμική συμπεριφορά του ρεύματος I_{Bat} της συστοιχίας συσσωρευτών. Εισάγοντας τη νέα μεταβλητή εισόδου ελέγχου:

$$m_{Bat,new} = -m_{Bat}V_{dc} + V_{Bat} \quad (12.11)$$

Η διαφορική εξίσωση ρεύματος (12.2) απλοποιείται ως εξής:

$$L_{Bat}\dot{I}_{Bat} + r_{Bat}I_{Bat} = m_{Bat,new} \quad (12.12)$$

Εισάγοντας τον ακόλουθο PI ελεγκτή ρεύματος:

$$m_{Bat,new} = k_{P,Bat}(I_{Bat,ref} - I_{Bat}) + k_{I,Bat} \int_0^t (I_{Bat,ref} - I_{Bat}) d\tau \quad (12.13)$$

Συνδυάζοντας τις σχέσεις και (12.12)-(12.13) και εφαρμόζοντας μετασχηματισμό Laplace καταλήγουμε στην ακόλουθη συνάρτηση μεταφοράς:

$$\frac{I_{Bat}}{I_{Bat,ref}} = \frac{k_{P,Bat}s + k_{I,Bat}}{L_{Bat}s^2 + (r_{Bat} + k_{P,Bat})s + k_{I,Bat}} \quad (12.14)$$

ή ισοδύναμα

$$\frac{I_{Bat}}{I_{Bat,ref}} = \frac{1}{1 + s \frac{L_{Bat}s + r_{Bat}}{k_{P,Bat}s + k_{I,Bat}}} \quad (12.15)$$

Επιλέγοντας τα κέρδη των ελεγκτών ως:

$$k_{P,Bat} = \frac{L_{Bat}}{\tau_{i,Bat}} \quad \text{και} \quad k_{I,Bat} = \frac{r_{Bat}}{\tau_{i,Bat}} \quad (12.16)$$

Τότε, η συνάρτηση μεταφοράς απλοποιείται στην

$$\frac{I_{Bat}}{I_{Bat,ref}} = \frac{1}{1 + s\tau_{i,Bat}} \quad (12.17)$$

η οποία έχει έναν πόλο σε σημείο που μπορούμε να καθορίσουμε μέσω των κερδών και αυτός βρίσκεται στη θέση $-1/\tau_{i,Bat}$.

Η παράμετρος $\tau_{i,Bat}$ αποτελεί την επιθυμητή σταθερά χρόνου, ενώ σε χρόνο αποκατάστασης $T_{s,Bat} = 4\tau_{i,Bat}$ ύστερα από βηματική μεταβολή στο ρεύμα αναφοράς, το ελεγχόμενο ρεύμα αναμένεται να απέχει λιγότερο από 2% από την τιμή αναφοράς του.

Καθώς η πραγματική είσοδος ελέγχου είναι το m_{Bat} , αυτή γράφεται τελικά:

$$m_{Bat} = \frac{1}{V_{dc}} \left(V_{Bat} - k_{P,Bat}(I_{Bat,ref} - I_{Bat}) - k_{I,Bat} \int_0^t (I_{Bat,ref} - I_{Bat}) d\tau \right) \quad (12.18)$$

II. Σχεδίαση εξωτερικού βρόχου ελέγχου ρύθμισης τάσης dc φορτίου

Αν ορίσουμε το dc ρεύμα στην έξοδο του μετατροπέα dc/dc ανύψωσης τάσης ως $I_{dc,PV}$ και το ρεύμα που εισέρχεται στον VSC ως $I_{dc,VSC}$, τότε η εξίσωση (12.10) γίνεται:

$$C\dot{V}_{dc} = -\frac{V_{dc}}{R_{dc}} + m_{Bat}I_{Bat} + I_{dc,VSC} + I_{dc,PV} \quad (12.19)$$

Οι όροι $I_{dc,VSC}$ και $I_{dc,PV}$ μπορούν να θεωρηθούν ως διαταραχές. Επιπλέον, ανακαλώντας τη θεώρηση των ξεχωριστών σταθερών χρόνου σε εν σειρά βρόχους ελέγχου, μπορεί να θεωρηθεί ότι $I_{Bat} = I_{Bat,ref}$, στη σχέση (12.19), εφόσον το $I_{Bat,ref}$ μεταβάλλεται επαρκώς αργά σε σχέση με ταχύτητα απόκρισης του κλειστού βρόχου για το ρεύμα I_{Bat} , αλλά και ότι ο λόγος κατάτμησης είναι σταθερός και έχει λάβει την τιμή ισορροπίας, δηλαδή $m_{Bat} = m_{Bat}^*$. Έτσι, εισάγεται ο ακόλουθος ελεγκτής ρύθμισης τάσης

$$I_{Bat,ref} = \frac{1}{m_{Bat}^*} \left[k_{Pdc}(V_{dc}^{ref} - V_{dc}) + k_{Idc} \int_0^t (V_{dc}^{ref} - V_{dc}) d\tau \right] \quad (12.20)$$

όπου k_{Pdc} είναι το αναλογικό κέρδος και k_{Idc} είναι το κέρδος ολοκληρωτή, με τα κέρδη να πρέπει να λαμβάνουν θετικές τιμές, ενώ η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου για τη δυναμική συμπεριφορά της τάσης είναι η ακόλουθη

Συνδυάζοντας τις σχέσεις και (12.19)-(12.20) και εφαρμόζοντας μετασχηματισμό Laplace καταλήγουμε στην ακόλουθη συνάρτηση μεταφοράς:

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^{ref}} = \frac{k_{Pdc}s + k_{Idc}}{Cs^2 + \left(\frac{1}{R_{dc}} + k_{Pdc}\right)s + k_{Idc}} \quad (12.21)$$

ή ισοδύναμα

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^{ref}} = \frac{1}{1 + s \frac{Cs + \frac{1}{R_{dc}}}{k_{Pdc}s + k_{Idc}}} \quad (12.22)$$

Επιλέγοντας τα κέρδη των ελεγκτών ως:

$$k_{Pdc} = \frac{C}{\tau_{i,dc}} \quad \text{και} \quad k_{Idc} = \frac{1}{R_{dc}\tau_{i,dc}} \quad (12.23)$$

Τότε, η συνάρτηση μεταφοράς απλοποιείται στην

$$\frac{V_{dc}}{V_{dc}^{ref}} = \frac{1}{1 + s\tau_{i,dc}} \quad (12.24)$$

η οποία έχει έναν πόλο σε σημείο που μπορούμε να καθορίσουμε μέσω των κερδών και αυτός βρίσκεται στη θέση $-1/\tau_{i,dc}$.

Η παράμετρος $\tau_{i,dc}$ αποτελεί την επιθυμητή σταθερά χρόνου, ενώ σε χρόνο αποκατάστασης $T_{s,dc} = 4\tau_{i,dc}$ ύστερα από βηματική μεταβολή στο ρεύμα αναφοράς, το ελεγχόμενο ρεύμα αναμένεται να απέχει λιγότερο από 2% από την τιμή αναφοράς του.

12.1.1.5 Έλεγχος dc/ac Τριφασικού Μετατροπέα Ισχύος

Στόχος του ελέγχου είναι το πλάτος και η συχνότητα της τάσης του τριφασικού φορτίου ac να ισούνται με επιθυμητές τιμές αναφοράς. Ο έλεγχος αξιοποιεί και εδώ εν σειρά βρόχους ελέγχου.

I. Σχεδίαση εσωτερικού βρόχου ελέγχου

Προκειμένου να επιτευχθεί ο έλεγχος ρευμάτων του VSC, αρχικά ανακαλούνται οι διαφορικές εξισώσεις των δυο ρευμάτων στο dq στρεφόμενο πλαίσιο (12.3)-(12.4).

Εισάγοντας τις εξής δυο νέες εισόδους ελέγχου

$$u_d = V_d + \omega L_f I_q - n m_d V_{dc} \quad (12.25)$$

$$u_q = V_q - \omega L_f I_d - n m_q V_{dc} \quad (12.26)$$

οι σχέσεις (12.3) και (12.4) απλοποιούνται ως εξής

$$L_f \dot{I}_d + R_f I_d = u_d \quad (12.27)$$

$$L_f \dot{I}_q + R_f I_q = u_q \quad (12.28)$$

Παρατηρούμε ότι οι τελευταίες εξισώσεις αναπαριστούν δυο αποσυνζευγμένα πρώτης τάξης υποσυστήματα. Έτσι, εισάγονται οι ακόλουθοι PI ελεγκτές ρευμάτων

$$u_d = k_{Pd}(I_d^{ref} - I_d) + k_{Id} \int_0^t (I_d^{ref} - I_d) d\tau \quad (12.29)$$

$$u_q = k_{Pq}(I_q^{ref} - I_q) + k_{Iq} \int_0^t (I_q^{ref} - I_q) d\tau \quad (12.30)$$

όπου k_{Pd} , k_{Pq} και k_{Id} , k_{Iq} είναι θετικοί αριθμοί και αντιπροσωπεύουν τα αναλογικά και ολοκληρωτικά κέρδη, αντίστοιχα. Ακολουθώντας τη μέθοδο ρύθμισης κερδών της ενότητας 9.1.1.2, τα κέρδη των ελεγκτών υπολογίζονται

$$k_{Pd} = k_{Pd} = \frac{L_f}{\tau_i} \quad \text{και} \quad k_{Id} = k_{Iq} = \frac{R_f}{\tau_i} \quad (12.31)$$

όπου η παράμετρος τ_i αποτελεί την επιθυμητή σταθερά χρόνου.

Καθώς οι πραγματικές εισόδους ελέγχου είναι οι τάσεις m_d και m_q αυτές γράφονται τελικά ως

$$m_d = \frac{1}{n V_{dc}} \left[V_d + \omega L_f I_q - k_{Pd}(I_d^{ref} - I_d) - k_{Id} \int_0^t (I_d^{ref} - I_d) d\tau \right] \quad (12.32)$$

$$m_q = \frac{1}{n V_{dc}} \left[V_q - \omega L_f I_d - k_{Pq}(I_q^{ref} - I_q) - k_{Iq} \int_0^t (I_q^{ref} - I_q) d\tau \right] \quad (12.33)$$

III. Σχεδίαση εξωτερικού βρόχου ελέγχου ρύθμισης τάσης ac φορτίου

Δεδομένου ότι ισχύει ότι το πλάτος της τάσης του ac φορτίου, που συμβολίζουμε ως V_{ac}^{peak} , ισούται με $V_{ac}^{peak} = \sqrt{V_d^2 + V_q^2}$, μπορούμε μέσω των τάσεων V_d και V_q να ρυθμίσουμε την ac τάση του φορτίου.

Ανακαλώντας τις διαφορικές εξισώσεις (12.5)-(12.6), εισάγονται ο ακόλουθοι ελεγκτές ρύθμισης της τάσης του ac φορτίου

$$I_d^{ref} = \omega C_f V_q + k_{Pac}(V_d - V_d^{ref}) + k_{Iac} \int_0^t (V_d - V_d^{ref}) d\tau \quad (12.34)$$

$$I_q^{ref} = -\omega C_f V_d + k_{pac}(V_q - V_q^{ref}) + k_{Iac} \int_0^t (V_q - V_q^{ref}) d\tau \quad (12.35)$$

όπου k_{pac} , k_{pac} και k_{Iac} , k_{Iac} είναι θετικοί αριθμοί και αντιπροσωπεύουν τα αναλογικά και ολοκληρωτικά κέρδη, αντίστοιχα. Συνδυάζοντας τις εξισώσεις (12.5)-(12.6) με τις σχέσεις (12.34)-(12.35) κάποιος μπορεί να οδηγηθεί στις παρακάτω εξισώσεις

$$C_f \dot{V}_d + \frac{V_d}{R_{ac}} = k_{pac}(V_d^{ref} - V_d) + k_{Iac} \int_0^t (V_d^{ref} - V_d) d\tau \quad (12.36)$$

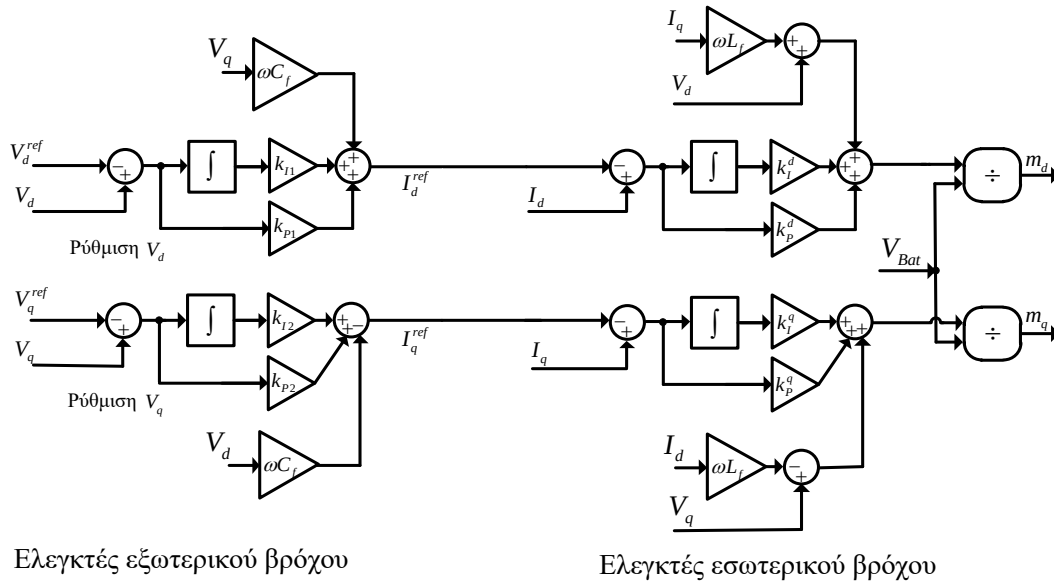
$$C_f \dot{V}_q + \frac{V_q}{R_{ac}} = k_{pac}(V_q^{ref} - V_q) + k_{Iac} \int_0^t (V_q^{ref} - V_q) d\tau \quad (12.37)$$

Ακολουθώντας τη μέθοδο ρύθμισης κερδών της ενότητας 9.1.1.2, τα κέρδη των ελεγκτών υπολογίζονται

$$k_{pac} = k_{pac} = \frac{L_f}{\tau_{i,ac}} \quad \text{και} \quad k_{Iac} = k_{Iac} = \frac{R_f}{\tau_{i,ac}} \quad (12.38)$$

όπου η παράμετρος $\tau_{i,ac}$ αποτελεί την επιθυμητή σταθερά χρόνου.

Στην Εικόνα 12.2 απεικονίζεται το δομικό διάγραμμα ελέγχου του dc/ac τριφασικού μετατροπέα ισχύος.

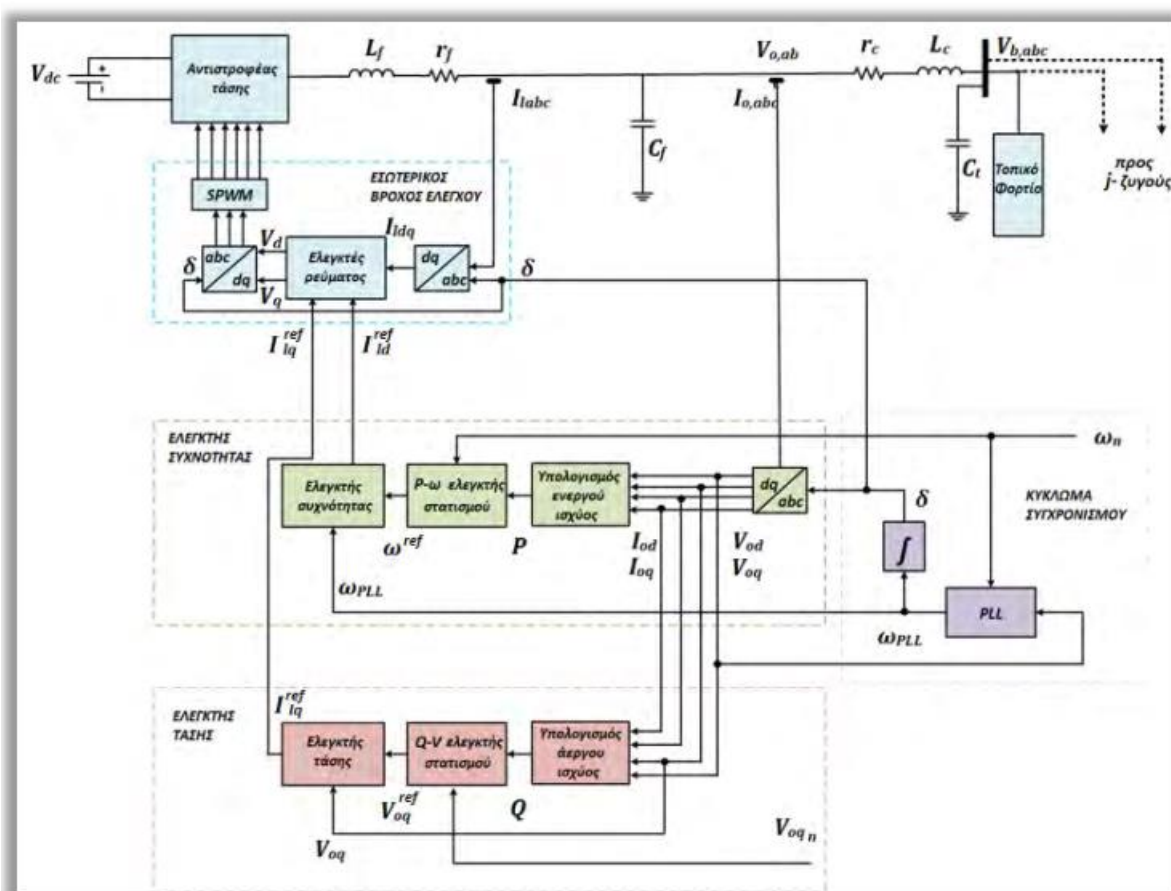


Εικόνα 12.2 Δομικό διάγραμμα συστήματος ελέγχου του ac φορτίου.

12.1.2 Αυτόνομο Σύστημα Διεσπαρμένης Παραγωγής Εναλλασσόμενου Ρεύματος

Στα συμβατικά συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας η τεχνική ελέγχου στατισμού χρησιμοποιείται για να επιτευχθεί ο καταμερισμός φορτίου μεταξύ των διαφόρων πηγών ενέργειας. Με τη μέθοδο αυτή αντισταθμίζονται οι ανισορροπίες ενεργού κι άεργου ισχύος με την προσαρμογή της τάσης και συχνότητας στην έξοδο κάθε μονάδας παραγωγής. Η ρύθμιση της συχνότητας και της τάσης στην αυτόνομη λειτουργία επιτυγχάνεται θέτοντας τις αναφορές των εξωτερικών βρόχων ελέγχου κάθε αντιστροφέα (VSI) σύμφωνα με τις χαρακτηριστικές στατισμού: στην αυτόνομη λειτουργία, ο αντιστροφέας δεν δέχεται δεδομένα εξωτερικά σήματα αναφοράς, όπως συμβαίνει στη διασυνδεδεμένη με το δίκτυο λειτουργία, κι ως εκ τούτου είναι

Σε ένα κλασικό αυτόνομο σύστημα ΔΠ που βασίζεται σε έναν αντιστροφέα τάσης (VSI) χρησιμοποιείται γνωστή στους μηχανικούς της βιομηχανίας, σειριακή (cascaded-mode) δομή ελέγχου. Οι ελεγκτές σειριακής τάξης αποτελούνται από έναν εσωτερικό βρόχο αναλογικού-ολοκληρωτικού (PI) γρήγορου ελεγκτή ρεύματος ο οποίος ρυθμίζει το ρεύμα στην έξοδο του αντιστροφέα στην τιμή αναφοράς του, σύμφωνα με τους κύριους λόγους του ελέγχου που υλοποιούνται από πιο αργούς εξωτερικούς ελεγκτές. Στο πλαίσιο αυτό, κύριοι στόχοι των ελεγκτών στατισμού είναι η προσαρμογή των τιμών αναφοράς της συχνότητας και της τάσης όσο το δυνατό πιο κοντά στις ονομαστικές τους τιμές, [18] [6.20,6.23]. Ένα συνολικό αυτόνομο σύστημα ΔΠ, με εσωματωμένους σειριακούς ελεγκτές, απεικονίζεται στην Εικόνα 12.3.



