

Εθνικό Μετσοβίο Πολύτεχνειο Σχολή Ηλεκτρολογών Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών Τομέας Ηλεκτρικής Ισχύος

# Συμβολή στον έλεγχο και στην προσομοίωση συστημάτων ισχύος χαμηλής τάσης με διεσπαρμένη παραγωγή

# ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Νικόλαος Λ. Σουλτάνης

Αθήνα, Μάρτιος 2009



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ Σχολή Ηλεκτρολογών Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών Τομέας Ηλεκτρικής Ισχύος

## Συμβολή στον έλεγχο και στην προσομοίωση συστημάτων ισχύος χαμηλής τάσης με διεσπαρμένη παραγωγή

# ΔΙΔΑΚΤΟΡΙΚΗ ΔΙΑΤΡΙΒΗ

Νικόλαος Λ. Σουλτάνης

Συμβουλευτική Επιτροπή : Νικόλαος Δ. Χατζηαργυρίου

Κωνσταντίνος Δ. Βουρνάς

Ευάγγελος Ν. Διαλυνάς

Εγκρίθηκε από την επταμελή εξεταστική επιτροπή την 27<sup>η</sup> Μαρτίου 2009.

Ν. Χατζηαργυρίου Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Ν. Μαράτος

Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Κ. Βουρνάς Καθηγητής Ε.Μ.Π.

...... Γ. Κορρές Αν. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Ν. Βοβός Καθηγητής Πολυτεχνείου Πάτρας

Αθήνα, Μάρτιος 2009

Ε. Διαλυνάς Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Σ. Παπαθανασίου Επ. Καθηγητής Ε.Μ.Π.

Νικόλαος Λ. Σουλτάνης Διδάκτωρ Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Νικόλαος Λ. Σουλτάνης, 2009. Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

# Περιληψη

Τα κίνητρα που ευνοούν την διεσπαρμένη παραγωγή ωθούν στην επέκταση της στο δίκτυο χαμηλής τάσης, για το οποίο προβλέπεται η σύνδεση πολυάριθμων πηγών μικρής δυναμικότητας με μεγάλη ποικιλία στα τεχνικά χαρακτηριστικά οι οποίες συνδέονται στην έξοδό τους με αντιστροφέα πηγής τάσης. Το σύνολο πηγών και φορτίων θα φαίνεται από το υπερκείμενο δίκτυο σαν μια ενιαία οντότητα, αποκαλούμενη και μικροδίκτυο, η οποία θα μπορεί σε περίπτωση προβλήματος στο υπερκείμενο δίκτυο να μεταβαίνει σε αυτόνομη κατάσταση λειτουργώντας σαν αυτορυθμιζόμενη νησίδα, γεγονός που συνεπάγεται αυξημένη αξιοπιστία στην παροχή των καταναλωτών και παράταση της διάρκειας της διεσπαρμένης παραγωγής. Η νησιδοποιημένη λειτουργία ουσιαστικά ανάγεται στον παραλληλισμό των αντιστροφέων πηγής τάσης των διεσπαρμένων μονάδων που έχουν δυνατότητα ελεγχόμενης παραγωγής. Για τον παραλληλισμό των αντιστροφέων χρησιμοποιώντας μόνο τοπικές μετρήσεις, η συχνότητα και το μέτρο της τάσης ελέγχονται στον καθένα αναλογικά κατά αντιστοιχία από την ενεργό και την άεργο ισχύ εξόδου. Λόγω απουσίας αδράνειας στο σχηματιζόμενο *ΑC* σύστημα, είναι απαραίτητη η εγκατάσταση συσωρευτών.

Η διατριβή εστιάζει στην απομονωμένη λειτουργία. Διερευνάται ο τοπικός έλεγχος των μονάδων μέσω των αντιστροφέων τους ώστε να εξασφαλίζεται η ευσταθής λειτουργία. Προτείνονται μέθοδοι ελέγχου ώστε οι τυπικές λειτουργίες του συστήματος, όπως η απόκριση σε μεταβολές του φορτίου ή της τοπικής παραγωγής, να πραγματοποιούνται ομαλά χωρίς να συνοδεύονται από ταλαντώσεις στις ροές ισχύος, γεγονός που μεταφράζεται σε ρύθμιση της τάσης και της συχνότητας. Ο αντιστροφέας στην έξοδο των μονάδων έχει συνέπεια εκτός από την λειτουργία και σε αυτή καθαυτή την μοντελοποίηση για την δυναμική ανάλυση του συστήματος. Για το λόγο αυτό η μεθοδολογία μεταβατικής ευστάθειας για ένα σύστημα με σύγχρονες μηχανές προσαρμόζεται για αυτόνομο σύστημα με αντιστροφείς πηγής τάσης λαμβάνοντας ταυτόχρονα υπόψη την ασυμμετρία του δικτύου χαμηλής τάσης. Έτσι είναι δυνατή η προσομοίωση της δυναμικής συμπεριφοράς του συστήματος, δοκιμάζοντας διάφορες στρατηγικές ελέγχου σε συνάρτηση με τα χαρακτηριστικά μεταβολής ισχύος εξόδο της καθαι της κάθε πηγής.

Η συμπεριφορά του συστήματος εξαρτάται από το μέτρο και την γωνία των συνθέτων αντιστάσεων που διασυνδέουν τους αντιστροφείς πηγής τάσης καθώς και από τις παραμέτρους ελέγχου κάθε αντιστροφέα που είναι οι αναλογικές σταθερές μεταβολής της συχνότητας και της τάσης των αντιστροφέων από τις ισχείς και η καθυστέρηση κατά την μεταβολή αυτή. Εξετάζονται λοιπόν οι παράγοντες που καθορίζουν τα όρια εντός των οποίων κινούνται οι παράμετροι του ελεγχόμενου συστήματος. Ο έλεγχος της συχνότητας με την ενεργό ισχύ δίνει την δυνατότητα να καθορίζεται η παραγωγή ενεργού ισχύος κάθε μονάδας μόνο από τις παραμέτρους του ελέγχου, ανεξάρτητα από την θέση στο δίκτυο. Μελετάται η επίπτωση που έχει στον έλεγχο ο λόγος αντίσταση προς αντίδραση των γραμμών του δικτύου και προτείνεται μέθοδος για την βελτίωση της απόδοσης του ελέγχου. Η ευστάθεια του συστήματος αναλύεται διεξοδικά θεωρώντας δύο παραλληλισμένους αντιστροφείς εφαρμόζοντας κλασικές μεθόδους της θεωρίας αυτομάτου ελέγχου. Λόγω της ταχείας απόκρισης του αντιστροφέα η δυναμική του δικτύου συμπεριλαμβάνεται στην ανάλυση. Προτείνεται συγκεκριμένη αντιστάθμιση για την βελτίωση της δυναμικής ευστάθειας έτσι ώστε οι προδιαγραφές που ορίζονται για την απόκριση του συστήματος να ικανοποιούνται για το εύρος των αναμενόμενων παραμέτρων του.

Μεγάλο ποσοστό φορτίων στην χαμηλή τάση είναι μη γραμμικά, οπότε αν ο έλεγχος περιοριστεί στην βασική συχνότητα τότε η παραμόρφωση της τάσης μπορεί να αποβεί απαγορευτική για την αυτόνομη λειτουργία. Η προτεινόμενη μέθοδος χρησιμοποιεί έλεγχο της τάσης των ακροδεκτών σε κλειστό βρόχο και πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος φορτίου σε κάθε αντιστροφέα πηγής τάσης και έτσι επιτυγχάνεται καλή ποιότητα τάσης και επιμερισμός των αρμονικών μεταξύ των αντιστροφέων ανάλογα με την δυναμικότητά τους. Ο έλεγχος γίνεται στο πεδίο του χρόνου χρησιμοποιώντας στιγμιαίες τιμές και έτσι οι αρμονικές αντιμετωπίζονται συνολικά. Η εφαρμογή του ελέγχου δοκιμάζεται με προσομοιώσεις σε πρόγραμμα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης.

# Λεξεις Κλειδιά

Διεσπαρμένη παραγωγή, αντιστροφέας πηγής τάσης, μικροδίκτυο, δίκτυο χαμηλής τάσης, ασύμμετρο δίκτυο, μεταβατική ευστάθεια, ευστάθεια μικρών διαταραχών, έλεγχος αντιστροφέα, ποιότητα ισχύος, αντιστάθμιση αρμονικών.

## SUMMARY

The drivers of dispersed generation urge its extension to the low voltage network, for which it is contemplated installation of numerous small capacity generators with diverse technical characteristics that are connected using voltage source inverter at their output. Sources and loads as a whole will constitute a single entity for the upstream network, also called microgrid, which shall be able to operate autonomously as a self regulated island in the event of problems to the upstream network, a fact that entails higher consumer reliability and extension of the dispersed generation production. Islanded operation depends on paralleling the voltage source inverters of the distributed sources that are capable of regulated power output. Inverter paralleling using only local measurements is implemented with proportional control of frequency and voltage with active and reactive power output respectively. The installation of storage devices is necessary due to the fact that the created *AC* system will lack any form of inertia.

This work focuses on the autonomous operation. The local control of the sources through their inverter is investigated so that stable operation is secured. Control methods are proposed so that typical system functions such as load or local generation fluctuations take place smoothly without power oscillations, which is translated to voltage and frequency regulation. The inverter at the output of the sources has implications, except from the operation, to the modeling itself that is needed for the dynamic analysis of the system. Therefore the transient stability methods, as applied to a system with synchronous machines, are adapted for application to an isolated system with voltage source inverters, accounting also for the asymmetries of low voltage network. So, the simulation of the dynamic behavior of the system can be carried out, testing various control strategies according to the characteristics of the power output change of each source.

The behavior of the system depends on the magnitude and angle of the impedances that interconnect the voltage source inverters as well as on the control parameters, which are the droops of the frequency and voltage of the inverters with powers and the delay involved in this change. The factors that define the scope of the controlled system parameters are examined first. Controlling frequency with active power has the advantage that the active power production of each source is defined exclusively with the control parameters, irrespective to the position in the network. The influence of the resistance to reactance ratio is considered and specific means to improve the control performance is proposed. System stability is thoroughly analyzed considering two inverters in parallel and applying control methods of the classical control theory. The network dynamic is also included in the analysis on account of the fast response of the inverter. A specific compensation is proposed to improve the relative stability so that the defined response specifications are met for the anticipated system parameters.

A large percentage of the load in the low voltage is non linear, thus if the control is confined to the fundamental frequency, voltage distortion may prove prohibitive for the islanded operation. The proposed method employs closed loop control of the terminal voltage and feed forward of the load current for each voltage source inverter, thereby achieving good voltage quality and harmonic sharing among the inverters in proportion to their capacity. The control implementation is in the time domain using instantaneous values thus with overall harmonic compensation. The application of the control method is tested with simulations.

# **KEY WORDS**

Dispersed generation, voltage source inveter, microgrid, low voltage network, unbalanced network, transient stability, small signal stability, inverter control, power quality, harmonic compensation.

# Προλογος

Έχοντας ολοκληρώσει την εκπόνηση της διατριβής, αισθάνομαι την ανάγκη να εκφράσω τις ευχαριστίες μου σε όλους εκείνους που με την συμπαράστασή τους με βοήθησαν.

Θέλω να εκφράσω τις θερμές ευχαριστίες μου προς τον επιβλέποντα της εργασίας, καθηγητή κ. Ν. Χατζηαργυρίου, για την εμπιστοσύνη που μου έδειξε και για την βοήθεια και την άριστη καθοδήγηση που μου προσέφερε κατά την διάρκεια της διατριβής μου.

Επίσης θα ήθελα να ευχαριστήσω τα μέλη της τριμελούς συμβουλευτικής επιτροπής καθηγητές κ. Κ. Βουρνά και κ. Ε. Διαλυνά, για το ενδιαφέρον τους και τις χρήσιμες συμβουλές τους. Ευχαριστώ ακόμη, τα μέλη της επταμελούς εξεταστικής επιτροπής, καθηγητή κ. Ν. Βοβό, καθηγητή κ. Ν. Μαράτο, Αν. Καθηγητή κ. Γ. Κορρέ και Επ. καθηγητή κ. Σ. Παπαθανασίου για τον ενδιαφέρον τους και τις χρήσιμες παρατηρήσεις τους.

Θα ήθελα επίσης να ευχαριστήσω ιδιαίτερα τον Επ. Καθηγητή κ. Σ. Παπαθανασίου για την βοήθεια και τις χρήσιμες υποδείξεις του.

Ευχαριστίες οφείλω και σε όλα τα μέλη του εργαστηρίου των Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας για την εξαιρετική και προπαντός φιλική συνεργασία. Ιδιαίτερα ευχαριστώ τους φίλους και στενούς συνεργάτες Υ.Δ. Άγγελο Τσουχνικά και Γιάννη Μάργαρη για την ενθάρρυνση τους, την χρήσιμη ανταλλαγή απόψεων και την βοήθειά τους.

Τέλος θα ήθελα να ευχαριστήσω την σύζυγό μου Βίκυ Χατζημανώλη για την συμπαράσταση και την υποστήριξή της.

# ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΠΕΡΙ	EXOMENA	.1
Κεφ	άλαιο 1	.5
ΕιΣΑΙ	ΓΩΓΗ	.5
1.1	Εξέλιξη των Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας. Συγκεντρωμένη έναντι αποκεντρωμένης παραγωγής	. 5
1.2	Διεσπαρμένη παραγωγή σε δίκτυα Χαμηλής Τάσης.	. 6
1.3	Οικονομικά δεδομένα	10
1.4	Αντικείμενο και επισκόπηση της διατριβής	10
1.5	Αναφορές	14
Κεφ	άλαιο 2	15
Παρα	λληλη Λειτουργία Διεσπαρμένων Μονάδων Παροχής Ισχύος Μέσω	
	ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΩΝ ΓΙΑ ΤΗΝ ΔΗΜΙΟΥΡΓΙΑ ΑΥΤΟΝΟΜΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ	15
2.1	Εισαγωγή	15
2.2	Ελεγχος συχνοτητάς και τάσης	16
	2.2.1 Puterior obyvori rac – everyou loguog	18
2.3	Έλεγχος συχνότητας και τάσης σε σύστημα ισχύος με αντιστροφείς	19
	2.3.1 Γενικές απαιτήσεις	19
	2.3.2 Χαρακτηριστικά και έλεγχος αντιστροφέα	19
<b>∩</b> ⁄	2.3.3 Δημιουργια αυτονομού συστηματός με παραλληλισμό αντιστροφεών	24 22
2.4	241 Περινοαφή και δυνατότητες του ελέγχου	33
	2.4.2 Στρατηγικές ελέγχου	38
	2.4.3 Επανασύνδεση στο υπερκείμενο δίκτυο	41
2.5	Σύνοψη και συμπεράσματα	44
2.6	Αναφορές	46
Κεφ	άλαιο 3	48
Δγνα	ΜΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΟΥ ΜΙΚΡΟΔΙΚΤΥΟΥ ΜΕ ΤΗΝ ΜΕΘΟΔΟΛΟΓΙΑ ΤΗΣ ΕΞΕΤΑΣΗΣ	
	Μεταβατικής Εύσταθείας	48
3.1	Εισαγωγή	48
3.2	Εργαλεία μεταβατικών καταστάσεων: Ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση και	
	εξέταση μεταβατικής ευστάθειας	49
3.3	Εφαρμογή του αλγόριθμου μεταβατικής ευστάθειας στο μικροδίκτυο Χ.Τ	50
	3.3.1 Εξισώσεις ηλεκτρικών μηχανών και αντιστροφέα σε ασύμμετρο τριφασικό σύστημα,	E0
	3.3.2 Ποοσαομονή στην περίπτωση ενός αυτόνομου συστήματος με αντιστορφείς	50 56
	3.3.3 Ένταξη σύγχρονων μηχανών στον τροποποιημένο αλγόριθμο	59
	3.3.4 Επίλυση διαφορικών και αλγεβρικών εξισώσεων σε κλειστό βρόχο	61
3.4	Μοντελοποίηση μικροπηγών και έλεγχος αντιστροφέων	62
3.5	Σύνοψη και συμπεράσματα	68
3.6	Αναφορές	69
Κεφ	άλαιο 4	70
Монт	ΈΛΟΠΟΙΗΣΗ ΔΙΚΤΥΟΥ ΚΑΙ ΜΕΤΑΦΟΡΑ ΙΣΧΥΟΣ ΣΤΗΝ ΧΑΜΗΛΗ ΤΑΣΗ	70
4.1	Εισαγωγή	70

4.2	Ιδιαίτερα χαρακτηριστικά του δικτύου Χ.Τ	70			
4.3	Τριφασική παράσταση του δικτύου Χ.Τ	72			
	4.3.1 Στοιχειώδης πίνακας συνθέτων αντιστάσεων γραμμής τεσσάρων αγωγών	72			
	4.3.2 Κατασκευή του πίνακα αγωγιμοτήτων κόμβων				
4.4	Δίκτυο αναφοράς για την μελέτη εφαρμογής μικροδικτύου	81			
4.5	Ροή ισχύος στο δίκτυο Χ.Τ	84			
	4.5.1 Γενική περίπτωση γραμμής με Χ ≠0, R≠0	84			
	4.5.2 Σχέση μέτρου τάσης, γωνίας και ενεργού, αέργου ισχύος στην Χ.Τ	87			
16	4.5.3 Εφαρμογή του ελεγχου Ρ – Τ, Q – V στο οικτύο Χ.Τ				
4.0		92			
4.7	Αναφορες	93			
Κεφ	άλαιο 5	94			
ΠροΣ	ομοιώση Μεταβατικών Κατάστασεών Του Μικροδικτύου	94			
5.1	Εισαγωγή	94			
5.2	Γενικά στοιχεία, παράμετροι του συστήματος	94			
5.3	Προσομοιώσεις	96			
	5.3.1 Δημιουργία αυτόνομου συστήματος με μονάδες συσσώρευσης ενέργειας	96			
	5.3.2 Συμμετοχή μονάδων με μη ελεγχόμενη παραγωγή στο σύστημα	101			
	5.3.3 Αυτόνομη λειτουργία με συμπληρωματικό έλεγχο συχνότητας	106			
	5.3.4 Συστημα με ουναμικά φορτία και μονάδες με μη ελεγχομενή παραγωγή	Ιυσ νάδες			
	συσσώρευσης ενέργειας	110			
5.4	Σύνοψη και συμπεράσματα	114			
5.5	Αναφορές	116			
Κεφάλαιο 6117					
Neψ					
Λεπτ	αλαίο 8 ομέρης Μοντελοποίηση Του Αντιστροφέα Των Μονάδων – Δημιούργων	Τογ			
Лепт	ωλαίο θ ομέρης Μοντελοποίηση Του Αντίστροφεα Των Μονάδων – Δημιούργων Δικτύου	<b>Toy</b> 117			
<b>Лепт</b> 6.1	ΟΜΕΡΗΣ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΤΩΝ ΜΟΝΑΔΩΝ – ΔΗΜΙΟΥΡΓΩΝ Δικτγογ. Εισαγωγή	<b>Toy</b> 117 117			
<b>Лепт</b> 6.1 6.2	ομερής Μοντελοποίηση Του Αντίστροφεα Των Μονάδων – Δημιούργων Δικτύου. Εισαγωγή Μονοφασικός αντίστροφέας	<b>Toy</b> 117 117 117			
<b>Лепт</b> 6.1 6.2 6.3	ομερμε Μοντελοποιμεμ Τον Αντιετροφεά Των Μονάδων – Δημιούργων Δικτύον. Εισαγωγή Μονοφασικός αντιστροφέας Τριφασικός αντιστροφέας	<b>Toy</b> 117 117 117 121			
<b>Лепт</b> 6.1 6.2 6.3 6.4	ΟΜΕΡΗΣ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΤΩΝ ΜΟΝΑΔΩΝ – ΔΗΜΙΟΥΡΓΩΝ ΔΙΚΤΥΟΥ. Εισαγωγή Μονοφασικός αντιστροφέας Τριφασικός αντιστροφέας Μέτρηση ισχύος.	<b>Toy</b> 117 117 117 121 123			
<b>Лепт</b> 6.1 6.2 6.3 6.4	οΜΕΡΗΣ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΤΩΝ ΜΟΝΑΔΩΝ – ΔΗΜΙΟΥΡΓΩΝ ΔΙΚΤΥΟΥ. Εισαγωγή Μονοφασικός αντιστροφέας Τριφασικός αντιστροφέας Μέτρηση ισχύος	<b>Toy</b> 117 117 117 121 123 123			
<b>Лепт</b> 6.1 6.2 6.3 6.4	οΜΕΡΗΣ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΤΩΝ ΜΟΝΑΔΩΝ – ΔΗΜΙΟΥΡΓΩΝ ΔΙΚΤΥΟΥ. Εισαγωγή Μονοφασικός αντιστροφέας Τριφασικός αντιστροφέας Τριφασικός αντιστροφέας 	<b>Toy</b> 117 117 117 121 123 123 123 125			
<b>Лепт</b> 6.1 6.2 6.3 6.4	οΜΕΡΗΣ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΤΩΝ ΜΟΝΑΔΩΝ – ΔΗΜΙΟΥΡΓΩΝ ΔΙΚΤΥΟΥ. Εισαγωγή Μονοφασικός αντιστροφέας Τριφασικός αντιστροφέας Τριφασικός αντιστροφέας Μέτρηση ισχύος. 6.4.1 Ισχύς σε συμμετρικό ή ασύμμετρο σύστημα 6.4.2 Μέτρηση ισχύος στον μονοφασικό αντιστροφέα 6.4.3 Μέτρηση ισχύος στον τριφασικό αντιστροφέα	<b>Toy</b> 117 117 117 121 123 123 125 130			
<b>Лепт</b> 6.1 6.2 6.3 6.4 6.5	οΜΕΡΗΣ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΤΩΝ ΜΟΝΑΔΩΝ – ΔΗΜΙΟΥΡΓΩΝ ΔΙΚΤΥΟΥ. Εισαγωγή Μονοφασικός αντιστροφέας Τριφασικός αντιστροφέας Μέτρηση ισχύος 6.4.1 Ισχύς σε συμμετρικό ή ασύμμετρο σύστημα 6.4.2 Μέτρηση ισχύος στον μονοφασικό αντιστροφέα 6.4.3 Μέτρηση ισχύος στον τριφασικό αντιστροφέα 6.4.3 Μέτρηση ισχύος στον τριφασικό αντιστροφέα Καθορισμός παραμέτρων ελέγχου	Toy 117 117 117 121 123 123 125 130 132			
<b>Лепт</b> 6.1 6.2 6.3 6.4 6.5 6.6	οΜΕΡΗΣ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΤΩΝ ΜΟΝΑΔΩΝ – ΔΗΜΙΟΥΡΓΩΝ ΔΙΚΤΥΟΥ. Εισαγωγή Μονοφασικός αντιστροφέας Τριφασικός αντιστροφέας Τριφασικός αντιστροφέας  Μέτρηση ισχύος 6.4.1 Ισχύς σε συμμετρικό ή ασύμμετρο σύστημα 	Toy 117 117 117 121 123 123 125 130 132 133			
Аспт 6.1 6.2 6.3 6.4 6.5 6.6 6.7 6.2	οΜΕΡΗΣ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΤΩΝ ΜΟΝΑΔΩΝ – ΔΗΜΙΟΥΡΓΩΝ ΔΙΚΤΥΟΥ. Εισαγωγή Μονοφασικός αντιστροφέας Τριφασικός αντιστροφέας Διάτρηση ισχύος 6.4.1 Ισχύς σε συμμετρικό ή ασύμμετρο σύστημα 6.4.2 Μέτρηση ισχύος στον μονοφασικό αντιστροφέα 6.4.3 Μέτρηση ισχύος στον τριφασικό αντιστροφέα 6.4.3 Μέτρηση ισχύος στον τριφασικό αντιστροφέα Καθορισμός παραμέτρων ελέγχου Προσομοιώσεις Σύνοψη και συμπεράσματα	Toy 117 117 117 121 123 123 125 130 132 133 147			
<b>Лепт</b> 6.1 6.2 6.3 6.4 6.5 6.6 6.7 6.8	οΜΕΡΗΣ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΤΩΝ ΜΟΝΑΔΩΝ – ΔΗΜΙΟΥΡΓΩΝ ΔΙΚΤΥΟΥ. ΕΙσαγωγή Μονοφασικός αντιστροφέας Τριφασικός αντιστροφέας Μέτρηση ισχύος 6.4.1 Ισχύς σε συμμετρικό ή ασύμμετρο σύστημα 6.4.2 Μέτρηση ισχύος στον μονοφασικό αντιστροφέα 6.4.3 Μέτρηση ισχύος στον τριφασικό αντιστροφέα Καθορισμός παραμέτρων ελέγχου Προσομοιώσεις Σύνοψη και συμπεράσματα Αναφορές	Toy 117 117 117 121 123 123 125 130 132 133 147 149			
Λεπτ           6.1           6.2           6.3           6.4           6.5           6.6           6.7           6.8           Κεφ	οΜΕΡΗΣ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΤΩΝ ΜΟΝΑΔΩΝ – ΔΗΜΙΟΥΡΓΩΝ ΔΙΚΤΥΟΥ. Εισαγωγή Μονοφασικός αντιστροφέας Τριφασικός αντιστροφέας Δάτρηση ισχύος. 6.4.1 Ισχύς σε συμμετρικό ή ασύμμετρο σύστημα 6.4.2 Μέτρηση ισχύος στον μονοφασικό αντιστροφέα 6.4.3 Μέτρηση ισχύος στον τριφασικό αντιστροφέα 6.4.3 Μέτρηση ισχύος στον τριφασικό αντιστροφέα Καθορισμός παραμέτρων ελέγχου Προσομοιώσεις. Σύνοψη και συμπεράσματα Αναφορές	Toy 117 117 117 121 123 123 125 130 132 133 147 149 150			
Λεπτ           6.1           6.2           6.3           6.4           6.5           6.6           6.7           6.8           Κεφ           ΈλεΓ	ΟΜΕΡΗΣ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΤΩΝ ΜΟΝΑΔΩΝ – ΔΗΜΙΟΥΡΓΩΝ ΔΙΚΤΥΟΥ. Εισαγωγή Μονοφασικός αντιστροφέας Τριφασικός αντιστροφέας Δάτρηση ισχύος 6.4.1 Ισχύς σε συμμετρικό ή ασύμμετρο σύστημα 6.4.2 Μέτρηση ισχύος στον μονοφασικό αντιστροφέα 6.4.3 Μέτρηση ισχύος στον τριφασικό αντιστροφέα 6.4.3 Μέτρηση ισχύος στον τριφασικό αντιστροφέα Καθορισμός παραμέτρων ελέγχου Προσομοιώσεις. Σύνοψη και συμπεράσματα Αναφορές άλαιο 7.	Toy 117 117 117 121 123 123 123 130 132 133 147 149 150			
Λεπτ         6.1         6.2         6.3         6.4         6.5         6.6         6.7         6.8         Κεφ         Έλει	ΟΜΕΡΗΣ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΤΩΝ ΜΟΝΑΔΩΝ – ΔΗΜΙΟΥΡΓΩΝ ΔΙΚΤΥΟΥ. Εισαγωγή Μονοφασικός αντιστροφέας Τριφασικός αντιστροφέας Δ. Μέτρηση ισχύος 6.4.1 Ισχύς σε συμμετρικό ή ασύμμετρο σύστημα 6.4.2 Μέτρηση ισχύος στον μονοφασικό αντιστροφέα 6.4.3 Μέτρηση ισχύος στον τριφασικό αντιστροφέα 6.4.3 Μέτρηση ισχύος στον τριφασικό αντιστροφέα Καθορισμός παραμέτρων ελέγχου Προσομοιώσεις. Σύνοψη και συμπεράσματα Αναφορές 	Toy 117 117 117 121 123 123 123 125 130 132 133 147 149 <b> 150</b>			
Λεπτ         6.1         6.2         6.3         6.4         6.5         6.6         6.7         6.8         Κεφ         7.1	ΟΜΕΡΗΣ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΤΩΝ ΜΟΝΑΔΩΝ – ΔΗΜΙΟΥΡΓΩΝ ΔΙΚΤΥΟΥ. Εισαγωγή Μονοφασικός αντιστροφέας Τριφασικός αντιστροφέας Τριφασικός αντιστροφέας Δ. Μέτρηση ισχύος 6.4.1 Ισχύς σε συμμετρικό ή ασύμμετρο σύστημα 6.4.2 Μέτρηση ισχύος στον μονοφασικό αντιστροφέα 6.4.3 Μέτρηση ισχύος στον τριφασικό αντιστροφέα Γροσομοιώσεις Γροσομοιώσεις Σύνοψη και συμπεράσματα Αναφορές Δίλαιο 7 Χος Και ΕγΣταθεία Τογ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΥΠΟ ΤΗΝ ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΤΩΝ ΓΡΑΜΜΩΝ ΔΙΑΣΥΝΔΕΣΗΣ. Εισαγωγή	Toy 117 117 117 121 123 123 123 125 125 130 132 132 133 147 149 <b> 150</b> 150 150			
Λεπτ         6.1         6.2         6.3         6.4         6.5         6.6         6.7         6.8         Κεφ         7.1         7.2	ΟΜΕΡΗΣ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΤΩΝ ΜΟΝΑΔΩΝ – ΔΗΜΙΟΥΡΓΩΝ ΔΙΚΤΥΟΥ. ΕΙσαγωγή Μονοφασικός αντιστροφέας Τριφασικός αντιστροφέας Μέτρηση ισχύος. 6.4.1 Ισχύς σε συμμετρικό ή ασύμμετρο σύστημα 6.4.2 Μέτρηση ισχύος στον μονοφασικό αντιστροφέα 6.4.3 Μέτρηση ισχύος στον τριφασικό αντιστροφέα Γροσομοιώσεις. Σύνοψη και συμπεράσματα Αναφορές άλαιο 7 Σίνου Και ΕΥΣΤΑΘΕΙΑ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΥΠΟ ΤΗΝ ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΤΩΝ ΓΡΑΜΜΩΝ ΔΙΑΣΥΝΔΕΣΗΣ. Εισαγωγή Ανάλυση ευστάθειας.	Toy 117 117 117 121 123 123 123 123 125 130 132 132 133 147 149 <b> 150</b> 150 150 150			
Λεπτ         6.1         6.2         6.3         6.4         6.5         6.6         6.7         6.8         Κεφ         7.1         7.2	ΟΜΕΡΗΣ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΤΩΝ ΜΟΝΑΔΩΝ – ΔΗΜΙΟΥΡΓΩΝ ΔΙΚΤΥΟΥ. ΕΙσαγωγή Μονοφασικός αντιστροφέας Τριφασικός αντιστροφέας Δέτρηση ισχύος 6.4.1 Ισχύς σε συμμετρικό ή ασύμμετρο σύστημα 6.4.2 Μέτρηση ισχύος στον μονοφασικό αντιστροφέα 6.4.3 Μέτρηση ισχύος στον τριφασικό αντιστροφέα 6.4.3 Μέτρηση μοχύος στον τριφασικό αντιστροφέα Γροσομοιώσεις Σύνοψη και συμπεράσματα Αναφορές άλαιο 7 Εισαγωγή Ανάλυση ευστάθειας 7.2.1 Διάγραμμα βαθμίδων αυτόνομου συστήματος	Toy 117 117 117 121 123 123 123 123 123 123 123 123 130 132 147 149 <b> 150</b> 150 150 150			
Λεπτ         6.1         6.2         6.3         6.4         6.5         6.6         6.7         6.8         Κεφ         7.1         7.2	ΟΜΕΡΗΣ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΤΩΝ ΜΟΝΑΔΩΝ – ΔΗΜΙΟΥΡΓΩΝ ΔΙΚΤΥΟΥ. Εισαγωγή Μονοφασικός αντιστροφέας Τριφασικός αντιστροφέας 	Toy 117 117 117 121 123 123 123 123 123 123 123 123 123 125 130 132 147 149 <b> 149</b> <b> 150</b> 150 150 150			
Λεπτ         6.1         6.2         6.3         6.4         6.5         6.6         6.7         6.8         Κεφ         7.1         7.2         7.3	ΟΜΕΡΗΣ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΤΩΝ ΜΟΝΑΔΩΝ – ΔΗΜΙΟΥΡΓΩΝ ΔΙΚΤΥΟΥ. ΕΙσαγωγή Μονοφασικός αντιστροφέας Τριφασικός αντιστροφέας Μέτρηση ισχύος. 6.4.1 Ισχύς σε συμμετρικό ή ασύμμετρο σύστημα 6.4.2 Μέτρηση ισχύος στον μονοφασικό αντιστροφέα 6.4.3 Μέτρηση ισχύος στον τριφασικό αντιστροφέα Καθορισμός παραμέτρων ελέγχου Προσομοιώσεις. Σύνοψη και συμπεράσματα Αναφορές <b>άλαιο 7</b> . <b>του Και Εγεταθεία Τογ Σγετηματος Υπο Την ΕπίΔραση Τ</b> ΩΝ Γραμμαν Διαεγναξε Εισαγωγή Ανάλυση ευστάθειας. 7.2.1 Διάγραμμα βαθμίδων αυτόνομου συστήματος. 7.2.2 Πρόσημο των σταθερών Δή/ΔΡ, ΔV/ΔQ και ευστάθεια. Έλεγχος Ρ – f , Q – V έναντι Ρ – V, Q – f σε σχέση με την αναλογία R κα	Toy 117 117 117 121 123 123 123 123 125 130 132 132 133 147 149 149 150 150 150 150 155 au X			
Λεπτ         6.1         6.2         6.3         6.4         6.5         6.6         6.7         6.8         Κεφ         7.1         7.2         7.3	ομερμε Μοντελοποιμεμ Τογ Αντιετροφεα Των Μοναδων – Δμμιογργών Δικτγογ. Εισαγωγή Μονοφασικός αντιστροφέας Τριφασικός αντιστροφέας Μέτρηση ισχύος. 6.4.1 Ισχύς σε συμμετρικό ή ασύμμετρο σύστημα 6.4.2 Μέτρηση ισχύος στον μονοφασικό αντιστροφέα 6.4.3 Μέτρηση ισχύος στον τριφασικό αντιστροφέα Καθορισμός παραμέτρων ελέγχου Προσομοιώσεις. Σύνοψη και συμπεράσματα Αναφορές άλαιο 7. <b>χοε Και Εγεταθεια Τογ Σγετηματοε Υπο Την Επιδραεμ Των Γραμμαν</b> Διαεγναεεμε. Εισαγωγή Ανάλυση ευστάθειας. 7.2.1 Διάγραμμα βαθμίδων αυτόνομου συστήματος 7.2.2 Πρόσημο των σταθερών Δf/ΔΡ, ΔV/ΔQ και ευστάθεια. Έλεγχος Ρ – f , Q – V έναντι Ρ – V, Q – f σε σχέση με την αναλογία R κα του δικτύου	Toy 117 117 117 121 123 123 123 123 123 123 123 123 130 130 147 149 <b> 150</b> 150 150 150 150 155 al X 156			
Λεπτ         6.1         6.2         6.3         6.4         6.5         6.6         6.7         6.8         Κεφ         7.1         7.2         7.3         7.4	ΟΜΕΡΗΣ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΤΩΝ ΜΟΝΑΔΩΝ – ΔΗΜΙΟΥΡΓΩΝ ΔΙΚΤΥΟΥ. Εισαγωγή Μονοφασικός αντιστροφέας Τριφασικός αντιστροφέας Μέτρηση ισχύος. 6.4.1 Ισχύς σε συμμετρικό ή ασύμμετρο σύστημα 6.4.2 Μέτρηση ισχύος στον μονοφασικό αντιστροφέα 6.4.3 Μέτρηση ισχύος στον τριφασικό αντιστροφέα 6.4.3 Μέτρηση ισχύος στον τριφασικό αντιστροφέα Καθορισμός παραμέτρων ελέγχου Προσομοιώσεις. Σύνοψη και συμπεράσματα Αναφορές άλαιο 7. ΧοΣ ΚΑΙ ΕΥΣΤΑΘΕΙΑ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΥΠΟ ΤΗΝ ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΤΩΝ ΓΡΑΜΜΩΝ ΔΙΑΣΥΝΔΕΣΗΣ. Εισαγωγή Ανάλυση ευστάθειας. 7.2.1 Διάγραμμα βαθμίδων αυτόνομου συστήματος. 7.2.2 Πρόσημο των σταθερών Δf/ΔΡ, ΔV/ΔQ και ευστάθεια. Έλεγχος Ρ – f , Q – V έναντι Ρ – V, Q – f σε σχέση με την αναλογία R κα του δικτύου Εύρος πρακτικών τιμών R, X και παράμετροι ελέγχου με βάση τις απαιτ	<b>Toy</b> 117 117 117 121 123 123 123 123 123 123 123 123 130 132 133 147 149 <b> 150</b> 150 150 150 155 αι Χ 156 τήσεις			
Λεπτ         6.1         6.2         6.3         6.4         6.5         6.6         6.7         6.8         Κεφ         7.1         7.2         7.3         7.4	οΜΕΡΗΣ ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΤΩΝ ΜΟΝΑΔΩΝ – ΔΗΜΙΟΥΡΓΩΝ ΔΙΚΤΥΟΥ. Εισαγωγή Μονοφασικός αντιστροφέας Τριφασικός αντιστροφέας Δ. Μέτρηση ισχύος 6.4.1 Ισχύς σε συμμετρικό ή ασύμμετρο σύστημα 6.4.2 Μέτρηση ισχύος στον μονοφασικό αντιστροφέα 6.4.3 Μέτρηση ισχύος στον τριφασικό αντιστροφέα Καθορισμός παραμέτρων ελέγχου Προσομοιώσεις. Σύνοψη και συμπεράσματα Αναφορές Δίλαιο 7. Χος Και Εγεταθεία Τογ Σγετηματος Υπο Την Επίδρα της Γραμμαρα Μαργιάς του αυτόνομου συστήματος. 7.2.1 Διάγραμμα βαθμίδων αυτόνομου συστήματος 7.2.2 Πρόσημο των σταθερών Δή/ΔΡ, ΔV/ΔQ και ευστάθεια. Έλεγχος Ρ – f , Q – V έναντι Ρ – V, Q – f σε σχέση με την αναλογία R κα του δικτύου Εύρος πρακτικών τιμών R, X και παράμετροι ελέγχου με βάση τις απαιτ λειπουργίας του αυτόνομου συστήματος.	<b>Toy</b> 117 117 117 121 123 123 123 123 125 130 132 132 133 147 149 <b> 150</b> 150 150 150 155 αι Χ 156 τήσεις 158			

#### ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

7.6 7.7 7.8	Περίπτωση διασύνδεσης με X >> R Γενική περίπτωση διασύνδεσης με συγκρίσιμες τιμές X, R Ανάλυση του ελέγχου συμπεριλαμβάνοντας την δυναμική συμπεριφορά του	177 182 00		
7.9 7.10	οικτύου Σύνοψη και συμπεράσματα Αναφορές	196 196 200		
Κεφ	άλαιο 8	201		
Епен	κταΣΗ ΤΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ <mark>– Μ</mark> Η ΓΡΑΜΜΙΚΑ <b>Φ</b> ΟΡΤΙΑ	201		
8.1 8.2 8.3	Εισαγωγή Αρμονικές σε αυτόνομο σύστημα και δυνατότητες αντιστάθμισης Ανάλυση και σχεδιασμός του ελέγχου 8.3.1 Έλεγχος με ανάδραση της τάσης και πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος 8.3.2 Έλεγχος της τάσης με αναλογικό και διαφορικό όρο 8.3.3 Έλεγχος τάσης με ολοκληρωτή και τεχνητή σύνθετη αντίσταση με πρόσω	201 201 205 205 208		
8.4 8.5	Υλοποίηση της προτεινόμενης μεθόδου ελέγχου Ανορθωτής διόδων με πυκνωτή ως αντιπροσωπευτική πηγή αρμονικών	215		
8.6 8.7 8.8	Προσομοιώσεις Σύνοψη και συμπεράσματα Αναφορές	224 232 235		
Κεφ	άλαιο 9	237		
<b>ΑΝΑΣ</b> 9.1 9.2 9.3	<b>κοπнΣн, ΠρΩτοτγπн Σγмволн Και Μεллоντικн ΣγνεχιΣн</b> Σύντομη ανασκόπηση Πρωτότυπη συνεισφορά της διατριβής Προτάσεις για μελλοντική συνέχιση της διατριβής	237 237 238 240		
Παρ	άρτημα Α	244		
ΤιμεΣ	· · · · Σύνθετων Αντίστασεων Δικτύου Οικιακών Κατανάλωτων Και Παραμέτρω	N		
A.1 A.2 A 3	ΕΛΕΓΧΟΥ ΣΤΙΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΙΣ. Σύνθετες αντιστάσεις δικτύου οικιακών καταναλωτών με την θεώρηση αγείωτου ουδετέρου αγωγού Παράμετροι ελέγχου Αναφορές	244 244 245 246		
Παρ	άρτημα Β	247		
Τριφα	ΔΣΙΚΗ ΡΟΗ ΦΟΡΤΙΟΥ ΓΙΑ ΤΟΝ ΠΡΟΣΔΙΟΡΙΣΜΟ ΤΩΝ ΑΡΧΙΚΩΝ ΣΥΝΘΗΚΩΝ ΤΗΣ			
B.1 B.2 B.3 B.4 B.5	<b>ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΜΕΤΑΒΑΤΙΚΩΝ ΚΑΤΑΣΤΑΣΕΩΝ.</b> Γενικά Χαρακτηριστικά και δυνατότητες Μεθοδολογία Παρατηρήσεις Αναφορές 	247 247 247 248 250 252 <b>253</b>		
Μοντελοποίηση Της Κύψελης Καυσιμού				
Г.1	Γενικά	253		

#### ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

Επια	στημονικές Δημοσιεύσεις2	258
Г.4	Αναφορές	257
Г.З	Έλεγχος λειτουργίας	255
Г.2	Περιγραφή του μοντέλου	254

# Κεφάλαιο 1

# Ειδαγωγ

## 1.1 Εξέλιξη των Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας. Συγκεντρωμένη έναντι αποκεντρωμένης παραγωγής.

Η τυπική διάρθρωση του συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας συνίσταται σε μεγάλης δυναμικότητας γεννήτριες που διοχετεύουν ισχύ μέσω των μετασχηματιστών ανύψωσης στο δίκτυο μεταφοράς υψηλής τάσης με το οποίο η ισχύς μεταφέρεται σε μακρινές αποστάσεις στα κέντρα κατανάλωσης. Από εκεί διανέμεται προς τους τελικούς καταναλωτές μέσω πλήθους μετασχηματιστών διανομής και ενός εκτεταμένου δικτύου διανομής. Στην εξέλιξη αυτή οδήγησαν μια σειρά από πλεονεκτήματα όπως η αποδοτικότερη λειτουργία των σταθμών παραγωγής, η δυνατότητα επιμερισμού της απαιτούμενης εφεδρείας και του μέγιστου φορτίου, η αποδοτικότερη κάλυψη του φορτίου με την χρησιμοποίηση μονάδων με την πιο χαμηλή κοστολογικά παραγωγή και η εκμετάλλευση των οικονομιών κλίμακας στην κατασκευή των στοιχείων του συστήματος. Η μεταφορά της ισχύος σε υψηλή τάση εξασφαλίζει τις λιγότερες δυνατές απώλειες, ενώ το δίκτυο διανομής είναι κατά τον τρόπο αυτό παθητικό δίκτυο με μονόφορη ροή ισχύος.

Τα τελευταία όμως χρόνια διαφορετικοί παράγοντες οδηγούν βαθμιαία στην αλλαγή της εικόνας αυτής και μάλιστα προς μια αποκεντρωμένη διάρθρωση [1]. Η εγκατάσταση διεσπαρμένων μονάδων – κατ' αντιδιαστολή με τις κεντρικές μονάδες – παραγωγής μέχρι μερικών δεκάδων ΜW στο δίκτυο διανομής είναι ήδη μια εμπεδωμένη πραγματικότητα [2]. Η τάση αυτή συνεχώς επεκτείνεται με την εγκατάσταση μονάδων ολοένα και πιο μικρότερης δυναμικότητας όσο πιο κοντά είναι δυνατόν προς τα φορτία. Μικρές γεννήτριες εγκατεστημένες κοντά στους τελικούς καταναλωτές στο δίκτυο διανομής Χαμηλής τάσης με βάση τις διαθέσιμες τοπικές πηγές πρωτογενούς ενέργειας (ανανεώσιμες πηγές, διανομή φυσικού αερίου κλπ) φαίνεται να είναι το επόμενο βήμα [3]. Αν εξαιρέσομε το γεγονός της διασύνδεσης των μονάδων μέσω του δικτύου, η περίπτωση θυμίζει την πρότερη φάση στην εξέλιξη των συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας [4]. Πράγματι, αρχικά υπήρχαν πολλές τοπικές μονάδες που λειτουργούσαν απομονωμένα, όπου μέρος του τοπικού φορτίου μιας περιοχής καλυπτόταν αποκλειστικά από μία γεννήτρια. Συγκεκριμένα στην Ελλάδα η περίοδος αυτή σημειώθηκε από το 1922 έως 1940. Το διάστημα αυτό χαρακτηρίζεται από την εξάπλωση μικρών τοπικών σταθμών παραγωγής της τάξης των 100 έως 1000 *kW* που ανήκαν κυρίως σε ιδιώτες και λιγότερο σε δημοτικές αρχές και κάλυπταν την ούτως ή άλλως μικρή κατανάλωση ηλεκτρικής ενέργειας της εποχής σε μεγάλες πόλεις [5].

Παράλληλα βέβαια συνεχίζεται να ενισχύεται και να εκσυγχρονίζεται το σύστημα στη μέχρι τώρα κατακόρυφη δομή του, περισσότερο όμως αναπτύσσεται η διασύνδεση μεταξύ γειτονικών συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας.

Βασικοί παράγοντες που επιφέρουν την διάδοση των διεσπαρμένων πηγών ενέργειας είναι:

- Περιβαλλοντολογικοί λόγοι, όπως η ανάγκη μείωσης των εκπομπών διοξειδίου του άνθρακα από μονάδες με συμβατικά καύσιμα που έχουν βάση τους υδρογονάνθρακες όπως ο λιγνίτης ή το πετρέλαιο.
- Η ανάγκη για μεγαλύτερη ποικιλία όσον αφορά την πρώτη ύλη που χρησιμοποιείται για την παραγωγή, η οποία επιβάλλεται τόσο από οικονομικούς λόγους (εισαγωγή καύσιμων υλών) όσο και από την περιορισμένη επάρκεια αυτών των πρώτων υλών στο μέλλον.

- Η ανάπτυξη νέων τεχνολογιών παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας, όπως για παράδειγμα η παραγωγή από ανανεώσιμες πηγές όπως οι ανεμογεννήτριες και τα φωτοβολταϊκά στοιχεία καθώς επίσης και οι μονάδες συμπαραγωγής ηλεκτρισμού και θερμότητας και σχετικά πρόσφατα οι κυψέλες καυσίμου.
- Η απελευθέρωση της αγοράς ηλεκτρικής ενέργειας με τον διαχωρισμό της παραγωγής από την μεταφορά η οποία δίνει την δυνατότητα σε ανεξάρτητους παραγωγούς να έχουν πρόσβαση στο δίκτυο.
- Η συνεχόμενη αύξηση της κατανάλωσης δημιουργεί δυσχέρεια στην κάλυψη της με μεταφορά ισχύος από απόσταση και απαιτεί κατασκευή πρόσθετων γραμμών μεταφοράς και γενικά ενίσχυση του δικτύου, ενώ σε πολλές περιπτώσεις υψηλών ροών ισχύος η τροφοδότηση των φορτίων καθίσταται επισφαλής.
- Η λειτουργία των σύγχρονων καταναλώσεων απαιτεί υψηλή ποιότητα ισχύος, τόσο σε αδιάλειπτη παροχή όσο και σε τάση απαλλαγμένη από οποιαδήποτε ανωμαλία. Αρκεί να αναφερθεί ότι η εγκατάσταση διατάξεων αδιάλειπτης παροχής (UPS) που πριν μερικά χρόνια απαιτούνταν μόνο σε ορισμένες εφαρμογές, στις μέρες μας είναι σχεδόν κανόνας σε κάθε ηλεκτρική εγκατάσταση. Στις απαιτήσεις αυτές είναι δύσκολο να ανταποκριθεί το σύστημα στην παρούσα ανάπτυξη του, όπου οι μονάδες παραγωγής, κυρίως από την ανάγκη να βρίσκονται στην περιοχή της πρώτης ύλης, είναι απομακρυσμένες από τα φορτία και συνδέονται με αυτά μέσω εκτεταμένου δικτύου.

Μέχρι τώρα οι περισσότερες διεσπαρμένες γεννήτριες που συνδέονται στο δίκτυο διανομής μέσης τάσης (Μ.Τ.), εκτός λίγων εξαιρέσεων, περιορίζονται στην παραγωγή ενέργειας στο σύστημα και δεν συνεισφέρουν σε άλλες λειτουργίες όπως στην παροχή εφεδρείας, την υποστήριξη της τάσης και γενικά στην αξιοπιστία του συστήματος. Όσο όμως τα τεχνικά χαρακτηριστικά τους βελτιώνονται και οι κανόνες λειτουργίας του συστήματος το επιτρέπουν η συμμετοχή τους στην υποστήριξη του συστήματος μεγαλώνει. Πράγματι καθόσον η διάδοση της διεσπαρμένης παραγωγής ήταν περιορισμένη, η αντιμετώπιση της περιοριζόταν στην ελαχιστοποίηση των επιδράσεων της στην λειτουργία του συστήματος. Το αποδεκτό όριο παραγωγής για σύνδεση στο δίκτυο καθοριζόταν από την αναμενόμενη αύξηση στην στάθμη βραχυκύκλωσης ή την τοπική υπέρταση κατά την μόνιμη λειτουργία, ενώ σε περιπτώσεις διαταραχών του συστήματος οι διεσπαρμένες μονάδες παραγωγής θα έπρεπε οπωσδήποτε να αποσυνδεθούν. Η τελευταία απαίτηση αποσκοπούσε στην αποφυγή χειροτέρευσης της κατάστασης που θα επέφερε στο σύστημα η συνέχιση της λειτουργίας τους, αλλά και στην αποτροπή της νησιδοποίησης του τμήματος δικτύου με διεσπαρμένη παραγωγή που είναι και η πιθανή κατάληξη. Η προσπάθεια σύνδεσης στο δίκτυο μεγάλου ποσού ισχύος από ανανεώσιμες πηγές, ώστε να εκπληρωθούν οι λόγοι που αναφέρθηκαν παραπάνω, σήμανε την αλλαγή της αντιμετώπισης της διεσπαρμένης παραγωγής. Αναγκαστικά, πλέον οι διεσπαρμένες μονάδες θα πρέπει να παραμείνουν στο σύστημα και επίσης να προσφέρουν με την βοήθεια νέων τεχνολογιών στήριξη της τάσης και της συχνότητας. Παράδειγμα αποτελούν τα αιολικά πάρκα, για τα οποία οι κανονισμοί σύνδεσης τα τελευταία χρόνια απαιτούν να παρέχουν άεργο ισχύ για την στήριξη της τάσης και να παραμένουν συνδεδεμένα σε περίπτωση βραχυκυκλώματος (LVRT) [6].

## 1.2 Διεσπαρμένη παραγωγή σε δίκτυα Χαμηλής Τάσης.

Η εφαρμογή της διεσπαρμένης παραγωγής που είναι πολλά υποσχόμενη είναι η εγκατάσταση μικρών πηγών στο δίκτυο διανομής χαμηλής τάσης (Χ.Τ.). Μικρές μονάδες παραγωγής ηλεκτρικής ισχύος (<100*kWe*) συνδεόμενες σε κλάδους του δικτύου διανομής Χ.Τ. που μεταφέρουν ισχύ στους τελικούς καταναλωτές μπορούν να διαμορφώσουν ένα νέο σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας το αποκαλούμενο μικροδίκτυο Χ.Τ. [7] - [10]. Το δίκτυο Χ.Τ. με αφετηρία τον μετασχηματιστή διανομής Μ.Τ./Χ.Τ., έχοντας κατά την όδευση του εγκατεστημένες διάφορων τύπων μικροπηγές, διατάξεις συσσώρευσης ενέργειας και ελεγχόμενα φορτία φαίνεται προς το ανάντι δίκτυο Μ.Τ. ως μια ελεγχόμενη οντότητα. Τα μικροδίκτυα Χ.Τ. είναι δυνατόν να λειτουργούν είτε συνδεδεμένα με το υπερκείμενο δίκτυο Μ.Τ. απορροφώντας από ή εξάγοντας προς αυτό ισχύ ανάλογα με τις τοπικές συνθήκες ζήτησης και παραγωγής ή αυτόνομα ως μία

αυτορυθμιζόμενη νησίδα σε μια περίπτωση διακοπής της παροχής από το ανάντι δίκτυο για οποιοδήποτε λόγο.

Κατά την συνδεδεμένη λειτουργία η ανταλλαγή ισχύος με το υπερκείμενο δίκτυο μπορεί να είναι είτε κυμαινόμενη, αν οι μικροπηγές παράγουν απλώς την διαθέσιμη ισχύ τους, ή σταθερή αν οι μικροπηγές παρακολουθούν την διακύμανση του τοπικού φορτίου δηλαδή του μικροδικτύου.

Προς το παρόν η διεσπαρμένη παραγωγή στο δίκτυο Χ.Τ. είναι ελάχιστη και η απαίτηση σε περιπτώσεις διαταραχών συχνότητας και τάσης είναι οι μονάδες να αποσυνδέονται και η νησιδοποίηση να αποφεύγεται. Το μικροδίκτυο αποτελεί μια ενιαία οντότητα και από την άποψη αυτή εκπληρώνει την τρέχουσα απαίτηση, αφού παρουσία προβλήματος στο υπερκείμενο δίκτυο αποσυνδέεται και μεταβαίνει σε αυτόνομη λειτουργία. Ενδεχομένως στο μέλλον αν η εφαρμογή του μικροδικτύου διαδοθεί και η διεσπαρμένη παραγωγή στην Χ.Τ. είναι εκτεταμένη, να δημιουργηθεί η ανάγκη παραμονής στο δίκτυο με επιπλέον συμμετοχή στην στήριξη της τάσης και της συχνότητας. Με την οργάνωση των μικροπηγών παραγωγής και των φορτίων σε μικροδίκτυο δίνεται η δυνατότητα αδιάλειπτης παροχής των φορτίων από τις ίδιες τις διεσπαρμένες πηγές, ενώ ταυτόχρονα η εγκατάσταση συμμορφώνεται με τους ισχύοντες κανονισμούς. Θα πρέπει να υπογραμμιστεί ότι εκτός από την αυξημένη αξιοπιστία και ποιότητα ισχύος, η αυτόνομη λειτουργία συνεπάγεται και αύξηση της διάρκειας παραγωγής των μονάδων οι οποίες σε διαφορετική περίπτωση θα έπρεπε να αποσυνδεθούν, ενώ έτσι συνεχίζουν να καλύπτουν το φορτίο αλλά απομονωμένα.

Τα αποτελέσματα από την εφαρμογή του μικροδικτύου εξυπηρετούν στο έπακρο τους λόγους που αναφέρθηκαν στην προηγούμενη παράγραφο, οι οποίοι αποτελούν κίνητρο γενικά για την εξάπλωση της διεσπαρμένης παραγωγής ενέργειας:

- Μεγαλύτερη διείσδυση των ανανεώσιμων πηγών λόγω μείωσης του κόστους αγοράς εγκατάστασης που θα προέλθει από την μαζική παραγωγή τους, κατά αντιδιαστολή με την εγκατάσταση μεγάλων μονάδων ΑΠΕ στα δίκτυα διανομής υψηλότερων τάσεων που ενθαρρύνονται από οικονομίες κλίμακας, με ότι αυτό συνεπάγεται για το περιβάλλον και την ποικιλία στις πηγές παραγωγής.
- Μείωση των απωλειών στο δίκτυο μεταφοράς αλλά και διανομής.
- Η εγκατάσταση πηγών ακριβώς στις περιοχές τελικής κατανάλωσης θα συμβάλει στην αποσυμφόρηση των δικτύων σε κρίσιμα σημεία όπου παρατηρούνται υψηλές ροές ισχύος και εγκυμονούν κινδύνους διακοπής της παροχής (μπλακ – άουτ). Η δυναμική συμπεριφορά των υπερκείμενων δικτύων αναμένεται να βελτιωθεί.
- Η ενίσχυση των δικτύων και η κατασκευή νέων σταθμών παραγωγής μπορούν να ματαιωθούν ή να αναβληθούν. Επιπρόσθετα, η ελεγχόμενη τοπική κάλυψη της ζήτησης θα οδηγήσει στην εξομάλυνση της καμπύλης φορτίου ώστε και οι υπάρχουσες κεντρικές μονάδες να λειτουργούν με μεγαλύτερο συντελεστή φόρτισης και άρα πιο αποδοτικά.
- Άμεση επίδραση στους δείκτες αξιοπιστίας της παροχής ισχύος αφού η δυνατότητα τροφοδότησης ουσιαστικά από δύο πηγές, τοπικά και από το δίκτυο Μ.Τ., θα ελαχιστοποιήσει τους χρόνους διακοπής και το κόστος από πλευράς καταναλωτή.
- Βελτίωση στην ποιότητα ισχύος από την δυνατότητα της αυτόνομης λειτουργίας ιδιαίτερα στην περίπτωση που η μετάβαση από την συνδεδεμένη λειτουργία στην απομονωμένη γίνεται κατά τρόπο αδιάλειπτο.
- Αύξηση της διάρκειας λειτουργίας και άρα της διείσδυσης της διεσπαρμένης παραγωγής, αφού σε περίπτωση προβλήματος στο υπερκείμενο δίκτυο συνεχίζουν να καλύπτουν το φορτίο σε απομονωμένη κατάσταση.
- Επαύξηση της διείσδυσης της διεσπαρμένης παραγωγής και μάλιστα από ανανεώσιμες πηγές σε συστήματα που ήδη λειτουργούν απομονωμένα λόγω της απόστασης τους από το δίκτυο, μέσω της ανάπτυξης των τεχνικών ελέγχου και αυτορύθμισης του μικροδικτύου.

Τα μικροδίκτυα αποτελούν μικρογραφία μεγάλων διασυνδεδεμένων δικτύων και πολλά ζητήματα τεχνικής και οικονομικής φύσης θα πρέπει να διερευνηθούν ώστε να καταστεί δυνατή η πραγματοποίηση τους [10], [11]. Ερευνητικά προγράμματα είναι σε εξέλιξη στις ΗΠΑ [7], από όπου ξεκίνησε άλλωστε η ιδέα της σύνδεσης μικροπηγών στο δίκτυο Χ.Τ. και ο σχηματισμός του μικροδικτύου, αλλά και στην Ευρώπη [8].

Οι πηγές που αναμένεται να συνδεθούν στο δίκτυο Χ.Τ. είναι [12], [13]:

- Μικρές ανεμογεννήτριες και φωτοβολταϊκά ή οποιεσδήποτε άλλες ανανεώσιμες πηγές ανάλογα με τις κατά τόπους διαθέσιμες πρωτογενείς πηγές ενέργειας.
- Μικροτουρμπίνες.
- Κυψέλες καυσίμου.

Τόσο οι μικροτουρμπίνες, που είναι μικροί αεριοστρόβιλοι, όσο και οι κυψέλες καυσίμου παρέχουν δυνατότητες συμπαραγωγής θερμότητας με αποτέλεσμα την μεγαλύτερη απόδοση. Επίσης με την ανάπτυξη ενός παράλληλου δικτύου μεταφοράς θερμότητας μπορεί να δημιουργηθούν προϋποθέσεις για την ανταλλαγή ηλεκτρικής ενέργειας και θερμότητας μεταξύ των καταναλωτών [7], [8].

Η απομονωμένη λειτουργία του μικροδικτύου προϋποθέτει την ύπαρξη στο σύστημα πηγών με ελεγχόμενη παραγωγή. Φυσικά η παροχή ισχύος από τις ανανεώσιμες πηγές δεν μπορεί να είναι συνεχώς διαθέσιμη και μάλιστα εδώ δεν υφίσταται εξομάλυνση στην διαθεσιμότητα λόγω γεωγραφικής διασποράς, αφού όλες οι πηγές εντοπίζονται στην ίδια περιοχή της γραμμής Χ.Τ. όπου συνδέονται. Αναμένονται λοιπόν απότομες μεταβολές στην ισχύ που παρέχεται από τις μονάδες αυτές. Οι υπόλοιπες πηγές, από τις οποίες μπορεί να εξασφαλιστεί μια συνέχεια στην παραγωγή, έχουν αργή αντίδραση σε μεταβολές του συστήματος π.χ. μεταβολή του φορτίου. Συνεπώς αν πρόκειται το μικροδίκτυο να μπορεί να τεθεί σε απομονωμένη λειτουργία με τα προαναφερόμενα οφέλη, θα συμμετέχουν απαραίτητα και πηγές συσσώρευσης ενέργειας. Προφανώς οι πηγές αυτές θα έχουν σημαντικό ρόλο στην εύρυθμη λειτουργία του μικροδικτύου κατά την απομόνωση του, παρέχοντας ισχύ σε περιπτώσεις διαταραχών υποστηρίζοντας το σύστημα και διατηρώντας έτσι την ποιότητα ισχύος στα απαιτούμενα επίπεδα. Πηγές συσσώρευσης ενέργειας συσσώρευσης ενέργειας του συστήμα και διατηρώντας έτσι την ποιότητα ισχύος στα απαιτούμενα επίπεδα. Πηγές

- Μπαταρίες
- Σφόνδυλοι
- Υπερπυκνωτές

Η πλειονότητα των μικροπηγών συνδέονται στο δίκτυο Χ.Τ. μέσω ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος [7]-[10]. Αυτό είναι απαραίτητο για να υπάρχει μεγαλύτερη ευελιξία στον έλεγχο τους, αφού η παρεμβολή του μετατροπέα αποσυμπλέκει τον έλεγχο της πρωτογενούς πηγής ισχύος από αυτόν του δικτύου. Όμως τις περισσότερες φορές η σύνδεση μέσω ηλεκτρονικών μετατροπέων είναι επιβεβλημένη καθότι είναι αδύνατη η απευθείας σύνδεση των πηγών με το δίκτυο. Για παράδειγμα οι μπαταρίες, τα φωτοβολταϊκά και οι κυψέλες καυσίμου παράγουν ισχύ σε *DC*, ενώ οι μικροτουρμπίνες και οι σφόνδυλοι σε *AC* με πολύ υψηλή και μεταβλητή συχνότητα αντίστοιχα.

Οι μικροπηγές συνδέονται στο δίκτυο με αντιστροφείς ελεγχόμενης μεταγωγής, πηγής τάσης ή πηγής ρεύματος, οι οποίοι έχουν τα τελευταία χρόνια εξελιχθεί σημαντικά. Χρησιμοποιούνται για την σύνδεση στο δίκτυο γεννητριών μεταβλητών στροφών αλλά ακόμα και σε εφαρμογές υψηλής ισχύος όπως η μεταφορά ισχύος με υψηλή συνεχή τάση (*HVDC*) και η στήριξη τάσης στο δίκτυο μεταφοράς (*STATCOM*) [14], [15]. Στα δίκτυα χαμηλής τάσης χρησιμοποιούνται σε διατάξεις ελέγχου στροφών κινητήρων επαγωγής και σε διατάξεις αδιάλειπτης παροχής ισχύος (*UPS*) [16]. Οι αντιστροφείς αυτοί χρησιμοποιούν *IGBT* και *GTO* ως διακόπτες ισχύος που έχουν δυνατότητα εντολοδοτούμενης σβέσης και έτσι σε αντίθεση με τους αντιστροφείς με μεταγωγή από την γραμμή του δικτύου, η παραγόμενη *AC* τάση είναι ανεξάρτητη από την φορά του ρεύματος. Μπορούν έτσι να ελέγχουν τόσο την ενεργή όσο και την άεργη ισχύ και προς τις δύο κατευθύνσεις (παραγωγή / απορρόφηση) και να ρυθμίζουν την τάση. Η αρμονική παραμόρφωση είναι σε χαμηλά επίπεδα σε σχέση με τους μετατροπείς με μεταγωγή από το δίκτυο. Στους αντιστροφείς Χ.Τ., που μας ενδιαφέρουν εδώ, για να πλησιάζει η κυματομορφή της παραγόμενης τάσης την τέλεια ημιτονοειδή μορφή η διακοπτική συχνότητα είναι πολύ υψηλή, ενώ στου

αντιστροφείς υψηλής ισχύος, που αυτό δεν είναι δυνατό, χρησιμοποιούνται άλλες τεχνικές όπως π.χ. πολυεπίπεδοι αντιστροφείς.

Ουσιαστικά ο έλεγχος των αντιστροφέων καθορίζει την παροχή ενεργού και αέργου ισχύος από τις μικροπηγές στο σύστημα. Αναλαμβάνει να προσαρμόσει τα χαρακτηριστικά παραγωγής ισχύος της κάθε μικροπηγής στις ανάγκες του συστήματος και ταυτόχρονα την ρύθμιση της τάσης στο μικροδίκτυο. Αποκτά λοιπόν πρωτεύουσα σημασία για την σύνδεση των μικροπηγών στο δίκτυο και τον σχηματισμό του μικροδικτύου.

Η χρήση των αντιστροφέων για σύνδεση των μονάδων στο δίκτυο, διαφοροποιεί την αυτόνομη λειτουργία του μικροδικτύου σε σχέση με ένα διασυνδεδεμένο σύστημα ή με ένα απομονωμένο σύστημα ισχύος στο οποίο συμμετέχουν μονάδες όπως γεννήτριες ντίζελ, υδροστρόβιλοι και ανεμογεννήτριες. Τα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας βασίζουν την ευσταθή λειτουργία τους στις στρεφόμενες μάζες των μηχανών που συνδέονται απευθείας στο δίκτυο. Στην περίπτωση του μικροδικτύου όλες σχεδόν οι πηγές συνδέονται μέσω αντιστροφέων και έτσι το σύστημα δεν διαθέτει την απαραίτητη αδράνεια που εξασφαλίζουν οι στρεφόμενες μηχανές μέσω της αποθηκευμένης κινητικής ενέργειας. Ακόμα και αν οι μικροπηγές βασίζουν την λειτουργία τους στην ηλεκτρομηχανική μετατροπή, η στρεφόμενη μηχανή είναι απομονωμένη από το δίκτυο με την παρεμβολή του αντιστροφέα. Εναπόκειται στον έλεγχο των αντιστροφέων που συνδέουν στο δίκτυο διατάξεις συσσώρευσης ενέργειας και πηγές με ελεγχόμενη παραγωγή ισχύος, να υποκατασταστήσει την ευσταθή απόκριση που έχει ένα διασυνδεδεμένο σύστημα με στρεφόμενες μηχανές.

Εκτός από τον έλεγχο των αντιστροφέων των μικροπηγών, ελεγκτές μπορεί να τοποθετηθούν και σε μέρος των φορτίων του μικροδικτύου. Οι ελεγκτές αυτοί μπορεί να πραγματοποιούν απόρριψη και εισαγωγή φορτίων ανάλογα με την κρισιμότητα τους ώστε να διατηρείται η επιθυμητή ισορροπία παραγωγής - κατανάλωσης στο σύστημα [17].

Προκειμένου να επιτευχθούν τα προσδοκώμενα αποτελέσματα εξοικονόμησης ενέργειας, προβλέπονται δύο ακόμα επίπεδα ελέγχου του μικροδικτύου πέρα από τον τοπικό έλεγχο των μικροπηγών (MC-Microgeneration control) και των φορτίων (LC-Load control). Σε αμέσως επόμενο επίπεδο θα εγκατασταθεί ο κεντρικός ελεγκτής του μικροδικτύου (MGCC-Microgrid system central controller). Ο κεντρικός ελεγκτής θα έχει την γενική εποπτεία του μικροδικτύου και θα μπορεί να εντολοδοτεί τους τοπικούς ελεγκτές των μικροπηγών σχετικά με την παραγωγή τους αλλά και να λαμβάνει από αυτούς πληροφορίες σχετικά με την τρέχουσα κατάσταση παραγωγής τους, με στόχο την βελτιστοποίηση και τον σχεδιασμό της παραγωγής. Κατά την απομονωμένη λειτουργία ο έλεγχος του κεντρικού ελεγκτή του μικροδικτύου αποκτά τον χαρακτήρα της βελτιστοποίησης και του σχεδιασμού της παραγωγής που επιτελείται σε ένα διασυνδεδεμένο σύστημα. Τέλος, κατά την συνδεδεμένη λειτουργία με το υπερκείμενο δίκτυο Μ.Τ., ο έλεγχος από τον κεντρικό ελεγκτή θα γίνεται σε συντονισμό με το Σύστημα διαχείρισης του δικτύου διανομής (DMS-Distribution Management system) που θα αποτελεί το τελευταίο επίπεδο ελέγχου και η οποιαδήποτε βελτιστοποίηση της παραγωγής στο μικροδίκτυο θα εξαρτάται από τις εκάστοτε συνθήκες στο δίκτυο διανομής.

Είναι φανερό ότι το εύρος των τεχνικών προβλημάτων που θα πρέπει να λυθούν ώστε να καταστεί δυνατή η απρόσκοπτη λειτουργία των μικροδικτύων είναι μεγάλο. Ειδικά η απομονωμένη λειτουργία προβάλλει ποικίλες δυσκολίες. Η μετάβαση από την συνδεδεμένη λειτουργία στην απομονωμένη καθώς και ο συγχρονισμός και η επανασύνδεση του μικροδικτύου στο υπερκείμενο δίκτυο αποτελούν προαπαιτούμενα για την εξασφάλισή της. Ευσταθής λειτουργία, ζητήματα προστασίας και ασφάλειας, έλεγχος και επικοινωνία των μικροπηγών σε τοπικό και κεντρικό επίπεδο, θέματα ποιότητας ισχύος, είναι τομείς που χρήζουν έρευνας. Ακόμα και η τοπολογία του μικροδικτύου σε ακτινική ανάπτυξη είναι υπό διερεύνηση, ενώ εξετάζεται για μεγαλύτερη ευελιξία και η περίπτωση σύνδεσης όλων των μικροπηγών σε δίκτυο συνεχούς ρεύματος το οποίο θα συνδέεται με το δίκτυο Χ.Τ. με αντιστροφέα σε κάποιο σημείο του.

## 1.3 Οικονομικά δεδομένα.

Εύκολα συμπεραίνει κανείς ότι η δυνατότητα της αυτόνομης λειτουργίας του μικροδικτύου που το ξεχωρίζει από μια εκτεταμένη σύνδεση μικροπηγών στο δίκτυο Χ.Τ., συνεπάγεται τεχνικές δυσκολίες και υψηλό κόστος εγκατάστασης που θα πρέπει να επωμιστούν οι καταναλωτές που θα συμμετάσχουν στον σχηματισμό του. Το κόστος συνίσταται στην δαπάνη αγοράς, εγκατάστασης και συντήρησης των μονάδων παραγωγής, των μονάδων αποθήκευσης ενέργειας και στην δαπάνη εγκατάστασης κατάλληλου εξοπλισμού και ελέγχου σε τοπικό αλλά και κεντρικό επίπεδο που θα καθιστά δυνατή την αυτόνομη λειτουργία αλλά και τον επανασυγχρονισμό και σύνδεση με το δίκτυο ανάντι του μικροδικτύου. Παραλληλισμός μπορεί να γίνει με την ανάγκη εγκατάστασης εφεδρικών γεννητριών ή διατάξεων αδιάλειπτης παροχής (UPS) σε διάφορες ηλεκτρικές εγκαταστάσεις Χ.Τ.. Εκεί, η σχέση μεταξύ της αξίας της συνεχούς λειτουργίας της εγκατάστασης και του κόστους εγκατάστασης και λειτουργίας της εφεδρικής παροχής καθορίζει την αναγκαιότητα αλλά και το είδος της εφεδρικής παροχής, αν δηλαδή θα είναι αδιάλειπτη ή μη. Έτσι σε νοσοκομεία, ευαίσθητες γραμμές παραγωγής βιομηχανικών εγκαταστάσεων ή κτίρια που στεγάζουν δραστηριότητες εξαρτώμενες από δίκτυα Η/Υ όπου η αξία της συνεχούς λειτουργίας κατά πολύ υπερβαίνει το κόστος εξασφάλισής της, εγκαθίστανται διατάξεις UPS, ενώ σε άλλες εφαρμογές μια απλή τοποθέτηση ηλεκτροπαραγωγών ζευγών για την παροχή εφεδρικής ισχύος είναι αρκετή. Κατά τον ίδιο τρόπο στην εφαρμογή του μικροδικτύου θα πρέπει να ποσοτικοποιηθεί το κόστος διακοπής παροχής για τα διάφορα είδη καταναλωτών (οικιακοί, βιοτεχνίες, κτίρια εταιρειών κλπ) που θα κληθούν να συνδεθούν στον συγκεκριμένο κλάδο Χ.Τ. όπου θα σχηματιστεί το μικροδικτύο. Από την σύγκριση με τις δαπάνες για την δυνατότητα της αυτόνομης λειτουργίας θα προκύψει το αν είναι εφικτή οικονομικά και με ποιό τρόπο θα πραγματοποιείται. Σχετική εξέταση [18] έδειξε ότι η αδιάλειπτη μετάβαση στην αυτόνομη λειτουργία είναι οικονομικά πραγματοποιήσιμη μόνο αν το κόστος της ανέρχεται για οικιακούς καταναλωτές γύρω στα 25 ευρώ ανά kW εγκατεστημένης ισχύος μικροπηγών και για εμπορικούς γύρω στα 325 ευρώ / kW. Όπως όμως σημειώνεται, πρόσθετοι παράγοντες μπορεί να υπάρξουν στο μέλλον που θα πρέπει να συνυπολογιστούν, όπως η δημιουργία αγοράς μεταξύ των καταναλωτών κατά την απομονωμένη λειτουργία, η υπηρεσία προς το δίκτυο με την αποφυγή ενίσχυσης του και τέλος το γεγονός ότι με την διάδοση της εγκατάστασης μικροπηγών στο δίκτο Χ.Τ. ο κεντρικός έλεγχος διαχείρισης του δικτύου θα είναι ήδη επιβεβλημένος και δεν θα επιβαρύνει την σύνδεση οποιασδήποτε νέας μικροπηγής.

Η διερεύνηση των τεχνικών ζητημάτων της λειτουργίας του μικροδικτύου έχει σαν κριτήριο οι προϋποθέσεις και οι μέθοδοι που θα προταθούν να έχουν το ελάχιστο δυνατό κόστος για να είναι βιώσιμη η εφαρμογή του. Για τον λόγο αυτό στόχος είναι η δημιουργία του μικροδικτύου να γίνει στο δίκτυο Χ.Τ. υπό την παρούσα διαμόρφωση του όσον αφορά την ακτινική ανάπτυξή του, τα μέσα προστασίας, τις μεθόδους γείωσης κλπ και γενικά η ελαχιστοποίηση των απαιτούμενων αλλαγών στην διανομή του δικτύου Χ.Τ.. Ακόμα η σύνδεση των μονάδων στο σύστημα θα πρέπει να εξασφαλίζεται χωρίς μεγάλη επιβάρυνση συ μικροδικτύου.

## 1.4 Αντικείμενο και επισκόπηση της διατριβής.

Η παρούσα εργασία ασχολείται με ένα μέρος των τεχνικών ζητημάτων. Πραγματεύεται την βασική λειτουργία του μικροδικτύου ώστε η εφαρμογή του να είναι βιώσιμη από τεχνικής απόψεως. Το ενδιαφέρον εστιάζεται στην επίτευξη της καθοριστικής ιδιότητας της απομονωμένης λειτουργίας η οποία συνεπάγεται αυξημένη αξιοπιστία για τις καταναλώσεις και συνέχεια στην παραγωγή των διεσπαρμένων μονάδων όταν παρουσιάζονται διαταραχές εκτός του μικροδικτύου. Διερευνάται ο τοπικός έλεγχος των μονάδων μέσω των αντιστροφέων τους ώστε να εξασφαλίζεται η ευσταθής λειτουργία. Προτείνονται μέθοδοι ελέγχου ώστε οι τυπικές λειτουργίες του συστήματος, όπως η απόκριση σε μεταβολές του φορτίου ή της τοπικής παραγωγής να πραγματοποιούνται ομαλά χωρίς να συνοδεύονται από ταλαντώσεις στις ροές ισχύος, γεγονός που μεταφράζεται σε διατήρηση της τάσης και της συχνότητας σε αποδεκτά επίπεδα. Ακόμη διερευνώνται τεχνικές ελέγχου που θα δώσουν την δυνατότητα η ποιότητα ισχύος να διατηρείται σε υψηλά επίπεδα κατά την απομονωμένη λειτουργία. Το δίκτυο διανομής Χ.Τ. εκτός του ότι μέχρι τώρα είναι ένα παθητικό δίκτυο διανομής στο οποίο συνδέονται τελικοί καταναλωτές για την τροφοδότησή τους, παρουσιάζει ιδιαιτερότητες σε σχέση με δίκτυα διανομής υψηλότερων τάσεων. Εξετάζεται σε πρώτο επίπεδο η επίδραση που οι ιδιομορφίες αυτές έχουν στην σύνδεση διεσπαρμένης παραγωγής αλλά και στην ανάπτυξη των τεχνικών ελέγχου. Στα πλαίσια της εξέτασης αναπτύσσεται ένα πρόγραμμα προσομοίωσης δυναμικών καταστάσεων και μελέτης της μόνιμης κατάστασης του μικροδικτύου το οποίο είναι προσαρμοσμένο στις συνθήκες του δικτύου Χ.Τ.. Με το πρόγραμμα αυτό μπορούν να μελετηθούν οι διάφορες συνθήκες λειτουργίας και να δοκιμαστούν οι μέθοδοι ελέγχου.

Στο παρόν Κεφάλαιο 1, γίνεται μια αναδρομή στην εξέλιξη των συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας και περιγράφονται οι ανάγκες οι οποίες οδηγούν στην εισαγωγή της διεσπαρμένης παραγωγής, η οποία μεταβάλλει σταδιακά την διάρθρωσή τους. Στα πλαίσια της προοπτικής που δημιουργείται, τίθενται ο σκοπός και το πεδίο της εργασίας.