Κάποιος μπορεί να παρατηρήσει τη συμβατική δομή του αυτόνομου ac συστήματος ΔΠ, η οποία περιλαμβάνει μια dc πηγή (που αναπαριστά τη διεσπαρμένη πηγή ενέργειας), τον αντιστροφέα τάσης ως διεπαφή, το φίλτρο στην ac πλευρά του αντιστροφέα και τη διασυνδετική γραμμή (ή επαγωγή σύζευξης) που τροφοδοτεί με ισχύ το ζυγό του φορτίου. Επιπλέον, η συνολική δομή του ελέγχου παρουσιάζεται με όλα τα μέρη να απεικονίζονται σε ξεχωριστά blocks: οι εσωτερικοί ελεγκτές ρεύματος, οι πιο αργοί εξωτερικοί ελεγκτές, συμπεριλαμβανομένων των ελεγκτών στατισμού και το κύκλωμα συγχρονισμού με βρόχο κλειδώματος φάσης (PLL), [39]. Πιο συγκεκριμένα, εφαρμόζεται η ακόλουθη διαδικασία:

- Η στιγμιαία πραγματική κι άεργος ισχύς υπολογίζονται μέσω των μετρήσεων ρεύματος και τάσης στην έξοδο του αντιστροφέα. Για να είναι επιτρεπτός ο διαχωρισμός βασισμένος στις διαφορετικές χρονικές σταθερές (time-scale separation) ανάμεσα στους σειριακούς βρόχους

ελέγχου και τους βρόχους ισχύος λαμβάνεται η μέση ενεργός κι άεργος ισχύς διαμέσου ενός κατωδιαβατού φίλτρου (low pass filter (LPF)) κι αποστέλλεται στους ελεγκτές στατισμού.

- Οι ελεγκτές στατισμού, με τη σειρά τους, θέτουν τις αναφορές τάσης και συχνότητας οι οποίες τροφοδοτούνται στους ελεγκτές τάσης και συχνότητας.
- Οι ελεγκτές τάσης και συχνότητας υλοποιούν τους κύριους σκοπούς του ελέγχου παρέχοντας στην έξοδό τους τις τιμές αναφοράς για τους εσωτερικούς ελεγκτές ρεύματος. Οι ελεγκτές αυτοί είναι ξεκάθαρα οδηγούμενοι από τη διαφορά μεταξύ της εξόδου των ελεγκτών στατισμού και της μετρούμενης τάσης από τη μια πλευρά και την τιμή της συχνότητας, όπως παρέχεται από το κύκλωμα συγχρονισμού με το PLL, από την άλλη.
- Οι εσωτερικοί γρήγοροι ελεγκτές τελικώς οδηγούνται από το σήμα σφάλματος μεταξύ των μετρούμενων συνιστωσών του ρεύματος και των αναφορών τους, όπως αυτές παρέχονται από τους προαναφερθέντες ελεγκτές τάσης και συχνότητας. Στην έξοδό τους οι εσωτερικοί ελεγκτές καθορίζουν το σήμα του λόγου κατάτμησης του αντιστροφέα το οποίο χρησιμοποιείται για την παλμοδότηση του αντιστροφέα με τη βοήθεια της τεχνικής της ημιτονοειδούς διαμόρφωσης του εύρους των παλμών (SPWM).

Αξίζει να σημειωθεί ότι το μοντέλο καθώς κι ο σχεδιασμός του ελέγχου εκφράζεται σε όρους μαθηματικών εξισώσεων στο σύγχρονα στρεφόμενο $d-q$ πλαίσιο αναφοράς, μέσω του μετασχηματισμού Park, [114]. Το βασικό πλεονέκτημα της μεθόδου, όπως συζητήθηκε στο κεφάλαιο 3, είναι ότι οι μεταβλητές καταστάσεις μετασχηματίζονται από ημιτονοειδείς ποσότητες σε σταθερές, στη μόνιμη κατάσταση. Ως εκ τούτου, ο σχεδιασμός του PI ελεγκτή είναι αποτελεσματικός αφού με τον ολοκληρωτικό όρο, στη μόνιμη κατάσταση το σφάλμα μεταξύ της ελεγχόμενης μεταβλητής και της επιθυμητής αναφοράς γίνεται μηδέν. Επιπλέον, στο πλαίσιο αυτό, ο σχεδιασμός του PLL είναι αποτελεσματικός αφού εφαρμόζεται απλά ως ένας PI αντισταθμιστής ο οποίος παρέχει όχι μόνο την τιμή της γωνιακής συχνότητας, αλλά και της ζητούμενης γωνίας δ του $d-q$ μετασχηματισμού.

12.1.2.1 Μοντελοποίηση του Αυτόνομου Συστήματος Διεσπαρμένης Παραγωγής Εναλλασσόμενου Ρεύματος

Ποικίλες πηγές ΔΠ μπορούν να θεωρηθούν, όπως τα φ/β γεννήτριες, α/γ, κυψέλες καυσίμου, κ.α., ενώ ένα αυτόνομο σύστημα ΔΠ απεικονίζεται στην Εικόνα 12.3. Όπως εύκολα παρατηρεί κανείς, το κύριο στοιχείο του συστήματος αποτελεί ο αντιστροφέας τάσης (VSI) ο οποίος συνδέεται σε ζυγό διαμέσου LC φίλτρου ώστε να αποκόπτεται ο υψίσυχνος θόρυβος εξαιτίας των διακοπτικών του στοιχείων, ενώ η τάση στην είσοδο του αντιστροφέα παραμένει σχεδόν σταθερή ή κατά τμήματα σταθερή κι αναπαριστά την τάση που προέρχεται από την πηγή ή τις πηγές ΔΠ. Τα δυναμικά φορτία, που συνδέονται στο ζυγό του αντιστροφέα, αναπαριστούν τα διαφορετικά τοπικά φορτία που περιλαμβάνει ένα μικρό δίκτυο διανομής και τροφοδοτούνται μέσω μιας διασυνδετικής γραμμής (ή επαγωγής σύζευξης). Σε πολλές περιπτώσεις συστοιχίες πυκνωτών συνδέονται στον κοινό ζυγό ώστε να επιτυγχάνονται ομαλότερες μεταβολές του επιπέδου της τάσης.

Ως αποτέλεσμα, το συνολικό μοντέλο, που προκύπτει για το ac σύστημα ΔΠ, προέρχεται από το συνδυασμό των μοντέλων των επιμέρους τμημάτων όπως περιγράφονται ακόλουθα.

A. Αντιστροφέας και LC φίλτρο

Ο αντιστροφέας συνδέεται στο ζυγό διαμέσου του LC φίλτρου, ενώ οι διακοπτικές απώλειες δεν λαμβάνονται υπόψη. Το δυναμικό μοντέλο του στο χώρο κατάστασης, εκπεφρασμένο σε όρους σύγχρονα στρεφόμενου $d-q$ πλαισίου αναφοράς, περιγράφει τη συμπεριφορά του:

$$\dot{I}_{ld} = \frac{1}{L_f} (-r_f I_{ld} + V_{id} - V_{od}) + \omega_{PLL} I_{lq} \quad (12.39)$$

$$\dot{I}_{lq} = \frac{1}{L_f} (-r_f I_{lq} + V_{iq} - V_{oq}) - \omega_{PLL} I_{ld} \quad (12.40)$$

$$\dot{V}_{od} = \frac{1}{C_f} (I_{ld} - I_{od}) + \omega_{PLL} V_{oq} \quad (12.41)$$

$$\dot{V}_{oq} = \frac{1}{C_f}(I_{lq} - I_{oq}) - \omega_{PLL}V_{oq} \quad (12.42)$$

όπου ω_{PLL} είναι η συχνότητα του συστήματος, καθοριζόμενη από βρόχο κλειδώματος φάσης (PLL). Επίσης, L_f και C_f είναι παράμετροι επαγωγής και χωρητικότητας του φίλτρου, ενώ με r_f συμβολίζεται η παρασιτική αντίσταση του πηνίου και με V_{idq} και V_{odq} οι τάσεις στην είσοδο και την έξοδο του φίλτρου.

B. Διασυνδεδετική γραμμή (ή επαγωγή σύζευξης)

Για τη διασύνδεση της εξόδου του αντιστροφέα στο ζυγό απαιτείται μια γραμμή διανομής (ή επαγωγή σύζευξης). Συνεχίζοντας την ακριβή αναπαράσταση του συστήματος στο d - q πλαίσιο αναφοράς, η δυναμική συμπεριφορά της διασυνδεδετικής γραμμής (ή επαγωγής σύζευξης) περιγράφεται από τις επόμενες εξισώσεις:

$$\dot{I}_{od} = \frac{1}{L_c}(-r_c I_{od} + V_{od} - V_{bd}) + \omega_{PLL}I_{oq} \quad (12.43)$$

$$\dot{I}_{oq} = \frac{1}{L_c}(-r_c I_{oq} + V_{oq} - V_{bq}) - \omega_{PLL}I_{od} \quad (12.44)$$

όπου r_c και L_c οι τυπικές παράμετροι της γραμμής (ή επαγωγής σύζευξης), όπως ορίστηκαν στο ισοδύναμό της κύκλωμα.

Γ. Φορτίο

Για την αναπαράσταση δυναμικών φορτίων, αντιστάσεις κι επαγωγές συνδυάζονται μαζί. Σε ένα σύστημα ΔΠ τα φορτία που λαμβάνονται υπόψη ως τοπικά φορτία συνδέονται στο ζυγό του αντιστροφέα. Οι δυναμικές εξισώσεις ενός ωμικο-επαγωγικού (RL) φορτίου γράφονται ως:

$$\dot{I}_{load,d} = \frac{1}{L_{load}}(-R_{load}I_{load,d} + V_{bd}) + \omega_{PLL}I_{load,q} \quad (12.45)$$

$$\dot{I}_{load,q} = \frac{1}{L_{load}}(-R_{load}I_{load,q} + V_{bq}) - \omega_{PLL}I_{load,d} \quad (12.46)$$

όπου R_{load} και L_{load} αναπαριστούν τη τιμή της αντίστασης και της επαγωγής του φορτίου, αντίστοιχα.

Η τάση στο ζυγό δε θα πρέπει να υπερβαίνει κάποια συγκεκριμένα όρια, τα οποία επιβάλλονται από το διαχειριστή του συστήματος ΔΠ. Για το λόγο αυτό, σε πολλές εφαρμογές μια τριφασική συστοιχία πυκνωτών συνδέεται επίσης στο ζυγό του αντιστροφέα με στόχο την ομαλότερη μεταβατική συμπεριφορά της τάσης. Δεδομένου λοιπόν πως μια συστοιχία πυκνωτών χωρητικότητας συνδέεται παράλληλα με το φορτίο, οι εξισώσεις για τις τάσεις στο ζυγό και το φορτίο γράφονται στη μορφή:

$$\dot{V}_{bd} = \omega_{PLL}V_{bq} + \frac{1}{C_t}(I_{od} - I_{load,d}) \quad (12.47)$$

$$\dot{V}_{bq} = -\omega_{PLL}V_{bd} + \frac{1}{C_t}(I_{oq} - I_{load,q}) \quad (12.48)$$

όπου C_t είναι η τιμή της χωρητικότητας.

12.1.2.2 Έλεγχος του Αυτόνομου Συστήματος Διεσπαρμένης Παραγωγής Εναλλασσόμενου Ρεύματος

Όπως εξηγήθηκε παραπάνω, ελεγκτές ισχύος, ρεύματος και τάσης χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο του αντιστροφέα σε αυτόνομη λειτουργία. Πιο αναλυτικά:

A. Υπολογισμός μέσης ισχύος

Οι τιμές της ενεργού P κι αέργου Q ισχύος δίνονται από τις ακόλουθες εξισώσεις:

$$P = \frac{3}{2}(V_{od}I_{od} + V_{oq}I_{oq}) \quad (12.49)$$

$$Q = \frac{3}{2}(V_{oq}I_{od} - V_{od}I_{oq}) \quad (12.50)$$

B. Ελεγκτές στατισμού (droop controllers)

Στη περίπτωση της διασυνδεδεμένης, με το δίκτυο, λειτουργίας η τάση στην έξοδο του αντιστροφέα καθορίζεται από την τάση του δικτύου. Ένα PLL (Phase-Locked Loop) εγγυάται τη σωστή παρακολούθηση της φάσης της τάσης δικτύου έτσι ώστε η έξοδος του αντιστροφέα να παραμένει συγχρονισμένη με το δίκτυο. Τώρα, στην περίπτωση της αυτόνομης (ή απομονωμένης λειτουργίας) ο αντιστροφέας δεν δέχεται τέτοιου είδους εξωτερικά σήματα αναφοράς. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα ότι ο αντιστροφέας θα πρέπει να παράγει τα δικά του σήματα αναφοράς για την τάση και τη συχνότητα σύμφωνα με τις εξισώσεις στατισμού. Οι P - ω και Q - V είναι οι πιο γνωστές εξισώσεις για τη δημιουργία αυτών των σημάτων.

$$\omega^* = \omega_n - mP \quad (12.51)$$

$$V_{oq}^* = V_{oq,n} - nQ \quad (12.52)$$

Γ. PLL (Phase Locked Loop)

Η συχνότητα ω_{PLL} καθορίζεται μέσω ενός κυκλώματος συγχρονισμού που διαθέτει βρόχο κλειδώματος φάσης (PLL). Στην πραγματικότητα, αντί της μετρούμενης τιμής της τάσης V_{od} , χρησιμοποιείται η έξοδος $V_{od,f}$ ενός κατωπερατού φίλτρου (LPF) με συχνότητα αποκοπής $\omega_{c,PLL}$:

$$\dot{V}_{od,f} = \omega_{c,PLL}V_{od} - \omega_{c,PLL}V_{od,f} \quad (12.53)$$

Η είσοδος του PLL είναι η d συνιστώσα της μετρούμενης τάσης στα άκρα του πυκνωτή του φίλτρου και συνεπώς η φάση "κλειδώνεται" ώστε $V_{od,f} = 0$.

$$\omega_{PLL} = \omega_n - k_{P,PLL}V_{od,f} - k_{I,PLL} \int_0^t V_{od,f} d\tau \quad (12.54)$$

Ταυτόχρονα, το PLL παράγει και την απαιτούμενη γωνία δ του d - q μετασχηματισμού θεωρώντας:

$$\dot{\delta} = \omega_{PLL} \quad (12.55)$$

όπου οι θετικές σταθερές $k_{P,PLL}$ και $k_{I,PLL}$ αντιπροσωπεύουν τα κέρδη του PLL, ω_n είναι η ονομαστική γωνιακή συχνότητα του συστήματος και δ η φασική γωνία.

Δ. Ελεγκτές τάσης

Τα σήματα αναφοράς της συχνότητας και της τάσης, που προέρχονται από τους ελεγκτές στατισμού χρησιμοποιούνται ως σημεία ρύθμισης για τους ελεγκτές τάσης. Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιούνται PI ελεγκτές. Ως μεταβλητές θεωρούνται οι πραγματικές μετρήσεις της q συνιστώσας της τάσης του αντιστροφέα (V_{oq}) κι η γωνιακή συχνότητα (ω_{PLL}) του PLL.

$$I_{ld}^* = k_{PV,d}(\omega_{PLL} - \omega^*) + k_{IV,d} \int_0^t (\omega_{PLL} - \omega^*) d\tau$$

(12.56)

$$I_{lq}^* = k_{PV,q}(V_{oq}^* - V_{oq}) + k_{IV,q} \int_0^t (V_{oq}^* - V_{oq}) d\tau$$

(12.57)

όπου $k_{PV,d}$, $k_{PV,q}$, $k_{IV,d}$, $k_{IV,q}$ είναι θετικές σταθερές οι οποίες συνιστούν τα κέρδη των ελεγκτών κατα τον d και τον q άξονα, αντίστοιχα.

E. Ελεγκτές ρεύματος

Ένα ακόμη ζεύγος ελεγκτών ΠΙ χρησιμοποιούνται ως ελεγκτές ρεύματος. Οι ελεγκτές αυτοί λαμβάνουν στην είσοδό τους τη διαφορά μεταξύ των τιμών ρεύματος αναφοράς (I_{ldq}^*) και μετρούμενου (I_{ldq}) ρεύματος του πηνίου του φίλτρου και παράγουν τις ζητούμενες τιμές της τάσης (V_{ldq}^*), πριν το LC φίλτρο και το πηνίο σύζευξης. Οι όροι σύζευξης $-\omega_n L_f I_{lq}$ και $-\omega_n L_f I_{ldq}$ απαλείφονται μέσω των ελεγκτών αυτών.

$$V_{ld}^* = -\omega_n L_f I_{lq} + k_{Pc,d}(I_{ld}^* - I_{ld}) + k_{Ic,d} \int_0^t (I_{ld}^* - I_{ld}) d\tau$$

(12.58)

$$V_{lq}^* = \omega_n L_f I_{ld} + k_{Pc,q}(I_{lq}^* - I_{lq}) + k_{Ic,q} \int_0^t (I_{lq}^* - I_{lq}) d\tau$$

(12.59)

Z. Παλμοδότηση Αντιστροφέα

Για την παλμοδότηση του αντιστροφέα οι λόγοι κατάτμησης m_d, m_q ευθέως κι εγκάρσιου άξονα αντίστοιχα σύμφωνα με τη θεωρία περί αντιστροφέν και στρεφόμενου πλαισίου αναφοράς, δίνονται από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$m_d = \frac{V_{ld}^*}{V_{dc}}$$

(12.60)

$$m_q = \frac{V_{lq}^*}{V_{dc}}$$

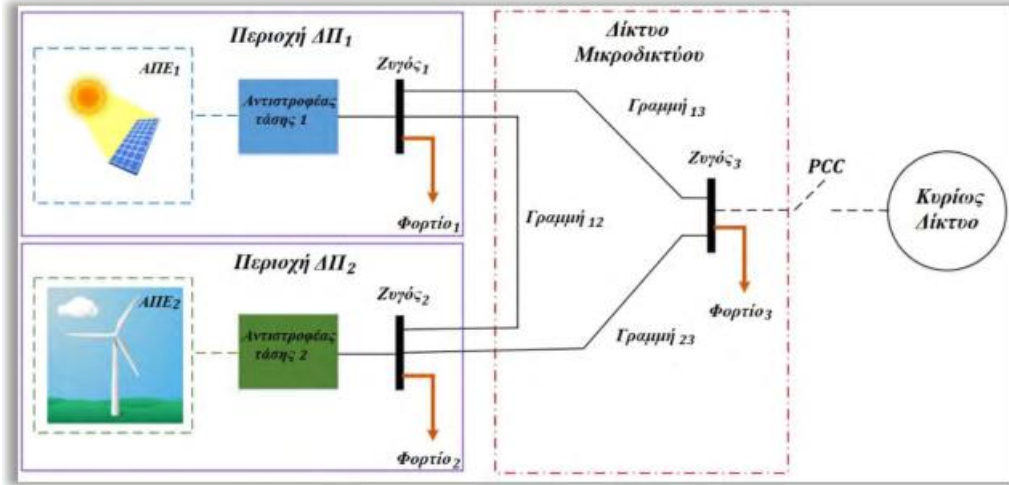
(12.61)

όπου V_{dc} η σταθερή τάση στην είσοδο του αντιστροφέα.

12.1.3 Αυτόνομο Μικροδίκτυο Εναλλασσόμενου Ρεύματος

Στην αυτόνομη λειτουργία τα μικροδίκτυα μπορούν να τροφοδοτήσουν με ηλεκτρική ισχύ αγροτικές περιοχές ή απομονωμένες κοινότητες νησιών, [115], [116], με χαμηλό κόστος κι ελάχιστες απώλειες. Υπάρχουν πολλές περιπτώσεις κατά τις οποίες δίκτυα διανομής μεγάλης κλίμακας απαιτείται να λειτουργούν σε αυτόνομη λειτουργία με την ισχύ να εγχέεται κυρίως από ΑΠΕ (και πιθανόν από άλλες μονάδες παραγωγής), π.χ. όταν μεγάλα νησιά ή απομονωμένες περιοχές αποσυνδέονται από το κυρίως δίκτυο για κάποιο λόγο. Σε τέτοιες περιπτώσεις, είναι ιδιαίτερος σημαντικό για την υψηλή απόδοση του καταναμεμένου ή αποκεντρωμένου ελέγχου να δρα τοπικά στις ηλεκτρονικές διεπαφές ισχύος των ΔΠ με έναν αποτελεσματικό τρόπο.

Ένα αυτόνομο μικροδίκτυο, το οποίο περιλαμβάνει διάφορες μονάδες ΔΠ με πολλαπλές πηγές ΔΠ (όπως φ/β γεννήτριες, α/γ, κυψέλες καυσίμου, κ.α.) κι ένα τοπικό απομονωμένο δίκτυο που τροφοδοτεί διάφορα φορτία, συνιστά τη βασική δομή των συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας με ΔΠ. Στην Εικόνα 12.4, μια τέτοια περίπτωση απεικονίζεται: για το σχεδιασμό του ελέγχου, κάθε μια μονάδα ΔΠ διακρίνεται και σημειώνεται ως ΔΠ_i (με $i = 1, 2$ για την περίπτωση στην Εικόνα 12.4.). Η δομή μιας τυπικής περιοχής με μονάδα ΔΠ_i όπως εμφανίζεται στο μικροδίκτυο, παρουσιάστηκε στην Εικόνα 12.3. Οι ΑΠΕ περιγράφονται αυθαίρετα από μια dc τάση συνδεδεμένη στην είσοδο ενός αντιστροφέα τάσης, ο οποίος παρέχει στην έξοδό του και στο ζυγό του τοπικού ac φορτίου, ac τάση διαμέσου ενός LC φίλτρου και μιας επαγωγής σύζευξης. Απεικονίζονται, επίσης, τα τοπικά φορτία κι οι ac γραμμές του υπόλοιπου μικροδικτύου.



Εικόνα 12.4 Τυπικό παράδειγμα μικροδικτύου σε αυτόνομη λειτουργία.

12.1.3.1 Μοντελοποίηση Αυτόνομου Μικροδικτύου Εναλλασσόμενου Ρεύματος

Με στόχο να προκύψει μια ανοιχτή διαδικασία μοντελοποίησης της ΔΠ η οποία μπορεί εύκολα να επεκταθεί σε κάθε δομή μικροδικτύου, αρχικά εξάγεται η δυναμική περιγραφή κάθε περιοχής με ΔΠ. Ως εκ τούτου, υιοθετώντας το $d-q$ σύγχρονα στρεφόμενο πλαίσιο αναφοράς, η συνολική δυναμική συμπεριφορά μιας τέτοιας μονάδας ΔΠ περιγράφεται πλήρως από τις εξισώσεις (12.62)–(12.71) (βλέπε υποενότητα 12.1.2), όπου συμπεριλαμβάνονται όλοι οι τοπικοί ζυγοί, οι γραμμές και τα φορτία της ΔΠi περιοχής.

$$\dot{I}_{ldi} = \frac{1}{L_f} (-r_f I_{ldi} + V_{di} - V_{odi}) + \omega_{PLLi} I_{lqi} \quad (12.62)$$

$$\dot{I}_{lqi} = \frac{1}{L_f} (-r_f I_{lqi} + V_{qi} - V_{oqi}) - \omega_{PLLi} I_{ldi} \quad (12.63)$$

$$\dot{V}_{odi} = \frac{1}{C_f} (I_{ldi} - I_{odi}) + \omega_{PLLi} V_{oqi} \quad (12.64)$$

$$\dot{V}_{oqi} = \frac{1}{C_f} (I_{lqi} - I_{oqi}) - \omega_{PLLi} V_{odi} \quad (12.65)$$

$$\dot{I}_{odi} = \frac{1}{L_c} (-r_c I_{odi} + V_{odi} - V_{bdi}) + \omega_{PLLi} I_{oqi} \quad (12.66)$$

$$\dot{I}_{oqi} = \frac{1}{L_c} (-r_c I_{oqi} + V_{oqi} - V_{bqi}) - \omega_{PLLi} I_{odi} \quad (12.67)$$

$$\dot{I}_{loaddi} = \frac{1}{L_{load}} (-R_{load} I_{loaddi} + V_{bdi}) + \omega_{PLLi} I_{loadqi} \quad (12.68)$$

$$\dot{I}_{loadqi} = \frac{1}{L_{load}} (-R_{load} I_{loadqi} + V_{bqi}) - \omega_{PLLi} I_{loaddi} \quad (12.69)$$

$$\dot{V}_{bdi} = \frac{1}{C_t} (I_{odi} - I_{loaddi} \pm \sum I_{ijdg}) + \omega_{PLLi} V_{bqi} \quad (12.70)$$

$$\dot{V}_{bqi} = \frac{1}{C_t} (I_{oqi} - I_{loadqi} \pm \sum I_{ijqg}) - \omega_{PLLi} V_{bdi} \quad (12.71)$$

όπου ο δείκτης i συμβολίζει όλες τις παραμέτρους και τις καταστάσεις της εκάστοτε περιοχής ΔΠ_{*i*} και το j συμβολίζει καθέναν από όλους τους άλλους ζυγούς που συνδέονται στο συγκεκριμένο i -ζυγό. Επιπλέον, οι δείκτες d και q αναπαριστούν τις d και q συνιστώσεις όλων των ποσοτήτων, εφόσον η ανάλυση διεξάγεται στο σύγχρονα στρεφόμενο d - q πλαίσιο αναφοράς, [117].

Ειδικότερα, θεωρώντας ότι κάθε ΔΠ_{*i*} περιοχή περιλαμβάνει τη δική της μονάδα με κύκλωμα συγχρονισμού (βλέπε Εικόνα 12.3), κάθε ΔΠ_{*i*} περιοχή αναφέρεται στο δικό της πλαίσιο αναφοράς d_i και q_i . Ωστόσο, στις εξισώσεις (12.70)-(12.71), εμφανίζεται το ολικό πλαίσιο αναφοράς d_g - q_g , σε όλα τα ρεύματα των γραμμών διανομής που ανήκουν στο υπόλοιπο μικροδίκτυο. Οι τάσεις V_{odi} και V_{oqi} είναι οι τάσεις στην έξοδο του φίλτρου και V_{bdi} και V_{bqi} είναι οι τάσεις σε κάθε i -ζυγό της ΔΠ_{*i*} περιοχής που συνδέεται με το υπόλοιπο δίκτυο (δηλ. με τις άλλες ΔΠ_{*j*} και/ή με το υπόλοιπο παθητικό μικροδίκτυο). Επιπλέον, οι τάσεις V_{di} και V_{qi} είναι οι ελεγχόμενες τάσεις που τροφοδοτούνται στην είσοδο κάθε αντιστροφέα τάσης. Τα ρεύματα I_{idi} , I_{iqi} και I_{odi} , I_{oqi} είναι τα ρεύματα στην είσοδο και την έξοδο του φίλτρου, αντίστοιχα, ενώ I_{loaddi} , I_{loadqi} είναι τα ρεύματα στα τοπικά φορτία του i -ζυγού. Επιπρόσθετα, L_f και C_f είναι οι παράμετροι επαγωγιμότητας και χωρητικότητας του φίλτρου, ενώ με r_f συμβολίζεται η παρασιτική αντίσταση του φίλτρου. Η αντίσταση κι επαγωγιμότητα, r_c και L_c , αντιστοίχως, είναι οι τυπικές παράμετροι της επαγωγής σύζευξης, ενώ R_{load} και L_{load} συμβολίζουν την τιμή της αντίστασης και της επαγωγής του φορτίου (εάν υπάρχει), αντίστοιχα. Τέλος, ω_{PLLi} είναι η τοπική συχνότητα του συστήματος ΔΠ_{*i*}, όπως καθορίζεται μέσω του i -PLL. Αν μια συστοιχία πυκνωτών έχει συνδεθεί παράλληλα στο φορτίο RL, με C_t σημειώνεται η τιμή της χωρητικότητας.

Επιπλέον, στην παθητική πλευρά του μικροδικτύου, που εντοπίζεται εκτός των περιοχών με μονάδες ΔΠ_{*i*}, εμφανίζονται όλοι οι εξωτερικοί ζυγοί, οι διασυνδεδετικές γραμμές και τα ωμικο-επαγωγικά φορτία. Επομένως, η ακόλουθη γενική περιγραφή υιοθετείται:

$$\dot{I}_{pkdg} = \frac{1}{L_{RL}} (-r_{RL} I_{pkdg} + V_{bkdg} - V_{bpdg}) + \omega_{PLLg} I_{pkqg} \quad (12.72)$$

$$\dot{I}_{pkqg} = \frac{1}{L_{RL}} (-r_{RL} I_{pkqg} + V_{bkqg} - V_{bpqg}) - \omega_{PLLg} I_{pkdg} \quad (12.73)$$

$$\dot{V}_{bpkdg} = \frac{1}{C_t} (\pm \sum I_{pkdg}) + \omega_{PLLg} V_{bpkqg} \quad (12.74)$$

$$\dot{V}_{bpkqg} = \frac{1}{C_t} (\pm \sum I_{pkqg}) - \omega_{PLLg} V_{bpkdg} \quad (12.75)$$

όπου με δείκτη p και k σημειώνεται κάθε ζυγός (συμπεριλαμβανομένου και του ζυγού γείωσης) όπου συνδέονται οι διασυνδεδετικές γραμμές του δικτύου. Ακόμη, με r_{RL} και L_{RL} συμβολίζονται είτε οι τυπικές παράμετροι της ac διασυνδεδετικής γραμμής ή το ωμικό κι επαγωγικό μέρος των διαφορών φορτίων. Αξίζει να σημειωθεί ότι ω_{PLLg} είναι η κοινή ολική (global) συχνότητα όλου του μικροδικτύου.

12.1.3.2 Μετασχηματισμός Πλαισίου Αναφοράς

Όπως συζητήθηκε προηγουμένως, οι δυναμικές εξισώσεις κάθε περιοχής με μονάδα ΔΠ_{*i*} αναπαρίστανται στο d_i - q_i τοπικό πλαίσιο αναφοράς, κι ακόμη το ολικό πλαίσιο αναφοράς σημειώνεται ως d_g - q_g . Ωστόσο, εφόσον κυκλώματα συγχρονισμού (PLLs) υπάρχουν μόνο στις περιοχές με μονάδες ΔΠ_{*i*}, το ολικό πλαίσιο αναφοράς είναι πρακτικά προσανατολισμένο με ένα από τα d_i - q_i πλαίσια αναφοράς. Ακόμη, η συνολική σχεδίαση θα πρέπει να διασφαλίζει ότι οι γωνίες $\Delta\theta_i$ λαμβάνουν μια σταθερή τιμή στη μόνιμη κατάσταση κι επιπλέον, όλες οι συχνότητες ω_{PLLi} συγκλίνουν στην ολική συχνότητα ω_{PLLg} . Ως εκ τούτου, ο μετασχηματισμός κάθε ποσότητας x μεταξύ των d_g και d_i πλαισίων αναφοράς επιτυγχάνεται, όπως συζητήθηκε και στην υποενότητα 3.5, μέσω του ακόλουθου μετασχηματισμού:

$$\begin{bmatrix} x_{dg} \\ x_{qg} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\Delta\theta_i & \sin\Delta\theta_i \\ -\sin\Delta\theta_i & \cos\Delta\theta_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{di} \\ x_{qi} \end{bmatrix} \quad (12.76)$$

όπου $\Delta\theta_i$ είναι η φασική γωνία μεταξύ των d_g και d_i πλαισίων αναφοράς.

12.1.3.3 Έλεγχος Αυτόνομου Μικροδικτύου Εναλλασσόμενου Ρεύματος

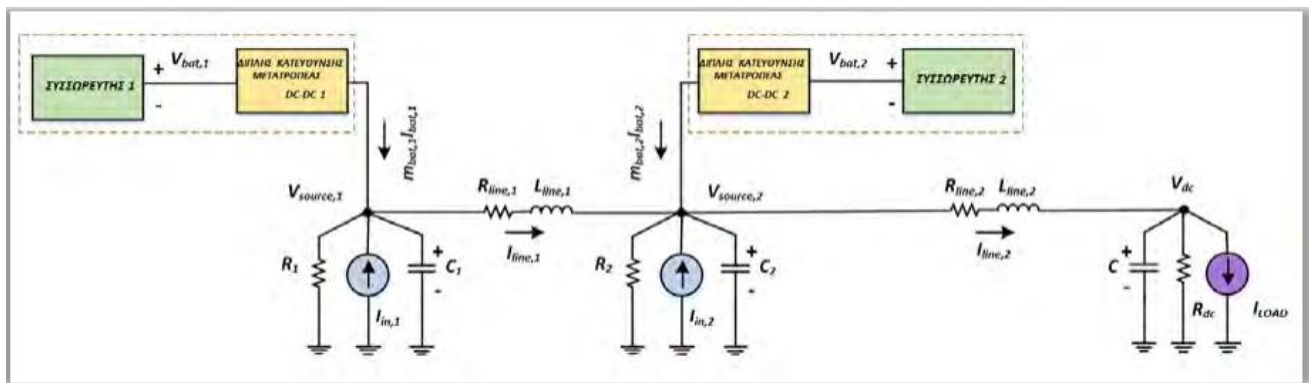
Εφόσον οι περιοχές με μονάδες ΔΠι περιγράφονται ξεχωριστά η μια από τη άλλη, αυτό επιτρέπει τον ανεξάρτητο σχεδιασμό ελέγχου σε κάθε i -μονάδα-περιοχή. Στο σχεδιασμό του ελεγκτή κάθε i -περιοχής, χρησιμοποιούνται οι είσοδοι ελέγχου του συστήματος, ονομαστικά οι τάσεις V_{di} και V_{qi} του αντιστροφέα τάσης που χρησιμοποιείται ως διεπαφή σε κάθε περιοχή με μονάδα ΔΠι. Όπως είναι γνωστό, στα αυτόνομα μικροδίκτυα όλες οι μονάδες ΔΠι είναι υπεύθυνες για τη διατήρηση του επιπέδου συχνότητας και τάσης του συστήματος. Έτσι, η V_{di} μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τη ρύθμιση της συχνότητας κι η V_{qi} για τη ρύθμιση της τάσης. Επομένως, μπορεί να χρησιμοποιηθεί στην περίπτωση αυτόνομου μικροδικτύου εναλλασσόμενου ρεύματος το σχήμα ελέγχου που περιεγράφηκε στην υποενότητα 12.1.2.2.

12.1.4 Αυτόνομο Σύστημα Διεσπαρμένης Παραγωγής Συνεχούς Ρεύματος

Η dc φύση πολλών πηγών ΔΠ, συσκευών αποθήκευσης και φορτίων, καθώς επίσης κι άλλα πλεονεκτήματα των μικρών dc ηλεκτρικών δικτύων, όπως η υψηλότερη απόδοση, η απουσία ρύθμισης συχνότητας κι άεργου ισχύος, έχουν πρόσφατα οδηγήσει τα dc μικροδίκτυα να κατατούν ολοένα και περισσότερα τα μοντέρνα συστήματα διανομής. Σε ένα τέτοιο σχήμα, η dc διανομή υπερέχει, από πλευράς απόδοσης, αξιοπιστίας κι οικονομίας, έναντι της ac διανομής αφού τα ενδιάμεσα dc/ac/dc στάδια μετατροπής εξαφανίζονται, [18]. Αξίζει να σημειωθεί εδώ, ότι εφόσον οι περισσότερες πηγές ΔΠ και τα dc φορτία είναι τοπικά συνδεδεμένα διαμέσου dc/dc μετατροπέα ισχύος, αυτό παρέχει μια σημαντική ευκαιρία για τοπικό έλεγχο της απορροφούμενης ή εγγεόμενης ισχύος στο επιθυμητό επίπεδο.

12.1.4.1 Μοντελοποίηση Αυτόνομου Συστήματος Διεσπαρμένης Παραγωγής Συνεχούς Ρεύματος

Στα μοντέρνα συστήματα διανομής και σε μικροδικτυακές δομές, φ/β συστοιχίες, κυψέλες καυσίμου, συσκευές αποθήκευσης και μικρές εγκαταστάσεις ισχύος χρησιμοποιούνται κυρίως ως διεσπαρμένες πηγές ενέργειας οι οποίες περιλαμβάνουν ηλεκτρονικές διατάξεις ισχύος. Οι συσκευές αποθήκευσης σχεδόν πάντα διαθέτουν έναν διπλής κατεύθυνσης dc/dc μετατροπέα ανύψωσης τάσης ως διεπαφή μεταξύ της ενεργειακής πηγής και της μονάδας αποθήκευσης. Στην περίπτωση ενός dc μικροδικτύου σε αυτόνομη λειτουργία, το σύστημα θα πρέπει να είναι ικανό να τροφοδοτήσει με ισχύ τους καταναλωτές με προκαθορισμένο επίπεδο τάσης, ανεξαρτήτως των μεταβολών του φορτίου αλλά και πηγών ενέργειας. Ένα πλήρες αυτόνομο dc σύστημα ΔΠ απεικονίζεται στην Εικόνα 12.5.



Εικόνα 12.5 Το συνολικό dc σύστημα διανομής.

Για λόγους ανάλυσης και για το σχεδιασμό ελέγχου, αναπτύχθηκε το ακριβές μοντέλο ενός dc συστήματος ΔΠ στη διανομή σε αυτόνομη λειτουργία. Διάφορες πηγές ΔΠ θεωρούνται, όπως για παράδειγμα φ/β γεννήτριες που λειτουργούν στο MPP τους κι αναπαρίστανται από μεταβαλλόμενες πηγές ρεύματος, ενώ οι συσκευές αποθήκευσης μοντελοποιούνται ως μπαταρίες ιόντων-λιθίου, [118], μαζί με τον διπλής κατεύθυνσης μετατροπέα ανύψωσης τάσης που χρησιμοποιείται ως διεπαφή ισχύος. Τα φορτία περιλαμβάνουν δύο μέρη, ένα φορτίο σταθερού ρεύματος παράλληλα με ένα καθαρά ωμικό και συνδέονται σε ένα κόμβο μέσω μιας γραμμής διανομής.

Κατά συνέπεια, η ανάπτυξη του συνολικού μοντέλου προκύπτει από το συνδυασμό των μοντέλων μέσης τιμής των μετατροπέων και των δυναμικών των υπόλοιπων στοιχείων ως ακολούθως:

$$L_{bat}\dot{I}_{bat,1} = -R_{ser}I_{bat,1} - m_{bat,1}V_{source,1} + V_{bat,1} \quad (12.77)$$

$$L_{bat}\dot{I}_{bat,2} = -R_{ser}I_{bat,2} - m_{bat,2}V_{source,2} + V_{bat,2} \quad (12.78)$$

$$C_1\dot{V}_{source,1} = a_1I_{in,1} + m_{bat,1}I_{bat,1} - I_{line,1} - \frac{V_{source,1}}{R_1} \quad (12.79)$$

$$L_{line}\dot{I}_{line,1} = -R_{line}I_{line,1} + V_{source,1} - V_{source,2} \quad (12.80)$$

$$C_2\dot{V}_{source,2} = a_2I_{in,2} + m_{bat,2}I_{bat,2} + I_{line,1} - I_{line,2} - \frac{V_{source,2}}{R_2} \quad (12.81)$$

$$L_{line}\dot{I}_{line,2} = -R_{line}I_{line,2} + V_{source,2} - V_{dc} \quad (12.82)$$

$$C\dot{V}_{dc} = -\frac{V_{dc}}{R_{dc}} + I_{line,2} + I_{LOAD} \quad (12.83)$$

όπου $I_{bat,1}$, $I_{bat,2}$ είναι τα ρεύματα των συσσωρευτών. Οι $V_{bat,1}$, $V_{bat,2}$ παριστάνουν τις τιμές του αρχικού επιπέδου τάσης για κάθε συσσωρευτή κι η R_{ser} εξαρτάται από τον τύπο του συσσωρευτή. Οι $V_{source,1}$, $V_{source,2}$ είναι οι τάσεις στα σημεία σύνδεσης των πολλαπλών dc πηγών, ενώ R_1 και R_2 είναι τα τοπικά ωμικά φορτία. Τα $I_{in,1}$, $I_{in,2}$ παριστάνουν το μέγιστο επίδεδο έντασης ρεύματος για κάθε πηγή, ενώ τα a_1 , a_2 είναι συντελεστές που λαμβάνουν τιμές μεταξύ 0 και 1, αντικατοπτρίζοντας έτσι την κατάσταση λειτουργίας της πηγής ΔΠ εφόσον έχουν ληφθεί υπόψη και τα τοπικά φορτία. Για παράδειγμα, μια τιμή του συντελεστή 0.7 σημαίνει πως η πηγή λειτουργεί στο 70% της ονομαστικής της τιμής. Επίσης, με $m_{bat,1}$ και $m_{bat,2}$ συμβολίζονται τα σήματα του λόγου κατάτμησης κάθε μετατροπέα, τα οποία παριστάνουν τις ελεγχόμενες εισόδους του συστήματος. Τέλος, R_{line} , L_{line} είναι οι παράμετροι των γραμμών διασύνδεσης, ενώ με V_{dc} συμβολίζεται το επίπεδο της τάσης στο ζυγό του φορτίου (R_{dc} είναι το ωμικό μέρος και I_{LOAD} είναι τα τοπικά φορτία).

12.1.4.2 Έλεγχος Αυτόνομου Συστήματος Διεσπαρμένης Παραγωγής Συνεχούς Ρεύματος

Το προτεινόμενο σχήμα ελέγχου σχεδιάζεται σύμφωνα με τη γνωστή σειριακή δομή, που βασίζεται στην αρχή διαχωρισμού βασισμένη στις διαφορετικές χρονικές σταθερές. Η αρχή αυτή επιτρέπει την εφαρμογή σειριακών ελεγκτών αποτελούμενους από έναν εσωτερικό βρόχο γρήγορων ΠΙ ελεγκτών ρεύματος ο οποίος ρυθμίζει το ρεύμα του διπλής κατεύθυνσης μετατροπέα ανύψωσης τάσης στην τιμή αναφοράς του, ενώ η τιμή αναφοράς παράγεται από ένα πιο αργό εξωτερικού ελεγκτή, βασισμένη στις P - V (ισχύος-τάσης) χαρακτηριστικές στατισμού.