Στο Κεφάλαιο 2 αναλύονται οι προϋποθέσεις για να μπορέσουν οι διεσπαρμένες μονάδες παραγωγής μέσω του αντιστροφέα στην έξοδό τους να υποστηρίξουν την λειτουργία του συστήματος. Η αυτόνομη λειτουργία μεταφράζεται σε ρύθμιση της συχνότητας και της τάσης και αντικείμενο του κεφαλαίου είναι η εφαρμογή στους αντιστροφείς της ρύθμισης που πραγματοποιείται σε ένα συμβατικό σύστημα με σύγχρονες μηχανές. Περιγράφεται λοιπόν πρώτα για το συμβατικό σύστημα ο πρωτεύον έλεγχος συχνότητας – ενεργού ισχύος και οι συμπληρωματικοί έλεγχοι καθώς και ο έλεγχος τάσης – αέργου ισχύος. Παράλληλα, δίνεται έμφαση στις δυνατότητες ελέγχου του αντιστροφέα, που στις διεσπαρμένες μονάδες στην Χ.Τ. είναι πηγής τάσης. Ακολούθως περιγράφεται η προσαρμογή των δυνατοτήτων αυτών ανάλογα με το αν η πηγή που συνδέει ο αντιστροφέας χαρακτηρίζεται από συνέχεια στην διάθεση της πρωτογενούς ισχύος. Επειδή ειδοποιός διαφορά του ελέγχου συχνότητας – ενεργού ισχύος στον αντιστροφέα είναι η αναγκαιότητά του για να παραλληλιστεί με άλλους αντιστροφείς, αναπτύσσεται η εφαρμογή του ελέγχου στον παραλληλισμό δύο αντιστροφέων κατά αντιδιαστολή με τον παραλληλισμό δύο σύγχρονων μηχανών. Στην συνέχεια εξετάζονται εναλλακτικοί τρόποι υλοποίησης του ελέγχου συχνότητας και τάσης και συμπληρωματικοί έλεγχοι για την επαναφορά των ρυθμιζόμενων μεγεθών στις ονομαστικές τιμές. Ανάλογα με τον τρόπο εγκατάστασης των απαραίτητων μονάδων συσσώρευσης σε σχέση με τις υπόλοιπες μονάδες που υποστηρίζουν το σύστημα, ορίζονται διάφορες στρατηγικές ελέγχου. Το κεφάλαιο κλείνει με την περιγραφή της διαδικασίας μετάβασης του συστήματος από την αυτόνομη στην συνδεδεμένη λειτουργία.

Στο Κεφάλαιο 3 αναπτύσσεται ένα εργαλείο για την μελέτη των μεταβατικών καταστάσεων ενός μικροδικτύου. Ο λόγος που ήταν απαραίτητο να αναπτυχθεί ένα νέο πρόγραμμα αντί να χρησιμοποιηθεί κάποιο υπάρχον πρόγραμμα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης μεταβατικών καταστάσεων είναι ότι το υπό εξέταση σύστημα ενδέχεται να περιλαμβάνει εκτεταμένο δίκτυο με διεσπαρμένες πηγές που παρουσιάζουν μεγάλες σταθερές απόκρισης και έτσι δεν είναι πρακτική η εφαρμογή ανάλυσης με στιγμιαίες τιμές. Επίσης θα πρέπει να αποκλειστούν και τα προγράμματα μεταβατικής ευστάθειας τα οποία χρησιμοποιούνται ευρέως στο συμβατικό σύστημα ισχύος με σύγχρονες μηχανές. Ακριβέστερα, θα πρέπει η μεθοδολογία τους να προσαρμοστεί σε σύστημα που διεγείρεται αποκλειστικά και μόνο από πηγές με αντιστροφείς. Επειδή το δίκτυο Χ.Τ. παρουσιάζει μεγάλο βαθμό ασυμμετρίας κρίνεται σκόπιμο να συμπεριληφθεί στην παράσταση του συστήματος. Πρώτα γράφονται οι εξισώσεις μεταβατικής κατάστασης των μηχανών και των αντιστροφέων πηγής τάσης αμελώντας την μεταβατική κατάσταση του δικτύου, αλλά λαμβάνοντας υπόψη την οποιαδήποτε ενδεχόμενη ασυμμετρία του. Για να είναι δυνατή η εφαρμογή του αλγορίθμου και για την περίπτωση αυτόνομου συστήματος με αντιστροφείς, τα μεγέθη που προκύπτουν από την αριθμητική ολοκλήρωση των εξισώσεων των πηγών (μηχανών και αντιστροφέων) μετατρέπονται για την επίλυση του δικτύου στην μόνιμη κατάσταση σε παραστατικούς μιγαδικούς με χρονομεταβλητό όρισμα. Το κεφάλαιο καταλήγει με την μοντελοποίηση των διαφόρων ειδών ελέγχου των αντιστροφέων, όπως αναλύθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο και με τις απαιτήσεις που πρέπει να πληρούν τα μοντέλα των πρωτογενών πηγών ενέργειας.

#### Κεφαλαίο 1

Βασικός σκοπός του Κεφαλαίου 4 είναι η συμπλήρωση του αλγόριθμου του προηγούμενου κεφαλαίου ως προς το αλγεβρικό μέρος της επίλυσης, με την μοντελοποίηση του δικτύου. Περιγράφονται οι ιδιαιτερότητες του δικτύου Χ.Τ. όπου διανέμεται και τέταρτος αγωγός (ουδέτερος αγωγός) για την σύνδεση μονοφασικών φορτίων, ο οποίος μπορεί να χρησιμοποιείται και ως αγωγός γείωσης προστασίας ή να διανέμεται για το σκοπό αυτό και πέμπτος αγωγός. Για μεγαλύτερη ευελιξία στην μοντελοποίηση της ασυμμετρίας χρησιμοποιούνται οι φασικές ποσότητες. Υπολογίζεται ο στοιχειώδης πίνακας μιας γραμμής διακρίνοντας τις τρεις περιπτώσεις που προκύπτουν από το είδος της σύνδεσης μεταξύ ουδετέρου αγωγού και γης. Περιγράφεται η κατασκευή του πίνακα αγωγιμοτήτων κόμβων από τους στοιχειώδεις πίνακες των γραμμών. Η μοντελοποίηση ολοκληρώνεται με την παράσταση των πηγών από την άποψη του δικτύου, των φορτίων και του Μ/Σ Μ.Τ. / Χ.Τ.. Κατόπιν δίνονται στοιχεία για ένα δίκτυο Χ.Τ. το οποίο έχει αναπτυχθεί για να χρησιμεύσει ως ένα τυπικό δίκτυο αναφοράς για την ανάπτυξη του μικροδικτύου. Σημαντικό χαρακτηριστικό του δικτύου Χ.Τ. είναι ότι η αντίσταση των γραμμών είναι πολύ μεγαλύτερη από την επαγωγική αντίδραση. Το υπόλοιπο μέρος του κεφαλαίου πραγματεύεται την επίδραση που έχει η αναλογία αυτή στην μεταφορά ισχύος στο δίκτυο Χ.Τ., καθώς και στην εφαρμογή του ελέγχου της συχνότητας και της τάσης κατά τον ίδιο τρόπο με το δίκτυο μεταφοράς.

Στο Κεφάλαιο 5 υλοποιείται στο Simulink ο αλγόριθμος της μεταβατικής ευστάθειας όπως τροποποιήθηκε στο τρίτο κεφάλαιο και η μοντελοποίηση του δικτύου του προηγούμενου κεφαλαίου. Για την προσομοίωση μεταβατικών καταστάσεων του μικροδικτύου επιλέγεται ο κλάδος οικιακών καταναλωτών του τυπικού δικτύου αναφοράς που παρουσιάστηκε στο κεφάλαιο 4 και κατά μήκος του θεωρούνται σε διάφορες θέσεις μικροπηγές. Η μοντελοποίηση του ελέγχου των αντιστροφέων και των πηγών ακολουθεί τα οριζόμενα στο κεφάλαιο 3. Το αντικείμενο της προσομοίωσης περιορίζεται στην κανονική λειτουργία του συστήματος όπως η παρακολούθηση των μεταβολών του φορτίου από τις πηγές και οι αυξομειώσεις στην παραγωγή των πηγών. Δοκιμάστηκαν διάφορες περιπτώσεις σχετικά με το είδος των μικροπηγών, τον έλεγχό τους και τα φορτία που συμμετέχουν στο σύστημα. Για επαλήθευση χρησιμοποιήθηκε το πρόγραμμα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης *ΕΜΤΡ – RV*.

Στο Κεφάλαιο 6 εξετάζεται με λεπτομέρεια η λειτουργία του αντιστροφέα ως ελεγχόμενη πηγή τάσης συνδεόμενη με άλλες πηγές τάσης είτε άλλων αντιστροφέων ή του υπερκείμενου δικτύου. Αναλύονται δομικά στοιχεία του ελέγχου όπως η μέτρηση της ισχύος εξόδου τόσο για τον μονοφασικό όσο και για τον τριφασικό αντιστροφέα υπό συνθήκες ασυμμετρίας και αρμονικών και προσδιορίζονται οι παράμετροι για την αναλογική ρύθμιση συχνότητας – ενεργού ισχύος και τάσης – αέργου ισχύος. Το φίλτρο εξόδου μονοφασικού και τριφασικού αντιστροφέα σχεδιάζεται με συγκεκριμένες προδιαγραφές. Τέλος, προσομοιώνεται ο παραλληλισμός αντιστροφέων με διαμόρφωση SPWM στο πρόγραμμα EMTDC – PSCAD εξετάζοντας περιπτώσεις που άπτονται των επιλεγόμενων παραμέτρων των στοιχείων του συστήματος και του ελέγχου. Επίσης περιγράφεται ένας τρόπος για τεθούν όρια λειτουργίας στις παραγόμενες ισχείς.

Στο Κεφάλαιο 7 αναλύεται η ευστάθεια του συστήματος με αντιστροφείς πηγής τάσης όταν σε αυτούς ρυθμίζονται η συχνότητα και η τάση αναλογικά από τις ισχείς. Εξετάζεται η επίδραση των γραμμών του δικτύου, των αναλογικών σταθερών του ελέγχου και της καθυστέρησης στην μεταβολή της συχνότητας και της τάσης από τις ισχείς. Θεωρούνται δύο μόνο αντιστροφείς παραλληλισμένοι μέσω μιας γραμμής Χ.Τ., αφού η περίπτωση αυτή συγκεντρώνει όλα τα χαρακτηριστικά που είναι απαραίτητα. Οι αντιστροφείς μοντελοποιούνται με τον έλεγχό τους, ενώ η γραμμή που τους συνδέει μοντελοποιείται με τις μεταφερόμενες ισχείς θεωρώντας μικρές διαταραχές, όπως στην περίπτωση διασύνδεσης δύο περιοχών ελέγχου σε ένα συμβατικό σύστημα ισχύος με σύγχρονες μηχανές. Ο τρόπος αυτός διευκολύνει διότι επιτρέπει την απευθείας χρησιμοποίηση των ισχυών αντί για τον υπολογισμό τους, όπως θα χρειαζόταν αν οι αντιστροφείς μοντελοποιούνταν σαν πηγές τάσης. Μια καθυστέρηση πρώτης τάξης παριστάνει την μέτρηση των ισχυών. Η αρχική διερεύνηση αφορά τους περιορισμούς του προσήμου των αναλογικών σταθερών ελέγχου συχνότητας – ενεργού ισχύος και τάσης – αέργου ισχύος σε σχέση με την αναλογία αντίστασης – αντίδρασης της γραμμής διασύνδεσης, καθώς και τον εναλλακτικό έλεγχο κατά τον οποίο η συχνότητα ελέγχεται με την άεργο ισχύ και η τάση με την ενεργό ισχύ. Στην συνέχεια εξετάζονται οι απαιτήσεις σχεδιασμού του συστήματος για την αυτόνομη λειτουργία και με βάση αυτές οριοθετούνται οι πρακτικές τιμές αντίστασης και αντίδρασης της γραμμής διασύνδεσης και οι συντελεστές ελέγχου. Ακολούθως μελετάται η ευστάθεια του συστήματος των δύο παραλληλισμένων αντιστροφέων για μεταβολή των παραμέτρων αυτών καθώς και του χρόνου καθυστέρησης λόγω της μέτρησης των ισχυών. Διαχωρίζονται τρεις περιπτώσεις: γραμμή με αντίσταση και αμελητέα αντίδραση, γραμμή με αντίδραση και αμελητέα αντίσταση και γραμμή με συγκρίσιμες τιμές αντίστασης και αντίδρασης. Χρησιμοποιούνται ο γεωμετρικός τόπος ριζών και η ανάλυση στο πεδίο συχνότητας και προτείνονται μέθοδοι για την βελτίωση της σχετικής ευστάθειας. Στο τελευταίο μέρος της μελέτης θεωρείται δυναμική παράσταση του δικτύου και επισημαίνονται οι διαφορές σε σχέση με την προηγούμενη ανάλυση κατά την οποία η μεταβατική κατάσταση του δικτύου αμελείται. Για την εξέταση αυτή χρησιμοποιείται η απλούστερη περίπτωση ενός αντιστροφέα που συνδέεται σε άπειρο ζυγό.

Τα προηγούμενα κεφάλαια ασχολούνται με την ρύθμιση της τάσης στην βασική συχνότητα. Δεδομένου ότι μεγάλο ποσοστό φορτίων στην Χ.Τ. είναι μη γραμμικά, αν ο έλεγχος περιοριστεί στην βασική συχνότητα τότε η παραμόρφωση της τάσης θα είναι αυξημένη και ενδεχομένως να αποβεί απαγορευτική για την απομονωμένη λειτουργία. Στο Κεφάλαιο 8 λοιπόν, εξετάζεται ο επιπλέον έλεγχος των αρμονικών συχνοτήτων της τάσης. Κατά την συνήθη εφαρμογή διεσπαρμένης παραγωγής, όπου οι μονάδες συνδέονται σε δίκτυο δεδομένης τάσης, ελέγχεται το αρμονικό περιεχόμενο του ρεύματος που παρέχουν οι μονάδες. Αντίθετα, στο αυτόνομο σύστημα οι διεσπαρμένες πηγές θα πρέπει να ελέγχουν τις αρμονικές της παρεχόμενης τάσης που δημιουργούνται από τα μη γραμμικά φορτία, έτσι ώστε να παραμένουν σε αποδεκτά επίπεδα. Ακόμη ο επιμερισμός των αρμονικών ρευμάτων μεταξύ των πηγών εξαρτάται από τις γραμμές και τα φίλτρα των αντιστροφέων και γενικά από την θέση τους στο δίκτυο, γεγονός που μπορεί να οδηγήσει σε δυσανάλογη φόρτιση αρμονικών ρευμάτων με συνέπεια την υπερφόρτιση κάποιων αντιστροφέων και την περαιτέρω αύξηση της παραμόρφωσης της τάσης. Προτείνεται ο έλεγχος της τάσης των ακροδεκτών κάθε αντιστροφέα με ανατροφοδότηση της τάσης και με πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος φορτίου. Ο έλεγχος γίνεται με στιγμιαίες τιμές και οι αρμονικές αντιμετωπίζονται συνολικά. Η εφαρμογή του ελέγχου δοκιμάζεται με προσομοιώσεις στο πρόγραμμα EMTDC – PSCAD. Εξετάζεται η περίπτωση δύο αντιστροφέων διαφορετικής δυναμικότητας που τροφοδοτούν ένα από τα πιο συνηθισμένα φορτία στην Χ.Τ. που ταυτόχρονα απορροφά ρεύμα υψηλής παραμόρφωσης όπως ο ανορθωτής με διόδους και πυκνωτή.

Στο Κεφάλαιο 9 γίνεται ανασκόπηση της διατριβής και παρουσιάζονται η συμβολή και τα βασικά σημεία πρωτοτυπίας. Επίσης δίνονται ορισμένες προτάσεις για την συνέχισή της.

#### 1.5 Αναφορές

- G. Pepermans, J. Driesen, D. Haeseldonckx, R. Belmans, W. D'haeseleer, "Distributed generation: definition, benefits and issues", *Int. Journal Energy Policy*, Vol. 33, No 6, April 2005, pp787-798
- [2] N. Jenkins, R. Allan, P. Crossley, D. Kirschen, Embedded Generation, IEE July 2000
- [3] J. W. Plastow, "Energy services for an electricity industry based on renewable energy" IEE Power Engineering Journal Vol. 15 Oct. 2001.
- [4] L. Hannah, *Electricity before nationalization*, Macmillan Press, 1979.
- [5] Ν. Σ. Παντελάκης, Ο εξηλεκτρισμός της Ελλάδος (1889-1956), ΜΙΕΤ 1991
- [6] E.ON Netz, Ergazende Netzanaschlussregeln fur windenergieanlangen, Dec. 2001, Germany.
- [7] R. Lasseter, A. Akhil, C. Marnay, J. Stephens, J. Dagle, R. Guttromson, A. Melliopoulos, R. Yinger, J. Eto, "White paper on integration of distributed energy resources - The CERTS microgrid concept" Office of Power Technologies of the US Department of Energy, Contract, DE-AC03-76SF00098, April 2002.
- [8] "MICROGRIDS Large Scale Integration of Micro-Generation to Low Voltage Grids", EU Contract ENK5-CT-2002-00610, Technical Annex, May 2002, also at http://microgrids.power.ece.ntua.gr
- [9] Ν. Χατζηαργυρίου, « Μικροδίκτυα, Συστήματα διεσπαρμένης παραγωγής σε δίκτυα Χαμηλής τάσης», Δελτίο ΠΣΔΜ-Η, Οκτώβριος 2006
- [10] R. H. Lasseter, "Microgrids" in Proc. 2002 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, Jan. 2002.
- [11] N. D. Hatziargyiou, S. Melliopoulos, "Distributed Energy Sources: Technical Challenges" in Proc. 2002 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, Jan. 2002.
- [12] CIGRE Task Force 38.01.10, "Modeling new forms of generation and storage" Nov. 2000
- [13] N. Hatziargyriou, G. Kariniotakis, N. Jenkins, J. Pecas Lopes, J. Oyarzabal "Modeling of Microsources for security studies", CIGRE Paris 30 Aug. – 3 Sep. 2004.
- [14] N. G. Hingorani, L. Gyugyi, Understanding FACTS, IEEE Press 2000.
- [15] Σ. Ν. Μανιάς, Ανώτερα κεφάλαια ηλεκτρονικών ισχύος, Παπασωτηρίου Αθήνα 1997
- [16] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, Power electronics converters, applications and design, J. Wiley & Sons Third Edition 1995.
- [17] J. V. Milanovic, N. L. Soultanis, "The influence of controlled and fixed load composition on the operation of autonomous wind – diesel system", IEEE Power Tech. Porto 2001.
- [18] T. Bopp, G. Strbac, R. N. Allan, "Keeping the lights on", IEE Power Engineer, April/May 2004

# Κεφάλαιο 2

# ΠΑΡΑΛΛΗΛΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΔΙΕΣΠΑΡΜΕΝΩΝ ΜΟΝΑΔΩΝ ΠΑΡΟΧΗΣ ΙΣΧΥΟΣ ΜΕΣΩ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΩΝ ΓΙΑ ΤΗΝ ΔΗΜΙΟΥΡΓΙΑ ΑΥΤΟΝΟΜΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

## 2.1 Εισαγωγή

Ο σκοπός ενός συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας είναι η απρόσκοπτη κάλυψη του ηλεκτρικού φορτίου των καταναλωτών. Λόγοι που σχετίζονται με την τοπογραφική κατανομή του φορτίου, την πιο αποδοτική κάλυψη του και την αξιοπιστία του όλου συστήματος, επιβάλουν την εγκατάσταση πολλών γεννητριών που συνδέονται μεταξύ τους και με τα φορτία με δίκτυο μεταφοράς – διανομής. Έτσι για παράδειγμα όταν οι ανάγκες φορτίου σε δυο συστήματα που γειτνιάζουν αυξάνεται, είναι προτιμότερη η μεταξύ τους σύνδεση εκμεταλλευόμενοι τις διαφορετικές καμπύλες ζήτησης φορτίου που παρουσιάζουν αντί για την εγκατάσταση γεννητριών μεγαλύτερης ισχύος σε κάθε σύστημα χωριστά. Επιπλέον η αξιοπιστία του συστήματος ενισχύεται με την διασπορά γεννητριών μικρότερης δυναμικότητας αντί για την χρησιμοποίηση μίας μονάδας με δυνατότητα κάλυψης της αιχμής του φορτίου. Οι ίδιοι λόγοι καθορίζουν και τον σχεδιασμό του μικροδικτύου που κατά την απομονωμένη λειτουργία του αποτελεί ένα αυτόνομο σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας. Για τον σχηματισμό του συνδέονται στο δίκτυο Χ.Τ. διάφορες πηγές ισχύος οι οποίες θα πρέπει να επιμερίζονται το φορτίο σύμφωνα με τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά τους και η συμμετοχή τους στην παραγωγή της ισχύος του φορτίου θα πρέπει κατά το δυνατόν να είναι ανεπηρέαστη από την θέση τους και να εναπόκειται αποκλειστικά στον έλεγχο και την δυναμικότητα τους. Ταυτόχρονα θα πρέπει να εξασφαλίζεται η ομαλή λειτουργία του συστήματος και να ελαχιστοποιείται ο κίνδυνος διακοπής τροφοδότησης των φορτίων. Η σύνδεση ηλεκτρικών πηγών και φορτίων παραπέμπει στις βασικές αρχές της ηλεκτροτεχνίας. Οι ηλεκτρικές πηγές μπορεί να είναι είτε πηγές τάσης ή πηγές ρεύματος. Επειδή κατά την υλοποίηση των συστημάτων ισχύος για λόγους οικονομίας και πρακτικής εφαρμογής η τάση παροχής διατηρείται σταθερή και το ρεύμα διαμορφώνεται από το φορτίο, πηγές τάσης συνδέονται μεταξύ τους παράλληλα και το σχηματιζόμενο δίκτυο χαρακτηρίζεται από παραλληλία. Δύο πηγές τάσης μπορούν να παραλληλιστούν στους ακροδέκτες τους μέσω των εσωτερικών αντιστάσεών τους αλλά τυχόν διαφορές στην τάση που παράγουν θα δημιουργήσουν ρεύμα κυκλοφορίας μεταξύ των μονάδων. Ακόμη, όταν ένα φορτίο συνδεθεί στους ακροδέκτες, μία πηγή μπορεί να φορτίζεται με δυσανάλογα περισσότερο ρεύμα από την άλλη λόγω της διαφορετικής εσωτερικής αντίστασης. Αν ο παραλληλισμός αφορά δύο πηγές DC τότε η προϋπόθεση για να παράγουν ανάλογα με την δυναμικότητά τους είναι να έχουν και οι δύο την ίδια ακριβώς τάση ανοικτοκύκλωσης και την ίδια ανά μονάδα εσωτερική αντίσταση. Για δύο πηγές AC η αντίστοιχη συνθήκη είναι οι πηγές να έχουν την ίδια τάση κατά μέτρο, συχνότητα και φάση, οι δε εσωτερικές αντιστάσεις να έχουν ανά μονάδα το ίδιο μέτρο αλλά και την ίδια γωνία. Για να επιτύχομε την επιθυμητή κατάσταση φόρτισης των παραλληλισμένων πηγών είτε αυτό σημαίνει παραγωγή ανάλογα με την δυναμικότητα ή υπερφόρτιση της μιας πηγής έναντι της άλλης, μπορούμε, δοθέντος του μεταξύ τους δικτύου, να μεταβάλομε για τις μεν πηγές DC την τάση, για τις δε AC τόσο το μέτρο της τάσης όσο και την φάση της έτσι ώστε να αναδιανέμομε την ενεργό και την άεργο ισχύ.

Στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας οι πηγές χρησιμοποιούν σύγχρονες μηχανές για την μετατροπή της ενέργειας σε ηλεκτρική και για την σύνδεση τους στην δημιουργία του δικτύου. Στο

μικροδίκτυο, σε αντίθεση με τα συμβατικά συστήματα, οι πηγές χρησιμοποιούν ηλεκτρονικούς μετατροπείς ώστε η παροχή ισχύος στην έξοδό τους να έχει τα χαρακτηριστικά που είναι αναγκαία για την τροφοδότηση των φορτίων. Στην περίπτωση λοιπόν του μικροδικτύου θα πρέπει οι αντιστροφείς των πηγών να παραλληλιστούν μέσω του δικτύου για τον σχηματισμό του. Στο παρόν κεφάλαιο εξετάζεται ο τρόπος με τον οποίο μπορεί να πραγματοποιηθεί αυτό με βάση τις ιδιαιτερότητες που συνεπάγεται η χρήση αποκλειστικά πηγών μέσω ηλεκτρονικών αντιστροφέων για την δημιουργία του συστήματος.

### 2.2 Έλεγχος συχνότητας και τάσης

#### 2.2.1 Ρύθμιση συχνότητας – ενεργού ισχύος

Σε ένα σύστημα ισχύος, υπό κανονικές συνθήκες λειτουργίας, οι γεννήτριες του συστήματος συγχρονισμένες μεταξύ τους παράγουν από κοινού την ισχύ η οποία κάθε στιγμή καταναλώνεται από τα φορτία και τις απώλειες των γραμμών μεταφοράς, οι οποίες αντιστοιχούν σε ένα μικρό ποσοστό της συνολικής καταναλισκόμενης ισχύος. Με δεδομένο το γεγονός ότι η ηλεκτρική ενέργεια δεν αποθηκεύεται κάπου στο σύστημα σε ηλεκτρική ή άλλη μορφή, ο ρυθμός της παραγόμενης ηλεκτρικής ενέργειας θα πρέπει να είναι ίσος με τον ρυθμό κατανάλωσης της σε κάθε χρονική στιγμή. Αν δεν υπάρχει ισορροπία, η διαφορά θα προστίθεται ή θα αφαιρείται από την αποθηκευμένη κινητική ενέργεια των στρεφόμενων δρομέων των μηχανών. Καθώς η κινητική ενέργεια εξαρτάται από την ταχύτητα περιστροφής της γεννήτριας, κάθε διαταραχή στην ισορροπία ισχύος θα μεταφράζεται σε απόκλιση της ταχύτητας και κατ' επέκταση της συχνότητας του συστήματος, η οποία είναι άρρηκτα συνδεδεμένη με την ταχύτητα περιστροφής από την λειτουργία της σύγχρονης μηχανής. Αν στιγμιαία η παραγόμενη ισχύς από τις γεννήτριες πλεονάζει της ισχύος του φορτίου, η ταχύτητα περιστροφής (και η συχνότητα) θα αυξηθεί καθώς η διαφορά θα μετατρέπεται σε κινητική ενέργεια. Ο ρυθμός αύξησης της ταχύτητας (και της συχνότητας) θα εξαρτάται από το ποσό της πλεονάζουσας παραγόμενης ενεργού ισχύος και από την ροπή αδρανείας του συνόλου του περιστρεφόμενου εξοπλισμού. Όλοι οι κινητήρες που κατά το συγκεκριμένο χρονικό διάστημα τροφοδοτούνται από το δίκτυο θα επιταχυνθούν με αποτέλεσμα να συναντήσουν μεγαλύτερες ροπές φορτίου και έτσι να απορροφούν μεγαλύτερη ισχύ από το δίκτυο. Αυτή η αύξηση της απορροφώμενης ισχύος θα ισοσκελίσει μετά από κάποιο χρόνο την μείωση του φορτίου που ήταν η αιτία της διαταραχής και το σύστημα θα ισορροπήσει σε μία νέα συχνότητα με αυξημένη τιμή, αφού όλες οι στρεφόμενες μάζες θα έχουν επιταχυνθεί σε μια τελική ταχύτητα στην οποία όση ισχύς παράγεται, απορροφάται. Το αντίθετο, δηλαδή επιβράδυνση και ισορροπία σε χαμηλότερη συχνότητα, θα συμβεί σε περίπτωση που η παραγόμενη ισχύς υπολείπεται της ισχύος του φορτίου [1].

Η διατήρηση της συχνότητας του συστήματος εντός στενών ορίων της ονομαστικής τιμής είναι επιβεβλημένη για την σωστή λειτουργία των φορτίων, των μονάδων παραγωγής και γενικά για την διευκόλυνση στον έλεγχο της καλής λειτουργίας του συστήματος ισχύος. Συνήθως τα όρια αυτά είναι για τα σημερινά συστήματα ισχύος ±0.05Hz. Καθώς το φορτίο του συστήματος συνεχώς αλλάζει, είναι αναγκαίο η ισχύς που παράγεται συνεχώς να ρυθμίζεται έτσι ώστε κάθε διαφορά μεταξύ παραγόμενης και καταναλισκόμενης ισχύος συνεχώς να μηδενίζεται. Η ρύθμιση ανάγεται έτσι σε παρακολούθηση του φορτίου από τις γεννήτριες με συνεχή προσαρμογή της παραγόμενης ισχύος καθώς οι συνθήκες αλλάζουν. Εφόσον η συχνότητα αποτελεί τον δείκτη της ισορροπίας ενεργού ισχύος στο σύστημα, χρησιμοποιείται σαν το ρυθμίζόμενο μέγεθος στον αυτόματο έλεγχο της ισοστάθμισης των διαφορών ισχύος στο σύστημα.

Ο βασικός ρόλος της αυτόματης ρύθμισης φορτίου – συχνότητας είναι γενικά η εξισορρόπηση παραγωγής και φορτίου και επιτελείται με τον ρυθμιστή στροφών των μονάδων παραγωγής. Η πρωτεύουσα ρύθμιση επαναφέρει αρχικά την συχνότητα κοντά στην ονομαστική τιμή. Με την επίδράση του στατισμού του ρυθμιστή στροφών τους, οι διάφορες γεννήτριες παραλαμβάνουν την κάθε μεταβολή φορτίου κατά αναλογία με την δυναμικότητα τους. Η ταχύτητα της αντίδρασης περιορίζεται από τις σταθερές χρόνου των ίδιων των ρυθμιστών στροφών, των στροβίλων και του συστήματος ισχύος. Ανάλογα με τον τύπο του στροβίλου κυμαίνεται μεταξύ 2 έως και 20 sec. Τυπική τιμή χρησιμοποιούμενου στατισμού συχνότητας είναι 4% για μεταβολή της ισχύος 1 α.μ. (σχ. 2.1).

Η δευτερεύουσα ρύθμιση αναλαμβάνει την ακριβή ρύθμιση της συχνότητας και με ολοκληρωτικό έλεγχο την επαναφέρει στην ονομαστική τιμή εξαλείφοντας την παραμένουσα διαφορά από την πρωτεύουσα ρύθμιση. Αυτός ο βρόχος ελέγχου είναι πιο αργός από την πρωτεύουσα ρύθμιση και λαμβάνει χώρα όταν η πρωτεύουσα ρύθμιση έχει τελειώσει. Ο χρόνος αποκατάστασης μπορεί να είναι της τάξης του ενός λεπτού. Οι δύο αυτοί βρόχοι ελέγχου έχουν σαν βάση για τον έλεγχο το σφάλμα της συχνότητας, το οποίο μπορεί να μετρηθεί τοπικά σε κάθε σταθμό παραγωγής. Πραγματοποιούνται έτσι τοπικά σε κάθε μονάδα.

Ένα μεγάλο διασυνδεδεμένο σύστημα συνήθως περιλαμβάνει διάφορες περιοχές ελέγχου. Ως περιοχή ελέγχου νοείται κάθε τμήμα του συστήματος το οποίο έχει αυτοδυναμία από την άποψη της κάλυψης του φορτίου του. Σε ένα τέτοιο σύστημα, ο δευτερεύων έλεγχος αναλαμβάνει επίσης να επαναφέρει την ροή ενεργού ισχύος διαμέσου των γραμμών διασύνδεσης των περιοχών ελέγχου στις συμφωνημένες τιμές, ύστερα από κάθε μεταβολή φορτίου [1], [2], [3]. Αυτό γιατί κατά την πρωτεύουσα ρύθμιση, όταν συμβαίνει μεταβολή στο φορτίο μιας περιοχής ελέγχου, συμμετέχουν με τον ρυθμιστή στροφών τους και οι μονάδες των γειτονικών περιοχών. Άλλωστε στο γεγονός αυτό οφείλεται και το πλεονέκτημα της διασύνδεσης διαφορετικών περιοχών μεταξύ τους, που είναι η υποστήριξη της κάθε περιοχής από γειτονικές της κατά την κανονική λειτουργία αλλά κυρίως κατά τις περιόδους διαταραχών και μεταβολών. Μια παραμένουσα διαφορά στην ισχύ διαμέσου των γραμμών διασύνδεσης θα σήμαινε ότι μια περιοχή θα έπρεπε να υποστηρίζει την γειτονική της με ισχύ μεγαλύτερη από την συμφωνημένη επί μονίμου βάσεως. Η δευτερεύουσα ρύθμιση με ολοκληρωτικό έλεγχο εξαλείφει την διαφορά αυτή.

Τέλος, η οικονομική κατανομή του φορτίου μεταξύ των γεννητριών θα μπορούσε να θεωρηθεί ως μια τριτεύουσα ρύθμιση. Καθώς η κατανομή του φορτίου είναι αποτέλεσμα της βελτιστοποίησης της όλης παραγωγής, οι εντολές προς τις μονάδες κατά τον έλεγχο αυτό θα πρέπει να προέρχονται από κάποιο κέντρο ελέγχου ενέργειας και να στέλνονται στις μονάδες μέσω κάποιων καναλιών επικοινωνίας. Το κέντρο ελέγχου λαμβάνει περιοδικά (κάθε πέντε λεπτά) τις παραγωγές των μονάδων και αν αυτές διαφέρουν από τις υπολογισθείσες ως βέλτιστες, εντολοδοτεί τις μονάδες να προσαρμόσουν την παραγωγή τους ανάλογα.



Σχ. 2.1: Τυπικές χαρακτηριστικές ενεργού ισχύος – συχνότητας και αέργου ισχύος τάσης σύγχρονων μηχανών διασυνδεδεμένου συστήματος ηλεκτρικής ενέργειας.

#### 2.2.2 Ρύθμιση τάσης – αέργου ισχύος

Το δεύτερο σημαντικό μέγεθος σε ένα σύστημα ισχύος που μαζί με την συχνότητα αντικατοπτρίζουν την λειτουργία του είναι η τάση. Η ανάγκη ελέγχου της τάσης προκύπτει όπως και στην περίπτωση της συχνότητας από την συνεχή μεταβολή του φορτίου με τον χρόνο. Η διαφορά όμως είναι ότι ενώ η συχνότητα είναι ενιαία σε όλο το σύστημα η τάση είναι συνδεδεμένη με το δίκτυο, την ανάπτυξη του και τα στοιχεία που το απαρτίζουν. Η τιμή της έχει έτσι άμεση σχέση με την θέση στο δίκτυο και η ρύθμιση της μπορεί να γίνει μόνο τοπικά σε ένα ζυγό ή μια περιοχή του δικτύου. Οποιαδήποτε συσκευή συνδέεται στο σύστημα ισχύος είναι σχεδιασμένη να λειτουργεί σε συγκεκριμένη ονομαστική τιμή τάσης και απόκλιση από την τιμή αυτή έχει ως συνέπεια η απόδοση της να μην είναι η αναμενόμενη και ο χρόνος ζωής της να μειώνεται. Αυτό δημιουργεί την ανάγκη ελέγχου της τάσης, αλλά η ρύθμιση της δεν χρειάζεται να γίνεται εντός πολύ στενών ορίων. Επίσης η εξάρτηση που παρουσιάζουν τα φορτία από την τάση είναι μεγαλύτερη από την εξάρτηση από την συχνότητα, όμως αποκλίσεις της τάσης από τις ονομαστικές τιμές σε διάφορες θέσεις του δικτύου δεν είναι τόσο κρίσιμες όσο οι αποκλίσεις συχνότητας στην λειτουργία του όλου συστήματος. Για το λόγο αυτό η ανοχή στην ρύθμιση της τάσης σε ένα ζυγό του δικτύου είναι μεγάλη σε σχέση με την ανοχή στην απόκλιση συχνότητας [4]. Επίσης ενώ η συχνότητα επαναφέρεται στην ονομαστική της τιμή με την δευτερεύουσα ρύθμιση κάτι ανάλογο δεν εφαρμόζεται στην τάση για την οποία μόνιμα σφάλματα στην ρύθμιση είναι ανεκτά. Η ρύθμιση της τάσης βασίζεται στο γεγονός ότι επειδή το δίκτυο σχηματίζεται κυρίως από επαγωγικές και χωρητικές αντιδράσεις οι οποίες ανάλογα με τις επικρατούσες συνθήκες φόρτισης εναλλάσσονται στον πρωτεύοντα ρόλο, η τάση σε ένα ζυγό εξαρτάται από την έγχυση αέργου ισχύος στον ζυγό αυτό. Επιτυγχάνεται λοιπόν με την παραγωγή ή απορρόφηση αέργου ισχύος σε επιλεγμένα σημεία του δικτύου, χρησιμοποιώντας τις διεγέρσεις των σύγχρονων μηχανών, πυκνωτές ή πηνία, ηλεκτρονικούς αντισταθμιστές αέργου ισχύος και Μ/Σ με δυνατότητα αλλαγής τάσης. Η διόρθωση μπορεί να γίνεται αυτόματα ή όχι, βηματικά ή συνεχώς.

Συγκεκριμένα για τις γεννήτριες, ο αυτόματος ρυθμιστής τάσης παρέχει την δυνατότητα επιμερισμού της άεργης ισχύος που θα πρέπει να παραχθεί ύστερα από μια μεταβολή της τάσης σε ένα ζυγό στην περιοχή των γεννητριών αυτών, μέσω του κέρδους του. Τυπική τιμή χρησιμοποιούμενης χαρακτηριστικής αέργου ισχύος – τάσης ακροδεκτών είναι 10% μεταβολή τάσης για 1 α.μ. αέργου ισχύος (σχ. 2.1). Η παραγόμενη όμως ισχύς θα είναι μεγαλύτερη στις γεννήτριες που είναι κοντύτερα δικτυακά στο σημείο που μεταβλήθηκε η τάση. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να μην επιμερίζεται η άεργη ισχύς ανάλογα με την δυναμικότητα των γεννητριών. Ακόμη, επειδή η ελεγχόμενη τάση είναι αυτή των ακροδεκτών ή κάποιου πλησιέστερου σημείου του δικτύου, η τάση σε κάποιο ζυγό απομακρυσμένο από τις γεννήτριες μπορεί να παραμένει σε μη αποδεκτά επίπεδα. Για τους λόγους αυτούς, υπάρχει σε κάθε γεννήτρια η δυνατότητα να μετατοπίζεται η χαρακτηριστική αέργου ισχύος – τάσης προσαρμόζοντας την τάση αναφοράς με δευτερεύοντα έλεγχο. Μπορεί λοιπόν να γίνει αναδιανομή της αέργου ισχύος ή να διατηρείται η παραγωγή αέργου ισχύος κάποιας γεννήτριας σε σταθερή τιμή. Για να αποφευχθεί να στέλνονται οι τιμές αναφοράς τάσης από το κέντρο ελέγχου ως αποτελέσματα βέλτιστης ροής φορτίου, το δίκτυο χωρίζεται σε ζώνες που καθεμία περιλαμβάνει ζυγούς των οποίων η τάση μεταβάλλεται ομοιόμορφα [5]. Σε κάθε ζώνη επιλέγεται ένα σημείο ο έλεγχος του οποίου ανατίθεται σε συγκεκριμένη γεννήτρια. Στόχος είναι να διατηρείται η τάση του επιλεγέντος σημείου στην επιθυμητή τιμή και η παραγωγή αέργου ισχύος κάθε γεννήτριας να είναι κατά αναλογία με την δυναμικότητα της.

Μεταξύ των δύο διαύλων ελέγχου, δηλαδή, ενεργού ισχύος – συχνότητας και αέργου ισχύος – τάσης υπάρχει αμοιβαία εξάρτηση, η οποία είναι πάντα παρούσα σε μεγαλύτερο ή μικρότερο βαθμό ανάλογα με τις επικρατούσες συνθήκες στο σύστημα. Μεταβολή της τάσης σε ένα σημείο του δικτύου προκαλεί μεταβολή της παραγόμενης ή απορροφώμενης ισχύος και μεταβολή της συχνότητας – γωνίας επιδρά και στην άεργο ισχύ. Η αλληλεξάρτηση παραμένει σε χαμηλά επίπεδα χάρη σε δύο λόγους. Οι διαφορές γωνιών μεταξύ των ζυγών διατηρούνται σε μικρές τιμές οπότε η επίδραση της γωνίας στην άεργη ισχύ παραμένει ασθενής. Η αυτόματη ρύθμιση τάσης είναι πολύ πιο ταχύτερη από την αυτόματη ρυθμιστή στροφών με αποτέλεσμα οποιαδήποτε επίπτωση έχει η αλλαγή της συχνότητας στην τερματική τάση της γεννήτριας κατά την μεταβολή της ενεργού ισχύος εξόδου να εκμηδενίζεται ταχύτατα και οποιαδήποτε δράση του ρυθμιστή τάσης να ολοκληρώνεται πριν την έναρξη διόρθωσης του ρυθμιστή στροφών.

#### 2.3 Έλεγχος συχνότητας και τάσης σε σύστημα ισχύος με αντιστροφείς

#### 2.3.1 Γενικές απαιτήσεις

Η ευσταθής αυτόνομη λειτουργία του μικροδικτύου απαιτεί κατάλληλο έλεγχο των ροών ενεργού και αέργου ισχύος και κατά συνέπεια διατήρηση των διακυμάνσεων της συχνότητας και της τάσης εντός επιτρεπτών ορίων. Θα πρέπει να εξασφαλιστεί ο επιμερισμός του φορτίου μεταξύ των μικροπηγών κάθε φορά που τα διάφορα φορτία συνδέονται και αποσυνδέονται από το δίκτυο.

Η ίδια φίλοσοφία ελέγχου που ακολουθείται για το σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας μιας ηλεκτρικής εταιρείας, θα ήταν επιθυμητό να μεταφερθεί στην λειτουργία του μικροδικτύου. Όπως περιγράφηκε πιο πάνω, ο έλεγχος συχνότητας επιτρέπει σε κάθε γεννήτρια στο σύστημα να μοιράζεται το φορτίο ενεργού ισχύος με τις υπόλοιπες με βάση την δική της χαρακτηριστική ενεργού ισχύος – συχνότητας (στατισμός). Στην ουσία η συχνότητα με το να είναι «αισθητή» παντού στο σύστημα, χρησιμοποιείται ως το μέσο επικοινωνίας μεταξύ των μονάδων, οι οποίες δεν χρειάζονται άλλου είδους διασύνδεση επικοινωνίας μεταξύ τους παρά μόνο το ίδιο το δίκτυο. Οι απαραίτητες μετρήσεις γίνονται τοπικά και ο έλεγχος έχει τοπικό χαρακτήρα. Μόνο για τον τριτεύοντα έλεγχο, ο οποίος εξασφαλίζει απλώς την βελτιστοποίηση της παραγωγής των μονάδων και δεν σχετίζεται με την παρακολούθηση της χρονικής μεταβολής του φορτίου από αυτές, χρειάζεται η εγκατάσταση γραμμών επικοινωνίας μεταξύ των μονάδων και του κέντρου ελέγχου του συστήματος, χωρίς όμως ιδιαίτερες απαιτήσεις ταχύτητας. Ο έλεγχος αυτός μπορεί να αντιστοιχηθεί με τον εποπτικό έλεγχο του κεντρικού ελεγκτή του μικροδικτύου.

Όσον αφορά τον έλεγχο της τάσης θα ήταν επιθυμητό να γίνεται κυρίως από τις ίδιες τις μικρομονάδες παραγωγής με την χρησιμοποίηση τεχνικών αντίστοιχων με αυτές που περιγράφησαν για τα σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας με σύγχρονες μηχανές. Θα πρέπει να εξασφαλιστεί η στήριξη της τάσης δεδομένου ότι τα φορτία στο δίκτυο Χ.Τ. ανήκουν σε τελικούς καταναλωτές.

#### 2.3.2 Χαρακτηριστικά και έλεγχος αντιστροφέα

Στο μικροδίκτυο όλες σχεδόν οι πηγές ενέργειας συνδέονται στην DC πλευρά αντιστροφέων [6]. [7]. Η συνήθης χρήση των αντιστροφέων στο δίκτυο Χ.Τ. είναι στη οδήγηση και τον έλεγχο στροφών επαγωγικών κινητήρων και σε διατάξεις αδιάλειπτης παροχής ισχύος (UPS). Με την ανάπτυξη των διαφόρων νέων τεχνολογιών παραγωγής ενέργειας που εφαρμόζονται στην διεσπαρμένη παραγωγή, οι αντιστροφείς χρησιμοποιούνται εκτεταμένα για να συνδέσουν τις διάφορες πηγές στο δίκτυο λόγω ασυμβατότητας μεταξύ εξόδου των πηγών και του δικτύου. Επίσης με την παρεμβολή τους, προσδίδουν μεγαλύτερο βαθμό ευελιξίας στον έλεγχο της παροχής ισχύος από τις πηγές προς το δίκτυο. Ακριβέστερα πρόκειται για ηλεκτρονικούς μετατροπείς που επιτρέπουν αμφίδρομη ροή ισχύος. Κεντρική όμως σημασία έχει η φορά ισχύος από την DC πλευρά προς την AC, η οποία συνήθως διαρκεί και περισσότερο χρόνο, οπότε χαρακτηρίζονται ως αντιστροφείς παρά ως ανορθωτές. Κατά κανόνα – εκτός διαφόρων περιπτώσεων σύνδεσης μονάδων διεσπαρμένης παραγωγής – είναι αντιστροφείς με εξαναγκασμένη και όχι φυσική μεταγωγή έτσι ώστε να μπορούν να παρέχουν ισχύ με οποιοδήποτε συντελεστή ισχύος επαγωγικό ή χωρητικό. Γενικά χωρίζονται σε δύο κατηγορίες [8], [9]. Η μία κατηγορία είναι οι λεγόμενοι αντιστροφείς πηγής τάσης οι οποίοι δημιουργούν μια καθορισμένη διακοπτική κυματομορφή τάσης στην έξοδο τους. Η DC πλευρά διατηρείται ως σταθερή τάση με την βοήθεια ενός πυκνωτή ή απευθείας από την πηγή ενέργειας, αν αυτή έχει χαρακτήρα DC πηγής τάσης, όπως για παράδειγμα μια μπαταρία. Η κυματομορφή του AC ρεύματος καθορίζεται από τα χαρακτηριστικά του επιβαλλόμενου φορτίου. Η δεύτερη κατηγορία είναι οι αντιστροφείς πηγής ρεύματος οι οποίοι παρέχουν μια καθορισμένη κυματομορφή ΑC ρεύματος στην έξοδο. Η DC πλευρά διατηρείται σε σταθερό ρεύμα με την χρήση ενός πηνίου. Η τάση εξόδου καθορίζεται τώρα από το φορτίο. Οι αντιστροφείς πηγής ρεύματος χρησιμοποιούν θυρίστορ ή GTO (gate turn off θυρίστορ) και λόγω ιδιαίτερων χαρακτηριστικών τους (πρόσθετες απαιτήσεις μεταγωγής που αυξάνουν το κόστος, χαμηλότερη συχνότητα μεταγωγής, αυξημένο ποσό αρμονικών) βρίσκουν εφαρμογή σε διατάξεις της τάξης των MW. Οι αντιστροφείς πηγής τάσης βρίσκουν εφαρμογή σε διατάξεις μέσης και χαμηλής ισχύος που μας ενδιαφέρουν. Πέρα όμως από αυτό, οι αντιστροφείς που χρησιμοποιούνται στο μικροδίκτυο είναι κυρίως πηγής τάσης επειδή αυτό επιβάλλεται από την απομονωμένη λειτουργία του μικροδικτύου. Θεωρητικά και οι δύο τύποι αντιστροφέων μπορούν να λειτουργήσουν τόσο σε ένα ενεργό δίκτυο όσο και σε ένα παθητικό, που περιλαμβάνει μόνο φορτία. Όμως τα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας αναπτύσσονται παράλληλα. Γεννήτριες και φορτία συνδέονται παράλληλα μεταξύ τους μέσω των γραμμών του δικτύου, οπότε η λειτουργία γίνεται υπό σταθερή τάση. Λειτουργία υπό σταθερό ρεύμα είναι δυνατή [10], αλλά προϋποθέτει εν σειρά σύνδεση φορτίων και γεννητριών. Έτσι γενικά, στην λειτουργία του μικροδικτύου ως ένα αυτόνομο σύστημα, αρμόζει περισσότερο ο αντιστροφέας πηγής τάσης για την σύνδεση των μικροπηγών, καθότι θα πρέπει να παρέχεται στο δίκτυο τάση με σταθερό μέτρο και συχνότητα.

Συνολικά ο τρόπος ζεύξης της μικροπηγής με το δίκτυο μέσω αντιστροφέα πηγής τάσης φαίνεται στο σχ. 2.2. Λόγοι προσαρμογής της τάσης εξόδου της μικροπηγής στην τιμή  $V_{dc}$  και της ισχύος εξόδου της στην επιθυμητή, επιβάλουν την παρεμβολή μετατροπέα *DC-DC* στην περίπτωση των φωτοβολταϊκών, των κυψελών καυσίμου κλπ [11]. Για μικροπηγές που παράγουν σε *AC* με μεταβλητή συχνότητα ή διάφορη των 50Hz (μικροτουρμπίνες, σφόνδυλοι κλπ) χρησιμοποιείται μετατροπέα *AC-DC* που ενδεχομένως συνδέεται στην έξοδο του και με μετατροπέα *DC-DC* (ανεμογεννήτριες). Γενικά για την βαθμίδα σύνδεσης της μικροπηγής με τους ακροδέκτες *DC* του αντιστροφέα απαντάται ποικιλία τοπολογιών που στοχεύουν στην καλύτερη προσαρμογή του σημείου λειτουργίας στην μη γραμμική χαρακτηριστική *V-I* της μικροπηγής ώστε η ισχύς εξόδου να μεγιστοποιείται με τον πιο οικονομικό τρόπο. Όταν χρειάζεται απομόνωση της πηγής από το δίκτυο *AC* [12] είτε για την αποφυγή ροής συνιστώσας *DC* που τυχόν προκαλείται από κάποια μικρομετατόπιση του σήματος ελέγχου ή όταν ο απαιτούμενος λόγος μετατροπής (ανύψωσης) της τάσης είναι υψηλός, τότε χρησιμοποιείται μετασχηματιστής [11], [13]. Ο *M/Σ* εγκαθίσταται είτε απευθείας στην *AC* πλευρά ή για εξοικονομηθεί χώρος και κόστος είναι *M/Σ* υψηλής συχνότητας και παρεμβάλλεται στον μετατροπέα *DC-DC*.



Σχ. 2.2: Σύνδεση μικροπηγής με το δίκτυο μέσω αντιστροφέα πηγής τάσης. Ενδεχομένως να μεσολαβεί μετατροπέας DC-DC ή AC-DC ανάλογα με το είδος και τα χαρακτηριστικά εξόδου της μικροπηγής.

Στα σχ. 2.3 και 2.4 φαίνονται δύο από τις πιο απλές και συνηθισμένες τοπολογίες αντιστροφέων πηγής τάσης που μπορεί να αποτελέσουν, όταν είναι εφικτή η μετατροπή ισχύος σε ένα στάδιο, τον συνολικό μετατροπέα που χρειάζεται μια μικροπηγή για την σύνδεση της σε δίκτυο *AC*. Έχουν το μειονέκτημα του ογκώδους Μ/Σ στα 50Hz, αλλά παρουσιάζουν τα πλεονεκτήματα της απλότητας και άρα της μεγαλύτερης αξιοπιστίας καθώς και της οικονομίας στα υλικά. Η παραγόμενη τάση στην έξοδο είναι ανεξάρτητη του φορτίου, δηλαδή του ρεύματος. Αυτό επιτυγχάνεται με την πρόσθετη δυνατότητα εντολοδοτούμενης σβέσης που έχουν τα διακοπτικά στοιχεία, τα οποία είναι είτε *IGBTs* (insulated gate bipolar transistor) ή *MOSFETs* (metal oxide semiconductor field effect transistor). Η αντιπαράλληλη σύνδεση μιας διόδου σε κάθε διακοπτικό στοιχείο παρέχει δρόμο για την αγωγή του ρεύματος όταν η τάση αλλάζει πολικότητα αλλά η φορά του ρεύματος δεν έχει ακόμα αντιστραφεί. Ετσι μπορούν να τροφοδοτηθούν φορτία με οποιοδήποτε συντελεστή ισχύος.



Σχ. 2.3: Τοπολογία αντιστροφέα πηγής τάσης τριφασικής εξόδου. Διακοπτικά στοιχεία τρανζίστορς.



Σχ. 2.4: Τοπολογία αντιστροφέα πηγής τάσης μονοφασικής εξόδου. Διακοπτικά στοιχεία τρανζίστορς.

Η πιο διαδεδομένη τεχνική για την έναυση - σβέση των διακοπτών του αντιστροφέα πηγής τάσης με τα καλύτερα αποτελέσματα, αφού δίνει την χαμηλότερη αρμονική παραμόρφωση στην τάση εξόδου, είναι η διαμόρφωση εύρους παλμών (*PWM*). Η *AC* τάση εξόδου του μονοφασικού ή του τριφασικού αντιστροφέα (σχ. 2.3, 2.4) δημιουργείται με διαμόρφωση εύρους παλμών (*PWM*) από την *DC* τάση εισόδου και είναι ελεγχόμενη ως προς το μέτρο και την συχνότητα (φάση) της θεμελιώδους ημιτονοειδούς κυματομορφής [6], [7], [14].

Πολλές είναι οι τεχνικές PWM οι οποίες έχουν αναπτυχθεί και χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο της τάσης εξόδου των αντιστροφέων πηγής τάσης [14]. Μεταξύ αυτών είναι η μέθοδος της σύγκρισης με μια φέρουσα κυματομορφή, η διαμόρφωση του χωρικού διανύσματος τάσης, η βέλτιστη διαμόρφωση για την εξάλειψη συγκεκριμένων αρμονικών κλπ. Η πιο απλή τεχνική, η οποία μπορεί να υλοποιηθεί και μόνο με αναλογικά στοιχεία, είναι η μέθοδος της σύγκρισης. Για την διαμόρφωση του εύρους των παλμών που καθορίζουν την διάρκεια έναυσης – σβέσης των διακοπτικών στοιχείων του αντιστροφέα, συγκρίνεται ένα ημιτονοειδές σήμα ελέγχου (Sinusoidal-PWM) στην επιθυμητή συχνότητα με μία τριγωνική κυματομορφή. Η συχνότητα της τριγωνικής κυματομορφής, η οποία μπορεί να χαρακτηριστεί σαν φέρουσα, καθορίζει την διακοπτική συχνότητα των στοιχείων και διατηρείται συνήθως σταθερή, όπως σταθερό διατηρείται και το πλάτος της. Το σήμα ελέγχου διαμορφώνει την σχέση εύρους μεταξύ της χρονικής διάρκειας που ο κάθε διακόπτης είναι κλειστός (on) και ανοικτός (off). Η συχνότητα του είναι η επιθυμητή θεμελιώδης συχνότητα f1 της τάσης εξόδου. Βασικοί παράμετροι είναι ο λόγος διαμόρφωσης πλάτους  $m_a = |V_{control}|/|V_{tri}|$ , με  $|V_{control}|$  το πλάτος του σήματος ελέγχου και  $|V_{tri}|$  το πλάτος της τριγωνικής κυματομορφής και ο λόγος διαμόρφωσης συχνότητας  $m_f = f_{tri}/f_1$  με  $f_{tri}$  την συχνότητα της τριγωνικής κυματομορφής και f<sub>1</sub> = 50Hz την συχνότητα της θεμελιώδους. Είναι αναπόφευκτο να υπάρχουν αρμονικές συνιστώσες στην τάση εξόδου. Γιαυτό τοποθετείται στην έξοδο φίλτρο L -C για την αποκοπή των αρμονικών υψηλών συχνοτήτων από το ρεύμα που παρέχεται στο δίκτυο και την εξομάλυνση του κοντά σε τέλειο ημίτονο. Αν υπάρχει Μ/Σ στην έξοδο (σχ. 2.3, 2.4) τότε η αντίδραση σκέδασης του αποτελεί μέρος του σχηματιζόμενου φίλτρου L - C - L για καλύτερα αποτελέσματα. Για μεταβολή  $0 \le m_a \le 1$ , το πλάτος της θεμελιώδους κυματομορφής της τάσης εξόδου είναι γραμμική συνάρτηση του λόγου  $m_a$  και της DC τάσης:  $V_{o1} = m_a (V_{dc}/2)$ για την

φασική τάση τριφασικού αντιστροφέα και  $V_{o1} = m_a V_{dc}$  για μονοφασικό. Επίσης για μεταβολή εντός αυτών των ορίων οι αρμονικές μεταφέρονται σε πολύ υψηλή περιοχή συχνοτήτων γύρω από την διακοπτική συχνότητα και τα πολλαπλάσια της. Κατά τον τρόπο αυτό μειώνονται και οι απαιτήσεις του φίλτρου εξόδου για αποτελεσματικό φιλτράρισμα των αρμονικών. Το μειονέκτημα είναι ότι για δεδομένη DC τάση, το διαθέσιμο πλάτος της θεμελιώδους AC τάσης στην έξοδο είναι περιορισμένο. Με  $m_a > 1$ , η τάση εξόδου έχει πολύ περισσότερες αρμονικές και μάλιστα σε περιοχή χαμηλών συχνοτήτων. Το δε πλάτος της θεμελιώδους κυματομορφής, παύει να είναι γραμμική συνάρτηση του λόγου *m<sub>a</sub>* και εξαρτάται και από τον λόγο *m<sub>f</sub>* ακόμα και για πολύ ψηλές τιμές του λόγου  $m_f$ . Για πολύ μεγάλες τιμές του  $m_a$  ( $m_a \gg$ 1) η κυματομορφή εξόδου καταλήγει από PWM σε ορθογωνική κυματομορφή, αφού οι διακόπτες είναι ανοικτοί για μια ημιπερίοδο της θεμελιώδους συχνότητας. Το πλάτος της θεμελιώδους κυματομορφής της τάσης εξόδου γίνεται το μέγιστο δυνατό και ανεξάρτητο του λόγου m<sub>a</sub>, οπότε δεν μπορεί πλέον να ελεγχθεί παρά μόνο με έλεγχο της ίδιας της τάσης *DC*:  $V_{o1} = (4/\pi)(V_{dc}/2)$  φασική τάση, για τριφασική και μονοφασική έξοδο. Στην περίπτωση των UPS επιβάλλεται ο λόγος m<sub>a</sub> να μεταβάλλεται εντός της περιοχής  $0 \le m_a \le 1$ . Επειδή, όπως αναφέρθηκε, εντός της περιοχής αυτής οι αρμονικές βρίσκονται γύρω από την διακοπτική συχνότητα, επιλέγονται για την λειτουργία πολύ υψηλές τιμές του *m*<sub>f</sub> και η διακοπτική συχνότητα είναι της τάξης αρκετών *kHz*. Τα χρησιμοποιούμενα διακοπτικά στοιχεία σε αυτές τις εφαρμογές χαμηλής ισχύος (τρανζίστορ IGBT ή MOSFET σχ. 2.3, 2.4) επιδέχονται υψηλές διακοπτικές συχνότητες. Υψηλή διακοπτική συχνότητα μειώνει τις απαιτούμενες παραμέτρους του φίλτρου εξόδου αλλά οι απώλειες στους ημιαγωγούς αυξάνονται. Οπότε η ικανοποιητική απόδοση του αντιστροφέα θέτει το όριο της χρησιμοποιούμενης διακοπτικής συχνότητας η οποία αποτελεί βασική παράμετρο που καθορίζεται στο επίπεδο του σχεδιασμού [15].

Όπως αναφέρθηκε το ελεγχόμενο μέγεθος είναι η θεμελιώδης αρμονική της τάσης εξόδου τόσο ως προς το πλάτος όσο ως προς την φάση, με δεδομένη σταθερή τάση *DC* στην είσοδο. Μεταβάλλοντας το πλάτος του ημιτονοειδούς σήματος ελέγχου το μέτρο της τάσης εξόδου μπορεί να αλλάζει, ενώ μεταβάλλοντας την συχνότητα του ημιτονοειδούς σήματος ελέγχου επιτυγχάνεται η μετατόπιση της φάσης του σχετικά με την τάση των ακροδεκτών και έτσι μπορεί να ελέγχεται η γωνία της τάσης εξόδου [7], [16], [17]. Εξομοιώνοντας κατά τον τρόπο αυτό την λειτουργία του αντιστροφέα με την λειτουργία της σύγχρονης μηχανής μπορούμε να ρυθμίσομε την ενεργό και την άεργη ισχύ που παράγονται. Θεωρώντας συμμετρική λειτουργία στην μόνιμη κατάσταση και μόνο τα μεγέθη στην θεμελιώδη συχνότητα αμελώντας τις αρμονικές, το ισοδύναμο κύκλωμα ανά φάση ενός αντιστροφέα συνδεδεμένου παράλληλα σε άπειρο ζυγό είναι όπως στο σχ. 2.5. Η  $V_{a}$  είναι η εσωτερική τάση που παράγει ο αντιστροφέας πριν από το φίλτρο εξόδου. *R*, *L* είναι η αντίσταση και η αυτεπαγωγή του φίλτρου του αντιστροφέα και του μετασχηματιστή, αν υπάρχει, για τις οποίες ισχύει  $ω_1L>>R$ . Η  $V_{β}$  είναι η τάση του δικτύου η οποία ταυτίζεται με την τάση ακροδεκτών του αντιστροφέα.



Σχ. 2.5: Παράλληλη σύνδεση αντιστροφέα και ενεργού δικτύου άπειρης δυναμικότητας. Ισοδύναμο κύκλωμα συμμετρικής λειτουργίας στην θεμελιώδη συχνότητα και διανυσματικά διαγράμματα.

Κατά αντιστοιχία με την σύγχρονη μηχανή οι παραγόμενες ισχείς από τον αντιστροφέα θα δίνονται από:

$$P_{\alpha} = \frac{|V_{\alpha}| |V_{\beta}|}{X} \sin \delta$$

$$Q_{\alpha} = \frac{|V_{\alpha}|}{X} (|V_{\alpha}| - |V_{\beta}| \cos \delta)$$
(2.1)

Ο έλεγχος της γωνίας δ οδηγεί στον έλεγχο της ενεργού ισχύος. Με δ>0 έχομε λειτουργία αντιστροφέα και με δ<0 η ροή ισχύος αναστρέφεται και έχομε λειτουργία ανορθωτή. Η μεταβολή του μέτρου  $|V_{\alpha}|$  επιτυγχάνει τον έλεγχο της αέργου ισχύος. Με  $|V_{\alpha}| > |V_{\beta}|$ cos $\delta$  ο αντιστροφέας παράγει άεργη ισχύ, ενώ όταν  $|V_{\alpha}| < |V_{\beta}|$ cos $\delta$  απορροφά. Στο σχ. 2.5, τα διανυσματικά διαγράμματα Ι, ΙΙΙ αντιστοιχούν σε λειτουργία αντιστροφέα και τα ΙΙ, ΙV σε λειτουργία ανορθωτή. Στα Ι, ΙΙ ο αντιστροφέας παράγει άεργο ισχύ, ενώ στα ΙΙΙ και ΙV απορροφά. Χρησιμοποιείται σύμβαση γεννήτριας για τον αντιστροφέα και φορτίου για το δίκτυο. Από κατασκευής των διαγραμμάτων στο σχ. 2.5, ίσα ποσά *P*,*Q* ανταλλάσσονται με το δίκτυο στους ακροδέκτες του αντιστροφέα και στις τέσσερις περιπτώσεις.

Στην γενικότητα του ο έλεγχος του αντιστροφέα, παριστάνεται από το διάγραμμα του σχ. 2.6. Φαίνονται δύο διαδοχικά στάδια ελέγχου, το εσωτερικό αφορά την διαμόρφωση εύρους παλμών για την εντολοδότηση των διακοπτικών στοιχείων με τους διαμορφωμένους παλμούς, ενώ το εξωτερικό αφορά την δημιουργία των σημάτων διαμόρφωσης από τις απαιτούμενες μετρήσεις και τα απαραίτητα σήματα ελέγχου. Στο σχ. 2.6 θεωρείται ότι χρησιμοποιείται για την τεχνική *PWM* η σύγκριση. Με την εξαίρεση της τριγωνικής κυματομορφής το ίδιο σχήμα αντιπροσωπεύει τον έλεγχο με οποιαδήποτε άλλη τεχνική *PWM* μπορεί να χρησιμοποιηθεί.



Σχ. 2.6: Διάγραμμα ελέγχου τάσης εξόδου αντιστροφέα πηγής τάσης.

Το ελεγχόμενο μέγεθος του αντιστροφέα πηγής τάσης μπορεί, αντί για την τάση εξόδου, να είναι το ρεύμα εξόδου. Έτσι από την άποψη του δικτύου ο αντιστροφέας θα φαίνεται σαν πηγή ρεύματος. Γενικά, ανεξάρτητα από την λειτουργική διάταξη του ίδιου του αντιστροφέα, που είναι πηγής τάσης, το πως τελικά θα φαίνεται από την πλευρά του δικτύου – πηγή τάσης ή ρεύματος - μπορεί να καθοριστεί αποκλειστικά και μόνο από τον έλεγχό του. Στην πρώτη περίπτωση ελέγχεται, όπως περιγράφηκε, το μέτρο και η φάση της θεμελιώδους κυματομορφής της τάσης, ενώ στην δεύτερη ελέγχεται το στιγμιαίο ρεύμα δηλαδή η ίδια η κυματομορφή του ρεύματος. Όταν ελέγχεται το ρεύμα του αντιστροφέα, που είναι διαμορφώνεται με διάφορες τεχνικές *PWM* κατά τέτοιο τρόπο ώστε η κυματομορφή του ρεύματος να είναι αναπαραγωγή κάποιας κυματομορφής ρεύματος αναφοράς [7], [8], [14]. Έτσι η μεταγωγή των διακοπτικών στοιχείων γίνεται με εντολή (αναφορά) ρεύματος. Αυτό απαιτεί την ύπαρξη κλειστού βρόχου ελέγχεται η τάση εξόδου, όπως αναπτύχθηκε προηγουμένως, ο έλεγχος ακολουθεί την φύση του αντιστροφέα - που είναι πηγής τάσης - και γιαυτό υλοποιείται σε ανοικτό βρόχο, παρέχοντας απλώς την αναφορά μέτρου και φάσης για το ημιτονοειδές σήμα

εντολοδότησης (σχ. 2.6). Ο έλεγχος του ρεύματος προϋποθέτει ότι η τάση των ακροδεκτών του αντιστροφέα καθορίζεται από το δίκτυο στο οποίο αυτός συνδέεται. Μέχρι σήμερα οι εφαρμογές διεσπαρμένης παραγωγής αφορούσαν την σύνδεση διαφόρων πηγών σε ένα υπάρχον δίκτυο που η τάση του ρυθμίζεται από σύγχρονες μηχανές. Ο έλεγχος του αντιστροφέα των μονάδων μπορεί να γίνει τόσο ελέγχοντας την τάση εξόδου [16], [18] όσο και το ρεύμα εξόδου [15] [19]. Ο έλεγχος ρεύματος στην προκειμένη περίπτωση επιτυγχάνει ταυτόχρονα αρκετά πρόσθετα πλεονεκτήματα, όπως προστασία από υπερένταση, καλύτερη μεταβατική συμπεριφορά και δυνατότητα εξάλειψης από το ρεύμα εξόδου αρμονικών οφειλόμενων σε παραμόρφωση της τάσης του δικτύου [15], [19] . Γιαυτό η χρησιμοποίηση ελέγχου αναφοράς ρεύματος είναι πιο συνηθισμένη στους αντιστροφέα πηγής τάσης να λειτουργεί σαν πηγή ελεγχόμενου ρεύματος είναι πιο συνηθισμένη στους αντιστροφείς των μονάδων διεσπαρμένης παραγωγής.



Σχ. 2.7: Έλεγχος ρεύματος αντιστροφέα πηγής τάσης ρυθμιζόμενου ρεύματος.

Αντίθετα όταν πρόκειται για εφαρμογή απομονωμένη από το δίκτυο, όπως στους αντιστροφείς των UPS, ελέγχεται η τάση εξόδου και μπορεί να χρησιμοποιείται πρόσθετη ανάδραση του ρεύματος εξόδου είτε για την βελτίωση της δυναμικής συμπεριφοράς [20] ή για την ενσωμάτωση πρόσθετων λειτουργιών όπως για παράδειγμα δυνατότητα παράλληλης λειτουργίας με το δίκτυο ως ενεργό φίλτρο αρμονικών [21].

#### 2.3.3 Δημιουργία αυτόνομου συστήματος με παραλληλισμό αντιστροφέων

Αφού κατά την απομονωμένη λειτουργία το φορτίο θα πρέπει να καλύπτεται αποκλειστικά τοπικά από τις μονάδες του μικροδικτύου, ο έλεγχος της συχνότητας και της τάσης θα αναλαμβάνεται από τις ίδιες τις μικροπηγές οι οποίες θα πρέπει να διοχετεύουν στο σύστημα τις απαιτούμενες ποσότητες ενεργού, αέργου ισχύος. Η υλοποίηση του ελέγχου θα πρέπει να γίνεται στους αντιστροφείς οι οποίοι προσαρμόζουν τις εγχύσεις ισχύος των πηγών στο σύστημα.

Στην σύγχρονη μηχανή η συχνότητα λειτουργίας είναι συνδεδεμένη με την ισορροπία παραγόμενης – απορροφώμενης ισχύος μέσω της εξίσωσης περιστροφής του δρομέα της μηχανής. Για σταθερή μηχανική ισχύ, αύξηση ή μείωση της ισχύος εξόδου οδηγεί αντίστοιχα σε μείωση ή αύξηση της ταχύτητας περιστροφής – συχνότητας με συνέπεια την ανάλογη μεταβολή της γωνίας ισχύος. Ο βασικός παράγοντας ευστάθειας του συστήματος ισχύος με σύγχρονες μηχανές είναι η ροπή συγχρονισμού, ή κατ' επέκταση η ισχύς συγχρονισμού, που αναπτύσσεται με κάθε μετατόπιση της γωνίας ισχύος από το σημείο ισορροπίας ως αντίδραση στην μετατόπιση. Αν αντί για τον αντιστροφέα που συνδέεται στον άπειρο ζυγό στο σχ. 2.5 θεωρηθεί μια σύγχρονη μηχανή χωρίς κανένα έλεγχο, τότε είτε για μια μικρή διαταραχή της γωνίας δ ή για μια μεγάλη διαταραχή που μπορεί να προκύψει από μια πολύ σύντομη αποσύνδεση και επανασύνδεση με τον άπειρο ζυγό, η ισχύς συγχρονισμού θα διατηρήσει την ευστάθεια της σύγχρονης μηχανής. Ακόμα και με την απουσία τυλιγμάτων απόσβεσης και χωρίς κάποιο τοπικό φορτίο εξαρτώμενο από την συχνότητα, η ευστάθεια διατηρείται, υπό την έννοια ότι η γωνία δ περιορίζεται σε ταλάντωση σταθερού πλάτους γύρω από το σημείο ισορροπίας. Η μεταβολή της ισχύος ανά μονάδα της γωνίας μετατόπισης δ, δηλαδή, ο συντελεστής ισχύος συγχρονισμού, θα είναι  $\partial P/\partial \delta = (|V_{\alpha}||V_{\beta}|/X) \cos \delta_0$  όπου  $V_{\alpha}$ είναι η εσωτερική τάση της μηχανής,  $V_{\beta}$  η τάση του άπειρου ζυγού και  $\delta_0$  η αρχική γωνία. Η φυσική ιδιοσυχνότητα του συστήματος δηλαδή η γωνιακή συχνότητα της μη αποσβενύμενης ταλάντωσης θα είναι  $\sqrt{\pi f_s(\partial P/\partial \delta)/H}$  όπου H είναι η σταθερά

αδράνειας της μηχανής και f<sub>s</sub> η ονομαστική συχνότητα [1], [22]. Φυσικά με την δράση της ισχύος απόσβεσης οι ταλαντώσεις αποσβένεινται και η γωνία επιστρέφει είτε στο αρχικό σημείο ισορροπίας, αν επρόκειτο για μικρή διαταραχή ή στο νέο σημείο ισορροπίας στην περίπτωση μιας μεγάλης διαταραχής που θα σήμαινε αλλαγή του δικτύου που παρεμβάλλεται μεταξύ της μηχανής και του άπειρου ζυγού.

Η φυσική σύζευξη μεταξύ Ρ και f είναι απούσα στην περίπτωση του αντιστροφέα, όπου παράγεται μια κυματομορφή τάσης συγκεκριμένης συχνότητας και μέτρου. Οποιαδήποτε μεταβολή της φόρτισης ενεργού ισχύος αφήνει την συχνότητα της παραγόμενης τάσης ανεπηρέαστη. Η σχέση μεταξύ ισχύος εξόδου και συχνότητας έχει αντικατασταθεί στην περίπτωση του αντιστροφέα πηγής τάσης με την σχέση μεταξύ ενεργού ισχύος στην AC πλευρά και τάσης στην DC πλευρά. Πράγματι, θεωρώντας μηδενικές απώλειες στους ημιαγωγούς η ενεργός ισχύς στην έξοδο AC θα πρέπει να ισούται με την ισχύ εισόδου στην DC πλευρά, η οποία είναι η ισχύς που παράγεται από την πηγή μείον την ισχύ φόρτισης του πυκνωτή (σχ. 2.2). Στην περίπτωση τροφοδότησης ενός απομονωμένου φορτίου από μια μικροπηγή που συνδέεται μέσω αντιστροφέα, όπως στο ισοδύναμο κύκλωμα του σχ. 2.9(Β), αύξηση του φορτίου ενεργού ισχύος επιφέρει αύξηση της ισχύος στην είσοδο DC του αντιστροφέα. Στιγμιαία, η αύξηση ισχύος του φορτίου θα καλυφθεί από την ισχύ εκφόρτισης του πυκνωτή, ο οποίος αποτελεί το αντίστοιχο της αδράνειας της στρεφόμενης μάζας της σύγχρονης μηχανής. Η DC τάση μειώνεται, προκαλώντας αύξηση της ροής ισχύος από την μικροπηγή η οποία αποκαθιστά την τάση του πυκνωτή στο αρχικό επίπεδο. Ο αντιστροφέας πλέον παράγει στην έξοδο του την απαιτούμενη από το φορτίο αυξημένη ισχύ υπό την ίδια (ονομαστική) συχνότητα. Προϋπόθεση είναι η δυνατότητα συνεχούς παραγωγής της μικροπηγής και η ικανή ταχεία απόκριση της στην μεταβολή της ισχύος εξόδου, διαφορετικά θα πρέπει να συνδεθεί κάποιο στοιχείο συσσώρευσης ενέργειας στην DC πλευρά. Μεταβολή του φορτίου, ενεργού ή αέργου ισχύος, συνεπάγεται την μεταβολή της τάσης. Για να διατηρείται η τάση στο απαιτούμενο επίπεδο για οποιοδήποτε ρεύμα φορτίου και συντελεστή ισχύος αρκεί να ελέγχεται η τερματική τάση του αντιστροφέα ώστε να παραμένει σε κάποια προκαθορισμένη τιμή ρυθμίζοντας τον λόγο διαμόρφωσης πλάτους m, και

κατ' επέκταση την εσωτερική τάση του αντιστροφέα.

Η έλλειψη σύζευξης *P* και *f* δεν θα ήταν επίσης κρίσιμη στην περίπτωση που θα μας ενδιέφερε απλώς η σύνδεση των μικροπηγών μέσω αντιστροφέων σε ένα ενεργό δίκτυο του οποίου η συχνότητα και η τάση ελέγχονται από άλλες συμβατικές πηγές, όπως για παράδειγμα η σύνδεση του αντιστροφέα σε άπειρο δίκτυο (σχ. 2.5). Τότε θα αρκούσε ο έλεγχος της παραγόμενης ισχύος εξόδου ώστε αυτή να παραμένει σε μία προδιαγεγραμμένη τιμή ρυθμίζοντας την γωνία δ. Η παραγωγή ορισμένης άεργης ισχύος μπορεί να υλοποιηθεί με τον έλεγχο της άεργης ισχύος εξόδου ρυθμίζοντας την εσωτερική τάση του αντιστροφέα [23]. Οι δύο έλεγχοι των ισχυών ρυθμίζουν την φάση και το πλάτος του σήματος διαμόρφωσης στο σχ. 2.6 και οι σχηματιζόμενοι βρόχοι ελέγχου φαίνονται στο σχ. 2.8. Με βάση τα όσα προαναφέρθηκαν για την *DC* τάση, ο βρόχος ελέγχου παραγόμενης ισχύος που παρέχει την γωνία αναφοράς υλοποιείται πρακτικά με έλεγχο της τάσης του πυκνωτή. Η τάση του πυκνωτή ελέγχεται ώστε να διατηρείται σταθερή σε κάποια τιμή ρυθμίζοντας την γωνία δ, οπότε ο αντιστροφέας μεταβιβάζει στο ενεργό δίκτυο την συγκεκριμένη ισχύ που η πηγή δύναται να παράξει [16], [18]. Ο αποτελεσματικός έλεγχος της τάσης *DC* επηρεάζει και τον έλεγχο παραγωγής αέργου ισχύος, αφού η εσωτερική τάση του αντιστροφέα προκύπτει από τον λόγο διαμόρφωσης *m*<sub>a</sub> και την *V*<sub>dc</sub>.



Σχ. 2.8: Έλεγχος αντιστροφέα στην περίπτωση σύνδεσης του σε ενεργό δίκτυο που δημιουργείται από συμβατικές πηγές.

Εναλλακτικά, θα μπορούσε ο αντιστροφέας να ελέγχεται ως πηγή ρεύματος όπως αναφέρθηκε παραπάνω. Με δεδομένη την κυματομορφή της τάσης στους ακροδέκτες του αντιστροφέα από το δίκτυο, από την ενεργό και άεργο ισχύ που θα πρέπει να παρέχει ή να απορροφά η πηγή ρυθμίζεται η αναφορά του ρεύματος την οποία θα πρέπει να ακολουθεί το εναλλασσόμενο στιγμιαίο ρεύμα εξόδου.