A. Ελεγκτές ρεύματος

Εισάγοντας τις εξής δυο νέες εισόδους ελέγχου

$$u_{bat,1} = -m_{bat,1}V_{source,1} + V_{bat,1} \quad (12.84)$$

$$u_{bat,2} = -m_{bat,2}V_{source,2} + V_{bat,2} \quad (12.85)$$

οι σχέσεις (12.77) και (12.78) απλοποιούνται ως εξής

$$L_{bat}\dot{I}_{bat,1} + R_{ser}I_{bat,1} = u_{bat,1} \quad (12.86)$$

$$L_{bat}\dot{I}_{bat,2} + R_{ser}I_{bat,2} = u_{bat,2} \quad (12.87)$$

Παρατηρούμε ότι οι τελευταίες εξισώσεις αναπαριστούν δυο αποσυνζευγμένα πρώτης τάξης υποσυστήματα. Έτσι, εισάγονται οι ακόλουθοι ΠΙ ελεγκτές ρευμάτων

$$u_{bat,1} = k_{Pbat1}(I_{bat,1}^{ref} - I_{bat,1}) + k_{Ibat1} \int_0^t (I_{bat,1}^{ref} - I_{bat,1})d\tau \quad (12.88)$$

$$u_{bat,2} = k_{Pbat2}(I_{bat,2}^{ref} - I_{bat,2}) + k_{Ibat2} \int_0^t (I_{bat,2}^{ref} - I_{bat,2})d\tau \quad (12.89)$$

όπου k_{Pbat1} , k_{Pbat2} και k_{Ibat1} , k_{Ibat2} είναι θετικοί αριθμοί και αντιπροσωπεύουν τα αναλογικά και ολοκληρωτικά κέρδη, αντίστοιχα. Ακολουθώντας τη μέθοδο ρύθμισης κερδών της ενότητας 9.1.1.2, τα κέρδη των ελεγκτών υπολογίζονται

$$k_{Pbat1} = k_{Pbat2} = \frac{L_{bat}}{\tau_i} \quad \text{και} \quad k_{Ibat1} = k_{Ibat2} = \frac{R_{ser}}{\tau_i} \quad (12.90)$$

όπου η παράμετρος τ_i αποτελεί την επιθυμητή σταθερά χρόνου.

Καθώς οι πραγματικές εισοδοι ελέγχου είναι τα σήματα του λόγου κατάτμησης κάθε μετατροπέα $m_{bat,1}$ και $m_{bat,2}$ αυτές γράφονται τελικά ως

$$m_{bat,1} = \frac{1}{V_{source,1}} \left\{ V_{bat,1} - k_{Pbat1}(I_{bat,1}^{ref} - I_{bat,1}) - k_{Ibat1} \int_0^t (I_{bat,1}^{ref} - I_{bat,1})d\tau \right\} \quad (12.91)$$

$$m_{bat,2} = \frac{1}{V_{source,2}} \left\{ V_{bat,2} - k_{Pbat2}(I_{bat,2}^{ref} - I_{bat,2}) - k_{Ibat2} \int_0^t (I_{bat,2}^{ref} - I_{bat,2})d\tau \right\} \quad (12.92)$$

B. Ελεγκτές τάσης

Σύμφωνα με τις προηγούμενες υποθέσεις και τη σειριακή δομή του συνολικού σχήματος ελέγχου, ένα ζεύγος πιο αργών, εξωτερικών ΠΙ ελεγκτών εφαρμόζονται:

$$I_{bat,1}^{ref} = -k_{p,v}(V_{dc} - V_{dc}^{nom} - \Delta V_{dc,1}) - k_{i,v} \int_0^t (V_{dc} - V_{dc}^{nom} - \Delta V_{dc,1})d\tau \quad (12.93)$$

$$I_{bat,2}^{ref} = -k_{p,v}(V_{dc} - V_{dc}^{nom} - \Delta V_{dc,2}) - k_{i,v} \int_0^t (V_{dc} - V_{dc}^{nom} - \Delta V_{dc,2})d\tau \quad (12.94)$$

όπου $k_{p,v}$, $k_{i,v}$ είναι θετικές σταθερές κι αντιπροσωπεύουν το αναλογικό και το ολοκληρωτικό κέρδος των

ελεγκτών τάσης κι η τάση αναφοράς V_{dc}^{nom} αντιπροσωπεύει το ονομαστικό επίπεδο τάσης στο ζυγό του φορτίου.

B. Ελεγκτές στατισμού

Ο εξωτερικός βρόχος ελέγχου έχει ως κύριο ρόλο τη διατήρηση της τάσης όσο το δυνατό πιο κοντά στην επιθυμητή ονομαστική τιμή, και σε ένα δεύτερο στάδιο να παρέχει καταμερισμό φόρτισης για τους δύο κλάδους με τις συσκευές αποθήκευσης. Κάτι τέτοιο υλοποιείται με τη δημιουργία των διορθωτικών όρων $\Delta V_{dc,1}$, $\Delta V_{dc,2}$, σύμφωνα με την P - V (ισχύος-τάσης) χαρακτηριστική στατισμού, ως ακολούθως:

$$\Delta V_{dc,1} = -k_{1,droop} V_{source,1} m_{bat,1} I_{bat,1} \quad (12.95)$$

$$\Delta V_{dc,2} = -k_{2,droop} V_{source,2} m_{bat,2} I_{bat,2} \quad (12.96)$$

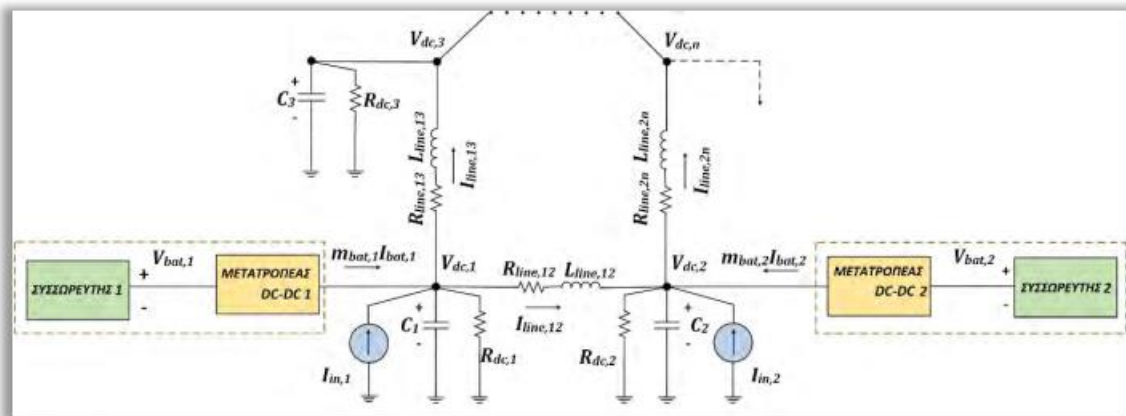
όπου $k_{1,droop}$, $k_{2,droop}$ είναι θετικές σταθερές που παριστάνουν τους συντελεστές στατισμού. Είναι φανερό πως οι τιμές αυτών των συντελεστών διαδραματίζουν σημαντικό ρόλο σε συμβιβασμό (trade-off) μεταξύ της απόκλισης της τάσης και του καταμερισμού του ρεύματος, [18].

12.1.5 Αυτόνομο Μικροδίκτυο Συνεχούς Ρεύματος

Στην ενότητα αυτή μοντελοποιείται και διερευνάται ένα dc μικροδίκτυο μεταβλητής τοπολογίας που περιλαμβάνει διάφορες πηγές ΔΠ, ένα dc δίκτυο με μεταβλητά φορτία και κλάδους φόρτισης μονάδων αποθήκευσης. Εφόσον οι πηγές ΔΠ θεωρούνται ότι είναι ΑΠΕ που λειτουργούν στο σημείο μέγιστης ισχύος (MPP), αυτές μπορούν να αναπαρασταθούν με πηγές ρεύματος με ονομαστική τιμή η οποία αναφέρεται στην ονομαστική της ισχύ κι όπως είναι φανερό το συγκεκριμένο σύστημα ελέγχου σε κάθε ΑΠΕ δεν επηρεάζει τη ρύθμιση της τάσης του dc μικροδικτύου. Ως εκ τούτου, αντί της χρήσης των λεπτομερών δυναμικών και του σχήματος ελέγχου για κάθε ΑΠΕ, χρησιμοποιείται ένας μεταβαλλόμενος βαθμωτός συντελεστής για να καθορίζεται κάθε στιγμή η λειτουργία στο MPP, ως μέρος του ονομαστικού επιπέδου ισχύος. Η ρύθμιση της τάσης του dc μικροδικτύου πραγματοποιείται μέσω των ηλεκτρονικών διεπαφών ισχύος των συστημάτων αποθήκευσης ελέγχοντας την τάση στην έξοδο κάθε μετατροπέα. Μια μέθοδος βασισμένη στον έλεγχο στατισμού, όπως προκύπτει από τις παραδοσιακές τεχνικές ελέγχου των συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας, προτείνεται επίσης για την περίπτωση αυτή. Αυτό ουσιαστικά υλοποιείται εφαρμόζοντας σειριακά σχήματα αναλογικού-ολοκληρωτικού (PI) σχημάτων ελέγχου με τους γρήγορους εσωτερικούς ελεγκτές ρεύματος να οδηγούνται από πιο αργούς εξωτερικούς ελεγκτές ισχύος/τάσης, βασισμένους στον έλεγχο στατισμό.

12.1.5.1 Μοντελοποίηση του Μικροδικτύου Συνεχούς Ρεύματος

Η όλη δομή εμπεριέχει διάφορες πηγές ΔΠ, συσκευές αποθήκευσης, ωμικά φορτία και ένα δίκτυο διασυνδετικών γραμμών, όπως απεικονίζεται στην εικόνα Εικόνα 12.6.



Εικόνα 12.6 Dc αυτόνομο μικροδίκτυο.

Για να προκύψει το μοντέλο του dc μικροδικτύου, θεωρούμε τα μοντέλα μέσης τιμής των μετατροπέων και τη δυναμική συμπεριφορά των υπόλοιπων στοιχείων. Συνδυάζοντας αυτά, προκύπτει το ακόλουθο μοντέλο:

$$L_{bat}\dot{I}_{bat,i} = -R_{ser}I_{bat,i} - m_{bat,i}V_{dc,i} + V_{bat,i} \quad (12.97)$$

$$C_i\dot{V}_{dc,i} = a_iI_{in,i} + m_{bat,i}I_{bat,i} - \frac{V_{dc,i}}{R_{dc,i}} \pm \sum I_{line,ij} \pm \sum I_{line,ik} \quad (12.98)$$

$$L_{line}\dot{I}_{line,ij} = -R_{line}I_{line,ij} + V_{dc,i} - V_{dc,j} \quad (12.99)$$

$$L_{line}\dot{I}_{line,ik} = -R_{line}I_{line,ik} + V_{dc,i} - V_{dc,k} \quad (12.100)$$

$$L_{line}\dot{I}_{line,kp} = -R_{line}I_{line,kp} + V_{dc,k} - V_{dc,p} \quad (12.101)$$

$$C\dot{V}_{dc,k} = -\frac{V_{dc,k}}{R_{dc,k}} \pm \sum I_{line,ik} \pm \sum I_{line,kp} \quad (12.102)$$

όπου όλες ή κάποιες από τις εξισώσεις (12.97)-(12.102) εμφανίζονται επαναλαμβανόμενα όσες φορές αυτό είναι απαραίτητο με βάση τη δομή κάθε συγκεκριμένου dc μικροδικτύου που μελετάται. Οι δείκτες i και j αναφέρονται στους ενεργούς κόμβους του μικροδικτύου, δηλαδή τους κόμβους όπου συνδέονται οι μονάδες ΔΠ κι οι μονάδες αποθήκευσης, καθώς και τοπικά φορτία, ενώ με k και p συμβολίζονται οι παθητικοί κόμβοι του dc μικροδικτύου όπου συνδέονται μόνο τοπικά φορτία, όπου δεν υπάρχει παραγωγή κι αποθήκευση ενέργειας. $I_{bat,i}$ είναι τα ρεύματα των συσσωρευτών και $V_{bat,i}$ οι τάσεις τους. Η R_{ser} εξαρτάται από τον τύπο του συσσωρευτή. Τα $I_{in,i}$ αντιπροσωπεύουν το επίπεδο μέγιστης έντασης ρεύματος κάθε πηγής ΔΠ, ενώ τα a_i είναι συντελεστές με τιμές από 0 έως 1 που αναφέρονται στην κατάσταση λειτουργίας της πηγής. Τέλος, με R_{line} , I_{line} παριστάνονται οι παράμετροι των γραμμών διασύνδεσης (μπορεί να είναι διαφορετικές για κάθε γραμμή), ενώ οι $V_{dc,i}$ και $V_{dc,k}$ είναι το επίπεδο τάσης σε κάθε ενεργό και παθητικό κόμβο με τοπικό ωμικό φορτίο $R_{dc,i}$ και $R_{dc,k}$, αντίστοιχα. Στο σημείο αυτό, θα πρέπει να σημειωθεί πως οι πηγές ρεύματος θεωρούνται ως μη ελεγχόμενοι εισοδοί-διαταραχές, ενώ οι λόγοι κατάτμησης των μετατροπέων αποτελούν τις ελεγχόμενες εισόδους του συστήματος.

12.1.5.2 Έλεγχος του Μικροδίκτυο Συνεχούς Ρεύματος

Θεωρώντας πως το μικροδίκτυο λειτουργεί αυτόνομα, τότε πρωταρχικό σκοπό του ελέγχου αποτελεί η σταθεροποίηση του συστήματος με τάσεις $V_{dc,i}$ στα επιθυμητά επίπεδα αναφοράς, $V_{dc,i}^{ref}$ και ο καταμερισμός των φορτίων στις ΔΠ. Η γνωστή σειριακή τεχνική, η οποία βασίζεται στην αρχή του χρονικού διαχωρισμού, διαδραματίζει σημαντικό ρόλο στο σχεδιασμό του ελέγχου. Η αρχή αυτή επιτρέπει την εφαρμογή τέτοιων σειριακών ελεγκτών, αποτελούμενους από ένα γρήγορο εσωτερικό ΠΙ ελεγκτή ρεύματος που ρυθμίζει τη dc τάση στην τιμή αναφορά της, ενώ η τιμή αναφοράς παράγεται από ένα πιο αργό εξωτερικό ΠΙ ελεγκτή, που ονομάζεται ελεγκτής τάσης, κι ο οποίος, με τη σειρά του, οδηγείται από τη χαρακτηριστική στατισμού ισχύος-τάσης, $P - V$. Επομένως, μπορεί να χρησιμοποιηθεί στην περίπτωση αυτόνομου μικροδικτύου συνεχούς ρεύματος το σχήμα ελέγχου που περιεγράφηκε στην υποενότητα 12.1.4.2.

12.1.6 Υβριδικό ac/dc Σύστημα Διεσπαρμένης Παραγωγής

Στις ενότητες 12.1.3, 12.1.3, 12.1.4 και 12.1.5 αναλύθηκε ο σχεδιασμός ελέγχου με τρόπο γενικευμένο, αντίστοιχα για τα ac και dc συστήματα ΔΠ και μικροδίκτυα σε αυτόνομη λειτουργία. Σε αυτή την ενότητα, παρουσιάζονται τα υβριδικά ac/dc συστήματα ΔΠ και κατά επέκταση τα υβριδικά ac/dc μικροδίκτυα τα οποία έχουν σχεδιαστεί για την καλύτερη διασύνδεση των συστημάτων ΔΠ διαφορετικής φύσης κι η αξιοποίηση των

κυρίαρχων χαρακτηριστικών τόσο των ac όσο και των dc συστημάτων.

Πολλά είναι τα είδη ΑΠΕ που έχουν dc έξοδο, όπως είναι τα φ/β πλαίσια, οι κυψέλες καυσίμου κι οι συσσωρευτές, ενώ κάποια άλλα είδη όπως τα αιολικά συστήματα, οι υδροστρόβιλοι, κ.α. έχουν ac έξοδο κι όλα αυτά πολλές φορές, συνυπάρχουν σε ένα μικροδίκτυο, [119]. Συνεπώς, είναι δυνατό μια από κοινού δομή dc και ac (υπο-)δικτύων με πηγές, μονάδες αποθήκευσης και φορτία κατάλληλα διεσπαρμένα, να αποτελέσει ένα μελλοντικό σύστημα ΔΠ και κατά επέκταση ένα μελλοντικό μικροδίκτυο, [120]. Η ιδέα της συγχώνευσης των ac και dc συστημάτων ΔΠ, διασυνδέοντας αυτά με τη βοήθεια ενός αντιστροφέα τάσης (VSI), και της σύστασης ενός υβριδικού ac/dc συστήματος στο οποίο ac και dc πηγές ενέργειας και φορτία είναι δυνατό να ενσωματώνονται με τρόπο ευέλικτο. Κατά τη διάρκεια της αυτόνομης λειτουργίας του υβριδικού συστήματος ΔΠ ή του υβριδικού μικροδικτύου, οι ενεργειακές απαιτήσεις τόσο των ac και των dc πλευρών καλύπτονται μέσω των πολλαπλών διεσπαρμένων ac και dc πηγών ΔΠ, [121].

Τέτοιες υβριδικές δομές επιδεικνύουν τα κύρια πλεονεκτήματα των ac και των dc δικτύων διανομής: ευκολότερη ενσωμάτωση των ΑΠΕ, υψηλότερη απόδοση (σχετικά με τη μετατροπή ισχύος), μικρότερη χωρητικότητα για αποθήκευση κι υψηλότερη αξιοπιστία. Πιο συγκεκριμένα, επιτυγχάνεται μια σημαντική μείωση των απωλειών λόγω μετατροπής ισχύος και του κόστους των ηλεκτρονικών ισχύος μέσω της εξάλειψης των αχρείαστων dc/ac ή ac/dc/ac μετατροπών, ενώ η ποιότητα ισχύος βελτιώνεται στην ac πλευρά, εφόσον τα dc φορτία δεν παράγουν απευθείας ανεπιθύμητες αρμονικές κι ο/οι αντιστροφείς/είς τάσης (VSI(s)) που διασυνδέουν την dc- με την ac- πλευρά είναι πλήρως ελεγχόμενοι/οι, [122], [123].

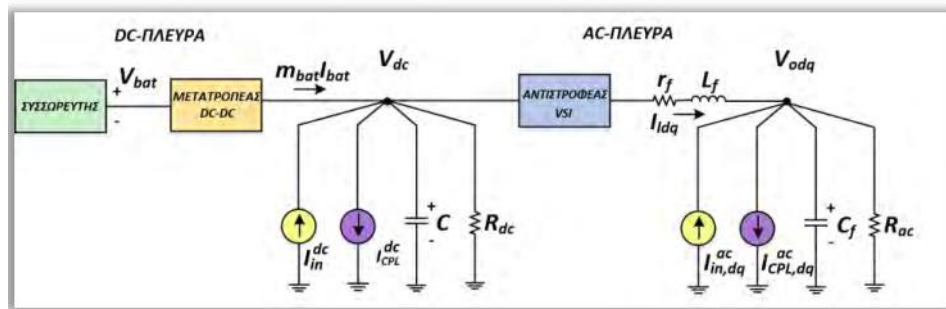
Ένα τυπικό υβριδικό ac/dc σύστημα ΔΠ ή μικροδίκτυο διαθέτει dc και ac ζυγούς όπου οι dc ζυγοί χρησιμεύουν για την ενσωμάτωση των dc/dc μετατροπών διπλής κατεύθυνσης και συνδέονται με τον ac ζυγό μέσω των αντιστροφών ως διεπαφές, [119]. Όπως μπορεί κανείς να παρατηρήσει, οι πηγές ΔΠ κι οι συσκευές αποθήκευσης βρίσκονται τυπικά τοποθετημένες στην/ή κοντά στην πλευρά των καταναλωτών όπου χρησιμοποιείται η παραγόμενη ισχύς. Δύο ή περισσότερες πηγές ΔΠ είναι δυνατό να διασυνδέονται στον ίδιο dc ζυγό, γεγονός ιδιαίτερα σημαντικό κατά την αυτόνομη λειτουργία. Οι μονάδες αποθήκευσης (ESS) είναι πρωταρχικής σημασίας αφού βοηθούν στη βελτίωση τόσο της συμπεριφοράς του συστήματος κατά τη μόνιμη κατάσταση, αλλά και κατά τη μεταβατική λειτουργία του συνολικού μικροδικτύου, καλύπτοντας τη διακοπτόμενη φύση των ΑΠΕ, που συνήθως ενσωματώνονται ως πηγές ΔΠ. Τα dc φορτία είναι δυνατό να συνδέονται απευθείας σε dc ζυγό, [124], ενώ τα ac φορτία τροφοδοτούνται μέσω του ζυγού του αντιστροφέα. Εκτός από το καθαρά ωμικό φορτίο, θεωρούνται και φορτία σταθερού ρεύματος, τόσο dc όσο και ac, τα οποία αντιπροσωπεύουν επαρκώς για όλα τα φορτία που συνδέονται διαμέσου dc/dc, dc/ac ή ac/dc/ac μετατροπών. Τέλος, οι πηγές ΔΠ θεωρούνται ότι λειτουργούν σε επίπεδα που καθορίζονται κάθε χρονική στιγμή από τη διαθέσιμη εγχόμενη ισχύ.