Η αποκατάσταση της σχέσης μεταξύ Ρ και f καθίσταται αναγκαία από την πρόθεση να δημιουργηθεί ένα αυτόνομο δίκτυο που θα διεγείρεται από περισσότερες από μια μικροπηγές συνδεόμενες μέσω αντιστροφέων οι οποίες θα πρέπει να μοιράζονται το φορτίο του συστήματος. Αν στο σχ. 2.5 η τάση του ζυγού β δεν είναι του άπειρου δικτύου αλλά η εσωτερική τάση ενός άλλου αντιστροφέα και η σύνθετη αντίσταση $R+iL2\pi f_1$ συντίθεται από τα δύο φίλτρα των αντιστροφέων με  $ω_1 L = ω_1 (L_1 + L_2) >> R_1 + R_2 = R$ , έχομε την περίπτωση δύο παράλληλα συνδεδεμένων αντιστροφέων. Έστω ότι οι αντιστροφείς παράγουν στην έξοδό τους μια τάση συγκεκριμένου μέτρου και συχνότητας όπως θεωρήθηκε για την περίπτωση του αντιστροφέα που τροφοδοτεί απομονωμένο φορτίο και ότι οι τάσεις βρίσκονται σε συμφωνία φάσης. Το αποτέλεσμα θα είναι οποιαδήποτε διαταραχή στην συχνότητα και το μέτρο της τάσης να δημιουργεί συνεχώς αυξανόμενη διαφορά της μεταξύ τους γωνίας και τυχαία διαφορά των μέτρων τάσης οπότε να κυκλοφορεί ανεξέλεγκτα ισχύς από τον ένα αντιστροφέα στον άλλο με συνέπεια μεγάλες τιμές ρεύματος [24]. Η διαταραχή μπορεί να προέλθει ακόμα και από μικροδιαφορά των ηλεκτρονικών στοιχείων εντός των ορίων ανοχών τους [12] - τόσο των διακοπτών ισχύος όσο και του ελέγχου τους, όπως για παράδειγμα ο κρυσταλλικός ταλαντωτής [25] που καθορίζει την συχνότητα του σήματος διαμόρφωσης κλπ. Το αποτέλεσμα επιτείνεται όταν η αντίδραση των φίλτρων που συνθέτουν την γραμμή διασύνδεσης έχει μικρή τιμή. Με την θεώρηση στην θέση των δύο αντιστροφέων δύο παραλληλισμένων σύγχρονων μηχανών με την ίδια τιμή διέγερσης και χωρίς κανένα απολύτως έλεγχο οι οποίες λειτουργούν εν κενώ, η συνθήκη αρχικά θα ήταν η ίδια ταχύτητα περιστροφής και η κοινή τερματική τάση και συχνότητα. Αν η μηχανή α επιταχυνθεί ώστε να δημιουργηθεί μία μικρή προπορεία αυτής κατά γωνία δ έναντι της eta, όπως στο διανυσματικό διάγραμμα του σχ. 2.9, τότε η lpha θα λειτουργεί ως γεννήτρια παράγωντας ισχύ οπότε θα αναγκαστεί να επιβραδύνεται ενώ η β ως σύγχρονος κινητήρας καταναλώνοντας ισχύ οπότε και θα επιταχύνεται. Εξαιρώντας τα τυλίγματα απόσβεσης, οι μηχανές θα διατηρηθούν συγχρονισμένες εκτελώντας ταλαντώσεις περιορισμένου πλάτους, μόνο με την δράση της ισχύος συγχρονισμού, εναλλάσσοντας συνεχώς τον ρόλο της γεννήτριας και του κινητήρα. Η άεργος ισχύς μοιράζεται μεταξύ των δύο μηχανών όπως φαίνεται στα διανυσματικά διαγράμματα του σχ. 2.9(Α). Η ίδια εξέλιξη, δηλαδή ταλάντωση γύρω από το αρχικό σημείο ισορροπίας, θα συνέβαινε εάν από την αρχή η μία μηχανή λειτουργούσε ως γεννήτρια και η άλλη ως κινητήρας. Επίσης και για τις δύο περιπτώσεις, αρχική φόρτιση ή εν κενώ λειτουργία, εάν θεωρηθεί μεγάλη διαταραχή, όπως για παράδειγμα πολύ σύντομη διακοπή της παράλληλης σύνδεσης και επανασύνδεση, η ευστάθεια μπορεί να διατηρηθεί και οι μηχανές να παραμείνουν συγχρονισμένες μόνο με την δράση της ισχύος συγχρονισμού. Ο συντελεστής ισχύος συγχρονισμού ∂Ρ/∂δ θα δίνεται από την ίδια σχέση όπως προηγουμένως για την σύγχρονη μηχανή σε άπειρο ζυγό, με την διαφορά ότι η τάση V<sub>β</sub> είναι τώρα η εσωτερική τάση της μηχανής β και η γωνία δο η αρχική γωνία μεταξύ των δύο μηχανών. Το ίδιο ισχύει και για την συχνότητα

της ταλάντωσης με την διαφορά ότι τώρα για την σταθερά αδράνειας ισχύει  $H = H_{\alpha}H_{\beta}/(H_{\alpha} + H_{\beta})$ όπου  $H_{\alpha}$ ,  $H_{\beta}$  οι σταθερές αδράνειας των δύο παράλληλα συνδεδεμένων μηχανών [22], [26], [27]. Αξίζει να σημειωθεί εδώ ότι αφού για τις σύνθετες αντιστάσεις των σύγχρονων μηχανών ισχύει  $\omega_{1}L >> R$ , τότε οποιαδήποτε μεταβολή γωνίας δημιουργεί εξ ολοκλήρου μεταφερόμενη ισχύ και έτσι μεταφράζεται σε μεγάλη ισχύ συγχρονισμού που διευκολύνει την διατήρηση της ευστάθειας. Αν υποτεθεί ότι μεταξύ των δύο μηχανών μεσολαβεί δίκτυο με μεγάλη τιμή αντιστάσεων R' έτσι ώστε  $\omega_{1}L << R'$  τότε είναι δύσκολο αν όχι αδύνατο να διατηρηθεί ο συγχρονισμός, χωρίς κανενός είδους έλεγχο όπως θεωρήθηκε [9].



Σχ. 2.9: Απομονωμένη λειτουργία. Διανυσματικό διάγραμμα παράλληλης σύνδεσης δύο αντιστροφέων (Α) και ισοδύναμο κύκλωμα τροφοδότησης φορτίου από αντιστροφέα (Β).

Στην περίπτωση των δύο παράλληλα συνδεδεμένων αντιστροφέων την σύζευξη μεταξύ της ενεργού ισχύος εξόδου και της συχνότητας για να επιτευχθεί ευσταθής λειτουργία, καλείται να υποκαταστήσει ο έλεγχος του κάθε αντιστροφέα. Κατά τον ίδιο τρόπο θα πρέπει να εξασφαλιστεί και η σχέση μεταξύ άεργης ισχύος εξόδου και εσωτερικής τάσης του αντιστροφέα έτσι ώστε οι αντιστροφείς όσο το δυνατόν από κοινού να υποστηρίζουν την τάση του δικτύου καθώς το φορτίο μεταβάλλεται. Οι αντιστροφείς θα μπορούσαν να ελέγχονται έτσι ώστε η συχνότητα και το μέτρο της κυματομορφής τάσης που παράγουν να ρυθμίζονται από χαρακτηριστικές ενεργού ισχύος συχνότητας και αέρνου ισχύος - τάσης κατ' αντιστοιχία με τον έλεγχο των σύγχρονων γεννητριών στο δίκτυο μεταφοράς [12], [24], [28]-[30]. Πιο συγκεκριμένα, ο έλεγχος της συχνότητας θα έχει ως είσοδο την μετρούμενη ενεργό ισχύ μονοφασική ή τριφασική ανάλογα με το είδος του αντιστροφέα και ως έξοδο βάσει της κλίσης P – f, την συχνότητα της θεμελιώδους κυματομορφής τάσης εξόδου του αντιστροφέα, ή ακριβέστερα το χρονικό ολοκλήρωμα της, την γωνία δηλαδή, η οποία χρησιμοποιείται για την σύνθεση του σήματος διαμόρφωσης του PWM ελέγχου στο σχ. 2.6. Ομοίως ο έλεγχος της τάσης θα ρυθμίζει από την μετρούμενη άεργη ισχύ το πλάτος του σήματος διαμόρφωσης PWM στο σχ. 2.6 βάσει της κλίσης Q –V, καθορίζοντας το μέτρο της θεμελιώδους κυματομορφής τάσης στην έξοδο. Οι ισχείς υπολογίζονται από μέτρηση της τάσης και του ρεύματος στην έξοδο του αντιστροφέα. Η διάταξη φαίνεται στο σχ. 2.10.

Προς το παρόν θεωρούμε ότι οι παραλληλισμένοι αντιστροφείς διαθέτουν σταθερή τάση DC για να επικεντρωθούμε στα χαρακτηριστικά του ελέγχου P-f του αντιστροφέα.



Σχ. 2.10: Έλεγχος αντιστροφέα στην περίπτωση παράλληλης σύνδεσης αντιστροφέων.



Σχ. 2.11. Χαρακτηριστικές *P-f* και *Q-V* 

Στο σχ. 2.11 παρουσιάζονται οι χαρακτηριστικές *P-f* και Q-V ελέγχου των αντιστροφέων. Οι μετρούμενες ισχείς μετατρέπονται σε συχνότητα και τάση, οπότε οι εξισώσεις των χαρακτηριστικών γράφονται:

$$f = f_{ref} + k_p \left( P_{ref} - P \right) \tag{2.2}$$

$$V = V_{ref} + k_q \left( Q_{ref} - Q \right) \tag{2.3}$$

όπου:  $k_p = \Delta f / \Delta P$ ,  $k_q = \Delta V / \Delta Q$  οι αναλογίες με θετικές τιμές της μεταβολής συχνότητας  $\Delta f$  και της τάσης  $\Delta V$  σε μια μεταβολή της ενεργού  $\Delta P$  και της αέργου ισχύος  $\Delta Q$  αντίστοιχα. Οι μεταβολές εκφράζονται είτε ανά μονάδα ή σε απόλυτες τιμές. Ο άξονας θετικών τιμών ισχύος αντιστοιχεί σε παραγωγή που συνοδεύεται από μείωση της συχνότητας και της τάσης. Ο άξονας των αρνητικών ισχυών αντιστοιχεί σε απορρόφηση ενεργού ισχύος για τυχόν φόρτιση μιας μικροπηγής συσσώρευσης ενέργειας και σε απορρόφηση αέργου ισχύος που συνοδεύονται από αύξηση της συχνότητας και της τάσης. Οι μέγιστες τιμές καθορίζονται από την δυναμικότητα του αντιστροφέα.

Γενικά, ο παραλληλισμός των αντιστροφέων καθίσταται πλέον δυνατός αφού οι αντιστροφείς εξαναγκάζονται να ακολουθούν τις ισχείς παραγωγής που προκαθορίζονται από τις ευθείες *P-f* και *Q-V*. Ωστόσο επειδή στους αντιστροφείς δεν υπάρχει όπως στις σύγχρονες μηχανές ο φυσικός μηχανισμός που εξασφαλίζει τον ευσταθή παραλληλισμό τους αλλά αυτός υλοποιείται με τον έλεγχο τους είναι αναμενόμενο η συμπεριφορά του συστήματος να επηρεάζεται από τις μικρές αποκλίσεις που τα στοιχεία ελέγχου ενδεχομένως να παρουσιάζουν σε σχέση με τις προδιαγεγραμμένες τιμές. Οι χαρακτηριστικές *P-f* και *Q-V* αποτελούν αναλογικό έλεγχο που σύμφωνα με τα σχ. 2.10, 2.11 και τις (2.2), (2.3) υλοποιείται με έλεγχο των ισχυών εξόδου με βάση τις ισχείς αναφοράς και ρυθμιζόμενη έξοδο την συχνότητα και την τάση. Από αυτή την οπτική γωνία μεγάλες τιμές των αναλογικών συντελεστών *k<sub>p</sub>*, *k<sub>a</sub>* έχουν αποτέλεσμα την μικρή

μεταβολή από την ισχύ αναφοράς, δηλαδή τον «καλύτερο έλεγχο» της ισχύος και την μεγάλη απόκλιση από την ονομαστική τάση και την συχνότητα. Αυτό σημαίνει ότι ο καθορισμός των ισχυών εξόδου του κάθε αντιστροφέα όταν το φορτίο του συστήματος μεταβληθεί, γίνεται πιο ανεπηρέαστος από εξωγενείς παράγοντες, όπως για παράδειγμα οι ανοχές των ηλεκτρονικών στοιχείων, με συνέπεια τον αποτελεσματικό επιμερισμό του φορτίου. Αντίθετα μικρές τιμές των συντελεστών δημιουργούν μικρές μεταβολές της συχνότητας και της τάσης αλλά μεγάλες αποκλίσεις στις ισχείς. Έτσι μπορεί συχνότητα και τάση να παραμένουν κοντά στις ονομαστικές τιμές, αλλά ο επιμερισμός του φορτίου καθίσταται ευαίσθητος σε παράγοντες οι οποίοι αποκτούν μεγαλύτερο ρόλο, όπως οι αντιδράσεις των γραμμών διασύνδεσης και οι ανοχές των στοιχείων, οπότε είναι δύσκολο να είναι ακριβής. Ακόμα και αν οι κρυσταλλικοί ταλαντωτές που δίνουν την συχνότητα αναφοράς σε κάθε αντιστροφέα δεν παρουσιάζουν αποκλίσεις, ανοχές των στοιχείων σε όλο τον βρόχο μέτρησης – ελέγχου θα έχουν ως αποτέλεσμα μικροδιαφορές στην συχνότητα και το μέτρο της επιβαλλόμενης κυματομορφής διαμόρφωσης σε σχέση με τις αναμενόμενες
όταν οι συντελεστές  $k_p$ ,  $k_q$  είναι μικροί. Ο έλεγχος θα μπορούσε να υλοποιηθεί αντίστροφα, δηλαδή, ελέγχοντας την συχνότητα και την τάση σε σχέση με τις τιμές αναφοράς, ρυθμίζοντας τις ισχείς εξόδου από τους συντελεστές  $1/k_p$ ,  $1/k_q$  [31] με τα ακριβώς αντίθετα χαρακτηριστικά από τα προαναφερόμενα. Στην περίπτωση αυτή θα πρέπει για να ρυθμιστούν οι ισχείς, να ρυθμίζεται το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα σύμφωνα με το σχ. 2.7 όπου το ρεύμα αναφοράς θα πρέπει να παρέχεται από τις ισχείς που προκύπτουν από τις f - P, V - Q και την τάση εξόδου. Οι δύο τρόποι παρουσιάζουν πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα. Η υλοποίηση όπως περιγράφηκε παραπάνω με συντελεστές  $k_p$ ,  $k_q$  ακολουθείται στην παρούσα εργασία. Δίνει την δυνατότητα απευθείας ελέγχου της παραγόμενης τάσης του αντιστροφέα πηγής τάσης και απαλλάσσει από την ανάγκη ακριβούς μέτρησης συχνότητας η οποία είναι αναγκαία προκειμένου να πραγματοποιηθεί ο έλεγχος f - P και που με τις συνθήκες παραμόρφωσης στην κυματομορφή της τάσης στο δίκτυο X.Τ. είναι προβληματική.

Ο έλεγχος της συχνότητας της κυματομορφής τάσης με την χαρακτηριστική P – f συσχετίζει την ισχύ εξόδου με την συχνότητα όπως στην σύγχρονη μηχανή έτσι ώστε αύξηση της ισχύος εξόδου να δημιουργεί πτώση της συχνότητας και αντιστρόφως. Έτσι δημιουργείται η απαραίτητη ισχύς συγχρονισμού που διατηρεί δύο παράλληλα συνδεδεμένους αντιστροφείς σε συγχρονισμό. Αύξηση για παράδειγμα της συχνότητας του ενός έναντι του άλλου, για οποιοδήποτε λόγο, προκαλεί διαφορά γωνίας και αύξηση της ισχύος από τον προπορευόμενο προς τον επιπορευόμενο με αποτέλεσμα η συχνότητα του πρώτου αντιστροφέα να μειώνεται και του δεύτερου να αυξάνεται. Το σύστημα είναι πρώτης τάξης και τελικά οι δύο αντιστροφείς επανέρχονται στην αρχική κατάσταση με την ίδια συχνότητα και με την μεταξύ τους αρχική γωνία. Σε αντίθεση με την σύγχρονη μηχανή, οποιαδήποτε μεταβολή της ισχύος σε έναν αντιστροφέα θα προκαλεί απότομη αλλαγή της συχνότητας, αφού δεν παρεμβάλλεται κάποια αδράνεια όπως η στρεφόμενη μάζα δρομέα ώστε να περιορίζεται ο ρυθμός μεταβολής της συχνότητας. Σε δύο αντιστροφείς παραλληλισμένους μέσω των φίλτρων τους και με ίσες εσωτερικές τάσεις, μεταβολή του τοπικού φορτίου του ενός κατά ΔΡ<sub>L</sub> πρέπει αρχικά να προέλθει μόνο από τον ίδιο αντιστροφέα χωρίς την συνεισφορά του άλλου, διότι η ισχύς συγχρονισμού είναι αποτέλεσμα του ολοκληρώματος της δημιουργούμενης διαφοράς συχνοτήτων. Το συμπέρασμα προκύπτει εύκολα από τις (2.1) - (2.3). Μεταξύ δύο παραλληλισμένων αντιστροφέων α και β αύξηση του τοπικού φορτίου του α κατά ΔΡι καλύπτεται από την ισχύ ΔΡα που θα παράξει ο ίδιος και από την μεταφερόμενη ισχύ ΔP από τον αντιστροφέα β,  $\Delta P_{I} = \Delta P_{\alpha} + \Delta P$ . Οι μεταβολές συχνοτήτων των αντιστροφέων θα είναι:

$$\Delta f_{\alpha} = -k_{p\alpha} \Delta P_{\alpha} = -k_{p\alpha} \left( \Delta P_{L} - \Delta P \right)$$
  
$$\Delta f_{\beta} = -k_{p\beta} \Delta P_{\beta} = -k_{p\beta} \Delta P$$
(2.4)

Για την μεταβολή της ισχύος ΔΡ διαμέσου των φίλτρων των αντιστροφέων ισχύει:

$$\dot{\Delta P} = -\left(V^2/X\right)\cos\delta_0\,\dot{\Delta \delta} = -\left(V^2/X\right)2\pi\left(\Delta f_\alpha - \Delta f_\beta\right) = \left(V^2/X\right)2\pi\left(k_{\rho\alpha}\Delta P_L - \left(k_{\rho\alpha} + k_{\rho\beta}\right)\Delta P\right) \quad (2.5)$$

με την θεώρηση  $\cos \delta_0 \simeq 1$ .

Από την οποία παίρνομε την μεταβολή της ΔΡ με τον χρόνο:

$$\Delta P = \frac{k_{\rho\alpha}}{k_{\rho\alpha} + k_{\rho\beta}} \Delta P_L \left( 1 - e^{-t/\tau} \right)$$
(2.6)

με σταθερά χρόνου:  $\tau = \frac{X}{2\pi V^2 \left(k_{p\alpha} + k_{p\beta}\right)}$ 

Από την (2.6) η μεταβολή της ισχύος που παράγεται από τον αντιστροφέα α δίνεται ως:

$$\Delta P_{\alpha} = \Delta P_{L} - \Delta P = \Delta P_{L} \left( \frac{k_{p\beta}}{k_{p\alpha} + k_{p\beta}} + \frac{k_{p\alpha}}{k_{p\alpha} + k_{p\beta}} e^{-t/\tau} \right)$$
(2.7)

Αντικατάσταση της (2.6) στις (2.4) δίνει τις μεταβολές των συχνοτήτων των αντιστροφέων:

$$\Delta f_{\alpha} = -k_{p\alpha} \Delta P_L \left( \frac{k_{p\beta}}{k_{p\alpha} + k_{p\beta}} + \frac{k_{p\alpha}}{k_{p\alpha} + k_{p\beta}} e^{-t/\tau} \right)$$
(2.8)

$$\Delta f_{\beta} = -\frac{k_{\rho\alpha}k_{\rho\beta}}{k_{\rho\alpha} + k_{\rho\beta}} \Delta P_L \left(1 - e^{-t/\tau}\right)$$
(2.9)

Για *t=0*, Δ*P*=0 και Δ*P*<sub>α</sub>=Δ*P*<sub>L</sub>. Η συχνότητα *f*<sub>α</sub> του αντιστροφέα που υπόκειται τοπικά την μεταβολή φορτίου θα μεταβληθεί στιγμιαία κατά  $\Delta f_{\alpha} = -k_{p\alpha}\Delta P_L$  ενώ η συχνότητα του άλλου θα είναι αρχικά αμετάβλητη  $\Delta f_{\beta} = 0$ . Η απότομη διαφορά συχνοτήτων δημιουργεί ταχεία αλλαγή Δδ της γωνίας μεταξύ των δύο αντιστροφέων και άρα της ισχύος συγχρονισμού Δ*P* με αποτέλεσμα ο χρόνος κατά τον οποίο η μεταβολή φορτίου καλύπτεται μόνο από τον ένα αντιστροφέα να είναι σύντομος. Η μόνιμη κατάσταση, στην οποία και οι δύο αντιστροφείς επιμερίζονται την μεταβολή Δ*P*<sub>L</sub> ,φθάνει σε συντομότερο χρόνο σε σχέση με την περίπτωση που στους αντιστροφείς θα υπήρχε κάποιου είδους αδράνεια όπως στις σύγχρονες μηχανές. Απαραίτητη προϋπόθεση όμως είναι η ισχύς Δ*P*<sub>L</sub> να καλύπτεται στιγμιαία από τον αντιστροφέα *α* από συσσωρευμένη ενέργεια που διαθέτει στην *DC* πλευρά. Μια αναμενόμενη παρατήρηση από την σταθερά χρόνου των σχέσεων (2.6), (2.7)

μεταξύ των αντιστροφέων, τόσο γρηγορότερη είναι η μεταβολή των ισχυών και των συχνοτήτων και η μετάβαση στην μόνιμη κατάσταση.

Το ρόλο της αδράνειας στον αντιστροφέα μπορεί να θεωρηθεί ότι υποκαθιστά το κάτω διαβατό φίλτρο πρώτης τάξης στην μέτρηση ισχυών (σχ. 2.10) που καθυστερεί την μεταβολή της συχνότητας. Με αυτή την θεώρηση το σύστημα γίνεται δευτέρας τάξης και η αντιστοιχία με την σύγχρονη μηχανή είναι πλήρης. Έτσι με κάθε προκαλούμενη διαταραχή, η γωνία μεταξύ δύο παραλληλισμένων αντιστροφέων, η μεταφερόμενη ισχύς και οι συχνότητες τους θα εκτελούν ενδεχομένως ταλαντώσεις, οι οποίες όμως θα είναι αποσβενύμενες αφού ο έλεγχος *P* - *f* που δημιουργεί την ισχύ συγχρονισμού λειτουργεί συγχρόνως ως ρυθμιστής κλείνοντας τον βρόχο μεταξύ ισχύος εξόδου και συχνότητας του αντιστροφέα. Στην περίπτωση των δύο παραλληλισμένων σύγχρονων μηχανών η σχέση μεταξύ *P* εξόδου και συσική και στην σχετική αναφορά που έγινε ο αντίστοιχος ρυθμιστής στροφών που θα προσέδιδε στο σύστημα απόσβεση είχε εξαιρεθεί.

Συμπεριλαμβάνοντας την καθυστέρηση του φίλτρου, με βάση το σχ. 2.10 η κυκλική συχνότητα της θεμελιώδους κυματομορφής τάσης του αντιστροφέα θα είναι  $\omega = -\frac{2\pi k_p}{1+sT}P$ όπου  $\omega$  και P αντιπροσωπεύουν μεταβολές των αντίστοιχων μεγεθών. Για τις κυκλικές συχνότητες δύο παραλληλισμένων αντιστροφέων και την μεταξύ τους γωνία ισχύει:

$$\dot{\omega}_{\alpha} = -\frac{2\pi k_{\rho\alpha}}{T_{\alpha}} P - \frac{\omega_{\alpha}}{T_{\alpha}}$$

$$\dot{\omega}_{\beta} = \frac{2\pi k_{\rho\beta}}{T_{\beta}} P - \frac{\omega_{\beta}}{T_{\beta}}$$

$$\dot{\delta} = \omega_{\alpha} - \omega_{\beta}$$
(2.10)

#### ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

Στην (2.10) τέθηκε  $P_{\beta} = -P_{\alpha} = -P$ . Για μικρές διαταραχές των μεταβλητών από το σημείο ισορροπίας  $\delta = \delta_0$ ,  $\omega_{\alpha} = \omega_{\beta} = 0$ :

$$\dot{\Delta\omega_{\alpha}} = -\frac{2\pi k_{p\alpha}}{T_{\alpha}} \frac{V^2}{X} \cos \delta_0 \Delta \delta - \frac{1}{T_{\alpha}} \Delta \omega_{\alpha}$$
$$\dot{\Delta\omega_{\beta}} = \frac{2\pi k_{p\beta}}{T_{\beta}} \frac{V^2}{X} \cos \delta_0 \Delta \delta - \frac{1}{T_{\beta}} \Delta \omega_{\beta}$$
$$\dot{\Delta\delta} = \Delta\omega_{\alpha} - \Delta\omega_{\beta}$$
(2.11)

Με την παραδοχή ίσων σταθερών των φίλτρων ισχύος  $T_{\alpha} = T_{\beta} = T$  οι εξισώσεις κατάστασης μπορούν να γραφούν έτσι ώστε το σύστημα να είναι δεύτερης τάξης:

$$\begin{bmatrix} \dot{\Delta}\delta\\ \dot{\Delta}\delta\\ \dot{\Delta}\omega_{\alpha} - \Delta\omega_{\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1\\ -\frac{2\pi \left(k_{\rho\alpha} + k_{\rho\beta}\right)}{T_{\alpha}} \frac{V^{2}}{X} \cos \delta_{0} & -1/T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta\delta\\ \Delta\omega_{\alpha} - \Delta\omega_{\beta} \end{bmatrix}$$
(2.12)

Η χαρακτηριστική εξίσωση προκύπτει ως:

$$\lambda^{2} + (1/T)\lambda + 2\pi \left(k_{p\alpha} + k_{p\beta}\right) \left(\partial P/\partial \delta\right) / T = 0$$
(2.13)

με φυσική ιδιοσυχνότητα 
$$ω_n = \sqrt{2\pi \left(k_{p\alpha} + k_{p\beta}\right) \left(\partial P / \partial \delta\right) / T}$$
 και σταθερά απόσβεσης  $\zeta = \frac{1}{2\sqrt{2\pi \left(k_{p\alpha} + k_{p\beta}\right) \left(\partial P / \partial \delta\right) T}}$ .

Αν στην περίπτωση των δύο παραλληλισμένων μηχανών συμπεριληφθεί η ισχύς απόσβεσης με σταθερές απόσβεσης των δύο μηχανών  $k_{d\alpha}$ ,  $k_{d\beta}$  και με την θεώρηση  $k_{d\alpha}/H_{\alpha} = k_{d\beta}/H_{\beta}$ , τότε το σύστημα μετατρέπεται σε δεύτερης τάξης με μεταβλητές κατάστασης  $\Delta\delta$  και  $\Delta\omega'_{\alpha} = \Delta\omega_{\alpha} - \Delta\omega_{\beta}$  και με χαρακτηριστική εξίσωση:

$$\lambda^{2} + \left(\pi f k_{d\alpha} / H_{\alpha}\right) \lambda + \pi f \left(\partial P / \partial \delta\right) / H = 0$$
(2.14)

όπου  $H = H_{\alpha}H_{\beta}/(H_{\alpha} + H_{\beta}).$ 

Οι αντίστοιχες τιμές είναι  $\omega_n = \sqrt{\pi f_s \left(\partial P/\partial \delta\right)/H}$  και  $\zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\pi f_s k_{d\alpha} k_{d\beta}}{\left(H_{\alpha} + H_{\beta}\right) \left(\partial P/\partial \delta\right)}}$ .

Η μόνη διαφορά εντοπίζεται στο ότι ενώ για τις σύγχρονες μηχανές όταν  $k_{d\alpha} = k_{d\beta} = 0$  (ανυπαρξία οποιουδήποτε παράγοντα απόσβεσης και του ρυθμιστή στροφών) το σύστημα ταλαντώνεται με συχνότητα  $\omega_n$ , στους αντιστροφείς η ίδια συνθήκη αντιστοιχεί σε  $k_{\rho\alpha} + k_{\rho\beta} \rightarrow \infty$  που σημαίνει μηδενισμό της απόσβεσης αλλά και άπειρη συχνότητα ταλάντωσης. Η διαφορά αυτή είναι απόρροια του ότι για τον αντιστροφέα ο έλεγχος P – f δημιουργεί τεχνητά την σύζευξη μεταξύ P και f ώστε να υπάρχει ισχύς συγχρονισμού, κλείνοντας τον βρόχο μεταξύ των δύο, οπότε αποτελεί ταυτόχρονα και το στοιχείο απόσβεσης όπως αναφέρθηκε.

Όταν το αυτόνομο δίκτυο που διεγείρεται από πηγές μέσω αντιστροφέων συνδέεται σε κάποιο σημείο του με ένα σύστημα άπειρης δυναμικότητας τότε το τελευταίο καθορίζει την συχνότητα. Ουσιαστικά αναφερόμαστε στην περίπτωση παράλληλης σύνδεσης αντιστροφέα με πηγή τάσης άπειρης δυναμικότητας όπως στο σχ. 2.5. Μπορεί να θεωρηθεί ότι η χαρακτηριστική P - f του άπειρου συστήματος είναι οριζόντια ( $f = f_{ref}$  στο σχ. 2.11). Αν η συχνότητα της θεμελιώδους

παραγόμενης τάσης ενός αντιστροφέα, είναι για παράδειγμα μεγαλύτερη από την συχνότητα του δικτύου τότε η γωνία της σε σχέση με την γωνία της τάσης ακροδεκτών θα αυξάνει με αποτέλεσμα να αυξάνει και η παραγόμενη ισχύς. Από την αναλογική σχέση *P* – *f* η συχνότητα του αντιστροφέα θα μειώνεται έως ότου ο αντιστροφέας συγχρονιστεί με το δίκτυο οπότε και θα παράγει την προκαθορισμένη στην συχνότητα του δικτύου ισχύ. Έτσι και οι αντιστροφείς αυτοσυγχρονίζονται με το δίκτυο όπως οι σύγχρονες μηχανές με την βοήθεια του στατισμού του ρυθμιστή στροφών.

Υπενθυμίζεται ότι η προηγούμενη εξέταση του ελέγχου *P* - *f* είχε ως προϋπόθεση ότι η τάση στην *DC* πλευρά του αντιστροφέα μπορεί να θεωρηθεί σταθερή. Αντιστροφείς που συνδέουν πηγές με βραδεία απόκριση στην μεταβολή της ισχύος εξόδου δεν πληρούν την προϋπόθεση. Γενικά η μεταβολή της ισχύος εξόδου στις περισσότερες πηγές χαρακτηρίζεται από υπολογίσιμη σταθερά χρόνου. Αναγκαία είναι τότε η τοποθέτηση μονάδας συσσώρευσης στην *DC* πλευρά του αντιστροφέα. Δυσοθέτηση μονάδας συσσώρευσης στην *DC* πλευρά. Διαφορετικά, ο έλεγχος *P-f* και *Q-V* θα πρέπει να συνδυαστεί με πρόσθετο έλεγχο της *DC* τάσης, ώστε αυτή να παραμένει σε ένα επίπεδο που εξασφαλίζει την μεταγωγή του ρεύματος στους ημιαγωγούς του αντιστροφέα. Φυσικά σε αυτή την περίπτωση, αφού η ισχύς εξόδου του αντιστροφέα θα εξαρτάται εκτός από τον έλεγχο *P – f* και από τον ρυθμό μεταβολής της ισχύος στην έξόδο της πηγής, πάλι θα πρέπει να υπάρχει ένας τουλάχιστον παραλληλισμένος αντιστροφέας με σταθερή τάση *DC* μέσω μονάδας συσσώρευσης ενέργειας αποκλειστικά και μόνο για την στιγμιαία κάλυψη μεταβολών του φορτίου.

Ο έλεγχος των αντιστροφέων μέσω χαρακτηριστικών ενεργού ισχύος – συχνότητας και αέργου ισχύος – τάσης έχει προταθεί στο παρελθόν για την εφαρμογή διεσπαρμένων διατάξεων αδιάλειπτης παροχής ισχύος [29], [30]. Εκεί χρησιμοποιούνται διατάξεις UPS αλληλεπίδρασης με την γραμμή του δικτύου (line interactive UPS) [30] τα οποία υπό κανονικές συνθήκες λειτουργίας του δικτύου δεν παρέχουν ισχύ στα φορτία, σε αντίθεση με τα on – line UPS που ακόμα και τότε μεταφέρουν ισχύ προς το φορτίο μέσω του ανορθωτή – φορτιστή και του αντιστροφέα. Κατά τις περιόδους αυτές απορροφούν ισχύ από το δίκτυο μέσω του αντιστροφέα για την φόρτιση της πηγής συσσώρευσης ενέργειας (συνήθως μπαταρία). Έτσι δεν χρειάζονται πρόσθετο μετατροπέα για ανόρθωση - φόρτιση. Όταν η παροχή του δικτύου διακόπτεται, η ροή ισχύος αναστρέφεται ακαριαία και το UPS τροφοδοτεί το φορτίο. Η διάταξη φαίνεται στο σχ. 2.12 και μπορεί αν απαιτείται να έχει επαυξημένες λειτουργίες, όπως η διατήρηση σταθερής τάσης στους ακροδέκτες του φορτίου και κατά την συνδεδεμένη λειτουργία με κατάλληλη έγχυση αέργου ισχύος καθώς και η απορρόφηση των αρμονικών ρεύματος του φορτίου έτσι ώστε τα ρεύματα της γραμμής του δικτύου να είναι απαλλαγμένα από αρμονικές [21].



Σχ. 2.12. UPS με αλληλεπίδραση γραμμής.

Στην εν λόγω εφαρμογή διεσπαρμένων UPS, τα UPS συνδέονται σε διάφορα σημεία ενός δικτύου στο οποίο τα διανεμημένα φορτία είναι κρίσιμα. Το σχηματιζόμενο κρίσιμο δίκτυο συνδέεται σε ένα σημείο του με κάποιο κλάδο του υπερκείμενου δικτύου και σε περίπτωση

διακοπής της παροχής από αυτό, η ισχύς των φορτίων καλύπτεται τοπικά από τα UPS. Οι ομοιότητες και όλες οι δυσκολίες στον έλεγχο είναι οι ίδιες με την περίπτωση του μικροδικτύου Χ.Τ. όπου οι διεσπαρμένες μικροπηγές συσσώρευσης ενέργειας και γενικά ελεγχόμενης παραγωγής καλούνται να αναλάβουν την λειτουργία των διεσπαρμένων UPS.

# 2.4 Λειτουργία μικροδικτύου με έλεγχο P – f, Q – V

### 2.4.1 Περιγραφή και δυνατότητες του ελέγχου

Οι μικροπηγές χωρίζονται ανάλογα με την δυνατότητα τους να παρέχουν ενεργό ισχύ με τρόπο ελεγχόμενο. Μικροπηγές που δεν έχουν αυτή την δυνατότητα είναι όσες παράγουν πρωτογενώς από ανανεώσιμες πηγές όπως οι ανεμογεννήτριες, τα φωτοβολταϊκά κλπ. Οι εν λόγω μικροπηγές είναι πρωτίστως πηγές ενέργειας και η αποστολή τους είναι η παραγωγή όσο το δυνατόν περισσότερων κιλοβατωρών. Χρειάζεται απλώς να συνδεθούν και να συγχρονιστούν σε ένα ήδη υπάρχον σύστημα του οποίου η συχνότητα και η τάση υποστηρίζονται από άλλες πηγές. Λειτουργούν με έλεγχο *PQ* του αντιστροφέα (σταθερή παραγωγή *P* και *Q*), κατά τον τρόπο που περιγράφηκε προηγουμένως για την σύνδεση πηγής μέσω αντιστροφέα σε ενεργό δίκτυο (σχ. 2.8). Ο έλεγχος εξασφαλίζει ότι η μέγιστη διαθέσιμη ισχύς παρέχεται από την πρωτογενή πηγή προς το δίκτυο υπό σταθερό συντελεστή ισχύος ή με σταθερή άεργο ισχύ και παραμένει ίδιος, είτε το μικροδίκτυο είναι σε απομονωμένη ή σε συνδεδεμένη λειτουργία. Αν τα όρια λειτουργίας του αντιστροφέα το επιτρέπουν, μπορεί οι αντιστροφείς των πηγών να συμμετέχουν και στην στήριξη της τάσης, μεταβάλλοντας την άεργο ισχύ εξόδου.

Μικροπηγές όπως οι πηγές αποθήκευσής ενέργειας ή άλλες στις οποίες η διαθεσιμότητα της πρωτογενούς πηγής είναι συνεχής, όπως οι κυψέλες καυσίμου και οι μικροτουρμπίνες, επιτρέπουν την ελεγχόμενη παραγωγή ισχύος. Αυτές οι πηγές θα πρέπει να αναλάβουν την ρύθμιση της συχνότητας στο μικροδίκτυο κατά την αυτόνομη λειτουργία παρακολουθώντας τις χρονικές μεταβολές του φορτίου. Οι ίδιες μονάδες έχοντας αντιστροφέα κατάλληλης δυναμικότητας θα ελέγχουν και την τάση του δικτύου ρυθμίζοντας τα ποσά αέργου ισχύος. Συχνά αναφέρονται [32], [33] με τον όρο δημιουργοί του δικτύου, αφού σχηματίζουν το σύστημα. Ρυθμίζουν την συχνότητα και την τάση του, διατηρώντας το ισοζύγιο ενεργού και αέργου ισχύος, ώστε να μπορούν να συνδεθούν σε αυτό τα φορτία και οι μονάδες που ελέγχονται υπό σταθερές τιμές παραγωγής *P*,*Q*. Έτσι λοιπόν η συχνότητα και το μέτρο της παραγόμενης τάσης των αντιστροφέων που συνδέουν τις μονάδες – δημιουργούς δικτύου θα ρυθμίζονται με χαρακτηριστικές συχνότητας – ενεργού ισχύος και τάσης – αέργου ισχύος όπως περιγράφηκε στο σχ. 2.10. Κατά συντάπεια αποκομίζονται για το μικροδίκτυο όλα τα οφέλη που προαναφέρθηκαν για τα μεγάλα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας. Συγκεκριμένα:

- Οι μικροπηγές μπορούν να μοιράζονται κατάλληλα το φορτίο του συστήματος.
- Όλα τα σήματα ανάδρασης προέρχονται από μετρήσεις ακροδεκτών. Αφού κάθε μονάδα συμμετέχει στον έλεγχο ανάλογα με την δυνατότητα της και οι απαραίτητες παράμετροι είναι μετρήσιμες τοπικά δεν χρειάζεται εγκατάσταση δικτύου επικοινωνίας μεταξύ των μονάδων, που θα έπρεπε μάλιστα να λειτουργεί σε μεγάλες ταχύτητες επιβαρύνοντας έτσι το κόστος υλοποίησης του μικροδικτύου και μειώνοντας την αξιοπιστία λειτουργίας. Τα μόνα σήματα επικοινωνίας που θα πρέπει να ανταλλάσσονται είναι μεταξύ των μονάδων και του κέντρου ελέγχου του μικροδικτύου για την βελτιστοποίηση της παραγωγής. Ο παράγοντας επικοινωνία δεν είναι κρίσιμος για την λειτουργία και στο βαθμό που απαιτείται οι απατήσεις σε ταχύτητες είναι μικρές.
- Αφού δεν υπάρχει ανάγκη επικοινωνίας μεταξύ των μονάδων, το δίκτυο μπορεί ανεπηρέαστα να επεκτείνεται με την εγκατάσταση νέων φορτίων και πηγών αλλά και κάποιες μονάδες μπορούν να τίθενται εκτός για συντήρηση ή αντικατάσταση χωρίς ανάγκη διακοπής της λειτουργίας.
- Ο έλεγχος των αντιστροφέων των μονάδων με βάση τις χαρακτηριστικές *P-f* και Q-V μπορεί να είναι ο ίδιος τόσο στην αυτόνομη λειτουργία όσο και στην συνδεδεμένη. Δεν χρειάζεται έτσι από κάθε αντιστροφέα να ανιχνεύεται εάν το σύστημα είναι συνδεδεμένο ή

αν έχει απομονωθεί από το υπερκείμενο δίκτυο έτσι ώστε ο έλεγχος του να μεταβαίνει από μια μέθοδο ελέγχου σε άλλη.

Από τον διαχωρισμό των μικροπηγών και του τρόπου ελέγχου των αντιστροφέων τους, φαίνεται ότι το σήμα διαμόρφωσης στην περίπτωση των πηγών που δημιουργούν το δίκτυο ταιριάζει καλύτερα να ρυθμίζεται από αναφορά τάσης, ενώ στην περίπτωση των πηγών που ελέγχονται ώστε να παράγουν δεδομένες τιμές *P*,*Q*, από αναφορά ρεύματος. Δεν αποκλείεται βέβαια το αντίθετο και στις δύο περιπτώσεις αφού γίνουν οι αναγκαίες προσθήκες.

Ο έλεγχος με χαρακτηριστικές *P-f* και Q-V αν χρησιμοποιηθεί αναφορά τάσης, δίνει κατευθείαν τις τιμές μέτρου και γωνίας του ημιτονοειδούς σήματος διαμόρφωσης τάσης (σχ. 2.10). Αν χρησιμοποιηθεί αναφορά ρεύματος χρειάζεται πρόσθετος κλειστός βρόχος για να μετατρέψει την αναφορά τάσης που παρέχουν οι έλεγχοι *P-f* και Q-V, στην αναφορά ρεύματος του σχ. 2.7.

Στην περίπτωση του ελέγχου PQ, με χρησιμοποίηση αναφοράς ρεύματος, ο έλεγχος παρέχει κατευθείαν την ένταση αναφοράς στον εσωτερικό βρόχο του σχ. 2.7 από τις ισχείς αναφοράς και την μετρούμενη τάση εξόδου. Αν χρησιμοποιηθεί αναφορά τάσης, χρειάζεται ο έλεγχος μέτρου και γωνίας του σήματος διαμόρφωσης τάσης να υλοποιηθεί μέσω ελέγχου της τάσης στην DC πλευρά όπως περιγράφηκε ήδη για το σχ. 2.8.

Τα παραπάνω είναι σε άμεση σχέση με τα όσα αναφέρθηκαν αρχικά για τους δύο τύπους αντιστροφέων πηγής τάσης και πηγής ρεύματος. Οι πηγές δημιουργοί του δικτύου κατά την αυτόνομη λειτουργία, είναι απαραίτητο να είναι πηγής τάσης, ενώ οι πηγές με σταθερή παραγωγή *P*, *Q* θα μπορούσαν κάλλιστα (εξαιρουμένων άλλων παραγόντων, αρμονικών κλπ) να συνδέονται μέσω αντιστροφέων πηγής ρεύματος.

Στην παρούσα εργασία θεωρείται ότι οι αντιστροφείς πηγής τάσης και για τις δύο κατηγορίες μικροπηγών, χρησιμοποιούν αναφορά τάσης για να ρυθμίσουν το σήμα διαμόρφωσης.

Οι τιμές αναφοράς (*ref*) στις σχέσεις (2.2) και (2.3), βάσει των οποίων ελέγχονται οι αντιστροφείς των πηγών δημιουργών – δικτύου, μπορεί να είναι είτε οι μέγιστες δυνατές τιμές ισχυών των αντιστροφέων στην ελάχιστη/μέγιστη επιτρεπόμενη συχνότητα του μικροδικτύου και τάση εξόδου αντιστροφέα κατά την αυτόνομη λειτουργία ή οι ονομαστικές ισχείς στην συχνότητα του δικτύου και την ονομαστική τάση ή οποιαδήποτε αλλά γνωστά ζεύγη τιμών χαρακτηριστικά της λειτουργίας των αντιστροφέων.

Κατά την απομονωμένη λειτουργία, το φορτίο του συστήματος μοιράζεται από τις μονάδες δημιουργούς βάσει των συντελεστών *k<sub>p</sub>* της κάθε μονάδας. Η ισχύς που παράγουν οι μονάδες

που ελέγχονται με σταθερές τιμές *P*Q λογίζεται ως αρνητικό φορτίο. Μπορούμε από την αρχή να γνωρίζομε πως θα μοιραστεί μεταξύ των πηγών στην μόνιμη κατάσταση μια μεταβολή του φορτίου κατά *ΔP* και κατά πόσο θα μεταβληθεί η συχνότητα αφού είναι ενιαία σε όλο το σύστημα πριν και μετά την ολοκλήρωση της μεταβολής.

Θα είναι για *n* τον αριθμό πηγές:

$$\Delta P = \Delta P_1 + \Delta P_2 + \ldots + \Delta P_n \quad \text{Kal} \quad \Delta P_1 = k_{p1}^{-1} \Delta f, \quad \Delta P_2 = k_{p2}^{-1} \Delta f, \ldots, \Delta P_n = k_{pn}^{-1} \Delta f \quad \text{omote:}$$

$$\Delta f = \Delta P \left/ \left( \sum_{i}^{n} k_{pi}^{-1} \right) \right.$$
(2.15)

και

$$\Delta P_{i} = \Delta P / \left( k_{pi} \sum_{i}^{n} k_{pi}^{-1} \right)$$
(2.16)

Αν δεν ληφθεί καμία άλλη μέριμνα οι μονάδες θα φθάνουν στην μέγιστη δυνατή τιμή εξόδου τους *P<sub>max</sub>* σε τυχαίες συχνότητες, δηλαδή ανεξάρτητα από την δυναμικότητα τους και θα πρέπει να μεταβαίνουν σε έλεγχο σταθερής ισχύος εξόδου *P* = *P*<sub>max</sub> καθώς η συχνότητα συνεχίζει να μειώνεται περισσότερο. Για να φορτίζονται οι μικροπηγές – δημιουργοί δικτύου ανάλογα με την δυναμικότητα τους θα πρέπει να τεθεί:

$$k_{p1}P_{ref1} = k_{p2}P_{ref2} = \dots = k_{pn}P_{refn} = \Delta f = f_0 - f_{ref}$$
(2.17)

όταν συμμετέχουν στο σύστημα *n* μονάδες ελεγχόμενης παραγωγής. Στην συχνότητα  $f_0$  η ισχύς εξόδου είναι μηδέν για όλες τις μονάδες. Οι τιμές  $P_{refn}$  μπορεί να αντιστοιχούν σε ονομαστικές τιμές, μέγιστες τιμές κλπ. Φυσικά εάν ισχύει η (2.17) για κάποια τιμή ισχύος για παράδειγμα την ονομαστική θα ισχύει και για οποιαδήποτε άλλη, καθώς η συχνότητα θα αλλάζει. Η συνθήκη (2.17) είναι ταυτόσημη με την επιλογή όλοι οι συντελεστές  $k_{pn}$  σε  $\Delta f(p.u.)/\Delta P(p.u.)$  και σε βάση ισχύος της κάθε μονάδας να είναι ίσοι. Κατά τον τρόπο αυτό όλες οι μονάδες φτάνουν στην μέγιστη επιτρεπόμενη ισχύ εξόδου τους στην ίδια συχνότητα. Αν κάποιες από τις μικροπηγές που δημιουργούν το δίκτυο πρόκειται για οποιοδήποτε λόγο κατά την αυτόνομη λειτουργία να καλύπτουν φορτίο βάσης, τότε θα πρέπει με πρόσθετο έλεγχο να παράγουν την προκαθορισμένη ισχύ εξόδου. Η απαίτηση αυτή, αν δεν ακολουθείται η (2.17), επιβάλλεται με επιλογή τους.

Οι χαρακτηριστικές *P-f* με την συνθήκη (2.17) για δύο μονάδες φαίνονται στο σχ. 2.13.



Σχ. 2.13. Χαρακτηριστικές *P-f* για δύο μονάδες με την συνθήκη (2.17)

Στο σχ. 2.14 εικονίζεται το διάγραμμα ελέγχου συχνότητας του αντιστροφέα μικρομονάδων – δημιουργών του δικτύου. Με συνεχή γραμμή εμφανίζεται ο αναλογικός έλεγχος *P-f* ενώ με διακεκομμένη και εστιγμένη γραμμή σχεδιάζονται πρόσθετοι προαιρετικοί βρόχοι ελέγχου στους οποίους θα γίνει αναφορά ακολούθως.



Σχ. 2.14. Διάγραμμα βαθμίδων ελέγχου συχνότητας αντιστροφέα. Αρχικές τιμές ολοκληρωτών μηδέν.

Για να παράγει ή να απορροφά μια μικροπηγή σταθερή προδιαγεγραμμένη ισχύ κατά την συνδεδεμένη λειτουργία του μικροδικτύου θα αρκούσε απλώς η αλλαγή του  $P_{ref}$  κατά την διάρκεια της συνδεδεμένη λειτουργίας (με αντίστοιχη αλλαγή του  $k_p$  αν πρόκειται να ισχύει η (2.17)). Αυτό διότι κατά την συνδεδεμένη λειτουργία δεν αναμένονται μεγάλες διακυμάνσεις της συχνότητας του δικτύου από την ονομαστική. Αν πρόκειται όμως η μικροπηγή κατά την απομονωμένη λειτουργία να παράγει κάποια συγκεκριμένη ισχύ επειδή οι συνθήκες το επιβάλουν (για παράδειγμα παραγωγή ισχύος βάσης ή επάνοδος μιας μονάδας αποθήκευσης ενέργειας σε κατάσταση φόρτισης με συγκεκριμένο ρυθμό), τότε όπως προαναφέρθηκε θα πρέπει να έχει μεγάλο συντελεστή  $k_p$  σε σχέση με τις υπόλοιπες, διαφορετικά χρειάζεται ο ολοκληρωτικός έλεγχος που σημειώνεται με εστιγμένη γραμμή στο σχ. 2.14. Ουσιαστικά ο ολοκληρωτικός έλεγχος δρα στην συχνότητα αναφοράς  $f_{ref}$  μεταβάλλοντας την έτσι ώστε σε οποιαδήποτε συχνότητα του συστήματος η παραγωγή να είναι η  $P_{ref}$ . Μετακινείται δηλαδή η ευθεία *P-f* κατακόρυφα όπως φαίνεται στο διάγραμμα του σχ. 2.15. Η σταθερά *m* στο διάγραμμα του σχ. 2.14 ρυθμίζει την ταχύτητα της διόρθωσης.



Σχ. 2.15. Κατακόρυφη μετατόπιση της χαρακτηριστικής *P-f* ώστε η μονάδα να παράγει την ίδια ισχύ *P<sub>ref</sub>* για οποιαδήποτε συχνότητα του δικτύου.

Η συχνότητα του μικροδικτύου μετά από κάθε μεταβολή του φορτίου θα καταλήγει στην μόνιμη κατάσταση σε μία τιμή διάφορη από την ονομαστική, η οποία θα εξαρτάται από τις χαρακτηριστικές *P-f* των μονάδων και από την εξάρτηση του φορτίου από την συχνότητα. Για να επανέλθει η συχνότητα στην ονομαστική τιμή χρειάζεται συμπληρωματικός έλεγχος που θα μηδενίσει την παραμένουσα διαφορά από την ονομαστική συχνότητα. Αυτό επιτυγχάνεται με τον βρόχο ολοκληρωτικού ελέγχου που σχεδιάζεται με διακεκομμένη γραμμή στο διάγραμμα βαθμίδων του σχ. 2.14. Η δράση του καθορίζει την ισχύ *P<sub>ref</sub>* έτσι ώστε πάντα η συχνότητα του μικροδικτύου στην μόνιμη κατάσταση να είναι *f<sub>ref</sub>*. Μετακινείται δηλαδή η ευθεία *P-f* οριζόντια όπως δείχνεται στο διάγραμμα του σχ. 2.16.



Σχ. 2.16. Οριζόντια μετατόπιση της χαρακτηριστικής *P-f* ώστε η συχνότητα του μικροδικτύου στην μόνιμη κατάσταση να είναι f<sub>ref</sub>.

Για να εξασφαλίζεται η ανάληψη του φορτίου ανάλογα με την δυναμικότητα κάθε μονάδας και να αποφεύγονται ανεπιθύμητες μεταβολές στην ροή ισχύος τόσο κατά την διάρκεια της επαναφοράς της συχνότητας στην ονομαστική τιμή όσο και με το τέλος αυτής, χρειάζεται η σταθερά ολοκλήρωσης  $P_{i-max}$  στο σχ. 2.14, που αντιστοιχεί στην μέγιστη ισχύ κάθε μονάδας για την οποία ισχύει η σχέση (2.17). Με το τέλος της διαδικασίας διόρθωσης συχνότητας κάθε μονάδα θα παράγει στην ονομαστική συχνότητα, την ισχύ που παρήγαγε ύστερα από την μείωση ή την αύξηση της συχνότητας ανάλογα με την κλίση  $k_{\rho}$  πριν η διαδικασία ξεκινήσει. Η σταθερά k στο σχ. 2.14 είναι η ίδια για κάθε μονάδα και ρυθμίζει συνολικά την ταχύτητα επαναφοράς την συχνότητας για όλο το σύστημα.

Οι δύο συμπληρωματικοί έλεγχοι, δεν διαφέρουν από τις αντίστοιχες περιπτώσεις ελέγχου στην σύγχρονη μηχανή, αν εξαιρέσομε το ότι ο έλεγχος σταθερής ισχύος επενεργεί στην τιμή f<sub>ref</sub> (αντίθετα από ότι στην σύγχρονη μηχανή που επενεργεί στο P<sub>ref</sub>) λόγω της μέτρησης ισχύος και καθορισμού της συχνότητας στην περίπτωση του αντιστροφέα.

Συμπληρωματικοί έλεγχοι μπορούν επίσης να ενσωματωθούν στον έλεγχο της τάσης εκτός από τον αναλογικό έλεγχο Q - V όπως και για τον P - f στο σχ. 2.14. Συγκεκριμένα, έλεγχος της άεργης ισχύος εξόδου ώστε να παραμένει σε μία σταθερή τιμή  $Q = Q_{ref}$  μπορεί να γίνει με ρύθμιση της τιμής  $V_{ref}$  με ολοκληρωτικό έλεγχο, μετακινώντας την ευθεία Q - V κατακόρυφα προς τα πάνω ή προς τα κάτω όπως στο σχ. 2.15 για σταθερή παραγωγή  $P = P_{ref}$ . Ομοίως διατήρηση της τάσης του αντιστροφέα σε σταθερή τιμή  $V = V_{ref}$  καθώς η τάση του μικροδικτύου μεταβάλλεται μπορεί να γίνει με ρύθμιση της  $Q_{ref}$  με ολοκληρωτικό έλεγχο, μετακινώντας την ευθεία Q - V κατακόρυφα προς τα πάνω ή προς τα κάτω όπως στο σχ. 2.15 για σταθερή παραγωγή  $P = P_{ref}$ . Ομοίως διατήρηση της τάσης του αντιστροφέα σε σταθερή τιμή  $V = V_{ref}$  καθώς η τάση του μικροδικτύου μεταβάλλεται μπορεί να γίνει με ρύθμιση της  $Q_{ref}$  με ολοκληρωτικό έλεγχο, μετακινώντας έτσι την ευθεία Q - V οριζόντια δεξιά ή αριστερά αντίστοιχα με το σχ. 2.16.

Για τον επιμερισμό της άεργης ισχύος σύμφωνα με την δυναμικότητα των αντιστροφέων οι αναλογικοί συντελεστές  $k_q$  και οι ισχείς  $Q_{ref}$  μπορούν να καθοριστούν ώστε να πληρούν μια σχέση ανάλογη με την (2.17):

$$k_{q1}Q_{ref1} = k_{q2}Q_{ref2} = \dots = k_{qn}Q_{refn} = \Delta V = V_0 - V_{ref}$$
(2.18)

όταν στο σύστημα κατά την απομονωμένη λειτουργία συμμετέχουν *n* πηγές.

Δύο είναι οι βασικές διαφορές μεταξύ του ελέγχου τάσης του αντιστροφέα και της σύγχρονης μηχανής. Η πρώτη έχει σχέση με την απόκριση του ελέγχου, που στον αντιστροφέα είναι ταχεία ενώ στην σύγχρονη μηχανή σχετικά αργή λόγω των μεγάλων σταθερών χρόνου που έχει κατά πρώτο λόγο το τύλιγμα διέγερσης και κατά δεύτερο της διεγέρτριας. Στον αντιστροφέα υπάρχει απλώς η καθυστέρηση που προκύπτει από το φίλτρο μέτρησης όπως και στον έλεγχο *P*-*f* στο σχ.

2.10. Έτσι η μεταβολή τάσης εξόδου μπορεί να θεωρηθεί ότι προκύπτει ως  $V = -\frac{k_q}{1+sT}Q$  όπου *T* η σταθερά χρόνου του φίλτρου. Η δεύτερη διαφορά είναι ότι στον αντιστροφέα μπορούμε να ελέγχομε και την μορφή που έχει η κυματομορφή της τάσης εκτός από το μέτρο όπως στην

ελεγχομε και την μορφη που εχει η κυματομορφη της τασης εκτος απο το με σύγχρονη μηχανή.

Η διαφορά μεταξύ του ελέγχου Q – V σε σχέση με τον έλεγχο P – f εντοπίζεται στην διαφορά που τα δύο μεγέθη τάση και συχνότητα έχουν μεταξύ τους. Η συχνότητα είναι ενιαία σε όλο το δίκτυο ενώ η τάση μέγεθος που εξαρτάται από την θέση στο δίκτυο. Επειδή κατά την συνδεδεμένη λειτουργία η συχνότητα δεν αναμένεται να παρουσιάζει υπολογίσιμη απόκλιση από την ονομαστική ο έλεγχος P-f του αντιστροφέα μιας μικροπηγής μπορεί να λειτουργεί αποτελεσματικά και η μικροπηγή να παράγει μια συγκεκριμένη ισχύ. Για την τάση όμως του ανάντι δικτύου αναμένονται κατά την συνδεδεμένη λειτουργία διακυμάνσεις και αν επιπλέον θεωρήσομε και τις αλλαγές φορτίου εντός του μικροδικτύου τότε ο έλεγχος του αντιστροφέα με την χαρακτηριστική Q-V θα δημιουργεί παραγωγή ή απορρόφηση αέργου ισχύος πέραν της καθορισμένης για την συνδεδεμένη λειτουργία. Η απάντηση στο πρόβλημα μπορεί να είναι ο συμπληρωματικός έλεγχος ώστε ο αντιστροφέας να έχει μια σταθερή τιμή εξόδου  $Q=Q_{ref}$ . Αν όμως πρόκειται ο συγκεκριμένος αντιστροφέας να συμμετέχει στον επιμερισμό της αέργου ισχύος κατά την απομονωμένη λειτουργία θα πρέπει ο εν λόγω έλεγχος να απενεργοποιείται χωρίς την αποστολή κάποιου σήματος στον αντιστροφέα. Κατά την απομονωμένη λειτουργία, το ποσό αέργου ισχύος που θα παράγει κάθε μονάδα δεν μπορεί γενικά να καθοριστεί με βάση μόνο τους συντελεστές ελέγχου  $k_q$ , σε αντίθεση με τον έλεγχο P - f, αλλά εξαρτάται και από την θέση της στο δίκτυο. Το ίδιο θα συνέβαινε και για την ενεργό ισχύ αν ο έλεγχος της γινόταν με ρύθμιση της φάσης του αντιστροφέα αντί της συχνότητας:

$$\delta = \delta_{\text{ref}} + k_{p}' \left( P_{\text{ref}} - P \right)$$
(2.19)

όπου  $k'_p = \Delta \delta / \Delta P$ . Ο έλεγχος  $P - \delta$ , έχει προταθεί μαζί με τον Q - V για τον έλεγχο των αντιστροφέων κατά την απομονωμένη λειτουργία [34]. Μόνο μεγάλες τιμές των συντελεστών  $k_q$  και  $k'_p$  μπορούν να περιορίσουν την επίδραση της θέσης στο δίκτυο ώστε οι αντίστοιχες ισχείς που παράγουν οι αντιστροφείς να μπορούν να καθοριστούν με τον έλεγχο.

Μερικοί ερευνητές [31] θεωρούν ότι ο ολοκληρωτικός έλεγχος της συχνότητας και της τάσης για τον μηδενισμό του σφάλματος στην μόνιμη κατάσταση θα πρέπει να αποφεύγεται και οι αντιστροφείς που δημιουργούν το δίκτυο στην αυτόνομη λειτουργία να ελέγχονται μόνο αναλογικά μέσω των ελέγχων P - f, Q - V εξαιτίας των διαφορετικών ανοχών που μπορούν να έχουν οι κρύσταλλοι των στοιχείων που παράγουν τις τιμές αναφοράς. Για παράδειγμα για δύο αντιστροφείς στους οποίους η τιμή  $f_{ref}$ =50Hz παρουσιάζει μια ελάχιστη διαφορά, η ευθείες P - f θα μετακινούνται κατά την λειτουργία αργά οριζόντια προς αντίθετες κατευθύνσεις καθώς καθένας από τους δύο αντιστροφείς θα προσπαθεί να φέρει τη συχνότητα του συστήματος στην δικιά του τιμή  $f_{ref}$ . Έτσι οι ισχείς που θα παράγουν δεν θα είναι αυτές που πρέπει σύμφωνα με τις κλίσεις  $k_p$ , με την ισχύ του αντιστροφέα με την μεγαλύτερη τιμή  $f_{ref}$  να αυξάνει αργά αλλά συνεχώς ενώ

### 2.4.2 Στρατηγικές ελέγχου

Με βάση τις περιγραφείσες μεθόδους ελέγχου και ανάλογα με τις μονάδες που θα αποτελούν τους δημιουργούς του δικτύου θα πρέπει να καθοριστεί μια πρακτική ελέγχου του μικροδικτύου για την συνολική αντιμετώπιση όλων των δυνατών περιπτώσεων, πάντα χωρίς την συνδρομή διαύλων επικοινωνίας μεταξύ των μονάδων.

Οι μικροπηγές που ενδέχεται να χρησιμοποιηθούν για έλεγχο συχνότητας και τάσης στο μικροδίκτυο μπορεί να διαχωριστούν σε δύο είδη:

- Πηγές αποθήκευσης ενέργειας, που λόγω της δυνατότητας άμεσης παροχής ισχύος στο σύστημα, θα καλύπτουν κάθε μεταβολή φορτίου βραχυπρόθεσμα αντισταθμίζοντας την έλλειψη άλλου είδους αδράνειας του συστήματος και την αδυναμία άλλων μονάδων δημιουργών που λόγω μεγάλων σταθερών απόκρισης δεν μπορούν να ανταποκριθούν άμεσα. Κατά την συνδεδεμένη λειτουργία αλλά και όταν η παραγόμενη ισχύς στο απομονωμένο σύστημα πλεονάζει, είναι επιθυμητό να μεταβαίνουν σε κατάσταση φόρτισης.
- Άλλου είδους μικροπηγές, όπως για παράδειγμα οι κυψέλες καυσίμου και οι μικρές μονάδες CHP (μικροτουρμπίνες), που παρουσιάζουν λόγω χαρακτηριστικών της πρωτογενούς πηγής μεγάλες σταθερές απόκρισης. Αν δεν υπάρχει κάποιου είδους συσσώρευση ενέργειας ενσωματωμένη στην DC πλευρά του αντιστροφέα τότε οι πηγές αυτές δεν αναμένεται να ανταποκρίνονται άμεσα στις μεταβολές του φορτίου. Αν υπάρχει, οι πηγές αυτές μπορούν από άποψη απόκρισης να αντιμετωπίζονται σαν τις πηγές αποθήκευσης ενέργειας.

Από τον διαχωρισμό αυτό, μπορούν να διακριθούν οι ακόλουθες τρεις περιπτώσεις:

 Οι μικροπηγές – δημιουργοί στο σύστημα είναι αποκλειστικά πηγές αποθήκευσης ενέργειας, οι οποίες δημιουργούν στην αυτόνομη λειτουργία ένα δίκτυο για την σύνδεση πηγών ελεγχόμενων με σταθερή παραγωγή PQ. Η περίπτωση δεν διαφέρει από αυτή των διεσπαρμένων UPS. Για την ομαλή απομονωμένη λειτουργία, η συνολική εγκατεστημένη ισχύς των μονάδων θα πρέπει να είναι ικανή ώστε να μην παρουσιαστεί έλλειψη στη δυσμενέστερη δυνατή περίπτωση, ενώ από την άποψη της αποθηκευμένης ενέργειας θα ληφθούν υπόψη το είδος των φορτίων και η διάρκεια της απομονωμένης λειτουργίας. Οι αντιστροφείς των μονάδων θα ελέγχονται με βάση τους συντελεστές κ<sub>ρ</sub>που θα πληρούν την σχέση (2.17). Δεν υπάρχει λόγος κάποια μονάδα να καλύπτει

σταθερό φορτίο. Μπορεί επιπρόσθετα να χρησιμοποιηθεί και συμπληρωματικός έλεγχος για την λειτουργία στην ονομαστική συχνότητα όπως περιγράφηκε. Για την περίπτωση που ελέγχονται μόνο αναλογικά με έλεγχο P-f, για να μεταβαίνουν σε κατάσταση φόρτισης, όταν το μικροδίκτυο επανέρχεται σε συνδεδεμένη λειτουργία ή όταν κατά την απομονωμένη λειτουργία υπάρχει πλεονάζουσα ισχύς, αρκεί να τεθεί Pref < 0 για f<sub>ref</sub> = 50Hz. Αν όμως χρησιμοποιείται και έλεγχος για τον μηδενισμό του σφάλματος συχνότητας στην μόνιμη κατάσταση, δεν είναι δυνατόν η μικροπηγή όταν το μικροδίκτυο επανασυνδεθεί με το ανάντι δίκτυο να μπορέσει να μεταβεί σε κατάσταση φόρτισης, αφού ευρισκόμενη σε ένα τυχαίο σημείο στο μικροδίκτυο δεν θα μπορεί να λάβει την πληροφορία ότι η λειτουργία του μικροδικτύου έχει αλλάξει από απομονωμένη σε συνδεδεμένη. Το πρόβλημα μπορεί να ξεπεραστεί με την αποστολή κάποιου σήματος με την πληροφορία της μετάβασης στην συνδεδεμένη λειτουργία προς όλες τις μονάδες αποθήκευσης, ώστε να διακόψουν την λειτουργία του συμπληρωματικού βρόχου μηδενισμού σφάλματος συχνότητας (διακεκομμένη γραμμή στο σχ. 2.14) και με την επίδραση μόνο του ελέγχου *P-f* να επιστρέψουν σε  $P = P_{ref} \le 0$  που αντιστοιχεί σε f=50Hz. Διαφορετικά όπως προτείνεται στην [30] η ρύθμιση σταθερής συχνότητας μπορεί να γίνεται αναλογικά, εισάγοντας ανάδραση στον ολοκληρωτή του σχ. 2.14. Στην συνδεδεμένη κατάσταση η ευθεία μετακινείται προς το επιθυμητό σημείο Pref, αλλά στην μόνιμη κατάσταση της απομονωμένης λειτουργίας παραμένει ένα πολύ μικρό σφάλμα στην συχνότητα.

2. Οι μικρόπηγές του συστήματος ανήκουν και στα δύο είδη. Στην περίπτωση αυτή, οι μονάδες αποθήκευσης ενέργειας τοποθετούνται σε συγκεκριμένες θέσεις στο σύστημα για να συνεισφέρουν κατά την μεταβατική περίοδο (απότομη αλλαγή φορτίου, απομόνωση από το δίκτυο κλπ) καθόσον χρόνο χρειάζονται οι άλλες μονάδες – που ενώ αποτελούν τους βασικούς παραγωγούς αδυνατούν λόγω μεγάλων σταθερών χρόνου απόκρισης (κυψέλη καυσίμου ή οποιαδήποτε άλλη μονάδα) να παρακολουθήσουν το φορτίο στιγμιαία – να αυξήσουν την παραγωγή τους. Κατά το τέλος της όποιας μεταβολής οι μονάδες αποθήκευσης θα πρέπει επανέλθουν στην πρότερη κατάσταση παραγωγής, δηλαδή κατάσταση φόρτισης ή μηδενικής παραγωγής. Αν όλες οι μονάδες ελέγχονται μόνο αναλογικά με τις κλίσεις κ<sub>ρ</sub> τότε θα παραμένει στην μόνιμη κατάσταση

υπό νέα συχνότητα, ροή ισχύος στο σύστημα από τις μονάδες αποθήκευσης. Η εισαγωγή απλώς ελέγχου σταθερής ισχύος μόνο στις μονάδες αποθήκευσης ώστε να μεταβούν αργά (ρύθμιση από την σταθερά *m* στο διάγραμμα του σχ. 2.14) σε μηδενική ισχύ εξόδου ή σε απορρόφηση ισχύος δεν μπορεί να λύσει το πρόβλημα γιατί έτσι δεν λαμβάνεται υπόψη ο ρυθμός ανάληψης φορτίου από τις υπόλοιπες μονάδες. Είναι απαραίτητος λοιπόν ο συμπληρωματικός έλεγχος ονομαστικής συχνότητας ο οποίος μάλιστα θα αναλαμβάνεται μόνο από τις μονάδες που δεν είναι μονάδες αποθήκευσης έτσι ώστε οι τελευταίες να αναγκάζονται να επανέλθουν στην προδιαγεγραμμένη παραγωγή τους στην ονομαστική συχνότητα (μηδέν ή φόρτιση) ενώ οι άλλες μονάδες σταδιακά παραλαμβάνουν το συνολικό φορτίο του συστήματος. Με την μέθοδο αυτή, ο ρυθμός κάλυψης φορτίου των μονάδων που δεν είναι αποθήκευσης ενέργειας συναρτάται με τον έλεγχο τους και είναι έτσι δυνατή η ομαλή μεταφορά του φορτίου των μονάδων

συμμετέχουν στην διόρθωση του σφάλματος συχνότητας, στην μόνιμη κατάσταση θα παρέχουν την ισχύ που θα αντιστοιχούσε σύμφωνα με την χαρακτηριστική P-f κάθε μονάδας αν δεν υπήρχε έλεγχος σταθερής συχνότητας. Παρόλαυτά με την χρησιμοποίηση διαφόρων πηγών (κυψέλες καυσίμου, μικροτουρμπίνες κλπ) οι δυνατότητες απόκρισης στην μεταβολή ισχύος εξόδου τους θα ποικίλουν. Οι πιο «γρήγορες» μονάδες θα συμμετέχουν περισσότερο στην διόρθωση συχνότητας αλλάζοντας γρηγορότερα από ότι άλλες την ισχύ εξόδου τους και παραλαμβάνοντας μεγαλύτερο ποσό ισχύος από τις πιο «αργές». Ο ευκολότερος τρόπος για να αποφευχθεί το ενδεχόμενο οι «γρήγορες» μονάδες να παραλαμβάνουν την συνολική μεταβολή του φορτίου και οι «αργές» να χάνουν το δικό τους μερίδιο, είναι μέσω των σταθερών ολοκλήρωσης P<sub>i-max</sub> της κάθε μονάδας στο σχ. 2.14. Εναλλακτική δυνατότητα, αλλά πιο περίπλοκη, είναι η επαναφορά της ροής ισχύος των γραμμών που συνδέουν τις μονάδες μεταξύ τους σε προκαθορισμένο επίπεδο, εκτός από την επαναφορά της συχνότητας στην ονομαστική τιμή. Η πρακτική δεν διαφέρει και πολύ από την δευτερεύουσα ρύθμιση ισχύος των γραμμών διασύνδεσης μεταξύ των διαφόρων περιοχών ελέγχου ενός διασυνδεδεμένου συστήματος. Απαιτείται όμως να μην υπάρχουν φορτία κατά μήκος της γραμμής διασύνδεσης των μονάδων. Στον ολοκληρωτή του σχ. 2.6 θα πρέπει να συνδεθεί παράλληλα με το σφάλμα συχνότητας και η απόκλιση ροής ισχύος των γραμμών που διασύνδεσης. Η έξοδος του ολοκληρωτή στο πεδίο του χρόνου θα είναι

 $\int k \left( P_{i-\max} \Delta f + \Delta P_{Line} \right) dt \; .$ 

Στην εξεταζόμενη περίπτωση οι μικρομονάδες με ελεγχόμενη παραγωγή που τυχόν απαιτηθεί να καλύπτουν σταθερό φορτίο βάσης στην απομονωμένη λειτουργία θα ελέγχονται μόνο αναλογικά με την χαρακτηριστική *P-f*.

3. Όλες οι μικροπηγές – δημιουργοί δικτύου διαθέτουν πηγές συσσώρευσης στην DC πλευρά του αντιστροφέα και έχουν άμεση απόκριση στην μεταβολή της ισχύος στην έξοδο τους. Σε αυτή την περίπτωση οι μονάδες θα μοιράζονται το φορτίο ανάλογα με τις κλίσεις k<sub>a</sub> και δεν χρειάζεται κάποιος άλλος έλεγχος. Επανασύνδεση με το υπερκείμενο

δίκτυο θα επαναφέρει κάθε μονάδα στην παραγωγή *P<sub>ref</sub>* που αντιστοιχεί στην ονομαστική συχνότητα του δικτύου. Μικροπηγές που απαιτείται να παράγουν σταθερή ισχύ μπορεί είτε να ελέγχονται συμπληρωματικά σύμφωνα με το σχ. 2.14 ή να έχουν την ανάλογη τιμή (μεγάλη) συντελεστή *k<sub>p</sub>*. Αυτόνομη λειτουργία με επαναφορά της συχνότητας στην

ονομαστική τιμή δεν είναι απαραίτητη αλλά μπορεί να πραγματοποιηθεί ευκολότερα από ότι στην προηγούμενη περίπτωση, λόγω του ότι όλες οι μονάδες θεωρητικά θα έχουν την ίδια άμεση απόκριση. Με την επανασύνδεση με το υπερκείμενο δίκτυο, για να μπορούν οι μικρομονάδες να διακόψουν τον συμπληρωματικό έλεγχο ονομαστικής συχνότητας και να επανέλθουν σε κάποια προκαθορισμένη παραγωγή  $P = P_{ref}$  θα πρέπει να εφαρμοστούν όσα αναφέρθηκαν στην πρώτη περίπτωση που εξετάστηκε.

Γενικά θα μπορούσε όπως φαίνεται από τα παραπάνω να γίνει μία μόνο διάκριση σχετικά με το αν εγκαθίσταται ή όχι συσσωρευμένη ενέργεια ως αυτόνομη μονάδα ή μονάδες στο σύστημα. Αν αυτό συμβαίνει τότε το σύστημα θα πρέπει να ελέγχεται όπως περιγράφεται στην δεύτερη περίπτωση και οι υπόλοιπες μονάδες – δημιουργοί είτε όλες θα διαθέτουν συσσωρευτή ενέργειας, γεγονός που θα διευκολύνει τον ολοκληρωτικό έλεγχο, ή δεν θα διαθέτει καμία, αλλιώς οι μονάδες με την συσσώρευση ενέργειας θα αποκλείουν τις υπόλοιπες από τον ολοκληρωτικό έλεγχο και θα παραλαμβάνουν όλες τις μεταβολές του φορτίου. Αν δεν επιλεγεί η εγκατάσταση αυτόνομων μονάδων συσσωρευμένης ενέργειας τότε ο έλεγχος εμπίπτει στην τρίτη και την πρώτη περίπτωση, με την τρίτη να είναι η γενικότερη και την πρώτη απλώς μια υποπερίπτωση της όμοια με την εγκατάσταση διεσπαρμένων *UPS*.

### 2.4.3 Επανασύνδεση στο υπερκείμενο δίκτυο

Για την πραγματοποίηση της επανασύνδεσης του μικροδικτύου με το ανάντι δίκτυο χωρίς την χρήση κάποιου είδους επικοινωνίας, χρειάζεται κάποια από τις μονάδες που ελέγχουν την τάση και την συχνότητα στην αυτόνομη λειτουργία να εγκατασταθεί στην αφετηρία του κεντρικού κλάδου Χ.Τ. κατά μήκος του οποίου αναπτύσσεται το μικροδίκτυο, όπως στο σχ. 2.17. Η μέτρηση μέτρου και γωνίας της τάσης του υπερκείμενου δικτύου θα μπορεί να γίνεται από την μονάδα αυτή τοπικά. Ο αντιστροφέας της μονάδας ύστερα από την αποκατάσταση του σφάλματος στο δίκτυο Μ.Τ., ή κατόπιν εντολής από το κέντρο ελέγχου μικροδικτύου αν η απομόνωση οφείλεται σε άλλο λόγο, ξεκινά την διαδικασία συγχρονισμού και επανασύνδεσης. Μεταβάλλει την τάση εξόδου της ώστε να συμπέσει ως προς φάση και μέτρο με την τάση του διακόπτη ισχύος Χ.Τ. της γραμμής από την πλευρά του δικτύου. Για να επιτύχει σύμπτωση φάσης αυξάνει ή μειώνει την συχνότητα της τάσης στην έξόδο ώστε να γίνει μεγαλύτερη ή μικρότερη της ονομαστικής συχνότητας του δικτύου. Όταν υπάρξει συμφωνία φάσης και μέτρου εντολοδοτεί τον διακόπτη ισχύος να κλείσει ή καλύτερα κάποιον στατό διακόπτη (static switch), που βρίσκεται εν σειρά με αυτόν (σχ. 2.17) και έχει μηδενική καθυστέρηση. Κατά την διαδικασία, από την αλλαγή της συχνότητας προκαλείται διαφορά φάσης μεταξύ της μονάδας που αναλαμβάνει τον συγχρονισμό και των υπολοίπων μονάδων του μικροδικτύου, με επακόλουθο την ροή ισχύος προς ή από αυτές. Επίσης την στιγμή που ο διακόπτης κλείνει, η συχνότητα του μικροδικτύου διαφέρει από αυτή του υπερκείμενου δικτύου, αλλά πολύ γρήγορα όλες οι μικροπηγές μέσω των χαρακτηριστικών *P-f* συγχρονίζουν το μικροδίκτυο με το υπερκείμενο δίκτυο.



Σχ. 2.17. Εγκατάσταση μικροπηγής στην αφετηρία του κλάδου Χ.Τ. κατά μήκος του οποίου αναπτύσσεται το μικροδίκτυο.

Αν θεωρήσομε μια μόνο επιπλέον μονάδα η οποία βρίσκεται σε τυχαία θέση στον κλάδο του μικροδικτύου όπως φαίνεται στο σχ. 2.17, τότε με την υπόθεση ότι γίνεται επαναφορά της συχνότητας στην ονομαστική τιμή κατά την απομονωμένη λειτουργία, η συχνότητα των δύο μονάδων πριν από την επανασύνδεση θα είναι από την (2.2):  $f_1 = f_2 = f_{ref1} = f_{ref2} = 50Hz$ . Η ισχύς που θα παράγουν θα είναι από το σχ. 2.16  $P_1 = P_{ref1}^{'}, P_2 = P_{ref2}^{'}$  όπου  $P_{ref1}^{'} + P_{ref2}^{'}$  το συνολικό φορτίο του μικροδικτύου την δεδομένη χρονική στιγμή. Ανάλογα με το αν υπάρχει αρχικά προπορεία ή επιπορεία φάσης του μικροδικτύου σε σχέση με το ανάντι δίκτυο η συχνότητα του αντιστροφέα 1 θα πρέπει να μειωθεί ή να αυξηθεί ώστε η διαφορά φάσης να μειωθεί. Έστω ότι το ανάντι δίκτυο προηγείται του μικροδικτύου κατά γωνία  $\delta_0$  πριν την διαδικασία συγχρονισμού. Ο αντιστροφέας 1 αυξάνει την συχνότητα της εσωτερική τάσης του κατά  $f_d$  μετακινώντας την χαρακτηριστική *P-f* κατακόρυφα προς τα πάνω. Η γωνία της παραγόμενης τάσης του αντιστροφέα 1 ή οποία θα απορροφάται από τον αντιστροφέα 2. Από την (2.2) οι μεταβολές συχνότητας για τους δύο αντιστροφείς θα είναι

$$\Delta f_1 = -k_{p1}\Delta P_1 + f_d$$

$$\Delta f_2 = -k_{p2}\Delta P_2$$
(2.20)

και

#### Κεφαλαίο 2

$$\Delta P_1 = -\Delta P_2 = \Delta P = \left( V^2 / X \right) \sin \delta_{12}$$
(2.21)

όπου έχει θεωρηθεί ότι V<sub>1</sub> = V<sub>2</sub> = V για τις εσωτερικές τάσεις των δύο αντιστροφέων. Από την (2.7) η μεταβολή της ανταλλασσόμενης ισχύος ΔΡ θα είναι:

$$\dot{\Delta P} = \left(V^2 \cos \delta_{12}/X\right) \dot{\Delta \delta_{12}} = \left(V^2/X\right) \left(\Delta \omega_1 - \Delta \omega_2\right) = \left(2\pi V^2/X\right) \left(-\left(k_{p1} + k_{p2}\right) \Delta P + f_d\right)$$
(2.22)

με την θεώρηση  $\cos \delta_{12} \simeq 1$ .

Η λύση της τελευταίας δίνει την μεταβολή της ροής ισχύος ΔΡ:

$$\Delta P = \frac{f_d}{k_{p1} + k_{p2}} \left( 1 - e^{-t \frac{2\pi V^2}{X} \left(k_{p1} + k_{p2}\right)} \right)$$
(2.23)

Αντικατάσταση της (2.23) στις (2.20) δίνει την μεταβολή των συχνοτήτων των τάσεων των δύο αντιστροφέων:

$$\Delta f_1 = -f_d \, \frac{k_{\rho 1}}{k_{\rho 1} + k_{\rho 2}} \left( 1 - \mathbf{e}^{-t/r} \right) + f_d \tag{2.24}$$

$$\Delta f_2 = f_d \, \frac{k_{p2}}{k_{p1} + k_{p2}} \left( 1 - \mathbf{e}^{-t/\tau} \right) \tag{2.25}$$

με  $\tau = \frac{X}{2\pi V^2 (k_{p1} + k_{p2})}$ . Οι τελικές συχνότητες των τάσεων των δύο αντιστροφέων θα διαφέρουν

από την ονομαστική συχνότητα κατά  $\Delta f_1 = \Delta f_2 = f_d \frac{k_{p2}}{k_{p1} + k_{p2}}$ . Για τον αντιστροφέα 1 η συχνότητα θα μειωθεί από την τιμή  $f_{ref} + f_d$  που έχει πριν ξεκινήσει η ανταλλαγή ισχύος κατά  $f_d k_{p1} / (k_{p1} + k_{p2})$  σε τελική τιμή  $f_{ref} + f_d k_{p2} / (k_{p1} + k_{p2})$ . Η συχνότητα του αντιστροφέα 2 θα αυξηθεί με την ανταλλαγή ισχύος από  $f_{ref}$  κατά  $f_d k_{p2} / (k_{p1} + k_{p2})$ για να λάβει την ίδια τελική τιμή. Ο βρόχος ελέγχου για την επαναφορά της ονομαστικής συχνότητας είναι πολύ αργός και δεν υπεισέρχεται στην διαδικασία. Αν η διαφορά φάσης με το ανάντι δίκτυο δεν έχει στο μεταξύ μηδενιστεί, αυτή θα είναι η διαφορά της συχνότητας του μικροδικτύου από την ονομαστική όταν γίνει η επανασύνδεση.

Σε περίπτωση που δεν γίνεται επαναφορά της συχνότητας στην ονομαστική τιμή κατά την αυτόνομη λειτουργία, τότε η συχνότητα του μικροδικτύου θα έχει μια τυχαία αρχική τιμή  $f^0$  πριν από την διαδικασία συγχρονισμού. Η συχνότητα του αντιστροφέα 1 τότε μεταβάλλεται από την τιμή  $f^0 + f_d - f_d k_{p1} / (k_{p1} + k_{p2}) = f^0 + f_d k_{p2} / (k_{p1} + k_{p2})$  και η συχνότητα του αντιστροφέα 2 μεταβάλλεται στην ίδια τελική τιμή από την αρχική τιμή  $f^0$ . Η συνολική μεταβολή παρουσιάζεται στο διάγραμμα του σχ. 2.18. Θα πρέπει η αρχική αύξηση κατά  $f_d$  να είναι αρκετά μεγάλη έτσι ώστε για την τελική τιμή να ισχύει  $f^0 + f_d k_{p2} / (k_{p1} + k_{p2}) > f_{ref} = 50Hz$  αν στο μεταξύ δεν έχει μηδενιστεί η διαφορά φάσης με το ανάντι δίκτυο.

Για την μεταβολή της γωνίας μεταξύ της τάσης του αντιστροφέα 1 και του ανάντι δικτύου ισχύει:

$$\dot{\Delta\delta} = -\Delta\omega_{1} = -2\pi\Delta f_{1} = -2\pi f_{d} \left( \frac{k_{p2}}{k_{p1} + k_{p2}} + \frac{k_{p1}}{k_{p1} + k_{p2}} e^{-t/\tau} \right)$$
(2.26)

Η λύση της (2.26) δίνει την μεταβολή Δδ:

$$\Delta \delta = -2\pi f_d \frac{k_{\rho 2}}{k_{\rho 1} + k_{\rho 2}} t - 2\pi f_d \tau \frac{k_{\rho 1}}{k_{\rho 1} + k_{\rho 2}} \left( 1 - e^{-t/\tau} \right)$$
(2.27)

Η Δδ είναι αρνητική με συνεχώς αυξανόμενη απόλυτη τιμή και η διαφορά γωνίας  $\delta_0 + \Delta \delta$  μεταξύ της τάσης του αντιστροφέα 1 και του ανάντι δικτύου συνεχώς μειώνεται από την αρχική τιμή  $\delta_0$  που είχε στην αρχή της διαδικασίας συγχρονισμού. Όταν πάρει την τιμή μηδέν, ο αντιστροφέας 1 θα δώσει την εντολή στον στατό διακόπτη και η επανασύνδεση του μικροδικτύου θα πραγματοποιηθεί. Στο σχ. 2.19 παρουσιάζονται οι μεταβολές  $\Delta \delta$ ,  $\Delta P$ ,  $\Delta f1$  και  $\Delta f2$  όπως περιγράφονται από τις (2.27) και (2.23) – (2.25).



Σχ. 2.18. Μεταβολή σημείων λειτουργίας των αντιστροφέων 1 και 2 κατά την διαδικασία συγχρονισμού με το ανάντι δίκτυο όταν κατά την αυτόνομη λειτουργία δεν χρησιμοποιείται επαναφορά συχνότητας στην ονομαστική τιμή.

Κατά την επανασύνδεση η συχνότητα του μικροδικτύου είναι  $f_{ref} + f_d k_{p2} / (k_{p1} + k_{p2})$  και με την επίδραση των χαρακτηριστικών *P*-f οι συχνότητες των δύο αντιστροφέων επανέρχονται στην τιμή  $f_{ref}$  οπότε και παράγουν ισχείς  $P_1 = P_{ref1}$ ,  $P_2 = P_{ref2}$  που παρήγαγαν πριν την επανασύνδεση. Αυτές οι ισχείς δεν αντιστοιχούν στην ονομαστική συχνότητα κατά την συνδεδεμένη λειτουργία. Για την επαναφορά των μικροπηγών σε αυτή την κατάσταση παραγωγής χρειάζονται πρόσθετα μέτρα, όπως αναφέρθηκε στις περιπτώσεις 1 και 3 που εξετάστηκαν προηγουμένως.



Σχ. 2.19. Ανταλλαγή ισχύος Δ*P*, μεταβολές συχνοτήτων  $\Delta f_1$ ,  $\Delta f_2$  των αντιστροφέων από την ονομαστική και μεταβολή  $\Delta \delta$  της διαφοράς φάσης με το ανάντι δίκτυο κατά τον συγχρονισμό. Αρχική μεταβολή της  $\Delta f_1$  κατά  $f_d = 0.05Hz$ . Για τους αντιστροφείς έχει επιλεγεί  $k_{p1} > k_{p2}$ 

### 2.5 Σύνοψη και συμπεράσματα

Στην αυτόνομη λειτουργία του μικροδικτύου οι μικροπηγές θα πρέπει να αναλάβουν την ρύθμιση της συχνότητας και της τάσης. Δεδομένου ότι οι μικροπηγές έχουν στην έξοδό τους αντιστροφείς, το ζητούμενο είναι η δημιουργία αυτόνομου συστήματος ισχύος με παραλληλισμό αντιστροφέων. Αρχικά γίνεται ανάλυση του ελέγχου της συχνότητας – ενεργού ισχύος και τάσης – αέργου ισχύος για ένα συμβατικό σύστημα ηλεκτρικής ισχύος με σύγχρονες μηχανές. Ακολούθως περιγράφονται τα βασικά στοιχεία της λειτουργίας των αντιστροφέων εξαναγκασμένης μεταγωγής, ξεχωρίζοντας τα χαρακτηριστικά που απαιτούνται για εφαρμογές στην Χ.Τ. και επικεντρώνοντας στην διάταξη αντιστροφέαν, ο οποίος καθορίζει το αν τελικά ένας αντιστροφέας λειτουργεί από την άποψη του συστήματος ως πηγή τάσης ή ως πηγή ρεύματος όταν πρόκειται να παρέχει ρεύμα σε δίκτυο που η τάση του καθορίζεται από άλλες πηγές.

Η σχέση μεταξύ συχνότητας και ενεργού ισχύος εξόδου που είναι εγγενής στην σύγχρονη μηχανή δεν υπάρχει στον αντιστροφέα. Έτσι για τον παραλληλισμό δύο ή περισσότερων αντιστροφέων πηγής τάσης η σχέση *P* και *f* δημιουργείται τεχνητά ελέγχοντας αναλογικά την συχνότητα με την παραγόμενη ενεργό ισχύ. Παρέχεται έτσι η απαραίτητη ισχύς συγχρονισμού και η ισχύς απόσβεσης για να μπορεί η λειτουργία να είναι ευσταθής. Ο παραλληλισμό δύο σύγχρονων μηχανών, ώστε να αναδειχθούν οι ομοιότητες και οι διαφορές. Η μέτρηση της ισχύος εξόδου του αντιστροφέα μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως καθυστέρηση στην μεταβολή της συχνότητας, η οποία σε αντίθεση με την σύγχρονη μηχανή, μεταβάλλεται απότομα απουσία οποιασδήποτε αδράνειας.

Ο έλεγχος του μέτρου της τάσης γίνεται με την παραγόμενη άεργη ισχύ επιβάλλοντας σε κάθε αντιστροφέα να μεταβάλλει το μέτρο της τάσης του ανάλογα με την άεργη ισχύ εξόδου. Οι ρυθμίσεις μπορεί να υλοποιούνται είτε ως P - f, Q - V ή ως f - P, V - Q με διαφορετικά μειονεκτήματα και πλεονεκτήματα. Μεγάλες τιμές  $k_p = \Delta f / \Delta P$ ,  $k_q = \Delta V / \Delta Q$  σημαίνουν μεγαλύτερη ακρίβεια στον καθορισμό της ισχύος με μεγάλη απόκλιση από τις ονομαστικές τιμές για συχνότητα και τάση ενώ μικρές τιμές  $k_p$ ,  $k_q$  δημιουργούν σχετικά μεγάλες μεταβολές των ισχυών εξόδου με μικρές αποκλίσεις συχνότητας και τάσης και η ακρίβεια στις ισχείς εξόδου επιτυγχάνεται δύσκολα. Το αντίθετο ισχύει για τους συντελεστές  $1/k_p$ ,  $1/k_q$  σε σχέση με τις ισχείς και την συχνότητα και την τάση κατά την υλοποίηση f - P, V - Q. Με τον έλεγχο P - f, Q - V, όμως, μπορεί να ρυθμιστεί απευθείας η τάση εξόδου του αντιστροφέα.

Στο μικροδίκτυο, οι πηγές στις οποίες η πρωτογενής ισχύς είναι διαθέσιμη συνεχώς ρυθμίζουν την συχνότητα και την τάση του δικτύου με έλεγχο *P* – *f* και *Q* – *V* των αντιστροφέων τους. Στις υπόλοιπες πηγές ο αντιστροφέας ελέγχεται ώστε να διοχετεύουν στο σύστημα την διαθέσιμη ισχύ. Στην συνέχεια αναπτύσσονται διάφορες δυνατότητες εφαρμογής των ελέγχων *P* – *f*, *Q* – *V* καθώς και συμπληρωματικοί έλεγχοι για την επαναφορά των ρυθμίζόμενων μεγεθών στις ονομαστικές τιμές, είτε πρόκειται για την συχνότητα και την τάση ή για τις ισχείς που παράγουν οι μονάδες. Δημιουργούνται έτσι διάφορες επιλογές για τον έλεγχο του συστήματος.

Ενώ με τον έλεγχο *P* – *f* το φορτίο που παραλαμβάνει κάθε μονάδα είναι γνωστό από πριν, αφού καθορίζεται μόνο με τους συντελεστές *k<sub>p</sub>*, δεν ισχύει γενικά το ίδιο και για τον έλεγχο *Q* – *V*, γιατί

υπεισέρχεται στο αποτέλεσμα και η θέση των μονάδων στο δίκτυο. Το ίδιο θα ίσχυε και για την ενεργό ισχύ αν ελεγχόταν με ρύθμιση της γωνίας αντί της συχνότητας.

Η εγκατάσταση πηγών συσσώρευσης ενέργειας είναι απαραίτητη για την απομονωμένη λειτουργία, αφού δεν υπάρχουν στρεφόμενες γεννήτριες που συνδέονται απευθείας στο *AC* δίκτυο. Με βάση το αν αυτές εγκαθίστανται ή όχι ως αυτόνομες μονάδες στο σύστημα, διακρίνονται δύο στρατηγικές ελέγχου. Στην περίπτωση που αυτό συμβαίνει, τότε αν υπάρχουν και μονάδες που συμμετέχουν στην δημιουργία του συστήματος χωρίς να είναι πηγές συσσώρευσης θα πρέπει να επαναφέρουν την συχνότητα στην ονομαστική τιμή. Στην αντίθετη περίπτωση, όλες οι μονάδες μπορούν απλώς να ελέγχονται μόνο αναλογικά και η επαναφορά της συχνότητας είναι προαιρετική. Στην δεύτερη περίπτωση εμπίπτει και η επιλογή χρησιμοποίησης μόνο πηγών συσσώρευσης ενέργειας για την δημιουργία του συστήματος, ενώ όλες οι υπόλοιπες πηγές έχουν ασυνέχεια στην διαθέσιμη ισχύ (ανεμογεννήτριες, Φ/Β κλπ).

Στο τέλος του κεφαλαίου περιγράφεται αναλυτικά μια διαδικασία για την επαναφορά του συστήματος από την αυτόνομη στην συνδεδεμένη λειτουργία.

#### 2.6 Αναφορές

- [1] O. I. Elgred, Electric Energy Systems theory: An Introduction, Mc-Graw Hill Co. 1983
- [2] IEEE PES AGC Task Force, "Understanding AGC", IEEE Trans. on Power Systems, Vol. 7, No 3, Aug. 1992, pp 1106-1122.
- [3] A. J. Wood, B. F. Wollenberg, Power Generation Operation and Control, J. Wiley & Sons Inc. 1996
- [4] Β. Παπαδιά, Ανάλυση Συστήματος Ηλεκτρικής Ενέργειας, Τόμος Ι, Μόνιμη κατάσταση Λειτουργίας, Ε.Μ.Π. Αθήνα 1985
- [5] T. Van Cutsem, C. Vournas, Voltage Stability of Electric Power Systems, Kluwer Academic Press, Boston 1998.
- [6] Σ. Ν. Μανιάς, Ηλεκτρονικά Ισχύος, Εκδόσεις Συμεών, Αθήνα 1988
- [7] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, Power electronics converters, applications and design, J. Wiley & Sons Third Edition 1995.
- [8] D. W. Novotny, T. A. Lipo, Vector control and dynamics of AC drives, Oxford University Press 1996
- [9] N. G. Hingorani, L. Gyugyi, Understanding FACTS, IEEE Press 2000.
- [10] E.R. Laithwaite, L.L. Freris, Electric Energy: Its generation, transmission and use, Mc-Graw Hill Co. 1990
- [11] F. Blaagberg, Z. Chen, S. Kjaer, "Power Electronics as efficient interface of Dispersed generation systems", IEEE Trans on Power Electronics, Vol. 19, No 5, pp 1184-1194, Sep. 2004
- [12] T. Kawabata, S. Higashino, "Parallel operation of Voltage source inverters" IEEE Trans. on Ind. Applications, Vol. 24, No 2, pp 281-287, Mar./Apr. 1988
- [13] Y. Xue, L. Chang, S. Bakhoj, J. Bordonaou, T. Shimizou "Topologies for single phase inverters for small distributed power generators: An overview" *IEEE Trans on Power Electronics*, Vol. 19, No 5, pp 1305-1314, Sep. 2004
- [14] A. M. Trzynadlowski, Introduction to Modern Power electronics, J. Wiley & Sons Inc. 1998
- [15] M. Prodanovic, T.C. Green, "Control and filter design of three phase inverters for high power quality grid connection", IEEE Trans. Ind. Applications, Vol. 18, No 1, pp 373-380, Jan. 2003
- [16] Σ. Α. Παπαθανασίου, "Συμβολή στην ανάλυση ανεμογεννητριών μεταβλητών στροφών με ασύγχρονη γεννήτρια για την επιλογή του ηλεκτρικού σχήματος" Διδακτορική Διατριβή ΕΜΠ, Φεβρουάριος 1997, Αθήνα.
- [17] A. W. Green, J. T. Boys, G. F. Gates, "3-phase voltage sourced reversible rectifier", IEE Proc. Pt. B, Vol. 135, No 6 Nov. 1988
- [18] O. Wasynczuk, N. A. Anwah, "Modeling and dynamic performance of a self commutated photovoltaic inverter system" IEEE Trans. Energy Conversion Vol. 4, No 3, pp 322-328, Sep. 1989.
- [19] L. J. Borle, M. S. Dymond, C. V. Nayar, "Development and testing of a 20kW grid interactive photovoltaic power conditioning system in Western Australia" *IEEE Trans. Ind. Applications*, Vol. 33, No 2, pp 502-508, Mar./Apr 1997
- [20] S. Vukosavic, L. Peric, E. Levi, V. Vuckovic, "Reduction of the output impedance of PWM inverters for uninterruptible power supplies" IEEE PESC 1990, pp 757-762.
- [21] T. Kawabata, N. Sashida, Y. Yamamoto, K. Ogasawara, Y. Yamasaki, "Parallel processing inverter system" IEEE Trans on Power Electronics, Vol. 6, No 3, pp 442-450, Jul. 1991
- [22] B. M. Weedy, B. J. Cory, Electric Power Systems, J. Wiley & Sons 1998
- [23] N. D. Hatziargyriou, A. P. Meliopoulos, "Distributed Energy Sources: Technical Chalenges" in Proc. 2002 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, Jan. 2002.
- [24] A. Engler, C. Hardt, P. Strauss, M. Vandenberg, "Parallel operation of generators for stand alone single phase hybrid systems" EPVSEC Conference, Munich, Oct. 2001.
- [25] J. Millman, Χ. Χαλκιά, Ωλοκληρομένη Ηλεκτρονική, 1983
- [26] M. G. Say, Alternating current machines, Pitman Publishing 1976
- [27] J. J. Grainger W. D. Stevenson, Power System Analysis, Mc-Graw Hill Co. 1994
- [28] S. Barsali, M. Ceraolo, P. Pelacchi, D. Poli, "Control techniques of dispersed generators to improve the continuity of electricity supply" in Proc. 2002 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, Vol. 2, pp. 27-32, Jan. 2002.
- [29] M. C. Chandorkar, D. M. Divan, R. Adapa, "Control of parallel connected Inverters in stand alone AC supply systems", *IEEE Trans. Ind. Applications*, Vol. 29, No 1, pp 136-143, Jan./Feb. 1993

#### ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

- [30] M. C. Chandorkar, D. M. Divan, B. Banerjee, "Control of distributed UPS systems", Power Electronics Specialists Conference PESC' 94, 25<sup>th</sup> Annual IEEE, Vol. 1, pp 197-204, June 1994.
- [31] K. De Brabandere, "Voltage and Frequency droop control in Low Voltage grids by distributed generators with inverter front - end", PhD dissertation, Leuven Univ., Belgium 2006.
- [32] A. Engler, "Control of battery inverters in modular and expandable island grids." (In German), *PhD dissertation, Univ. Kassel*, Germany 2001.
- [33] A. Engler, "Applicability of droops in low voltage grids." DER Journal No 1, Jan. 2005.
- [34] H. Takeda, T. Yokoyama, "A study of autonomous decentralized control for single phase UPS system based on quasi dq transformation", IEEE PESC 2004, pp 2029-2033.

# Κεφάλαιο 3

# ΔΥΝΑΜΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ ΤΟΥ ΜΙΚΡΟΔΙΚΤΥΟΥ ΜΕ ΤΗΝ ΜΕΘΟΔΟΛΟΓΙΑ ΤΗΣ ΕΞΕΤΑΣΗΣ ΜΕΤΑΒΑΤΙΚΗΣ ΕΥΣΤΑΘΕΙΑΣ

## 3.1 Εισαγωγή

Η επιτυχία της εφαρμογής του μικροδικτύου εξαρτάται κατά πρώτο λόγο από την εξασφάλιση των βασικών λειτουργιών του ως συστήματος ισχύος. Η συμπεριφορά του συστήματος σε τυπικά γεγονότα της λειτουργίας του με τρόπο ευσταθή και ελεγχόμενο είναι από τις βασικές προϋπόθεσης της βιώσιμης λειτουργίας του. Οποιαδήποτε προβλήματα θα πρέπει να διερευνώνται σε επίπεδο σχεδιασμού ακολουθώντας την συνήθη πρακτική με την χρήση μεθόδων μοντελοποίησης και υπολογιστικών προγραμμάτων ανάλυσης συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας. Η προσομοίωση της δυναμικής συμπεριφοράς είναι απαραίτητο εργαλείο για την εξέταση της προδιαγεγραμμένης απόκρισης των πηγών, της παρακολούθησης των μεταβολών του φορτίου με ομοιόμορφη φόρτιση των πηγών, της εκτίμησης των διακυμάνσεων βασικών παραμέτρων του συστήματος, όπως η συχνότητα και η τάση και της ομαλής ροής ισχύος στο σύστημα. Η δημιουργία του μικροδικτύου προσβλέπει στην μαζική χρήση διεσπαρμένων μικρομονάδων που βασίζονται σε νέες τεχνολογίες παραγωγής ενέργειας και σε ανανεώσιμες πηγές. Οι μονάδες αυτές χρησιμοποιούν για την διάθεση της ισχύος που παράγουν και την σύνδεση τους σε δίκτυο, ηλεκτρονικούς μετατροπείς. Το αποτέλεσμα είναι το μικροδίκτυο κατά την απομονωμένη λειτουργία του να είναι ένα σύστημα εντατικοποιημένης εφαρμονής διεσπαρμένων πηγών που συνδέονται στο δίκτυο με αντιστροφείς. Εκατοντάδες μικροπηγές μέσω αντιστροφέων μπορεί να συνδέονται κατά μήκος μιας κεντρικής παροχικής γραμμής Χ.Τ. τα χαρακτηριστικά των οποίων όσον αφορά την παραγωγή και τον έλεγχο θα ποικίλουν. Οι συνέπειες από την χρήση πηγών με αντιστροφείς πέρα από την λειτουργία του συστήματος αφορούν και την ίδια την μοντελοποίηση και προσομοίωση του. Η συχνότητα των τάσεων και των ρευμάτων που παράγουν οι αντιστροφείς δεν εξαρτάται από την ταχύτητα περιστροφής κάποιας μάζας όπως στην σύγχρονη μηχανή αλλά την συνθέτει ο αντιστροφέας και είτε καθορίζεται από τον έλεγχο του ιδίου ή λαμβάνεται από το δίκτυο με μέτρηση. Έτσι η συχνότητα του συστήματος όταν όλες οι μονάδες χρησιμοποιούν αντιστροφείς δεν μπορεί να προκύψει από την ισορροπία παραγωγής και φορτίου που επιδρά στις στρεφόμενες μάζες καθορίζοντας την ταχύτητά τους, αλλά ως αποτέλεσμα του ακολουθούμενου ελέγχου στους αντιστροφείς. Όταν το ενδιαφέρον εστιάζεται στην εξέταση σχετικά αργών διαταραχών όπως στην μελέτη ευστάθειας, όπου το δίκτυο παριστάνεται με φασιθέτες ημιτονοειδούς μόνιμης κατάστασης, το γεγονός αυτό δημιουργεί πρόβλημα. Η παρούσα μελέτη προτείνει μια μεθοδολογία για την αντιμετώπιση του. Ακόμη η προτεινόμενη μεθοδολογία λαμβάνει υπόψη με κατάλληλο τρόπο και την ασυμμετρία που χαρακτηρίζει το δίκτυο Χ.Τ.. Η διερεύνηση της δυναμικής συμπεριφοράς γίνεται από την πλευρά του συστήματος. Η μοντελοποίηση ακολουθεί τις απαιτήσεις για χρονική περίοδο προσομοίωσης από μερικούς κύκλους της περιόδου έως μερικά λεπτά. Οι πηγές και τα ηλεκτρονικά ισχύος δεν παριστάνονται με λεπτομέρεια αλλά προσεγγίζονται κατά τρόπο που δίνει την δυνατότητα καταγραφής της δράσης του ελέγχου και της παροχής ισχύος για την δημιουργία του συστήματος.

### 3.2 Εργαλεία μεταβατικών καταστάσεων: Ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση και εξέταση μεταβατικής ευστάθειας

Στα προγράμματα προσομοίωσης μεταβατικών ηλεκτρομαγνητικών καταστάσεων όπως τα EMTP, EMTP-RV, EMTDC-PSCAD οι τάσεις και τα ρεύματα του δικτύου μπορούν να έχουν οποιαδήποτε μορφή πέρα από την ημιτονοειδή κυματομορφή στην βασική συχνότητα διότι πρόκειται για στιγμιαίες τιμές μεγεθών που προκύπτουν από την επίλυση των διαφορικών εξισώσεων που περιγράφουν το σύστημα [1], [2]. Η συχνότητα είναι έτσι μια φυσική ποσότητα των μεγεθών του συστήματος και ως άμεση συνέπεια η γωνία τους είναι το ολοκλήρωμα της συχνότητας στον χρόνο. Επιπρόσθετα, η διακοπτική λειτουργία των μετατροπέων ισχύος καθώς και κάθε βαθμίδα ελέγχου τους μπορούν να προσομοιωθούν με λεπτομέρεια. Όμως η συμμετοχή στο σύστημα και πηγών με μεγάλες σταθερές χρόνου καθώς επίσης και η ανάγκη να προσομοιωθεί η λειτουργία εκτεταμένων δικτύων ενδεχομένως δυσχεραίνουν την προσομοίωση από άποψη χρόνου. Σε τέτοια περίπτωση μπορούν στην θέση τους να χρησιμοποιηθούν προγράμματα μεταβατικής ευστάθειας [3]-[5], όπου η εξέταση επικεντρώνεται μόνο σε μεταβλητές που μεταβάλλονται αργά, ενώ η μεταβολή των ταχέα μεταβαλλόμενων μεταβλητών θεωρείται ότι έχει ήδη συντελεστεί ώστε η μετάβαση τους στην νέα μόνιμη κατάσταση να φαίνεται ότι πραγματοποιείται στιγμιαία. Αυτό επιτρέπει την χρησιμοποίηση μεγάλου βήματος ολοκλήρωσης και την συντόμευση της διάρκειας προσομοίωσης. Η μοντελοποίηση έτσι των διαφόρων στοιχείων του συστήματος προσαρμόζεται αναλόγως και βέβαια με την παράλειψη των μεταβατικών καταστάσεων μέρους των μεταβλητών τα γρήγορα φαινόμενα δεν μπορούν να καταγραφούν. Για παράδειγμα, η μοντελοποίηση του δικτύου είναι στην ημιτονειδή μόνιμη κατάσταση και έτσι οποιαδήποτε αλλαγή τάσεων, εντάσεων του δικτύου είναι στιγμιαία χωρίς να περιλαμβάνει συνιστώσα DC. Στους μετατροπείς ισχύος δεν μοντελοποιείται η διακοπτική λειτουργία και οι γρήγορες βαθμίδες ελέγχου, αλλά μόνο το τελικό αποτέλεσμα τους που είναι η δημιουργία των τάσεων και ρευμάτων που ο μετατροπέας επιβάλλει στο δίκτυο. Έτσι είναι αρκετή η μοντελοποίηση των αντιστροφέων σαν ελεγχόμενων πηγών τάσης AC στην βασική συχνότητα, το μέτρο και η γωνία των οποίων μπορεί να ελεγχθεί με βάση την ανταλλαγή ισχυών ενεργού και αέρνου με το δίκτυο.

Το ενδιαφέρον μας περιορίζεται στην προσομοίωση τυπικών γεγονότων της λειτουργίας του μικροδικτύου που συνοδεύονται από αργές μεταβολές τάσης και συχνότητας και όχι στην εξέταση προβλημάτων ποιότητας ισχύος που θα απαιτούσαν αποτύπωση των μεγεθών σε μικρή χρονική κλίμακα εντός της περιόδου. Επιπρόσθετα, εφόσον μας ενδιαφέρει να καταγράφομε τις μεταβολές στις ροές ισχυών στο σύστημα θα πρέπει οι πρωτογενείς πηγές ισχύος να μοντελοποιηθούν όσον αφορά την παραγωγή ισχύος. Έτσι πηγές όπως για παράδειγμα κυψέλες καυσίμου που έχουν μεγάλο χρόνο αντίδρασης επιβάλουν την επιμήκυνση της προσομοίωσης σε χρόνο της τάξης δεκάδων δευτερόλεπτων ή και μερικών λεπτών.

Επιλέγεται λοιπόν η εξέταση με την μεθοδολογία που ακολουθούν τα προγράμματα ευστάθειας [3]-[5]. Σύμφωνα με την πρακτική των προγραμμάτων αυτών οι μεταβατικές καταστάσεις του «στάτη» των πηνών θα αμελούνται και οι σύνθετες αντιστάσεις του «στάτη» θα ενσωματώνονται στον πίνακα αγωγιμοτήτων του δικτύου. Ο όρος «στάτης» εδώ έχει ευρύτερη έννοια ώστε να περιλαμβάνει και την σύνθετη αντίσταση του φίλτρου των αντιστροφέων που συνδέει την δημιουργούμενη πηγή τάσης στο δίκτυο. Η κάθε πηγή μοντελοποιείται με διαφορικές εξισώσεις που γράφονται για το ηλεκτρικό μέρος (ροές τυλιγμάτων δρομέα, βρόχοι ελέγχου αντιστροφέων κλπ) και για την διεργασία πρωτογενούς παραγωγής ισχύος (εξισώσεις μηχανικού μέρους, ή ηλεκτροχημικές εξισώσεις κλπ) και συνδέεται με το δίκτυο με το ισοδύναμο «ΗΕΔ πίσω από αντίδραση». Για το δίκτυο αυτό σημαίνει σύνδεση μέσω της εσωτερικής αντίστασης, μιας πηγής τάσης, το μέτρο και η γωνία της οποίας καθορίζεται σε κάθε βήμα ολοκλήρωσης. Από την άλλη μεριά, το δίκτυο Χ.Τ. στην προκειμένη περίπτωση επιβάλλει λειτουργία σε συνθήκες ασυμμετρίας που δεν είναι ακριβές να αγνοηθούν. Θα πρέπει λοιπόν οι στιγμιαίες τιμές που παράγονται από την επίλυση των μοντέλων των πηγών στο πεδίο του χρόνου να συσχετίζονται κατάλληλα με τις αλγεβρικές εξισώσεις του δικτύου όπου ρεύματα και τάσεις που βρίσκονται σε «οιωνοί μόνιμη κατάσταση» περιγράφονται με μιγαδικούς αριθμούς και μάλιστα λαμβάνοντας υπόψη την ασυμμετρία του δικτύου. Μας ενδιαφέρει να μπορούν να προσομοιωθούν τόσο η διασυνδεδεμένη λειτουργία του μικροδικτύου όσο και η απομονωμένη και ιδιαίτερα όταν στο σύστημα δεν

συμμετέχουν σύγχρονες μηχανές, περίπτωση η οποία αναμένεται να είναι η πιο συνηθισμένη στα μικροδίκτυα Χ.Τ.

### 3.3 Εφαρμογή του αλγόριθμου μεταβατικής ευστάθειας στο μικροδίκτυο Χ.Τ.

#### 3.3.1 Εξισώσεις ηλεκτρικών μηχανών και αντιστροφέα σε ασύμμετρο τριφασικό σύστημα, αμελώντας την μεταβατική απόκριση του δικτύου

Οι στιγμιαίες τιμές των φασικών μεγεθών ενός τριφασικού συστήματος που σε κάθε χρονική στιγμή έχουν άθροισμα μηδέν μπορούν να παρασταθούν σε ένα επίπεδο από ένα σημείο. Το σημείο αυτό μπορεί να νοηθεί ως το πέρας ενός διανύσματος που έχει αρχή την αρχή των αξόνων [6]. Οι προβολές του διανύσματος στους τρεις συμμετρικά κατανεμημένους στο χώρο άξονες των φάσεων αντιστοιχούν στις στιγμιαίες τιμές κάθε φάσης για το συγκεκριμένο μέγεθος. Το διάνυσμα καλείται χωρικό διάνυσμα και καθώς οι στιγμιαίες τιμές των φάσεων αλλάζουν περιστρέφεται διαγράφοντας τις ανάλογες τροχιές. Το χωρικό διάνυσμα περιλαμβάνει όλες τις πληροφορίες σχετικά με οποιαδήποτε ασυμμετρία, αρμονικές και μεταβατικές συνιστώσες του μεγέθους στο οποίο αντιστοιχεί. Για λόγους που αφορούν κυρίως την ανάλυση των ηλεκτρικών μηχανών [7], [8] το χωρικό διάνυσμα μπορεί να παρασταθεί σε σχέση με ένα ορθογώνιο σύστημα αναφοράς δύο αξόνων *d* και *q*, το οποίο στην γενική περίπτωση περιστρέφεται με ταχύτητα *ω<sub>da</sub>* 

και ο άξονας *d* είναι υπό γωνία  $\theta = \int_0^t \omega_{dq}(\tau) d\tau + \theta(0) \mu \varepsilon$  τον άξονα της φάσης *a*. Ο

μετασχηματισμός από τις φασικές τιμές σε συντεταγμένες d, q είναι [7], [8]:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \\ f_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin\theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \\ 1/2 & 1/2 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{bmatrix}$$
(3.1)

Όπου έχει προστεθεί και η μεταβλητή f<sub>0</sub> για την περίπτωση που το άθροισμα των φασικών μεγεθών δεν είναι μηδέν οπότε για την παράσταση του τριφασικού συστήματος δεν επαρκεί ένα σημείο επί επιπέδου.

Το χωρικό διάνυσμα ως προς το σύστημα αναφοράς *d-q* μπορεί να γραφεί ως μιγαδικός αριθμός από τις συντεταγμένες *f<sub>d</sub>* και *f<sub>q</sub>*:

$$f_{dq} = f_d + if_q = \frac{2}{3} \Big( f_a e^{-i\theta} + f_b e^{-i(\theta - 2\pi/3)} + f_c e^{-i(\theta + 2\pi/3)} \Big) = \frac{2}{3} e^{-i\theta} \Big( f_a + f_b \alpha + f_c \alpha^2 \Big)$$
(3.2)

Όπου  $\alpha = e^{i2\pi/3}$ . Με  $\theta = 0$  παίρνομε το χωρικό διάνυσμα εκφρασμένο ως προς ένα σταθερό σύστημα αναφοράς δύο αξόνων *d* και *q*:

$$f_{dq}^{s} = \frac{2}{3} \left( f_{a} + f_{b} \alpha + f_{c} \alpha^{2} \right)$$
(3.3)

Από τις (3.2), (3.3) η έκφραση του χωρικού διανύσματος ως προς ένα αυθαίρετο σύστημα *x* αξόνων *d-q* γράφεται:

$$f_{dq}^{x} = e^{-i\theta_{x}} f_{dq}^{s}$$
(3.4)

και η μετάβαση από το x σύστημα σε ένα άλλο σύστημα y θα είναι:

#### Κεφαλαίο 3

$$f_{dq}^{y} = e^{-i\theta_{y}} f_{dq}^{s} = e^{-i\left(\theta_{y} - \theta_{x}\right)} f_{dq}^{x}$$
(3.5)

Έτσι ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα στην βασική συχνότητα ω<sub>e</sub>(t) με ορθή φορά και άθροισμα φασικών τιμών μηδέν:

$$f_{a} = \sqrt{2} |f| \cos \theta_{1}, \ f_{b} = \sqrt{2} |f| \cos \left(\theta_{1} - \frac{2\pi}{3}\right), \ f_{c} = \sqrt{2} |f| \cos \left(\theta_{1} + \frac{2\pi}{3}\right)$$
(3.6)

με  $\theta_1 = \int_0^t \omega_e(\tau) d\tau + \theta_{10}$ ,  $\theta_{10} = \theta_1(0)$ , παριστάνεται ως προς το πλαίσιο *d-q* από την (3.1) ή την (3.2) με τον μιγαδικό αριθμό:

$$f_{dq} = f_d + if_q = \sqrt{2} \left| f \right| e^{i(\theta_1 - \theta)}$$
(3.7)

και ένα συμμετρικό τριφασικό σύστημα με αντίθετη φορά και άθροισμα φασικών τιμών μηδέν:

$$f_{a} = \sqrt{2} |f| \cos \theta_{2}, \quad f_{b} = \sqrt{2} |f| \cos \left(\theta_{2} + \frac{2\pi}{3}\right), \quad f_{c} = \sqrt{2} |f| \cos \left(\theta_{2} - \frac{2\pi}{3}\right)$$
(3.8)

με  $\theta_2 = \int_0^t \omega_e(\tau) d\tau + \theta_{20}$ ,  $\theta_{20} = \theta_2(0)$ , παριστάνεται ως προς το πλαίσιο *d-q* με τον μιγαδικό αριθμό:

$$f_{dq} = f_{d} + if_{q} = \sqrt{2} |f| e^{-i(\theta_{2} + \theta)}$$
(3.9)

Στην γενική περίπτωση ενός ασύμμετρου τριφασικού συστήματος που είναι μόνο στην βασική συχνότητα αλλά έχει ασυμμετρία ως προς μέτρο και φάση:

$$f_{a} = \sqrt{2} |f_{a}| \cos \theta_{a}, \quad f_{b} = \sqrt{2} |f_{b}| \cos \theta_{b}, \quad f_{c} = \sqrt{2} |f_{c}| \cos \theta_{c}$$

$$(3.10)$$

$$\mu \epsilon \ \theta_{a} = \int_{0}^{t} \omega_{e}(\tau) d\tau + \theta_{a0}, \qquad \theta_{b} = \int_{0}^{t} \omega_{e}(\tau) d\tau + \theta_{b0}, \qquad \theta_{c} = \int_{0}^{t} \omega_{e}(\tau) d\tau + \theta_{c0}$$

Η φάση *a* μπορεί να γραφεί:

$$f_{a} = \frac{\sqrt{2} |f_{a}|}{2} \left( e^{i\theta_{a}} + e^{-i\theta_{a}} \right)$$
(3.11)

Ακολουθώντας το ίδιο και για τις άλλες δύο φάσεις και αντικαθιστώντας στην (3.2), αλλά και στην τρίτη εξίσωση της (3.1) αν οι τρεις φασικές ποσότητες δεν έχουν στιγμιαία άθροισμα μηδέν, παίρνομε:

$$f_{dq} = \frac{\sqrt{2}}{3} \Big( |f_{a}| e^{i\theta_{a0}} + \alpha |f_{b}| e^{i\theta_{b0}} + \alpha^{2} |f_{c}| e^{i\theta_{c0}} \Big) e^{i(\omega_{e}t-\theta)} + \frac{\sqrt{2}}{3} \Big( |f_{a}| e^{-i\theta_{a0}} + \alpha |f_{b}| e^{-i\theta_{b0}} + \alpha^{2} |f_{c}| e^{-i\theta_{c0}} \Big) e^{-i(\omega_{e}t+\theta)}$$

$$f_{0} = \frac{\sqrt{2}}{2} \Big( \frac{1}{3} \Big( |f_{a}| e^{i\theta_{a0}} + |f_{b}| e^{i\theta_{b0}} + |f_{c}| e^{i\theta_{c0}} \Big) e^{i\omega_{e}t} + \frac{1}{3} \Big( |f_{a}| e^{-i\theta_{a0}} + |f_{b}| e^{-i\theta_{b0}} + |f_{c}| e^{-i\theta_{c0}} \Big) e^{-i\omega_{e}t} \Big)$$

$$(3.12)$$

με την θεώρηση σταθερής ηλεκτρικής συχνότητα  $\omega_e(t) = \omega_e$ . Οι (3.12) μπορούν να γραφούν τελικά όπως στην παρακάτω σχέση (3.13), με επιπλέον μετατροπή τους σε ανά μονάδα, διαιρώντας και τα δύο μέλη με την βάση  $f^b_{dq0}$  του μεγέθους *f* στο σύστημα αναφοράς *d-q*:

$$f_{dq} = \tilde{f}_{1} \mathbf{e}^{i(\omega_{e}t-\theta)} + \tilde{f}_{2}^{*} \mathbf{e}^{-i(\omega_{e}t+\theta)}$$

$$f_{0} = \frac{1}{2} \left( \tilde{f}_{0} \mathbf{e}^{i\omega_{e}t} + \tilde{f}_{0}^{*} \mathbf{e}^{-i\omega_{e}t} \right) = \operatorname{Re} \left( \tilde{f}_{0} \mathbf{e}^{i\omega_{e}t} \right)$$
(3.13)

Όπου  $\tilde{f}_1 = |f_1| e^{i\theta_{10}}$ ,  $\tilde{f}_2 = |f_2| e^{i\theta_{20}}$ ,  $\tilde{f}_0 = |f_0| e^{i\theta_{00}}$  οι φασιθέτες θετικής, αρνητικής και μηδενικής φασικής ακολουθίας και η  $f_{dq0}^b$  ορίζεται ως  $f_{dq0}^b = \sqrt{2} f_{abc}^b$ , με  $f_{abc}^b$  την βάση στο φυσικό σύστημα των φάσεων.

Από την (3.13) φαίνονται οι εκφράσεις των δύο συνιστωσών θετικής και αρνητικής ακολουθίας του χωρικού διανύσματος σε διάφορα συστήματα αναφοράς *d-q*. Στο σταθερό σύστημα και οι δύο είναι σε συχνότητα *ω*<sub>e</sub> αλλά η αρνητική ακολουθία έχει αντίθετη φορά περιστροφής, σε ένα οποιοδήποτε σύστημα με ταχύτητα *ω* η συνιστώσα θετικής ακολουθίας είναι σε συχνότητα *ω*<sub>e</sub>-*ω* και η αρνητική ακολουθία σε *ω*<sub>e</sub>+*ω*, ενώ σε ένα σύστημα που περιστρέφεται με ταχύτητα *ω*<sub>e</sub> η συνιστώσα θετικής ακολουθίας έχει συντεταγμένες *dc* και η αρνητική είναι στην διπλάσια συχνότητα *2ω*<sub>e</sub>.

Ο σκοπός της παρούσας ανάλυσης είναι να καταλήξομε στις εξισώσεις γεννητριών και φορτίων που παρουσιάζουν δυναμική συμπεριφορά κατά την μεταβατική κατάσταση, αφενός αγνοώντας την δυναμική συμπεριφορά των στοιχείων που ανήκουν στο δίκτυο αλλά αφετέρου λαμβάνοντας υπόψη την οποιαδήποτε ασυμμετρία που τα στοιχεία αυτά ενδεχομένως έχουν.

Αρχίζομε από την μηχανή επαγωγής που λόγω της ομοιομορφίας του διακένου που παρουσιάζει προσφέρεται για την παράσταση των μεγεθών σε συμπτυγμένη μορφή μιγαδικού αριθμού *f*<sub>dq</sub> [7]. Οι εξισώσεις στάτη και δρομέα σε ένα γενικό σύστημα αναφοράς *d-q* είναι :

$$V_{dqs} = \mp r_s i_{dqs} + (1/\omega_b) p \psi_{dqs} + i \left( \omega_{dq} / \omega_b \right) \psi_{dqs}$$

$$0 = r_r i_{dqr} + (1/\omega_b) p \psi_{dqr} + i \left( \left( \omega_{dq} - \omega_r \right) / \omega_b \right) \psi_{dqr}$$
(3.14)

Όπου οι δείκτες *s, r* αντιστοιχούν σε ποσότητες στάτη και δρομέα, το πρόσημο – αντιστοιχεί σε γεννήτρια, το + σε κινητήρα και V<sub>dq</sub>, i<sub>dq</sub>, ψ<sub>dq</sub> είναι τα χωρικά διανύσματα των αντίστοιχων μεγεθών τάσεων, ρευμάτων και ροών, παριστάμενα στο γενικό σύστημα αναφοράς *d-q* που περιστρέφεται με ταχύτητα ω<sub>dq</sub>. Στην συγκεκριμένη γενική περίπτωση που οι φασικές τάσεις των ακροδεκτών έχουν την προαναφερόμενη ασυμμετρία (3.10), η επιβαλλόμενη τάση στο στάτη θα είναι

$$V_{dqs} = \tilde{V_1} \mathbf{e}^{i(\omega_e t - \theta)} + \tilde{V_2}^* \mathbf{e}^{-i(\omega_e t + \theta)} = V_{dqs1} + V_{dqs2} \quad \text{súmpware metric} (3.13), \text{ since } \theta = \int_0^t \omega_{dq} \, dt + \theta \left( 0 \right).$$

Αν προς το παρόν θεωρηθεί ότι η ταχύτητα του δρομέα δεν μεταβάλλεται αλλά παραμένει σταθερή κατά την διάρκεια της μεταβατικής κατάστασης, οι εξισώσεις (3.14) είναι γραμμικές και μπορεί να εφαρμοστεί το θεώρημα της επαλληλίας [7] - [9]. Μπορούμε λοιπόν να εφαρμόσομε ξεχωριστά καθεμία από τις δύο διεγέρσεις θετικής και αρνητικής ακολουθίας στις (3.14) [7].

Έτσι είναι επιπλέον δυνατόν να αγνοήσομε από τις δύο ομάδες εξισώσεων του στάτη τις μεταβατικές καταστάσεις, αφού το καθένα από τα δύο τριφασικά συστήματα θετικής και αρνητικής ακολουθίας είναι συμμετρικό και οι μιγαδικοί  $f_{dq1}$  και  $f_{dq2}$  των μεγεθών έχουν ο καθένας στο αντίστοιχό του σύγχρονο σύστημα αναφοράς e και -e, σταθερές συντεταγμένες που για την μόνιμη κατάσταση σημαίνει  $pf_{dq1}^e = 0$ ,  $pf_{dq2}^{-e} = 0$  [10]. Για να πραγματοποιηθεί η μεταβολή, θα πρέπει στις εξισώσεις του στάτη να απαλείψομε τους όρους  $p\psi$  και να θέσομε την ταχύτητα  $\omega_{dq}$  στις τάσεις ταχύτητας ίση με την ταχύτητα του αντίστοιχου σύγχρονου συστήματος d-q, στο οποίο οι πεπλεγμένες ροές έχουν σταθερές (dc) συνιστώσες [10]. Το σύγχρονο σύστημα αναφοράς στην περίπτωση της θετικής ακολουθίας έχει ταχύτητα  $\omega_e$  και στην περίπτωση της αρνητικής ακολουθίας έχει ταχύτητα  $\omega_e$  και στην περίπτωση της αρνητικής ακολουθίας έχει ταχύτητα στο γενικό σύστημα d-q με αμελούμενες τις μεταβατικές καταστάσεις του στάτη θα είναι:

#### ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

$$V_{dqs1} = \mp r_s i_{dqs1} + i \left( \omega_e / \omega_b \right) \psi_{dqs1}$$

$$0 = r_r i_{dqr1} + \left( 1 / \omega_b \right) p \psi_{dqr1} + i \left( \left( \omega_{dq} - \omega_r \right) / \omega_b \right) \psi_{dqr1}$$
(3.15)

$$V_{dqs2} = \mp r_s i_{dqs2} + i \left(-\omega_e / \omega_b\right) \psi_{dqs2}$$

$$0 = r_r i_{dqr2} + \left(\frac{1}{\omega_b}\right) p \psi_{dqr2} + i \left(\left(\omega_{dq} - \omega_r\right) / \omega_b\right) \psi_{dqr2}$$
(3.16)

Οι ποσότητες  $V_{dqs1}$ ,  $\psi_{dqs1}$ ,  $\psi_{dqr1}$ ,  $i_{dqs1}$ ,  $i_{dqr1}$  έχουν συνιστώσες d και q ημιτονοειδείς με συχνότητα  $\omega_e - \omega_{dq}$  και οι  $V_{dqs2}$ ,  $\psi_{dqs2}$ ,  $\psi_{dqr2}$ ,  $i_{dqs2}$ ,  $i_{dqr2}$  έχουν συνιστώσες d και q ημιτονοειδείς με συχνότητα συχνότητα  $\omega_e + \omega_{dq}$ , για σταθερή ταχύτητα συστήματος αναφοράς  $\omega_{dq}$ .

Οι σχέσεις των πεπλεγμένων ροών και ρευμάτων είναι ίδιες για την θετική και την αρνητική ακολουθία και τις γράφομε χωρίς τους δείκτες 1 και 2:

$$\psi_{dqs} = \mp (X_{ls} + X_M) i_{dqs} + X_M i_{dqr}$$

$$\psi_{dqr} = \mp X_M i_{dqs} + (X_{lr} + X_M) i_{dqr}$$
(3.17)

με X<sub>Is</sub>, X<sub>Ir</sub>, τις αντιδράσεις σκέδασης στάτη και δρομέα και X<sub>M</sub> την αντίδραση μαγνήτισης.

Από την δεύτερη εκφράζομε τα ρεύματα δρομέα :

$$i_{dqr} = \frac{\psi_{dqr}}{X_M + X_{lr}} \pm \frac{X_M}{X_M + X_{lr}} i_{dqs}$$
(3.18)

και αντικαθιστώντας στην πρώτη και γράφομε τις ροές του στάτη συναρτήσει των ρευμάτων στάτη και των ροών του δρομέα:

$$\psi_{dqs} = \mp X' i_{dqs} + \frac{X_M}{X_r} \psi_{dqr}$$
(3.19)

 $\mu\epsilon X' = X_{ls} + X_M - X_M^2 / X_r, X_r = X_M + X_{lr}$ 

Τελικά με αντικατάσταση από την (3.19) στις εξισώσεις στάτη των (3.15) και (3.16) έχομε για την θετική ακολουθία:

$$V_{dqs1} = \mp \left( r_{s} + i \left( \omega_{e} / \omega_{b} \right) X' \right) i_{dqs1} + i \left( \omega_{e} / \omega_{b} \right) \left( X_{M} / X_{r} \right) \psi_{dqr1}$$
(3.20)

και για την αρνητική ακολουθία:

$$V_{dqs2} = \mp (r_s - i(\omega_e/\omega_b)X')i_{dqs2} - i(\omega_e/\omega_b)(X_M/X_r)\psi_{dqr2}$$
(3.21)

Στην περίπτωση της σύγχρονης μηχανής η απαλοιφή των μεταβατικών φαινομένων στον στάτη οδηγεί σε εξισώσεις στάτη εκφρασμένες στο αυθαίρετο σύστημα αναφοράς ίδιες με τις πρώτες των (3.15) και (3.16). Δεν είναι δυνατή τώρα η παράσταση των μεγεθών σε συμπτυγμένη μορφή μιγαδικού αριθμού επειδή υπάρχει ανομοιομορφία του διακένου κατά τους δύο άξονες, γιαυτό οι εξισώσεις γράφονται ξεχωριστά για τις συνιστώσες *d* και *q*. Στις ακόλουθες εξισώσεις χρησιμοποιείται ο ίδιος συμβολισμός για τις ποσότητες στάτη και δρομέα με *s*, *r* και ο εκθέτης *r* δηλώνει ποσότητες εκφρασμένες στο σύστημα αξόνων *d-q* του δρομέα. Οι εξισώσεις στάτη στο αυθαίρετο σύστημα αναφοράς για την περίπτωση γεννήτριας είναι κατά τα γνωστά [8]:

#### Κεφαλαίο 3

$$V_{ds} = -r_{s}i_{ds} + (1/\omega_{b})p\psi_{ds} - (\omega_{dq}/\omega_{b})\psi_{qs}$$

$$V_{qs} = -r_{s}i_{qs} + (1/\omega_{b})p\psi_{qs} + (\omega_{dq}/\omega_{b})\psi_{ds}$$
(3.22)

Θεωρώντας σταθερή ταχύτητα δρομέα εφαρμόζομε, όπως προηγουμένως, χωριστά στον στάτη τις συνιστώσες θετικής και αρνητικής ακολουθίας του χωρικού διανύσματος  $V_{dqs}$ . Για την εξάλειψη των μεταβατικών καταστάσεων θέτομε  $p\psi = 0$  και  $\omega = \omega_e$  για την θετική ακολουθία και  $\omega = -\omega_e$  για την αρνητική. Έτσι οι (3.22) γίνονται:

$$V_{ds1} = -r_s i_{ds1} - (\omega_e / \omega_b) \psi_{qs1}$$

$$V_{qs1} = -r_s i_{qs1} + (\omega_e / \omega_b) \psi_{ds1}$$
(3.23)

για την θετική ακολουθία και

$$V_{ds2} = -r_s i_{ds2} + (\omega_e / \omega_b) \psi_{qs2}$$

$$V_{qs2} = -r_s i_{qs2} - (\omega_e / \omega_b) \psi_{ds2}$$
(3.24)

για την αρνητική.

Για τις ανάγκες της παρούσας εξέτασης αρκεί να θεωρήσομε ότι η μηχανή έχει ένα μόνο τύλιγμα δρομέα, αυτό του πεδίου.

Η εξίσωση του πεδίου θα είναι και στις δύο περιπτώσεις:

$$E_{f}^{r} = X_{md}i_{fd1}^{r} + T_{d0}^{'}(X_{md}/X_{fd})\rho\psi_{fd1}^{r}$$
(3.25)

$$E_{f}^{r} = X_{md} i_{fd2}^{r} + T_{d0}^{'} (X_{md} / X_{fd}) p \psi_{fd2}^{r}$$
(3.26)

Όλες οι ποσότητες στις (3.23), (3.24) είναι ημιτονοειδείς με συχνότητα  $\omega$ - $\omega_e$  και  $\omega$ + $\omega_e$  αντίστοιχα, ενώ αυτές στις (3.25), (3.26) είναι *dc* και ημιτονοειδείς με συχνότητα  $2\omega_e$ , εκτός της τάσης του πεδίου  $E_f^r$ .

Οι εξισώσεις στάτη εκφράζονται πάλι συναρτήσει των ροών του δρομέα και των ρευμάτων του στάτη, αφού αντικαταστήσομε τα ρεύματα δρομέα (εδώ υπάρχει μόνο το ρεύμα πεδίου) από τις εξισώσεις ροών – ρευμάτων. Οι τελευταίες γράφονται αναγκαστικά στο σύστημα αναφοράς του δρομέα, αφού μόνον έτσι καθίστανται οι αυτεπαγωγές και αμοιβαίες επαγωγές μεταξύ των τυλιγμάτων ανεξάρτητες της ταχύτητας του δρομέα ω<sub>r</sub> και του αυθαίρετου συστήματος αναφοράς ω<sub>dq</sub>:

$$\psi_{ds}^{r} = -X_{d}i_{ds}^{r} + X_{md}i_{fd}^{r}$$

$$\psi_{qs}^{r} = -X_{q}i_{qs}^{r}$$

$$\psi_{fd}^{r} = X_{fd}i_{fd}^{r} - X_{md}i_{ds}^{r}$$
(3.27)

X<sub>d</sub>, X<sub>q</sub> οι αντιδράσεις στάτη κατά τους άξονες d και q X<sub>md</sub> η αντίδραση μαγνήτισης στον άξονα d και X<sub>fd</sub> η αντίδραση πεδίου. Οι εξισώσεις είναι ίδιες για την θετική και την αρνητική ακολουθία και γράφονται χωρίς δείκτες.

Η ψ<sup>r</sup><sub>ds</sub> με αντικατάσταση του i<sup>r</sup><sub>fd</sub> από την τελευταία των (3.27) γίνεται:

$$\psi_{ds}^{r} = -\left(X_{d} - X_{md}^{2} / X_{fd}\right) i_{ds}^{r} + \left(X_{md} / X_{fd}\right) \psi_{fd}^{r} = -X_{d}^{'} i_{ds}^{r} + \left(X_{md} / X_{fd}\right) \psi_{fd}^{r}$$
(3.28)

#### Κεφαλαίο 3

Η (3.28) και η δεύτερη των (3.27) μετασχηματίζονται στο αυθαίρετο σύστημα αναφοράς και με αντικατάσταση των  $\psi_{ds}, \psi_{as}$  στις εξισώσεις (3.23), (3.24):

$$\begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \end{bmatrix} = -{}^{r}T \begin{bmatrix} r_{s} & -(\omega_{e}/\omega_{b})X_{q} \\ (\omega_{e}/\omega_{b})X_{d}' & r_{s} \end{bmatrix} T^{r} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ (\omega_{e}/\omega_{b})(X_{md}/X_{fd})\psi_{fd1} \end{bmatrix}$$
(3.29)

$$\begin{bmatrix} V_{ds2} \\ V_{qs2} \end{bmatrix} = -^{r} T \begin{bmatrix} r_{s} & (\omega_{e}/\omega_{b})X_{q} \\ -(\omega_{e}/\omega_{b})X_{d}' & r_{s} \end{bmatrix} T^{r} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -(\omega_{e}/\omega_{b})(X_{md}/X_{fd})\psi_{fd2} \end{bmatrix}$$
(3.30)

όπου  ${}^{r}T = e^{-i(\theta - \theta_{r})}$  ο συντελεστής μετασχηματισμού από το σύστημα αξόνων του δρομέα στο αυθαίρετο σύστημα και  $T^{r} = ({}^{r}T)^{-1}$  ο αντίστροφος αυτού.

Οι εξισώσεις στάτη και για τις δύο μηχανές – σύγχρονη και ασύγχρονη – συμπληρώνονται με την εξίσωση της ομοπολικής συνιστώσας, η οποία δηλώνει πρόσθετη ασυμμετρία μηδενικής ακολουθίας στις τάσεις των ακροδεκτών οπότε δεν μπορούν να παρασταθούν μόνο με το χωρικό διάνυσμα, και η οποία μπορεί να γραφεί κατευθείαν στην μόνιμη κατάσταση με φασιθέτες:

$$\tilde{V}_{0} = \mp (r_{s} + iX_{ls})\tilde{I}_{0} + \tilde{E}_{0} = \mp Z_{0}\tilde{I}_{0} + \tilde{E}_{0}$$
(3.31)

Οι ροές του δρομέα  $\psi_{dqr1}$ ,  $\psi_{dqr2}$  στις (3.20), (3.21) και  $\psi_{fd1}$ ,  $\psi_{fd2}$  (ή και οποιουδήποτε άλλου τυλίγματος απόσβεσης του δρομέα αν είχε συμπεριληφθεί) στις (3.29), (3.30) είναι στιγμιαίες τιμές που προκύπτουν από την επίλυση στο πεδίο του χρόνου των αντίστοιχων διαφορικών εξισώσεων. Κατά τα γνωστά [3] θα μπορούσαμε, όπως και για τις εξισώσεις στάτη, να αντικαταστήσομε στις εξισώσεις δρομέα των μηχανών τα ρεύματα δρομέα συναρτήσει των ροών δρομέα και των ρευμάτων στάτη από τις (3.18) και (3.27), έτσι ώστε η επίλυση των αλγεβρικών εξισώσεων στάτη με δεδομένες τιμές ροών δρομέα να μας δίνει τα ρεύματα στάτη για τον υπολογισμό των ροών δρομέα στο επόμενο βήμα ολοκλήρωσης.

Η μέχρι τώρα ανάλυση έχει ως προϋπόθεση την σταθερή ταχύτητα του δρομέα των μηχανών έτσι ώστε να είναι δυνατή η ξεχωριστή εφαρμογή των χωρικών διανυσμάτων θετικής και αρνητικής ακολουθίας. Αυτό σημαίνει ότι οι εξισώσεις των μηχανών λύνονται μόνο ως προς τα ηλεκτρικά μεγέθη χωρίς την ταυτόχρονη λύση του μηχανικού μέρους από το ισοζύγιο των ροπών.

Παρολαυτά, αν ακόμα υποτεθεί ότι οι εφαρμοζόμενες τάσεις είναι συμμετρικές μόνο θετικής ακολουθίας, οπότε δεν χρειάζεται η προϋπόθεση σταθερής ταχύτητας δρομέα, θα πρέπει να παρατηρηθούν τα ακόλουθα σχετικά με την απαλοιφή των μεταβατικών καταστάσεων του στάτη και την μετατροπή των εξισώσεων του σε εξισώσεις μόνιμης κατάστασης. Αν η μηχανή είναι συνδεδεμένη σε σύστημα όπου υπάρχει άπειρος ζυγός, η ταχύτητα ω<sub>e</sub> στις (3.29), (3.20), ουσιαστικά δηλαδή το σύγχρονο σύστημα αναφοράς υπαγορεύεται από τον άπειρο ζυγό. Στην περίπτωση αυτή η ταχύτητα ω<sub>ε</sub> είναι σταθερή. Για απομονωμένη λειτουργία μιας σύγχρονης μηχανής, η ω<sub>e</sub> στις (3.29), άρα και στις εξισώσεις του δικτύου και των φορτίων - όπως για παράδειγμα των μηχανών επαγωγής που περιγράφονται από τις (3.20), (3.21) - είναι η κυκλική συχνότητα (ευθέως ανάλογη της μηχανικής ταχύτητας) της ίδιας της σύγχρονης μηχανής. Στην περίπτωση αυτή η ω<sub>e</sub> θα μεταβάλλεται σύμφωνα με την εξίσωση της κίνησης δρομέα της σύγχρονης μηχανής από το ισοζύγιο των ροπών, καθώς η ηλεκτρομαγνητική ροπή θα μεταβάλλεται κάθε φορά που η κατάσταση των φορτίων ή η τοπολογία του δικτύου θα αλλάζει. Αν στο απομονωμένο σύστημα υπάρχουν περισσότερες από μία σύγχρονες μηχανές τότε η ταχύτητα καθεμίας μεταβάλλεται με διαφορετικό ρυθμό μεταβολής σε κάθε αλλαγή συνθηκών του συστήματος, οπότε η τιμή της ω<sub>ε</sub> στις εξισώσεις στάτη, ο καθορισμός δηλαδή της συχνότητας του δικτύου είναι ένα ζήτημα.

Στο σχ. 3.1 εικονίζεται το ισοδύναμο κύκλωμα αντιστροφέα πηγής τάσης που συνδέει μια πηγή ισχύος στο δίκτυο. Ο αντιστροφέας με την εξαίρεση της διακοπτικής λειτουργίας *PWM* παριστάνεται από την βασική συνιστώσα της παραγόμενης τάσης, το μέτρο και τη συχνότητα /

φάση της οποίας καθορίζει ο έλεγχος του [11], [12]. Η αντίσταση *r* και η αυτεπαγωγή *L* αναφέρονται στο φίλτρο εξόδου ή και στις απώλειες φορτίου και στην αντίδραση σκέδασης του μετασχηματιστή που ενδεχομένως συνδέει τον αντιστροφέα στο δίκτυο. Η χωρητικότητα του φίλτρου είναι τόσο μεγάλη όσο χρειάζεται για την ικανοποιητική απορρόφηση ρευμάτων στην διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα, οπότε για την ανάλυση στην θεμελιώδη συχνότητα η χωρητική αντίσταση έχει μεγάλη τιμή και μπορεί να αμεληθεί.



Σχ. 3.1. Ισοδύναμο κύκλωμα αντιστροφέα πηγής τάσης για την σύνδεση πηγής ισχύος στο δίκτυο.

*E<sub>a</sub>, E<sub>b</sub>, E<sub>c</sub>* είναι οι τάσεις θεμελιώδους συχνότητας των τριών φάσεων που παράγονται εσωτερικά από τον αντιστροφέα και *V<sub>a</sub>, V<sub>b</sub>, V<sub>c</sub>* οι τάσεις αντίστοιχα των ακροδεκτών, οπότε οι εξισώσεις των τριών φάσεων του «στάτη» του αντιστροφέα θα είναι:

$$E_{abc} = r i_{abc} + L p i_{abc} + V_{abc}$$
(3.32)

Αν οι τάσεις ακροδεκτών έχουν την προαναφερόμενη ασυμμετρία (3.10) και παρασταθούν από το χωρικό διάνυσμα εκφρασμένο στο αυθαίρετο σύστημα αξόνων *d-q* συν την ομοπολική συνιστώσα, τότε οι (3.32) γράφονται στο σύστημα *d-q*:

$$E_{dq1} = r i_{dq1} + i \left( \omega_{dq} / \omega_b \right) X i_{dq1} + (1/\omega_b) X p i_{dq1} + V_{dqs1}$$

$$E_{dq2} = r i_{dq2} + i \left( \omega_{dq} / \omega_b \right) X i_{dq2} + (1/\omega_b) X p i_{dq2} + V_{dqs2}$$

$$E_0 = r i_0 + (1/\omega_b) X p i_0 + V_0$$
(3.33)

 $E_{dq1}$ ,  $E_{dq2}$  είναι τα δύο τμήματα του μετασχηματισμού των  $E_{abc}$  στο γενικό σύστημα αναφοράς d q που καθένα περιλαμβάνει αντίστοιχα όλες τις μετασχηματισμένες συνιστώσες θετικής και αρνητικής ακολουθίας των  $E_{abc}$ . Αφού στις τάσεις  $E_{abc}$ , αμελούνται όλες οι αρμονικές της βασικής συχνότητας οι  $E_{dq1}$ ,  $E_{dq2}$  θα περιλαμβάνουν μόνο μετασχηματισμένες θετικής και αρνητικής ακολουθίας στην βασική συχνότητα όπως και οι  $V_{dqs1}$ ,  $V_{dqs2}$ .

Με την απαλοιφή των μεταβατικών καταστάσεων [10] οι (3.33) γίνονται:

$$E_{dq1} = r i_{dq1} + i \left( \omega_e / \omega_b \right) X i_{dq1} + V_{dqs1}$$

$$E_{dq2} = r i_{dq2} + i \left( -\omega_e / \omega_b \right) X i_{dq2} + V_{dqs2}$$

$$\tilde{E}_0 = r \tilde{I}_0 + i X \tilde{I}_0 + \tilde{V}_0$$
(3.34)

### 3.3.2 Προσαρμογή στην περίπτωση ενός αυτόνομου συστήματος με αντιστροφείς

Η τυπική μεθοδολογία των προγραμμάτων μεταβατικής ευστάθειας είναι σε ένα σύστημα που συμμετέχουν περισσότερες από μια σύγχρονες μηχανές, οι αλγεβρικές εξισώσεις δικτύου που συμπεριλαμβάνουν και τον στάτη της κάθε μηχανής να γράφονται σε γενικό σύστημα αναφοράς  $\omega_{dq} = \omega_e$  και  $\theta_e(0) = 0$  χρησιμοποιώντας τους φασιθέτες της ημιτονοειδούς μόνιμης κατάστασης των τάσεων και ρευμάτων. Αυτό γιατί με την συγκεκριμένη επιλογή του σύγχρονου συστήματος

αναφοράς και με αρχική γωνία μηδέν οι ποσότητες  $f_d$  και  $f_q$  των μεγεθών στις (3.29) και η (3.20) είναι το πραγματικό και φανταστικό μέρος του φασιθέτη της φάσης *α*. Η ταλάντωση της γωνίας δ του δρομέα κάθε μηχανής υπολογίζεται σε σχέση με τον άξονα αναφοράς *d* του γενικού συστήματος *d*-*q* που έχει σταθερή ταχύτητα  $\omega_{da} = \omega_e \omega \zeta d\delta/dt = \omega_r - \omega_e$  και οι τάσεις ταχύτητας

που προκύπτουν από την αριθμητική ολοκλήρωση των ροών δρομέα μετασχηματίζονται από το σύγχρονο σύστημα της μηχανής στο γενικό σύστημα αξόνων αναφοράς *d-q* με την γωνία δ. Αν υπάρχει άπειρος ζυγός στο σύστημα ή κάποια μηχανή με πολύ μεγαλύτερη αδράνεια από τις υπόλοιπες, τότε λαμβάνεται ως αναφορά με την ταχύτητα της θεωρούμενη ως σταθερή και ίση με  $\omega_{dq} = \omega_e$  ενώ όλες οι γωνίες εκφράζονται ως προς τον άξονα αναφοράς του άπειρου ζυγού ή τον

άξονα *d* της συγκεκριμένης μηχανής [4]. Αν το σύστημα είναι απομονωμένο με μηχανές ίδιας δυναμικότητας τότε η ταχύτητα των αξόνων αναφοράς προσδιορίζεται ως ο μέσος όρος

 $ω_{sys} = \sum_{i=1}^{n} H_i ω_i / \sum_{i=1}^{n} H_i$  (κέντρο αδράνειας).

Η συχνότητα σε κάποια περιοχή του συστήματος είναι μια έμμεσα οριζόμενη μεταβλητή κατά την διάρκεια μιας μεταβατικής κατάστασης. Ένας τρόπος για να προσδιοριστεί για κάποιο συγκεκριμένο κόμβο είναι προσθέτοντας την μεταβολή της γωνίας της τάσης του κόμβου μέσα σε ένα διάστημα του βήματος ολοκλήρωσης με την ταχύτητα του συστήματος αναφοράς η οποία θεωρείται σταθερή [4], [13]. Η ποσότητα αυτή είναι για την διάρκεια της μεταβατικής κατάστασης ότι η συχνότητα κατά την μόνιμη κατάσταση με φασιθέτες. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τον υπολογισμό της ταχύτητας αναφοράς μιας μηχανής επαγωγής που συνδέεται στον κόμβο ή για τον υπολογισμό της ενεργού και αέργου ισχύος οποιουδήποτε φορτίου με εξάρτηση από την συχνότητα το οποίο βρίσκεται στον κόμβο. Όταν η μεταβατική κατάσταση τελειώσει, η μεταβολή της γωνίας με τον χρόνο μηδενίζεται, η γωνία έχει λάβει μια νέα τιμή (μεγαλύτερη ή μικρότερη) και η συχνότητα του κόμβου είναι πάλι ίση με τη σταθερή συχνότητα του συστήματος αναφοράς. Δεν μπορούμε να μεταβούμε από μία μόνιμη κατάσταση σε μία άλλη με διαφορετική συχνότητα, εκτός εάν το σύστημα είναι απομονωμένο και χρησιμοποιείται η θεώρηση του κέντρου αδράνειας για την ταχύτητα του συστήματος αναφοράς.

Η προαναφερόμενη μεθοδολογία είναι ανεπαρκής εάν η λειτουργία του συστήματος δεν βασίζεται σε σύγχρονες μηχανές, όπως στην περίπτωση του μικροδικτύου Χ.Τ. που οι περισσότερες ή όλες οι πηγές συνδέονται στο δίκτυο μέσω αντιστροφέων. Το μικροδίκτυο Χ.Τ., στην περίπτωση αυτή που θεωρείται η πιο πιθανή, στερείται αδράνειας και αν πρόκειται να χρησιμοποιηθεί η μεθοδολογία της ανάλυσης μεταβατικής ευστάθειας θα πρέπει να τροποποιηθεί ώστε να επιτρέπει τον καθορισμό της συχνότητας κατά την μεταβατική αλλά και κατά την μόνιμη κατάσταση με μη ονομαστική συχνότητα. Το επιθυμητό θα ήταν η γωνία του φασιθέτη κάθε μεγέθους να σχετίζεται άμεσα με την τοπική συχνότητα σε μια περιοχή του δικτύου.

Αν θεωρήσομε ότι τα μεγέθη στις εξισώσεις «στάτη» κάθε πηγής που συμμετέχει στο σύστημα εκφράζονται ως προς ένα αυθαίρετο σύστημα αξόνων αναφοράς όπως έχει ήδη γίνει για τις περιπτώσεις του αντιστροφέα και των δύο μηχανών, καλύπτομε και την απομονωμένη λειτουργία του συστήματος.

Για να δηλώσομε ότι οι εξισώσεις «στάτη» περιγράφουν τόσο την μόνιμη όσο και την μεταβατική κατάσταση το ολοκλήρωμα της ηλεκτρικής συχνότητας  $\omega_e(t)$  θα πρέπει να διατηρηθεί στις (3.12) και (3.13) που παριστάνουν την έκφραση των μεγεθών στο αυθαίρετο σύστημα αξόνων αναφοράς. Κατά την μεταβατική κατάσταση του συστήματος η συχνότητα  $\omega_e(t)$  θα είναι η ίδια τοπικά για κάθε πηγή, αλλά δεν θα είναι η ίδια παντού στο δίκτυο αφού ο ρυθμός μεταβολής της θα είναι διαφορετικός για κάθε πηγή. Η επίλυση των εξισώσεων του δικτύου περιλαμβάνει μαζί όλες τις εξισώσεις «στάτη» των πηγών όσο μακριά και αν βρίσκονται οι πηγές αυτές.

Οι (3.20), (3.21) για την γεννήτρια επαγωγής και οι (3.34) για τον αντιστροφέα γράφονται:

$$E_{d1} + iE_{q1} = Z\tilde{I}_{1}e^{i\int_{0}^{t}(\omega_{e}(\tau)-\omega_{dq}(\tau))d\tau} + \tilde{V}_{1}e^{i\int_{0}^{t}(\omega_{e}(\tau)-\omega_{dq}(\tau))d\tau}$$

$$E_{d2} + iE_{q2} = Z^{*}\tilde{I}_{2}^{*}e^{-i\int_{0}^{t}(\omega_{e}(\tau)+\omega_{dq}(\tau))d\tau} + \tilde{V}_{2}^{*}e^{-i\int_{0}^{t}(\omega_{e}(\tau)+\omega_{dq}(\tau))d\tau}$$
(3.35)

όπου έχει τεθεί για απλοποίηση  $\theta(0)=0$  για την αρχική γωνία του συστήματος αξόνων *d-q*. Στις (3.35) είναι  $Z = r_s + i \left( \omega_e(t) / \omega_b \right) X'$ ,  $Z = r + i \left( \omega_e(t) / \omega_b \right) X$  για την γεννήτρια επαγωγής και τον αντιστροφέα αντίστοιχα και  $E_{dq1} = i \left( \omega_e(t) / \omega_b \right) (X_M / X_r) \psi_{dqr1}$ ,  $E_{dq2} = -i \left( \omega_e(t) / \omega_b \right) (X_M / X_r) \psi_{dqr2}$  για την γεννήτρια επαγωγής.

Η εξίσωση για την ομοπολική συνιστώσα θα μπορούσε να γραφεί:

$$\boldsymbol{E}_{0} = \boldsymbol{Z}_{0} \, \tilde{\boldsymbol{I}}_{0} \boldsymbol{e}^{i \int_{0}^{t} \boldsymbol{\omega}_{e}(\tau) d\tau} + \tilde{\boldsymbol{V}}_{0} \boldsymbol{e}^{i \int_{0}^{t} \boldsymbol{\omega}_{e}(\tau) d\tau} \tag{3.36}$$

Μπορεί να υποτεθεί ότι  $E_{dq2} = 0$ ,  $E_0 = 0$ , που σημαίνει ότι  $\psi_{dqr2} = 0$ ,  $\psi_0 = 0$  για την μηχανή [14] και για τον αντιστροφέα ότι η τάση εξόδου του στην θεμελιώδη συχνότητα είναι μόνο θετικής ακολουθίας. Για την μηχανή η συνέπεια από την παραδοχή αυτή είναι ότι δεν θα εμφανίζεται στην ηλεκτρομαγνητική ροπή κυμάτωση με συχνότητα διπλάσια από την ονομαστική και το σημαντικότερο η απώλεια της ροπής πέδησης που επιφέρει η αρνητική ακολουθία. Για τον αντιστροφέα οι αρμονικές έχουν εξαιρεθεί, ενώ συνιστώσα αρνητικής ακολουθίας στην παραγόμενη τάση βασικής συχνότητας δεν υπάρχει ενδεχόμενο να εμφανίζεται. Για τριφασικό αντιστροφέα η ύπαρξη συνιστώσας με –50Hz στην τερματική τάση θα δημιουργήσει λόγω των AC ρευμάτων στην ίδια συχνότητα κυμάτωση του DC ρεύματος και τάσης στα 100Hz (όπως δηλαδή στον μονοφασικό αντιστροφέα) η οποία επιφέρει με την σειρά της μια συνιστώσα στα 150Hz στην AC παραγόμενη τάση [15], [16]. Συνιστώσα αρνητικής ακολουθίας στην παραγόμενη στην ίσια συχνότητας στις [17] - [19], δημιουργείται ηθελημένα για να αντισταθμίσει την συνιστώσα αρνητικής ακολουθίας της τάσης των ακροδεκτών και να εξαλείψει την ασυμμετρία στα ρεύματα των φάσεων. Με αυτές τις παραδοχές λοιπόν οι (3.35), (3.36), παίρνοντας την συζυγή της δεύτερης από τις (3.35), μπορούν να γραφούν σε μορφή πίνακα ως ακολούθως:

$$\begin{bmatrix} 0\\ E_{dq1}\\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_0 & 0 & 0\\ 0 & Z_1 e^{-i\int_0^t \omega_{dq}(\tau)d\tau} & 0\\ 0 & 0 & Z_2 e^{i\int_0^t \omega_{dq}(\tau)d\tau} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{I}_0 e^{i\int_0^t \omega_e(\tau)d\tau}\\ \tilde{I}_1 e^{i\int_0^t \omega_e(\tau)d\tau}\\ \tilde{I}_2 e^{i\int_0^t \omega_e(\tau)d\tau} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0\\ 0 & e^{-i\int_0^t \omega_{dq}(\tau)d\tau} & 0\\ 0 & 0 & e^{i\int_0^t \omega_{dq}(\tau)d\tau} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{V}_0 e^{i\int_0^t \omega_e(\tau)d\tau}\\ \tilde{V}_1 e^{i\int_0^t \omega_e(\tau)d\tau}\\ \tilde{V}_2 e^{i\int_0^t \omega_e(\tau)d\tau} \end{bmatrix}$$

(3.37)

Η (3.37) περιγράφει την εξίσωση του στάτη της μηχανής με ακολουθιακές συνιστώσες που έχουν όρισμα μεταβλητό με τον χρόνο και όλα τα μεγέθη εκφρασμένα σε ένα αυθαίρετο σύστημα αξόνων *d-q*, που επιτρέπει την χρησιμοποίηση των εξισώσεων της μηχανής και τις εξισώσεις ελέγχου του αντιστροφέα σε άξονες *d-q*.

Οι συντελεστές των αντιδράσεων στην (3.37) είναι και αυτοί μεταβλητοί με τον χρόνο αφού  $\omega_{dq}(t) \neq 0$ . Αυτό αποτελεί μειονέκτημα γιατί οι αντιδράσεις του δικτύου θα πρέπει να επαναυπολογίζονται με το πέρας κάθε βήματος ολοκλήρωσης. Το πρόβλημα αποφεύγεται με την επιλογή του σταθερού συστήματος αναφοράς  $\omega_{dq}(t) = 0$  για την έκφραση όλων των μεγεθών του δικτύου άρα και των ΗΕΔ  $E_{dq1}$  που προκύπτουν από την αριθμητική ολοκλήρωση των εξισώσεων των πηγών.