Στην υπάρχουσα βιβλιογραφία [119], [121], [122], [124], [125], [120], η πλειοψηφία των τεχνικών ελέγχου που εφαρμόζεται σε ένα υβριδικό σύστημα διανομής/μικροδίκτυο, σε διαφορετικούς τρόπους λειτουργίας, έχουν ως στόχο τον καταμερισμό της ενεργειακής ζήτησης των φορτίων μέσω σχημάτων ιεραρχικού ελέγχου κι ελέγχου στατισμού στις διάφορες πηγές ΔΠ. Σύμφωνα με την αρχή διαίρεσης του χρόνου επιτρέπεται η εφαρμογή σειριακών ελεγκτών, καθένας από τους οποίους αποτελείται από έναν εσωτερικό PI βρόχο ελέγχου ρεύματος, του οποίου η τιμή αναφοράς παράγεται από έναν εξωτερικό πιο αργό PI βρόχο ελέγχου dc ή ac τάσης ή συχνότητας. Ο αργός αυτός PI βρόχος ελέγχου οδηγείται μέσω των γνωστών χαρακτηριστικών στατισμού: χαρακτηριστική ισχύος-τάσης ($P-V$) στη dc πλευρά και χαρακτηριστικές ενεργού ισχύος-συχνότητας ($P-\omega$) και άεργου ισχύος-τάσης ($Q-V$) στην ac πλευρά. Οι εσωτερικοί βρόχοι ελέγχου καθορίζουν τα απαιτούμενα σήματα εισόδου για τους λόγους κατάτμησης του/των dc/dc μετατροπέα/ων και του/των αντιστροφέα/ων τάσης, [8.10].

12.1.6.1 Μοντελοποίηση Υβριδικού ac/dc Συστήματος Διεσπαρμένης Παραγωγής

Ένα τυπικό υβριδικό ac/dc σύστημα ΔΠ συνίσταται από τρία κύρια μέρη: i) ένα dc-δίκτυο (dc-υποδίκτυο) ii) ένα ac-δίκτυο (ac-υποδίκτυο) και iii) ηλεκτρονικές διεπαφές ισχύος μεταξύ της ac και της dc πλευράς. Μία τέτοια αναπαράσταση με έναν dc κι έναν ac ζυγό παρουσιάζεται στην Εικόνα 12.7, όπου στο dc ζυγό ενσωματώνεται ο διπλής κατεύθυνσης dc/dc μετατροπέας και συνδέεται στον ac ζυγό διαμέσου της διεπαφής του αντιστροφέα τάσης, [119]. Όπως γίνεται αντιληπτό οι πηγές ΔΠ κι οι συσκευές αποθήκευσης βρίσκονται τυπικά τοποθετημένες κοντά στην/ή στην πλευρά των καταναλωτών όπου η παραγόμενη ισχύς χρησιμοποιείται. Δύο ή περισσότερες πηγές ΔΠ θα μπορούσαν να διασυνδεθούν σε κοινό ζυγό dc τάσης, γεγονός ιδιαίτερος σημαντικό στην αυτόνομη λειτουργία. Για την ενίσχυση της αξιοπιστίας του συστήματος, συσκευές αποθήκευσης όπως οι συσσωρευτές, ενσωματώνονται επίσης, επιτρέποντας την ανταλλαγή ισχύος

μεταξύ αυτών και του dc ζυγού, [124]. Τα dc φορτία, όπως υπολογιστές, φωτισμός LED, ηλεκτρικά οχήματα, είναι δυνατό να συνδέονται απευθείας στο dc ζυγό, [124], ενώ τα ac φορτία τροφοδοτούνται από το ζυγό του αντιστροφέα. Εκτός από το καθαρά ωμικό μέρος του φορτίου, θεωρούνται επίσης dc και ac φορτία σταθερής ισχύος. Στα μοντέρνα συστήματα διανομής τα φορτία σταθερής ισχύος αντιπροσωπεύουν ένα σημαντικό μερίδιο των συνολικών φορτίων κι εφόσον σε τέτοια δίκτυα, η απόκλιση της τάσης δεν επιτρέπεται να υπερβαίνει κάποια αυστηρά όρια, είναι εφικτό να μοντελοποιηθούν αυτού του είδους τα φορτία ως σταθερές πηγές ρεύματος που απορροφούν ενέργεια (αρνητική ένταση ρεύματος) από το σύστημα, [126]. Τέλος, οι πηγές ΔΠ θεωρούνται επίσης πηγές ρεύματος οι οποίες λειτουργούν σε επίπεδα που καθορίζονται κάθε στιγμή από τη διαθέσιμη εγγεόμενη ισχύ.



Εικόνα 12.7 Υβριδικό σύστημα ac/dc συστήματος ΔΠ.

Ωστόσο, στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας, κάθε χρονική στιγμή η παραγόμενη ισχύς θα πρέπει να είναι ακριβώς ίση με τις απαιτήσεις ισχύος και τις απώλειες μεταφοράς και διανομής. Φυσικά, οι κύριοι στόχοι του ελέγχου ενσωματώνονται σε ένα κλασικό σχήμα, που επιτυγχάνεται μέσω των ηλεκτρονικών διεπαφών ισχύος, με:

- την dc- πλευρά να είναι υπεύθυνη για τη ρύθμιση της dc τάσης
- την ac- πλευρά να είναι υπεύθυνη για τη ρύθμιση της ac τάσης και της συχνότητας.

Σημειώνεται επίσης, ότι η ανάπτυξη του μοντέλου και του ελεγκτή της ac-πλευράς εκφράζεται με όρους μαθηματικών εξισώσεων στο σύγχρονα στρεφόμενο $d - q$ πλαίσιο αναφοράς, μέσω του μετασχηματισμού Park, με τις μεταβλητές κατάστασης του συστήματος να μετασχηματίζονται από ημιτονοειδείς ποσότητες σε σταθερές, στη μόνιμη κατάσταση.

Στα σύγχρονα συστήματα ΔΠ και μικροδίκτυα, α/γ, φ/β, συσκευές αποθήκευσης και μικρά εργοστάσια παραγωγής ισχύος αποτελούν συνήθως τις πηγές ΔΠ, σε δομές που περιλαμβάνουν ελεγχόμενες ηλεκτρονικές διατάξεις ισχύος. Διάφορες πηγές θεωρούνται σε ένα υβριδικό σύστημα ΔΠ στην dc-πλευρά (π.χ. μια φ/β γεννήτρια), καθώς επίσης και στην ac-πλευρά (π.χ. μια α/γ). Το συνολικό ποσό ισχύος που εγγέεται από τις διαφορετικές πηγές ΔΠ αναπαρίσταται από μια μεταβλητή πηγή ρεύματος με σκοπό να συμπεριληφθούν πιθανές μεταβολές εξαιτίας της διαλείπουσας φύσης, για παράδειγμα, της ηλιακής κι αιολικής ενέργειας. Οι μονάδες αποθήκευσης (ESS) μοντελοποιούνται ως συσσωρευτές ιόντων λιθίου, [118], [110], με μετατροπείς ανύψωσης τάσης διπλής κατεύθυνσης να χρησιμοποιούνται ως διεπαφές ισχύος. Ένας αντιστροφέας συνδέεται στο ζυγό του αντιστροφέα, διαμέσου ενός LC φίλτρου ώστε να απορρίπτεται ο υψίσυχνος θόρυβος εξαιτίας των διακοπτικών στοιχείων. Τα φορτία αποτελούνται από δύο μέρη, ένα φορτίο σταθερής ισχύος σε παράλληλη σύνδεση με ένα καθαρά ωμικό φορτίο και είναι συνδεδεμένα τόσο στη dc- όσο και την ac-πλευρά του συστήματος ΔΠ. Σημειώνεται εδώ ότι το φορτίο σταθερής ισχύος θεωρείται ως σταθερή πηγή ρεύματος. Θεωρείται το πλήρες υβριδικό ac/dc σύστημα ΔΠ, όπως απεικονίζεται στην Εικόνα 12.7. Το συνολικό μοντέλο λαμβάνεται από το συνδυασμό των μοντέλων μέσης τιμής των μετατροπέων, [28], και τη δυναμική αναπαράσταση των υπόλοιπων στοιχείων του συστήματος, όπως παρουσιάζεται λεπτομερώς στις ακόλουθες υποενότητες.

A. Μοντέλο συστήματος αποθήκευσης

Σε ένα υβριδικό ac/dc αυτόνομο σύστημα ΔΠ, το σύστημα θα πρέπει να είναι ικανό να παρέχει ισχύ στους καταναλωτές υπό προκαθορισμένο επίπεδο τάσης, ανεξαρτήτως των μεταβολών των φορτίων και των πηγών ενέργειας, κι έτσι οι συσκευές αποθήκευσης σχεδόν πάντα διαθέτουν έναν διπλής κατεύθυνσης dc/dc

μετατροπέα ανύψωσης τάσης ως διεπαφή μεταξύ της πηγής ενέργειας και της μονάδας αποθήκευσης. Οι δυναμικές εξισώσεις της dc-πλευράς γράφονται ως ακολούθως:

$$L_{bat}\dot{I}_{bat} = -R_{ser}I_{bat} - m_{bat}V_{dc} + V_{bat} \quad (12.103)$$

όπου I_{bat} είναι το ρεύμα του κλάδου του συσσωρευτή και V_{bat} η τάση του. Η αντίσταση R_{ser} εξαρτάται από τον τύπο του συσσωρευτή, ενώ V_{dc} είναι η τάση του dc ζυγού. Επίσης, το σήμα του λόγου κατάτμησης του μετατροπέα διπλής κατεύθυνσης συμβολίζεται με m_{bat} κι αποτελεί την ελεγχόμενη είσοδο της dc-πλευράς του συστήματος.

B. Dc-πλευρά κι αντιστροφείας (VSI) διασύνδεσης

Στο σημείο διασύνδεσης τα ρεύματα της dc-πλευράς προστίθενται ενώ η τάση εξόδου του dc/dc μετατροπέα είναι ταυτόχρονα η dc τάση εισόδου του αντιστροφεία τάσης. Επομένως, η ακριβής αναπαράσταση του συστήματος στο σημείο αυτό, λαμβάνοντας υπόψη και τη συμπεριφορά του αντιστροφεία, δίνεται από την ακόλουθη εξίσωση:

$$C\dot{V}_{dc} = aI_{in}^{dc} - I_{CPL}^{dc} - \frac{V_{dc}}{R_{dc}} + m_{bat}I_{bat} - \frac{3}{4}(m_d I_{ld} + m_q I_{lq}) \quad (12.104)$$

όπου I_{in}^{dc} παριστάνει το μέγιστο επίπεδο ρεύματος των πηγών ενέργειας, που συνδέονται στο dc ζυγό, ενώ ο a είναι ένας συντελεστής με τιμές από 0 έως 1 που αντιπροσωπεύει την κατάσταση λειτουργίας των πηγών. Επίσης, το I_{CPL}^{dc} παριστάνει το dc φορτίο σταθερής ισχύος, ενώ R_{dc} είναι το ωμικό μέρος του dc φορτίου. Υιοθετώντας, τώρα για την ac-πλευρά, το σύγχρονα στρεφόμενο $d - q$ πλαίσιο αναφοράς, τα I_{ld} και I_{lq} είναι οι τιμές των ρευμάτων στην είσοδο του φίλτρου κατά τον d και q άξονα, αντίστοιχα. Τέλος, τα m_d και m_q αναπαριστούν τις συνιστώσες του λόγου κατάτμησης του αντιστροφεία κατά τον d και q άξονα. Θα πρέπει να σημειωθεί, πως όλα τα m_{bat} , m_d και m_q είναι συνεχείς συναρτήσεις, σύμφωνα με το μοντέλο μέσης τιμής για τους προαναφερθέντες μετατροπείς ισχύος.

Γ. Ac-πλευρά

Ο αντιστροφείας συνδέεται στον ac ζυγό διαμέσου ενός LC φίλτρου, ενώ ένα τοπικό ac φορτίο με κάποιες τοπικές πηγές ενέργειας συνδέονται επίσης στην ac-πλευρά. Οι ακόλουθες δυναμικές καταστατικές εξισώσεις, εκπεφρασμένες σε όρους του σύγχρονα στρεφόμενου $d - q$ πλαισίου αναφοράς, περιγράφει τη συμπεριφορά της ac-πλευράς:

$$L_f\dot{I}_{ld} = -r_f I_{ld} + m_d V_{dc} - V_{od} + L_f \omega_{PLL} I_{lq} \quad (12.105)$$

$$L_f\dot{I}_{lq} = -r_f I_{lq} + m_q V_{dc} - V_{oq} - L_f \omega_{PLL} I_{ld} \quad (12.106)$$

$$C_f\dot{V}_{od} = I_{ld} - \frac{V_{od}}{R_{ac}} + C_f \omega_{PLL} V_{oq} + a_d I_{in,d}^{ac} - I_{CPL,d}^{ac} \quad (12.107)$$

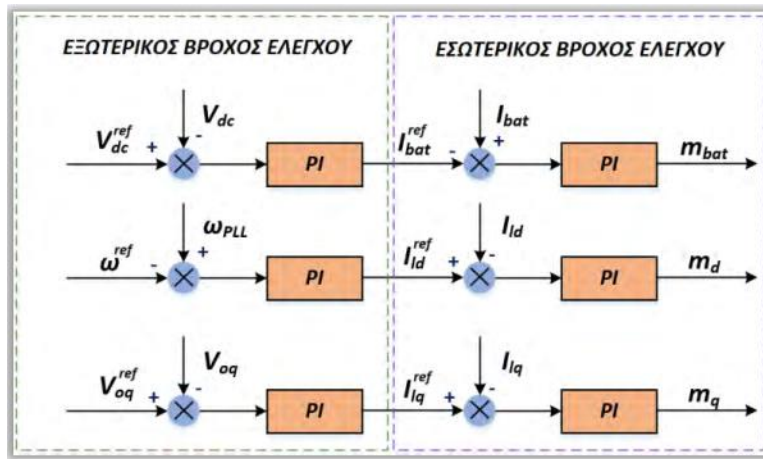
$$C_f\dot{V}_{oq} = I_{lq} - \frac{V_{oq}}{R_{ac}} - C_f \omega_{PLL} V_{od} + a_q I_{in,q}^{ac} - I_{CPL,q}^{ac} \quad (12.108)$$

όπου ω_{PLL} είναι η πραγματική συχνότητα του συστήματος, η οποία πρακτικά καθορίζεται μέσω ενός κυκλώματος PLL. Επίσης, L_f και C_f είναι οι παράμετροι επαγωγιμότητας και χωρητικότητας του φίλτρου, ενώ με r_f συμβολίζεται η παρασιτική αντίσταση του πηνίου. V_{od} , V_{oq} και I_{ld} , I_{lq} είναι οι τάσεις και τα ρεύματα στην έξοδο του φίλτρου, αντιστοίχως. Με $I_{in,d}^{ac}$ και $I_{in,q}^{ac}$ συμβολίζεται το μέγιστο επίπεδο ρεύματος των πηγών ενέργειας, που συνδέονται στον ac ζυγό, ενώ οι συντελεστές a_d και a_q , με τιμές από 0 έως 1 παριστάνουν την

κατάσταση λειτουργίας των πηγών. Τα $I_{CPL,d}^{ac}$ και $I_{CPL,q}^{ac}$ αντιπροσωπεύουν το τοπικό ac φορτίο σταθερής ισχύος, κατά τον d και q άξονα, αντίστοιχα, ενώ R_{ac} είναι το ωμικό μέρος του ac φορτίου που συνδέεται στο ζυγό του αντιστροφέα.

12.1.6.2 Έλεγχος Υβριδικού ac/dc Συστήματος Διεσπαρμένης Παραγωγής

Το συνολικό σχήμα ελέγχου που εφαρμόζεται σε κάθε είσοδο-λόγο κατάτμησης, ονομαστικά στους m_{bat} , m_d και m_q , είναι ξεκάθαρα αποκεντρωμένης τοπικής μορφής. Ο σχεδιασμός ακολουθεί την αρχή διαχωρισμού βασισμένη στις διαφορετικές χρονικές σταθερές, η οποία είναι κατάλληλη για την εφαρμογή σειριακών ελεγκτών αποτελούμενων από έναν γρήγορο εσωτερικό PI βρόχο ελέγχου με την τιμή αναφοράς του να παράγεται από έναν πιο αργό εξωτερικό PI βρόχο ελέγχου. Το πλήρες μπλοκ διάγραμμα του σχήματος ελέγχου δίνεται στην Εικόνα 12.8.



Εικόνα 12.8 Σχήμα εξωτερικού/εσωτερικού βρόχου ελέγχου.

A. Εσωτερικός Βρόχος Ελέγχου

Με βάση τις εξισώσεις (12.103), (12.105), (12.106) χρησιμοποιούνται οι παρακάτω ελεγκτές PI χρησιμοποιούνται ως ελεγκτές ρεύματος:

$$m_{bat} = \frac{1}{V_{dc}} (V_{bat} - k_{pc}(I_{bat}^{ref} - I_{bat}) - k_{ic} \int_0^t (I_{bat}^{ref} - I_{bat}) d\tau) \quad (12.109)$$

$$m_d = \frac{1}{V_{dc}} (-L_f \omega_{PLL} I_{lq} + V_{od} + k_{pc,d}(I_{ld}^{ref} - I_{ld}) + k_{ic,d} \int_0^t (I_{ld}^{ref} - I_{ld}) d\tau) \quad (12.110)$$

$$m_q = \frac{1}{V_{dc}} (L_f \omega_{PLL} I_{ld} + V_{oq} + k_{pc,q}(I_{lq}^{ref} - I_{lq}) + k_{ic,q} \int_0^t (I_{lq}^{ref} - I_{lq}) d\tau) \quad (12.111)$$

όπου k_{pc} , k_{ic} είναι θετικές σταθερές που παριστάνουν τα κέρδη του ελεγκτή (12.109) και $k_{pc,d}$, $k_{ic,d}$, $k_{pc,q}$, $k_{ic,q}$ είναι θετικές σταθερές που παριστάνουν τα κέρδη του ελεγκτών (12.110), (12.111) κατά τον d και q άξονα, αντίστοιχα.

B. Εξωτερικός Βρόχος Ελέγχου

Με στόχο να καθοριστούν οι αναφορές των εσωτερικών ελεγκτών ρεύματος, χρησιμοποιούνται αργοί εξωτερικοί ελεγκτές για τη ρύθμιση της dc και της ac τάσης και συχνότητας.

Στη dc-πλευρά, ένας πιο αργός, εξωτερικός PI ελεγκτής εφαρμόζεται με κύριο σκοπό τη διατήρηση της dc τάσης σε ένα επιθυμητό επίπεδο

$$I_{bat}^{ref} = -k_{pv}(V_{dc} - V_{dc}^{ref}) - k_{iv} \int_0^t (V_{dc} - V_{dc}^{ref}) d\tau \quad (12.112)$$

όπου k_{pv} , k_{iv} είναι θετικές σταθερές κι αποτελούν το αναλογικό κι ολοκληρωτικό κέρδος του ελεγκτή τάσης και η τιμή αναφοράς V_{dc}^{ref} αντιπροσωπεύει το ονομαστικό επίπεδο της dc τάσης.