Έτσι η (3.37) θα είναι:

$$\begin{bmatrix} 0\\ E_{dq1}^{s}\\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{0} & 0 & 0\\ 0 & Z_{1} & 0\\ 0 & 0 & Z_{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{I}_{0}e^{i\int_{0}^{t}\omega_{e}(\tau)d\tau}\\ \tilde{I}_{1}e^{i\int_{0}^{t}\omega_{e}(\tau)d\tau}\\ \tilde{I}_{2}e^{i\int_{0}^{t}\omega_{e}(\tau)d\tau} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{V}_{0}e^{i\int_{0}^{t}\omega_{e}(\tau)d\tau}\\ \tilde{V}_{1}e^{i\int_{0}^{t}\omega_{e}(\tau)d\tau}\\ \tilde{V}_{2}e^{i\int_{0}^{t}\omega_{e}(\tau)d\tau} \end{bmatrix}$$
(3.38)

 $E_{dq1}^{s}$ είναι η εσωτερική ΗΕΔ της πηγής εκφρασμένη στο σταθερό σύστημα αξόνων. Η ΗΕΔ είναι αποτέλεσμα της επίλυσης των διαφορικών εξισώσεων της πηγής μόνο ως προς την θετική ακολουθία του χωρικού διανύσματος. Κατά συνέπεια δεν υφίσταται πλέον η απαίτηση για σταθερή ταχύτητα δρομέα αν η πηγή είναι στρεφόμενη μηχανή. Έτσι η διαφορική εξίσωση του μηχανικού μέρους με την δημιουργούμενη ροπή επιτάχυνσης από την ηλεκτρομαγνητική και την μηχανική ροπή μπορεί να συμπεριληφθεί στο σύστημα των διαφορικών εξισώσεων του δρομέα. Η αντίδραση της πηγής ως προς το χωρικό διάνυσμα αρνητικής ακολουθίας περιορίζεται στις αλγεβρικές εξισώσεις «στάτη» μέσω της  $Z_2$ .

Η (3.38) ακολούθως γράφεται με φασικά μεγέθη:

$$\begin{bmatrix} E_{a} \\ E_{b} \\ E_{c} \end{bmatrix} = T_{s} \begin{bmatrix} Z_{0} & 0 & 0 \\ 0 & Z_{1} & 0 \\ 0 & 0 & Z_{2} \end{bmatrix} T_{s}^{-1} \begin{bmatrix} I_{a} \\ I_{b} \\ I_{c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{a} \\ V_{b} \\ V_{c} \end{bmatrix} = [Z_{abc}] [I_{abc}] + [V_{abc}]$$
(3.39)

όπου *T<sub>s</sub>* ο πίνακας μετασχηματισμού *T<sub>s</sub>* =  $\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & \alpha^2 & \alpha \\ 1 & \alpha & \alpha^2 \end{bmatrix}, \ \alpha = e^{i\frac{2\pi}{3}}.$ 

Οι *E*<sub>abc</sub> αποτελούν τον μετασχηματισμό του συμμετρικού συστήματος τάσεων της πηγής από το σταθερό σύστημα αξόνων σε φασικά μεγέθη. Τα ρεύματα *I*<sub>abc</sub> και οι τάσεις *V*<sub>abc</sub>, είναι «περιστρεφόμενοι» φασιθέτες, οι γωνίες των οποίων έχουν αναφορά το σταθερό σύστημα αξόνων.

#### 3.3.3 Ένταξη σύγχρονων μηχανών στον τροποποιημένο αλγόριθμο

Σύμφωνα με τα παραπάνω οι εξισώσεις στάτη της σύγχρονης μηχανής θα πρέπει να εκφραστούν στο σταθερό σύστημα αναφοράς και με τον μετασχηματισμό των εξισώσεων ροών συναρτήσει των ρευμάτων από το σύστημα αξόνων δρομέα στο σταθερό η (3.29) θα είναι:

$$\begin{bmatrix} V_{ds1}^{s} \\ V_{qs1}^{s} \end{bmatrix} = -^{r} T^{s} \begin{bmatrix} r_{s} & -(\omega_{e}/\omega_{b})X_{q} \\ (\omega_{e}/\omega_{b})X_{d}^{'} & r_{s} \end{bmatrix}^{s} T^{r} \begin{bmatrix} i_{ds1}^{s} \\ i_{qs1}^{s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E_{q}^{s} \end{bmatrix} = -^{r} T^{s} \begin{bmatrix} Z \end{bmatrix}^{s} T^{r} \begin{bmatrix} i_{ds1}^{s} \\ i_{qs1}^{s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ E_{q}^{s} \end{bmatrix}$$
(3.40)

με  $E_q^s = (\omega_e(t)/\omega_b)(X_{md}/X_{fd})\psi_{fd1}^s$  την ΗΕΔ στον άξονα q στο σταθερό σύστημα και  ${}^r T^s = e^{i\theta_r} = e^{i\left(\int_0^t \omega_r(\tau)d\tau + \theta_r(0)\right)}$  τον συντελεστή μετασχηματισμού από το σύστημα αξόνων του δρομέα στο σταθερό σύστημα που αντικαθιστά τον  ${}^r T$  της (3.29), ενώ  ${}^s T^r = ({}^r T^s)^{-1}$ . Ο εκθέτης s δηλώνει ότι η ποσότητα είναι εκφρασμένη στο σταθερό σύστημα.

Ομοίως για την αρνητική ακολουθία αφού θέσομε  $\psi_{fd2}^r = 0$ :

#### Κεφαλαίο 3

$$\begin{bmatrix} V_{ds2}^{s} \\ V_{qs2}^{s} \end{bmatrix} = -^{r} T^{s} \begin{bmatrix} r_{s} & (\omega_{e}/\omega_{b})X_{q} \\ -(\omega_{e}/\omega_{b})X_{d}^{'} & r_{s} \end{bmatrix}^{s} T^{r} \begin{bmatrix} i_{ds2}^{s} \\ i_{qs2}^{s} \end{bmatrix} = -^{r} T^{s} \begin{bmatrix} Z^{*} \end{bmatrix}^{s} T^{r} \begin{bmatrix} i_{ds2}^{s} \\ i_{qs2}^{s} \end{bmatrix}$$
(3.41)

όπου  $V_{dqs2}^{s} = V_{2}^{*} e^{-i \int_{0}^{t} \omega_{e}(\tau) d\tau}$ ,  $I_{dqs2}^{s} = I_{2}^{*} e^{-i \int_{0}^{t} \omega_{e}(\tau) d\tau}$ . Παίρνοντας την συζυγή της (3.41):

$$\begin{bmatrix} V_{ds2}^{s} \\ -V_{qs2}^{s} \end{bmatrix} = -\binom{rT^{s}}{s} \begin{bmatrix} Z \end{bmatrix} \binom{sT^{r}}{s} \begin{bmatrix} I_{ds2}^{s} \\ -I_{qs2}^{s} \end{bmatrix}$$
(3.42)

Από την τελευταία με την εκτέλεση του μετασχηματισμού παίρνομε:

$$V_{ds2}^{s} = -r_{s}I_{ds2}^{s} + (\omega_{e}/\omega_{b})\frac{\dot{X_{d}}+X_{q}}{2}(-I_{qs2}^{s}) - (\omega_{e}/\omega_{b})\frac{\dot{X_{d}}-X_{q}}{2}(I_{ds2}^{s}\sin 2\theta_{r} + (-I_{qs2}^{s})\cos 2\theta_{r}) - V_{qs2}^{s} = -r_{s}(-I_{qs2}^{s}) - (\omega_{e}/\omega_{b})\frac{\dot{X_{d}}+X_{q}}{2}I_{ds2}^{s} - (\omega_{e}/\omega_{b})\frac{\dot{X_{d}}-X_{q}}{2}(I_{ds2}^{s}\cos 2\theta_{r} - (-I_{qs2}^{s})\sin 2\theta_{r})$$
(3.43)

Αν στις (3.43) αμεληθεί ο προσθετέος που έχει συντελεστή  $(X'_d - X_q)/2$ , (ο οποίος άλλωστε αν είχαν ληφθεί τυλίγματα απόσβεσης στους άξονες *d*, *q*, όπως θα έπρεπε, θα ήταν  $(X''_d - X''_q)/2 \approx 0$ ), η (3.42) τελικά γίνεται:

$$\begin{bmatrix} V_{ds2}^{s} \\ -V_{qs2}^{s} \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} r_{s} & -(\omega_{e}/\omega_{b})(X_{d}^{'}+X_{q})/2 \\ (\omega_{e}/\omega_{b})(X_{d}^{'}+X_{q})/2 & r_{s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds2}^{s} \\ -I_{qs2}^{s} \end{bmatrix} = -\begin{bmatrix} Z_{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds2}^{s} \\ -I_{qs2}^{s} \end{bmatrix}$$
(3.44)

Η Z<sub>2</sub> είναι η αντίσταση αρνητικής ακολουθίας [20]. Με δύο επιπλέον τυλίγματα απόσβεσης, η Z<sub>2</sub> θα προέκυπτε ως  $Z_2 = r_s + i \left(\omega_e / \omega_b\right) \left(X_d^{"} + X_q^{"}\right) / 2$ .

Συμπεριλαμβάνοντας και την εξίσωση μηδενικής ακολουθίας οι εξισώσεις στάτη της σύγχρονης μηχανής (3.40), (3.44) και (3.36) μπορούν να γραφούν στην μορφή της (3.38):

$$\begin{bmatrix} 0\\0\\0\\E_{q}^{s}\\0\\0\\0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Z_{0}]\\ {}^{r}T^{s}[Z]^{s}T^{r}\\ {}^{r}Z_{2}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{0r}\\I_{0i}\\I_{ds1}^{s}\\I_{ds1}^{s}\\I_{ds1}^{s}\\I_{ds1}^{s}\\I_{ds1}^{s}\\I_{ds2}^{s}\\-I_{qs2}^{s} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{0r}\\V_{0i}\\V_{0i}\\V_{ds1}^{s}\\V_{ds1}^{s}\\V_{ds2}^{s}\\-V_{qs2}^{s} \end{bmatrix}$$
(3.45)

όπου και η  $Z_0$  έχει γραφεί με την μορφή πίνακα  $Z_0 = \begin{bmatrix} r_s & -X_{ls} \\ X_{ls} & r_s \end{bmatrix}$ .

Η (3.45) είναι η εξίσωση στάτη της σύγχρονης μηχανής στο σταθερό σύστημα αξόνων *d-q* με ακολουθιακές συνιστώσες χρονομεταβλητού ορίσματος εφόσον οι συνιστώσες *d* και *q* των ρευμάτων και των τάσεων είναι:

#### Κεφαλαίο 3

$$I_{ds1} = \operatorname{Re}\left(\tilde{I}_{1}e^{i\int_{0}^{t}\omega_{e}(\tau)d\tau}\right), I_{qs1} = \operatorname{Im}\left(\tilde{I}_{1}e^{i\int_{0}^{t}\omega_{e}(\tau)d\tau}\right), I_{ds2} = \operatorname{Re}\left(\tilde{I}_{2}e^{i\int_{0}^{t}\omega_{e}(\tau)d\tau}\right), -I_{qs2} = \operatorname{Im}\left(\tilde{I}_{2}e^{i\int_{0}^{t}\omega_{e}(\tau)d\tau}\right), I_{or} = \operatorname{Re}\left(\tilde{I}_{0}e^{i\int_{0}^{t}\omega_{e}(\tau)d\tau}\right), I_{0i} = \operatorname{Im}\left(\tilde{I}_{0}e^{i\int_{0}^{t}\omega_{e}(\tau)d\tau}\right), V_{ds1} = \operatorname{Re}\left(\tilde{V}_{1}e^{i\int_{0}^{t}\omega_{e}(\tau)d\tau}\right), V_{qs1} = \operatorname{Im}\left(\tilde{V}_{1}e^{i\int_{0}^{t}\omega_{e}(\tau)d\tau}\right), V_{ds2} = \operatorname{Re}\left(\tilde{V}_{2}e^{i\int_{0}^{t}\omega_{e}(\tau)d\tau}\right), -V_{qs2} = \operatorname{Im}\left(\tilde{V}_{2}e^{i\int_{0}^{t}\omega_{e}(\tau)d\tau}\right), V_{or} = \operatorname{Re}\left(\tilde{V}_{0}e^{i\int_{0}^{t}\omega_{e}(\tau)d\tau}\right), V_{0i} = \operatorname{Im}\left(\tilde{V}_{0}e^{i\int_{0}^{t}\omega_{e}(\tau)d\tau}\right)$$

Η εξίσωση με φασικά μεγέθη κατά αντιστοιχία με την (3.39) προκύπτει ως εξής:

$$\begin{bmatrix} E_{ar} \\ E_{ai} \\ E_{br} \\ E_{br} \\ E_{cr} \\ E_{ci} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{abc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{ai} \\ I_{br} \\ I_{bi} \\ I_{cr} \\ I_{ci} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{ai} \\ V_{br} \\ V_{br} \\ V_{bi} \\ V_{cr} \\ V_{ci} \end{bmatrix}$$
(3.46)

όπου:

$$\begin{bmatrix} Z_{abc} \end{bmatrix} = T_s \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} Z_0 \end{bmatrix} & & \\ & {}^{r}T^{s} \begin{bmatrix} Z \end{bmatrix}^{s}T^{r} & \\ & & \begin{bmatrix} Z_2 \end{bmatrix} \end{bmatrix} T_s^{-1}, \quad \text{ Kat } T_s = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & 1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \\ 1 & 0 & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

Ο πίνακας  $\begin{bmatrix} Z_{abc} \end{bmatrix}$ είναι διαστάσεων 6x6 αφού κάθε στοιχείο γράφεται ως  $z_{ij} = \begin{bmatrix} r_{ij} & -X_{ij} \\ X_{ij} & r_{ij} \end{bmatrix}$  και θα

πρέπει να επαναυπολογίζεται σε κάθε βήμα ολοκλήρωσης με βάση την γωνία  $\theta_r(t)$ .

Κατά τα λοιπά, ισχύουν προφανώς για την (3.46) τα όσα αναφέρθηκαν για την (3.39). Τα πραγματικά και φανταστικά μέρη των παραστατικών μιγαδικών των φασικών τάσεων και ρευμάτων είναι οι καρτεσιανές συντεταγμένες στο σταθερό σύστημα αξόνων, οπότε μεταβάλλονται με τον χρόνο.

### 3.3.4 Επίλυση διαφορικών και αλγεβρικών εξισώσεων σε κλειστό βρόχο

Κάθε πηγή περιγράφεται τελικά κατά την επίλυση των εξισώσεων δικτύου με φασικά μεγέθη είτε με την (3.46) ή με την (3.39), όπου η πλήρως συμμετρική ΗΕΔ εφαρμόζεται στον εσωτερικό κόμβο και η  $[Z_{abc}]$ αποτελεί παθητικό στοιχείο το οποίο συμπεριλαμβάνεται στον πίνακα αγωγιμοτήτων του δικτύου. Οι εξισώσεις κόμβων του δικτύου περιλαμβάνουν  $n = n_g + n_l$  φασικές

εξισώσεις όπου n<sub>g</sub> οι φασικές εξισώσεις των εσωτερικών κόμβων των πηγών και των δυναμικών φορτίων και n<sub>l</sub> οι φασικές εξισώσεις των υπολοίπων κόμβων, όπου περιλαμβάνονται και οι κόμβοι των ακροδεκτών των πηγών. Με την παράσταση των φορτίων ως σύνθετες αντιστάσεις, οι κόμβοι n<sub>l</sub> εξαλείφονται και από τις προκύπτουσες n<sub>a</sub> εξισώσεις, με δεδομένες τις εσωτερικές

τάσεις των πηγών από την αριθμητική ολοκλήρωση, λαμβάνομε τα ρεύματα «στάτη» των πηγών ως φασιθέτες με γωνία ως προς το σταθερό σύστημα αναφοράς. Η θετική ακολουθία των ρευμάτων χρησιμοποιείται για τον υπολογισμό των εσωτερικών τάσεων των πηγών στο επόμενο βήμα ολοκλήρωσης. Αν υπάρχει σύγχρονη μηχανή στο σύστημα τότε οι εξισώσεις «στάτη» των πηγών γράφονται στην μορφή (3.46) και κατά συνέπεια και οι εξισώσεις του δικτύου γράφονται χωριστά για το πραγματικό και το φανταστικό μέρος με τον πίνακα αγωγιμοτήτων να έχει την διπλάσια διάσταση. Ακόμα και αν δεν υπάρχει σύγχρονη μηχανή, οι εξισώσεις του δικτύου στην μορφή αυτή έχουν το πλεονέκτημα ότι οι συντελεστές είναι πραγματικοί αριθμοί. Η κατασκευή του πίνακα αγωγιμοτήτων του δικτύου σε τριφασική παράσταση αναπτύσσεται στο επόμενο κεφάλαιο.

Οι αρχικές τιμές των εσωτερικών τάσεων (μέτρο και γωνία) των πηγών – στρεφόμενων μηχανών και αντιστροφέων – θα πρέπει να προσδιοριστούν με δεδομένες μόνο τις συνολικές τριφασικές ισχείς εξόδου. Για τον προσδιορισμό τους επιλύονται οι εξισώσεις τριφασικής ροής ισχύος του δικτύου με την μέθοδο Newton – Rapshon. Περισσότερα αναφέρονται σχετικά σε επόμενο κεφάλαιο. Με βάση την παραγωγή ισχύος αρχικοποιούνται επίσης και οποιεσδήποτε άλλες εσωτερικές μεταβλητές των πηγών, που αφορούν τον έλεγχο ή τις διαφορικές εξισώσεις πρωτογενούς παραγωγής ισχύος.

### 3.4 Μοντελοποίηση μικροπηγών και έλεγχος αντιστροφέων

Για τις στρεφόμενες μηχανές το δυναμικό μέρος που περιγράφεται από τις εξισώσεις των τυλιγμάτων δρομέα συμπληρώνεται με τις εξισώσεις του μηχανικού μέρους που περιλαμβάνουν επίσης και οποιαδήποτε δυναμική συμπεριφορά του συστήματος πρωτογενούς παραγωγής ισχύος όπως για παράδειγμα των στροβίλων, ανεμογεννητριών κλπ αλλά και των συστημάτων ελέγχου, όπως του ελεγκτή στροφών και του αυτόματου ρυθμιστή τάσης και της διέγερσης στις σύγχρονες μηχανές [3], [4]. Σημειώνεται ότι η ροπή πέδησης η οποία παραλείπεται με την αγνόηση των ρευμάτων αρνητικής ακολουθίας στον δρομέα λύση των αλγεβρικών εξισώσεων του δικτύου [20] θεωρώντας  $\tilde{I}_{2s} \simeq \tilde{I}_{2r}$ . Η πρακτική δεν διαφέρει από την προσθήκη απόσβεση όταν δεν λαμβάνονται υπ' όψη τα τυλίγματα

Το μοντέλο της οποιασδήποτε μικροπηγής περιγράφεται από τις εξισώσεις που αφορούν την μετατροπή πρωτογενούς μορφής ενέργειας σε ηλεκτρική καθώς και από τις εξισώσεις του ηλεκτρικού μέρους, παρέχοντας στην έξοδο την ισχύ της πηγής. Γενικά, η μοντελοποίηση της μικροπηγής αποσκοπεί στην αποτύπωση της απόκρισης της ώστε να ληφθεί υπ' όψη στην κατάσταση λειτουργίας του συστήματος και όχι στην διερεύνηση ή τον σχεδιασμό της ίδιας της πηγής. Τόσο οι πηγές - δημιουργοί όσο και οι πηγές που διοχετεύουν σταθερή ισχύ θα πρέπει να μοντελοποιούνται ως προς τις διαδικασίες που λαμβάνουν χώρα εντός χρονικής κλίμακας δευτερολέπτων έως μερικών δεκάδων δευτερολέπτων. Παράγοντες που επηρεάζουν την απόκριση στην αλλαγή της ισχύος εξόδου εντός αυτής της χρονικής διάρκειας όπως ενδεχομένως η λειτουργία *MPPT* των φωτοβολταϊκών, του αναμορφωτή υδρογόνου, αν υπάρχει, στις κυψέλες καυσίμου ή του αεριοστρόβιλου στις μικροτουρμπίνες θα πρέπει να συμπεριληφθούν. Μεταβολές με σταθερές χρόνου μεγαλύτερες, όπως επιδράσεις από θερμοκρασία κλπ, δεν θα λαμβάνονται υπ' όψη. Επίσης το μοντέλο της πηγής θα πρέπει να αφορά την λειτουργία εντός της ονομαστικής περιοχής και όχι ακραίες καταστάσεις εκτός των ορίων αυτών. Είσοδος του μοντέλου σε κάθε βήμα ολοκλήρωσης είναι μία από τις δύο παραμέτρους η τάση ή το ρεύμα, που

προκύπτει από την ζητούμενη ισχύ και από την άλλη παράμετρο που είναι διαθέσιμη από το προηγούμενο βήμα ολοκλήρωσης. Έξοδος θα είναι η άλλη παράμετρος που μαζί με την παράμετρο εισόδου θα δίνει τελικά την νέα ισχύ της μονάδος. Οι μεταβλητές κατάστασης θα αρχικοποιούνται με γνωστή την ισχύ εξόδου της πηγής, η οποία αντιστοιχεί στην ενεργό ισχύ εξόδου του αντιστροφέα που λαμβάνεται στην ροή φορτίου του δικτύου για τον καθορισμό μέτρου και γωνίας της εσωτερικής τάσης του. Οι μικροπηγές – δημιουργοί μπορούν να κατηγοριοποιηθούν ως γεννήτριες ισχύος και συσσωρευτές ενέργειας. Η διαφορά θα έπαιζε ρόλο εάν η προσομοίωση επικεντρωνόταν σε χρονική διάρκεια ωρών οπότε θα υπερέβαινε την διάρκεια φόρτισης – εκφόρτισης των συσσωρευτών. Για την προκειμένη περίπτωση προσομοίωσης της τάξης δευτερολέπτων και τα δύο είδη πηγών μπορεί να θεωρηθούν πηγές ισχύος με τον διαχωρισμό να δημιουργεί μόνο διαφορετικές δυνατότητες ελέγχου.

Ο αντιστροφέας ουσιαστικά είναι μια διάταξη που υλοποιεί μέσω του ελέγχου του εντολές για παραγωγή συγκεκριμένων τιμών ισχύος *P* και *Q* στην έξοδο του. Αμελώντας οποιεσδήποτε απώλειες στους ημιαγωγούς η παραγόμενη ισχύς *P* είναι ίδια με την ισχύ στην είσοδο *DC*. Κατά τον τρόπο αυτό το μοντέλο της μικροπηγής με την ισχύ εξόδου του που είναι διαθέσιμη σε κάθε βήμα ολοκλήρωσης συνδέεται με το μοντέλο του αντιστροφέα μέσω της εξίσωση φόρτισης του πυκνωτή που συντηρεί στιγμιαία την τάση στην *DC* πλευρά. Αυτή η συσχέτιση απεικονίζεται στο σχ. 3.1. Με ρύθμιση της γωνίας της εσωτερικής τάσης, που συντίθεται από τον αντιστροφέα, ως προς την τάση των ακροδεκτών του, ελέγχεται η μεταφορά ενεργού ισχύος προς στο δίκτυο. Η μεταφορά αέργου ισχύος ελέγχεται από την διαφορά μέτρων της εσωτερικής τάσης και της τάσης των ακροδεκτών.

Διακρίνονται δύο είδη ελέγχου. Ο έλεγχος με σταθερή έξοδο *P*, *Q* που εφαρμόζεται σε αντιστροφείς που συνδέουν μικροπηγές που δεν επιδέχονται έλεγχο της παραγόμενης ισχύος και ο έλεγχος με τις χαρακτηριστικές *P* - *f*, *Q* – *V* που εφαρμόζεται σε αντιστροφείς που συνδέουν τις μικροπηγές που χαρακτηρίζονται ως δημιουργοί του δικτύου στην αυτόνομη λειτουργία. Θεωρείται ότι χρησιμοποιείται απευθείας εντολή τάσης για την δημιουργία του σήματος διαμόρφωσης των παλμών PWM προς τους ημιαγωγούς του αντιστροφέα πηγής τάσης. Εφόσον δεν χρησιμοποιείται έλεγχος ρεύματος ο μετασχηματισμός σε σύστημα αναφοράς *d-q* δεν είναι τόσο απαραίτητος. Αρκεί η ρύθμιση των επιθυμητών τιμών μέτρου και φάσης της τάσης του αντιστροφέα ώστε συγκεκριμένα ποσά ενεργού και αέργου ισχύος να μεταφέρονται στην έξοδο. Στην προκειμένη περίπτωση ελέγχομε απευθείας το χωρικό διάνυσμα της τάσης  $E_{dq1}^{s}$  στο σταθερό σύστημα αναφοράς σύμφωνα με την (3.38) το οποίο μάλιστα είναι μόνο θετικής ακολουθίας. Έτσι ουσιαστικά ρυθμίζομε το μέτρο και την γωνία του «περιστρεφόμενου»

φασιθέτη  $E_a = |E_a| \angle \left( \int_0^t \omega_e(\tau) d\tau + \theta_{a0} \right)$ της φάσης **a** της εσωτερικής τάσης στην (3.39) (που είναι

ίδιος με τον *E*<sub>1</sub> της θετικής ακολουθίας). Παρολαυτά ο συμβολισμός *d* και *q* διατηρείται και δηλώνει το πραγματικό και φανταστικό μέρος του «περιστρεφόμενου» φασιθέτη.

Αν πρόκειται για μονοφασικό αντιστροφέα τότε η ρυθμιζόμενη τάση θα είναι  $E = |E| \angle \theta(t)$  με

όρισμα  $\theta(t) = \int_0^t \omega_e(\tau) d\tau + \theta(0)$  όπου  $\theta(0)$  μία από τις τρεις αρχικές γωνίες  $\theta(0) = \theta'(0)$ ,  $\theta'(0) - 120^\circ$ ,  $\theta'(0) + 120^\circ$ . Η τάση αυτή εφαρμόζεται στις εξισώσεις του δικτύου στην φάση την οποία συνδέεται ο αντιστροφέας. Η ΗΕΔ του μονοφασικού αντιστροφέα θα μπορούσε να ιδωθεί ως η ρυθμιζόμενη τάση  $E' = |E| \angle \int_0^t \omega_e(\tau) d\tau + \theta'(0)$  η οποία γράφεται σε

συνιστώσες d - q ως προς το γενικό σταθερό σύστημα αναφοράς του δικτύου ως  $E_{dq}^s = E', \ E_{dq}^s = e^{-i2\pi/3}E', \ E_{dq}^s = e^{i2\pi/3}E'$  ανάλογα με την φάση που συνδέεται ο αντιστροφέας.

Όταν χρησιμοποιείται έλεγχος ρεύματος [21] για το σήμα διαμόρφωσης η αναφορά του ρεύματος παρέχεται είτε από την αναφορά των ισχυών ή, όταν ο ίδιος ο αντιστροφέας δημιουργεί την τάση του δικτύου οπότε ο έλεγχος των ισχυών παρέχει αναφορά τάσης, από βρόχο ελέγχου της τάσης. Εδώ ο μετασχηματισμός σε σύστημα αναφοράς *d-q* είναι ουσιώδης. Συνήθως χρησιμοποιείται το σύγχρονο σύστημα αναφοράς με τον άξονα *d* προσαρμοσμένο στο χωρικό διάνυσμα της τάσης. Έτσι η ανάλυση της ανάδρασης των στιγμιαίων ρευμάτων για τον έλεγχο του ρεύματος σε αυτό το σύγχρονο σύστημα αφενός επιτρέπει τον έλεγχο συμμετρικών ρευμάτων  $i_{abc}(t)$  με δύο αναφορές κατά *d* και *q* και αφετέρου την αποσύζευξη του ελέγχου των ισχυών *P* και *Q* ελέγχοντας ξεχωριστά τις δύο συνιστώσες  $i_d$ ,  $i_a$  του ρεύματος.

Στο σχ. 3.2 παρουσιάζεται το διάγραμμα ελέγχου του αντιστροφέα πηγής τάσης όταν θα πρέπει να παρέχει καθορισμένες ισχείς προς το δίκτυο. Στην περίπτωση αυτή η γωνία και το μέτρο της εσωτερική τάσης ρυθμίζονται έτσι ώστε η *DC* τάση να διατηρείται σε προκαθορισμένο επίπεδο *V*<sub>dc-ref</sub> και η άεργος ισχύς σε τιμή *Q*<sub>ref</sub> [22]. Η τάση *DC* προκύπτει από την διαφορική εξίσωση του πυκνωτή, η φόρτιση του οποίου εξαρτάται από την διαφορά της ισχύος *P*<sub>ref</sub> που παράγει η μικροπηγή και της *P* στην έξοδο του αντιστροφέα:

$$CV_{dc} = (P_{ref} - P)/V_{dc}$$
(3.47)

Το σφάλμα στην *DC* τάση μέσω αντισταθμιστή *PI* παράγει την γωνία ισχύος  $\Delta \theta$ . Πρόσω τροφοδότηση της γωνίας  $\theta_t$  της τάσης των ακροδεκτών μας δίνει την γωνία του περιστρεφόμενου φασιθέτη της εσωτερικής τάσης του αντιστροφέα ως  $\theta = \Delta \theta + \theta_t$ . Η  $\theta_t$  είναι η γωνία του περιστρεφόμενου φασιθέτη θετικής ακολουθίας  $V_{1dq}^s$  στους ακροδέκτες. Το μέτρο της εσωτερικής τάσης εξάγεται από το γινόμενο της *DC* τάσης επί τον συντελεστή *K* που προκύπτει από την ολοκλήρωση του σφάλματος αέργου ισχύος.



Σχ. 3.2. Διάγραμμα ελέγχου αντιστροφέα για σταθερές ισχείς *P*, *Q* στην έξοδο.

Η γωνία  $\theta_t$  προκύπτει από την διάταξη *PLL* του σχ. 3.3 [23]. Η λειτουργία του βασίζεται στο ότι η ζητούμενη γωνία είναι εκείνη που κατά τον μετασχηματισμό του φασιθέτη  $V_{1dq}^s$  στο σύγχρονο πλαίσιο  $V_{1dq}^e$  δίνει  $V_{1q}^e = 0$ . Όπως φαίνεται στο σχ. 3.3(α) χρησιμοποιείται ένας ελεγκτής PI, έξοδος του οποίου είναι η συχνότητα. Το σχ. 3β, που τελικά χρησιμοποιείται, είναι το ίδιο με το 3α αφού για τον περιστρεφόμενο φασιθέτη  $V_1 = V_{1dq}^s$  είναι  $V_{1d}^s = |V_{1dq}^s| \cos \theta_t$  και  $V_{1q}^s = |V_{1dq}^s| \sin \theta_t$  οπότε η συνιστώσα q στο σύγχρονο πλαίσιο θα είναι  $V_{1q}^e = |V_{1dq}^s| \sin(\theta_t - \theta_e)$ .


Σχ. 3.3. Διάγραμμα PLL για την γωνία της τερματικής τάσης του αντιστροφέα.

Στο σχ. 3.4 παρουσιάζεται ο έλεγχος των αντιστροφέων που συνδέουν μονάδες – δημιουργούς του δικτύου. Οι στιγμιαίες ισχείς που υπολογίζονται διέρχονται από φίλτρα με συχνότητες αποκοπής  $1/T_m$ ,  $1/T_e$ , τα οποία εισάγουν και κάποιο βαθμό αποσύζευξης του ελέγχου ενεργού και αέργου ισχύος, πριν καθορίσουν την συχνότητα και το μέτρο της τάσης του αντιστροφέα μέσω των σχέσεων *P* - *f*, *Q* – *V*. Η γωνία του αντιστροφέα παράγεται από ολοκλήρωση της συχνότητας.



Σχ. 3.4. Διάγραμμα βαθμίδων ελέγχου αντιστροφέα με χαρακτηριστικές *P-f* και *Q-V*.

Στον έλεγχο του σχ. 3.4 μπορούν εύκολα να ενσωματωθούν και οι συμπληρωματικοί βρόχοι ελέγχου για σταθερή συχνότητα και τάση  $(f = f_{ref}, V = V_{ref})$  ή για σταθερή ισχύ  $(P = P_{ref}, Q = Q_{ref})$ , όπως περιγράφηκαν στο σχ. 2.14 του Κεφ. 2.

Το μέτρο και η γωνία που εξάγονται με τους δύο τρόπους ελέγχου στα σχ. 3.2, 3.3, 3.4 ορίζουν τον περιστρεφόμενο φασιθέτη *E*<sub>1</sub>οποίος με μετασχηματισμό δίνει τους περιστρεφόμενους φασιθέτες *E*<sub>abc</sub> που αποτελούν το συμμετρικό σύστημα εσωτερικών τάσεων που εφαρμόζεται στους εσωτερικούς κόμβους των πηγών για την επίλυση των αλγεβρικών εξισώσεων με φασικά μεγέθη.

Όπως φαίνεται από τα σχ. 3.2 και 3.4 οι ισχείς αναφοράς αντιστοιχούν στις εσωτερικά παραγόμενες ισχείς. Έτσι ρυθμίζονται απ' ευθείας το μέτρο και η γωνία της εσωτερικής τάσης. Τα διαγράμματα θα μπορούσαν να τροποποιηθούν ώστε οι μετρούμενες ισχείς να αφορούν τις ισχείς

των ακροδεκτών. Η μετατροπή στο διάγραμμα του σχ. 3.2 μπορεί να γίνει εύκολα με μόνη αλλαγή την επιστροφή της τάσης ακροδεκτών αντί της εσωτερικής για την εκτίμηση της αέργου ισχύος. Για το διάγραμμα του σχ. 3.4 οι έλεγχοι *P* – *f*, *Q* – *V* θα πρέπει να δίνουν ενδιαμέσως τιμές αναφοράς μέτρου και γωνίας της τάσης ακροδεκτών με βάση τις οποίες τελικά να ρυθμίζονται οι αντίστοιχες τιμές της εσωτερικής τάσης που συνθέτει ο αντιστροφέας. Η μετατροπή φαίνεται στο σχ. 3.5. Θεωρείται ότι ελέγχονται το μέτρο και η φάση του περιστρεφόμενου φασιθέτη θετικής ακολουθίας της τερματικής τάσης.



Σχ. 3.5. Διάγραμμα βαθμίδων ελέγχου αντιστροφέα με χαρακτηριστικές *P-f* και Q –V με ισχείς αναφοράς τις ισχείς των ακροδεκτών.

Η αλγεβρική παράσταση του δικτύου επιτρέπει τον υπολογισμό των ισχυών με τους περιστρεφόμενους φασιθέτες. Εφόσον η εσωτερική τάση της πηγής θεωρήθηκε συμμετρική, η συνολική παραγόμενη ισχύς θα προκύπτει στον εσωτερικό κόμβο μόνο από την θετική ακολουθία. Οι ισχείς ανά μονάδα στα διαγράμματα των σχ. 3.2, 3.4 υπολογίζονται από:

$$P = \operatorname{Re}(E_{1}I_{1}^{*}) = E_{1d}I_{1d} + E_{1q}I_{1q}$$

$$Q = \operatorname{Im}(E_{1}I_{1}^{*}) = E_{1q}I_{1d} - E_{1d}I_{1q}$$
(3.48)

Αν πρόκειται για μονοφασικό αντιστροφέα τότε οι (3.48) γίνονται σε α.μ.:

$$P = \operatorname{Re}\left(\frac{1}{3}EI^{*}\right) = \frac{1}{3}\left(E_{1d}I_{1d} + E_{1q}I_{1q}\right)$$

$$Q = \operatorname{Im}\left(\frac{1}{3}EI^{*}\right) = \frac{1}{3}\left(E_{1q}I_{1d} - E_{1d}I_{1q}\right)$$
(3.49)

Στο διάγραμμα του σχ. 3.5 και του σχ. 3.2 αν μετριέται η άεργος ισχύς στους ακροδέκτες οι ισχείς υπολογίζονται ανά μονάδα από τις:

$$P = \operatorname{Re}\left(\frac{1}{3}\left(V_{a}I_{a}^{*} + V_{b}I_{b}^{*} + V_{c}I_{c}^{*}\right)\right)$$

$$Q = \operatorname{Im}\left(\frac{1}{3}\left(V_{a}I_{a}^{*} + V_{b}I_{b}^{*} + V_{c}I_{c}^{*}\right)\right)$$
(3.50)

Ωστόσο η αντίδραση του φίλτρου του αντιστροφέα έχει πολύ μικρή τιμή, της τάξης 2 – 6%, οπότε δεδομένου ότι μας ενδιαφέρει η ισχύς που διοχετεύεται στο δίκτυο, το σφάλμα στην άεργη ισχύ είναι πολύ μικρό – της ίδιας τάξης ανά μονάδα με την αντίδραση, για ονομαστική ισχύ και ονομαστική τάση ακροδεκτών – και ακόμη μικρότερο στην ενεργό ισχύ. Έτσι προτιμάται η ο έλεγχος με βάση την εσωτερικά παραγόμενη ισχύ όπως παρουσιάζεται στα διαγράμματα των σχ. 3.2 και 3.4, ο οποίος είναι απλούστερος και επιπλέον δεν δημιουργεί προγραμματιστικά προβλήματα αλγεβρικών βρόχων όπως ενδεχομένως δημιουργεί η υλοποίηση στον υπολογιστή του διαγράμματος του σχ. 3.5.

Η μοντελοποίηση του αντιστροφέα – δημιουργού δικτύου με τα διαγράμματα ελέγχου των σχ. 3.4 και 3.5 είναι επαρκής μόνο όταν συνδέεται στην DC πλευρά μία πηγή σταθερής τάσης (κάποια μονάδα συσσώρευσης). Τότε οι μεταβατικές καταστάσεις στην παραγωγή ισχύος της μικροπηγής (αν υπάρχει) δεν έχουν σημασία από την άποψη λειτουργίας του συστήματος και έτσι η μοντελοποίηση της δεν είναι απαραίτητη. Αν όμως αυτό δεν συμβαίνει, τότε ο τρόπος με τον οποίο η μικροπηγή μεταβάλλει την ισχύ στην έξοδό της θα πρέπει να μοντελοποιηθεί από την άποψη των βασικών λειτουργιών που συντελούνται σε αυτήν εντός της κλίμακας χρόνου που μας ενδιαφέρει. Σημαντικός είναι ο έλεγχος με τον οποίο η μικροπηγή αναγκάζεται να παρακολουθεί από κοινού με τις υπόλοιπες μικροπηγές – δημιουργούς τις μεταβολές του φορτίου στο σύστημα ρυθμίζοντας την συχνότητα. Ο δε έλεγχος του αντιστροφέα θα πρέπει να προσαρμοστεί ώστε η ισχύς που παρέχει στο σύστημα να συναρτάται με την ισχύ που το μοντέλο της πηγής διαθέτει στην έξοδο του. Όπως εξηγήθηκε στο Κεφ. 2 οι απαραίτητες πηγές συσσώρευσης ενέργειας του συστήματος στην περίπτωση αυτή θα πρέπει να καλύπτουν την μεταβολή φορτίου από την στιγμή που εκδηλωθεί έως ότου οι πηγές που δεν έχουν δυνατότητα αποθήκευσης μεταβάλουν την ισχύ στην έξοδο τους ώστε να παραλάβουν αυτές την αλλαγή φορτίου. Για να πραγματοποιηθεί η μεταφορά της μεταβολής φορτίου (θετική ή αρνητική) από τις μεν στις δε, θα πρέπει οι μονάδες που δεν είναι αποθήκευσης να ελέγχουν συμπληρωματικά την συχνότητα ώστε να μηδενίζουν το σφάλμα της στην μόνιμη κατάσταση. Η λογική ελέγχου στην προκειμένη περίπτωση γίνεται με ένα συνδυασμό των διαγραμμάτων ελέγχου 3.2 και 3.4. Όπως φαίνεται στο σχ. 3.6 ο έλεγχος *P – f* υλοποιείται στην μικροπηγή καθορίζοντας την πρωτογενή παραγωγή ισχύος. Αντίθετα από ότι στην περίπτωση αντιστροφέα με σταθερή DC τάση (σχ. 3.4) μετριέται η συχνότητα στην έξοδο του αντιστροφέα και ρυθμίζεται η ισχύς που παράγει η πηγή. Η ρύθμιση στην μικροπηγή μπορεί να αντιστοιχεί στην είσοδο αναφοράς για τον έλεγχο του ρεύματος στον μετατροπέα DC-DC με ταυτόχρονη ρύθμιση της θέσης της βαλβίδας παροχής του υδρογόνου σε μια κυψέλη καυσίμου ή να αντιστοιχεί στην ρύθμιση της θέσης της βαλβίδας παροχής αερίου σε μία μικροτουρμπίνα.

Η τιμή της σταθεράς *k*6 του ολοκληρωτή διασφαλίζει την συνεργασία κατά την ανάληψη του φορτίου της συγκεκριμένης μονάδας σε σχέση με τις υπόλοιπες όπως αναφέρθηκε στο Κεφ. 2.



Σχ. 3.6. Διάγραμμα βαθμίδων ελέγχου αντιστροφέα με χαρακτηριστικές *P* – *f* και *Q* – *V* όταν δεν υπάρχει μονάδα αποθήκευσης ενέργειας στην DC πλευρά.

Στην ειδική περίπτωση που οι μικροπηγές που δεν είναι μονάδες αποθήκευσης διαθέτουν επιπλέον στην *DC* πλευρά κάποιο συσσωρευτή ενέργειας θα μηδενίζουν το σφάλμα της συχνότητας αλλά ο σχετικός συμπληρωματικός έλεγχος ενσωματώνεται στον έλεγχο συχνότητας του μοντέλου αντιστροφέα του σχ. 3.4 και δεν είναι απαραίτητη η μοντελοποίηση της ίδιας της μικροπηγής.

Σχετικά με τον έλεγχο Q – V σημειώνεται ότι υλοποιείται ως Q – K, δηλαδή με την μετρώμενη άεργο ισχύ και τον συντελεστή K που όπως στο και στο σχ. 3.2 αντιστοιχεί στο λόγο διαμόρφωσης πλάτους και το γινόμενό του με την DC τάση δίνει το μέτρο περιστρεφόμενου φασιθέτη της εσωτερικής τάσης του αντιστροφέα.

### 3.5 Σύνοψη και συμπεράσματα

Η προσομοίωση μεταβατικών καταστάσεων του μικροδικτύου μπορεί να αφορά εκτεταμένο δίκτυο και πηγές παραγωγής με μεγάλες σταθερές χρόνου απόκρισης. Για το λόγο αυτό προκρίνεται η μέθοδος εξέτασης μεταβατικής ευστάθειας έναντι των προγραμμάτων ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης ώστε γρήγορες μεταβατικές καταστάσεις, όπως των στοιχείων του δικτύου και της διακοπτικής λειτουργίας των ηλεκτρονικών μετατροπέων να αμελούνται και η μελέτη να επικεντρώνεται σε μεταβολές από μερικές περιόδους έως μερικά δευτερόλεπτα ή λεπτά χρησιμοποιώντας μεγαλύτερο βήμα ολοκλήρωσης. Ωστόσο ο αλγόριθμος μεταβατικής ευστάθειας χρειάζεται τροποποίηση για να εφαρμοστεί στην περίπτωση του μικροδικτύου Χ.Τ. Στον συμβατικό αλγόριθμο οι στιγμιαίες τιμές τάσεων ή ρευμάτων που προκύπτουν σε κάθε βήμα ολοκλήρωσης των μοντέλων των μηχανών χρησιμοποιούνται για την επίλυση των εξισώσεων του δικτύου η οποία γίνεται αλγεβρικά αμελώντας την δυναμική κατάσταση. Οι παραστατικοί μιγαδικοί της αλγεβρικής επίλυσης έχουν όρισμα ως προς την αναφορά του συστήματος που περιστρέφεται με στην σύγχρονη ταχύτητα και αντιστοιχεί στον άπειρο ζυγό ή σε κάποια μηχανή με μεγαλύτερη αδράνεια. Για τον προσδιορισμό της σύγχρονης ταχύτητας σε αυτόνομο σύστημα με μηχανές ίδιας δυναμικότητας χρησιμοποιείται η ιδέα του κέντρου αδράνειας. Οι στιγμιαίες τιμές των μεγεθών κάθε μηχανής μετατρέπονται σε παραστατικούς μιγαδικούς και αντιστρόφως με την γωνία του δρομέα που προκύπτει από την εξίσωση ταλάντωσης της. Στον προτεινόμενο αλγόριθμο οι παραστατικοί μιγαδικοί έχουν όρισμα που μεταβάλλεται με το ολοκλήρωμα της συχνότητας και τα μεγέθη στην αριθμητική ολοκλήρωση των μοντέλων των μηχανών και του αντιστροφέα εκφράζονται στο σταθερό πλαίσιο. Έτσι είναι δυνατή η εφαρμογή στην περίπτωση ενός αυτόνομου συστήματος όπου οι πηγές είναι αποκλειστικά και μόνο αντιστροφείς. Ακόμη, οι εξισώσεις μεταβατικής κατάστασης των μηχανών και του αντιστροφέα πηγής τάσης αμελώντας την δυναμική συμπεριφορά του δικτύου, γράφονται λαμβάνοντας υπόψη την οποιαδήποτε ασυμμετρία που ενδεχομένως έχει το δίκτυο. Η ανάλυση συμπληρώνεται με την μοντελοποίηση των διαφόρων ειδών ελέγχου των αντιστροφέων βάσει του διαχωρισμού του Κεφ. 2 και με τις απατήσεις που πρέπει να πληρούν τα δυναμικά μοντέλα των πρωτογενών πηγών ενέργειας. Ο προτεινόμενος αλγόριθμος και η μοντελοποίηση ελέγχου των αντιστροφέων εφαρμόζονται στο Κεφ. 5 για την προσομοίωση τυπικών καταστάσεων λειτουργίας του μικροδικτύου. Στο επόμενο κεφάλαιο παρουσιάζεται η μοντελοποίηση του δικτύου.

#### 3.6 Αναφορές

- [1] EMTDC Electromagnetic Transients Simulation Program User's Manual Manitoba Hydro HVDC Research Centre
- H. W. Dommel, "Digital computer solutions of electromagnetic transients in single and multiphase networks" IEEE Trans Power Appar. Sys, PAS-88, April, pp 388-99,1969
- [3] P. Kundur, Power System Stability and Control McGraw-Hill, 1994.
- [4] P. W. Sauer, M. A. Pai, Power System Dynamics and Stability, Prentice Hall 1997.
- [5] C. D. Vournas, N. D. Hatziargyriou, B. C. Papadias, "Interactive Power system simulation program Application to the Hellenic interconnected system", CIGRE 90, paper No 38- 206, Paris Aug./Sep 1990
- [6] C. Schauder, H. Mehta, "Vector analysis and control of advanced static VAR compensators" IEE Proceedings-C, Vol. 140, No. 4, pp 299-306, July 1993.
- [7] D. W. Novotny, T. A. Lipo, Vector control and dynamics of AC drives, Oxford University Press 1996
- [8] P. Krause, O. Wasynczuk, S. Sudhoff, Analysis of electric machinery, IEEE Press 1995
- [9] P. C. Krause, "Method of multiple reference frames applied to the analysis of symmetrical induction machinery" IEEE Trans. on Power Appar. Sys. PAS-87, No 1, pp 218 – 227, Jan. 1968.
- [10] P. C. Krause, F. Nozari, T. L. Scvarenina, D. W. Olive, "The theory of neglecting stator transients", IEEE Trans. on Power Appar. Sys. PAS-98, No 1, pp 141 – 148, Jan./Feb 1979.
- [11] A. M. Gole et al "Guidelines for modeling power electronics in electric power engineering applications" IEEE Trans on Power Delivery Vol. 12, No 1, Jan. 1997
- [12] R. Stoicescou, K. Miu, C. Nwakpa, D Niembur, X Yang, "Three phase converter models for unbalanced power flow studies" IEEE Trans. on Power Systems, Vol. 17, No 4, Nov. 2002
- [13] IEEE Task Force "Load Representation for dynamic performance analysis" IEEE Trans. on Power Systems, Vol. 8, No 2, May 1993.
- [14] J. Tamura, M. Kubo, T. Nagano, "A method of transient stability simulation of unbalanced power system", IEEE Power Tech '99 Conference, Paper BPT99-136-12, Budapest Aug. 1999.
- [15] Y. Jiang, A. Ekstrom, "General analysis of harmonic transfer through converters", IEEE Trans on Power Electronics, Vol. 12, No 2, pp 287-292, Mar. 1997
- [16] M. Mohaddes, A. M. Gole, S. Elez, "Steady state frequency response of STATCOM", IEEE Trans on Power Delivery Vol. 16, No 1, Jan. 2001
- [17] B. Blazic, I. Papic, "A new mathematical model and control of D-StatCom for operation under unbalanced conditions", *Electric Power Sys. Research*, April 2004
- [18] Y. Jiang, A. Ekstrom, "Applying PWM to control overcurrents at unbalanced faults of forced commutated VSCs used as static VAR compensators", *IEEE Trans on Power Delivery*, Vol. 12, No 1, pp 273-278, Jan. 1997
- [19] C. Hochgraf, R. H. Lasseter, "Statcom controls for operation with unbalanced voltages" IEEE Trans on Power Delivery, Vol. 13, No 2, pp 538-544, April 1998
- [20] E. W. Kimbark, Power System Stability Vol. III Synchronous machines, IEEE Press 1995
- [21] T. M. Rowen, R. J. Kerkman, "A new synchronous current regulator and an analysis of current regulated PWM inverter", IEEE IAS Conf. Rec., 1985, pp 487-495
- [22] O. Wasynczuk, N. A. Anwah, "Modeling and dynamic performance of a self commutated photovoltaic inverter system" IEEE Trans. Energy Conversion Vol. 4, No 3, pp 322-328, Sep. 1989.
- [23] T. C. Green, M. Prodanovic, "Control of inverter-based miro-grids", *Electric Power Sys. Research*, 2006, pp 1204-1213.

# Κεφάλαιο 4

## Μοντελοποίηση Δικτύου Και Μεταφορά Ισχύος Στην Χάμηλη Τάση

### 4.1 Εισαγωγή

Στο Κεφ. 2 εξετάστηκε ο τρόπος με τον οποίο το μικροδίκτυο μπορεί να λειτουργήσει ως ένα αυτόνομο σύστημα ισχύος. Ουσιαστικά διερευνήθηκε η δυνατότητα δημιουργίας ενός συστήματος AC στο οποίο πηγές τάσεις είναι οι αντιστροφείς DC-AC των μονάδων παραγωγής ενέργειας. Αναπτύχθηκαν σε αντιδιαστολή με το συμβατικό σύστημα ισχύος με σύγχρονες μηχανές, οι απαιτούμενες μέθοδοι ελέγχου που θα προσδώσουν στους αντιστροφείς δυνατότητες ρύθμισης της τάσης και της συχνότητας ανάλογες με αυτές των μηχανών. Στο Κεφ. 3 αναπτύχθηκε η απαραίτητη προσαρμογή της μεθοδολογίας που ακολουθείται κατά την ανάλυση μεταβατικής ευστάθειας για την προσομοίωση της δυναμικής συμπεριφοράς ενός συστήματος που λειτουργεί απομονωμένα ενώ διεγείρεται μόνο από αντιστροφείς, όπως είναι το μικροδίκτυο. Η προσαρμογή επιτρέπει επίσης την εφαρμογή της μεθοδολογίας και σε ασύμμετρο σύστημα. Στο παρόν κεφάλαιο ο αλγόριθμος συμπληρώνεται με την κατασκευή του πίνακα αγωγιμοτήτων για την αλγεβρική επίλυση του δικτύου. Το μικροδίκτυο θα υλοποιηθεί στο δίκτυο Χαμηλής τάσης, το οποίο έχει χαρακτηριστικά που διαφέρουν από δίκτυα υψηλότερων τάσεων. Η έντονη ασυμμετρία που παρουσιάζει δεν μπορεί να αννοηθεί. Για να παρασταθεί με μεναλύτερη ευελιξία. η μοντελοποίηση γίνεται χρησιμοποιώντας φασικές ποσότητες. Στο επόμενο κεφάλαιο εφαρμόζεται η μεθοδολογία του Κεφ. 3 για την προσομοίωση της μεταβατικής συμπεριφοράς του συστήματος. Οι ιδιαιτερότητες του δικτύου Χ.Τ. έχουν συνέπειες, πριν από την απομονωμένη λειτουργία του μικροδικτύου, σε αυτή καθαυτή την εισαγωγή μονάδων παραγωγής ώστε να μεταβληθεί από εντελώς παθητικό δίκτυο σε ενεργητικό. Η μεγάλη αντίσταση των γραμμών σε σχέση με την αντίδραση συνεπάγεται διαφορές στην μεταφορά ισχύος σε σχέση με τα δίκτυα υψηλών τάσεων και στην εφαρμογή του ελέγχου των πηγών, οι οποίες εξετάζονται στο υπόλοιπο μισό του κεφαλαίου.

### 4.2 Ιδιαίτερα χαρακτηριστικά του δικτύου Χ.Τ.

Τα χαρακτηριστικά του δικτύου Χ.Τ. μπορούν να συνοψιστούν στα ακόλουθα [1]:

- Είναι δίκτυο ακτινικό, με αφετηρία τον Μ/Σ Μ.Τ./Χ.Τ. ο οποίος είναι Dyn με δυνατότητα μεταβολής του λόγου μετασχηματισμού εκτός δικτύου μέχρι ±5%. Από το δευτερεύον αναχωρούν οι κύριες γραμμές του δικτύου οι οποίες κατά μήκος τους έχουν διακλαδώσεις προς τους διάφορους καταναλωτές.
- Παρουσιάζει ασυμμετρία η οποία αφορά τόσο το φορτίο όσο και το ίδιο το δίκτυο. Η ασυμμετρία του φορτίου μεταξύ των φάσεων είναι αναπόφευκτη αφού οι μονοφασικές καταναλώσεις πλεονάζουν. Παρά την μέριμνα που λαμβάνεται ώστε να φορτίζονται οι φάσεις κατά το δυνατό ισόποσα, με τις διακυμάνσεις του φορτίου πάλι η ασυμμετρία μπορεί να είναι μεγάλη. Με την εισαγωγή μονοφασικών μικροπηγών η ασυμμετρία επιτείνεται αφού το δίκτυο θα διεγείρεται και ασύμμετρα. Η ασυμμετρία του δικτύου προέρχεται κυρίως από τις διακλαδώσεις της κύριας γραμμής που μπορεί συνήθως να

έχουν μία ή δύο φάσεις και λιγότερο από τις διαφορές στην αμοιβαία επαγωγή μεταξύ των αγωγών που απαρτίζουν την κύρια γραμμή ή τις διακλαδώσεις.

- Σε αντίθεση με δίκτυα υψηλότερων τάσεων, οι γραμμές έχουν μεγάλη αντίσταση και μικρή αντίδραση, με λόγους *R/X* αντίστροφους από εκείνους των γραμμών μεταφοράς.
- Αν και για την κατασκευή του δικτύου χρησιμοποιούνται κυρίως καλώδια, οι γραμμές εκτείνονται σε μικρές αποστάσεις και οι χωρητικότητα είναι αμελητέα.
- Κάθε γραμμή του δικτύου περιλαμβάνει εκτός από τους αγωγούς των φάσεων και • ουδέτερο αγωγό (Ν) και / ή αγωγό γείωσης (ΡΕ). Στην περίπτωση του δικτύου της δημόσιας ηλεκτρικής εταιρείας, ο ουδέτερος αγωγός γειώνεται κατά μήκος της γραμμής αλλά και σε διάφορα άλλα επιλεγμένα σημεία όπως στον μετρητή ενέργειας του κάθε καταναλωτή. Στα ιδιωτικά δίκτυα Χ.Τ. (εγκατάσταση Χ.Τ. σε καταναλωτές Μ.Τ. με ιδιωτικό υποσταθμό υποβιβασμού, ή σε καταναλωτές Χ.Τ. μετά τον μετρητή) ο ουδέτερος μπορεί να είναι αγείωτος ή γειωμένος μόνο στην αρχή της γραμμής. Όσον αφορά τη γείωση το δίκτυο χαρακτηρίζεται με βάση τον ορισμό του προτύπου ΙΕC 60364 (τώρα έχει υιοθετηθεί στην Ελλάδα ως πρότυπο ΕΛΟΤ HD 380). Έτσι μπορεί να είναι TN, TT αν πρόκειται για το δημόσιο, ενώ αν είναι ιδιωτικό μπορεί και κάποια τμήματά του να είναι ΙΤ. Το πρώτο γράμμα φανερώνει το αν ο ουδέτερος κόμβος του Μ/Σ (γείωση λειτουργίας) είναι συνδεδεμένος στην γη (T) ή όχι (I). Το δεύτερο γράμμα δηλώνει το αν τα μεταλλικά μέρη (γείωση προστασίας) του εξοπλισμού και των καταναλώσεων είναι συνδεδεμένα στον ουδέτερο (Ν) ή στην γη (Τ). Η πρώτη περίπτωση χαρακτηρίζεται ως ουδετέρωση (TN) και η δεύτερη ως άμεση γείωση (TT). Στην ουδετέρωση (TN) συνήθως γίνεται ο επιμέρους διαχωρισμός σε TN-S και TN-C. Στο σύστημα TN-S, εκτός από τον ουδέτερο αγωγό υπάρχει και ξεχωριστός αγωγός γείωσης (αγωγός προστασίας ΡΕ όπου συνδέονται μεταλλικά μέρη των συσκευών). Οι δύο αγωγοί συνδέονται μόνο στην είσοδο της εγκατάστασης. Στο TN-C τα μεταλλικά μέρη συνδέονται απευθείας στον ουδέτερο αγωγό, ο οποίος στην περίπτωση αυτή έχει και τον ρόλο του αγωγού προστασίας (PEN). Το δημόσιο δίκτυο Χ.Τ. είναι τύπου ΤΝ-C ενώ τα ιδιωτικά δίκτυα Χ.Τ. είναι κατά βάση ΤΝ-S. Μπορεί σε ένα δίκτυο και τα δύο είδη να συνυπάρχουν, αλλά το τμήμα του δικτύου που είναι TN-C θα πρέπει να προηγείται του τμήματος TN-S. Επίσης στο δίκτυο που είναι TN-S μπορούν να χρησιμοποιηθούν και στοιχεία διαρροής ρεύματος προς γη ως μέσα προστασίας ενώ στο TN-C αυτό δεν είναι δυνατόν.
- Ως στοιχεία προστασίας χρησιμοποιούνται στοιχεία υπερέντασης. Στο δημόσιο δίκτυο, οι ζυγοί Χ.Τ. στο δευτερεύον του Μ/Σ προστατεύονται από το στοιχείο προστασίας του Μ/Σ που βρίσκεται στην Μ.Τ. (συνήθως ασφάλειες). Κάθε κύρια γραμμή, που αναχωρεί από τους ζυγούς Χ.Τ., προστατεύεται με ασφάλειες. Στοιχεία προστασίας τίθενται επίσης στον μετρητή κάθε καταναλωτή και άλλοτε προστατεύουν μόνο σε βραχυκύκλωμα και άλλοτε και σε υπερφόρτιση. Σε ιδιωτικό δίκτυο εγκαθίσταται και στοιχείο προστασίας στον ζυγό Χ.Τ. στο δευτερεύον Μ/Σ ενώ συνήθως χρησιμοποιούνται διακόπτες ισχύος (κλειστού ή ανοιχτού τύπου και μικροαυτόματοι) αλλά και διακόπτες διαρροής ρεύματος προς γη.
- Μεγάλο μέρος των καταναλωτών είναι μη γραμμικά φορτία, τα οποία μπορεί να αφορούν φωτισμό χαμηλής κατανάλωσης, φορτιστές, τροφοδοτικά Η/Υ κλπ.

Σημειώνεται ότι όσα αφορούν τον Μ/Σ Μ.Τ. / Χ.Τ., τα χρησιμοποιούμενα συστήματα γείωσης και την προστασία, ποικίλουν από χώρα σε χώρα. Όσα αναφέρονται αφορούν κυρίως τις Ευρωπαϊκές χώρες και ακόμη περισσότερο τις ακολουθούμενες πρακτικές στην Ελλάδα.

Η μοντελοποίηση του δικτύου θα πρέπει να συμπεριλαμβάνει από τα παραπάνω χαρακτηριστικά εκείνα που αναμένεται να έχουν επίδραση, ανάλογα με την μέθοδο ανάλυσης που μας ενδιαφέρει (ροή φορτίου, υπολογισμοί βραχυκυκλωμάτων, μελέτη μεταβατικής συμπεριφοράς και ελέγχου).

Αφού οι τάσεις και τα ρεύματα του δικτύου θα έχουν ασυμμετρία, για να υπολογιστούν οι τιμές με ακρίβεια είναι απαραίτητη η πλήρης τριφασική παράσταση των στοιχείων του. Η θεώρηση τριφασικών γραμμών πλήρους συμμετρίας για τις κύριες γραμμές και τις διακλαδώσεις καθώς και συμμετρικών τριφασικών φορτίων έτσι ώστε να χρησιμοποιηθεί μονοφασικό ισοδύναμο κύκλωμα είναι αποδεκτή όταν το ενδιαφέρον μετατοπίζεται από τον υπολογισμό των τιμών τάσεων ρευμάτων του δικτύου.

#### 4.3 Τριφασική παράσταση του δικτύου Χ.Τ.

#### 4.3.1 Στοιχειώδης πίνακας συνθέτων αντιστάσεων γραμμής τεσσάρων αγωγών.

Η αρχή για την μοντελοποίηση του δικτύου είναι η εύρεση της σύνθετης αντίστασης σειράς του καλωδίου ή της εναέριας γραμμής, δηλαδή της διαφοράς δυναμικού κατά μήκος των αγωγών που απαρτίζουν την γραμμή όταν διαρρέονται από ρεύμα. Στο σχ. 4.1α φαίνονται οι αγωγοί φάσεων και ουδετέρου της γραμμής Χ.Τ.. Οι στοιχειώδεις εξισώσεις στην ημιτονοειδή μόνιμη κατάσταση λαμβάνοντας υπ' όψη και την παρουσία της γης θα είναι [2]:

$$\begin{bmatrix} V_{a} - V_{a} \\ V_{b} - V_{b} \\ V_{c} - V_{c} \\ V_{n} - V_{n} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{aa} & Z_{ab} & Z_{ac} & Z_{an} \\ Z_{ab} & Z_{bb} & Z_{bc} & Z_{bn} \\ Z_{ac} & Z_{bc} & Z_{cc} & Z_{cn} \\ Z_{an} & Z_{bn} & Z_{cn} & Z_{nn} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{a} \\ I_{b} \\ I_{c} \\ I_{n} \end{bmatrix}$$
(4.1)

Οι τάσεις και τα ρεύματα παριστάνονται με φασιθέτες ή με περιστρεφόμενους φασιθέτες όπως αυτοί ορίστηκαν στο Κεφ. 3.

Τα διαγώνια στοιχεία περιλαμβάνουν τις αυτεπαγωγές :

$$Z_{kk} = R_k + R_{k'} + i2 \cdot 10^{-4} \omega \ln \frac{D_{kk'}}{D_{kk}}$$
(4.2)

D<sub>kk</sub> = 0.7788*r* για συμπαγείς αγωγούς με *r* την ακτίνα του αγωγού και D<sub>kk</sub> = GMR για πολύκλωνους αγωγούς και τα μη διαγώνια περιλαμβάνουν τις αμοιβαίες επαγωγές:

$$Z_{km} = R_{k'} + i2 \cdot 10^{-4} \omega \ln \frac{D_{km'}}{D_{km}}$$
(4.3)

με D<sub>km</sub> την απόσταση του αγωγού k από οποιοδήποτε άλλο αγωγό m της γραμμής.

όπου  $D_{kk'} = D_{km'} = 658.5\sqrt{\rho/f} = D_e$  σε μέτρα (ρ η ειδική αντίσταση του εδάφους και f η συχνότητα) οι αποστάσεις μεταξύ ενός αγωγού k και του ειδώλου του k' και μεταξύ του ίδιου αγωγού k και του ειδώλου m' οποιουδήποτε άλλου αγωγού m και  $R_{k'} = 9.87 x 10^{-4} \Omega/km$ . Οι παραπάνω τιμές προκύπτουν τελικά αφού ληφθούν από τις διορθώσεις Carson, για την μεν επαγωγική αντίδραση οι δύο πρώτοι όροι, για την δε αντίσταση ο πρώτος όρος. Οι όροι αυτοί είναι επαρκείς για συχνότητες στην περιοχή των 50Hz [3], [4] και εξαιτίας του ότι λαμβάνονται μόνο οι συγκεκριμένοι όροι, οι αντιδράσεις από αυτεπαγωγή και αμοιβαία επαγωγή στις (4.2) και (4.3) είναι ανεξάρτητες του ύψους των αγωγών από το έδαφος.



Σχ. 4.1. Γραμμή τεσσάρων αγωγών παρουσία γης. (α) Τέλεια αγώγιμη γη. (β) Γη με πεπερασμένη αγωγιμότητα παριστάμενη με ισοδύναμο πέμπτο αγωγό *ee*'.

Θα πρέπει να επισημανθεί ότι οι εξισώσεις που προκύπτουν με τις διορθώσεις Carson δεν δίνουν διαφορές δυναμικού μεταξύ σημείων της γης. Οι τάσεις στους δύο ακροδέκτες (εισόδου – εξόδου) των αγωγών της γραμμής είναι ως προς κοινό σημείο αναφοράς στη γη [4]. Πτώσεις τάσης κατά μήκος της γης και κατά συνέπεια αντιστάσεις γείωσης του ουδέτερου αγωγού στο έδαφος δεν είναι δυνατόν να θεωρηθούν και αν υπάρχουν αμελούνται. Οι ακροδέκτες n, n' αναγκαστικά συνδέονται στην γη η οποία είναι ισοδυναμική. Μεταξύ των ακροδεκτών φάσεων και της κοινής αναφοράς τοποθετούνται τα φορτία και οι εν λόγω τάσεις είναι που προκύπτουν από την οποιαδήποτε επίλυση του δικτύου αφού πρώτα ο ουδέτερος αγωγός απαλειφθεί από την (4.1) λόγω του ότι  $V_n - V_{n'} = 0$ . Με άλλα λόγια δεν γράφονται στις (4.1) εξισώσεις για τους αγωγούς επιστροφής γης. Η εύρεση των φασικών τάσεων σε διάφορες θέσεις του δικτύου είναι επαρκής για την ανάλυση του, αλλά υπάρχουν ειδικές περιπτώσεις που μπορεί να μας ενδιαφέρει να υπολογιστούν τάσεις κατά μήκος του ουδέτερου αγωγού ή κατά μήκος της γης. Μια τέτοια περίπτωση είναι όταν ο ουδέτερος αγωγός γειώνεται μέσω αντιστάσεων σε διάφορα σημεία κατά την όδευση της γραμμής. Τότε αφού όλα τα μονοφασικά φορτία συνδέονται μεταξύ φάσης και ουδετέρου, οι τάσεις φάσης – ουδετέρου και φάσης – γης δεν ταυτίζονται και οι τάσεις του ουδέτερου αγωγού θα πρέπει να υπολογιστούν [5]. Κυρίως όμως, σε περίπτωση σφάλματος ως προς γη επηρεάζονται τόσο το ρεύμα του σφάλματος όσο και η ανύψωση της τάσης της γης και του γειωμένου ουδετέρου (τάση επαφής) που θα πρέπει να υπολογιστούν. Για να μπορούν να βρεθούν οι τάσεις των ακροδεκτών των αγωγών ως προς κάποιο απομακρυσμένο σημείο (της γης ή κάποιο άλλο) που θεωρείται αυθαίρετα ως αναφορά (για παράδειγμα η γείωση του ουδέτερου κόμβου του Μ/Σ), θα πρέπει να διατηρηθεί η επιστροφή μέσω της γης ως ξεχωριστή οντότητα [4]-[7].

Αφού στις (4.1) – (4.3) είναι  $D_{kk'} = D_{km'} = D_e$ , φαίνεται ότι μπορούμε να θεωρήσομε έναν ενιαίο αγωγό που αντιπροσωπεύει την επιστροφή μέσω της γης για όλους τους αγωγούς όπως στο σχ. 4.1β. Από παρατήρηση των (4.2), (4.3) συμπεραίνομε ότι μπορούμε να γράψομε ξεχωριστά τις αμοιβαίες επαγωγές σε σχέση με τον θεωρούμενο αγωγό επιστροφής μέσω γης, καθώς και την αυτεπαγωγή του αγωγού αυτού προσθέτοντας έτσι μια επιπλέον εξίσωση για αυτόν στις (4.1):

$\begin{bmatrix} V_a - V_{a'} \end{bmatrix}$	Z <sub>aa</sub>	$\mathbf{Z}_{ab}$	<b>Z</b> <sub>ac</sub>	<b>Z</b> an	z <sub>ae</sub>	$\begin{bmatrix} I_a \end{bmatrix}$
$V_b - V_{b'}$	Z <sub>ab</sub>	$z_{bb}$	$z_{bc}$	<b>Z</b> <sub>bn</sub>	z <sub>be</sub>	$I_b$
$\left  V_{c} - V_{c'} \right  =$	<b>Z</b> ac	$z_{bc}$	<b>Z</b> <sub>cc</sub>	<b>Z</b> <sub>cn</sub>	z <sub>ce</sub>	I <sub>c</sub>
$ V_n - V_{n'} $	Z <sub>an</sub>	<b>Z</b> <sub>bn</sub>	<b>Z</b> <sub>cn</sub>	<b>Z</b> nn	z <sub>ne</sub>	$I_n$
$\begin{bmatrix} V_e - V_{e'} \end{bmatrix}$	Z <sub>ae</sub>	<b>Z</b> be	z <sub>ce</sub>	<b>Z</b> <sub>ne</sub>	z <sub>ee</sub>	[Ie

όπου τα διαγώνια στοιχεία είναι:

(4.4)

$$z_{kk} = R_k + i2 \cdot 10^{-4} \omega \ln \frac{1}{D_{kk}}$$
(4.5)

και τα μη διαγώνια στοιχεία:

$$z_{km} = i2 \cdot 10^{-4} \omega \ln \frac{1}{D_{km}}$$
(4.6)

Τώρα πλέον μπορεί να θεωρηθεί το σημείο e ως η αναφορά μηδενικού δυναμικού ( $V_e = 0$ ) και το e' ως τοπικό σημείο αναφοράς. Για να είναι οι (4.4) – (4.6) ταυτόσημες με τις (4.1) – (4.3) αρκεί να ληφθεί για την απόσταση  $D_{ke}$  μεταξύ οποιουδήποτε αγωγού και του αγωγού που αντιπροσωπεύει την γη  $D_{ke}^2 = D_e$ , για την ακτίνα του αγωγού γης  $D_{ee} = 1m$  και για την αντίσταση του αγωγού επιστροφής γης  $R_e = R_{k'}$ . Πράγματι, παίρνοντας τις τάσεις στους σχηματιζόμενους βρόχους των φάσεων με τον αγωγό γης και με την αντικατάσταση  $I_e = -(I_a + I_b + I_c + I_n)$ , απαλείφοντας δηλαδή τον αγωγό γης, θα προκύψουν πάλι οι εξισώσεις (4.1) – (4.3). Για παράδειγμα για τον αγωγό φάσης a:

$$V_{a} - (V_{a'} - V_{e'}) = \left(R_{a} + R_{e} + i2 \cdot 10^{-4} \omega \ln \frac{1}{D_{ee}} + i2 \cdot 10^{-4} \omega \ln \frac{1}{D_{aa}} - i4 \cdot 10^{-4} \omega \ln \frac{1}{D_{ae}}\right) I_{a} + \frac{1}{2} \cdot 10^{-4} \omega \ln \frac{1}{D_{aa}} - i4 \cdot 10^{-4} \omega \ln \frac{1}{D_{ae}} - i$$

$$\left(R_{e} + i2 \cdot 10^{-4} \omega \ln \frac{1}{D_{ee}} + i2 \cdot 10^{-4} \omega \ln \frac{1}{D_{ab}} - i2 \cdot 10^{-4} \omega \ln \frac{1}{D_{be}} - i2 \cdot 10^{-4} \omega \ln \frac{1}{D_{ae}}\right) I_{b} + \cdots$$
(4.7)

$$\mu\epsilon \ Z_{aa} = R_a + R_e + i2 \cdot 10^{-4} \omega \ln \frac{D_{ae}^2}{D_{ee}D_{aa}} = R_a + R_e + i2 \cdot 10^{-4} \omega \ln \frac{D_e}{D_{aa}}$$

$$Z_{ab} = R_e + i2 \cdot 10^{-4} \omega \ln \frac{D_{be} D_{ae}}{D_{ee} D_{ab}} = R_e + i2 \cdot 10^{-4} \omega \ln \frac{D_e}{D_{ab}} \quad \kappa \lambda \pi$$

οι οποίες ταυτίζονται με τις αντίστοιχες Z<sub>aa</sub>, Z<sub>ab</sub> κλπ, που προκύπτουν από τις (4.2), (4.3).

Οι σχέσεις (4.4) – (4.6) είναι πιο γενικές από τις (4.1) – (4.3).

Τρεις περιπτώσεις μπορούν να διαχωριστούν:

#### Στερεά γειωμένος ουδέτερος αγωγός.

Αν ο ουδέτερος αγωγός είναι γειωμένος ανά σταθερά διαστήματα κατά μήκος μιας γραμμής και η αντίσταση γείωσης έχει μικρή τιμή, τότε μπορεί να θεωρηθεί ότι  $V_n = V_e$ ,  $V_{n'} = V_{e'}$  στην (4.4) [4]. Με την θεώρηση αυτή το ρεύμα επιστροφής της γραμμής μοιράζεται μεταξύ ουδετέρου αγωγού και γης. Ο πίνακας συνθέτων αντιστάσεων της γραμμής υπολογίζεται με την παρουσία της γης από τις (4.4) – (4.6) και στη συνέχεια με ενσωμάτωση του αγωγού επιστροφής γης όπως στην (4.7) καταλήγομε στον πίνακα 4x4 της (4.1). Τώρα πλέον είναι  $V_n - V_{n'} = 0$ , οπότε ακολουθεί η εξάλειψη του ουδετέρου και ο τελικός πίνακας συνθέτων αντιστάσεων 3x3. Η διαφορά δυναμικού κατά μήκος της γης και του ουδετέρου και τα ρεύματα αυτών μπορούν να υπολογιστούν αν χρειάζονται μετά την επίλυση του δικτύου, με δεδομένες τις τάσεις ακροδεκτών και τα ρεύματα των αγωγών φάσεων. Φυσικά, ο πίνακας συνθέτων αντιστάσεων της γραμμής στην περίπτωση αυτή, μπορεί εναλλακτικά να προκύψει απ' ευθείας με τις (4.1) – (4.3) αν δεν μας ενδιαφέρει να υπολογίσομε τάσεις και ρεύματα ουδετέρου και γης.

#### Αγείωτος ουδέτερος αγωγός.

Αν ο ουδέτερος είναι αγείωτος ή αν γειώνεται μόνο στον ουδέτερο κόμβο του Μ/Σ ή αν τέλος γειώνεται σε διάφορα σημεία αλλά η αντίσταση γείωσης του έχει μεγάλη τιμή, τότε με την προϋπόθεση ότι δεν υπάρχει σφάλμα ως προς γη, ρεύματα μηδενικής ακολουθίας στους αγωγούς φάσεων επιστρέφουν μέσω του ουδετέρου αγωγού. Ισχύει ότι  $\sum \tilde{l}_k = 0$ , k = a, b, c, n και

η επαγόμενη τάση στην γη από τα ρεύματα μηδενικής ακολουθίας είναι μικρή με αποτέλεσμα η παρουσία της γης να επιδρά στην αντίσταση μηδενικής ακολουθίας όσο και στις αντιστάσεις θετικής ή αρνητικής ακολουθίας, δηλαδή αμελητέα. Στην περίπτωση αυτή ο πίνακας συνθέτων αντιστάσεων γραμμής μπορεί να υπολογιστεί χωρίς την παρουσία της γης [4]. Η γραμμή με την θεώρηση αυτή φαίνεται στο σχ. 4.2.α. Ο πίνακας συνθέτων αντιστάσεων θα είναι όπως στην (4.4) αλλά διαστάσεων 4x4, χωρίς την πέμπτη γραμμή και στήλη και τα στοιχεία του θα προκύπτουν από τις (4.5), (4.6). Την θέση του αγωγού επιστροφής έχει ο ουδέτερος ο οποίος, όπως προηγουμένως ο αγωγός γης, ενσωματώνεται στους αγωγούς φάσης:

$$\begin{bmatrix} V_{a} - (V_{a'} - V_{n'}) \\ V_{b} - (V_{b'} - V_{n'}) \\ V_{c} - (V_{c'} - V_{n'}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{abc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{a} \\ I_{b} \\ I_{c} \end{bmatrix}$$
(4.8)

Ο πίνακας αντιστάσεων [Z<sub>abc</sub>] έχει στοιχεία:

$$Z_{kk} = z_{kk} - 2z_{kn} + z_{nn}$$

$$Z_{km} = z_{km} - z_{kn} - z_{mn} + z_{nn}$$

$$k,m = a,b,c$$
(4.9)

Η γραμμή που περιγράφεται με τις εξισώσεις (4.8), (4.9) φαίνεται στο σχ. 4.2β.

Διαφορές δυναμικού κατά μήκος του ουδετέρου και το ρεύμα που τον διαρρέει μπορούν να βρεθούν από τα ρεύματα και τις τάσεις των φάσεων μετά την επίλυση του δικτύου.



Σχ. 4.2. Γραμμή τεσσάρων αγωγών με απομονωμένο ουδέτερο. Η παρουσία της γης αμελείται. (α) Τάσεις με τοπική αναφορά. (β) Τάσεις με κοινή αναφορά μετά την εξάλειψη του ουδετέρου.

#### Γενική περίπτωση γειωμένου ουδέτερου αγωγού.

Αν δεν μπορεί να θεωρηθεί καμία από τις παραπάνω δύο περιπτώσεις τότε η σύνθετη αντίσταση γραμμής υπολογίζεται από τις (4.4) – (4.6) και έχει διαστάσεις 5x5 χωρίς καμία παραπέρα τροποποίηση. Τα φορτία και οι πηγές συνδέονται μεταξύ φάσεων και ουδετέρου αγωγού. Ο πέμπτος αγωγός μπορεί να αντιστοιχεί στην γη όπως περιγράφηκε ή στον αγωγό προστασίας (PE) οπότε στην δεύτερη περίπτωση διαρρέεται από ρεύμα μόνο σε περίπτωση σφάλματος ως προς τα μεταλλικά μέρη.

Για γραμμές με έναν ή δύο αγωγούς φάσης ο πίνακας συνθέτων αντιστάσεων υπολογίζεται από τις (4.4) – (4.6) όπου μπορεί να συμμετέχει εκτός από τον ουδέτερο και αγωγός γης. Προφανώς,

στις δύο πρώτες περιπτώσεις που ο ουδέτερος αγωγός θεωρείται είτε στερεά γειωμένος ή απομονωμένος από την γη, μετά την ενσωμάτωσή του η σύνθετη αντίσταση γραμμής θα είναι η συνολική αντίσταση του βρόχου φάσης – ουδετέρου για γραμμή με μια φάση ή ένας πίνακας 2x2 για γραμμή με δύο φάσεις.

Η συνήθης διαδικασία που ακολουθεί την κατάρτιση του στοιχειώδους πίνακα συνθέτων αντιστάσεων είναι η μετάβαση από τις στοιχειώδεις εξισώσεις της γραμμής στις εξισώσεις κόμβων οι οποίες συνδέουν μεταξύ τους τα μεγέθη – τάσεις και ρεύματα κόμβων – που έχουν άμεσο ενδιαφέρον για την εξέταση του συστήματος.