Στην ac-πλευρά, οι τιμές αναφοράς των εσωτερικών ελεγκτών ρεύματος παράγονται από ένα ζεύγος εξωτερικών PI ελεγκτών ως ακολούθως:

$$I_{ld}^{ref} = -k_{pv,d}(\omega_{PLL} - \omega_{ref}) - k_{iv,d} \int_0^t (\omega_{PLL} - \omega_{ref}) d\tau \quad (12.113)$$

$$I_{lq}^{ref} = -k_{pv,q}(V_{oq} - V_{oq}^{ref}) - k_{iv,q} \int_0^t (V_{oq} - V_{oq}^{ref}) d\tau \quad (12.114)$$

όπου $k_{pv,d}$, $k_{pv,q}$, $k_{iv,d}$, $k_{iv,q}$ παριστάνουν τα κέρδη των ελεγκτών κατά τον d και q άξονα κι είναι θετικές σταθερές. Ο εξωτερικός βρόχος ελέγχου (12.113) υλοποιεί τη ρύθμιση της γωνιακής συχνότητας του συστήματος ΔΠ ω_{PLL} , όπως αυτή παρέχεται από το βρόχο κλειδώματος φάσης (PLL), σε μια επιθυμητή τιμή αναφοράς ω_{ref} . Με τρόπο παρόμοιο, ο εξωτερικός βρόχος ελέγχου (12.114) έχει ως κύριο σκοπό να διατηρηθεί η τάση V_{oq} σε μια επιθυμητή τιμή αναφοράς V_{oq}^{ref} . Παρ' όλα αυτά, εφόσον η V_{od} εξαναγκάζεται να μηδενιστεί από μηχανισμό του PLL, [127], τότε η V_{oq} ουσιαστικά ρυθμίζει το πλάτος της τάσης V_{oabc} στο επιθυμητό επίπεδο.

Η συχνότητα ω_{PLL} καθορίζεται μέσω του κυκλώματος συγχρονισμού που είναι εφοδιασμένο με PLL. Ουσιαστικά, η συχνότητα ω_{PLL} «κλειδώνει» στην ονομαστική της τιμή ω_n εξαναγκάζοντας τη d συνιστώσα της τάσης, V_{od} να μηδενιστεί όπως φαίνεται από την ακόλουθη εξίσωση:

$$\omega_{PLL} = \omega_n - k_{p,PLL}V_{od} - k_{i,PLL} \int_0^t V_{od} d\tau \quad (12.115)$$

Ταυτόχρονα, το PLL παράγει και την απαιτούμενη γωνία δ του d - q μετασχηματισμού θεωρώντας

$$\dot{\delta} = \omega_{PLL} \quad (12.116)$$

Στις εξισώσεις (12.115), (12.116) οι θετικές σταθερές $k_{p,PLL}$ και $k_{i,PLL}$ αντιπροσωπεύουν τα κέρδη του PLL, ω_n είναι η ονομαστική γωνιακή συχνότητα του συστήματος και δ η φασική γωνία. Όπως σημειώθηκε και στην ενότητα 12.1.2.2, η V_{od} θα μπορούσε να φιλτραριστεί με τη βοήθεια κατωπερατού φίλτρου (LPF).

Γ. Ελεγκτές στατισμού

Όπως αναλύθηκε και προηγουμένως, για την ac πλευρά του μικροδικτύου, χρησιμοποιούνται κι εδώ οι κλασσικοί ελεγκτές στατισμού (droop controllers). Η διόρθωση της ω_{PLL} λαμβάνει χώρα σύμφωνα με την P - ω (ισχύος-συχνότητας) χαρακτηριστική στατισμού η οποία παρέχει την τιμή αναφοράς ω_{ref} ως ακολούθως:

$$\omega_{ref} = \omega_n - mP \quad (12.117)$$

όπου m είναι ο συντελεστής στατισμού και P η παρεχόμενη από το ac σύστημα ΔΠ, ενεργός ισχύς.

Αντίστοιχα, χρησιμοποιείται κι η Q - V (άεργου ισχύος-τάσης) χαρακτηριστική στατισμού οπότε η τιμή αναφοράς για την τάση προκύπτει ως ακολούθως:

$$V_{oq}^{ref} = V_{oq,n} - nQ \quad (12.118)$$

όπου n είναι ο συντελεστής στατισμού και Q η άεργος ισχύς.

Οι τιμές των P και Q προέρχονται από τις στιγμιαίες ισχύεις φιλτραρισμένες μέσω κατωδιαβατού φίλτρου (LPF). Η ισχύς στην έξοδο του συστήματος ΔΠ δίνεται από τις ακόλουθες εξισώσεις:

$$\dot{P} = -P\omega_c + \frac{3}{2}\omega_c(V_{od}I_{od} + V_{oq}I_{oq}) \quad (12.119)$$

$$\dot{Q} = -Q\omega_c + \frac{3}{2}\omega_c(V_{oq}I_{od} - V_{od}I_{oq}) \quad (12.120)$$

όπου ω_c είναι η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου.

Στη dc πλευρά μικροδικτύου, για τη δημιουργία του σήματος αναφοράς του ελεγκτή τάσης χρησιμοποιείται η $P - V$ (ισχύος-τάσης) χαρακτηριστική στατισμού. Ο ελεγκτής στατισμού διατηρεί την τάση όσο το δυνατό πιο κοντά στην επιθυμητή ονομαστική τιμή, καθώς επίσης σε ένα δεύτερο στάδιο παρέχει καταμερισμό ισχύος, εδώ, μεταξύ των ενεργών κόμβων. Αυτή η τεχνική ελέγχου υλοποιείται με τη χρήση των διορθωτικών όρων V_{dc}^{ref} , σύμφωνα με την ακόλουθη εξίσωση, [128]

$$V_{dc}^{ref} = V_{dc}^{nom} - k_{droop}V_{dc}(m_{bat}I_{bat} + aI_{in}) \quad (12.121)$$

όπου k_{droop} είναι θετικές σταθερές κι αποτελούν τους συντελεστές στατισμού, ενώ η τιμή αναφοράς V_{dc}^{nom} αντιπροσωπεύει το ονομαστικό επίπεδο τάσης σε κάθε ενεργό κόμβο της dc πλευράς.

12.1.7 Υβριδικό ac/dc Σύστημα Αυτόνομου Μικροδικτύου

Τα υβριδικά ac/dc μικροδίκτυα έχουν σχεδιαστεί για την καλύτερη διασύνδεση των διαφόρων συστημάτων ΔΠ, όπου συνυπάρχουν πηγές με ac και dc έξοδο, π.χ. φ/β γεννήτριες, α/γ, κυψέλες καυσίμου, κ.α., ώστε να επιτυγχάνεται καλύτερη εκμετάλλευση των κυρίαρχων χαρακτηριστικών τόσο των ac όσο και των dc συστημάτων. Ως εκ τούτου, μια από κοινού δομή dc και ac υπο-δικτύων με πηγές, μονάδες αποθήκευσης και φορτία κατάλληλα διεσπαρμένα είναι δυνατό να αποτελέσει τη βάση του μελλοντικού συστήματος διανομής, [120]. Με τη συγχώνευση ac και dc συστημάτων ΔΠ, το υβριδικό μικροδίκτυο που προκύπτει περιλαμβάνει dc κι ac πλευρές, οι οποίες διαθέτουν ως διεπαφή μεταξύ τους αντιστροφείς διασύνδεσης (VSI), στο οποίο είναι δυνατό να ενσωματώνονται με ευέλικτο τρόπο ac ή/και dc πηγές ΔΠ και φορτία.

Πιο συγκεκριμένα, κατά την αυτόνομη λειτουργία ενός τυπικού υβριδικού μικροδικτύου, οι ενεργειακές απαιτήσεις των ac και των dc πλευρών τροφοδοτούνται μέσω των πολλαπλών ac και dc πηγών ΔΠ, [121], ενώ ενσωματώνονται dc και ac ωμικά φορτία και φορτία σταθερής ισχύος. Για τη βελτίωση της αξιοπιστίας του συστήματος, καθώς και της δυναμικής του συμπεριφοράς, συνδέονται συσκευές αποθήκευσης στο dc ζυγό, επιτρέποντας τη ροή ισχύος και προς τις δύο κατευθύνσεις μέσω μετατροπέων ανύψωσης τάσης διπλής κατεύθυνσης.

12.1.7.1 Μοντελοποίηση Υβριδικού ac/dc Αυτόνομου Μικροδικτύου

Η παράλληλη ac και dc φύση των περισσότερων διανεμημένων πηγών ενέργειας και των περισσότερων φορτίων ενισχύει την ιδέα του σχηματισμού υβριδικών ac/dc μικροδικτυακών δομών. Μια τέτοια δομή συγκεντρώνει τα κύρια πλεονεκτήματα των ac και των dc μικροδικτύων, όπως η ευκολότερη ενσωμάτωση των ΑΠΕ, καθώς κι οι μειωμένες απώλειες μετατροπής ισχύος, όπως έχει ήδη αναφερθεί. Ένα τυπικό υβριδικό ac/dc αυτόνομο μικροδίκτυο περιλαμβάνει διάφορες ac και dc πηγές ΔΠ, διάφορα ac και dc φορτία: ωμικά και σταθερής ισχύος (constant power loads (CPLs)) κι ένα τοπικό δίκτυο τροφοδοσίας (γραμμές διανομής), όπως απεικονίζεται στην Εικόνα 12.9. Οι ζυγοί του υβριδικού μικροδικτύου διακρίνονται σε ac και dc ζυγούς, καθώς και σε ενεργούς (όπου υπάρχει ΔΠ και τοπικά φορτία) και παθητικούς (όπου υπάρχουν μόνο τοπικά φορτία). Επίσης, εύκολα διακρίνονται οι dc και οι ac πλευρές (dc-και ac-sides) του υβριδικού μικροδικτύου:

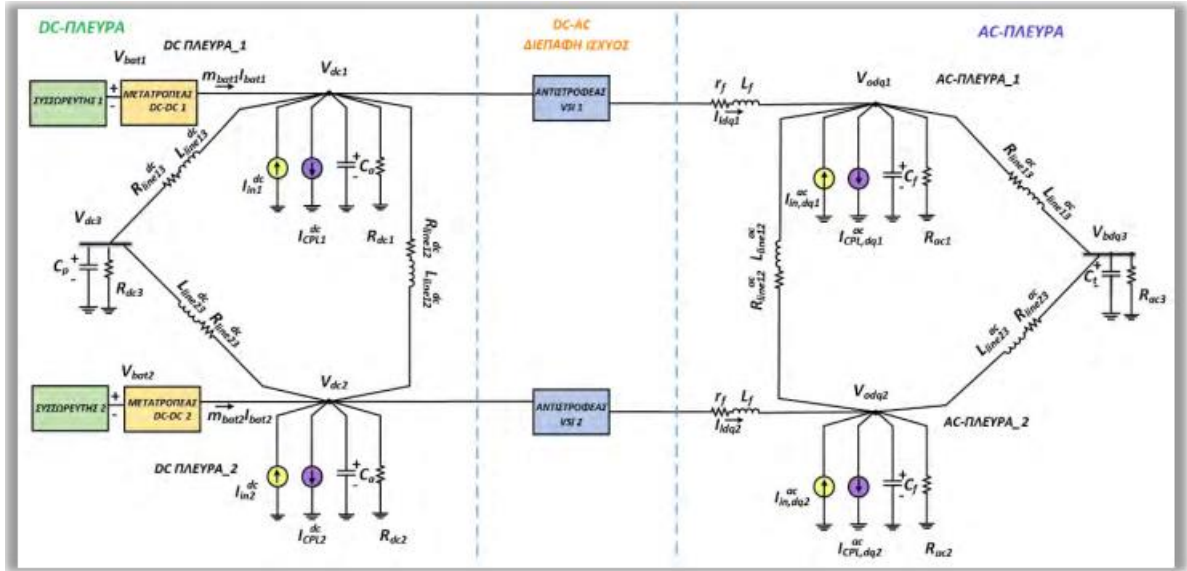
Οι μεν dc πλευρές περιλαμβάνουν:

- μονάδες αποθήκευσης, οι οποίες μοντελοποιούνται ως συσσωρευτές ιόντων λιθίου, με τους διπλής κατεύθυνσης μετατροπείς ανύψωσης τάσης,

- dc πηγές ΔΠ, που εγχέουν ισχύ στο μικροδίκτυο και αναπαρίστανται από μεταβλητές πηγές ρεύματος ώστε να ενσωματώνονται μεταβολές που συμβαίνουν π.χ. λόγω της ανίχνευσης του MPP των φ/β συστοιχιών,
- dc ωμικά φορτία και dc φορτία σταθερής ισχύος (CPLs), τα οποία θεωρούνται ως σταθερές πηγές ρεύματος,

Οι δε ac πλευρές περιλαμβάνουν:

- τον αντιστροφέα τάσης (VSI), ο οποίος ονομάζεται αντιστροφέας διασύνδεσης (dc και ac πλευράς) κι συνδέεται στο ζυγό του μέσω LC φίλτρου ώστε να απορρίπτεται ο υψίσυχνος θόρυβος λόγω των διακοπτικών του στοιχείων,
- ac πηγές ΔΠ, που εγχέουν ισχύ στο μικροδίκτυο κι αναπαρίστανται από μεταβλητές πηγές ρεύματος ώστε να ενσωματώνονται μεταβολές που συμβαίνουν π.χ. λόγω της ανίχνευσης του MPP των αιολικών συστημάτων,
- ac ωμικά φορτία και ac φορτία σταθερής ισχύος (CPLs), τα οποία θεωρούνται ως σταθερές πηγές ρεύματος.



Εικόνα 12.9 Αναπαράσταση τυπικού υβριδικού ac/dc αυτόνομου μικροδικτύου.

Το συνολικό μοντέλο προέρχεται από το συνδυασμό όλων των συστατικών του στοιχείων, όπως αναλύθηκαν παραπάνω, και με τη βοήθεια της μοντελοποίησης που υλοποιήθηκε στην υποενότητα 12.1.6 για ένα υβριδικό ac/dc σύστημα ΔΠ. Να σημειωθεί στο σημείο αυτό πως η μοντελοποίηση κάθε ac πλευράς μεταφέρεται στο σύγχρονα στρεφόμενο $d-q$ πλαίσιο αναφοράς. Η δυναμική συμπεριφορά του συστήματος παρουσιάζεται λεπτομερώς μέσω των εξισώσεων που ακολουθούν:

Dc (υπο)-δίκτυο

$$L_{bat} \dot{I}_{bat_i} = -R_{ser} I_{bat_i} - m_{bat_i} V_{dc_i} + V_{bat_i} \quad (12.122)$$

$$L_{line} \dot{I}_{line_{ij}^{dc}} = -R_{line} I_{line_{ij}^{dc}} + V_{dc_i} - V_{dc_j} \quad (12.123)$$

$$L_{line} \dot{I}_{line_{ik}^{dc}} = -R_{line} I_{line_{ik}^{dc}} + V_{dc_i} - V_{dc_k} \quad (12.124)$$

$$L_{line} \dot{I}_{line_{kp}^{dc}} = -R_{line} I_{line_{kp}^{dc}} + V_{dc_k} - V_{dc_p}$$

(12.125)

$$C_p \dot{V}_{dc_k} = -\frac{V_{dc_k}}{R_{dc_k}} \pm \sum I_{line_{ik}^{dc}} \pm \sum I_{line_{kp}^{dc}} \quad (12.126)$$

Διασύνδεση dc και ac (υπο)-δικτύου

$$C_a \dot{V}_{dc_i} = a_i I_{in_i}^{dc} - I_{CPL_i}^{dc} - \frac{V_{dc_i}}{R_{dc_i}} + m_{bat_i} I_{bat_i} - \frac{3}{4} (m_{d_i} I_{ld_i} + m_{q_i} I_{lq_i}) \pm \sum I_{line_{ij}^{dc}} \pm \sum I_{line_{ik}^{dc}} \quad (12.127)$$

Ac (υπο)-δίκτυο

$$L_f \dot{I}_{ld_i} = -r_f I_{ld_i} + m_{d_i} V_{dc_i} - V_{od_i} + L_f \omega_{PLL_i} I_{lq_i} \quad (12.128)$$

$$L_f \dot{I}_{lq_i} = -r_f I_{lq_i} + m_{q_i} V_{dc_i} - V_{oq_i} - L_f \omega_{PLL_i} I_{ld_i} \quad (12.129)$$

$$C_f \dot{V}_{od_i} = I_{ld_i} - \frac{V_{od_i}}{R_{ac_i}} + C_f \omega_{PLL_i} V_{oq_i} + a_{d_i} I_{in,d_i}^{ac} - I_{CPL,d_i}^{ac} \pm \sum I_{line_{ij,dg}^{ac}} \pm \sum I_{line_{ik,dg}^{ac}} \quad (12.130)$$

$$C_f \dot{V}_{oq_i} = I_{lq_i} - \frac{V_{oq_i}}{R_{ac_i}} - C_f \omega_{PLL_i} V_{od_i} + a_{q_i} I_{in,q_i}^{ac} - I_{CPL,q_i}^{ac} \pm \sum I_{line_{ij,qg}^{ac}} \pm \sum I_{line_{ik,qg}^{ac}} \quad (12.131)$$

$$L_{line} \dot{I}_{line_{ij,dg}^{ac}} = -R_{line} I_{line_{ij,dg}^{ac}} + V_{od_i} - V_{od_j} + L_{line} \omega_{PLLg} I_{line_{ij,qg}^{ac}} \quad (12.132)$$

$$L_{line} \dot{I}_{line_{ij,qg}^{ac}} = -R_{line} I_{line_{ij,qg}^{ac}} + V_{oq_i} - V_{oq_j} - L_{line} \omega_{PLLg} I_{line_{ij,dg}^{ac}} \quad (12.133)$$

$$L_{line} \dot{I}_{line_{ik,dg}^{ac}} = -R_{line} I_{line_{ik,dg}^{ac}} + V_{od_i} - V_{bk,dg} + L_{line} \omega_{PLLg} I_{line_{ik,qg}^{ac}} \quad (12.134)$$

$$L_{line} \dot{I}_{line_{ik,qg}^{ac}} = -R_{line} I_{line_{ik,qg}^{ac}} + V_{oq_i} - V_{bk,qg} - L_{line} \omega_{PLLg} I_{line_{ik,dg}^{ac}} \quad (12.135)$$

$$L_{line} \dot{I}_{line_{kp,dg}^{ac}} = -R_{line} I_{line_{kp,dg}^{ac}} + V_{bk,dg} - V_{bp,dg} + L_{line} \omega_{PLLg} I_{line_{kp,qg}^{ac}} \quad (12.136)$$

$$L_{line} \dot{I}_{line_{kp,qg}^{ac}} = -R_{line} I_{line_{kp,qg}^{ac}} + V_{bk,qg} - V_{bp,qg} - L_{line} \omega_{PLLg} I_{line_{kp,dg}^{ac}} \quad (12.137)$$

$$C_t \dot{V}_{bk,dg} = -\frac{V_{bd_i}}{R_{ac_k}} + C_t \omega_{PLLg} V_{bk,qg} \pm \sum I_{line_{ik,dg}^{ac}} \pm \sum I_{line_{kp,dg}^{ac}} \quad (12.138)$$

$$C_t \dot{V}_{bk,qg} = -\frac{V_{bq_i}}{R_{ac_k}} + C_t \omega_{PLLg} V_{bk,dg} \pm \sum I_{line_{ik,qg}^{ac}} \pm \sum I_{line_{kp,qg}^{ac}} \quad (12.139)$$

όπου όλες ή κάποιες από τις εξισώσεις (12.122)-(12.139) εμφανίζονται επαναλαμβανόμενα όσες φορές αυτό είναι απαραίτητο με βάση τη δομή κάθε συγκεκριμένου υβριδικού ac/dc μικροδικτύου που μελετάται. Οι δείκτες i και j αναφέρονται στους ac ή/και dc ενεργούς κόμβους του μικροδικτύου, δηλαδή τους κόμβους όπου

συνδέονται οι μονάδες ΔΠ κι οι μονάδες αποθήκευσης, καθώς και τοπικά φορτία, ενώ με k και p συμβολίζονται οι παθητικοί κόμβοι του ac/dc μικροδικτύου όπου συνδέονται μόνο τοπικά φορτία, δηλαδή όπου δεν υπάρχει παραγωγή κι αποθήκευση ενέργειας. Ειδικότερα για την ac πλευρά, θεωρώντας ότι κάθε περιοχή ΔΠ του ac (υπο)-δικτύου συμπεριλαμβάνει τη δική της μονάδα με κύκλωμα συγχρονισμού (PLL) στην ac πλευρά, κάθε περιοχή αναφέρεται στο δικό της πλαίσιο αναφοράς d_i και q_i . Ωστόσο, στις εξισώσεις (12.130)-(12.139), εμφανίζεται και το ολικό πλαίσιο αναφοράς $d_g - q_g$, σε όλα τα ρεύματα των γραμμών του ac (υπό)-δικτύου. Ακόμη, η συνολική σχεδίαση θα πρέπει να διασφαλίζει ότι όλες οι συχνότητες ω_{PLLi} συγκλίνουν στην ολική συχνότητα ω_{PLLg} . Ως εκ τούτου, η μετάφραση κάθε ποσότητας x μεταξύ των d_g και d_i πλαισίων αναφοράς επιτυγχάνεται, όπως συζητήθηκε και σε προηγούμενα κεφάλαια, μέσω του ακόλουθου μετασχηματισμού:

$$\begin{bmatrix} x_{dg} \\ x_{qg} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\Delta\theta_i & \sin\Delta\theta_i \\ -\sin\Delta\theta_i & \cos\Delta\theta_i \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{di} \\ x_{qi} \end{bmatrix} \quad (12.140)$$

όπου $\Delta\theta_i$ είναι η φασική γωνία μεταξύ των d_g και d_i πλαισίων αναφοράς.

Στις παραπάνω εξισώσεις, I_{bat_i} είναι τα ρεύματα και V_{bat_i} είναι οι τάσεις των συσσωρευτών. Η αντίσταση R_{ser} εξαρτάται από τον τύπο του συσσωρευτή. Οι V_{dc_i} και V_{dc_k} είναι το επίπεδο dc τάσης σε κάθε ενεργό και παθητικό κόμβο της dc πλευράς με τοπικό ωμικό φορτίο R_{dc_i} και R_{dc_k} , αντίστοιχα. Στο σημείο αυτό, θα πρέπει να σημειωθεί πως οι πηγές ρεύματος θεωρούνται ως μη ελεγχόμενοι είσοδοι-διαταραχές, ενώ οι λόγοι κατάτμησης των μετατροπέων ανύψωσης τάσης, m_{bat_i} αποτελούν τις ελεγχόμενες εισόδους του συστήματος.

Οι τάσεις V_{od_i} και V_{oq_i} είναι οι τάσεις στην έξοδο του φίλτρου δηλαδή σε κάθε ενεργό i -ζυγό, και V_{bkdg} και V_{bkqg} είναι οι τάσεις σε κάθε παθητικό k -ζυγό του ac (υπο)-δικτύου που συνδέεται με το υπόλοιπο δίκτυο (δηλ. με τις άλλες ΔΠ και/ή με το υπόλοιπο παθητικό μικροδίκτυο). Τα I_{ld_i} , I_{lq_i} συμβολίζουν τα ρεύματα του φίλτρου στην ac πλευρά, αντίστοιχα, με L_f και C_f να συμβολίζουν τις παραμέτρους επαγωγιμότητας και χωρητικότητας του φίλτρου, ενώ με r_f συμβολίζεται η παρασιτική αντίσταση του φίλτρου. Οι R_{ac_i} και R_{ac_k} συμβολίζουν την τιμή της αντίστασης του τοπικού ωμικού φορτίου του i -ζυγού και k -ζυγού, αντίστοιχα. Τέλος, ω_{PLLi} είναι η τοπική συχνότητα του συστήματος ΔΠ_{*i*}, όπως καθορίζεται μέσω του i -PLL. Αν μια χωρητικότητα έχει συνδεθεί παράλληλα σε κάθε φορτίο, με C_t σημειώνεται η τιμή της χωρητικότητας.

Για το σύνολο του υβριδικού μικροδικτύου, ανάλογα με το δείκτη ac ή dc, τα I_{in_i} αντιπροσωπεύουν το επίπεδο μέγιστης έντασης ρεύματος κάθε ac ή dc πηγής ΔΠ, ενώ τα a_i είναι συντελεστές με τιμές από 0 έως 1 που αναφέρονται στη κατάσταση λειτουργίας της κάθε πηγής. Επίσης, με I_{CPLi} συμβολίζονται τα ac ή dc φορτία σταθερής ισχύος, που συνδέονται σε κάθε ac ή dc i -ζυγό. Τέλος, με R_{line} , L_{line} παριστάνονται οι παράμετροι των γραμμών διασύνδεσης του ac ή dc (υπο)δικτύου (μπορεί να είναι διαφορετικές για κάθε γραμμή).

Για διευκόλυνση του αναγνώστη, θεωρείται ένα υβριδικό ac/dc μικροδίκτυο με τρεις κόμβους ($i=1,2,3$), όπου σε καθέναν από τους δύο πρώτους κόμβους ($i=1,2$) συνδέονται οι συσκευές αποθήκευσης και πηγές ΔΠ (ac ή/και dc ενεργοί κόμβοι), ενώ στον τρίτο κόμβο συνδέονται μόνο φορτία (ac ή/και dc παθητικός κόμβος).

12.1.7.2 Έλεγχος του Υβριδικού ac/dc Αυτόνομου Μικροδικτύου

A. Εσωτερικός Βρόχος Ελέγχου

Για το σύνολο των dc/dc μετατροπέων, τα ρεύματα I_{bat_i} τείνουν στις ονομαστικές τους τιμές $I_{bat,i}^{ref}$ οδηγούμενα από τους εσωτερικούς βρόχους ελέγχου. Για την ac πλευρά του μικροδικτύου, οι εσωτερικοί ελεγκτές ρεύματος αρχικά εφαρμόζονται για να διασφαλιστεί πως τα ρεύματα στην έξοδο κάθε αντιστροφέα, ονομαστικά τα I_{ld_i} και I_{lq_i} , τείνουν στις ονομαστικές τους τιμές $I_{ld_i}^{ref}$ και $I_{lq_i}^{ref}$. Θεωρώντας πως τα m_{bat_i} , m_{d_i} , m_{q_i} παριστάνουν τα σήματα των λόγων κατάτμησης για κάθε dc/dc μετατροπέα και κάθε αντιστροφή, αντίστοιχα, προκύπτουν οι τελικώς εφαρμοζόμενοι εσωτερικοί ελεγκτές ρεύματος, ως ακολούθως:

$$m_{bat_i} = \frac{1}{V_{dc_i}} \left(V_{bat_i} - k_{pc_i} (I_{bat_i}^{ref} - I_{bat_i}) - k_{ic_i} \int_0^t (I_{bat_i}^{ref} - I_{bat_i}) d\tau \right)$$

$$(12.141)$$

$$m_{d_i} = \frac{1}{V_{dc_i}} \left(-L_f \omega_{PLL_i} I_{lq_i} + V_{od_i} + k_{pc,d_i} (I_{ld_i}^{ref} - I_{ld_i}) + k_{ic,d_i} \int_0^t (I_{ld_i}^{ref} - I_{ld_i}) d\tau \right) \quad (12.142)$$

$$m_{q_i} = \frac{1}{V_{dc_i}} \left(L_f \omega_{PLL_i} I_{ld_i} + V_{oq_i} + k_{pc,q_i} (I_{lq_i}^{ref} - I_{lq_i}) + k_{ic,q_i} \int_0^t (I_{lq_i}^{ref} - I_{lq_i}) d\tau \right) \quad (12.143)$$

όπου k_{pc_i} , k_{ic_i} είναι θετικές σταθερές που παριστάνουν τα κέρδη του ελεγκτή (12.141) και k_{pc,d_i} , k_{ic,d_i} , k_{pc,q_i} , k_{ic,q_i} είναι θετικές σταθερές που παριστάνουν τα κέρδη του ελεγκτών (12.142), (12.143) κατά τον d και q άξονα, αντίστοιχα.

B. Εξωτερικός Βρόχος Ελέγχου

Όπως και στην περίπτωση του υβριδικού συστήματος ΔΠ, ο καταμερισμός της dc ισχύος πραγματοποιείται επί της συνολικής ισχύος που εγχέεται σε κάθε κόμβο τροφοδοσίας (στη παρούσα περίπτωση στο ζυγό 1 και το ζυγό 2 στην Εικόνα 12.9). Οι τελευταίοι όροι: $a_i I_{in_i}^{dc}$ που περιλαμβάνονται στους νόμους ελέγχου στατισμού, περιγράφουν ακριβώς αυτό το στοιχείο. Ως εκ τούτου, η αναλογία ισχύος που παρατηρείται μεταξύ των δύο κόμβων δεν περιορίζεται μόνο στις συσκευές αποθήκευσης, αλλά στο άθροισμα της εγχεόμενης ισχύος από τις πηγές ΔΠ και τις τοπικές μονάδες συσσωρευτών:

$$I_{bat_i}^{ref} = -k_{pv_i} (V_{dc_i} - V_{dc_i}^{ref}) - k_{iv_i} \int_0^t (V_{dc_i} - V_{dc_i}^{ref}) d\tau \quad (12.144)$$

όπου k_{pv_i} , k_{iv_i} είναι θετικές σταθερές κι αποτελούν το αναλογικό κι ολοκληρωτικό κέρδος του ελεγκτή τάσης και η τιμή αναφοράς $V_{dc_i}^{ref}$ αντιπροσωπεύει το ονομαστικό επίπεδο της dc τάσης.

Στην ac-πλευρά, οι τιμές αναφοράς των εσωτερικών ελεγκτών ρεύματος παράγονται από ένα ζεύγος εξωτερικών PI ελεγκτών ως ακολούθως:

$$I_{ld_i}^{ref} = -k_{pv,d_i} (\omega_{PLL_i} - \omega_i^{ref}) - k_{iv,d_i} \int_0^t (\omega_{PLL_i} - \omega_i^{ref}) d\tau \quad (12.145)$$

$$I_{lq_i}^{ref} = -k_{pv,q_i} (V_{oq_i} - V_{oq_i}^{ref}) - k_{iv,q_i} \int_0^t (V_{oq_i} - V_{oq_i}^{ref}) d\tau \quad (12.146)$$

όπου k_{pv,d_i} , k_{iv,d_i} , k_{pv,q_i} , k_{iv,q_i} παριστάνουν τα κέρδη των ελεγκτών κατά τον d και q άξονα κι είναι θετικές σταθερές. Ο εξωτερικός βρόχος ελέγχου (12.145) υλοποιεί τη ρύθμιση της γωνιακής συχνότητας του συστήματος ΔΠ ω_{PLL_i} , όπως αυτή παρέχεται από το βρόχο κλειδώματος φάσης (PLL), σε μια επιθυμητή τιμή αναφοράς ω_i^{ref} . Με τρόπο παρόμοιο, ο εξωτερικός βρόχος ελέγχου (12.146) έχει ως κύριο σκοπό να διατηρηθεί η τάση V_{oq_i} σε μια επιθυμητή τιμή αναφοράς $V_{oq_i}^{ref}$. Παρ' όλα αυτά, εφόσον η V_{od_i} εξαναγκάζεται να μηδενιστεί από μηχανισμό του PLL, τότε η V_{oq_i} ουσιαστικά ρυθμίζει το πλάτος της τάσης V_{abc_i} στο επιθυμητό επίπεδο.

Γ. Ενσωμάτωση PLL κι ελεγκτών στατισμού (dc & ac droop controllers)

Στη περίπτωση της αυτόνομης δομής ενός υβριδικού μικροδικτύου για την dc πλευρά, για το εξωτερικό σήμα αναφοράς του ελεγκτή τάσης χρησιμοποιείται η P - V (ισχύος-τάσης) χαρακτηριστική στατισμού. Ο ελεγκτής στατισμού διατηρεί την τάση όσο το δυνατό πιο κοντά στην επιθυμητή ονομαστική τιμή, καθώς επίσης σε ένα δεύτερο στάδιο παρέχει καταμερισμό ισχύος, εδώ, μεταξύ των δύο ενεργών κόμβων. Εδώ θα πρέπει να τονίσουμε ότι ο καταμερισμός συμβαίνει λαμβάνοντας υπόψη τόσο τις καταστάσεις φόρτισης των συσσωρευτών όσο και το ποσό της ισχύος που παρέχεται από τις πηγές ΔΠ κάθε χρονική στιγμή κι υλοποιείται

με τη χρήση των διορθωτικών όρων $V_{dc_i}^{ref}$, σύμφωνα με την ακόλουθη εξίσωση:

$$V_{dc_i}^{ref} = V_{dc_i}^{nom} - k_{i,droop} V_{dc_i} (m_{bat_i} I_{bat_i} + a_i I_{in_i}^{dc}) \quad (12.147)$$

όπου $k_{i,droop}$ είναι θετικές σταθερές κι αποτελούν τους συντελεστές στατισμού, ενώ η τιμή αναφοράς $V_{dc_i}^{nom}$ αντιπροσωπεύει το ονομαστικό επίπεδο τάσης σε κάθε ενεργό κόμβο με τοπικό φορτίο. Επιπλέον, για την κάθε ac πλευρά του αυτόνομου υβριδικού μικροδικτύου, η ω_{PLL_i} καθορίζεται μέσω του i -PLL κυκλώματος συγχρονισμού και κλειδώνεται στην τιμή ω_n αναγκάζοντας τη συνιστώσα κατά τον d -άξονα της τάσης V_{od_i} να μηδενιστεί ως ακολούθως:

$$\omega_{PLL_i} = \omega_n - k_{p,PLL_i} V_{od_i} - k_{i,PLL_i} \int_0^t V_{od_i} d\tau \quad (12.148)$$

Ταυτόχρονα, το PLL δημιουργεί την απαιτούμενη γωνία δ_i του $d_i - q_i$ μετασχηματισμού, θεωρώντας:

$$\delta_i = \omega_{PLL_i} \quad (12.149)$$

όπου οι θετικές σταθερές k_{p,PLL_i} και k_{i,PLL_i} είναι τα κέρδη του PLL, ω_n συμβολίζεται η ονομαστική γωνιακή συχνότητα του συστήματος, και δ_i παριστάνει τη φασική γωνία.

Στην περίπτωση της αυτόνομης λειτουργίας υβριδικού μικροδικτύου, η διόρθωση του ω_{PLL_i} συμβαίνει σύμφωνα με την P - ω (ενεργού ισχύος-συχνότητας) χαρακτηριστική στατισμού, η οποία παρέχει την τιμή αναφοράς ω_i^{ref} ως ακολούθως:

$$\omega_i^{ref} = \omega_n - m_{P_i} P_i \quad (12.150)$$

όπου m_{P_i} αναπαριστά τον συντελεστή στατισμού και P_i αναπαριστά την ενεργό ισχύ που παρέχει η μονάδα ΔΠ_i.

Παρομοίως, για το εξωτερικό σήμα αναφοράς του ελεγκτή τάσης γίνεται χρήση της Q - V (αέργου ισχύος-τάσης) χαρακτηριστικής στατισμού, μέσω της οποίας παράγεται η τιμή αναφοράς $V_{oq_i}^{ref}$ ως ακολούθως:

$$V_{oq_i}^{ref} = V_{oq,n} - n_{Q_i} Q_i \quad (12.151)$$

όπου n_{Q_i} είναι ο συντελεστής στατισμού και Q_i η άεργος ισχύς.

Τέλος, οι τιμές της ενεργού P_i κι αέργου Q_i ισχύος δίνονται από τις ακόλουθες εξισώσεις

$$P_i = \frac{3}{2} (V_{od_i} I_{od_i} + V_{oq_i} I_{oq_i}) \quad (12.152)$$

$$Q_i = \frac{3}{2} (V_{oq_i} I_{od_i} - V_{od_i} I_{oq_i}) \quad (12.153)$$

Αν κι οι σχέσεις (12.152)-(12.153) παρέχουν τις ακριβείς τιμές ενεργού κι άεργου ισχύος, συνήθως η ισχύς εξόδου φιλτράρεται διαμέσου ενός κατωπερατού φίλτρου (LPF).

12.2 Ανακεφαλαίωση

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάστηκε ο έλεγχος ενός αυτόνομου Φ/Β συστήματος που τροφοδοτεί ταυτόχρονα φορτία συνεχούς και εναλλασσόμενης τάσης. Στη συνέχεια, για το πλήρες μοντέλο ενός αυτόνομου ac συστήματος ΔΠ/μικροδίκτυο, περιεγράφηκε ένα σύστημα ελέγχου για την επίτευξη της επιθυμητής λειτουργίας του. Ακόμη, παρουσιάστηκε ο σχεδιασμός αποκεντρωμένου ελέγχου βάσει του μοντέλου μιας μεταβλητής τοπολογίας dc αυτόνομα ΔΠ/μικροδίκτυα. Τέλος, διερευνήθηκε η αυτόνομη λειτουργία ενός υβριδικού ac/dc συστήματος ΔΠ και κατά επέκταση ενός υβριδικού ac/dc μικροδικτύου, υπό το πρίσμα της ρύθμισης ac και dc τάσης και της συχνότητας.

Βιβλιογραφία/Αναφορές

- [1] J. A. Peças Lopes, N. Hatziargyriou and J. Mutale et al., "Integrating distributed generation into electric power systems: A review of drivers, challenges and opportunities," *Electric Power Systems Research*, vol. 77, pp. 1189-1203, 2007.
- [2] W. El-Khattam and M. M. A. Salama, "Distributed generation technologies, definitions and benefits," *Electric Power Systems Research*, vol. 71, pp. 119-128, 2004.
- [3] T. Ackermann, G. Anderson and L. Söder, "Distributed generation: a definition," *Electric Power Systems Research*, pp. 195-204, 2001.
- [4] T. Adefarati and R. C. Bansal, "Integration of renewable distributed generators into the distribution system: A review," *IET Renewable Power Generation*, vol. 10, no. 7, pp. 873-884, 2016.
- [5] Ν. Α. Βοβός, Εξελιγμένα Δίκτυα Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας, Σημειώσεις μεταπτυχιακού μαθήματος, Πανεπιστήμιο Πατρών.
- [6] E. Planas, J. Andreu and J. I. Gárate et al., "AC and DC technology in microgrids: A review," vol. 43, pp. 726-749, 2015.
- [7] J. J. Justo, F. Mwasilu, J. Lee and J.-W. Jung, "AC-microgrids versus DC-microgrids with distributed energy resources: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 24, pp. 387-405, 2013.
- [8] M. S. Mahmoud, S. Azher Hussain and M. A. Abido, "Modeling and control of microgrid: an overview," *Journal of the Franklin Institute*, vol. 351, pp. 2822-2859, 2014.
- [9] R. H. Lasseter, "MicroGrids," in *Proc. IEEE Power Eng. Soc. Winter Meeting*, New York, USA, 2002.
- [10] R. Lasseter, "Microgrids and Distributed Generation," *J. Energy Eng.*, vol. 133, no. 3, pp. 144-149, 2007.
- [11] A. D. Chen and L. Xu, AC and DC microgrid with distributed energy resources, Springer, 2017.
- [12] N. Hatziargyriou, H. Asano, R. Iravani and C. Marnay, "Microgrids," *IEEE Power and Energy Magazine*, vol. 5, no. 4, pp. 78-94, 2007.
- [13] C. Schwaegerl and L. Tao, Quantification of technical, economic, environmental and social benefits of microgrid operation, J. Wiley and Sons, 2014.
- [14] "Microgrids – Benefits, models, barriers and suggested policy initiatives for the common wealth of Massachusetts," DNV KEMA Massachusetts Clean Energy Center , 2014.
- [15] D. E. Olivares, A. Mehrizi-Sani, A. H. Etemadi, C. A. Cañizares and R. Iravani et al, "Trends in microgrid control," *IEEE Trans. on Smart Grid*, vol. 5, no. 4, pp. 1905-1919, 2014.
- [16] J. A. Peças Lopes, C. L. Moreira and A. G. Madureira, "Defining Control Strategies for MicroGrids Islanded Operation," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 21, no. 2, pp. 916-924, 2006.
- [17] A. Bidram and A. Davoudi, "Hierarchical structure of microgrids control system," *IEEE Trans. on Smart Grid*, vol. 3, no. 4, pp. 1963-1976, 2012.
- [18] J. M. Guerrero, J. C. Vasquez and R. Teodorescu, "Hierarchical control of droop-controlled DC and AC microgrids - A general approach towards standardization," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 1, pp. 158-172, 2009.
- [19] O. Palizban and K. Kauhaniemi, "Hierarchical control structure in microgrids with distributed generation: Island and grid connected mode," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 44, pp. 797-813, 2015.
- [20] J. Rocabert, A. Luna, F. Blaabjerg and P. Rodriguez, "Control of Power Converters in AC Microgrids," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4734-4749, 2012.
- [21] C. Natesan, S. Ajithan, S. Mani and P. Kandhasamy, "Applicability of Droop Regulation Technique in Microgrid-A Survey," *Engineering Journal*, vol. 18, no. 3, 2014.
- [22] R. Majumder, G. Ledwich, A. Ghosh, S. Chakrabarti and F. Zare, "Droop Control of Converter-Interfaced Microsources in Rural Distributed Generation," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol.

25, no. 4, pp. 2768-2778, 2010.