#### 4.3.2 Κατασκευή του πίνακα αγωγιμοτήτων κόμβων

Η μετατροπή του πίνακα αντιστάσεων γραμμής σε συμμετρικές ακολουθιακές συνιστώσες μας δίνει το βαθμό της ασυμμετρίας, αλλά δεν μπορεί να είναι ιδιαίτερα χρήσιμη στην περαιτέρω ανάλυση. Ακόμα και αν αμεληθεί η ασυμμετρία από την διάταξη των αγωγών παίρνοντας τον μέσο όρο για τα διαγώνια και τα μη διαγώνια στοιχεία, θα πρέπει και τα φορτία να θεωρηθούν συμμετρικά για να παρασταθούν ως σύνθετες αντιστάσεις. Μεγάλη δυσχέρεια δημιουργείται επίσης από την ανάπτυξη του δικτύου σε διάφορα σημεία του με μόνο μια ή δύο φάσεις, όπως συνήθως συμβαίνει στις διακλαδώσεις από την κύρια γραμμή μέχρι τις θέσεις των καταναλώσεων. Επειδή η ασυμμετρία αυτή δεν εντοπίζεται σε μία αλλά σε διάφορες θέσεις του δικτύου οι συμμετρικές συνιστώσες είναι αναποτελεσματικές και η συνέχεια της μοντελοποίησης γίνεται χρησιμοποιώντας την φυσική παράσταση των γραμμών, με μόνο τους αγωγούς φάσεων στις δύο πρώτες περιπτώσεις που ξεχωρίστηκαν και με επιπλέον τους αγωγούς ουδετέρου και γης στην τρίτη περίπτωση.

Στις δύο πρώτες περιπτώσεις που ο στοιχειώδης πίνακας της γραμμής μετά την συγχώνευση των πρόσθετων αγωγών περιλαμβάνει μόνο τους αγωγούς φάσεων, οι εξισώσεις κόμβων για μια γραμμή αφορούν τις εγχύσεις ρεύματος στους ακροδέκτες φάσεων της γραμμής και τις αντίστοιχες τάσεις φάσεων – ουδετέρου των ακροδεκτών ως προς κοινή αναφορά (σχ. 4.28). Στην τρίτη περίπτωση οι εγχύσεις ρευμάτων και οι τάσεις των ακροδεκτών στις εξισώσεις κόμβων της γραμμής έχουν τοπική αναφορά η οποία είναι οι αντίστοιχοι ακροδέκτες του ουδετέρου αγωγού. Ειδικά για την περίπτωση αυτή, ο μετασχηματισμός από την στοιχειώδη περιγραφή της γραμμής με την (4.4) στην αντίστοιχη περιγραφή με εξισώσεις κόμβων καθώς και η επόμενη φάση που είναι σύνθεση των εξισώσεων κόμβων όλου του δικτύου, μπορεί ενδεχομένως να πραγματοποιηθεί με την χρήση της θεωρίας των γράφων όπως εφαρμόζεται στα ηλεκτρικά δίκτυα [8]. Αντίθετα, στις δύο πρώτες περιπτώσεις, η μετατροπή της παράστασης της γραμμής σε εξισώσεις κόμβων γίνεται εύκολα και ακολούθως η σύνθεση του πίνακα αγωγιμοτήτων όλου του δικτύου μπορεί να γίνει με απλή επισκόπηση, όπως στην περίπτωση παράστασης του με μία φάση όταν θεωρείται πλήρης συμμετρία [9], [10]. Οι αντίστοιχες προσεγγιστικές παραδοχές που υιοθετούνται στις εν λόγω δύο περιπτώσεις είναι η επιλογή σε όλες τις μεθόδους ανάλυσης των δικτύων διανομής Μ.Τ., είτε πρόκειται για ροή φορτίου ή για υπολογισμό βραχυκυκλωμάτων [11]. Επίσης στην [12] και την [13] θεωρούνται αντίστοιχα η πρώτη και η δεύτερη περίπτωση και χρησιμοποιείται η θεωρία γράφων για την σύσταση των εξισώσεων κόμβων του δικτύου. Στα πλαίσια της παρούσας εργασίας μας ενδιαφέρει η μοντελοποίηση του δικτύου να συμπεριλαμβάνει τις συνέπειες της ασυμμετρίας στο βαθμό που επηρεάζουν τις τάσεις και τα ρεύματα του σχηματιζόμενου μικροδικτύου. Οι ακριβείς τάσεις του ουδετέρου κατά την ομαλή λειτουργία και η τάση ανύψωσης γης ή του προστατευτικού αγωγού (ΡΕ) κατά το βραχυκύκλωμα ως προς γη δεν ανήκουν στο αντικείμενο της εξέτασης. Με τα δεδομένα αυτά επιλέγεται η μοντελοποίηση του δικτύου με την δεύτερη περίπτωση κατά την οποία ο ουδέτερος αγωγός θεωρείται απομονωμένος και το ρεύμα επιστροφής της γραμμής διαρρέει αποκλειστικά τον αγωγό αυτό. Μετά τον σχηματισμό του στοιχειώδους πίνακα 3x3 της γραμμής μόνο με τις φάσεις, η συνέχεια της μοντελοποίησης είναι κοινή και για τις δύο περιπτώσεις απομονωμένου ή σταθερά γειωμένου ουδετέρου και περιγράφεται ακολούθως:

Αρχικά η στοιχειώδης εξίσωση της γραμμής γράφεται με αγωγιμότητες:

$$\begin{bmatrix} I_{a} \\ I_{b} \\ I_{c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{aa} & Y_{ab} & Y_{ac} \\ Y_{ab} & Y_{bb} & Y_{bc} \\ Y_{ac} & Y_{bc} & Y_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta V_{a} \\ \Delta V_{b} \\ \Delta V_{c} \end{bmatrix}$$
(4.9)

όπου για την περίπτωση στερεά γειωμένου ουδετέρου :  $\Delta V_a = V_a - V_{a'}$  κλπ και για την περίπτωση απομονωμένου ουδετέρου:  $\Delta V_a = V_a - (V_{a'} - V_{n'})$  κλπ. Για κάθε ένα αγωγό φάσης χωριστά, το διάνυσμα που συνδέει την διαφορά δυναμικού με τις τάσεις των ακροδεκτών του είναι  $\begin{bmatrix} 1 & -1 \end{bmatrix}$ , ενώ το ανάστροφό του  $\begin{bmatrix} 1 & -1 \end{bmatrix}^T$ , συνδέει τις εγχύσεις ρεύματος στους ακροδέκτες με το ρεύμα που τον διαρρέει. Γράφοντας σε έναν πίνακα και τα τρία διανύσματα:

$$\begin{bmatrix} \Delta V_{a} \\ \Delta V_{b} \\ \Delta V_{c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a} & V_{a'} & V_{b} & V_{b'} & V_{c} & V_{c'} \end{bmatrix}^{T}$$
(4.10)

$$\begin{bmatrix} J_{a} & J_{a'} & J_{b} & J_{b'} & J_{c} & J_{c'} \end{bmatrix}^{T} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}^{T} \begin{bmatrix} I_{a} \\ I_{b} \\ I_{c} \end{bmatrix}$$
(4.11)

Στην (4.10) χρησιμοποιείται και για τις δύο περιπτώσεις, στερεά γειωμένου και απομονωμένου ουδετέρου, κοινός συμβολισμός για τις τάσεις ακροδεκτών (κόμβων). Με αναδιάταξη γραμμών και στηλών ώστε οι ακροδέκτες που ανήκουν στην ίδια πλευρά να είναι συνεχόμενοι, ο πίνακας μετατροπής στις (4.10), (4.11) γίνεται  $\begin{bmatrix} I & -I \end{bmatrix}$ και  $\begin{bmatrix} I & -I \end{bmatrix}^T$  αντίστοιχα, όπου I μοναδιαίος πίνακας διαστάσεων 3x3. Ύστερα από την αλλαγή αυτή, συνδυασμός των (4.9) – (4.11) δίνει την παράσταση της γραμμής με εξισώσεις κόμβων ως:

$$\begin{bmatrix} J_{a} & J_{b} & J_{c} & J_{a'} & J_{b'} & J_{c'} \end{bmatrix}^{T} = \begin{bmatrix} [Y_{abc}] & -[Y_{abc}] \\ -[Y_{abc}] & [Y_{abc}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a} & V_{b} & V_{c} & V_{a'} & V_{b'} & V_{c'} \end{bmatrix}^{T}$$
(4.12)

Είναι φανερό από την (4.12) ότι όλοι οι αγωγοί της γραμμής μπορεί να νοηθούν ως μία ενιαία γραμμή με αγωγιμότητα τον πίνακα  $[Y_{abc}]$ . Με την λογική αυτή η γραμμή αντιστοιχεί σε ένα κλάδο του δικτύου και οι τρεις κόμβοι των ακροδεκτών αντιστοιχούν σε έναν κόμβο του δικτύου [9]. Έτσι η σύνδεση της κάθε γραμμής με στους αντίστοιχους κόμβους θα εμφανίζεται στον πίνακα προσπτώσεως κόμβων – κλάδων του δικτύου με στοιχεία I, -I, 0όπου I και 0 μοναδιαίος και μηδενικός πίνακας με διαστάσεις 3x3. Για τον λόγο αυτό μπορούμε εύκολα να φτιάξομε τον πίνακα αγωγιμοτήτων κόμβων του δικτύου, μεταχειριζόμενοι την τριφασική γραμμή σαν μια μονοφασική με αγωγιμότητα τον πίνακα  $[Y_{abc}]$ , ακολουθώντας την ίδια μέθοδο με την περίπτωση της μονοφασικής παράστασης πλήρως συμμετρικού δικτύου. Ο πίνακας αγωγιμοτήτων κόμβων του δικτύου γαι το αντίστοιχος της παράστασης με μία φάση.

Με την φυσική παράσταση των φάσεων γίνεται και η μοντελοποίηση των υπολοίπων στοιχείων του δικτύου όπως τα φορτία, οι πηγές και ο Μ/Σ διανομής Μ.Τ/Χ.Τ..

Τα φορτία και οι πηγές μπορούν να διαχωριστούν ανάλογα με το αν ο ουδέτερος κόμβος συνδέεται με τον ουδέτερο αγωγό του δικτύου ή όχι. Στην πρώτη περίπτωση, που είναι και η αναμενόμενη, τα φορτία και οι πηγές συνδέονται μέσω γραμμής τεσσάρων αγωγών (σχ. 4.3). Τότε φορτίο παριστάμενο σαν σταθερή σύνθετη αντίσταση σε αστέρα αντιστοιχεί σε έναν διαγώνιο πίνακα  $[Y_{abc}]$ όπου  $Y_{kk} = (P_k - iQ_k)/|V|^2$ , k = a,b,c, ο οποίος προστίθεται στα αντίστοιχα διαγώνια στοιχεία του κόμβου του δικτύου στον οποίο συνδέεται. Μονοφασικά φορτία συνδέονται αναγκαστικά μεταξύ φάσης και ουδετέρου. Οι διαστάσεις 3x3 του στοιχειώδους

πίνακα διατηρούνται για γραμμές τροφοδότησης και φορτία με μόνο μία ή δύο φάσεις ώστε να διευκολύνεται ο σχηματισμός του πίνακα κόμβων όλου του δικτύου.

Όσον αφορά τις πηγές ο στοιχειώδης πίνακας  $[Y_{abc}]$ αντιστοιχεί στον αντίστροφο πίνακα συνθέτων αντιστάσεων  $[Z_{abc}]$  στάτη στρεφόμενων μηχανών ή στα φίλτρα των αντιστροφέων όπως περιγράφεται από τις εξισώσεις (3.39) του Κεφ. 3 για την μηχανή επαγωγής και τον αντιστροφέα και τις (3.46) για την σύγχρονη μηχανή. Παράσταση των πηγών με ισοδύναμο κύκλωμα κατά Thevenin χρειάζεται την δημιουργία ενός ακόμη κόμβου στο δίκτυο όπου θα συνδέονται οι εσωτερικές τάσεις των πηγών (*a*", *b*", *c*" στο σχ. 4.3β). Αν χρησιμοποιηθεί το ισοδύναμο πηγής ρεύματος κατά Norton, ο πίνακας αγωγιμοτήτων του «στάτη» συνδέεται απλώς στον κόμβο του δικτύου που αντιστοιχεί στους τρεις ακροδέκτες (*a*', *b*', *c*' στο σχ. 4.3β). Μονοφασικές πηγές συνδέονται μεταξύ μιας φάσης και του ουδετέρου και αποτελούν, όσον αφορά την σύνδεση με το δίκτυο, υποπερίπτωση των τριφασικών πηγών.



Σχ. 4.3. Σύνδεση τριφασικού φορτίου ή πηγής με γραμμή τεσσάρων αγωγών. (α) Πριν την ενσωμάτωση του ουδετέρου αγωγού (β) Μετά την ενσωμάτωση του ουδετέρου αγωγού.

Όταν ο ουδέτερος κόμβος των φορτίων ή των πηγών είναι απομονωμένος από τον ουδέτερο αγωγό του δικτύου (σχ. 4.4), τότε οποιαδήποτε σύνθετη αντίσταση φορτίου ή εσωτερική τάση πηγής δεν συνδέεται με την αναφορά του σχ. 4.2β. Ο ουδέτερος κόμβος έχει δυναμικό σε σχέση με την αναφορά  $V_N = (V_a + V_b + V_c)/3 = V_0$ . Αντικαθιστώντας την τάση  $V_N$  του ουδετέρου κόμβου στις εξισώσεις τάσεων των σχηματιζόμενων βρόχων του σχ. 4.4α, η εξίσωση κόμβων στο σημείο σύνδεσης με το υπόλοιπο δίκτυο είναι:

$$\begin{bmatrix} I_{a} \\ I_{b} \\ I_{c} \end{bmatrix} = (Y_{s} - Y_{m}) \begin{bmatrix} -2/3 & -1/3 & -1/3 \\ -1/3 & -2/3 & -1/3 \\ -1/3 & -1/3 & -2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{a} \\ V_{b} \\ V_{c} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Y_{abc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} E_{a} \\ E_{b} \\ E_{c} \end{bmatrix}$$
(4.13)

Ο πίνακας  $[Y_{abc}]$  είναι το άθροισμα του πίνακα αγωγιμοτήτων της γραμμής και του πίνακα αγωγιμοτήτων του φορτίου ή του στάτη της πηγής και έχει διαγώνια στοιχεία  $Y_s$  και μη διαγώνια  $Y_m$ . Θεωρείται συμμετρική γραμμή και πίνακας πηγής με  $Z_1 = Z_2 \neq Z_0$ . Η σύνθετη αντίσταση της γραμμής τροφοδότησης υπολογίζεται από τις (4.4) – (4.6) χωρίς αγωγό επιστροφής, δηλαδή  $\sum_k \tilde{I}_k = 0$ , k = a, b, c και είναι διαστάσεων 3x3. Ουσιαστικά ο πίνακας που

προστίθεται στον πίνακα αγωγιμοτήτων κόμβων του δικτύου είναι ο πίνακας που πολλαπλασιάζει το διάνυσμα των τάσεων του δικτύου στην (4.13) και αντιστοιχεί σε συνδεσμολογία κατά δέλτα των αγωγών της γραμμής και του στάτη της πηγής (σχ. 4.4β).



Σχ. 4.4. (α) Σύνδεση τριφασικού φορτίου ή πηγής με γραμμή τριών αγωγών φάσεων (β) Ισοδύναμο κύκλωμα για την περίπτωση φορτίου.

Τέλος σημειώνεται ότι οποιαδήποτε φορτία σε σύνδεση κατά δέλτα ή οποιεσδήποτε συνδέσεις μεταξύ φάσεων στους κόμβους μπορούν να ενταχθούν, προσθέτοντας και αφαιρώντας αγωγιμότητες στα αντίστοιχα διαγώνια και μη διαγώνια στοιχεία του πίνακα αγωγιμοτήτων του δικτύου.

#### Πίνακας αγωγιμοτήτων κόμβων Μ/Σ

Ο στοιχειώδης πίνακας του Μ/Σ κανονικά περιλαμβάνει έξι συζευγμένα τυλίγματα και είναι διαστάσεων 6x6 [10]. Ανάλογα με τον τρόπο σύνδεσης των τυλιγμάτων στις δύο πλευρές μπορεί να σχηματιστεί ο πίνακας προσπτώσεως κόμβων – κλάδων και να γίνει η μετάβαση από τον στοιχειώδη πίνακα στον πίνακα αγωγιμοτήτων κόμβων διαστάσεων 6x6, όπως ο αντίστοιχος πίνακας της γραμμής στην (4.12). Η μοντελοποίηση του τριφασικού Μ/Σ με τον τρόπο αυτό θα είναι ακριβής, αλλά χρειάζεται να υπάρχουν διαθέσιμες οι τιμές όλων των αγωγιμοτήτων διέγερσης και μεταφοράς από μετρήσεις βραχυκύκλωσης, οι οποίες συνήθως δεν διατίθενται. Για τον λόγο αυτό και επειδή οι αγωγιμότητες μεταφοράς μεταξύ τυλιγμάτων που βρίσκονται σε διαφορετικά πόδια του πυρήνα θα είναι πολύ μικρές, η μοντελοποίηση του Μ/Σ γίνεται σα να επρόκειτο για τρεις μονοφασικούς Μ/Σ και ο στοιχειώδης πίνακας αφορά τρία ζεύγη συζευγμένων τυλιγμάτων [10]:

$$\begin{bmatrix} I_1\\ I_2\\ I_3\\ I_4\\ I_5\\ I_6 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & -Y_M & 0 & 0 & 0 & 0\\ -Y_M & Y_{22} & 0 & 0 & 0 & 0\\ 0 & 0 & Y_{11} & -Y_M & 0 & 0\\ 0 & 0 & -Y_M & Y_{22} & 0 & 0\\ 0 & 0 & 0 & 0 & Y_{11} & -Y_M\\ 0 & 0 & 0 & 0 & -Y_M & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1\\ V_2\\ V_3\\ V_4\\ V_5\\ V_6 \end{bmatrix}$$
(4.14)

Τα συζευγμένα τυλίγματα στην (4.14) είναι με βάση την αρίθμηση 1-2, 3-4, 5-6. Αν ο Μ/Σ λειτουργεί με λόγο μετασχηματισμού διαφορετικό από τον ονομαστικό τότε μπορούμε σε κάθε ζεύγος συζευγμένων τυλιγμάτων να θεωρήσομε και έναν ιδανικό μετασχηματιστή με λόγο *t*:1, *t* = *a*/*b* όπου *a* και *b* ο μη ονομαστικός και ο ονομαστικός λόγος μετασχηματισμού. Έτσι θα λαμβανόταν υπόψη στον υποπίνακα 2x2 του κάθε ζεύγους τυλιγμάτων ο διαφορετικός λόγος μετασχηματισμού όπως γίνεται και στην περίπτωση μονοφασικής παράστασης Μ/Σ κατά την συμμετρική λειτουργία.

Στην περίπτωση μονοφασικής μοντελοποίησης του Μ/Σ ο στοιχειώδης υποπίνακας 2x2 θα ταυτιζόταν με τον πίνακα αγωγιμοτήτων κόμβων του Μ/Σ (ισοδύναμο κύκλωμα π). Στην περίπτωση της τριφασικής παράστασης οι τέσσερις ακροδέκτες για κάθε ζεύγος τυλιγμάτων διατηρούνται και χρειάζεται ο πίνακας προσπτώσεως κόμβων – κλάδων, που έχει την πληροφορία σύνδεσης των ακροδεκτών, για να μετατραπεί ο στοιχειώδης πίνακας της (4.14) σε πίνακα αγωγιμοτήτων.

Όσον αφορά τα στοιχεία του υποπίνακα 2x2, αν είναι γνωστές οι  $Y_{sc}$ ,  $Y_{oc}$  από τις μετρήσεις βραχυκύκλωσης και ανοιχτοκύκλωσης, τότε μπορούν να προσεγγιστούν ως:  $Y_{11} = Y_{22} \simeq Y_{sc}$ ,  $Y_M \simeq Y_{sc} - Y_{oc}/2$  [10]. Διαφορετικά, αν είναι γνωστή μόνο η τιμή  $Y_{sc}$  από την μέτρηση βραχυκύκλωσης, θεωρούμε:  $Y_{11} = Y_{22} \simeq Y_{sc}$  [9], [10], [14].

Με τις αγωγιμότητες στην (4.14) ανά μονάδα, αν ο Μ/Σ είναι Δ-Υ ή Δ-Δ, οι τάσεις και τα ρεύματα του ενός ή και των δύο συζευγμένων τυλιγμάτων αντίστοιχα θα είναι ανά μονάδα ως προς βάση την πολική τάση και το ρεύμα του τριγώνου. Επειδή οι τάσεις και τα ρεύματα κόμβων του δικτύου μετά την μετατροπή της (4.14) σε εξίσωση κόμβων θα είναι ανά μονάδα ως προς την τάση φάσης – ουδετέρου και το ρεύμα της γραμμής, θα πρέπει και οι τάσεις και τα ρεύματα των τυλιγμάτων που συνδέονται κατά Δ να μετατραπούν σε ανά μονάδα ως προς τις βασικές τιμές του δικτύου:  $I_{p.u.\Delta} = \sqrt{3}I_{p.u.}, V_{p.u.\Delta} = V_{p.u.}/\sqrt{3}$ . Έτσι, ο κάθε υποπίνακας 2x2 στην (4.14) που συνδέει ρεύματα και τάσεις συζευγμένων τυλιγμάτων ανά μονάδα σε βασικές τιμές δικτύου θα είναι στην γενική περίπτωση:

$$\begin{bmatrix} I_{1\rho u} \\ I_{2\rho u} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1/\sqrt{3}) & 0 \\ 0 & (1/\sqrt{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} Y_{11} & -Y_M \\ -Y_M & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (1/\sqrt{3}) & 0 \\ 0 & (1/\sqrt{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{1\rho u} \\ V_{2\rho u} \end{bmatrix}$$
(4.15)

Ο συντελεστής 1/√3 στην (4.15) είναι εντός παρένθεσης γιατί ενδέχεται ένα από τα διαγώνια στοιχεία των πινάκων ή και τα δύο να είναι μονάδα (Μ/Σ Υ-Δ ή Υ-Υ).

Ο πίνακας αγωγιμοτήτων κόμβων προκύπτει όπως αναφέρθηκε ως:

$$[Y_n] = K[Y_{abc}]K^T$$
(4.16)

όπου *K* ο πίνακας προσπτώσεως κόμβων – κλάδων και [Y<sub>abc</sub>] ο στοιχειώδης πίνακας της (4.14) ύστερα από ενδεχόμενη μετατροπή του κάθε υποπίνακα 2x2 με την (4.15).

Οι εξισώσεις κόμβων του Μ/Σ είναι:

$$\begin{bmatrix} [I_A] \\ [I_B] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [Y_{AA}] & [Y_{AB}] \\ [Y_{AB}]^T & [Y_{BB}] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [V_A] \\ [V_B] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_n \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [V_A] \\ [V_B] \end{bmatrix}$$
(4.17)

Τα γράμματα A και B αντιστοιχούν στους τρεις κόμβους της κάθε πλευράς που συνδέει ο Μ/Σ. Οι αντίστοιχοι υποπίνακες τάσεων, ρευμάτων είναι 3x1 και οι υποπίνακες των αγωγιμοτήτων είναι 3x3.

Συνεχόμενη αρίθμηση των κλάδων που αντιστοιχούν στα τυλίγματα που είναι συζευγμένα δίνει την δυνατότητα να ληφθεί σωστά υπόψη η μετατόπιση φάσης μέσω των υποπινάκων [Y<sub>AB</sub>], οι οποίοι περιλαμβάνουν τις αγωγιμότητες μεταφοράς που συνδέουν τους κόμβους πρωτεύοντος και δευτερεύοντος μεταξύ τους.



Σχ. 4.5. Αρίθμηση κόμβων και κλάδων για Μ/Σ (α) ΔΥ11 (β) ΔΥ1 (γ) ΥΔ9

Για παράδειγμα για τρεις Μ/Σ DY11, DY1, YD9 η αρίθμηση φαίνεται στο σχ. 4.5 και οι πίνακες προσπτώσεως κόμβων – κλάδων είναι αντίστοιχα:

	1	2	3	4	5	6		1	2	3	4	5	6		1	2	3	4	5	6
1	1	0	0	0	-1	0	1	1	0	-1	0	0	0	1	[1	0	0	0	0	0 ]
2	-1	0	1	0	0	0	2	0	0	1	0	-1	0	2	0	0	1	0	0	0
3	0	0	-1	0	1	0	3	-1	0	0	0	1	0	3	0	0	0	0	1	0
4	0	1	0	0	0	0	4	0	1	0	0	0	0	4	0	0	0	1	0	-1
5	0	0	0	1	0	0	5	0	0	0	1	0	0	5	0	-1	0	0	0	1
6	0	0	0	0	0	1	6	0	0	0	0	0	1	6	0	1	0	-1	0	0

Μετά τον μετασχηματισμό με την (4.16) οι υποπίνακες [Y<sub>AA</sub>]ή [Y<sub>BB</sub>]κατά περίπτωση, που συνδέουν κόμβους της ίδιας πλευράς είναι αντίστοιχα για την πλευρά Y και την Δ :

 $\begin{bmatrix} Y_{sc} & 0 & 0 \\ 0 & Y_{sc} & 0 \\ 0 & 0 & Y_{sc} \end{bmatrix}, \qquad \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2Y_{sc} & -Y_{sc} & -Y_{sc} \\ -Y_{sc} & 2Y_{sc} & -Y_{sc} \\ -Y_{sc} & -Y_{sc} & 2Y_{sc} \end{bmatrix}$ 

Οι υποπίνακες που συνδέουν τους κόμβους της πλευράς Δ με τους κόμβους της πλευράς Υ είναι για καθένα από τους Μ/Σ DY11, DY1, YD9:

$$\begin{bmatrix} Y_{AB} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} -Y_{sc} & 0 & Y_{sc} \\ Y_{sc} & -Y_{sc} & 0 \\ 0 & Y_{sc} & -Y_{sc} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} Y_{AB} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} -Y_{sc} & Y_{sc} & 0 \\ 0 & -Y_{sc} & Y_{sc} \\ Y_{sc} & 0 & -Y_{sc} \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} Y_{AB} \end{bmatrix}^T = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 0 & -Y_{sc} & Y_{sc} \\ Y_{sc} & 0 & -Y_{sc} \\ -Y_{sc} & Y_{sc} & 0 \end{bmatrix}$$

Ο Μ/Σ Μ.Τ./Χ.Τ. που συγκεκριμένα μας ενδιαφέρει, έχει αναγκαστικά το δευτερεύον σε συνδεσμολογία αστέρα ώστε να υπάρχει στο δίκτυο ουδέτερος αγωγός και είναι συνήθως ΔΥ. Σημειώνεται ότι με την θεώρηση απομονωμένου ουδετέρου, αναφορά των τάσεων του Μ/Σ είναι ο ουδέτερος κόμβος του αστέρα στο δευτερεύον, ο οποίος ταυτίζεται με την αναφορά του δικτύου του σχ. 4.2β. Αντίσταση γείωσης του ουδέτερου κόμβου προς την γη δεν θεωρείται, για τους λόγους που ήδη αναφέρθηκαν στην μοντελοποίηση των γραμμών του δικτύου. Το ίδιο συμβαίνει και αν θεωρηθεί στερεά γειωμένος ουδέτερος, δεδομένου ότι ο ουδέτερος αγωγός των γραμμών που έχουν αφετηρία τον Μ/Σ συνδέεται στον ουδέτερο κόμβο του δευτερεύοντος και όχι στην γη.

### 4.4 Δίκτυο αναφοράς για την μελέτη εφαρμογής μικροδικτύου

Στα πλαίσια του ερευνητικού προγράμματος «Microgrids» [1] αναπτύχθηκε ένα δίκτυο ειδικά για να αποτελέσει κοινή αναφορά στην εξέταση της εισαγωγής μονάδων παραγωγής στο δίκτυο Χ.Τ. και της δημιουργίας του μικροδικτύου [15]. Το δίκτυο αυτό συγκεντρώνει μόνο όλα τα στοιχεία ενός πραγματικού δικτύου Χ.Τ. τα οποία είναι απαραίτητα κατά την μελέτη διαφόρων τεχνικών που αφορούν την λειτουργία του μικροδικτύου. Αφορά δίκτυο διανομής Χ.Τ. ηλεκτρικής εταιρείας και ως βάση του έχει το ελληνικό δημόσιο δίκτυο Χ.Τ.. Δεν θεωρούνται τυχόν αλλαγές ή τροποποιήσεις που μπορεί να απαιτηθούν για την εφαρμογή του μικροδικτύου, αλλά αποτυπώνονται μόνο τεχνικά στοιχεία που αφορούν την παρούσα κατάσταση.

Παρουσιάζεται στο σχ. 4.6 και περιλαμβάνει τρεις γραμμές οι οποίες τροφοδοτούν διαφορετικά είδη καταναλωτών ώστε να μπορούν να δημιουργηθούν τρία μικροδίκτυα πιθανώς με διαφορετικά είδη μικροπηγών τα οποία ενδεχομένως να συνδέονται και παράλληλα. Το σύστημα γείωσης όπως φαίνεται στο σχ. 4.6 είναι TN-C και μετά το ερμάριο σύνδεσης των καταναλωτών μετατρέπεται σε TN-S. Η πρώτη γραμμή τροφοδοτεί οικιακούς καταναλωτές εναέρια με συνεστραμμένα μονοπολικά καλώδια. Οι αποστάσεις των στύλων είναι 35m. Η δεύτερη γραμμή είναι υπόγεια μήκους 200m και τροφοδοτεί με τριπολικό καλώδιο συγκεντρικού ουδετέρου μια

#### Κεφαλαίο 4

βιοτεχνία. Η τρίτη είναι εναέρια γραμμή γυμνών αγωγών και τροφοδοτεί εμπορικούς καταναλωτές. Οι αποστάσεις μεταξύ των στύλων στην γραμμή αυτή είναι 30m. Τα καλώδια παροχέτευσης προς τα ερμάρια σύνδεσης των καταναλωτών, στην πρώτη και την τρίτη γραμμή, είναι τριπολικά (ή μονοπολικά για μονοφασική σύνδεση) με συγκεντρικό ουδέτερο αγωγό. Το μήκος της παροχέτευσης θεωρείται 30m σε όλες τις περιπτώσεις.



Σχ. 4.6. Το δίκτυο αναφοράς Χ.Τ. με τρεις γραμμές τροφοδότησης [15]

Στον Πίνακα 4.1 παρατίθενται αναλυτικά στοιχεία για όλες τις γραμμές του δικτύου. Κάθε γραμμή ανάλογα με τον τύπο της σημαίνεται με έναν αριθμό ο οποίος σημειώνεται και στο μονογραμμικό διάγραμμα του σχ. 4.6. Εκτός από το είδος δίνονται και οι ακολουθιακές σύνθετες αντιστάσεις. Για τον υπολογισμό των συγκεκριμένων τιμών θεωρήθηκε η περίπτωση στερεά γειωμένου ουδετέρου, οπότε μπορούν να χρησιμοποιηθούν απευθείας οι (4.1) – (4.3) με  $\rho = 100 \Omega m$ , f = 50 Hz. Για τα καλώδια με συγκεντρικό ουδέτερο χρησιμοποιήθηκαν οι παραδοχές από την [16]. Οι αντιστάσεις έχουν ληφθεί στην μέγιστη συνεχώς επιτρεπόμενη θερμοκρασία, ανάλογα με το είδος της εγκατάστασης και της μόνωσης του καλωδίου.

A.F.	Είδος Γραμμής	R <sub>ph</sub> (Ω/km)	X <sub>ph</sub> (Ω/km)	R <sub>0</sub> (Ω/km)	X <sub>0</sub> (Ω/km)				
1	ΕΓ – Συνεστραμμένα καλώδια 4x120 mm² Al	0.284 <sup>(1)</sup>	0.084	0.854	0.564				
2	ΕΓ – Συνεστραμμένα καλώδια 3x70 mm² Al + 54.6 mm² ΑΑΑC	0.497 <sup>(1)</sup>	0.086	1.369	1.029				
3	ΕΓ – Γυμνοί αγωγοί Al 4x50 mm² Ισοδυν. Διατομή Cu	0.398 <sup>(1)</sup>	0.283	0.773	1.049				
4	ΕΓ – Γυμνοί αγωγοί Al 4x35 mm² Ισοδυν. Διατομή Cu	0.575 <sup>(1)</sup>	0.293	1.016	1.173				
5	ΕΓ – Γυμνοί αγωγοί ΑΙ 4x16 mm² Ισοδυν. Διατομή Cu	1.219 <sup>(1)</sup>	0.317	1.68	1.48				
6	ΥΓ – 3x150 mm² AI + 50 mm² Cu Συγκεντρικό καλώδιο	0.264 <sup>(2)</sup>	0.069	1.126	0.55				
7	ΚΠ – 4x6 mm² Cu Συγκεντρικό καλώδιο	3.690 <sup>(3)</sup>	0.099	4.26	2.22				
8	ΚΠ – 4x16 mm² Cu Συγκεντρικό καλώδιο	1.380 <sup>(3)</sup>	0.094	2.34	1.726				
9	ΚΠ – 4x25 mm² Cu Συγκεντρικό καλώδιο	0.871 <sup>(3)</sup>	0.089	1.944	1.307				
10	KΠ – 3x50 mm² Al + 35 mm² Cu Συγκεντρικό καλώδιο	0.822 <sup>(2)</sup>	0.070	1.825	0.81				
11	ΚΠ – 2x6 mm² Cu Συγκεντρικό καλώδιο	3.88 <sup>(4) (3)</sup>	0.8 (4)						

<b>n</b> /		,	10	,
Ι ΙΙνακας	4.1: EI00C	νραμμής και	συνθετες	αντιστασεις
		11		

#### Χωρητικότητα καλωδίων Χ.Τ.

Στην μέχρι τώρα εξέταση των νραμμών διανομής Χ.Τ. θεωρήθηκε μόνο σύνθετη αντίσταση στην σειρά. Η παράλληλη σύνθετη αντίσταση αμελείται λόγω μικρού μήκους των γραμμών. Τα καλώδια Χ.Τ. δεν διαθέτουν θωράκιση και συνήθως είναι πολυπολικά. Ακόμα και όταν χρησιμοποιούνται μονοπολικά, όπως στην περίπτωση των γραμμών 1, 2 του Πίνακα 4.1, είναι συνεστραμμένα. Ανήκουν λοιπόν στην κατηγορία των περιζωμένων καλωδίων όπου το σχηματιζόμενο ηλεκτρικό πεδίο δεν είναι ακτινικό. Για την χωρητικότητα του καλωδίου χρειάζονται οι δύο χωρητικότητες μεταξύ αγωγού με αγωγό και αγωγού με γη, οι οποίες όμως δεν μπορούν να υπολογιστούν λόγω της ανομοιομορφίας του πεδίου και γιαυτό προκύπτουν από μετρήσεις [17]. Συγκεκριμένα μετρώνται η συνολική χωρητικότητα κάθε αγωγού ως προς τους υπόλοιπους και την γη και η χωρητικότητα όλων των αγωγών συνδεδεμένων μεταξύ τους ως προς την γη και από αυτές υπολογίζονται οι προηγούμενες απαιτούμενες χωρητικότητες. Στον Πίνακα 4.2 φαίνονται οι χωρητικότητες τριπολικών καλωδίων Χ.Τ. [17]. Οι ίδιες περίπου τιμές μπορούν να θεωρηθούν και για καλώδια με τέταρτο αγωγό. Όπως φαίνεται στον πίνακα το ρεύμα σε περίπτωση συμμετρικής τροφοδότησης είναι πολύ μικρό. Το μήκος των γραμμών στο δίκτυο Χ.Τ. του σχ. 4.1 δεν υπερβαίνει τα 300m και όπως αναμενόταν η παράλληλη σύνθετη αντίσταση μπορεί να παραληφθεί κατά την μοντελοποίηση του δικτύου. Παρατίθεται επίσης και το ρεύμα προς γη για σφάλμα φάσης – γης σε περίπτωση αγείωτου δικτύου. Αφορά δίκτυο με γείωση τύπου ΙΤ που συναντάται μερικές φορές σε ιδιωτικά δίκτυα καταναλωτών Χ.Τ. και δεν πρόκειται να μας απασχολήσει.

Διατομή	3x16 mm <sup>2</sup>	3x25 mm <sup>2</sup>	3x50 mm <sup>2</sup>	3x95 mm <sup>2</sup>	3x120 mm <sup>2</sup>
Καλωδίου					
C₁ (µF/km)	0.39	0.56	0.82	1.04	1.16
l₁ (mA/km)	28	40	59	75	84
C <sub>0</sub> (µF/km)	0.206	0.27	0.4	0.47	0.56
I <sub>n</sub> (mA/km)	44.5	58.5	86.7	102	121

Πίνακας 4.2: Χωρητικότητα και χωρητικά ρεύματα καλωδίων Χ.Τ.

Στον Πίνακα 4.3 φαίνονται τα θεωρούμενα φορτία για κάθε σημείο σύνδεσης στο δίκτυο του σχ. 4.6. Στην πρώτη στήλη δίνονται τα σημεία σύνδεσης των καταναλωτών όπως περιγράφονται στο σχ. 4.6, στην δεύτερη η μέγιστη ταυτοχρονισμένη ισχύς των καταναλώσεων που συνδέονται σε κάθε σημείο σύνδεσης και στην τρίτη η ταυτοχρονισμένη ζήτηση ισχύος όλων των σημείων σύνδεσης. Άθροισμα των ισχυών της τελευταίας στήλης ανά γραμμή δικτύου δίνει την θεωρούμενη ταυτοχρονισμένη ισχύ που καλύπτει η κάθε γραμμή. Για την γραμμή οικιακών καταναλωτών είναι Ο: 116.4 kVA και για αυτή των εμπορικών Ε: 74 kVA. Για την γραμμή των εμπορικών καταναλωτών σημειώνεται και η φάση σύνδεσης (ABC) σε κάθε θέση στο διάγραμμα του σχ. 4.6, η συνολική όμως ισχύς είναι ισομοιρασμένη και γιαυτό δεν γίνεται διαχωρισμός στον Πίνακα 4.3. Ο συντελεστής ισχύος σε όλες τις θέσεις κατανάλωσης των γραμμών θεωρείται 0.85 επαγωγικός.

	Μέγιστη Ζήτηση καταναλωτή	Ταυτοχρονισμένη Ισχύς κατανάλωσης στην συνολική Ισχύ Ζήτησης της Γραμμής.
	S <sub>max</sub> (kVA)	S <sub>0</sub> (kVA)
O10	15	5.7
O14	72	57
O15	55	23
O16	15	5.7
O17	47	25
B1	70	70
E11	20	11
E12	8	4.4
E13	25	13.8
E16	16	8.8
E17	8	4.4
E18	25	13.8
E19	20	11
E20	30	16.5

Πίνακας 4.3: Ζήτηση Φορτίου Δικτύου αναφοράς

Στην συνέχεια εξετάζονται οι ιδιαιτερότητες που παρουσιάζει η μεταφορά ισχύος στο δίκτυο Χ.Τ..

### 4.5 Ροή ισχύος στο δίκτυο Χ.Τ.

#### 4.5.1 Γενική περίπτωση γραμμής με X ≠0, R≠0

Θεωρούμε δύο κόμβους A και B συνδεόμενους μεταξύ τους με σύνθετη αντίσταση Z. Με τον κόμβο A ως αναφορά, η ισχύς του κόμβου B με σύμβαση φορτίου γράφεται:

$$S = \tilde{V}_{B} \left( \frac{\tilde{V}_{A} - \tilde{V}_{B}}{\tilde{Z}} \right)^{*} = V_{B} e^{i\delta} \left( \frac{V_{A} - V_{B} e^{-i\delta}}{Z e^{-i\theta_{z}}} \right) = \frac{V_{A} V_{B} e^{i(\theta_{z} + \delta)} - V_{B}^{2} e^{i\theta_{z}}}{Z}$$
(4.18)

Οι ισχείς, ενεργός και άεργος που ο κόμβος Β απορροφά θα είναι:

$$P = \frac{V_A V_B}{Z} \cos(\theta_z + \delta) - \frac{V_B^2}{Z} \cos\theta_z$$

$$Q = \frac{V_A V_B}{Z} \sin(\theta_z + \delta) - \frac{V_B^2}{Z} \sin\theta_z$$
(4.19)

Γράφομε τις (4.19) ως εξής:

$$P + \frac{V_B^2}{Z} \cos \theta_z = \frac{V_A V_B}{Z} \cos(\theta_z + \delta)$$

$$Q + \frac{V_B^2}{Z} \sin \theta_z = \frac{V_A V_B}{Z} \sin(\theta_z + \delta)$$
(4.20)

Υψώνοντας τις (4.20) στο τετράγωνο και αθροίζοντας κατά μέλη καταλήγομε σε μία διτετράγωνη εξίσωση ως προς την τάση του κόμβου *B*, η οποία θα πρέπει να έχει λύση για δεδομένες τιμές των απορροφώμενων ισχυών *P*, *Q* και της τάσης του κόμβου αναφοράς *A* [18]:

$$\frac{\left(V_{B}^{2}\right)^{2}}{Z^{2}} + \left(\frac{2P}{Z}\cos\theta_{z} + \frac{2Q}{Z}\sin\theta_{z} - \frac{V_{A}^{2}}{Z^{2}}\right)V_{B}^{2} + P^{2} + Q^{2} = 0$$
(4.21)

H (4.21) έχει λύση όταν  $\left(\frac{2P}{Z}\cos\theta_z + \frac{2Q}{Z}\sin\theta_z - \frac{V_A^2}{Z^2}\right)^2 - 4\frac{P^2 + Q^2}{Z^2} \ge 0$ , η οποία τελικά γίνεται:

$$\left(P\cos\theta_z + Q\sin\theta_z - \frac{V_A^2}{2Z}\right)^2 - \left(P^2 + Q^2\right) \ge 0$$
(4.22)

Διαιρώντας την τελευταία με  $(V_A^2/Z)^2$ , δηλαδή με το τετράγωνο του μέτρου της ισχύος βραχυκύκλωσης  $S_{sc}^2$  στον κόμβο *B*, παίρνομε την αναγκαία συνθήκη για να υπάρχουν λύσεις για την τάση  $V_B$  ως:

$$\left(\frac{P}{S_{sc}}\cos\theta_{z} + \frac{Q}{S_{sc}}\sin\theta_{z} - \frac{1}{2}\right)^{2} - \left(\left(\frac{P}{S_{sc}}\right)^{2} + \left(\frac{Q}{S_{sc}}\right)^{2}\right) \ge 0$$
(4.23)

Η ανίσωση (4.23) περιγράφει σε ένα επίπεδο με συντεταγμένες *P<sub>pu</sub>*, *Q<sub>pu</sub>*, με τις ισχείς ανηγμένες στην ισχύ βραχυκύκλωσης *S<sub>sc</sub>*, όλα τα σημεία (*P<sub>pu</sub>*, *Q<sub>pu</sub>*) για τα οποία υπάρχει λύση για την τάση του κόμβου 2.

Για το δίκτυο μεταφοράς αφού  $X \gg R$ , θεωρούμε συνήθως την ακραία περίπτωση κατά την οποία  $\cos \theta_z = 0$ ,  $\sin \theta_z = 1.H$  (4.23) τότε γίνεται:

$$-\left(\frac{Q}{S_{sc}}-\frac{1}{2}\right)^{2}+\left(\left(\frac{P}{S_{sc}}\right)^{2}+\left(\frac{Q}{S_{sc}}\right)^{2}\right)\leq0$$
(4.24)

Με βάση την τελευταία τα σημεία (*P<sub>pu</sub>*, *Q<sub>pu</sub>*), για τα οποία υπάρχει λύση της (4.21) περικλείονται από μια καμπύλη παραβολής η οποία τυπώνεται στο σχ. 4.7α. Τα οριακά σημεία για τα οποία υπάρχει λύση βρίσκονται πάνω στην παραβολική καμπύλη. Οι λύσεις παρουσιάζουν συμμετρία ως προς τον άξονα *Q* (*P=0*) και αφού ο κόμβος *B* θεωρήθηκε ως φορτίο, το δεξιό τμήμα αντιστοιχεί στην λειτουργία του κόμβου *B* ως φορτίο ενώ το αριστερό στην λειτουργία του ως γεννήτρια.



Σχ. 4.7. (α) Περιοχή λύσεων για  $\cos \theta_z = 0$ ,  $\sin \theta_z = 1$ . (β) Περιοχή λύσεων για  $\cos \theta_z = 0.436$ ,  $\sin \theta_z = 0.9$ . (γ) Περιοχή λύσεων για  $\cos \theta_z = 1$ ,  $\sin \theta_z = 0$ . Οι *P*, *Q* είναι ανηγμένες στην ισχύ βραχυκύκλωσης.

Αν η αντίσταση της γραμμής μεταξύ των κόμβων *Α* και *Β* δεν αμεληθεί για παράδειγμα αν cos θ<sub>z</sub> = 0.436, sin θ<sub>z</sub> = 0.9 τότε τα σημεία για τα οποία υπάρχει λύση περικλείονται από την παραβολή του σχ. 4.7β. Όπως φαίνεται από το διάγραμμα η περιοχή λύσεων που αντιστοιχεί σε λειτουργία γεννήτριας διαφέρει από αυτή του φορτίου και η συμμετρία πλέον δεν υφίσταται.

Στην περίπτωση όμως του δικτύου χαμηλής τάσης ισχύει  $R \gg X$ οπότε κατ' αντιστοιχία με την θεώρηση που γίνεται στο δίκτυο μεταφοράς, εδώ μπορούμε να θεωρήσομε  $\cos \theta_z = 1$ ,  $\sin \theta_z = 0$ .

Με αυτή την παραδοχή τα σημεία (*P<sub>pu</sub>*, *Q<sub>pu</sub>*) για τα οποία υπάρχει λύση για την τάση του κόμβου *Β* περικλείονται από την ακόλουθη καμπύλη παραβολής και απεικονίζονται γραφικά στο σχ. 4.7γ.

$$-\left(\frac{P}{S_{sc}}-\frac{1}{2}\right)^{2}+\left(\left(\frac{P}{S_{sc}}\right)^{2}+\left(\frac{Q}{S_{sc}}\right)^{2}\right)\leq0$$
(4.25)

Όπως φαίνεται από το σχ. 4.7γ υπάρχει τώρα συμμετρία ως προς τον άξονα *P* (*Q*=0) και οι λύσεις χωρίζονται σε δύο συμμετρικά τμήματα, πάνω και κάτω από αυτό τον άξονα, που αντιστοιχούν στην λειτουργία του κόμβου *B* ως φορτίου ή γεννήτριας επαγωγικής αέργου ισχύος *Q*.

Όταν η γραμμή διασύνδεσης έχει *R*, *X* με συγκρίσιμες τιμές, τότε η ροές *P* και *Q* είναι συζευγμένες και οποιαδήποτε μεταβολή της τάσης *V* στον κάθε ζυγό ή της διαφοράς γωνίας δ προκαλεί αλλαγή στην ροή τόσο της ενεργού όσο και της αέργου ισχύος (4.19). Όπως είναι γνωστό στο δίκτυο μεταφοράς, όπου  $X \gg R$ , η ροή ενεργού ισχύος *P* σχετίζεται ισχυρά με την διαφορά γωνίας δ μεταξύ των ζυγών και η ροή αέργου *Q* με την διαφορά μέτρων τάσης. Έτσι οι ροές *P* και *Q* είναι αποζευγμένες αφού εξαρτώνται από μεταβολές της γωνίας και του μέτρου τάσης αντίστοιχα, οι οποίες στην περίπτωση των σύγχρονων μηχανών, για παράδειγμα, ρυθμίζονται με την μηχανική ροπή και το ρεύμα διέγερσης. Καθώς οι γωνίες δ στις οποίες λειτουργεί το σύστημα κυμαίνονται σε χαμηλότερα επίπεδα από τις 30° η απόζευξη ισχυροποιείται.

#### 4.5.2 Σχέση μέτρου τάσης, γωνίας και ενεργού, αέργου ισχύος στην Χ.Τ.

Για την περίπτωση μεταφοράς ισχύος στο δίκτυο Χ.Τ. ( $R \gg X$ , cos  $\theta_z = 1$ , sin  $\theta_z = 0$ ) οι ισχείς (4.19) που απορροφά ο κόμβος *B* γίνονται:

$$P = \frac{V_A V_B}{R} \cos \delta - \frac{V_B^2}{R}$$

$$Q = \frac{V_A V_B}{R} \sin \delta$$
(4.26)

Υπάρχει πάλι απόζευξη μεταξύ των ροών *P* και Q, όμως κατά αντίθετο τρόπο σε σχέση με την περίπτωση του δικτύου μεταφοράς, εδώ η μεταφορά ενεργού ισχύος εξαρτάται κυρίως από την διαφορά μέτρων τάσης ενώ η μεταφορά αέργου ισχύος από την διαφορά γωνίας δ μεταξύ των δύο κόμβων. Λειτουργία σε χαμηλές τιμές γωνιών επίσης ισχυροποιεί την απόζευξη.

Εξετάζομε δύο ακραίες περιπτώσεις  $\delta = 0$  και  $V_A = V_B = V$ . Οι ισχείς των δύο κόμβων θα είναι:

$$S_{A} = \frac{V_{A}^{2}}{R} - \frac{V_{A}V_{B}}{R} e^{i\delta} = \frac{V_{A}}{R} \left( V_{A} - V_{B}e^{i\delta} \right)$$

$$S_{B} = \frac{V_{B}^{2}}{R} - \frac{V_{A}V_{B}}{R} e^{-i\delta} = \frac{V_{B}}{R} \left( V_{B} - V_{A}e^{-i\delta} \right)$$
(4.27)

όπου έχει χρησιμοποιηθεί σύμβαση γεννήτριας και για τους δύο κόμβους και ο κόμβος *B* έχει ληφθεί ως αναφορά ( $\tilde{V}_A = V_A e^{i\delta}$ ,  $\tilde{V}_B = V_B e^{i0}$ ,  $\delta > 0$ ).

Όταν 
$$\delta = 0$$
 (σχ.4.8α), με την θεώρηση  $V_A > V_B$ , είναι  $S_A = \frac{V_A}{R} (V_A - V_B) = P_A$ ,  
 $S_B = -\frac{V_B}{R} (V_A - V_B) = P_B < 0$ . Δηλαδή, ο κόμβος *B* απορροφά ενεργό ισχύ  $P_B$ , ο κόμβος *A* παράγει

#### Κεφαλαίο 4

ισχύ *P*<sub>A</sub> και η παραγωγή ή απορρόφηση ενεργού ισχύος εξαρτάται από την διαφορά των μέτρων τάσης μεταξύ των δύο ζυγών όπως σε ένα σύστημα ισχύος *DC*. Το άθροισμα παραγωγής και των

δύο δίνει τις απώλειες της γραμμής:  $S_A + S_B = P_A + P_B = \frac{(V_A - V_B)^2}{R} = I^2 R$ .



Σχ. 4.8. (α)  $\delta$ =0. (β)  $V\alpha$ = $V\beta$ =V (γ)  $Q_{max}$   $\mu$ ε P=0

Τα μέγιστα όρια παραγόμενης ή απορροφώμενης ισχύος ενός κόμβου που συνδέεται σε άπειρο ζυγό προκύπτουν από το σχ. 4.7γ. Η κατάσταση είναι αντίθετη από την περίπτωση του δικτύου μεταφοράς (σχ. 4.7α). Όπως φαίνεται λόγω της αντίστασης της γραμμής, η απορροφώμενη ενεργός ισχύς έχει ένα άνω όριο κατά το οποίο θα πρέπει Q=0, ενώ δεν υπάρχει όριο για την παραγόμενη άεργη ισχύ. Η άεργη ισχύς που απορροφάται ή παράγεται δεν έχει όριο, αρκεί να συνοδεύεται, από ένα σημείο και μετά, με παραγωγή ενεργού ισχύος. Στο συγκεκριμένο σημείο P=0 δηλαδή, για να αυξηθεί κατά απόλυτη τιμή η άεργη ισχύς θα πρέπει η ενεργός ισχύς να αλλάξει πρόσημο.

Οι παραπάνω οριακές τιμές μπορούν να προσδιοριστούν επίσης θεωρώντας για την κάθε περίπτωση Q=0 και P=0. Με E την τάση του εν λόγω κόμβου και V αυτήν του άπειρου ζυγού,

όταν Q=0 θα είναι  $P = -\frac{E^2}{R} + \frac{EV}{R}$ . Το μέγιστο της P(E) συμβαίνει για E = V/2 και με

αντικατάσταση θα είναι  $P_{max} = V^2/4R$ , δηλαδή το ένα τέταρτο της ισχύος βραχυκύκλωσης. Το όριο αυτό φαίνεται και από το σχ. 4.7γ. Υπενθυμίζεται ότι το αντίστοιχο όριο ενεργού ισχύος στο δίκτυο μεταφοράς είναι  $P_{max} = V^2/2X$  δηλαδή το μισό της ισχύος βραχυκύκλωσης, όπως φαίνεται και στο σχ. 4.7α.

Με *P*=0, η άεργος ισχύς που απορροφάται αυξάνεται καθώς η γωνία  $\delta$  κατά την οποία προπορεύεται το διάνυσμα της τάσης *E* του κόμβου έναντι της *V* αυξάνει. Τα διανύσματα *E* και *I* είναι κάθετα (αφού *P*=0) και *I*, *IR* θα πρέπει να είναι πάντα παράλληλα οπότε και τα *E*, *IR* θα είναι συνεχώς κάθετα. Έτσι το ίχνος του διανύσματος *E* θα πρέπει να κινείται πάνω στο διακεκομμένο ημικύκλιο όπως φαίνεται στο σχ. 4.8γ. Η μεγαλύτερη τιμή που μπορεί να πάρει το *Q* με *P*=0, συμβαίνει όταν *E*=*IR* και δ=45°, όπως φαίνεται στο διάγραμμα, διότι περαιτέρω αύξηση του δ ενώ συνεχίζει να μειώνει το μέτρο του *E* αρχίζει πλέον να μειώνει και το *sinδ*. Στο σημείο αυτό λοιπόν:

 $E^{2} + (IR)^{2} = 2E^{2} = V^{2}$  και έτσι  $E = V/\sqrt{2}$ . Οπότε η μέγιστη απορροφώμενη άεργη ισχύς με *P*=0 είναι:

 $Q_{\max} = \frac{EV}{R} \sin \delta = \frac{V^2}{\sqrt{2R}} \sin 45^\circ = \frac{V^2}{2R}$ δηλαδή το μισό της ισχύος βραχυκύκλωσης στον υπό

εξέταση ζυγό όπως φαίνεται και στο σχ. 4.7γ. Το αντίστοιχο μέγιστο αέργου ισχύος στο δίκτυο μεταφοράς είναι  $Q_{max} = V^2/4X$  δηλαδή το ένα τέταρτο της ισχύος βραχυκύκλωσης όπως φαίνεται και στο σχ.4.1α.

Φυσικά τα παραπάνω όρια έχουν μόνο θεωρητική αξία διότι τα μέγιστα απορροφώμενων και παραγόμενων ισχυών υπαγορεύονται πρακτικά από την θερμική αντοχή της γραμμής Χ.Τ. (καλώδιο ή εναέρια γραμμή) που συνδέει τον υπό εξέταση ζυγό με τον θεωρούμενο άπειρο ζυγό, καθώς και από το όριο αποδεκτής τάσης του υπό εξέταση ζυγού.

Αν θεωρηθούν στο δίκτυο Χ.Τ. τόσο η αντίσταση όσο και η αντίδραση της γραμμής, τότε μια τυπική σχέση μεταξύ των τάσεων δύο ζυγών *α*, *β* με *β* τον άπειρο ζυγό απεικονίζεται στο διανυσματικό διάγραμμα του σχ. 4.9(Α). Ο ζυγός *β* απορροφά ενεργό και άεργο ισχύ *P*, *Q* με  $\cos \phi = 0.85$  που παράγεται από τον ζυγό *α* και *R*/*X* = 3.16.

Η τάση του α από το διάγραμμα είναι:

$$\tilde{V}_{\alpha} = V_{\beta} + (PR + QX)/V_{\beta} + i(PX - QR)/V_{\beta}$$
(4.28)

που αντιστοιχεί στην γενική περίπτωση της (4.19).

Επειδή η γωνία δ είναι μικρή, το φανταστικό μέρος της (4.28) δεν επηρεάζει παρά ελάχιστα την διαφορά μέτρων των δύο τάσεων και γιαυτό μπορεί να θεωρηθεί ότι διαφέρουν αριθμητικά μεταξύ τους κατά:

$$V_{\alpha} - V_{\beta} \simeq (PR + QX) / V_{\beta} = IR\cos\phi + IX\sin\phi$$
(4.29)

Έτσι η (4.29) μπορεί να χρησιμοποιηθεί με πολλή καλή προσέγγιση για τον υπολογισμό της πτώσης τάσης αντί να ληφθεί το μέτρο  $V_{\alpha}$  από την (4.28). Μάλιστα, επιπρόσθετα στο δίκτυο Χ.Τ. επειδή R > X η γωνία δ είναι μικρότερη από ότι στο δίκτυο μεταφοράς. Επίσης η (4.29) μπορεί να χρησιμοποιηθεί, αν αμεληθούν οι απώλειες, για να υπολογιστεί η μεταβολή που επιφέρει στην τάση του ζυγού α μια γεννήτρια ή ένα φορτίο με ισχείς P, Q.

Η (4.28) αν αμεληθεί εντελώς η αντίδραση της γραμμής απλοποιείται στην:

$$\tilde{V}_{\alpha} = V_{\beta} + PR/V_{\beta} - iQR/V_{\beta}$$
(4.30)

όπως προκύπτει και από την (4.26). Διανυσματικά διαγράμματα με την θεώρηση  $R \neq 0$ , X = 0 για όλες τις περιπτώσεις μεταφοράς P, Q φαίνονται στο σχ. 4.9(B). Ίσα ποσά P, Q παράγονται ή απορροφώνται από τον άπειρο ζυγό  $\beta$ . Στα Ι, ΙΙ ο  $\beta$  απορροφά P και στα ΙΙΙ, ΙV παράγει P. Στα διαγράμματα Ι, ΙΙΙ ο  $\beta$  παράγει Q και στα ΙΙ, ΙV απορροφά.



Σχ. 4.9. (A) Τυπικό διανυσματικό διάγραμμα δύο συνδεδεμένων ζυγών στο δίκτυο Χ.Τ. (B) Συνδυασμός περιπτώσεων μεταφοράς P, Q όταν αμεληθεί εντελώς η αντίδραση γραμμής.

Αν στην (4.30) αμεληθεί το φανταστικό μέρος και σαν αντιστάθμιση της παραδοχής αυτής θεωρήσομε P = S,  $\cos \phi = 1$ , καταλήγομε στην απλή σχέση για την πτώση τάσης ενός *DC* συστήματος:

$$V_{\alpha} - V_{\beta} \simeq IR = rIL \tag{4.31}$$

#### με r, L την ανά μονάδα μήκους αντίσταση της γραμμής και το μήκος της.

Από την (4.31) μπορούμε να έχομε γρήγορη και καλή εκτίμηση για την επίπτωση που μπορεί να έχει η σύνδεση μιας πηγής σε συγκεκριμένη θέση του δικτύου. Αρκεί οι θεωρούμενες μικροπηγές και τα φορτία να παρασταθούν ως πηγές και φορτία σταθερού ρεύματος με το ανάλογο πρόσημο. Η τάση *V*<sub>β</sub> θα είναι η τάση στην αρχή της γραμμής Χ.Τ. και θεωρείται σταθερή. Έτσι μπορεί να

ελεγχθεί το πόση παραγόμενη ισχύς και σε ποια θέση μπορεί να συνδεθεί χωρίς να παραβιάζονται τα ανώτερα επιτρεπτά όρια της τάσης. Στον Πίνακα 4.5 φαίνεται το σχετικό σφάλμα (%) του υπολογισμού της πτώσης τάσης με την (4.31) έναντι του υπολογισμού με την (4.29), για ορισμένα καλώδια και εναέριες γραμμές Χ.Τ. του Πίνακα 4.1. Περιλαμβάνονται οι μικρότερες και οι μεγαλύτερες διατομές και προκύπτει ότι για συνήθεις τιμές του συντελεστή ισχύος το σχετικό σφάλμα είναι αρκετά μικρό.

	$\cos\phi = 0.8$	$\cos\phi = 0.85$	$\cos\phi = 0.9$	$\cos\phi = 0.95$
КП – 4x6 mm² Cu (А.Г.: 5)	22.5%	15.7%	9.7%	4.3%
ΥΓ – 3x150 mm <sup>2</sup> Al (Α.Γ.: 3)	4.5%	1.2%	-1.4%	-3.1%
ΕΓ – 4x16 mm <sup>2</sup> Cu (Α.Γ.: 7)	4.6%	1.3%	-1.3%	-3%
ΕΓ – 4x50 mm <sup>2</sup> Cu (Α.Γ.: 6)	-18.5%	-18.3%	-17.4%	-14.7%

Πίνακας 4.5	
-------------	--

Γενικά, η αντιμετώπιση του δικτύου Χ.Τ. σαν ένα *DC* σύστημα μπορεί να διευκολύνει σημαντικά τις οποιεσδήποτε τεχνικές ανάλυσης μπορεί να χρησιμοποιηθούν. Η ροή ισχύος εκφυλίζεται σε ροή ισχύος για ένα *DC* σύστημα. Με παράσταση των μικροπηγών ως πηγών σταθερής ισχύος *P* όπως είναι σωστότερο οι εξισώσεις είναι μη γραμμικές. Το ενδιαφέρον εστιάζεται στην μελέτη του προφίλ της τάσης για διάφορες συνθήκες φορτίων και παραγωγής των μικροπηγών. Κατ' επέκταση, πιθανοτικές μέθοδοι ανάλυσης, όπως η πιθανοτική ροή φορτίου με την οποία μπορούν να ληφθούν υπόψη η αβεβαιότητα στην διακύμανση των φορτίων και στην παραγωγή των μικροπηγών μπορούν να απλοποιηθούν κατά την εφαρμογή τους στο δίκτυο Χ.Τ..

#### 4.5.3 Εφαρμογή του ελέγχου Ρ – f , Q – V στο δίκτυο Χ.Τ.

Εξαιτίας της συσχέτισης ενεργού ισχύος – διαφοράς μέτρων τάσης και άεργης ισχύος – γωνίας (συχνότητας) φαίνεται λογικό ότι οι αντιστροφείς των μονάδων που δημιουργούν το δίκτυο θα πρέπει να ελέγχονται με κλίσεις P-V και Q-f. Έτσι ο έλεγχος ακολουθεί τις συνθήκες που επικρατούν στο δίκτυο και η απόζευξη στις ροές ισχύος διατηρείται. Πράγματι, υπάρχουν εργασίες στις οποίες προτείνονται οι εν λόγω χαρακτηριστικές για τον έλεγχο των αντιστροφέων [19], [20]. Όμως κατά τον τρόπο αυτό, ενώ η άεργη ισχύς θα επιμεριζόταν αποκλειστικά με βάση τις κλίσεις Q-f, για την ενεργό ισχύ θα είχε μεγάλη επίδραση η απόσταση του κάθε αντιστροφέα από τα φορτία, με αποτέλεσμα καθώς τα φορτία μεταβάλλονται οι κοντινότεροι προς αυτά αντιστροφείς να φορτίζονται περισσότερο. Θα χρειαζόταν συνεχής επαναπροσδιορισμός των κλίσεων ή / και των τιμών Pref, Vref των αντιστροφέων ώστε οι παραγόμενες ισχείς P να είναι οι επιθυμητές για την κάθε μονάδα. Η περίπτωση είναι ανάλογη με τον επιμερισμό της άεργης ισχύος από τις γεννήτριες στο δίκτυο μεταφοράς. Για να είναι δυνατός ο επιμερισμός του φορτίου ενεργού ισχύος στους αντιστροφείς των μονάδων ανεξάρτητα από την θέση τους στο δίκτυο, θα πρέπει να χρησιμοποιηθούν χαρακτηριστικές P-f, Q-V. Λειτουργία με τις χαρακτηριστικές αυτές εξασφαλίζει τον έλεγχο της ενεργού ισχύος με βάση τις κλίσεις P-f που έχουν καθοριστεί για τον κάθε αντιστροφέα αλλά έχει ως συνέπεια η απόζευξη μεταξύ των ισχυών ενεργού και αέργου να μην υφίσταται πλέον. Μεταφορά ενεργού ισχύος από ένα αντιστροφέα θα συνοδεύεται και από μεταφορά άεργης ισχύος, γεγονός που ισχύει μεταβατικά και αντιστρόφως. Αυτό είναι αναμενόμενο αφού ο έλεγχος μέσω των P-f, Q-V θα πραγματοποιηθεί έμμεσα. Παραγωγή, για παράδειγμα, ενεργού ισχύος με έλεγχο P-f, θα γίνει μέσω του ελέγχου Q-V, δεδομένου ότι η σχέση των P, Q με τις V, δ(f) είναι από την φύση του δικτύου αντίθετη με τις επιλεγόμενες χαρακτηριστικές ελέγχου. Έστω ότι οι τάσεις  $\tilde{V_{\alpha}}, \tilde{V_{\beta}}$  αντιστοιχούν σε δύο αντιστροφείς μονάδων που διαμορφώνουν το σύστημα κατά την αυτόνομη λειτουργία και ότι αυξάνεται το φορτίο ενεργού ισχύος στην γειτονία του αντιστροφέα α. Από τον έλεγχο P – f μειώνεται η συχνότητα του α με αποτέλεσμα ο φασιθέτης  $\tilde{V_{\alpha}}$  να έπεται του  $\tilde{V_{\beta}}$ . Η σχέση των τάσεων αντιστοιχεί στο διάγραμμα ΙΙ ή ΙV του σχ. 4.9(B) αλλά με ίσα μέτρα V<sub>α</sub>, V<sub>β</sub>. Ο αντιστροφέας α παράγει άεργο ισχύ Q>0 την οποία απορροφά ο β (Q<0). Μέσω του ελέγχου Q-V το μέτρο  $V_{\alpha}$  του α θα μειωθεί κατά  $\Delta V_{\alpha}$  και του β θα αυξηθεί κατά  $\Delta V_{\beta}$ ώστε ενεργός ισχύς να παραχθεί από τον β προς τον α καλύπτοντας μέρος του φορτίου. Η παροχή ενεργού ισχύος από τον β προς τον α προκαλεί μείωση της συχνότητας του β και αύξηση της συχνότητας του α ώστε στην μόνιμη κατάσταση να έχουν και οι δύο μειωθεί ισόποσα. Η τελική κατάσταση αντιστοιχεί στο διάγραμμα IV του σχ. 4.9(B) αλλά με το μέτρο της  $\tilde{V}_{\beta}$  να έχει επίσης μεταβληθεί.

Όταν αυξηθεί το άεργο φορτίο κοντά στον αντιστροφέα α με τον έλεγχο Q-V η τάση  $V_{\alpha}$  μειώνεται και προκαλείται ροή ενεργού ισχύος από τον β προς τον α. Η παραγωγή ενεργού ισχύος από τον β προς τον α μειώνει μέσω του ελέγχου P-f την συχνότητα του αντιστροφέα β και αυξάνει την συχνότητα του α οπότε ο φασιθέτης  $\tilde{V}_{\beta}$  καθυστερεί ως προς τον  $\tilde{V}_{\alpha}$  και παράγεται άεργος ισχύς από τον β προς τον α καλύπτοντας μέρος του φορτίου. Η παραγωγή αέργου ισχύος από τον β και η απορρόφηση της από τον α μειώνει την τάση  $V_{\beta}$  και αυξάνει την τάση  $V_{\alpha}$  έτσι ώστε στην μόνιμη κατάσταση να έχουν και οι δύο μειωθεί ισόποσα και έτσι η ροή ενεργού ισχύος από τον ένα κόμβο στον άλλο μηδενίζεται και οι συχνότητες επανέρχονται στην αρχική τιμή. Η τελική κατάσταση περιγράφεται από το διάγραμμα 4.8(β).

### 4.6 Σύνοψη και συμπεράσματα

Το δίκτυο Χ.Τ. χαρακτηρίζεται από ακτινική ανάπτυξη, έντονη ασυμμετρία, μεγάλες τιμές λόγου R/X, αμελητέα χωρητικότητα και μεγάλο ποσοστό μη γραμμικών καταναλώσεων. Για τον υπολονισμό τάσεων και ρευμάτων του δικτύου δεν είναι ρεαλιστική η μονοφασική παράσταση των γραμμών θεωρώντας πλήρη συμμετρία. Για τον λόγο αυτό άλλωστε τα δυναμικά μοντέλα των πηνών (μηχανών και αντιστροφέων) αναπτύχθηκαν στον αλνόριθμο του προηνούμενου κεφαλαίου θεωρώντας σύνδεσή τους σε δίκτυο που αφενός περιγράφεται στην μόνιμη κατάσταση αλλά αφετέρου είναι ασύμμετρο. Ο βασικός σκοπός είναι εδώ η συμπλήρωση του αλγόριθμου ως προς το αλνεβοικό μέρος της επίλυσης με την μοντελοποίηση του δικτύου. Η ασυμμετρία που το δίκτυο Χ.Τ. παρουσιάζει οφείλεται τόσο στην διάταξη των γραμμών λόγω της διαφορετικής αμοιβαίας επαγωγής μεταξύ των αγωγών και κυρίως λόγω της επιμέρους διανομής με μόνο ένα ή δύο αγωγούς φάσεων όσο και στο φορτίο το οποίο κατανέμεται ανισομερώς μεταξύ των φάσεων. Για την σύνδεση μονοφασικών φορτίων χρησιμοποιείται και τέταρτος αγωγός (ουδέτερος αγωγός) ενώ ανάλογα με το είδος της γείωσης μπορεί να υπάρχει και πέμπτος αγωγός αποκλειστικά για την γείωση προστασίας. Για την καλύτερη και πιο ευέλικτη παράσταση του δικτύου χρησιμοποιούνται φασικές ποσότητες. Αρχικά υπολογίζεται ο στοιχειώδης πίνακας για μια γραμμή τεσσάρων αγωγών, δηλαδή τριών φάσεων και ουδετέρου. Πηγές και φορτία συνδέονται μεταξύ φάσεων και ουδετέρου. Ξεχωρίζονται τρεις περιπτώσεις σχετικά με την σύνδεση ουδέτερου αγωγού και γης: Ουδέτερος στερεά γειωμένος στα άκρα της γραμμής, ουδέτερος απομονωμένος από την γη και ουδέτερος γειωμένος στα άκρα της γραμμής μέσω αντίστασης γείωσης. Το αντικείμενο της προσομοίωσης περιορίζεται στην κανονική λειτουργία του συστήματος όπως η παρακολούθηση των μεταβολών του φορτίου από τις πηγές και οι αυξομειώσεις στην παραγωγή. Διαρροή ως προς γη, τοπικό δυναμικό γης και τάση, ρεύμα ουδετέρου κατά το σφάλμα ως προς γη ή την κανονική λειτουργία δεν μας απασχολούν. Για τον λόγο αυτό υιοθετείται η δεύτερη περίπτωση του απομονωμένου ουδετέρου αγωγού. Έτσι η γραμμή μετά την απαλοιφή του ουδέτερου αγωγού περιγράφεται από τον στοιχειώδη πίνακα 3x3 των φάσεων, ο οποίος μπορεί να χρησιμοποιηθεί όπως και η μονοφασική παράσταση της γραμμής για την κατασκευή του πίνακα αγωγιμοτήτων κόμβων με απλή επισκόπηση. Για διευκόλυνση στην κατασκευή του πίνακα αγωγιμοτήτων η ίδια διάσταση 3x3 διατηρείται και για τον στοιχειώδη πίνακα γραμμής με μία ή δύο φάσεις. Οι εξισώσεις αφορούν τις εγχύσεις ρεύματος στις τρεις φάσεις των κόμβων και τις τάσεις φάσεων – ουδετέρου των κόμβων ως προς κοινή αναφορά. Οι πηγές παριστάνονται με το ισοδύναμο Thevenin και χρειάζεται η επέκταση του δικτύου με έναν επιπλέον κόμβο για τις εσωτερικές τάσεις των πηγών και για να συμπεριληφθεί το φίλτρο αν πρόκειται για αντιστροφέα ή ο στάτης αν πρόκειται για μηχανή. Τα φορτία τριφασικά και μονοφασικά παριστάμενα με σύνθετη αντίσταση συνδέονται εύκολα στους αντίστοιχους κόμβους του πίνακα αγωγιμοτήτων με οποιαδήποτε διάταξη. Είναι δυνατό να θεωρηθούν και τριφασικά φορτία με απομονωμένο ουδέτερο κόμβο όπως και πηγές αν παριστάνονται με έγχυση ρεύματος. Μονοφασικές πηγές μπορούν να θεωρηθούν μόνο με έγχυση ρεύματος. Τέλος, ο πίνακας αγωγιμοτήτων κόμβων του Μ/Σ διανομής Μ.Τ. / Χ.Τ. κατασκευάζεται ανάλογα με την συνδεσμολογία των τυλινμάτων από τον στοιχειώδη πίνακα. Στην συνέχεια παρουσιάζεται το δίκτυο αναφοράς που θα χρησιμοποιηθεί στις προσομοιώσεις. Παρατίθενται οι αντιστάσεις και αντιδράσεις υπολογισμένες με την θεώρηση στερεά γειωμένου ουδετέρου. Για την χωρητικότητα προκύπτει ότι πράγματι λόγω μικρού μήκους των γραμμών μπορεί να αμεληθεί.

Επειδή η αντίσταση των γραμμών Χ.Τ. είναι πολύ μεγαλύτερη από την αντίδραση η εξάρτηση μεταξύ τάσης, συχνότητας (γωνίας) και ενεργού και αέργου ισχύος είναι ακριβώς αντίθετη από ότι συμβαίνει στο δίκτυο μεταφοράς. Η ροή ενεργού ισχύος εξαρτάται από την διαφορά μέτρων τάσης και η ροή αέργου ισχύος από την διαφορά γωνίας. Με βάση τις εξισώσεις ροής φορτίου εξετάζονται ακραίες καταστάσεις μεταφοράς ισχύος καθώς και τα όρια μεταφερόμενης ισχύος. Αντιμετωπίζοντας το δίκτυο Χ.Τ. σαν ένα *DC* δίκτυο θεωρούνται απλοποιημένες σχέσεις για τον υπολογισμό πτώσης τάσης ή της υπέρτασης από την σύνδεση φορτίων και πηγών. Παρά την αντίθετη εξάρτηση, πηγές τάσης σε δίκτυο Χ.Τ. μπορούν να ελεγχθούν αναλογικά ως P-f, Q-V, με καλύτερα αποτελέσματα από ότι ως P-V και Q-f, αφού δεν επιδρά στον έλεγχο η θέση της πηγής στο δίκτυο. Ο έλεγχος όμως λειτουργεί έμμεσα.

#### 4.7 Αναφορές

- "MICROGRIDS Large Scale Integration of Micro-Generation to Low Voltage Grids", EU Contract ENK5-CT-2002-00610, Technical Annex, May 2002, also at http://microgrids.power.ece.ntua.gr
- [2] J. D. Glover, M. Sarma, Power System Analysis & Design, PWS-Publishing 1994
- [3] H. W. Dommel, EMTP Theory Book, 1988
- [4] E. Clarke, Circuit Analysis of A-C Power Systems, vol. I. New York: Wiley, 1964
- [5] T.Chen, W. Yang, "Analysis of multi grounded four wire distribution systems considering the neutral grounding", IEEE Trans. on Power Delivery, Vol. 16, No. 4, pp 710-717, Oct. 2001
- [6] C. Y. Teo, B. G. He, "Integrating load flow and short circuit current calculation for a low voltage system", *Electric Power Sys. Research* 53 (2000) 123-135.
- [7] C. Y. Teo, W. X. He, T. W. Chan, "Phase coordinate approach to calculate earth fault current and shock voltage", IEE Proc. Electr. Power Appl. Vol. 144, No 6, pp 441-445, Nov. 1997.
- [8] Ν. Χατζηαργυρίου, Ψηφιακές Τεχνικές Ανάλυσης και Ελέγχου Συστημάτων Ηλεκτρικής Ενέργειας, ΕΜΠ Αθήνα 1994.
- [9] J. Arrillaga, C. P. Arnold, Computer modeling of electrical power systems J. Wiley & Sons, 1983.
- [10] M. S. Chen, W. E. Dillon, "Power system modeling" Proc. IEEE, 62 (7) 901, July 1974.
- [11] I. Roytelman, "Power flow, Optimization and fault calculation methods", IEEE PES Winter Meeting 1998 Panel Session: Distribution System analysis methods, pp 370-373.
- [12] M. A. Wortman, D. L. Allen, L. L. Grigsby, "Techniques for the steady state representation of unbalanced power systems: Part I. Simplification of system model and representation of passive control devices" *IEEE Trans. Power Apparatous and Systems*, vol. PAS 104, No 10, pp. 2805-2813, Oct. 1985.
- [13] N. L. Soultanis, S. A. Papathanasiou, N. D. Hatziargyriou, "A stability algorithm for the dynamic analysis of inverter dominated unbalanced LV Microgrids", *IEEE Trans. on Power Systems*, Vol. 22, No. 1, pp 294-304, Feb. 2007
- [14] M. A. Laughton, "Analysis of unbalanced polyphase networks by the method of phase coordinates. Part I System representation in phase frame of reference" *Proc. IEE*, 115 (8), 1163-1172, Aug. 1968.
- [15] S. Papathanassiou, N. Hatziargyriou, K. Strunz, "A Benchmark Low Voltage Microgrid Network" Proc. CIGRE Symposium "Power Systems with Dispersed Generation", Athens, April 2005.
- [16] W.H. Kersting, Distribution System Modeling and analysis, CRC Press 2002
- [17] SIEMENS, Electrical Engineering Handbook J. Wiley 1990
- [18] T. Van Cutsem, C. Vournas, Voltage Stability of Electric Power Systems, Kluwer Academic Press, Boston 1998.
- [19] H. Laaksonen P. Saari, R. Komulainen, "Voltage and frequency control of inverter based weak LV network microgrid" FPS Inter. Conf. 2005
- [20] C. K Sao, P. W. Lehn, "Control and Power management of converter fed Microgrids", IEEE Trans. on Power Systems, Vol. 23, No. 3, pp 1088-1098, Aug. 2008

# Κεφάλαιο 5

## Προσομοίωση Μεταβατικών Καταστάσεων Του Μικροδικτύου

### 5.1 Εισαγωγή

Η μέθοδος που αναπτύχθηκε στο Κεφ. 3 χρησιμοποιείται στο παρόν κεφάλαιο για την προσομοίωση της μεταβατικής συμπεριφοράς του μικροδικτύου. Η υλοποίησή της γίνεται στο πρόγραμμα *MatLab / Simulink* [1]. Το θεωρούμενο μικροδίκτυο δημιουργείται με την εισαγωγή μικροπηγών στο δίκτυο Χ.Τ. του Κεφ. 4. Η μοντελοποίηση των μικροπηγών και του δικτύου γίνεται βάσει των όσων αναπτύχθηκαν στα Κεφ. 3 και 4. Προσομοιώνονται συνήθεις μεταβατικές καταστάσεις της λειτουργίας, όπως η μετάβαση στην απομονωμένη λειτουργία κατά την απομόνωση από το ανάντι δίκτυο, μεταβολές φορτίου του συστήματος και αυξομειώσεις στην παραγωγή των μικροπηγών. Τα αποτελέσματα αποδεικνύουν την καταλληλότητα της μεθόδου. Για επαλήθευση τους χρησιμοποιείται παράλληλα σε ορισμένες προσομοιώσεις το πρόγραμμα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης *EMTP* – *RV* [2].

### 5.2 Γενικά στοιχεία, παράμετροι του συστήματος

Για την εφαρμογή του αλγορίθμου του Κεφ. 3 επιλέγεται η γραμμή οικιακών καταναλωτών του σχ. 4.6 του Κεφ. 4, κατά μήκος της οποίας συνδέονται σε διάφορες θέσεις μικροπηγές για την δημιουργία μικροδικτύου. Η εν λόγω γραμμή με τις συνδεδεμένες μικροπηγές εικονίζεται απομονωμένη στο σχ. 5.1. Η σήμανση όσον αφορά το είδος των γραμμών είναι η ίδια με το σχ. 4.6 και τον πίνακα 4.1. Το ίδιο ισχύει και για την αρίθμηση των φορτίων. Έχουν γίνει μικρές τροποποιήσεις στην διάταξη των διακλαδώσεων σε σχέση με το διάγραμμα του σχ. 4.6. Μεγαλύτερες αλλαγές έχουν γίνει στα φορτία ώστε να υπάρχει μεγαλύτερη ασυμμετρία στην κατανομή τους μεταξύ των φάσεων. Οι θεωρούμενες ισχείς παρατίθενται στον Πίνακα 5.1. Η πρώτη στήλη αφορά την συνολική τριφασική ισχύ για τις προσομοιώσεις που έγιναν θεωρώντας συμμετρικά φορτία.

Σύμφωνα με τα συμπεράσματα του Κεφ. 4 για την μοντελοποίηση του δικτύου, έχει θεωρηθεί ότι ο ουδέτερος αγωγός είναι απομονωμένος. Το ρεύμα λόγω ασυμμετρίας του φορτίου και του δικτύου διαρρέει μόνο τον ουδέτερο αγωγό. Οι τιμές των συνθέτων αντιστάσεων των γραμμών του δικτύου υπολογισμένες με αυτή την παραδοχή παρατίθενται στο Παράρτημα Α.

Όλες οι προσομοιώσεις ξεκινούν με το σύστημα στην συνδεδεμένη κατάσταση με το υπερκείμενο δίκτυο. Ακολουθεί η μετάβαση στην απομονωμένη λειτουργία αποκόπτοντας το δίκτυο στην αφετηρία της γραμμής, στον κόμβο του δευτερεύοντος (Χ.Τ.) του Μ/Σ.

Για την ρύθμιση συχνότητας και τάσης κατά την απομονωμένη λειτουργία συνδέονται στους κόμβους Α και Β δύο μονάδες συσσωρευτών μέσω αντιστροφέων πηγής τάσης. Οι ονομαστικές ισχείς των αντιστροφέων είναι 35 και 25 *kVA* αντίστοιχα, υπό συντελεστή ισχύος 0.85. Η αντίδραση του φίλτρου τους θεωρήθηκε 0.04 α.μ. στην ισχύ του καθενός. Ο έλεγχος τους γίνεται με βάση την προκαθορισμένη αναλογία *P*-*f*, *Q*-*V*, όπως αναπτύχθηκε μέχρι τώρα στα προηγούμενα κεφάλαια 2 και 3.



Σχ. 5.1. Ανάπτυξη μικροδικτύου κατά μήκος της γραμμής οικιακών καταναλωτών του δικτύου Χ.Τ. του σχ. 4.6 (Κεφ. 4).

Πίνακας 5.1

Φορτίο	Θ ταυτοχρ ( <i>kV</i> (ασύ <b>μ</b>	εωρούμε ονισμένη Ά) ανά φι ιμετρο φι	νη ισχύς S άση ορτίο)	Θεωρούμενη ταυτοχρονισμένη ισχύς S <sub>3Φ</sub> (kVA) (συμμετρικό φορτίο)	cos∳
	Α	В	С		
O10	1	2	2.7	4.5	0.85
O14	4.8	6.4	8	18	0.85
O15	1.6	2.4	4	7.5	0.85
O16			2.7	6	0.85
017	1.6	3.2	4	9	0.85

Η τάση και οι ρυθμιζόμενες ισχείς είναι οι εσωτερικά παραγόμενες, δηλαδή στην έξοδο του αντιστροφέα και όχι στους ακροδέκτες, όπως ακριβώς περιγράφεται στο διάγραμμα του σχ. 3.4 στο Κεφ. 3. Οι δύο μονάδες παράγουν μηδενική ενεργό και άεργο ισχύ όταν το σχηματιζόμενο μικροδίκτυο λειτουργεί συνδεδεμένο στο ανάντι δίκτυο. Για το λόγο αυτό ορίζεται  $P_{ref} = 0$  για  $f_{ref} = 50Hz$  και  $Q_{ref} = 0$  για τις συγκεκριμένες συνθήκες φόρτισης του Πίνακα 5.1. Οι δύο μονάδες παρέχουν την μέγιστη (ονομαστική) ισχύ εξόδου τους για απόκλιση στην συχνότητα ±0.5Hz, έχει επιλεγεί δηλαδή να επιμερίζονται το φορτίο αναλογικά με την δυναμικότητά τους ( $k_p = 1\%$  στην ισχύ της κάθε μίας). Το ίδιο ισχύει και για την άεργη ισχύ αφού και για τις δύο μονάδες είναι  $R_q = 0.7\%$  στην ισχύ τους. Οι σταθερές χρόνου του διαγράμματος 3.4 τίθενται:  $T_m = 0.1$ sec και  $T_e = 0.08$  sec.

Επιπλέον στη γραμμή Χ.Τ. του σχ. 5.1 συνδέονται μονάδες με σταθερή παραγωγή ενεργού ισχύος. Δύο μονάδες φωτοβολταϊκών συνδέονται στους κόμβους φορτίων C και D. Για την σύνδεσή τους θεωρούνται αντιστροφείς πηγής τάσης οι οποίοι ελέγχονται ώστε να παρέχουν στο δίκτυο την διαθέσιμη ενεργό ισχύ της πηγής υπό μοναδιαίο συντελεστή ισχύος. Ο έλεγχος τους

έχει περιγραφεί στο Κεφ. 3 και στα διαγράμματα των σχ. 3.2 και 3.3. Στον κόμβο Ε συνδέεται ανεμογεννήτρια με μηχανή επαγωγής χωρίς ηλεκτρονικό μετατροπέα. Οι παράμετροι που χρησιμοποιήθηκαν στον έλεγχο των αντιστροφέων αναφορικά με το σχ. 3.2 του Κεφ. 3 και οι παράμετροι της μηχανής επαγωγής παρατίθενται στο Παράρτημα Α.

Η τριφασική ροή φορτίου για να αποδοθούν οι αρχικές τιμές, μέτρο και γωνία, στις εσωτερικές τάσεις των πηγών (αντιστροφέων ή και των μηχανών) κατά την συνδεδεμένη λειτουργία, υλοποιείται στο *MatLab*. Με βάση την τάση και τις ισχείς μπορούν κατ' επέκταση να τεθούν αρχικές τιμές σε παραμέτρους στο μοντέλο της πρωτογενούς πηγής. Ο αλγόριθμος της δυναμικής προσομοίωσης υλοποιείται στο *Simulink*.

Σχετικά με την τριφασική ροή ισχύος επισημαίνονται τα εξής σημεία, τα οποία απορρέουν από τα όσα αναπτύχθηκαν στα προηγούμενα κεφάλαια 3, 4:

- Αφορά την συνδεδεμένη λειτουργία του συστήματος, οπότε υπάρχει άπειρος ζυγός (ο κόμβος στο πρωτεύον (Μ.Τ.) του Μ/Σ στο σχ. 5.1).
- Η επίλυση γίνεται χρησιμοποιώντας τις φασικές ποσότητες του συστήματος.
- Χρησιμοποιείται η μέθοδος Newton Rapshon με πλήρη Ιακωβιανό πίνακα.
- Οι πηγές θα πρέπει να μπορούν να θεωρηθούν ως PQ, εκτός από την συνήθη παράσταση τους στην τριφασική ροή φορτίου ως πηγές PV.
- Για κάθε πηγή προδιαγράφεται η συνολική τριφασική ισχύς. Αφού ο έλεγχος στους αντιστροφείς γίνεται με την εσωτερικά παραγόμενη ισχύ και όχι την ισχύ ακροδεκτών, η συνολική προδιαγραφόμενη ισχύς αναφέρεται στους κόμβους των εσωτερικών τάσεων οι οποίοι συνεπώς συμπεριλαμβάνονται στην επίλυση. Οι εσωτερικές τάσεις είναι συμμετρικές, οπότε χρειάζονται δύο επιπλέον εξισώσεις, για το μέτρο και την γωνία. Για παράδειγμα, όλες οι πηγές που συνδέονται με αντιστροφέα δηλώνονται σαν πηγές PQ με συνολική τριφασική ισχύ (ενεργό και άεργο) στον εσωτερικό κόμβο. Ειδικά για τις πηγές συσσώρευσης η συνολική τριφασική ισχύς P και Q είναι μηδέν.

Λεπτομερής ανάπτυξη της μεθοδολογίας που ακολουθείται στην τριφασική ροή φορτίου παρατίθεται στο Παράρτημα Β.

### 5.3 Προσομοιώσεις

Αρχικά εξετάζονται δύο περιπτώσεις κατά τις οποίες τα φορτία έχουν την ασυμμετρία του Πίνακα 5.1, ενώ επίσης το σύστημα προσομοιώνεται παράλληλα και στο πρόγραμμα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης *EMTP* – *RV* για σύγκριση των αποτελεσμάτων.

Οι κυματομορφές των μεγεθών του συστήματος (τάσεις, ρεύματα και ισχείς) από τον αλγόριθμο και από το πρόγραμμα *EMTP* – *RV* τυπώνονται στο ίδιο γράφημα. Οι ισχείς τυπώνονται με σύμβαση φορτίου. Τα αποτελέσματα με τον προτεινόμενο αλγόριθμο είναι είτε με διακεκομμένη ή με εστιγμένη γραμμή, ενώ τα αποτελέσματα που προκύπτουν από το *EMTP* – *RV* είναι με συνεχή γραμμή. Ως γενική παρατήρηση ισχύει ότι οι κυματομορφές με τους δυο τρόπους προσομοίωσης σχεδόν ταυτίζονται, γεγονός που αποδεικνύει την καταλληλότητα της προτεινόμενης μεθόδου.

Γία επόμενες περιπτώσεις που εξετάζονται, τα φορτία σε όλους τους κόμβους είναι συμμετρικά. Η ασυμμετρία του δικτύου δεν επιφέρει αισθητή διαφορά οπότε και τα αποτελέσματα παρουσιάζονται ανά φάση για εξοικονόμηση χώρου.

#### 5.3.1 Δημιουργία αυτόνομου συστήματος με μονάδες συσσώρευσης ενέργειας

Κατά την πρώτη περίπτωση θεωρούνται μόνο οι δύο μονάδες συσσωρευτών στο σύστημα και οι υπόλοιπες μικροπηγές δεν συμμετέχουν. Το μικροδίκτυο απομονώνεται στο 1sec και στα 2.5sec το φορτίο στους κόμβους C, D και E αυξάνει κατά 25%. Αποτελέσματα τάσεων κόμβων, ρευμάτων και ροών ισχύος παρουσιάζονται στα σχ. 5.2 – 5.9. Η ενεργός ισχύς τυπώνεται με διακεκομμένη γραμμή και η άεργη με εστιγμένη. Αρχικά το φορτίο του συστήματος τροφοδοτείται

από το υπερκείμενο δίκτυο, όπως φαίνεται από το σχ. 5.6. Για το διάστημα αυτό η συνολική ενεργός ισχύς των τριών φάσεων είναι μηδενική στην έξοδο και των δύο αντιστροφέων (σχ. 5.5, 5.6), αφού η τιμή αυτή ορίζεται από τον έλεγχο *P* – *f* για συχνότητα 50*Hz* (σχ. 5.2). Ταυτόχρονα, λόγω της αρχικοποίησης, η εσωτερική τάση που παράγει ο κάθε αντιστροφέας έχει *rms* τιμή που αντιστοιχεί σε μηδενική άεργη ισχύ συνολικά για τις τρεις φάσεις (σχ. 5.3, 5.5, 5.6).

Με την απομόνωση του μικροδικτύου στο 1sec, η παραγωγή ισχύος από τις μονάδες συσσώρευσης αυξάνει απότομα για να καλύψει την συνολική κατανάλωση του συστήματος (σχ. 5.4 – 5.6). Αυτή η αύξηση της ενεργού ισχύος έχει ως αποτέλεσμα μέσω του ελέγχου P - f την μείωση της συχνότητας των δύο αντιστροφέων. Τελικά αποκαθίσταται ένα νέο σημείο ισορροπίας σε χαμηλότερη συχνότητα συστήματος. Οι δύο μονάδες συσσωρευτών μοιράζονται το φορτίο ανάλογα με την δυναμικότητά τους. Η παραγωγή άεργης ισχύος των δύο αντιστροφέων επίσης αυξάνει ώστε να καλυφθούν οι απαιτήσεις του συστήματος με αποτέλεσμα την αύξηση των εσωτερικών τάσεων των αντιστροφέων, όπως φαίνεται στο σχ. 5.3 για τον αντιστροφέα στον κόμβο A, γιατί στον έλεγχο Q - V έχει οριστεί  $k_q = \Delta Q/\Delta V > 0$ . Η τάση σε όλο το δίκτυο παρουσιάζει πτώση, αλλά διατηρείται σε αποδεκτά επίπεδα, όπως φαίνεται για τον κόμβο φορτίου C στο σχ. 5.8, αφού οι συντελεστές  $k_a$  έχουν σχετικά μικρή τιμή. Το σχ. 5.9 δείχνει τις

ισχείς *P*, Q που απορροφά το συγκεκριμένο φορτίο και από ότι φαίνεται δεν παρουσιάζουν μεγάλη διαφορά κατά την αυτόνομη λειτουργία σε σχέση με προηγουμένως. Η αύξηση του φορτίου στους κόμβους C, D και E κατά 25% στα 2.5sec αντισταθμίζεται από περαιτέρω αύξηση στην παραγωγή ενεργού και αέργου ισχύος των συσσωρευτών και των αντιστροφέων τους (σχ. 5.4 – 5.6). Η συχνότητα του μικροδικτύου μειώνεται ακόμη περισσότερο (σχ. 5.2) και οι εσωτερικές τάσεις των αντιστροφέων αυξάνουν (σχ. 5.3).



Σχ. 5.2. Συχνότητα των δύο αντιστροφέων.



Σχ. 5.3. RMS τιμή των συμμετρικών εσωτερικών τάσεων του αντιστροφέα στον κόμβο Α.



Σχ. 5.4. RMS τιμή των φασικών ρευμάτων του αντιστροφέα στον κόμβο Α.



Σχ. 5.5. Ισχείς Ρ, Q ανά φάση στην έξοδο του αντιστροφέα στον κόμβο Α.



Σχ. 5.6. Ισχείς Ρ, Q ανά φάση στην έξοδο του αντιστροφέα στον κόμβο Β.



Σχ. 5.7. *RMS* τιμή φασικών ρευμάτων στο δευτερεύον του Μ/Σ (πλευρά Χ.Τ.).



Σχ. 5.8. *RMS* τιμή τάσεων των φάσεων στον κόμβο φορτίου C.


Σχ. 5.9. Ισχείς *Ρ,* Q ανά φάση διαμέσου του καλωδίου παροχής του κόμβου C από την γραμμή Χ.Τ..

#### 5.3.2 Συμμετοχή μονάδων με μη ελεγχόμενη παραγωγή στο σύστημα

Στην δεύτερη περίπτωση οι δύο μονάδες φωτοβολταϊκών και η ανεμογεννήτρια είναι συνδεδεμένες στο δίκτυο πριν την απομόνωσή του. Οι μονάδες φωτοβολταϊκών στους κόμβους C και D παράγουν 3 και 4 kW με  $\cos \phi = 1$ . Η ανεμογεννήτρια παράγει κατά μέσο όρο 5kW και απορροφά 2.1*kvar*. Η διολίσθηση είναι –0.088 και η μηχανική ισχύς 5.5kW. Για να δημιουργήσομε διακυμάνσεις του ανέμου έχει προστεθεί στην μηχανική ροπή μια περιοδική ταλάντωση συχνότητας 0.5Hz με πλάτος ±10%. Το σύστημα απομονώνεται στα 2.5 sec και στα 5sec η παραγωγή των φωτοβολταϊκών αυξάνεται κατά 50%. Αποτελέσματα παρουσιάζονται στα σχ. 5.10 έως 5.17. Πριν την απομόνωση του δικτύου ένα μικρό μέρος του φορτίου ενεργού ισχύος καλύπτεται από την τοπική παραγωγή των μικροπηγών και το υπόλοιπο από το υπερκείμενο δίκτυο το οποίο παρέχει και την απαιτούμενη άεργη ισχύ. Με την απομόνωση οι δύο μονάδες συσσωρευτών παράγουν για να αντισταθμίσουν την διαφορά (σχ. 5.15 για την μονάδα στον κόμβο Β) και η συχνότητα μειώνεται (σχ. 5.10). Η αύξηση της παραγωγής των φωτοβολταϊκών στα 5sec (σχ. 5.11 για την μονάδα στον κόμβο C), προκαλεί μείωση της παραγωγής των συσσωρευτών (σχ. 5.15) και μικρή αύξηση της συχνότητας (σχ. 5.10). Οι μεταβολές στις ισχείς P, Q διαμέσου του καλωδίου παροχής προς στον κόμβο C, φαίνονται στα σχ. 5.13, 5.14 και τα ρεύματα των φάσεων στο σχ. 5.12. Τα σχ. 5.16 και 5.17 εικονίζουν την ενεργό, άεργο ισχύ και την ταχύτητα δρομέα της ανεμογεννήτριας. Οι διακυμάνσεις της ισχύος από τον άνεμο αποτυπώνονται στην παραγωγή των αντιστροφέων των συσσωρευτών και στην συχνότητα του συστήματος κατά την απομονωμένη λειτουργία.



Σχ. 5.10. Συχνότητα των δύο αντιστροφέων.



Σχ. 5.11. Ισχείς *P*, *Q* ανά φάση στην έξοδο του αντιστροφέα την μονάδας φωτοβολταϊκών στον κόμβο C.



Σχ. 5.12. RMS τιμή φασικών ρευμάτων στο καλωδίο παροχής του κόμβου C από την γραμμή Χ.Τ..



Σχ. 5.13. Ενεργός ισχύς *Ρ*, ανά φάση διαμέσου του καλωδίου παροχής του κόμβου C από την γραμμή Χ.Τ..



Σχ. 5.14. Άεργος ισχύς Q, ανά φάση διαμέσου του καλωδίου παροχής του κόμβου C από την γραμμή Χ.Τ..



Σχ. 5.15. Ισχείς Ρ, Q ανά φάση στην έξοδο του αντιστροφέα συσσωρευτών στον κόμβο Β.



Σχ. 5.16. Ισχείς Ρ, Q ανά φάση στην έξοδο της γεννήτριας επαγωγής της ανεμογεννήτριας.



Σχ. 5.17. Ταχύτητα δρομέα της ανεμογεννήτριας.

#### 5.3.3 Αυτόνομη λειτουργία με συμπληρωματικό έλεγχο συχνότητας

Οι συνολικές ισχείς σε κάθε κόμβο φορτίου για την προκειμένη περίπτωση και για την επόμενη είναι η αναγραφόμενη στην τελευταία στήλη του Πίνακα 5.1. Επαναλαμβάνεται η πρώτη προσομοίωση, κατά την οποία συμμετέχουν στο σύστημα μόνο οι αντιστροφείς των συσσωρευτών. Επιπρόσθετα στον έλεγχο κάθε αντιστροφέα υπάρχει και δευτερεύον έλεγχος για την επαναφορά της συχνότητας στα 50*Hz*.

Αποτελέσματα φαίνονται στα σχ. 5.18 – 5.20. Κατά την απομόνωση του μικροδικτύου στα 0.5 sec η συχνότητα μειώνεται (σχ. 5.18) και οι δύο αντιστροφείς αρχίζουν να μοιράζονται το φορτίο (σχ. 5.19, 5.20). Ο δευτερεύον έλεγχος επαναφέρει την συχνότητα στην ονομαστική τιμή 50*Hz*, ενώ οι αντιστροφείς συνεχίζουν να μοιράζονται το φορτίο κατά αναλογία με την δυναμικότητά τους.



Σχ. 5.18. Συχνότητα των δύο αντιστροφέων.



Σχ. 5.19. *RMS* τιμή ρεύματος και ισχείς *P*, *Q* ανά φάση στην έξοδο του αντιστροφέα στον κόμβο Α.



Σχ. 5.20. RMS τιμή ρεύματος και ισχείς P, Q ανά φάση στην έξοδο του αντιστροφέα στον κόμβο B.

#### 5.3.4 Σύστημα με δυναμικά φορτία και μονάδες με μη ελεγχόμενη παραγωγή

Οι δύο μονάδες Φ/Β 4 και 3 kW συνδέονται τώρα στους κόμβους Ε και C αντίστοιχα. Στο φορτίο του κόμβου D προστίθεται ένας κινητήρας επαγωγής 2.75kW. Το μικροδίκτυο απομονώνεται στα 3sec και στα 6sec η ισχύς των Φ/Β αυξάνεται κατά 50% (σχ. 5.21 – 5.24). Προκαλείται μείωση της ενεργού ισχύος που παράγουν οι δύο αντιστροφείς των συσσωρευτών και η συχνότητα του συστήματος αυξάνεται. Η άεργος ισχύς καλύπτεται από τους δύο αντιστροφείς των συσσωρευτών.



Σχ. 5.21. Συχνότητα των δύο αντιστροφέων.



Σχ. 5.22. RMS τιμή ρεύματος και ισχείς P, Q ανά φάση στην έξοδο του αντιστροφέα στον κόμβο A.



Σχ. 5.23. Ισχύς *P* ανά φάση στην έξοδο του αντιστροφέα φωτοβολταϊκών στον κόμβο Ε, ισχύς *P* ανά φάση διαμέσου του καλωδίου παροχής του κόμβου Ε και *RMS* τιμή τάσης του κόμβου Ε.



Σχ. 5.24. Ταχύτητα δρομέα, *RMS* τιμή τάσης ακροδεκτών και ισχείς *P*, *Q* ανά φάση του κινητήρα επαγωγής που συνδέεται επιπλέον στον κόμβο D.

#### 5.3.5 Δημιουργία αυτόνομου συστήματος με μονάδες ελεγχόμενης παραγωγής και μονάδες συσσώρευσης ενέργειας

Για την τελευταία προσομοίωση τα φορτία στους κόμβους δίνονται στον Πίνακα 4.3 του Κεφ. 4. Η μέγιστη δυνατή ταυτοχρονισμένη ισχύς είναι 116.4kVA. Στον κόμβο Α αντί για την μονάδα συσσωρευτών εγκαθίσταται κυψέλη καυσίμου ονομαστικής ισχύος 100kW. Η σύνδεσή της στο δίκτυο γίνεται με αντιστροφέα ο οποίος μπορεί να δώσει την ισχύ αυτή υπό συντελεστή ισχύος 0.85. Ο αντιστροφέας συσσωρευτών στον κόμβο Β είναι 60kVA υπό συντελεστή ισχύος 0.85. Αυτές είναι οι μοναδικές πηγές στο σύστημα. Ο έλεγχος της κυψέλης καυσίμου και του αντιστροφέα της γίνεται όπως περιγράφηκε στο Κεφ. 3 και μοντελοποιήθηκε στο σχ. 3.6. Τιμές για όλους τους χρησιμοποιούμενους συντελεστές αναφορικά με το σχ. 3.6 δίνονται στο Παράρτημα Α. Η αντίδραση των φίλτρων των δύο αντιστροφέων είναι 4% στην ονομαστική ισχύ. Κατά την κανονική (συνδεδεμένη) λειτουργία η κυψέλη καυσίμου παράγει 60kW. Η άεργος ισχύς παρέχεται μόνο από το ανάντι δίκτυο. Οι συντελεστές  $k_p = \Delta f / \Delta P$  είναι 2.5% για την κυψέλη καυσίμου και 1% και για τον αντιστροφέα συσσωρευτών, στην ονομαστική ισχύ. Επίσης για την κυψέλη καυσίμου είναι  $P_{ref} = 60 kW$  για  $f_{ref} = 50 Hz$ . Για τον έλεγχο τάσης - αέργου ισχύος ορίζονται  $k_q = \Delta V / \Delta Q < 0$  και  $Q_{ref} = 0$  ώστε στην συνδεδεμένη λειτουργία να μην υπάρχει καμία ανταλλαγή αέργου των αντιστροφέων με το δίκτυο. Είναι k<sub>a</sub> = 1.25% στην ισχύ του κάθε αντιστροφέα, έτσι ώστε η άεργος ισχύς στην απομονωμένη λειτουργία να μοιράζεται στους δύο αντιστροφείς αναλογικά. Η κυψέλη καυσίμου θεωρείται τύπου στερεών οξειδίων (SOFC). Πρωτογενές καύσιμο είναι υδρογονάνθρακας και χρησιμοποιείται αναμορφωτής για την παραγωγή του υδρογόνου. Για διεσπαρμένη παραγωγή και μάλιστα για οικιακούς καταναλωτές ενδείκνυται η κυψέλη μεμβράνης ανταλλαγής πρωτονίων (PEM). Εδώ η θεωρούμενη εγκατάσταση γίνεται κεντρικά, χωρίς η ίδια η μονάδα να διαθέτει συσσωρευτές. Ο αναλογικός έλεγχος Ρ–f χρησιμεύει στην ενδεχόμενη δημιουργία του συστήματος παράλληλα με άλλες μονάδες. Μας ενδιαφέρει η παρακολούθηση του φορτίου από την κυψέλη καυσίμου, όταν επίσης οι συσσωρευτές εγκαθίστανται κεντρικά. Η λειτουργία και η μοντελοποίηση της παρουσιάζονται στο Παράρτημα Γ. Η κυψέλη καυσίμου πρέπει να καλύπτει στις μεταβολές του φορτίου κατά τρόπο ώστε να αποφεύγεται ο κίνδυνος καταστροφής της, που σημαίνει ότι δεν θα πρέπει να παρέχει όλη την μεταβολή της ισχύος στιγμιαία. Ένας από τους προτεινόμενους τρόπους, ο οποίος έχει ακολουθηθεί εδώ, είναι η εξασφάλιση ότι κατά την λειτουργία της ο συντελεστής χρησιμοποίησης, δηλαδή ο λόγος του ποσού (ροής) του αντιδρώντος υδρογόνου προς το ποσό εισόδου, παραμένει πάντα εντός συγκεκριμένων ορίων. Η ρύθμιση πραγματοποιείται με έλεγχο του ρεύματος της κυψέλης μέσω του μετατροπέα *DC / DC* που συνδέεται στην έξοδό της. Το ρεύμα αντιστοιχεί ουσιαστικά στο ποσό του αντιδρώντος υδρογόνου, οπότε η τιμή του ρυθμίζεται ώστε να βρίσκεται συνεχώς εντός συγκεκριμένων ορίων που καθορίζονται από την διαθέσιμη ποσότητα εισόδου που παράγει ο αναμορφωτής. Ο εν λόγω έλεγχος έχει ενσωματωθεί στην μοντελοποίηση της λειτουργίας της κυψέλης και περιγράφεται στο Παράρτημα Γ. Ο αντιστροφέας θα πρέπει να ελέγχεται έτσι ώστε να μεταφέρει προς το δίκτυο την ισχύ με τον ρυθμό που παράγεται από την κυψέλη, όπως περιγράφηκε στο Κεφ. 3.

Η αρχικοποίηση των μεταβλητών στο μοντέλο της κυψέλης καυσίμου γίνεται με γνωστή μόνο την ισχύ εξόδου κατά την συνδεδεμένη λειτουργία, η οποία αμελουμένων των απωλειών είναι και η ισχύς εξόδου του αντιστροφέα.

Η συνολική διάρκεια της προσομοίωσης είναι 7.5 min και στα 10 sec το δίκτυο μεταβαίνει στην απομονωμένη λειτουργία. Αποτελέσματα φαίνονται στα σχ. 5.25 – 5.29.

Με το πέρασμα στην απομονωμένη λειτουργία οι δύο πηγές θα πρέπει να καλύψουν την υπολειπόμενη ενεργό ισχύ πέρα από τα 60kW που παρέχει η κυψέλη καυσίμου και την απαιτούμενη άεργο ισχύ. Από την μείωση της τάσης λόγω του ελέγχου Q - V στους αντιστροφείς και από την πτώση τάσης στο δίκτυο η υπολειπόμενη ισχύς είναι περίπου 29kW. Η κυψέλη καυσίμου δεν μπορεί να αυξήσει την παραγωγή της σύμφωνα με τον έλεγχο P - f άμεσα, οπότε όλη την ισχύ παραλαμβάνουν αρχικά οι συσσωρευτές (σχ. 5.27) και η συχνότητα μειώνεται σε  $f = 50 - 29 \times 0.0098 = 49.715Hz$  όπου 0.0098Hz/kW ο συντελεστής  $k_p$  του αντιστροφεία

συσσωρευτών (σχ. 5.25). Η τιμή της συχνότητας αυξάνει άμεσα ελαφρώς στα 49.72 *Hz* λόγω της απότομης μεταβολής του ρεύματος της κυψέλης καυσίμου από την αρχική τιμή του μέχρι το άνω επιτρεπόμενο όριο (σχ. 5.29). Η μεταβολή του ρεύματος γίνεται με μικρή καθυστέρηση που αντιστοιχεί στον μετατροπέα *DC / DC* (Παράρτημα Γ).



Σχ. 5.25. Συχνότητα των δύο αντιστροφέων.

Με την πάροδο περίπου 20 sec η κυψέλη καυσίμου καλύπτει από την υπολειπόμενη ισχύ των 29kW το ποσό εκείνο που αντιστοιχεί σε αυτή βάσει του ελέγχου P-f (σχ. 5.26). Η μείωση της συχνότητας όταν και 01 δύο πηγές επιμερίζονται την ενεργό ισχύ είναι  $\Delta f = 29/(1/0.0098 + 1/0.0125) = 0.159Hz$ , όπου 0.0125Hz/kW ο συντελεστής  $k_p$ της κυψέλης καυσίμου. Αντί για 50 - Δf = 49.84Hz, η συχνότητα τελικά αυξάνεται σε 49.85Hz (σχ. 5.25) λόγω της πρόσθετης δράσης του ολοκληρωτή του δευτερεύοντα ελέγχου, οποίος στο σημείο αυτό έχει ήδη αυξήσει σε υπολονίσιμη τιμή την έξοδό του. Χωρίς δευτερεύοντα έλενχο, αν επρόκειτο και οι δύο πηγές να καλύπτουν το φορτίο θα παρήγαγαν η μεν μονάδα συσσωρευτών  $\Delta f/0.0098 = 16.2kW$  και η κυψέλη καυσίμου επιπλέον  $\Delta f/0.0098 = 12.7kW$ . Τώρα κάθε μία από τις δύο πηγές καλύπτει περίπου 14.5kW (σχ. 5.29). Στην συνέχεια με τον δευτερεύοντα έλεγχο η κυψέλη καυσίμου αυξάνει αργά την παραγώγή της παραλαμβάνοντας ολόκληρο το υπολειπόμενο φορτίο (σχ. 5.26, 5.28, 5.29) ενώ η ισχύς από τους συσσωρευτές ελαττώνεται προς το μηδέν (σχ. 5.27, 5.29). Η συχνότητα αποκαθίσταται σταδιακά στα 50Hz (σχ. 5.26). Η μεταβολή της τάσης της κυψέλης καυσίμου και των μερικών πιέσεων υδρογόνου και οξυγόνου φαίνονται στο σχ. 5.28.



Σχ. 5.26. Ισχείς P, Q ανά φάση και RMS τιμή ρεύματος στην έξοδο του αντιστροφέα κυψέλης καυσίμου στον κόμβο A.



Σχ. 5.27. Ισχείς *P*, *Q* ανά φάση και *RMS* τιμή ρεύματος στην έξοδο του αντιστροφέα στον κόμβο B.



Σχ. 5.28. Κυψέλη καυσίμου: Τάση, ρεύμα και μερικές πιέσεις υδρογόνου / οξυγόνου.



Σχ. 5.29. Ισχύς κυψέλης καυσίμου και ισχύς συσσωρευτών. Ρεύμα κυψέλης με συνεχή γραμμή και επιτρεπόμενα όρια με διακεκομμένη γραμμή.

#### 5.4 Σύνοψη και συμπεράσματα

Στο παρόν κεφάλαιο εφαρμόζεται ο τροποποιημένος αλγόριθμος μεταβατικής ευστάθειας που προτάθηκε στο Κεφ. 3 και η μοντελοποίηση του δικτύου που αναπτύχθηκε στο Κεφ. 4 για την προσομοίωση της δυναμικής συμπεριφοράς του μικροδικτύου. Η υλοποίηση γίνεται στο πρόγραμμα Simulink. Η μοντελοποίηση του ελέγχου των αντιστροφέων και των πηγών ακολουθεί τα οριζόμενα στο Κεφ. 3.

Για την εφαρμογή χρησιμοποιείται ο κλάδος οικιακών καταναλωτών του δικτύου αναφοράς του σχ. 4.6 στο Κεφ. 4, στον οποίο προστίθενται μικροπηγές σε διάφορες θέσεις. Σε όλες τις προσομοιώσεις το σύστημα θεωρείται αρχικά στην συνδεδεμένη λειτουργία και ακολουθεί η απομόνωση του σε δεδομένη χρονική στιγμή. Οι αρχικές συνθήκες υπολογίζονται με τριφασική ροή φορτίου στο πρόγραμμα *MatLab*. Εξετάστηκαν τυπικές περιπτώσεις λειτουργίας όπως οι διακυμάνσεις του φορτίου και της παραγωγής με έμφαση στην απομονωμένη κατάσταση λειτουργίας. Δοκιμάστηκαν διάφορες ενδεχόμενες περιπτώσεις σχετικά με το είδος των μικροπηγών, τον έλεγχό τους και τα φορτία που συμμετέχουν στο σύστημα:

- Μονάδες συσσώρευσης ενέργειας ως αποκλειστικοί δημιουργοί του αυτόνομου συστήματος.
- Συμμετοχή μονάδων μη ελεγχόμενης παραγωγής όπως Φ/Β και ανεμογεννήτριες.
- Έλεγχος με επαναφορά συχνότητας κατά την αυτόνομη λειτουργία.
- Φορτία μονοφασικά και φορτία κίνησης.
- Σύστημα με μονάδες ελεγχόμενης παραγωγής σε συνδυασμό με πηγές συσσώρευσης.

Για τις δύο πρώτες προσομοιώσεις το φορτίο του συστήματος είναι ασύμμετρο. Στις δύο αυτές προσομοιώσεις χρησιμοποιήθηκε το πρόγραμμα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης μεταβατικών

καταστάσεων *EMTP* – *RV* για αντιπαραβολή των αποτελεσμάτων. Η σύγκριση έδειξε αρκετά καλή σύμπτωση, γεγονός που πιστοποιεί την καταλληλότητα του τροποποιημένου αλγορίθμου.

# 5.5 Αναφορές

- [1] Mathworks Inc. http://www.mathworks.com.
- [2] J. Mahseredjian, S. Dennetiere, L. Dube, B. Khodabakhchian, L. Gerin-Lajoie, "On a new approach for the simulation of transients in power systems" presented at the *IPST '05 International Conference*, Montreal Canada, June 2005.
- [3] "MICROGRIDS Large Scale Integration of Micro-Generation to Low Voltage Grids", EU Contract ENK5-CT-2002-00610, Technical Annex, May 2002, also at http://microgrids.power.ece.ntua.gr

# Κεφάλαιο 6

# Λεπτομέρης Μοντελοποιήςη Του Αντιστροφέα Των Μονάδων – Δημιούργων Του Δικτύου.

## 6.1 Εισαγωγή

Οι βασικές απαιτήσεις ελέγχου των μετατροπέων ισχύος των μικρομονάδων παραγωγής που συνδέονται στο δίκτυο Χ.Τ. αναλύθηκαν στο Κεφάλαιο 2. Όπως αναπτύχθηκε, με τον αναλογικό έλεγχο *P* – *f*, *Q* – *V* είναι δυνατή και η απομονωμένη λειτουργία κάποιου τμήματος του δικτύου όπου η τοπική παραγωγή καλύπτει το φορτίο και τις συνεχείς διακυμάνσεις του επιπλέον της παραγωγής ισχύος υπό κανονικές συνθήκες σύνδεσης με το ανάντι δίκτυο. Στα επόμενα κεφάλαια παρουσιάστηκε η προσαρμογή της μεθόδου μεταβατικής ευστάθειας για την μελέτη της δυναμικής κατάστασης συστήματος Χ.Τ. που μπορεί να λειτουργεί αυτόνομα βασιζόμενο στην τοπική παραγωγή.

Το παρόν κεφάλαιο επικεντρώνεται στην υλοποίηση των ελέγχων P – f, Q – V των αντιστροφέων πηγής τάσης, που συνδέουν μονάδες με ελεγχόμενη ισχύ εξόδου, προκειμένου αυτοί να παραλληλιστούν για την δημιουργία του απομονωμένου συστήματος. Το ενδιαφέρον επίσης εστιάζεται στα βασικά στοιχεία που χαρακτηρίζουν την λειτουργία του αντιστροφέα σαν μια ελεγχόμενη πηγή τάσης που συνδέεται μέσω της σύνθετης αντίστασης του φίλτρου του στο AC σύστημα, το οποίο δημιουργείται από κοινού με άλλους αντιστροφείς ή και με την πηγή του άπειρου ζυγού του υπερκείμενου δικτύου. Ο σκοπός είναι από την λεπτομερή ανάλυση να αναδειχθούν τα απαραίτητα σημαντικά σημεία και αρχές που θα οδηγήσουν στην παραπέρα μελέτη και εξαγωγή συμπερασμάτων για την συμπεριφορά του συστήματος κάτω από διάφορες συνθήκες λειτουργίας και στην βελτίωση των δυνατοτήτων του ελέγχου. Συγκεκριμένα αναλύονται, τόσο για μονοφασικούς όσο και για τριφασικούς αντιστροφείς, ο σχεδιασμός του φίλτρου εξόδου, η διαδικασία μέτρησης ισχύος εξόδου και ο καθορισμός των παραμέτρων του ελέγχου P - f, Q - V. Η προσομοίωση γίνεται με το πρόγραμμα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης EMTDC - PSCAD [1]. Όλα τα σήματα ελέγχου είναι συνεχή και η παραγωγή της τάσης του αντιστροφέα προκύπτει αναλογικά από την σύγκριση του φέροντος σήματος τριγωνικής κυματομορφής με το σήμα διαμόρφωσης. Η αναλογική παράσταση είναι ευκολότερη από την ψηφιακή αλλά ταυτόχρονα και επαρκής αφού τα προς διερεύνηση στοιχεία δεν διαφέρουν αν ο έλεγχος υλοποιείται με μικροεπεξεργαστή.

#### 6.2 Μονοφασικός αντιστροφέας

Ο αντιστροφέας ο οποίος μοντελοποιήθηκε είναι μονοφασικός πλήρους γέφυρας αντιστροφέας πηγής τάσης με διακοπτική τεχνική *PWM*. Χρησιμοποιήθηκε η ομοπολική έναυση – σβέση κατά την οποία, κατά αντιδιαστολή με την διπολική, οι διακόπτες στα δύο πόδια του αντιστροφέα δεν εντολοδοτούνται ταυτόχρονα [2]. Η εντολοδότηση γίνεται ξεχωριστά συγκρίνοντας την τριγωνική κυματομορφή  $V_{tri}$  με σήμα διαμόρφωσης  $V_{control}$  για τους διακόπτες του ενός ποδιού και με σήμα διαμόρφωσης  $-V_{control}$  για τους διακόπτες του άλλου. Η τάση εξόδου μεταβάλλεται μεταξύ 0 και  $V_{dc}$  και μεταξύ 0 και  $-V_{dc}$ , γιαυτό και ονομάζεται ομοπολική έναυση έναντι της διπολικής όπου η τάση εξόδου μεταβάλλεται μεταξύ  $V_{dc}$  και  $-V_{dc}$ . Το πλάτος της τάσης είναι και στις δύο μεθόδους έναυσης το ίδιο:  $V_{ao} = m_a V_{dc}$  για μεταβολή  $0 < m_a \le 1$ , όπου  $m_a$  ο λόγος διαμόρφωσης πλάτους. Εκτός από την μικρότερη μεταβολή της τάσης, η ομοπολική έναυση ουσιαστικά διπλασιάζει την διακοπτική συχνότητα από την άποψη των αρμονικών της τάσης εξόδου. Στον αντιστροφέα μισής γέφυρας και στον αντιστροφέα πλήρους γέφυρας με διπολική έναυση ο λόγος  $m_f$  είναι περιττός αριθμός ώστε όλες οι άρτιες αρμονικές να εξαφανίζονται από τη τάση εξόδου και να παραμένουν μόνο οι περιττές. Έτσι στις δύο αυτές περιπτώσεις οι χαμηλότερες συχνότητες στις οποίες αρχίζουν να εμφανίζονται οι αρμονικές της τάσης εξόδου είναι:  $(m_f \pm 2)f_1$ ,  $m_f f_1$ , όπου  $m_f$  ο λόγος διαμόρφωσης συχνότητας και  $f_1$  η βασική συχνότητα 50*Hz*. Ακολουθούν οι αρμονικές στις στις στις στις συχνότητες  $(2m_f \pm 1)f_1$ , ενώ όπως αναφέρθηκε δεν υπάρχουν οι αρμονικές στην άρτια συχνότητα  $2m_f f_1$ . Στην ομοπολική έναυση γίνεται η αντίθετη επιλογή, ο λόγος δηλαδή  $m_f$  είναι τώρα 180° μηδενίζονται με τον τρόπο αυτό όλες οι αρμονικές οι αρμονικές  $(m_f \pm 2)f_1$ ,  $m_f f_1$ ,  $2m_f f_1$  που είναι τώρα

άρτιες και οι συχνότητες των πρωτοεμφανιζόμενων αρμονικών είναι  $(2m_f \pm 1)f_1$ .

Οι αρμονικές της τάσης εξόδου λόγω διακοπτικής λειτουργίας θα πρέπει να αποσβεστούν έτσι ώστε το ρεύμα που ο αντιστροφέας τροφοδοτεί να είναι κατά το δυνατόν απαλλαγμένο από αυτές. Επειδή δεν είναι δυνατόν κάτι τέτοιο να επιτευχθεί με οποιαδήποτε μέθοδο ελέγχου, τοποθετείται φίλτρο στην έξοδο για την μείωση τους. Η διαστασιολόγηση του φίλτρου συναρτάται με την επιλεγόμενη διακοπτική συχνότητα η οποία μπορεί να είναι τόσο μεγάλη όσο το επιτρέπουν οι απώλειες των διακοπτών. Συνήθως λαμβάνει τιμές μεταξύ 5 και 20*kHz*. Ο θεωρούμενος μονοφασικός αντιστροφέας δεν μπορεί να είναι παρά χαμηλής ισχύος οπότε λαμβάνεται διακοπτική συχνότητα 20*kHz* (*m*<sub>f</sub> = 400). Ταυτόχρονα το φίλτρο εξόδου είναι απαραίτητο για να συνδέει την παραγόμενη τάση του αντιστροφέα με την τάση του δικτύου, που μπορεί να είναι είτε η παραγόμενη τάση άλλων αντιστροφέων ή η τάση του άπειρου ζυγού του υπερκείμενου δικτύου. Μία επαγωγική αντίδραση θα μπορούσε να καλύψει και τις δύο αυτές απαιτήσεις, αλλά επειδή θα έπρεπε να είναι αρκετά μεγάλη για να εξασφαλιστεί σημαντική μείωση των αρμονικών, χρησιμοποιείται συνήθως φίλτρο δεύτερης τάξης με την προσθήκη πυκνωτή. Θεωρήθηκε, όπως περιγράφηκε στο Κεφ. 2 (σχ. 2.4), ότι υπάρχει επιπρόσθετα και Μ/Σ στην έξοδο, για να καλύπτεται η απαίτηση απομόνωσης, οπότε το φίλτρο εξόδου με την συμμετοχή του γίνεται τρίτης τάξης.

Ο αντιστροφέας θεωρείται ότι συνδέεται στην *DC* πλευρά με πηγή τάσης (συσσωρευτή)  $V_{dc} = 60V$ . Για να υπάρχει περιθώριο ανύψωσης της τάσης εντός της γραμμικής περιοχής του λόγου διαμόρφωσης πλάτους  $0 < m_a \le 1$  ακόμα και στην περίπτωση που ο συντελεστής  $k_q$  είναι μεγάλος, επιλέχτηκε  $m_{a0} = 0.825$  για την λειτουργία με μηδενική ανταλλαγή αέργου ισχύος με το

σύστημα (Q=  $Q_{ref}$  =0). Με την επιλεγείσα τιμή του λόγου  $m_{a0}$ , η rms παραγόμενη τάση βασικής

συχνότητας στην έξοδο του αντιστροφέα θα είναι  $V_{ref} = m_{a0}V_{dc}/\sqrt{2} = 35V$ . Από την τάση αυτή επιλέγεται και ο λόγος μετασχηματισμού του Μ/Σ στην έξοδο του αντιστροφέα. Συγκεκριμένα, ο Μ/Σ θα είναι 35V/230V και οι τιμές των αντιστάσεων για τάξη ισχύος από 3 έως 6 *kVA* θα είναι: *Z*=4% με *R*=3,378% και *X*=2,14%. Οι τιμές αντίδρασης και αντίστασης προέκυψαν από διαθέσιμες τιμές Μ/Σ με *Z*=4% ύστερα από αναγωγή με βάση την ισχύ και συνεκτιμώντας τις τιμές που παρατίθενται για Μ/Σ χαμηλής τάσης στην αναφορά [3].

Θα πρέπει να σημειωθεί ότι τόσο η συγκεκριμένη επιλογή του Μ/Σ όσο και της τάσης DC δεν επηρεάζουν την διαστασιολόγηση του φίλτρου. Η τοπολογία θα μπορούσε να ήταν διαφορετική όπως για παράδειγμα να θεωρηθεί υψηλότερη διαθέσιμη τάση DC η οποία μπορεί να προκύπτει με την τοποθέτηση DC-DC μετατροπέα και Μ/Σ υψηλής συχνότητας στην DC πλευρά και ο Μ/Σ στην AC πλευρά να αντικατασταθεί από μια αυτεπαγωγή για να σχηματιστεί φίλτρο L-C-L [4]. Το αποτέλεσμα όσον αφορά τα στοιχεία που απαρτίζουν το φίλτρο θα ήταν το ίδιο, εφόσον χρησιμοποιηθούν τα κριτήρια που αναφέρονται παρακάτω με τις ίδιες απατήσεις.

Συνολικά το ισοδύναμο του αντιστροφέα πηγής τάσης και του φίλτρου, με όλες τις αντιστάσεις από την πλευρά του αντιστροφέα, εικονίζεται στο σχ. 6.1.

Ο Πίνακας 6.1 [2] δίνει το λόγο διαμόρφωσης πλάτους *m<sub>a</sub>* για τις συνιστώσες της τάσης εξόδου στις πρώτες κυρίαρχες αρμονικές, ο οποίος αντιστοιχεί σε κάθε λόγο *m<sub>a</sub>* της βασικής συνιστώσας

των 50*Hz*. Επειδή το πλάτος της παραγόμενης τάσης στο ένα πόδι οποιουδήποτε αντιστροφέα είτε μονοφασικού ή τριφασικού είναι το ίδιο με το πλάτος της τάσης στον αντιστροφέα μισής γέφυρας:  $V_{ao} = m_a (V_{dc}/2)$ , για τον λόγο αυτό ο πίνακας 6.1 δίνει τον λόγο  $m_a \omega \zeta V_{ao}/(V_{dc}/2)$  και κατά συνέπεια ισχύει για το ένα πόδι οποιουδήποτε αντίστροφέα είτε μονοφασικού ή τριφασικού.



Σχ. 6.1: Ισοδύναμο αντιστροφέα και φίλτρου L-C-L

Με την επιλογή ομοπολικής έναυσης – σβέσης η πρώτη κυρίαρχη αρμονική σύμφωνα με τα όσα αναφέρθηκαν παραπάνω θα εμφανίζεται στην συχνότητα  $(2m_f - 1)f_1$ . Η διαστασιολόγηση του φίλτρου, πηνίου  $L_1$  και πυκνωτή *C* δηλαδή, αφού είναι δεδομένα τα αντίστοιχα στοιχεία  $R_2$ ,  $L_2$  του Μ/Σ, γίνεται έτσι ώστε η συνιστώσα  $(2x400 - 1)f_1 = 39,95kHz$  του ονομαστικού ρεύματος λειτουργίας στην έξοδο ( $I_2$ ) να έχει συγκεκριμένη απόσβεση σε σχέση με την βασική συνιστώσα.

	$m_a = V_{ao}/(V_{dc}/2)$								
f <sub>1</sub>	0,2	0,4	0,6	0,8	1				
m <sub>f</sub> f <sub>1</sub>	1.242	1.15	1.006	0.818	0.601				
$(m_f \pm 2)f_1$	0.016	0.061	0.131	0.22	0.318				
$(2m_f \pm 1)f_1$	0,19	0,326	0,370	0,314	0,181				

Πίνακας 6.1

Από τον πίνακα 6.1 με λόγο  $m_a = 0.8$  για την βασική συνιστώσα, η αντίστοιχη τιμή για την κυρίαρχη πρώτη αρμονική είναι 0,314 και η *rms* τιμή της παραγόμενης τάσης του αντιστροφέα θα είναι  $V_{50} = 0.8 \times 60/\sqrt{2} = 33,94V$  στην βασική συνιστώσα και  $V_h = 0.314 \times 60/\sqrt{2} = 13,32V$  στα 39,95kHz. Με όλες τις τιμές αντιστάσεων από την πλευρά του πρωτεύοντος του Μ/Σ (δηλαδή την πλευρά σύνδεσης του αντιστροφέα), το ρεύμα μπορεί να βρεθεί εφαρμόζοντας αντίσταση  $R_L$ , που αντιστοιχεί στο ονομαστικό φορτίο, είτε στους ακροδέκτες του ισοδύναμου *Thevenin* από την πλευρά της τάσης  $V_2$  ή σε σειρά με την αντίσταση  $R_2$  του Μ/Σ. Με τον δεύτερο τρόπο υπολογίζομε την σύνθετη αγωγιμότητα μεταφοράς  $Y_{21} = \langle I_2/V_1 \rangle_{V_2=0}$  στην βασική συχνότητα και στην κυρίαρχη αρμονική, δοκιμάζοντας διάφορες τιμές  $L_1$ , *C*. Τα ρεύματα προκύπτουν ως  $I_{50} = Y_{50}V_{50}$ ,  $I_h = Y_hV_h$  και το σχηματιζόμενο φίλτρο *L-C-L* θα πρέπει να επιτυγχάνει λόγο  $|I_{50}|/|I_h|$  που να ικανοποιεί την απαιτούμενη απόσβεση. Οι τιμές του φίλτρου υπολογίστηκαν για απόσβεση 80 και 70db.

Φυσικά συγκεκριμένη απόσβεση μπορεί να επιτευχθεί με οποιαδήποτε ζεύγη τιμών των  $L_1$ , C, που σημαίνει ότι μπορούμε να αυξήσομε μόνο την μία τιμή διατηρώντας την άλλη σε χαμηλά επίπεδα. Για τον λόγο αυτό δύο πρόσθετα κριτήρια, ένα για την τιμή της συνολικής αυτεπαγωγής  $L_1 + L_2$  και το άλλο για την τιμή του πυκνωτή, χρησιμοποιήθηκαν για έλεγχο του αποτελέσματος.

Σχετικά μεγάλη τιμή της αντίδρασης του φίλτρου διευκολύνει την σύνδεση μεταξύ πηγών τάσης είτε πρόκειται για σύνδεση μεταξύ αντιστροφέα και δικτύου ή μεταξύ αντιστροφέων. Όμως η τιμή της αντίδρασης θα πρέπει να περιορίζεται έτσι ώστε αφενός η μεταφορά ισχύος να γίνεται με μικρή διαφορά γωνίας και αφετέρου να περιορίζεται η παραμόρφωση της τάσης εξόδου από μη γραμμικά φορτία. Αν η γωνία που απαιτείται μεταξύ της παραγόμενης τάσης του αντιστροφέα στην βασική συχνότητα και της τάσης των ακροδεκτών για την μεταφορά της ονομαστικής ενεργού ισχύος έχει επαρκώς μικρή τιμή, τότε υπάρχει απόζευξη μεταξύ ενεργού και αέργου ισχύος αλλά αυξάνεται η ισχύς συγχρονισμού. Η δεύτερη συνέπεια αποτελεί αντικείμενο του ελέγχου, οπότε αν θεωρηθεί ότι μπορεί να αντιμετωπιστεί με κάποια μέθοδο ελέγχου, είναι προτιμότερο η αντίδραση του φίλτρου να διατηρείται σε χαμηλές τιμές. Αμελώντας την αντίσταση του φίλτρου και με σταθερή τάση ακροδεκτών *V*<sub>2</sub>, όταν ο αντιστροφέας στέλνει την ονομαστική

ισχύ με Q = 0 θα είναι  $V_2 = V_1 \cos \delta_0$  και  $P_{ov} = (V_2^2/X) \tan \delta_0$ , με  $X = \omega_1(L_1 + L_2)$ . Σε α.μ. η αντίδραση και η γωνία  $\delta_0$  μπορούν να συσχετιστούν με την σχέση:  $X_{pu} = \tan \delta_0/P_{pu}$  ή με την απλοποιητική παραδοχή S = 1 α.μ. =  $P_{ov}$  με την σχέση:  $X_{pu} = \tan \delta_0$ . Εναλλακτικά μπορεί να ληφθεί μόνο η  $X_1$ , αφού η  $R_1$  είναι πράγματι αμελητέα, με τάση εξόδου  $V_2$  αυτή του πυκνωτή, οπότε  $X_{1pu} = \tan \delta_0'$ . Το ανώτερο όριο της γωνίας  $\delta_0$  ορίστηκε στις 3°.

Περιορισμός θα πρέπει να τεθεί και στην τιμή της χωρητικότητας, η οποία θα πρέπει να είναι τόσο μεγάλη όσο χρειάζεται για να απορροφά επαρκώς τις υψίσυχνες συνιστώσες του ρεύματος από την  $(2m_f - 1)f_1$  και πάνω, ενώ να μην απορροφά, όσο αυτό είναι δυνατόν, χαμηλής τάξης αρμονικές από μη γραμμικά φορτία του δικτύου. Ένα κριτήριο που μπορεί να τεθεί για τον περιορισμό της τιμής της χωρητικότητας είναι ότι κατά την εν κενώ λειτουργία το ρεύμα  $I_0$  του αντιστροφέα στην βασική συχνότητα θα πρέπει να είναι ένα μικρό ποσοστό του ονομαστικού ρεύματος  $I_{ov}$ . Θεωρήθηκαν για τον λόγο  $|I_0|/|I_{ov}|$  δύο αποδεκτές τιμές: 2 και 5%.

Η επίπτωση του φίλτρου στην παραμόρφωση της τάσης από αρμονικές του δικτύου, όπως αναφέρθηκε, σχετίζεται τόσο με την τιμή της αυτεπαγωγής όσο και με του πυκνωτή, δηλαδή με το αποτέλεσμά τους που είναι η συχνότητα αποκοπής. Θα πρέπει λοιπόν η συχνότητα αποκοπής να μην είναι πολύ χαμηλή, ώστε οι πόλοι του φίλτρου να έχουν ψηλότερη συχνότητα αποκοπής υψηλότερες αρμονικές που αναμένονται από τα συνήθη μη γραμμικά φορτία του δικτύου. Δεν θα πρέπει όμως να είναι πολύ υψηλή γιατί δεν θα επιτυγχάνεται ικανοποιητική απόσβεση των αρμονικών που παράγει ο αντιστροφέας. Η υψηλή διακοπτική συχνότητα του αντιστροφέα (20kHz) δίνει την δυνατότητα να επιτευχθεί επαρκής απόσβεση με σχετικά μεγάλη συχνότητα αποκοπής. Από εκεί και πέρα μένει η ζητούμενη απόσβεση να μην είναι υπερβολική.

Στον ακόλουθο πίνακα 6.2 έχουν συγκεντρωθεί οι τιμές που προκύπτουν για τρεις μονοφασικούς αντιστροφείς ονομαστικής ισχύος 3000, 4060 και 1020 W με συντελεστή ισχύος 0.85, όταν με την ίδια διακοπτική συχνότητα 20*kHz* εφαρμοστούν τα προαναφερόμενα κριτήρια με κοινές απαιτήσεις. Συνδέονται μέσω Μ/Σ 4, 5 και 1.6 *kVA* αντίστοιχα με τις ίδιες ανά μονάδα τιμές που αναφέρθηκαν παραπάνω. Όλες οι τιμές αναφέρονται στην πλευρά των 230V και οι α.μ. τιμές στην ισχύ των αντιστροφέων. Οι τιμές έχουν υπολογιστεί για απόσβεση 80 και 70 db και για δύο επιτρεπόμενες τιμές 2 και 5% του λόγου  $|I_0|/|I_{ov}|$ . Έτσι οι τιμές της γωνίας  $\delta_0$  προκύπτουν περίπου ίδιες για τους αντιστροφείς σε κάθε περίπτωση.

Για τον αντιστροφέα 1020W οι τιμές έχουν υπολογιστεί μόνο για απόσβεση 80db και  $|I_0|/|I_{ov}| = 2\%$ .

Σημειώνεται ότι με τις τιμές του πίνακα 6.2 ο λόγος  $|V_h^t|/|V_{50}^t|$  χωρίς φορτίο, όπου  $|V_h^t|$  και  $|V_{50}^t|$ , συνιστώσες της τάσης των ακροδεκτών για την  $(2m_f - 1)f_1$  και την θεμελιώδη αντίστοιχα είναι πολύ μικρότερος από 3%. Για παράδειγμα για τον αντιστροφέα με S=3530kVA όταν η απόσβεση στον πίνακα 6.2 είναι 70db και  $|I_0|/|I_{ov}| = 5\%$ , είναι  $|V_h^t|/|V_{50}^t| = 0.5\%$ .

S	$L_1$	R <sub>1</sub>	С	L <sub>2</sub>	$R_2$	X	Z	f <sub>cut off</sub>	$ I_{50} / I_h $	$\delta_0$	$ I_0 / I_{ov} $
VA	μн	mΩ	μr	μн	mΩ	%	%	KHZ	db	deg	%
3530	1000	10	4.4	900	448	4	5	3.49	80.76	2.27	2
4775	647	6	5.8	720	358	3.9	5.1	3.58	80.05	2.22	2
3530	388	4	10	900	448	2.7	4.1	2.99	80.13	1.55	4.9
4775	260	3	14.5	720	358	2.8	4.3	3.03	80.08	1.6	5
3530	305	3	4.36	900	448	2.5	3.9	5.04	70.36	1.44	2
4775	207	2	5.8	720	358	2.6	4.2	5.24	70.08	1.5	2
3530	130	1.3	10	900	448	2.2	3.7	4.63	70.52	1.23	4.9
4775	87	1	14.4	720	358	2.3	4	4.78	70.39	1.3	5
1200	3300	33	1.5	2252	1120	4	4.7	3.55	80.17	2.26	2

Πίνακας 6.2

## 6.3 Τριφασικός αντιστροφέας

Οπωσδήποτε μικροπηγές με μεγαλύτερη ισχύ θα συνδέονται μέσω τριφασικών αντιστροφέων. Αντίθετα με τις εφαρμογές οδήγησης τριφασικών μηχανών, ο τριφασικός αντιστροφέας των μικροπηγών θα πρέπει να δίνει την δυνατότητα ροής ρευμάτων μηδενικής ακολουθίας, τα οποία αναπόφευκτα θα υπάρχουν λόγω των μονοφασικών φορτίων. Για το σκοπό αυτό μπορούν να χρησιμοποιηθούν διάφορες τοπολογίες, ορισμένες από τις οποίες παρουσιάζονται στο σχ. 6.2.



Σχ. 6.2: Τοπολογίες τριφασικού αντιστροφέα με ουδέτερο αγωγό.

Στην τοπολογία Ι χρησιμοποιούνται τρεις μονοφασικοί αντιστροφείς με παραγόμενες τάσεις που έχουν διαφορά 120° και μετασχηματιστές στην έξοδο. Τα δευτερεύοντα των Μ/Σ συνδέονται κατά αστέρα και δημιουργείται ουδέτερος κόμβος. Καλύτερη διάταξη και με οικονομία διακοπτών είναι η ΙΙ όπου ο αντιστροφέας αποδίδει την πολική τάση του συστήματος ως διαφορά των τάσεων εξόδου του κάθε ποδιού η οποία συνδέεται μέσω Μ/Σ Δ – Υη παρέχοντας ουδέτερο κόμβο από την πλευρά του δευτερεύοντος. Στην διάταξη ΙΙ δεν μπορούν να ρέουν ρεύματα μηδενικής ακολουθίας στην πλευρά του αντιστροφέα. Στην τοπολογία ΙΙΙ χρησιμοποιείται η ενδιάμεση λήψη στην πλευρά *DC* για την δημιουργία ουδετέρου κόμβου και εναλλασσόμενης τάσης από το κάθε πόδι του αντιστροφέα. Στην διάταξη αυτή ενδεχομένως χρειάζεται μεγάλη τιμή πυκνωτών για να αποφευχθεί η κυμάτωση της *DC* τάσης λόγω της μηδενικής ακολουθίας [5]. Στην διάταξη ΙV χρησιμοποιείται και τέταρτο πόδι για την αγωγή ρευμάτων μηδενικής ακολουθίας. Η εντολοδότησή του γίνεται με ιδιαίτερο σήμα διαμόρφωσης. Η διάταξη IV δίνει δυνατότητα, αν αυτό είναι επιθυμητό, αντιστάθμισης της ασυμμετρίας της τάσης των ακροδεκτών και για την μηδενική ακολουθίας [6], [7]. Με τις άλλες διατάξεις είναι δυνατή η εξάλειψη μόνο της αρνητικής ακολουθίας από την τάση ακροδεκτών. Όμως με την διάταξη ΙΙ η ασυμμετρία μηδενικής ακολουθίας της τάσης ακοροδεκτών περιορίζεται, αφού η αυτεπαγωγή του φίλτρου βρίσκεται από την πλευρά του τριγώνου, με αποτέλεσμα η όποια ασυμμετρία να οφείλεται στην ροή ρευμάτων μηδενικής ακολουθίας μόνο μέσω της αντίδρασης σκέδασης του Μ/Σ [7].

Στον τριφασικό αντιστροφέα ο λόγος διαμόρφωσης συχνότητας *m<sub>f</sub>* επιλέγεται να είναι περιττός αριθμός για να αποφευχθούν οι άρτιες αρμονικές και έτσι η τάση σε καθένα από τα τρία πόδια εμφανίζει το ίδιο φάσμα συχνοτήτων με τους μονοφασικούς αντιστροφείς μισής γέφυρας και πλήρους γέφυρας με διπολική έναυση. Επιπρόσθετα [2] όμως επιλέγεται να είναι και πολλαπλάσιο του 3 έτσι ώστε στην πολική τάση να εξαλείφεται η αρμονική στην συχνότητα *m<sub>f</sub>* και στα περιττά πολλαπλάσια της, γιατί η διαφορά φάσης των αρμονικών *m<sub>f</sub>* μεταξύ

τάσεων δύο ποδιών θα είναι τότε *m*<sub>f</sub>120°, δηλαδή μηδέν.

Για τον τριφασικό αντιστροφέα ο πίνακας 6.3 δίνει τον λόγο της *rms* τιμής της πολικής τάσης προς την τάση *DC*, για την θεμελιώδη και για τις πρώτες κυρίαρχες αρμονικές για συγκεκριμένες τιμές του λόγου διαμόρφωσης *m<sub>a</sub>*. Προφανώς ο πίνακας 6.3 προκύπτει από τον Πίνακα 6.1 με

πολλαπλασιασμό των στοιχείων του με συντελεστή  $\sqrt{3}/(2\sqrt{2}) \simeq 0.612$ . Λείπει η συχνότητα  $m_f f_1$ ,

αφού δεν υπάρχει στην πολική τάση. Έτσι η πρώτη κυρίαρχη αρμονική η οποία θα πρέπει να αποσβεστεί κατά ορισμένο ποσό σε σχέση με την παραγόμενη βασική συχνότητα θα είναι η  $(m_f - 2)f_1$ .

m <sub>a</sub>	0,2	0,4	0,6	0,8	1			
			$V_{LL-rms}/V_{dc}$	, LL-rms /V <sub>dc</sub>				
f <sub>1</sub>	0.122	0.245	0.367	0.49	0.612			
$(m_f \pm 2)f_1$	0.01	0.037	0.08	0.135	0.195			
$(2m_f \pm 1)f_1$	0.116	0.2	0.227	0.192	0.111			

Πίνακας 6.3

Ακολούθως θεωρούνται δύο τριφασικοί αντιστροφείς 20 και 10kVA με 0.85 συντελεστή ισχύος. Η DC τάση είναι 400V και επιλέγεται  $m_{a0} = 0.817$  ώστε με μηδενική ανταλλαγή αέργου ισχύος με το σύστημα η rms παραγόμενη πολική τάση να είναι  $V_{ref} = 0.612m_{a0}V_{dc} = 200V$ . Οι αντιστροφείς θεωρείται ότι συνδέονται όπως στην τοπολογία ΙΙ του σχ 6.2, δηλαδή στην πλευρά Δ ενός Μ/Σ Δ-Υη με λόγο πολικών τάσεων 200/400V, και Z=4%, της ίδιας ονομαστικής ισχύος με αυτούς. Με αναγωγή από διατιθέμενες τιμές Μ/Σ μεγαλύτερων ισχυών, βρέθηκαν για τον Μ/Σ 20kVA R=2.39% και X=3.2% και για τον Μ/Σ 10kVA, R=2.84%, X=2.815%.

Για την θέση της συχνότητας αποκοπής του φίλτρου σε σχέση με της αναμενόμενες αρμονικές των φορτίων του δικτύου ισχύουν τα όσα αναφέρθηκαν για τον μονοφασικό αντιστροφέα. Επιπλέον όμως στην περίπτωση του τριφασικού αντιστροφέα θα πρέπει να ληφθεί υπόψη ότι θα παρέχει ασύμμετρα ρεύματα στην βασική συχνότητα εξαιτίας του δικτύου και των φορτίων. Επειδή για τα ρεύματα στην βασική συχνότητα σχεδόν αποκλειστικό ρόλο έχει η αυτεπαγωγή, μπορεί να είναι προτιμότερο η επιθυμητή απόσβεση να επιτυγχάνεται αυξάνοντας την τιμή του πυκνωτή και διατηρώντας την αυτεπαγωγή μειωμένη έτσι ώστε να μειώνονται οι επιπτώσεις από

την ασυμμετρία στην τάση των ακροδεκτών. Έτσι η επιτρεπόμενη τιμή του ρεύματος εν κενώ θα μπορούσε να αυξηθεί.

Με τον τρόπο που χρησιμοποιήθηκε στην περίπτωση του μονοφασικού αντιστροφέα και με βάση τα ίδια κριτήρια υπολογίστηκαν οι τιμές του φίλτρου θεωρώντας λειτουργία με  $m_a = 0.8$ .

Θεωρήθηκε και για τους δύο αντιστροφείς  $m_f = 315$  δηλαδή διακοπτική συχνότητα 15.75kHz. Η ζητούμενη απόσβεση  $|I_{50}|/|I_h|$  όπου  $h = (m_f - 2)f_1$  είναι 70db και ο λόγος  $|I_0|/|I_{ov}|$  5% ή 7.5%. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στον Πίνακα 6.4. Όλες οι τιμές αναφέρονται στην πλευρά 230V/400V και οι χωρητικότητες αφορούν σύνδεση κατά αστέρα.

S kVA	L₁ µH	R₁ mΩ	C μF	L₂ µH	R₂ mΩ	X %	Z %	f <sub>cut off</sub> kHz	<sub>50</sub>  /   <sub>h</sub>   <b>db</b>	$\delta_0^{}$ deg	1 <sub>0</sub>  /  1 <sub>0V</sub>   %
20	480	4.8	20	808	190	5.1	5.6	2.05	70.52	2.9	5
20	320	3.2	30	808	190	4.4	5	1.91	70.55	2.54	7.5
10	1100	11	10	1420	451	5	5.7	2.02	70.58	2.84	4.99
10	730	7.3	15	1420	451	4.2	5.1	1.87	70.56	2.42	7.5

Πίνακας 6.4

### 6.4 Μέτρηση ισχύος

#### 6.4.1 Ισχύς σε συμμετρικό ή ασύμμετρο σύστημα

Η ακριβής μέτρηση της ισχύος του αντιστροφέα είναι απαραίτητη για την υλοποίηση του αναλογικού ελέγχου *P* – *f*, *Q* – *V*. Οι μετρούμενες ισχείς αποτελούν την ανάδραση κλείνοντας το βρόχο ελέγχου έτσι ώστε από τη διαφορά τους με τις τιμές αναφοράς να ρυθμίζονται η συχνότητα και η τάση που ο αντιστροφέας θα παράγει στην έξοδο του. Η μέθοδος μέτρησης θα πρέπει να είναι αξιόπιστη κάτω από οποιεσδήποτε συνθήκες του σχηματιζόμενου δικτύου όπως ασυμμετρία, παρουσία αρμονικών από μη γραμμικά φορτία ή από τους ίδιους τους μετατροπείς κλπ.

Σε ένα τριφασικό σύστημα η στιγμιαία ισχύς  $P_t = V_a I_a + V_b I_b + V_c I_c$ , μπορεί να προκύψει από την έκφραση  $V_{dq}$ ,  $I_{dq}$ , των στιγμιαίων τιμών τάσεων  $V_{abc}$  και ρευμάτων  $I_{abc}$  και τις ομοπολικές συνιστώσες  $V_0$ , $I_0$ , ως:  $P_t = (3/2) (V_d I_d + V_q I_q + 2V_0 I_0)$ . Οι  $V_{dq}$ ,  $I_{dq}$  αποτελούν την έκφραση των χωρικών διανυσμάτων τάσης και ρεύματος σε οποιοδήποτε πλαίσιο αναφοράς d - q και σύμφωνα με την σχέση (3.4) του Κεφ. 3 είναι:

$$V_{dq} = e^{-i\theta} V_{dq}^{s} = \left| V_{dq}^{s} \right| e^{i\left(\theta_{V}^{s} - \theta\right)}$$

$$I_{dq} = e^{-i\theta} I_{dq}^{s} = \left| I_{dq}^{s} \right| e^{i\left(\theta_{V}^{s} - \theta\right)}$$
(6.1)

Όπου  $V_{dq}^{s} = |V_{dq}^{s}| e^{i\theta_{V}^{s}}$ ,  $I_{dq}^{s} = |I_{dq}^{s}| e^{i\theta_{V}^{s}}$ , είναι τα δύο χωρικά διανύσματα τάσης και ρεύματος στο σταθερό πλαίσιο d - q, στα οποία τα μέτρα  $|V_{dq}^{s}|$ ,  $|I_{dq}^{s}|$  και οι γωνίες  $\theta_{V}^{s}$ ,  $\theta_{I}^{s}$  είναι συνισταμένες όλων των στιγμιαίων τιμών των επιμέρους συνιστωσών από τη θεμελιώδη, ασυμμετρίες, αρμονικές κλπ. και  $\theta = \int_{0}^{t} \omega_{dq}(\tau) d\tau + \theta(0)$ , η γωνία περιστροφής του πλαισίου. Για τις δε ομοπολικές συνιστώσες είναι  $V_{0} = \sqrt{2} |V_{0}| \cos(\omega_{e}t + \theta_{V0})$  και  $I_{0} = \sqrt{2} |I_{0}| \cos(\omega_{e}t + \theta_{I0})$ . Η έκφραση της στιγμιαίας ισχύος με ποσότητες *dq0* επιτρέπει τον διαχωρισμό της ισχύος που οφείλεται στις ομοπολικές συνιστώσες τάσης και ρεύματος, η οποία θα υπάρχει μόνον όταν

#### ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

 $\sum I \neq 0$ ,  $\sum V \neq 0$ . Με εξαίρεση από την  $P_t$  αυτής της συνιστώσας ισχύος και με αντικατάσταση των  $V_{dq}$ ,  $I_{dq}$  από την (6.1), η στιγμιαία ισχύς με ποσότητες *dq* είναι:

$$P = (3/2) \left( V_d I_d + V_q I_q \right) = (3/2) \left| V_{dq}^s \right| \left| I_{dq}^s \right| \cos \left( \theta_V^s - \theta_I^s \right)$$
(6.2)

Η γωνία  $\theta_V^s - \theta_I^s$  στην (6.2) είναι η γωνία μεταξύ των δύο χωρικών διανυσμάτων, οπότε φαίνεται από την (6.2) πως στην ισχύ συνεισφέρει μόνο η συνιστώσα του χωρικού διανύσματος ρεύματος που είναι σε φάση με το χωρικό διάνυσμα τάσης. Κατ' επέκταση της παρατήρησης αυτής μπορεί να θεωρηθεί ότι η ποσότητα  $\left| I_{dq}^s \right| \sin \left( \theta_V^s - \theta_I^s \right)$ αποτελεί την άεργη συνιστώσα του χωρικού διανύσματος και να οριστεί η στιγμιαία άεργος ισχύς ως [8]:

$$Q = (3/2) \left| V_{dq}^s \right| \left| I_{dq}^s \right| \sin\left(\theta_V^s - \theta_I^s\right) = (3/2) \left( V_q I_d - V_d I_q \right)$$
(6.3)

Av τώρα τόσο οι τάσεις όσο και τα ρεύματα έχουν μόνο θετική ακολουθία τότε  $|V_{dq}^s| = \sqrt{2} |V_a|, |I_{dq}^s| = \sqrt{2} |I_a|, \theta_V^s = \omega_e t + \theta_V(0), \theta_I^s = \omega_e t + \theta_I(0)$  και από την (6.2) προκύπτει η στιγμιαία ισχύς για την περίπτωση συμμετρικού τριφασικού συστήματος, δηλαδή ως σταθερό γινόμενο μεταξύ των *rms* τιμών τάσεων και ρευμάτων και του συντελεστή ισχύος:  $P_{3ph} = 3|V_a||I_a|\cos(\theta_V^s(0) - \theta_I^s(0))$ . Στην ίδια περίπτωση η (6.3) δίνει συνολικά την μέγιστη άεργη ισχύ και των τριών φάσεων ως  $Q_{3ph} = 3|V_a||I_a|\sin(\theta_V^s(0) - \theta_I^s(0))$ , η οποία μαζί με την  $P_{3ph}$  αποτελούν την συνολική μιγαδική ισχύ του τριφασικού συστήματος :  $S = P_{3ph} + iQ_{3ph}$ .

Έτσι στην περίπτωση συμμετρικού τριφασικού συστήματος αρκεί η μετατροπή των στιγμιαίων τάσεων  $V_{abc}$  και ρευμάτων  $I_{abc}$  σε  $V_{dq}$ ,  $I_{dq}$  για τον υπολογισμό της στιγμιαίας ενεργού ισχύος και της συνολικής αέργου ισχύος. Όμως όταν το τριφασικό σύστημα είναι ασύμμετρο ή περιλαμβάνει αρμονικές οι (6.2) και (6.3) περιλαμβάνουν και οι δύο τόσο σταθερές ποσότητες όσο και ημιτονοειδείς που αντιστοιχούν σε παλινδρομούσες ισχείς. Οι δε ομοπολικές συνιστώσες τάσεων και ρευμάτων θα πρέπει και αυτές να συμπεριληφθούν στον υπολογισμό της ισχύος. Ένα ασύμμετρο σύστημα μόνο στην βασική συχνότητα μπορεί να παρασταθεί από το χωρικό διάνυσμα  $f_{dq}$  που περιλαμβάνει την θετική και την αρνητική ακολουθία και από την ομοπολική συνιστώσα  $f_0$  σύμφωνα με την σχέση (3.13) του Κεφ. 3. Τα χωρικά διανύσματα τάσεων ρευμάτων με βάση την σχέση αυτή (χωρίς την μετατροπή σε ανά μονάδα), θα είναι  $V_{dq} = \sqrt{2}|V_1|e^{i(\theta_{V1}-\theta)} + \sqrt{2}|V_2|e^{-i(\theta_{V2}+\theta)}$  και  $I_{dq} = \sqrt{2}|I_1|e^{i(\theta_{11}-\theta)} + \sqrt{2}|I_2|e^{-i(\theta_{12}+\theta)}$ . Οι *P*, *Q* λόγω θετικής και αρνητικής ακολουθίας που προκύπτουν με αντικατάσταση στις (6.2) και (6.3) είναι:

$$P = 3|V_1||l_1|\cos(\theta_{V_1}(0) - \theta_{l_1}(0)) + 3|V_2||l_2|\cos(\theta_{V_2}(0) - \theta_{l_2}(0)) + + 3|V_1||l_2|\cos(2\omega_e t + \theta_{V_1}(0) + \theta_{l_2}(0)) + 3|V_2||l_1|\cos(2\omega_e t + \theta_{V_2}(0) + \theta_{l_1}(0))$$
(6.4)

$$Q = 3|V_1||l_1|\sin(\theta_{V1}(0) - \theta_{l1}(0)) + 3|V_2||l_2|\sin(\theta_{V2}(0) - \theta_{l2}(0)) - -3|V_1||l_2|\sin(2\omega_e t + \theta_{V1}(0) + \theta_{l2}(0)) + 3|V_2||l_1|\sin(2\omega_e t + \theta_{V2}(0) + \theta_{l1}(0))$$
(6.5)

Η ισχύς λόγω μηδενικής ακολουθίας γράφεται ξεχωριστά από την P ακολούθως:

$$3V_{0}I_{0} = 3|V_{0}||I_{0}|\cos(\theta_{V0}(0) - \theta_{I0}(0)) + 3|V_{0}||I_{0}|\cos(2\omega_{e}t + \theta_{V0}(0) + \theta_{I0}(0))$$
(6.6)

Η προηγούμενη ανάλυση μπορεί να γενικευτεί συμπεριλαμβάνοντας και τις αρμονικές στις τάσεις και τα ρεύματα γράφοντας σχέσεις ανάλογες με τις (6.4) – (6.6) στην γενική περίπτωση. Στην συνέχεια αναλύονται μέθοδοι υπολογισμού της ισχύος από τις στιγμιαίες τιμές τάσεων ρευμάτων υπό πρακτικές συνθήκες του συστήματος, δηλαδή παρουσία ασυμμετρίας και αρμονικών. Στην περίπτωση μονοφασικού αντιστροφέα δεν είναι δυνατή η χρησιμοποίηση κάποιου μετασχηματισμού των στιγμιαίων τιμών τάσης ή ρεύματος σε κάποιο πλαίσιο. Οι ισχείς θα πρέπει να υπολογιστούν κατευθείαν από τις στιγμιαίες τιμές *V*(*t*), *I*(*t*). Για το λόγο αυτό η ανάλυση ξεκινά με τον μονοφασικό αντιστροφέα και τα αποτελέσματα επεκτείνονται μετά στον τριφασικό.