- [23] N. Mohan, T. M. Underland and W. P. Robbins, *Power Electronics, Inverters, Applications and Design*, 3rd ed., Mc Graw Hill, 2009.
- [24] P. T. Krein, J. Bentsman, R. M. Mass and B. L. Lesieutre, "On the use of averaging for the analysis of power electronic systems," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 5, pp. 182-190, 1990.
- [25] H. Sira-Ramírez and R. Silva-Ortigoza, *Control Design Techniques in Power Electronics Devices*, Springer, 2006.
- [26] H. Sira-Ramirez, "A geometric approach to pulse-width modulated control in nonlinear dynamical systems," *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 34, no. 2, pp. 184-187, 1989.
- [27] Ε. Τατάκης, *Ηλεκτρονικά ισχύος II*, Πανεπιστήμιο Πατρών, 2015.
- [28] A. Yazdani and R. Iravani, *Voltage-Sourced Converters in Power Systems*, Hoboken, NJ: IEEE/Wiley, 2010.
- [29] H. Sira-Ramirez and P. Lischinsky-Arenas, "The differential algebraic approach in nonlinear dynamical compensator design for DC-to-DC power converters," *Int. J. of Contr.*, vol. 54, no. 1, pp. 111-134, 1991.
- [30] B. K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*, Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 2001.
- [31] Α. Αλεξανδρίδης, *Τεχνολογίες ελέγχου στα αιολικά συστήματα*, Πανεπιστήμιο Πατρών, 2013.
- [32] Π. Σ. Γεωργιλάκης, *Σύγχρονα Συστήματα Μεταφοράς και Διανομής Ηλεκτρικής Ενέργειας*, Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Ελληνικά ακαδημαϊκά ηλεκτρονικά συγγράμματα και βοηθήματα, 2015.
- [33] Γ. Β. Γιαννακόπουλος και Ν. Α. Βοβός, *Εισαγωγή στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας*, Εκδόσεις Ζήτη, 2008.
- [34] W. Kersting and W. Phillips, "Distribution feeder line models," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 31, no. 4, pp. 715-720, 1995.
- [35] K. F. Krommydas, G. C. Kontantopoulos, M. K. Bourdoulis and A. T. Alexandridis, "Distributed generation power system modeling in nonlinear Hamiltonian form," in *IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, 2012.
- [36] T. G. Hailu, L. Mackay, L. M. Ramirez-Elizondo and J. A. Ferreira, "Voltage weak DC distribution grids," *Electric Power Components and Systems*, vol. 45, no. 10, pp. 1091-1105, 2017.
- [37] T. Kaipia, P. Salonen, J. Lassila and J. Partanen, "Possibilities of the low voltage DC distribution systems," in *Nordic Distribution and Asset Management Conference*, 2006.
- [38] J. Han, Y.-S. Oh, G.-H. Gwon and D.-U. Kim et al, "Modeling and analysis of a low-voltage DC distribution system," *Resources*, vol. 4, pp. 713-735, 2015.
- [39] M. Rasheduzzaman, J. A. Mueller and J. W. Kimball, "An Accurate Small-Signal Model of Inverter-Dominated Islanded Microgrids Using dq Reference Frame," *IEEE Journal of emerging and selected topics in power electronics*, vol. 2, no. 4, pp. 1070-1080, 2014.
- [40] M. K. AL-Nussairi, R. Bayindir, S. Padmanaban, L. Mihet-Popa and P. Siano, "Constant Power Loads (CPL) with Microgrids: Problem Definition, Stability Analysis and Compensation Techniques," *Energies*, vol. 10, p. 1656, 2017.
- [41] A. Emadi, A. Khaligh, C. H. Rivetta and G. Williamson, "Constant Power Loads and Negative Impedance Instability in Automotive Systems: Definition, Modeling, Stability, and Control of Power Electronic Converters and Motor Drives," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 55, no. 4, pp. 1112-1125, 2006.
- [42] J. M. Carrasco, L. G. Franquelo, J. T. Bialasiewicz, E. Galvan and R. C. Portillo, "Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey," *IEEE Trans. Ind. Electron*, vol. 53, no. 4, pp. 1002-1016, 2006.
- [43] E. Romero-Cadaval, B. Francois, M. Malinowski and Q. Zhong, "Grid-connected photovoltaic plants: An alternative energy source, replacing conventional sources," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 9, no. 1, pp. 18-32, 2015.
- [44] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre and A. V. Timbus, "Overview of control and grid

synchronization for distributed power generation systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 5, pp. 1398-1409, 2006.

- [45] T. Esumi and P. L. Chapman, "Comparison of photovoltaic array maximum power point tracking techniques," *IEEE Trans. Energy Conv.*, vol. 22, no. 2, pp. 439-449, 2007.
- [46] R. Kadri, J.-P. Gaubert and G. Champenois, "An Improved Maximum Power Point Tracking for Photovoltaic Grid-Connected Inverter Based on Voltage-Oriented Control," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 1, pp. 66-75, 2011.
- [47] H. Patel and V. Agarwal, "Maximum Power Point Tracking Scheme for PV Systems Operating Under Partially Shaded Conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 4, pp. 1689-1698, 2008.
- [48] E. Romero-Cadaval, G. Spagnuolo, L. G. Franquelo, C. A. Ramos-Paja, T. Suntio and W. M. Xiao, "Grid-connected photovoltaic generation plants: Components and operation," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol. 7, no. 3, pp. 6-20, 2013.
- [49] F. Blaabjerg, F. Iov, T. Terekes, R. Teodorescu and K. Ma, "Power electronics - Key technology for renewable energy systems," in *2nd Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conf. (PEDSTC)*, 2011.
- [50] F. Iov, M. Ciobotaru, D. Sera, R. Teodorescu and F. Blaabjerg, "Power electronics and control of renewable energy systems," in *7th Int. Conf. Power Electronics and Drive Systems, PEDS*, 2007.
- [51] Y. Tang, P. Chiang, P. Wang, F. Hoong, F. Gao and F. Blaabjerg, "Generalized design of high performance shunt active power filter with output LCL filter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 59, no. 3, pp. 1443-1452, 2012.
- [52] W. Wu, Y. He and F. Blaabjerg, "An LLCL power filter for single-phase grid-tied inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 2, pp. 782-789, 2012.
- [53] F. D. Freijedo, J. Doval-Gandoy, O. Lopez, C. Martinez-Penalver, A. G. Yepes, P. Fernandez-Comesana, J. Malvar, A. Nogueiras, J. Marcos and A. Lago, "Grid-synchronization methods for power converters," in *35th Annu. Conf. IEEE Industrial Electronics (IECON)*, 2009.
- [54] B. Meersman, J. De Kooning, T. Vandoorn and L. Degroote, "Overview of PLL methods for distributed generation units," in *45th Int. Universities Power Engineering Conf. (UPEC)*, 2010.
- [55] M. Boyra and J.-L. Thomas, "A review on synchronization methods for grid-connected three phase VSC under unbalanced and distorted conditions," in *14th European Conf. Power Electronics and Applications (EPE)*, 2011.
- [56] G. Petrone, G. Spagnuolo, R. Teodorescu, M. Veerachary and M. Vitelli, "Reliability issues in photovoltaic power processing systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 7, pp. 2569-2580, 2008.
- [57] W. Y. Teoh and C. W. Tan, "An overview of islanding detection methods in photovoltaic systems," *World Acad. Sci., Eng. Technol.*, vol. 58, pp. 674-682, 2011.
- [58] D. Velasco, C. L. Trujillo, G. Garcerá and E. Figueres, "Review of anti-islanding techniques in distributed generators," *Renewable Sustainable Energy Rev.*, vol. 14, no. 6, pp. 1608-1614, 2010.
- [59] "IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with the Electric Power System," IEEE Standard 1547, 2003.
- [60] "IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems," IEEE Standard 519, 1992.
- [61] "Photovoltaic (PV) Systems-Characteristics of the Utility Interface," IEC Standard 61727 ed2.0, 2001.
- [62] «Electromagnetic Compatibility (EMC): Limits for harmonic current emissions,» IEC Standard 61000, Parts 3-2, 3-12, and 3-4, 2009.
- [63] "Automatic Disconnection Device Between a Generator and the Public Low Voltage Grid," DIN Standard VDE 0126-1-1, 2006.
- [64] S. Bacha, D. Picault, B. Burger, I. Etxeberria-Otadui and J. Martins, "Photovoltaics in Microgrids: An Overview of Grid Integration and Energy Management Aspects," *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, no. 1, pp. 33-46, 2015.
- [65] P. Li, P. Degobert, B. Robyns and B. Francois, "Implementation of interactivity across a resilient

microgrid for power supply and exchange with an active distribution network," in *CIREN Seminar 2008: SmartGrids for Distribution*, 2008.

- [66] H. Fakham, D. Lu and B. Francois, "Power Control Design of a Battery Charger in a Hybrid Active PV Generator for Load-Following Applications," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 58, no. 1, pp. 85-94, 2011.
- [67] R. A. Mastromauro, M. Liserre and A. Dell'Aquila, "Control issues in single-stage photovoltaic systems: MPPT, current and voltage control," *IEEE Trans. Ind. Informat.*, vol. 8, no. 2, p. 241-254, May 2012.
- [68] F. Liu, S. Duan, F. Liu, B. Liu and Y. Kang, "A variable step size INC MPPT method for PV systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 55, no. 7, p. 2622-2628, Jul. 2008.
- [69] N. Jantharamin and L. Zhang, "Model-based maximum power point tracking," in *Elect. Eng./Electron. Comput. Telecommun. and Inform. Technology Conf.*, May 2010.
- [70] X. Wang, H. Z. Jiang, L. Yang and P. Yan, "A new method of MPPT control based on the model of photovoltaic array," in *Asia-Pacific Power and Energy Eng. Conf.*, Mar. 2011.
- [71] D. Sera, L. Mathe, T. Kerekes, S. V. Spataru and R. Teodorescu, "On the perturb-and-observe and incremental conductance MPPT methods for PV systems," *IEEE J. Photovolt.*, vol. 3, no. 3, p. 1070-1078, July 2013.
- [72] E. Koutroulis and F. Blaabjerg, "A new technique for tracking the global maximum power point of PV arrays operating under partial-shading conditions," *IEEE J. Photovolt.*, vol. 2, no. 2, p. 184-190, Apr. 2012.
- [73] X. Li, H. Wen, Y. Hu, L. Jiang and W. Xiao, "Modified beta algorithm for GMPPT and partial shading detection in photovoltaic systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 33, no. 3, p. 2172-2186, Mar. 2018.
- [74] A. Furtado, F. Bradaschia, M. C. Cavalcanti and L. R. Limongi, "A reduced voltage range global maximum power point tracking algorithm for photovoltaic systems under partial shading conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 65, no. 4, p. 3252-3262, Apr. 2018.
- [75] K. A. Kim, J. Ehlmann and P. T. Krein, "Photovoltaic hot spot mitigation using voltage-threshold control at the panel level," in *Int. Conf. Power Electron.*, Jun. 2015.
- [76] R. C. N. Pilawa-Podgurski and D. J. Perreault, "Submodule Integrated Distributed Maximum Power Point Tracking for Solar Photovoltaic Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 6, pp. 2957-2967, June 2013.
- [77] V. V. R. Scarpa, S. Buso and G. Spiazzi, "Low-complexity MPPT technique exploiting the PV module MPP locus characterization," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 56, no. 5, May 2009.
- [78] N. Mutoh, M. Ohno and T. Inoue, "A method for MPPT control while searching for parameters corresponding to weather conditions for PV generate systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 53, no. 4, p. 1055-1065, Jun. 2006.
- [79] T. Ackermann, *Wind Power in Power Systems*, Hoboken, NJ: Wiley, 2005.
- [80] Siemens, Wind Turbine SWT-6.0-154, [Online]. Available: <http://www.energy.siemens.com>.
- [81] ENERCON, E-126/7,580 kW, [Online]. Available: <http://www.enercon.de>.
- [82] Vestas, V164-8.0 MW, [Online]. Available: <http://www.vestas.com>.
- [83] SWAY Turbine AS, ST10, [Online]. Available: <http://www.swayturbine.no>.
- [84] IEA, Wind Power Technology Roadmap 2013 Edition, 2013, [Online]. Available: <http://www.iea.org>.
- [85] L. Yang, Z. Xu, J. Østergaard, Z. Y. Dong and K. P. Wong, "Advanced Control Strategy of DFIG Wind Turbines for Power System Fault Ride Through," *IEEE Trans. Power Systems*, vol. 27, no. 2, pp. 713-722, 2012.
- [86] G. Abad, G. Iwanski, J. Lopez, L. Marroyo and M. A. Rodriguez, *Doubly Fed Induction Machine: Modeling and Control for Wind Energy Generation Applications*, Hoboken, NJ: Wiley, 2011.
- [87] A. D. Hansen, C. Jauch, P. Sorensen, F. Iov and F. Blaabjerg, "Dynamic wind turbine models in power system simulation tool DIgSILENT," Riso National Laboratory, 2003.

- [88] P. M. Meshram and R. G. Kanojiya, "Tuning of PID controller using Ziegler-Nichols method for speed control of DC motor," in *IEEE-International Conference On Advances In Engineering, Science And Management (ICAESM -2012)*, 2012.
- [89] M. H. Hansen, A. D. Hansen, T. J. Larsen, S. Øye, P. Sørensen and P. Fuglsang, "Control design for a pitch-regulated, variable speed wind turbine," 2005.
- [90] Senvion SE, 6.XM Series. 6.2M126 & 6.2M152, [Online]. Available: <http://www.senvion.com>.
- [91] I. Munteanu, A. I. Bratcu, N.-A. Cutululis and E. Ceanga, *Optimal control of wind energy systems - Towards a global approach*, London, UK: Springer-Verlag, 2008.
- [92] O. Anaya-Lara, N. Jenkins, J. Ekanayake, P. Cartwright and M. Hughes, *Wind Energy Generation: Modelling and Control*, New York: Wiley, 2009.
- [93] A. D. Garrad and H. G. Matthies, "Study of Offshore Wind Energy in the EC," *Joule I* (Jour 0072), 1993.
- [94] K. N. M., L. Xu, L. M. and W. Siepmann, "HVDC transmission for large offshore wind farms," *Power Engineering Journal*, vol. 16, no. 3, pp. 135-141, 2002.
- [95] K. Macken, J. Driesen and R. Belmans, "A DC bus system for connecting offshore wind turbines with the utility system," in *European Wind Energy Conference*, 2001.
- [96] A. D. Hansen, "Wind Farm Control with Power System Support," in *2nd Wind Energy Systems Workshop: Wind Power and Flexible Load Control*, 2009.
- [97] F. D. Kanellos, S. A. Papathanassiou and N. D. Hatziaargyriou, "Dynamic analysis of a variable speed wind turbine equipped with a voltage source AC/DC/AC converter interface and a reactive current control loop," in *10th Mediterranean Electrotechnical Conference. Information Technology and Electrotechnology for the Mediterranean Countries*, 2000.
- [98] V. Akhmatov, *Analysis of dynamic behavior of electric power systems with large amount of wind power*, PhD thesis, DTU, 2003.
- [99] A. N. Σαφάκας, *Ηλεκτρικές μηχανές B'*, Πανεπιστήμιο Πατρών, 2005.
- [100] A. M. Trzynadlowski, *Control of Induction Motors*, Academic Press, 1st Edition, 2000.
- [101] D. W. Novotny and T. A. Lipo, *Vector Control and Dynamics of AC Drives*, Oxford University Press, USA, 1996.
- [102] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*, Berlin, Germany: Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 1997.
- [103] S. J. Chapman, *Ηλεκτρικές μηχανές*, Εκδόσεις Τζιόλα, 2010.
- [104] B. Wu, Y. Lang, N. Zargari and S. Kouro, *Power Conversion and Control of Wind Energy Systems*, Hoboken, NJ: Wiley, 2011.
- [105] J. J. D'Azzo and H. C. Houpis, *Linear Control System Analysis and Design: Conventional and Modern*, International Student Edition: McGraw-Hill, 1981.
- [106] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan and F. Blaabjerg, *Control in Power*, New York: Academic Press, 2002.
- [107] R. Pena, J. C. Clare and G. M. Asher, "Doubly Fed Induction Generator Using Back-to-back PWM Converters and its Application to Variable Speed Wind-energy Generation," in *Proc. IEE- Elect. Power Appl.*, 1996.
- [108] A. Tofighi and M. Kalantar, "Power Management of PV/Battery Hybrid Power Source via Passivity-Based Control," *Renew. Energy*, vol. 36, no. 9, pp. 2440- 2450, 2011.
- [109] M. Dürr, A. Cruden, S. Gair and J. R. McDonald, "Dynamic model of a lead acid battery for use in a domestic fuel cell system," *Journal of Power Sources*, vol. 161, no. 2, pp. 1400-1411, 2006.
- [110] M. Chen and G. A. Rincon-Mora, "Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and I-V performance," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 21, no. 2, p. 504-511, Jun. 2006.
- [111] J. Schiffer, A. Anta, T. D. Trung, J. Raisch and T. Sezi, "On power sharing and stability in autonomous inverter-based microgrids," in *51st IEEE CDC*, Maui, Hawaii, USA, 2012.
- [112] J. Schiffer, D. Goldin, J. Raisch and T. Sezi, "Synchronization of droop-controlled microgrids with

distributed rotational and electronic generation," in *52st IEEE CDC*, Firenze, Italy, 2013.

- [113] N. Pogaku, M. Prodanovic and T. C. Green, "Modeling, Analysis and Testing of Autonomous Operation of an Inverter-Based Microgrid," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 22, no. 2, p. 613–625, Mar. 2007.
- [114] R. Ortega, A. Loria, P. J. Nicklasson and H. Sira-Ramirez, *Passivity Based Control of Euler-Lagrange Systems*, New York, NY, USA: Springer-Verlag, 1998.
- [115] K. J. Chua, W. M. Yang, S. S. Er and C. A. Ho, "Sustainable energy systems for a remote island community," *Applied Energy*, vol. 113, pp. 1752-1763, 2014.
- [116] J. Li, R. Xiong, Q. Yang, F. Liang, M. Zhang and W. Yuan, "Design/test of a hybrid energy storage system for primary frequency control using a dynamic droop method in an isolated microgrid power system," *Applied Energy*, vol. 201, pp. 257-269, 2017.
- [117] D. I. Makrygiorgou and A. T. Alexandridis, "Distributed stabilizing modular control for stand-alone microgrids," *Applied Energy*, vol. 210, pp. 925-935, 2018.
- [118] Y. Hu, S. Yurkovich, Y. Guezennec and R. Bornatico, "Model-based calibration for battery characterization in HEV applications," in *American Control Conference (ACC)*, 2008.
- [119] X. Lu, J. M. Guerrero, K. Sun, J. C. Vasquez, R. Theodorescu and L. Huang, "Hierarchical control of parallel AC-DC converter interfaces for hybrid microgrids," *IEEE Trans. on Smart Grid*, vol. 5, 683-692 March 2014.
- [120] P. C. Loh, D. Li, Y. K. Chai and F. Blaaberg, "Autonomous operation of hybrid microgrid with AC and DC sub-grids," in *14th European Conf. on Power Electronics and Applications (EPE 2011)*, Birmingham, UK, 30 Aug.-1 Sept. 2011.
- [121] N. Eghtedarpour and E. Farjah, "Power control and management in hybrid AC/DC microgrid," *IEEE Trans. on Smart Grid*, vol. 5, pp. 1494-1505, May 2014.
- [122] G. Ding, F. Gao, S. Zhang, P. C. Loh and F. Blaabjerg, "Control of hybrid AC/DC microgrid under islanding operational conditions," *J. Mod. Power Syst. Clean Energy*, vol. 2, pp. 223-232, August 2014.
- [123] K. Kurohane, T. Senjyu, A. Yona, N. Urasaki, T. Goya and T. Funabashi, "A hybrid smart AC/DC power system," *IEEE Trans. on Smart Grid*, vol. 1, pp. 199-204, July 2010.
- [124] Z. Jiang and X. Yu, "Hybrid DC- and AC-linked microgrids: towards integration of distributed energy resources," in *Conf. IEEE Energy 2030*, Atlanta, GA USA, 17-18 November, 2008.
- [125] D. K. Dheer, S. Doola and A. K. Rathore, "Small signal modeling and stability analysis of a droop-based hybrid AC/DC microgrid," in *IECON 42nd Annual Conf. of the IEEE Industrial*, Florence, Italy, 23-26 October, 2016.
- [126] M. Tucci, S. Rivero, J. C. Vasquez, J. M. Guerrero and G. Ferrari-Trecate, "Voltage control of DC islanded microgrids: a decentralized scalable approach," in *54th Conference on Decision and Control and European Control Conference (CDC-ECC)*, Osaka, Japan, December, 2015.
- [127] D. I. Makrygiorgou and A. T. Alexandridis, "Model-based analysis of droop-controlled distributed generation power systems in stand-alone mode," in *IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies*, Ljubljana, Slovenia, 9-12 October, 2016.
- [128] D. I. Makrygiorgou and A. T. Alexandridis, "Stability analysis of DC distribution systems with droop-based charge sharing on energy storage devices," *Energies*, vol. 10, no. 4, p. 433, 2017.