#### 6.4.2 Μέτρηση ισχύος στον μονοφασικό αντιστροφέα

Κατ' αρχή, τόσο η τάση όσο και το ρεύμα θα έχουν αρμονικές λόγω διακοπτικής λειτουργίας του αντιστροφέα. Επίσης το ρεύμα θα έχει αρμονικές χαμηλής τάξης λόγω παρουσίας μη γραμμικών φορτίων στο δίκτυο. Αν η τάση προέρχεται από μέτρηση στους ακροδέκτες μετά το φίλτρο, οπότε και μετριέται η ισχύς στους ακροδέκτες, τότε και αυτή θα έχει παραμόρφωση από τις ίδιες αρμονικές χαμηλής τάξης. Αν όμως μετριέται η τάση στην έξοδο του αντιστροφέα τότε η τάση δεν θα έχει αρμονικές χαμηλής τάξης. Αν όμως μετριέται η τάση στην έξοδο του αντιστροφέα τότε η τάση δεν θα έχει αρμονικές χαμηλής τάξης. Αν όμως μετριέται η τάση στην έξοδο του αντιστροφέα τότε η τάση δεν θα έχει αρμονικές χαμηλής τάξης. Ως γνωστό χωρίς την ύπαρξη αρμονικών το γινόμενο των στιγμιαίων τιμών V(t)I(t) θα έχει μια σταθερή συνιστώσα και μια εναλλασσόμενη σε συχνότητα  $2\omega_e$  διπλάσια από την θεμελιώδη κατά αναλογία με την σχέση (6.6). Επιλέγεται να χρησιμοποιηθεί η τάση που παράγει ο αντιστροφέας στην έξοδό του, οπότε σταθερή συνιστώσα στο γινόμενο V(t)I(t) λόγω αρμονικών θα οφείλεται μόνο στις υψίσυχνες αρμονικές της διακοπτικής λειτουργίας. Οποιεσδήποτε αρμονικές χαμηλής τάξης θα υπάρχουν μόνο στο ρεύμα και θα δημιουργούν στην στιγμιαία ισχύ μόνο εναλλασσόμενες συνιστώσες με συχνότητες  $(h \pm 1)\omega_e$ , όπου h η τάξη της αρμονικής. Με βάση τα προηγούμενα, οι μέθοδοι που μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τον υπολογισμό των ισχυών κατευθείαν από τις στιγμιαίες τιμές είναι:

- 1) Παίρνοντας τις rms τιμές και τις φάσεις των θεμελιωδών των V και I με FFT.
- 2) Υπολογίζοντας την μέση τιμή του γινομένου των στιγμιαίων τιμών σε μία περίοδο, οπότε λαμβάνομε την ενεργό ισχύ:  $P = (1/T) \int_0^T V(t) I(t) dt$ . Για την άεργο ισχύ καθυστερούμε

την τάση κατά 90° πριν από τον υπολογισμό:  $Q = (1/T) \int_0^T V(t - T/4) I(t) dt$ . Αντί να

παίρνομε την μέση τιμή του γινομένου μπορούμε να απαλείψομε την συνιστώσα στην διπλάσια συχνότητα χρησιμοποιώντας notch φίλτρο και στη συνέχεια βαθυπερατό φίλτρο. Εναλλακτικά μπορούμε να χρησιμοποιούμε *FFT* για να πάρομε την *DC* τιμή των γινομένων. Οποιεσδήποτε εναλλασσόμενες συνιστώσες λόγω αρμονικών χαμηλής τάξης στο ρεύμα εξαλείφονται με όλους τους τρόπους. Για να εξαλειφθούν όμως οι σταθεροί όροι που δημιουργούνται από τις κοινές αρμονικές σε τάση και ρεύμα λόγω της διακοπτικής λειτουργίας, θα πρέπει οι στιγμιαίες τιμές *V, I* να περάσουν από βαθυπερατό φίλτρο πριν από τον σχηματισμό του γινομένου, που αν και δεν χρειάζεται να έχει χαμηλή συχνότητα αποκοπής οπωσδήποτε αλλοιώνει το πλάτος και την φάση της θεμελιώδους.

3) Μετασχηματίζοντας κάθε μία από τις στιγμιαίες τιμές V, I σε ένα σύγχρονο πλαίσιο θ = ω<sub>e</sub>t, σα να επρόκειτο για μετασχηματισμό ασύμμετρου διφασικού συστήματος, δημιουργώντας έτσι δύο τιμές για κάθε μέγεθος – τάση και ρεύμα – που διαφέρουν κατά 90°, έστω d και q:

$$\begin{bmatrix} f_d \\ f_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & \sin\theta \\ -\sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f \\ 0 \end{bmatrix}$$
(6.7)

Για κάθε συνιστώσα υπολογίζομε την μέση τιμή  $V_{da} = (1/T) \int_0^T V_d dt$ ,  $V_{qa} = (1/T) \int_0^T V_q dt$   $I_{da} = (1/T) \int_0^T I_d dt$ ,  $I_{qa} = (1/T) \int_0^T I_q dt$ , ή φιλτράρομε τις  $f_d$ ,  $f_q$  διαδοχικά με notch και βαθυπερατό φίλτρο. Έτσι απορρίπτονται όλοι οι εναλλασσόμενοι όροι  $2\omega_e$  και  $(h \pm 1)\omega_e$ από τα  $f_d$ ,  $f_q$  που προκύπτουν από τον μετασχηματισμό (6.7). Εναλλασσόμενους όρους  $(h \pm 1)\omega_e$  δημιουργούν με την (6.7) και οι αρμονικές διακοπτικής λειτουργίας οπότε απορρίπτονται. Οι προκύπτουσες τιμές  $f_{da}$ ,  $f_{qa}$  έχουν μόνο σταθερές συναρτήσει του πλάτους και της φάσης της θεμελιώδους. Οι ζητούμενες ισχείς θα προκύψουν ως:

$$P = 2 \left( V_{da} I_{da} + V_{qa} I_{qa} \right)$$

$$Q = 2 \left( V_{qa} I_{da} - V_{da} I_{qa} \right)$$
(6.8)

Μπορούμε να δημιουργήσομε τιμές V<sub>q</sub>, I<sub>q</sub> καθυστερώντας τις στιγμιαίες τιμές κατά 90°. Οι V<sub>d</sub>, I<sub>d</sub> είναι οι ίδιες οι στιγμιαίες τιμές. Οι ισχείς έτσι προκύπτουν από τις:

$$P = (1/2) \left( V_d I_d + V_q I_q \right)$$

$$Q = (1/2) \left( V_q I_d - V_d I_q \right)$$
(6.9)

Χρειάζεται όμως αρχικά φιλτράρισμα των αρμονικών λόγω διακοπτικής συχνότητας, αλλά και των αρμονικών χαμηλής τάξης από τις στιγμιαίες τιμές  $V_d$ ,  $I_d$ . Το πρόβλημα παρακάμπτεται αν αντί να απορρίπτομε τις αρμονικές, εξάγομε την θεμελιώδη από την στιγμιαία τιμή κάθε μεγέθους χρησιμοποιώντας το ακόλουθο ζωνοπερατό φίλτρο συντονισμένο στην θεμελιώδη συχνότητα  $ω_0 = 2\pi 50$ :

$$f_{50} = f_d = \frac{ks}{s^2 + ks + \omega_0^2} f$$
(6.10)

Το φίλτρο που περιγράφεται από την συνάρτηση μεταφοράς (6.10) έχει την ιδιότητα να αποσπά την συνιστώσα κάποιας συγκεκριμένης συχνότητας – εδώ στα 50*Hz* – αφήνοντας αμετάβλητο το πλάτος και την φάση της [9]. Οι τιμές *q* προκύπτουν ακολούθως από  $f_q = (\omega_0/s)f_d$  και τελικά οι ισχείς προκύπτουν από τις προαναφερόμενες σχέσεις (6.9).

Οι μέθοδοι 1, 3 και 4 είναι οι πιο ενδεδειγμένες και μπορούν να χρησιμοποιηθούν με επιτυχία. Οπωσδήποτε θα πρέπει να ληφθεί υπόψη ότι η συχνότητα του συστήματος μεταβάλλεται συνεχώς κατά την αυτόνομη λειτουργία. Έτσι στην μέθοδο 3 θα πρέπει να μεταβάλλεται η  $\omega_e$  του σύγχρονου πλαισίου στον μετασχηματισμό της (6.7) και ανάλογα με τον τρόπο υλοποίησης, η περίοδος *T* εύρεσης της μέσης τιμής ή η συχνότητα συντονισμού  $\omega_0 = \omega_e$ . Στην μέθοδο 1 θα πρέπει στον υπολογισμό *FFT* να μεταβάλλεται η βασική συχνότητα. Εξαιτίας του *FFT* η μέθοδος 1 συνεπάγεται επιβάρυνση για τον έλεγχο του αντιστροφέα και γιαυτό δεν χρησιμοποιήθηκε. Αντίθετα για την μέτρηση των ισχυών στα αποτελέσματα των προσομοιώσεων, τόσο για τον αντιστροφέα όσο και για διάφορα σημεία του δικτύου όπου χρειάστηκε, χρησιμοποιήθηκε αποκλειστικά η μέθοδος 1 μια που το εργαλείο *FFT* που διαθέτει το *PSCAD* έχει δυνατότητα ανίχνευσης της συχνότητας.

Σημειώνεται ότι ο επαναπροσδιορισμός της βασικής συχνότητας στις παραπάνω μεθόδους δεν παρουσιάζει κανένα πρόβλημα, αφού η συχνότητα καθορίζεται από τον ίδιο τον αντιστροφέα σαν αποτέλεσμα της μέτρησης της ενεργού ισχύος, με τον έλεγχο P – f. Αντίθετα, στην αναφορά [10] όπου μετριέται η συχνότητα και καθορίζονται αναλογικά οι ισχείς που παράγει ο αντιστροφέας. χρησιμοποιείται αναγκαστικά PLL για την εκτίμηση της συχνότητας του συστήματος. Για να μπορεί να υλοποιηθεί ο αναλογικός έλεγχος f – P, V – Q, το PLL πρέπει να δίνει με μεγάλη ακρίβεια την συχνότητα και την γωνία της τάσης έτσι ώστε να προσδιοριστεί η ισχύς Ρ και η αναφορά του εσωτερικού βρόχου ρεύματος ο οποίος είναι αναγκαίος για αυτόν τον τρόπο υλοποίησης. Για να μην παραμένει σφάλμα υπό μορφή περιοδικής κυμάτωσης στην εκτίμηση της γωνίας και της συχνότητας θα πρέπει η είσοδος στο PLL να είναι μόνο η θεμελιώδης συνιστώσα της τάσης απαλλαγμένη από οποιαδήποτε αρμονική. Επειδή μετριέται η τάση στους ακροδέκτες για τον καθορισμό της ισχύος, αυτό είναι δύσκολο να επιτευχθεί. Συγκεκριμένα χρησιμοποιείται παρόμοια μέθοδος με την μέθοδο 4 η οποία υλοποιείται με εκτιμητή κατάστασης Kalman ψηφιακά, αλλά εκτός από την θεμελιώδη εξάγονται και οι πιθανές αρμονικές χαμηλών συχνοτήτων, προκειμένου η εκτίμηση της θεμελιώδους να είναι ακριβής και να μην υπάρχει κυμάτωση στην έξοδο του PLL. Επιπρόσθετα, για να ληφθεί υπόψη η συνεχής μεταβολή της συχνότητας, μεταβάλλεται η συχνότητα δειγματοληψίας του αλγόριθμου εκτίμησης με βάση την απόκλιση από την ονομαστική συχνότητα που παρουσιάζει το PLL στην έξοδό του. Το PLL και τα προβλήματα που συνεπάγεται αποφεύγονται όταν ο έλεγχος γίνεται μετρώντας τις ισχείς και καθορίζοντας την κυματομορφή της τάσης του αντιστροφέα. Από την άποψη της υλοποίησης του ελέγχου λοιπόν, ο τρόπος αυτός πλεονεκτεί σε ευκολία και αξιοπιστία, όπως έχει αναφερθεί στο Κεφ. 2. Αξίζει όμως να σημειωθεί ότι με την παραλλαγή της μεθόδου 4 που χρησιμοποιείται στην αναφορά [10] είναι δυνατή η εκτίμηση των συνιστωσών d, q τάσης και ρεύματος με οποιαδήποτε προκαθορισμένη καθυστέρηση υπό την προϋπόθεση ότι εκτιμώνται και οι περισσότερες από τις αναμενόμενες αρμονικές χαμηλής τάξης του δικτύου.

Στο σχ. 6.3 φαίνεται η υλοποίηση της μεθόδου 3 και με τους δύο τρόπους έτσι ώστε να επιτρέπει την αλλαγή των παραμέτρων που εξαρτώνται από την συχνότητα. Συγκεκριμένα η υλοποίηση του φίλτρου notch προκύπτει αν την συνάρτηση μεταφοράς από TOU:  $y = \left(s^2 + \omega_0^2\right)x / \left(s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2\right) \quad \eta \quad \text{éfodos} \quad \text{grape}(x) = x - 2\zeta \left(\omega_0 / s\right)y + (x - y)\left(\omega_0^2 / s^2\right). \quad \text{Homosonic states}$ συχνότητα απόρριψης είναι ω<sub>0</sub> = 2π100. Ως βαθυπερατό φίλτρο χρησιμοποιείται φίλτρο δεύτερης τάξης. Μεγάλη τιμή του ζ στο φίλτρο notch έχει καλύτερο αποτέλεσμα στην απομάκρυνση της συνιστώσας στην διπλάσια βασική συχνότητα και κάποια συμβολή στην μείωση των γειτονικών αρμονικών χαμηλής τάξης που τυχόν υπάρχουν. Όμοια, όσο χαμηλότερη η συχνότητα αποκοπής στο φίλτρο δεύτερης τάξης τόσο πιο αποτελεσματική η απόρριψη των αρμονικών. Φυσικά το αποτέλεσμα είναι μεγαλύτερη καθυστέρηση στον υπολογισμό της ισχύος.

Ομοίως στο σχ. 6.4 φαίνεται η υλοποίηση της μεθόδου 4 όπως προκύπτει από την συνάρτηση μεταφοράς (6.10), έτσι ώστε να λαμβάνεται υπόψη η αλλαγή της συχνότητας. Όσο μικρότερη η τιμή του συντελεστή *k* στο ζωνοπερατό φίλτρο τόσο καλύτερος ο συντονισμός στην ζητούμενη συχνότητα, που εδώ είναι η θεμελιώδης, αλλά τόσο πιο μεγαλύτερη γίνεται η καθυστέρηση της απόκρισης. Αντίθετα το εύρος ζώνης αυξάνεται με μεγαλύτερες τιμές του *k*, αλλά για μεγάλες τιμές η έξοδος έχει και αυξημένο ποσό χαμηλής τάξης αρμονικών.

Η συχνότητα στα σχ. 6.3 και 6.4 παρέχεται με ανάδραση από τον έλεγχο *P* – *f* που επακολουθεί της μέτρησης ισχύος.

Στα σχ. 6.5, 6.6 φαίνεται η εκτίμηση με την χρήση των παραπάνω μεθόδων 3 και 4 των ζητούμενων συνιστωσών για την μέτρηση των ισχυών. Θεωρείται σήμα εισόδου έστω ρεύματος το οποίο έχει πλάτος στη θεμελιώδη 1Α, φάση 0° και THD=40% (1<sup>η</sup> :100%, 3<sup>η</sup> :35%, 5<sup>η</sup> : 15%, 7<sup>η</sup> :10%, 9<sup>η</sup> :4%, 11<sup>η</sup> :3%, 13<sup>η</sup> :2%, 15<sup>η</sup> :1.5%). Η τάση θεωρήθηκε μόνο στην θεμελιώδη με πλάτος 1V. Η κυμάτωση στην ισχύ θα πρέπει να είναι περίπου 1%.



Σχ. 6.3: Σχηματισμός των ποσοτήτων da και qa τάσης και ρεύματος με τους δύο τρόπους της μεθόδου 3 για τον υπολογισμό της ισχύος με την (6.8).



Σχ. 6.4: Σχηματισμός των ποσοτήτων d και q τάσης και ρεύματος με την μέθοδο 4 για τον υπολογισμό της ισχύος με την (6.9).

Η εκτίμηση των  $I_{da}$ ,  $I_{qa}$ , στο σχ. 6.5 με την μέθοδο 3, γίνεται χρησιμοποιώντας το συνδυασμό notch + βαθυπερατό φίλτρο. Επιλέχθηκε στο φίλτρο notch  $\zeta = 3$  και στο βαθυπερατό φίλτρο  $\omega_n = 2\pi 30$  και  $\zeta = 0.7$ . Η συνολική καθυστέρηση να αντιστοιχεί περίπου σε απόκριση y = x/(1+sT) με σταθερά χρόνου 15msec όπως φαίνεται στο σχήμα με διακεκομμένη. Η κυμάτωση στην ισχύ είναι 0.4%.



Σχ. 6.5: Εξαγωγή των ποσοτήτων da και qa με τη μέθοδο 3 από ρεύμα με THD=40% και υπολογισμός της ισχύος.



Σχ. 6.6: Εξαγωγή των ποσοτήτων d και q με τη μέθοδο 4 από ρεύμα με THD=40% και υπολογισμός της ισχύος.

Στο σχ. 6.6 εκτιμώνται με την μέθοδο 4 οι ποσότητες  $I_d$ ,  $I_q$ . Συγκεκριμένα επιλέχθηκε k = 30 για

το αντίστοιχο φίλτρο της (6.10), έτσι ώστε η κυμάτωση στην ισχύ να μην υπερβαίνει το 1% (για την ακρίβεια είναι 1.3%). Όπως φαίνεται στο σχήμα με διακεκομμένη γραμμή, η καθυστέρηση αντιστοιχεί σε απόκριση φίλτρου πρώτης τάξης με σταθερά χρόνου 66.6msec.

Σε συνθήκες μεγαλύτερης παραμόρφωσης θα απαιτούνταν και με τις δύο μεθόδους παράμετροι που θα έδιναν μεγαλύτερη καθυστέρηση, αν η απαίτηση για τα επίπεδα κυμάτωσης ήταν η ίδια. Αν η μέθοδος 3 εφαρμοστεί με την εύρεση της μέσης τιμής τότε η σταθερά χρόνου είναι πάντα 20msec ανεξάρτητα από την ζητούμενη κυμάτωση στην ισχύ ή την παραμόρφωση της κυματομορφής του ρεύματος. Συγκριτικά, η μέθοδος 3 με notch + βαθυπερατό φίλτρο επιτρέπει την πιο σύντομη μέτρηση και δίνει – αν αυτό είναι επιθυμητό – και την δυνατότητα ρύθμισης της δημιουργούμενης καθυστέρησης.

#### 6.4.3 Μέτρηση ισχύος στον τριφασικό αντιστροφέα

Για την περίπτωση του τριφασικού αντιστροφέα μπορούμε κατ' αναλογία με τα όσα αναπτύχθηκαν για τον μονοφασικό να ξεχωρίσομε τρεις δυνατότητες για τον υπολογισμό της ισχύος:

- I. Με *FFT* παίρνομε τις *rms* τιμές και τις φάσεις των θεμελιωδών συνιστωσών των τάσεων  $V_{abc}$  και των ρευμάτων  $I_{abc}$ , υπολογίζομε τις  $P_k = V_k I_k \cos(\theta_{Vk}(0) \theta_{lk}(0))$ ,  $Q_k = V_k I_k \sin(\theta_{Vk}(0) \theta_{lk}(0))$  k = a, b, c και μετά τις  $P_{3ph} = \sum P_k$ ,  $Q_{3ph} = \sum Q_k$ .
- II. Από το γινόμενο των στιγμιαίων τιμών τάσης και ρεύματος για κάθε φάση  $V_k(t)I_k(t)$ , k = a,b,c παίρνομε την μέση τιμή ή απορρίπτομε με φίλτρο notch και βαθυπερατό φίλτρο τις εναλλασσόμενες συνιστώσες λόγω ασυμμετρίας και αρμονικών και αθροίζομε για να πάρομε την ενεργό ισχύ. Το ίδιο και για την άεργο ισχύ, αφού πρώτα μετατοπίσομε την τάση κάθε φάσης κατά T/4. Εναλλακτικά μπορούμε να μετασχηματίσομε τις τάσεις και τα ρεύματα σε σταθερό πλαίσιο d q και να υπολογίσομε την μέση τιμή ή να απορρίψομε τις εναλλασσόμενες συνιστώσες των σχέσεων (6.2), (6.3). Το ίδιο εφαρμόζομε και για τις ομοπολικές συνιστώσες, αν και αυτό δεν χρειάζεται στην περίπτωση που ο αντιστροφέας συνδέεται μέσω M/Σ Δ Y και μετρείται η ισχύς στην έξοδό του και όχι αυτή των ακροδεκτών.
- III. Εφαρμόζοντας ξεχωριστά στην στιγμιαία τιμή τάσης και ρεύματος κάθε φάσης, είτε την μέθοδο 3 ή την μέθοδο 4 που προτάθηκαν για το μονοφασικό σύστημα. Η ισχύς προκύπτει με εφαρμογή σε κάθε φάση των σχέσεων (6.8) ή (6.9) αντίστοιχα και μετά παίρνοντας το άθροισμά τους.

Για τους ίδιους λόγους όπως και προηγουμένως για τον μονοφασικό αντιστροφέα, η τελευταία μέθοδος είναι η πιο ενδεδειγμένη. Εννοείται ότι η εφαρμογή των μεθόδων 3 και 4 για κάθε φάση θα γίνει όπως αναπτύχθηκε για τον μονοφασικό αντιστροφέα, ώστε να λαμβάνεται υπόψη η συνεχής μεταβολή της συχνότητας του συστήματος. Πιο βολική είναι η εφαρμογή της μεθόδου 3 ή 4 στους τέσσερις όρους της:  $P_t = V_{ab}I_a - V_{bc}I_c$ , όπου  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  οι πολικές τάσεις στην έξοδο του αντιστροφέα. Εναλλακτικά, αντί να βρίσκομε την ισχύ ξεχωριστά για κάθε φάση και μετά να αθροίζομε, μπορούμε να μετασχηματίζομε τάσεις και ρεύματα σε συμμετρικές συνιστώσες [11]:

$$\begin{bmatrix} f_{0d} \\ f_{0q} \\ f_{1d} \\ f_{1q} \\ f_{2q} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{vmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & 1 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \\ 1 & 0 & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 1 & 0 & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & 1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & 1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ 0 & 1 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{1}{2} \end{vmatrix}$$
 (6.11)

Οι ποσότητες  $f_{kd}$ ,  $f_{kq}$ , k = a, b, c, με f = V, I είναι απαλλαγμένες από αρμονικές αντιστροφέα και δικτύου και αν έχουν εξαχθεί με την μέθοδο 3 είναι σταθερές ποσότητες ενώ αν έχουν εξαχθεί με την μέθοδο 3 είναι σταθερές ποσότητες ενώ αν έχουν εξαχθεί με την μέθοδο 4 ημιτονοειδείς στην βασική συχνότητα. Συγκεκριμένα οι συμμετρικές συνιστώσες στην (6.11) είναι η θετική και αρνητική ακολουθία του χωρικού διανύσματος τάσης και ρεύματος και η ομοπολική, όπως περιγράφονται στην (3.12) του Κεφ. 3 για ένα τριφασικό σύστημα που είναι ασύμμετρο αλλά μόνο στην βασική συχνότητα. Επίσης με την μέθοδο 4 οι ποσότητες στην (6.11) ταυτίζονται με το πραγματικό και φανταστικό μέρος των «περιστρεφόμενων» φασιθετών των (3.38), (3.39) του Κεφ. 3. Επειδή όπως έχει αναφερθεί μετρούμε την ισχύ στην έξοδο του αντιστροφέα και όχι στους ακροδέκτες τότε όλη η ισχύς είναι μόνο θετικής ακολουθίας, οπότε μόνο η θετική ακολουθία χρειάζεται να υπολογιστεί στην (6.11). Το ίδιο εφαρμόζεται και στην μοντελοποίηση του Κεφ. 3 (σχ. 3.4 και σχέση (3.48)). Η ισχύς εδώ θα προκύπτει από:

$$P = 3 \left( 2 \left( V_{1d} I_{1d} + V_{1q} I_{1q} \right) \right)$$
  

$$Q = 3 \left( 2 \left( V_{1q} I_{1d} - V_{1d} I_{1q} \right) \right)$$
(6.12)

αν χρησιμοποιείται η μέθοδος 3 και από τις

$$P = 3((V_{1d}I_{1d} + V_{1q}I_{1q})/2)$$

$$Q = 3((V_{1q}I_{1d} - V_{1d}I_{1q})/2)$$
(6.13)

αν χρησιμοποιείται η μέθοδος 4. Υπενθυμίζεται ότι η τάση στις παραπάνω σχέσεις είναι η τάση εξόδου του αντιστροφέα.

Σημειώνεται όμως ότι ενώ η συνολική ισχύς που θα παραλαμβάνει κάθε αντιστροφέας στο σύστημα θα ελέγχεται αναλογικά με τους επιλεγόμενους συντελεστές k<sub>a</sub>, k<sub>a</sub>, δεν είναι βέβαιο ότι

το ίδιο συμβαίνει με τις επιμέρους ισχείς σε κάθε ακολουθία υπό την έννοια ότι ορισμένοι αντιστροφείς μπορεί να φορτίζονται με περισσότερο ασύμμετρα ρεύματα από ότι άλλοι. Αν ο έλεγχος γίνεται με την ισχύ των ακροδεκτών και καθορίζεται η τάση στους ακροδέκτες, όπως περιγράφεται στο σχ. 3.5 του Κεφ. 3, τότε υπάρχει η δυνατότητα να εφαρμοστεί ο αναλογικός έλεγχος για κάθε ακολουθία ξεχωριστά. Θα χρειαστούν τότε τρεις βρόχοι ελέγχου όπως του σχ. 3.5, με ίδιους ή διαφορετικούς συντελεστές  $k_p$ ,  $k_q$  σε καθένα, για την ρύθμιση μεταξύ:  $S_1 ~ V_1$ ,  $S_2 ~ V_2$ ,  $S_0 ~ V_0$  όπου  $V_{012}$  αφορούν την τάση στους ακροδέκτες. Κάθε μία από τις  $S_1$ ,  $S_2$ ,  $S_0$ , υπολογίζεται με ανάλογο τρόπο από τις (6.12), ή (6.13) με βάση τις τιμές που προκύπτουν από την (6.11). Ο έλεγχος και στην μηδενική ακολουθία είναι δυνατός μόνο στον αντιστροφέα με τέσσερα πόδια (σχ. 6.2 τοπολογία 3) ενώ για τους υπόλοιπους μπορεί να εφαρμοστεί μόνο για την θετική και αρνητική ακολουθία. Φυσικά έτσι ο αντιστροφέας θα παράγει στην έξοδό του τάση και στις τρεις ακολουθίες  $E_{1da}$ ,  $E_{2da}$ ,  $E_0$ .

#### 6.5 Καθορισμός παραμέτρων ελέγχου

Απομένει να οριστούν συγκεκριμένοι συντελεστές ελέγχου  $k_p = \Delta f / \Delta P$ ,  $k_q = \Delta V / \Delta Q$  του μέτρου και της συχνότητας της τάσης που αποδίδει ο αντιστροφέας για κάθε μεταβολή των ισχυών στην έξοδο του. Δεν υπάρχει διαφορά είτε πρόκειται για μονοφασικό ή για τριφασικό αντιστροφέα καθόσον ο δεύτερος παράγει συμμετρικό σύστημα τάσεων.

Για τον έλεγχο P - f επιλέγεται  $k_p = 1\%$  με  $P_{ref}=0$  για την τιμή  $f_{ref}=50Hz$ . Η τιμή του συντελεστή

αφορά την ονομαστική ισχύ. Για μεταβολή  $\Delta P = P_{max} = P_{ov}$ , είναι  $\Delta f = \pm 0.5Hz$ . Για τον έλεγχο Q - V επιλέγεται  $k_q = 1.5\%$ , με  $Q_{ref} = 0$  για  $V_{ref} = 230V$ . Η τιμή του συντελεστή εδώ αφορά την άεργο ισχύ  $Q_{ov}$ , που παράγεται κατά την ονομαστική λειτουργία δηλαδή όταν  $P = P_{ov}$ υπό ονομαστικό συντελεστή ισχύος. Αυτό σημαίνει ότι για τον μονοφασικό και τον τριφασικό αντιστροφέα θα είναι στα 230V (δευτερεύον του M/Σ):  $\Delta V = \pm 3.45V$  για  $\Delta Q = Q_{max} = Q_{ov}$ . Για τον καθορισμό της μέγιστης αέργου ισχύος  $Q_{max}$  γίνεται λόγος παρακάτω σχετικά μετά όρια ισχύος που παράγει ο αντιστροφέας. Επειδή για την μεταβολή της τάσης μεταβάλλεται ο λόγος διαμόρφωσης πλάτους  $m_a$ , θα πρέπει ο έλεγχος να μεταφραστεί σε  $Q - m_a$ , με  $k'_q = \Delta m_a/\Delta Q$ . Η φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα (πλευρά πρωτεύοντος αν υπάρχει M/Σ) θα έχει *rms* τιμή για τον μονοφασικό:  $V = m_a V_{dc}/\sqrt{2}$  και για τον τριφασικό:  $V = V_{LN} = m_a V_{dc}/(2\sqrt{2})$ . Έτσι η σχέση  $V = V_{ref} - k_a (Q - Q_{ref})$  γίνεται:

$$m_a = m_{a0} - k'_a \left( \mathbf{Q} - \mathbf{Q}_{ref} \right) \tag{6.14}$$

Ο συντελεστής  $k'_q$  θα είναι  $k'_q = k_q \sqrt{2}/V_{dc}$  ή  $k'_q = k_q 2\sqrt{2}/V_{dc}$  για μονοφασικό ή τριφασικό αντιστροφέα, όταν ο  $k_q$  εκφράζεται με μονάδες τάσης. Για μεταβολή της άεργης ισχύος  $\Delta Q = Q_{max}$  ο λόγος διαμόρφωσης πλάτους των αντιστροφέων μεταβάλλεται περίπου κατά  $\Delta m_a = \pm 0.012$ . Η τιμή του  $m_a$  για  $Q = Q_{ref} = 0$  και  $V = V_{ref}$  έχει επιλεγεί για τον μονοφασικό αντιστροφέα  $m_{a0} = 0.825$  οπότε η μεταβολή είναι μεταξύ 0.813 και 0.837 και για τον τριφασικό  $m_{a0} = 0.817$  με μεταβολή 0.805 και 0.829. Ο πίνακας 6.6 περιλαμβάνει συγκεντρωτικά όλες τις τιμές των συντελεστών για τους αντιστροφείς των οποίων έχουν διαστασιολογηθεί τα φίλτρα στους πίνακες 6.2 και 6.4.

ΔΡ	ΔQ	k <sub>p</sub>	k <sub>q</sub>	k <sub>p</sub>	k <sub>q</sub> (230V)	k'q
W	var	%	%	mHz / W	mV / var	var -1
±3000	±1860	1	1.5	0.1666	1.85	6.653e-6
±4060	±2513	1	1.5	0.123	1.37	4.924e-6
±1020	±632	1	1.5	0.490	5.46	19.58e-6
±17000	±10523	1	1.5	0.029	0.33	1.166e-6
±8500	±5262	1	1.5	0.058	0.65	2.29e-6

Πίνακας 6.6

Επειδή η έμφαση δίνεται στην δημιουργία του AC συστήματος από τις πηγές τάσης που παράγουν οι αντιστροφείς, ο κάθε αντιστροφέας έχει μοντελοποιηθεί με σταθερή τάση DC. Πρακτικά αυτό δεν μπορεί να συμβαίνει. Αν για παράδειγμα η τάση DC είναι η τάση ενός συσσωρευτή θα εξαρτάται από την κατάσταση φόρτισης του. Για να διατηρείται η τάση στο ίδιο επίπεδο ανεξάρτητα από την κατάσταση φόρτισης, η τιμή του  $m_{a0}$  μπορεί να αλλάζει ανάλογα με την τιμή της  $V_{dc}$  ώστε να ελαττώνεται ή να αυξάνεται όταν η  $V_{dc}$  είναι αντίστοιχα μειωμένη ή αυξημένη ώστε πάντα η  $V_{ref}$  να παραμένει στην καθορισμένη τιμή, φυσικά εντός της

επιτρεπόμενης περιοχής κατάστασης φόρτισης. Η ευθεία που περιγράφεται από την (6.14) μετακινείται κατακόρυφα διατηρώντας την ίδια κλίση, αλλά η ευθεία V = g(Q) παραμένει η ίδια.

Στον έλεγχο θα πρέπει να τεθούν και όρια για την ισχύ εξόδου του αντιστροφέα. Άνω όριο ενεργού ισχύος αφορά την πηγή την οποία ο αντιστροφέας συνδέει στο δίκτυο που αν είναι πηγή συσσώρευσης ενέργειας αφορά τον ρυθμό εκφόρτισης. Τα όρια αέργου ισχύος αφορούν τον ίδιο τον αντιστροφέα. Τα όρια θα μπορούσαν να τεθούν με βάση την ονομαστική φαινόμενη ισχύ S και την ονομαστική ενεργό ισχύ Ρον. Έτσι θα έπρεπε η ενεργός ισχύς να περιορίζεται στην ονομαστική  $P_{max} = P_{ov}$  και η άεργος στην  $Q_{max} = \sqrt{S^2 - P^2}$  όπου P η ζητούμενη ισχύς. Επειδή όμως μεταβολή της αέργου ισχύος ακολουθείται από μείωση της τάσης εξόδου και ταυτόχρονα οι διακόπτες του αντιστροφέα δεν αντέχουν υπερεντάσεις πάνω από την ονομαστική, παρά μόνο για πολύ μικρό χρονικό διάστημα, είναι καλύτερα ο καθορισμός των ορίων να γίνει με βάση το ρεύμα που διέρχεται από τον αντιστροφέα. Έτσι η επιτρεπόμενη φαινόμενη ισχύς θα πρέπει να καθορίζεται κάθε στιγμή από την στιγμιαία τιμή της τάσης εξόδου του αντιστροφέα και από το μέγιστο επιτρεπόμενο ρεύμα που επιτρέπεται να διέρχεται συνεχώς από τους διακόπτες: S = VI<sub>max</sub>. Για την υλοποίηση των ορίων όσον αφορά την ενεργό ισχύ, όταν η μετρούμενη ενεργός ισχύς εξόδου του αντιστροφέα φτάνει στο όριο Pov, τότε ο συντελεστής kn μεταβαίνει σε μεγάλη τιμή έτσι ώστε η ενεργός ισχύς να περιορίζεται κοντά στην ονομαστική ενώ την

παραπάνω ισχύ που ζητείται από το σύστημα καλύπτουν από εκεί και πέρα οι υπόλοιπες μονάδες δημιουργοί που δεν έχουν φτάσει ακόμα στο όριο τους. Το περιθώριο αέργου ισχύος

που μπορεί να δώσει ο αντιστροφέας καθορίζεται από την  $Q_{max} = \sqrt{(VI_{max})^2 - P^2}$  με P την μετρούμενη ισχύ εξόδου. Όταν η άεργος ισχύς εξόδου φτάσει το όριο αυτό τότε η ευθεία Q – V, ή πιο συγκεκριμένα, η ευθεία  $Q - m_a$  μετακινείται κατακόρυφα έτσι ώστε  $Q = Q_{max}$ . Η αντίστροφη υλοποίηση του ελέγχου ως f – P, V – Q, πλεονεκτεί στην ενσωμάτωση ορίων ισχύος στον έλεγχο, αφού στις οριακές ισχείς οι συντελεστές 1/k, 1/k, μπορούν να λάβουν πολύ μικρές τιμές και οι

αντίστοιχες ευθείες να γίνουν οριζόντιες.

#### 6.6 Προσομοιώσεις

Το σχ. 6.7 δείχνει το σύστημα ισχύος με δύο αντιστροφείς στο πρόγραμμα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης EMTDC – PSCAD. Ο έλεγχος του καθενός αποτελείται από τρία τμήματα. Το πρώτο είναι το τμήμα μέτρησης ισχυών σύμφωνα με τα όσα αναφέρθηκαν παραπάνω. Το δεύτερο (CTRL1, CTRL2) είναι εκείνο στο οποίο παράγεται το σήμα διαμόρφωσης αναλογικά από τις μετρώμενες ισχείς. Στο τελευταίο τμήμα (SWITCHING) υλοποιείται η σύγκριση και παράγονται τα σήματα εντολοδότησης των ημιαγωγών. Οι συντελεστές αναλογικού ελέγχου είναι οι αντίστοιχοι από τον πίνακα 6.6. Οι τιμές των στοιχείων του φίλτρου κάθε αντιστροφέα αντιστοιχούν σε απόσβεση 80db και  $|I_0|/|I_{ov}| = 2\%$  σύμφωνα με τον πίνακα 6.2. Το συγκεκριμένο διάγραμμα αντιστοιχεί στην πρώτη περίπτωση προσομοίωσης, κατά την οποία στην αρχή το φορτίο του μονοφασικού δικτύου τροφοδοτείται από τον άπειρο ζυγό. Οι δύο αντιστροφείς είναι 3530 και 1200VA αντίστοιχα, με τον δεύτερο συνδεδεμένο με το φορτίο στους ακροδέκτες του. Ο άλλος αντιστροφέας τοποθετείται στην αφετηρία του καλωδίου παροχής από τον άπειρο ζυγό και συνδέεται με το φορτίο μέσω αυτού. Η παροχή από τον άπειρο ζυγό διακόπτεται στα 100ms. Ο αντιστροφέας 1200VA αναγκαστικά παράγει πριν την απομόνωση άεργη ισχύ λόγω του ότι η τάση στους ακροδέκτες του είναι μικρότερη από την ονομαστική. Το φορτίο του συστήματος είναι μια ωμική αντίσταση 17.6 Ω (ονομαστικής ισχύος περίπου 3kW).και καλύπτεται αναλογικά από τους δύο αντιστροφείς κατά την απομόνωση, τόσο μεταβατικά όσο και στην μόνιμη κατάσταση εξαιτίας της επιλογής αναλογικών σταθερών ελέγχου ίδιας ανά μονάδας τιμής. Οι αντιστροφείς έχουν επίσης τις ίδιες ανά μονάδα τιμές όσον αφορά τα στοιχεία των φίλτρων αλλά ο απομακρυσμένος (3530VA) απορροφά κατά την απομονωμένη λειτουργία άεργη ισχύ, επειδή ακριβώς συνδέεται με το φορτίο μέσω του καλωδίου, την οποία παράγει ο πλησιέστερος (1200VA), μειώνοντας την δική του αρχική παραγωγή άεργης ισχύος. Τα σχετικά αποτελέσματα

παρουσιάζονται στο σχ. 6.8 α, β, γ. Οι ισχείς μετρώνται όπως αναφέρθηκε παραπάνω με την μέθοδο 1 χρησιμοποιώντας το εργαλείο *FFT* του προγράμματος.

Η ταλάντωση μικρού πλάτους που εμφανίζεται κατά την συνδεδεμένη λειτουργία στην συχνότητα και στον λόγο διαμόρφωσης πλάτους του μεγαλύτερου αντιστροφέα οφείλεται στην ύπαρξη συνιστώσας *DC* στο ρεύμα. Το αποτέλεσμα είναι κατά τον μετασχηματισμό με την (6.7) της μεθόδου 3 για την μέτρηση της ισχύος να εμφανίζεται συνιστώσα 50*Hz* στα *I*<sub>d</sub>, *I*<sub>a</sub> η οποία εάν δεν

χρησιμοποιηθεί επιπλέον notch φίλτρο στα 50*Hz*, εκτός αυτού των 100*Hz*, αποτυπώνεται στην συχνότητα και στον λόγο διαμόρφωσης.

Στο σχ. 6.9 φαίνεται ο τρόπος με τον οποίο μπορούν να τεθούν τα όρια ισχύος εξόδου των αντιστροφέων. Στις παρούσες προσομοιώσεις δεν χρειάζεται να ενεργοποιηθούν. Το συγκεκριμένο διάγραμμα αφορά τον αντιστροφέα 3530 VA. Όλες οι τιμές αναφέρονται σε MW, Mvar, kA, kV. Σύμφωνα με τα παραπάνω στο υποσύστημα ελέγχου CTRL-1 του σχ. 6.8

προστίθενται σήματα από την σύγκριση μεταξύ P,  $P_{max} = P_{ov}$  και Q,  $Q_{max} = \sqrt{\left(VI_{max}\right)^2 - P^2}$ .

Αναγκαστικά χρησιμοποιείται υστέρηση γύρω από τις επιτρεπόμενες ισχείς, που για την *P*<sub>ov</sub> είναι μεταξύ –100 ως 500*W* και για την *Q*<sub>max</sub> -100 ως 500*var*. Η τιμή του *k*<sub>p</sub> στο όριο ενεργού ισχύος

θα πρέπει να είναι μεγάλη σε σχέση με τις τιμές συντελεστών που έχουν καθοριστεί για όλες τις μονάδες που συμμετέχουν στο σύστημα. Αν δηλαδή οι μονάδες λειτουργούν με χαμηλούς συντελεστές *k*<sub>p</sub> τότε η τιμή του συντελεστή όταν η ενεργός ισχύς φτάσει στο όριο θα πρέπει να

είναι κάποια μεγαλύτερη τιμή αλλά της ίδιας τάξης. Διαφορετικά θα δημιουργούνται συνεχείς μεγάλες αυξομειώσεις στην ενεργό ισχύ που παράγουν οι μονάδες και ο συντελεστής k<sub>p</sub> της

μονάδας που βρίσκεται στο όριο θα αλλάζει συνεχώς μεταξύ της κανονικής και της μεγάλης τιμής. Για τον ίδιο λόγο, στο όριο αέργου ισχύος, δεν έχει χρησιμοποιηθεί ολοκληρωτής στην μετακίνηση της ευθείας Q – m<sub>a</sub> αλλά μόνο ένας αναλογικός όρος, η τιμή του οποίου θα πρέπει να υπαγορεύεται από τους ίδιους περιορισμούς. Κατά συνέπεια εξαιτίας όλων των παραπάνω, οι ισχείς που παράγει ο αντιστροφέας σε σχέση με τις επιδιωκόμενες μέγιστες τιμές θα έχουν μικρή θετική ή αρνητική απόκλιση.

#### ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6



Σχ. 6.7: Κύκλωμα και έλεγχος δύο μονοφασικών αντιστροφέων στο πρόγραμμα EMTDC - PSCAD.

#### ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6






(γ)

Σχ. 6.8: Αντιστροφείς 3530 και 1200 VA σε κύκλωμα Χ.Τ.. Απομόνωση του κυκλώματος στα 100ms (α) Τάσεις και ρεύματα των δύο αντιστροφέων (β) Συχνότητα και λόγος διαμόρφωσης πλάτους (γ) Ισχείς στην έξοδο των αντιστροφέων.



Σχ. 6.9: Ενσωμάτωση ορίων ισχύος στον αναλογικό έλεγχο συχνότητας και τάσης του αντιστροφέα 3530VA. Οι τιμές αναφέρονται σε kA, MW, Mvar.

Στο σχ. 6.10 παρουσιάζονται τα αποτελέσματα προσομοίωσης δύο αντιστροφέων οι οποίοι είναι παραλληλισμένοι απευθείας μέσω των αντιστάσεων των φίλτρων τους. Ο ένας είναι ονομαστικής ισχύος 4775 VA και ο άλλος δέκα φορές μικρότερος (477.5 VA). Για το φίλτρο του αντιστροφέα 4775 VA χρησιμοποιείται η διαστασιολόγηση για απόσβεση 80db και  $|I_0|/|I_{ov}| = 2\%$  του πίνακα 6.2. Οι αντίστοιχες τιμές για τον 477.5 VA είναι αναλογικά δέκα φορές μικρότερες ή μεγαλύτερες. Οι σταθερές ελέγχου του αντιστροφέα 4775 VA δίνονται στον πίνακα 6.6 και του 477.5 VA είναι δέκα φορές μεγαλύτερες από αυτές. Στους ακροδέκτες τους συνδέεται στα 100ms φορτίο ωμικής αντίστασης ισχύος 4.5kW στα 230 V. Όπως φαίνεται με την συγκεκριμένη επιλογή των παραμέτρων οι δύο αντιστροφείς μοιράζονται το φορτίο αναλογικά.

Το σχ. 6.11 είναι τα αποτελέσματα της προσομοίωσης σύνδεσης του μικρού αντιστροφέα (477.5 VA) στο απομονωμένο σύστημα το οποίο δημιουργεί ο αντιστροφέας 4775 VA. Το φορτίο είναι ίδιο όπως στην προηγούμενη προσομοίωση και συνδέεται στα 100ms. Για την σύνδεση του μικρού αντιστροφέα προστίθεται ένας διακόπτης στους ακροδέκτες του και χρησιμοποιείται το εργαλείο FFT του προγράμματος για τον συγχρονισμό του. Συγκεκριμένα με το εργαλείο FFT ανιχνεύεται η συχνότητα της τάσης των ακροδεκτών και χρησιμοποιείται στο υποσύστημα ελέγχου CTL-1 σαν συχνότητα αναφοράς ( $f_{ref}$ ) του αναλογικού ελέγχου. Όταν ο αντιστροφέας

παράγει κυματομορφή της ίδιας συχνότητας με το σύστημα τότε η συχνότητα αναφοράς αλλάζει σε 50Hz και ο διακόπτης κλείνει.









(β)



Σχ. 6.10: Μεταβολή φορτίου δύο παραλληλισμένων αντιστροφέων 4775 και 477.5 VA (α) Συχνότητα και λόγος διαμόρφωσης πλάτους (β) Ισχείς στην έξοδο των αντιστροφέων. (γ) Ρεύματα των δύο αντιστροφέων στο δευτερεύον του Μ/Σ

Τελικά η σύνδεση γίνεται στα 0.7 sec όταν η συχνότητα του συστήματος είναι 49.47 Hz και όπως φαίνεται οι συχνότητες των δύο αντιστροφέων ταλαντώνονται προς αντίθετες κατευθύνσεις. Η μέτρηση της ισχύος από την οποία προκύπτει η μεταβολή της συχνότητας και της τάσης γίνεται με notch φίλτρο  $\zeta = 1$  και με βαθυπερατό φίλτρο με σταθερά χρόνου T = 0.02 sec και στους δύο αντιστροφείς. Επειδή και οι δύο έχουν τις ίδιες ανά μονάδα τιμές αναλογικών συντελεστών  $k_p$  και  $k_q$  η συχνότητα του μικρότερου ταλαντώνεται με αισθητά μεγαλύτερο πλάτος. Το ίδιο συμβαίνει και με τον λόγο διαμόρφωσης πλάτους. Με την αλλαγή  $f_{ref} = 50Hz$  στον αντιστροφέα 477.5 VA η γωνία του αυξάνει και κατά συνέπεια η ενεργός ισχύς του αυξάνει απότομα ενώ κατά το ίδιο ποσό μειώνεται η ενεργός ισχύς του αντιστροφέα 4775 VA. Η μεταβολή της ενεργού ισχύος οδηγεί μέσω του ελέγχου σε μείωση της συχνότητας του μικρού αντιστροφέα και σε αύξηση της συχνότητας του μεγάλου, οι οποίες συντελούνται ταυτόχρονα αφού και στους δύο οι διατάξεις



(α)





(β)



Σχ. 6.11: Σύνδεση αντιστροφέα 477.5 VA στο απομονωμένο σύστημα που δημιουργεί ο μεγαλύτερος αντιστροφέας 4775VA. (α) Συχνότητα και λόγος διαμόρφωσης πλάτους (β) Ισχείς στην έξοδο των αντιστροφέων. (γ) Ρεύματα των δύο αντιστροφέων στο δευτερεύον του Μ/Σ

μέτρησης έχουν τις ίδιες παραμέτρους. Λόγω της μεγαλύτερης τιμής σε *Hz/W* του συντελεστή *k*<sub>p</sub> του μικρού αντιστροφέα η συχνότητα του μειώνεται πολύ περισσότερο από όσο αυξάνεται η συχνότητα του μεγάλου αντιστροφέα. Η συχνότητα του μικρού αντιστροφέα αρχίζει να γίνεται μικρότερη από αυτή του μεγάλου και ακολούθως η ενεργός ισχύς του σταματά να αυξάνει ενώ του μεγάλου σταματά να μειώνεται. Οι ισχείς πλέον αρχίζουν να μεταβάλλονται αντίστροφα με αποτέλεσμα να ακολουθήσει μέσω του ελέγχου εκ νέου μεταβολή των συχνοτήτων προς την αντίθετη από την προηγούμενη κατεύθυνση. Το πλάτος των ταλαντώσεων μειώνεται αργά και μετά από κάποια δευτερόλεπτα επέρχεται η μόνιμη κατάσταση της προηγούμενης προσομοίωσης. Σε όλο αυτό το χρονικό διάστημα ο αντιστροφέας 477.5 VA υπερφορτίζεται.

πρέπει να παρατηρηθεί ότι ακόμη και αν η συχνότητα αναφοράς τίθεται προοδευτικά μπορεί το πλάτος των ταλαντώσεων να είναι μειωμένο αλλά θα πάλι θα υφίστανται.

Στην εργαστηριακή υλοποίηση παραλληλισμού δύο μονοφασικών αντιστροφέων της [12] χρησιμοποιούνται συντελεστές k<sub>α</sub> και k<sub>α</sub> με πολύ μικρές τιμές και για τον λόγο αυτό οι ταλαντώσεις και η υπερφόρτιση αποφεύγονται. Συγκεκριμένα σε σχέση με τις τιμές του πίνακα 6.6 που χρησιμοποιούνται εδώ, είναι δέκα φορές μικρότερες. Θα μπορούσαμε επίσης για να μειωθούν αισθητά οι ταλαντώσεις και η υπερφόρτιση να αυξήσομε την τιμή της αντίδρασης του φίλτρου των αντιστροφέων . Αύξηση από X = 4% που είναι στην συγκεκριμένη περίπτωση σε X = 7% είναι αρκετή για να αποσβένονται οι ταλαντώσεις πολύ γρήγορα και η υπερφόρτιση να είναι βραχεία. Στα πλαίσια του ερευνητικού προγράμματος [5] προέκυψε ότι αν η μεταβολή της συχνότητας, όταν η ισχύς μεταβάλλεται, καθυστερεί σε κάθε αντιστροφέα ανάλογα με την δυναμικότητα του τότε μπορεί να διευκολυνθεί η σύνδεση ενός αντιστροφέα στο απομονωμένο σύστημα και η υπερφόρτιση να μετριαστεί. Ο σκοπός είναι να χρησιμοποιηθεί η καθυστέρηση της μέτρησης ως στοιχείο αδράνειας στην μεταβολή της συχνότητας. Προτείνεται η συνολική διάρκεια της μέτρησης σε κάθε αντιστροφέα να ρυθμιστεί ώστε αν υποτεθεί ότι η συνολική καθυστέρηση αντιστοιχεί σε μια σταθερά χρόνου T να είναι  $S_{ov}/T = c$ , όπου  $S_{ov}$ η ονομαστική ισχύς και c μια σταθερά. Ακολούθως η προσομοίωση της σύνδεσης του μικρού αντιστροφέα 477.5 VA επαναλαμβάνεται χρησιμοποιώντας διαφορετική διάρκεια μέτρησης της ενεργού και αέργου ισχύος για τους δύο αντιστροφείς. Το διακοπτικό μοντέλο αντικαθίσταται με πηγή τάσης ελεγχόμενης τάσης και συχνότητας λόγω της μεγάλης διάρκειας της προσομοίωσης. Οι παράμετροι των φίλτρων και του ελέγχου παραμένουν ίδιες. Οι ισχείς μετρώνται με την μέθοδο 1 χρησιμοποιώντας το εργαλείο FFT του προγράμματος και παρεμβάλλεται καθυστέρηση πρώτης τάξης με T = 0.02 sec για τον αντιστροφέα 477.5 VA που πρόκειται να συνδεθεί και T = 0.2 sec για τον 4775 VA. Τα αποτελέσματα φαίνονται στα σχ. 6.12 β, 6.13β, 6.14β. Στα σχ. 6.12α, 6.13α και 6.14α, φαίνονται τα αποτελέσματα όταν χρησιμοποιηθεί η ίδια καθυστέρηση T = 0.02 sec και για τους δύο αντιστροφείς. Η διαφορά δεν είναι μεγάλη αλλά είναι φανερό ότι η διαφορετική καθυστέρηση στην αλλαγή συχνότητας και τάσης συμβάλλει στο να μειωθεί το πλάτος των ταλαντώσεων γρηγορότερα. Έτσι χρειάζεται μικρότερη αύξηση της αντίδρασης των φίλτρων για την αποτελεσματική μείωση των ταλαντώσεων.

Κατά τον ίδιο τρόπο εξετάστηκαν ακόμα δύο περιπτώσεις με τις ίδιες τιμές φίλτρων και παραμέτρων ελέγχου:

α) όταν και οι δύο αντιστροφείς είναι της ίδιας ονομαστής ισχύος 4775 VA και

β) όταν ο μικρός αντιστροφέας καλύπτει το ονομαστικό φορτίο του κατά την απομονωμένη λειτουργία και συνδέεται στο σύστημα ο μεγαλύτερος.

Στην πρώτη περίπτωση (α) όταν και οι δύο έχουν την ίδια καθυστέρηση T = 0.02 sec οι ισχείς και των δύο έχουν ταλαντώσεις ίδιου πλάτους. Με την αύξηση της καθυστέρησης σε T = 0.5 sec το πλάτος των ταλαντώσεων και η διάρκειά τους μεγαλώνουν. Χρησιμοποιώντας για τον αντιστροφέα που πρόκειται να συνδεθεί T = 0.02 sec και για εκείνον που ήδη λειτουργεί T = 0.5 sec οι ταλαντώσεις αποσβένονται γρήγορα και η υπερφόρτιση είναι βραχεία.

Στην περίπτωση (β) όπου ο αντιστροφεάς 4775 VA πρόκειται να παραλληλιστεί με τον αντιστροφέα 477.5 VA που ήδη λειτουργεί απομονωμένα και καλύπτει φορτίο 406W, όταν T = 0.5 sec για τον μεγάλο και T = 0.02 sec για τον μικρό οι δημιουργούμενες ταλαντώσεις αποσβένονται γρήγορα. Υπερφόρτιση εμφανίζει φυσικά μόνο ο μικρός αλλά είναι πολύ μικρή και διαρκεί ελάχιστα. Αν και οι δύο έχουν T = 0.02 sec τότε η υπερφόρτιση του μικρού αντιστροφέα είναι σχετικά πιο αυξημένη.

Σημειώνεται ότι στην προσομοίωση του σχ. 6.10 από τα φίλτρα μέτρησης ήταν περίπου T = 0.02sec και για τους δύο αντιστροφείς 4775 VA και 477.5 VA. Αν χρησιμοποιηθεί μεγαλύτερη καθυστέρηση για τον 4775 VA (για παράδειγμα , T = 0.2) τότε για την ίδια μεταβολή φορτίου τα αποτελέσματα θα είναι διαφορετικά από ότι στο σχ. 6.10. Θα υπάρχει μια σχετικά μεγαλύτερη ταλάντωση στα ρεύματα και στις ισχείς των αντιστροφέων απόρροια των μεγαλύτερων καθυστερήσεων στην μεταβολή της συχνότητας και της τάσης με την ισχύ. Το θέμα αυτό θα εξεταστεί στο Κεφ. 7.

#### ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6



Σχ. 6.12: Συχνότητα και λόγος διαμόρφωσης πλάτους κατά την σύνδεση αντιστροφέα 477.5 VA στο απομονωμένο σύστημα που δημιουργεί ο μεγαλύτερος αντιστροφέας 4775VA. (α) Όταν και για τους δύο T = 0.02sec (β) Όταν για τον μικρότερο T = 0.02sec και για τον μεγαλύτερο T = 0. 2sec



Σχ. 6.13: Ισχείς κατά την σύνδεση αντιστροφέα 477.5 VA στο απομονωμένο σύστημα που δημιουργεί ο μεγαλύτερος αντιστροφέας 4775VA. (α) Όταν και για τους δύο T = 0.02sec (β) Όταν για τον μικρότερο T = 0.02sec και για τον μεγαλύτερο T = 0.2sec.

#### ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6



Σχ. 6.14: Ρεύματα των δύο αντιστροφέων στο δευτερεύον του Μ/Σ κατά την σύνδεση αντιστροφέα 477.5 VA στο απομονωμένο σύστημα που δημιουργεί ο μεγαλύτερος αντιστροφέας 4775VA. (α) Όταν και για τους δύο T = 0.02sec (β) Όταν για τον μικρότερο T = 0.02sec και για τον μεγαλύτερο T = 0. 2sec.

## 6.7 Σύνοψη και συμπεράσματα

Η λειτουργία του αντιστροφέα ως ελεγχόμενη πηγή τάσης που συνδέεται παράλληλα με άλλες πηγές τάσης που μπορεί να προέρχονται είτε από άλλους αντιστροφείς ή από το υπερκείμενο δίκτυο εξετάζεται με μεγαλύτερη λεπτομέρεια. Αναλύονται δομικά στοιχεία του ελέγχου όπως είναι η μέτρηση της ισχύος εξόδου και προσδιορίζονται οι παράμετροι για την αναλογική ρύθμιση P - f, Q - V. Το φίλτρο εξόδου αποτελεί τον μοναδικό τρόπο για την απόσβεση των αρμονικών που δημιουργούνται από την διακοπτική λειτουργία στην τάση εξόδου και κατ' επέκταση στο ρεύμα που δίνει ο αντιστροφέας. Οι τιμές των στοιχείων του εξαρτώνται από την διακοπτική συχνότητα που όμως περιορίζεται από τις απώλειες των διακοπτών. Ταυτόχρονα, μέσω του φίλτρο ο αντιστροφέας μπορεί να παραλληλίζεται με άλλες πηγές τάσης. Σχεδιάζεται λοιπόν το φίλτρο εξόδου με συγκεκριμένες προδιαγραφές. Τέλος ο παραλληλισμός των αντιστροφέων προσομοιώνεται με το πρόγραμμα ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης *ΕΜΤDC – PSCAD*. Σε κάθε αντιστροφέα η παραγωγή τάσης *AC* στην έξοδο γίνεται από σταθερή τάση *DC* αναλογικά με την σύγκριση του σήματος διαμόρφωσης με το φέρον.

Θεωρήθηκε φίλτρο εξόδου τρίτης τάξης και τοπολογία αντιστροφέα με Μ/Σ στην έξοδο. Χωρίς βλάβη της γενικότητας, η αντίδραση και αντίσταση του φίλτρου από την πλευρά του δικτύου είναι δεδομένη από την αντίδραση σκέδασης και την αντίσταση απωλειών φορτίου του Μ/Σ, οπότε διαστασιολογούνται η σύνθετη αντίσταση στην έξοδο του αντιστροφέα και ο πυκνωτής. Το βασικό κριτήριο είναι η απόσβεση της πρωτοεμφανιζόμενης αρμονικής για ονομαστικό ρεύμα να παρουσιάζει απόσβεση σε σχέση με την βασική συνιστώσα 80 και 70 db για τον μονοφασικό και 70 db για τον τριφασικό αντιστροφέα. Δύο επιπλέον κριτήρια χρησιμοποιήθηκαν αντίστοιχα για την τιμή της συνολικής αυτεπαγωγής και του πυκνωτή. Ενώ μεγάλη τιμή αυτεπαγωγής διευκολύνει τον παραλληλισμό, εκτός από κόστος σημαίνει μεγάλη διαφορά γωνίας για την μεταφορά της ισχύος και εντονότερη σύζευξη κατά την ροή ενεργού και αέργου ισχύος, αλλά και μεγαλύτερη παραμόρφωση της τάσης όταν ο αντιστροφέας θα πρέπει να καλύψει μη γραμμικά φορτία. Επιλέχθηκε η διατήρηση της αυτεπαγωγής σε χαμηλά επίπεδα ορίζοντας ότι η γωνία για την μεταφορά της ονομαστικής ενεργού ισχύος δεν θα υπερβαίνει τις 3°, ενώ ταυτόχρονα η τιμή του πυκνωτή περιορίζεται θέτοντας για όριο το ρεύμα κατά την εν κενώ λειτουργία να είναι μικρότερο ή ίσο με το 2 ή το 5% του ονομαστικού για τον μονοφασικό και με το 5 ή 7.5% για τον τριφασικό αντιστροφέα. Με τα κριτήρια αυτά έγιναν οι υπολογισμοί για διάφορες ονομαστικές ισχείς με διακοπτική συχνότητα 20*kHz* για τον μονοφασικό αντιστροφέα και 15.75 *kHz* για τον τριφασικό. Οι τιμές των Χ. Ζ που προέκυψαν κυμαίνονται μεταξύ 2.2 – 4% και 3.7 – 5% αντίστοιχα για τον μονοφασικό αντιστροφέα και 4.2 – 5% και 5 – 5.7% για τον τριφασικό αντιστροφέα.

Από την μέτρηση της ισχύος καθορίζεται αναλογικά η συχνότητα και η τάση του αντιστροφέα και για το λόγο αυτό θα πρέπει να είναι ακριβής κάτω από συνθήκες ασυμμετρίας που επικρατούν στο δίκτυο και αρμονικών που οφείλονται είτε στα φορτία ή στον αντιστροφέα. Ο προσδιορισμός μέτρου και φάσης των μεγεθών και της ενεργού, αέργου ισχύος από τις στιγμιαίες τιμές τάσεων. ρευμάτων είναι δύσκολος όταν το σύστημα είναι ασύμμετρο, περιέχει αρμονικές ή είναι μονοφασικό. Εξετάζεται πρώτα γενικά η στιγμιαία ισχύς με βάση τα χωρικά διανύσματα τάσης και ρεύματος και εξάγονται οι σχέσεις των ισχυών για την περίπτωση ασύμμετρου συστήματος. Προτείνονται κατόπιν μέθοδοι για τον υπολογισμό της μέσης τιμής της ενεργού και της μέγιστης τιμής της αέργου ισχύος, τόσο για τον μονοφασικό όσο και για τον τριφασικό αντιστροφέα, χρησιμοποιώντας τις στιγμιαίες τιμές τάσης και ρεύματος. Οι μέθοδοι αναλύονται πρώτα για τον μονοφασικό αντιστροφέα στον οποίο δεν υπάρχει η έννοια του χωρικού διανύσματος και κατ' επέκταση η έκφρασή του σε κάποιο πλαίσιο σταθερό ή περιστρεφόμενο και επεκτείνονται στην συνέχεια για τον τριφασικό. Με την ακολουθούμενη υλοποίηση κατά P – f, η συνεχής μεταβολή της συχνότητας που προκαλείται από τον αναλογικό έλεγχο μπορεί να ληφθεί εύκολα υπόψη στην εκτίμηση των ισχυών με ανατροφοδότηση. Με την αντίστροφη υλοποίηση του ελέγχου ως f - P, V - Q, προσδιορίζονται οι συνιστώσες d, q, της τάσης από τις οποίες στην συνέχεια προκύπτει με PLL η συχνότητα και η γωνία. Οι συνιστώσες d, q, της τάσης θα πρέπει να περιλαμβάνουν μόνο την θεμελιώδη συνιστώσα, απαλλαγμένη από αρμονικές, για να μην υπάρχει σφάλμα στην εκτίμηση του *PLL* και για την εξαγωγή τους χρειάζεται και ανατροφοδότηση της εξόδου του *PLL* δεδομένου ότι η συχνότητα συνεχώς μεταβάλλεται.

Ακολούθως επιλέγονται οι παράμετροι του ελέγχου και προσομοιώνονται στο πρόγραμμα EMTDC - PSCAD ορισμένες περιπτώσεις οι οποίες άπτονται των επιλεγόμενων παραμέτρων των στοιχείων του συστήματος και του ελέγχου. Περιγράφεται ένας τρόπος επιβολής ορίων στις παραγόμενες ισχείς με την ακολουθούμενη υλοποίηση κατά P - f, Q - V. Προτεραιότητα δίνεται στην ενεργό ισχύ και η διαθέσιμη άεργος ισχύς προκύπτει από την ενεργό ισχύ και την φαινομένη η οποία καθορίζεται από το μέγιστο ρεύμα και την στιγμιαία τιμή της τάσης. Η επίτευξη των ορίων γίνεται με την μετάβαση των συντελεστών  $k_p$  σε μεγάλες τιμές σε σχέση με εκείνες που έχουν

επιλεγεί για τον έλεγχο όλων των μονάδων που συμμετέχουν στο σύστημα και με κατακόρυφη μετατόπιση της ευθείας Q – V. Χρησιμοποιούνται αναγκαστικά βρόχοι υστέρησης και οι ολοκληρωτές αποφεύγονται ώστε να μην υπάρχουν μεγάλες διακυμάνσεις στις ισχείς εξόδου του αντιστροφέα που φθάνει στο όριο και των υπολοίπων. Γενικά η λειτουργία εντός ορίων ισχύος είναι δυσχερής με την ακολουθούμενη υλοποίηση και το αποτέλεσμα δεν είναι πολύ ικανοποιητικό δεδομένου ότι δημιουργούνται μικρές ή μεγάλες αποκλίσεις, κάτι το οποίο δεν αντιμετωπίζεται με τον αντίστροφο έλεγχο *f* – *P*, *V* – *Q*.

Προσομοίωση αυτόνομου συστήματος με παραλληλισμό δύο αντιστροφέων διαφορετικής ισχύος με ίδιες ανά μονάδα τιμές παραμέτρων ελέγχου και φίλτρου έδειξε ότι το φορτίο ενεργού ισχύος επιμερίζεται αναλογικά κατά την μεταβατική περίοδο και την μόνιμη κατάσταση. Επειδή ο ένας από τους δύο συνδέεται μέσω καλωδίου με το φορτίο, δημιουργείται ροή αέργου ισχύος προς αυτόν από τον άλλο αντιστροφέα. Παραλληλισμός δύο αντιστροφέων με μεγάλη διαφορά δυναμικότητας δεν δημιουργεί πρόβλημα. Όταν ο μικρότερος αντιστροφέας παραλληλίζεται με τον μεγαλύτερο που ήδη λειτουργεί απομονωμένα καλύπτοντας το φορτίο, το αποτέλεσμα είναι ταλαντώσεις μεγάλου πλάτους και διάρκειας στην συχνότητα και τον λόγο διαμόρφωσης και κατά συνέπεια και οτις παραγόμενες ισχείς των δύο αντιστροφέων. Το ίδιο αποτέλεσμα παρατηρείται όταν και οι δύο αντιστροφείς είναι ίδιας δυναμικότητας. Οι ταλαντώσεις σχεδόν εξαλείφονται και ο συγχρονισμός γίνεται γρήγορα αν χρησιμοποιηθούν πολύ μικροί αναλογικοί συντελεστές k<sub>p</sub>, k<sub>q</sub> ή

αν η αντίδραση του φίλτρου εξόδου μεγαλώσει. Οι προσομοιώσεις έδειξαν ότι η καθυστέρηση στην μεταβολή της συχνότητας όταν μεταβάλλεται η ισχύς εξόδου μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να διευκολυνθεί η σύνδεση ενός αντιστροφέα στο αυτόνομο σύστημα. Συγκεκριμένα οι ταλαντώσεις μετριάζονται ως προς το πλάτος και την διάρκεια όταν η καθυστέρηση στην μεταβολή της συχνότητας είναι ανάλογη της δυναμικότητας των αντιστροφέων. Επίσης ο αντιστροφέας που πρόκειται να συγχρονιστεί θα πρέπει να μεταβάλλει την συχνότητά του με μικρή καθυστέρηση σε σχέση με τους υπόλοιπους αντιστροφείς που λειτουργούν στο σύστημα. Αποφεύγονται έτσι η μεγάλη αύξηση στην αντίδραση των φίλτρων και οι πολύ χαμηλές τιμές των αναλογικών συντελεστών.

## 6.8 Αναφορές

- [1] EMTDC Electromagnetic Transients Simulation Program User's Manual Manitoba Hydro HVDC Research Centre
- [2] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, Power electronics converters, applications and design, J. Wiley & Sons Third Edition 1995.
- [3] Schneider Electric, Electrical Installation guide According to IEC International Standards, 1996.
- [4] D. Georgakis, S. Papathanassiou, N. Hatziargyriou, A. Engler, Ch. Hardt, "Operation of a prototype Microgrid system based on micro-sources equipped with fast acting power electronics interfaces", PESC 2004
- [5] "MICROGRIDS Large Scale Integration of Micro-Generation to Low Voltage Grids", EU Contract ENK5-CT-2002-00610, Technical Annex, May 2002, also at http://microgrids.power.ece.ntua.gr
- [6] R. A. Gannett, J. C. Sozio, D. Boroyevich, "Application of synchronous and steady state controllers for unbalanced and non linear load compensation in 4-leg inverters", *IEEE APEC Conf. 2002*, Vol. 2, pp 1038-1043.
- [7] P. Li, B. Dan, K. Yong, C. Jian, "Research on three-phase inverter with unbalanced load", IEEE APEC Conf. 2004, pp 128-133.
- [8] C. Schauder, H. Mehta, "Vector analysis and control of advanced static VAR compensators" IEE Proceedings-C, Vol. 140, No. 4, pp 299-306, July 1993.
- [9] A. S. Sedra, P. O. Brackett, Filter theory and design: Active and Passive, Matrix Publishers 1978.
- [10] K. De Brabandere, "Voltage and Frequency droop control in Low Voltage grids by distributed generators with inverter front - end", PhD dissertation, Leuven Univ., Belgium 2006
- [11] C. Hochgraf, R. H. Lasseter, "Statcom controls for operation with unbalanced voltages" IEEE Trans on Power Delivery, Vol. 13, No 2, pp 538-544, April 1998
- [12] E. A. A. Coelho, P. C. Cortizo, P. F. D. Garcia, "Small signal stability for parallel connected inverters in stand alone AC supply systems", *IEEE Trans. Ind. Applications*, Vol. 38 No 2, pp 533-542, Mar./Apr. 2002

# Κεφάλαιο 7

## Έλεγχος Και Ευσταθεία Του Συστηματός Υπό Την Επίδραση Των Γραμμών Διασύνδεσης.

## 7.1 Εισαγωγή

Για την ομαλή λειτουργία ενός συστήματος ισχύος απαιτείται η εξασφάλιση της επιθυμητής δυναμικής συμπεριφοράς του όταν αυτό μεταβαίνει από μία κατάσταση σε μία άλλη λόγω μεταβολής του φορτίου ή της παραγωγής. Αυτό επιτυγχάνεται με έλεγχο και ρύθμιση μεγεθών που αντικατοπτρίζουν την λειτουργία του συστήματος όπως η συχνότητα και η τάση, έτσι ώστε η νέα κατάσταση στην οποία θα περιέλθει το σύστημα να είναι ευσταθής και η μετάβαση σε αυτή να κινείται εντός προδιαγεγραμμένων ορίων. Η ρύθμιση πραγματοποιείται είτε μέσω των φορτίων ή κυρίως μέσω των ελεγκτών των σύγχρονων γεννητριών όπως οι ελεγκτές στροφών και οι ελεγκτές διέγερσης. Τα μικροδίκτυα Χ.Τ. βασίζουν την αυτόνομη λειτουργία τους σε μονάδες συσσώρευσης ενέργειας και σε μονάδες που η παραγωγή της πρωτογενούς πηγής ενέργειας μπορεί να προσαρμόζεται έτσι ώστε να ακολουθεί τις μεταβολές του φορτίου. Τα δύο αυτά είδη γεννητριών συνδέονται στο δίκτυο με αντιστροφείς. Η φυσική σχέση μεταξύ συχνότητας και παραγόμενης ισχύος δεν υπάρχει στον αντιστροφέα. Αν πρόκειται να χρησιμοποιηθούν παραπάνω από μία μονάδες, όπως είναι αναμενόμενο, οι οποίες θα πρέπει να δρουν παράλληλα νια την δημιουργία του συστήματος, τότε θα πρέπει ο έλεγχος του αντιστροφέα να υποκαταστήσει την σχέση αυτή. Όπως αναλύθηκε στο Κεφ. 2, ο αναλογικός έλεγχος P – f μεταξύ ισχύος εξόδου και συχνότητας της κυματομορφής τάσης του αντιστροφέα δίνει αυτή την δυνατότητα, ενώ για την συμμετοχή των μονάδων στην κάλυψη αέργου ισχύος και την στήριξη της τάσης μπορεί να χρησιμοποιηθεί ο έλεγχος Q – V μεταξύ αέργου ισχύος εξόδου και μέτρου της κυματομορφής της παραγόμενης τάσης. Στο παρόν κεφάλαιο επανερχόμαστε στην διερεύνηση του ελέγχου, εξετάζοντας επιπρόσθετα την αποτελεσματικότητά του θεωρώντας και το δίκτυο Χ.Τ. μέσω του οποίου οι μικρομονάδες παραγωγής συνδέονται μεταξύ τους και με τα φορτία. Στο δίκτυο Χ.Τ. η αντίσταση των γραμμών – καλωδίων κυριαρχεί. Οι συνέπειες στον προτεινόμενο τρόπο ελέγχου αναλύονται και διαχωρίζονται οι διάφορες συνθήκες που μπορεί να χαρακτηρίζουν το ελεγχόμενο σύστημα. Ο έλεγχος θα πρέπει σε κάθε περίπτωση να επιτυγχάνει την κάλυψη των μεταβολών των φορτίων από τις μικροπηγές του συστήματος έτσι ώστε κάθε μετάβαση σε νέες συνθήκες λειτουργίας να πραγματοποιείται απρόσκοπτα και να είναι απαλλαγμένη κατά το δυνατόν από ταλαντώσεις και μεγάλες αποκλίσεις στην ροή ισχύος σε σχέση με τις τελικές τιμές της μόνιμης κατάστασης. Για την διερεύνηση του τρόπου ελέγχου του μικροδίκτύου Χ.Τ. χρησιμοποιούνται εδώ μέθοδοι της κλασικής θεωρίας αυτομάτου ελέγχου όπως ο γεωμετρικός τόπος ριζών και η ανάλυση στο πεδίο συχνότητας [1], [2].

## 7.2 Ανάλυση ευστάθειας

## 7.2.1 Διάγραμμα βαθμίδων αυτόνομου συστήματος

Σε ένα απομονωμένο σύστημα ισχύος με σύγχρονες γεννήτριες η ταχύτητα περιστροφής και κατ' επέκταση και η συχνότητα καθορίζονται αποκλειστικά από την γεννήτρια, ενώ η ισχύς που παράγεται υπαγορεύεται από το φορτίο. Για την μελέτη της δυναμικής συμπεριφοράς του συστήματος η ισχύς του φορτίου μπορεί να θεωρηθεί ανεξάρτητη της ταχύτητας περιστροφής και

της γωνίας του δρομέα και έτσι μπορεί να αλλάζει αυθαίρετα ώστε να προσομοιώνεται μια επιβολή φορτίου στην γεννήτρια [3]. Το διάγραμμα βαθμίδων είναι όπως στο σχ. 7.1, όπου το απομονωμένο σύστημα ισχύος μοντελοποιείται με την συνάρτηση μεταφοράς  $G_P$ , ενώ  $G_T$  είναι η συνάρτηση μεταφοράς του μηχανικού μέρους της σύγχρονης μηχανής και R ο συντελεστής του ρυθμιστή στροφών (στατισμός).



Σχ. 7.1: Διάγραμμα βαθμίδων αυτόνομου συστήματος ισχύος με σύγχρονή γεννήτρια.

Η συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος ισχύος G<sub>ρ</sub> θα είναι:

$$\Delta f = G_{\rho} \left( \Delta P_{T} - \Delta P_{L} \right) = \frac{f_{0}}{2Hs} \left( \Delta P_{T} - \Delta P_{L} \right)$$
(7.1)

όπου *H* η σταθερά αδράνειας της γεννήτριας σε sec και  $f_0$  η βασική συχνότητα. Η μεταβολή της συχνότητας Δ*f* στην (7.1) εκφράζεται *Hz* και ο στατισμός στο σχ. 7.1 θα είναι σε *Hz* /  $P_{pu}$ .

Αν θεωρηθεί και εξάρτηση μεταξύ φορτίου και συχνότητας τότε το μοντέλο του συστήματος ισχύος γίνεται:

$$\Delta f = G_{p} \left( \Delta P_{T} - \Delta P_{L} \right) = \frac{1/D}{1 + \frac{2H}{f_{0}D} s} \left( \Delta P_{T} - \Delta P_{L} \right)$$
(7.2)

όπου D ο συντελεστής εξάρτησης του φορτίου σε P<sub>pu</sub> / Hz.

Η (7.2) μπορεί να προκύψει και από την συνάρτηση μεταφοράς μεταξύ της μεταβολής του φορτίου και της συχνότητας  $\Delta f/\Delta P_L = -G_p/(1+G_pG_T/R)$ όταν τεθεί  $G_T = 1$  και R = 1/D, δηλαδή αν δεν υπάρχει ρυθμιστής στροφών αλλά μόνο μια θεωρούμενη ρύθμιση από το φορτίο.

Σε ένα απομονωμένο σύστημα ισχύος όπου οι πηγές παραγωγής συνδέονται στο δίκτυο με αντιστροφείς, η βασική διαφορά είναι ότι τώρα δεν υπάρχει φυσικός τρόπος σύνδεσης συχνότητας και ενεργού ισχύος όπως στο σύστημα ισχύος  $G_P$  της (7.1). Αναγκαστικά η σχέση μεταξύ  $\Delta f$  και  $\Delta P$  δημιουργείται στον κάθε αντιστροφέα τεχνητά με τον έλεγχο. Θεωρώντας ότι η υλοποίηση γίνεται μετρώντας την ισχύ εξόδου και μεταβάλλοντας την συχνότητα, η παράσταση του απομονωμένου συστήματος με αντιστροφέα, που αντιστοιχεί σε αυτή του σχ. 7.1 με σύγχρονη μηχανή, θα έχει απλά ένα ανοικτό βρόχο μεταξύ της μεταβολής του φορτίου  $\Delta P = \Delta P_L$ 

και της συχνότητας Δf μέσω του αναλογικού συντελεστή  $k_p = -\Delta f / \Delta P (= R)$ . Κάθε θεωρούμενη

μεταβολή του φορτίου δημιουργεί μόνιμη μεταβολή της συχνότητας, η αναφορά της οποίας μπορεί να θεωρηθεί αμετάβλητη και να μην συμπεριληφθεί. Το αποτέλεσμα είναι το ίδιο, με μόνη διαφορά ότι επειδή δεν υπάρχει στρεφόμενη μάζα συσσώρευσης κινητικής ενέργειας το σύστημα δεν διαθέτει αδράνεια οπότε μια απότομη μεταβολή της συχνότητας θα ακολουθεί κάθε μεταβολή του φορτίου. Μπορεί τώρα, αν θέλομε, να θεωρηθεί και πρόσθετη ρύθμιση, που δημιουργείται με φυσικό τρόπο και προέρχεται από μέρος του φορτίου εξαρτώμενο από την συχνότητα. Επιπλέον αν, όπως σημειώθηκε στο Κεφ. 2, συνυπολογίσομε και την διάταξη μέτρησης της ισχύος, η οποία περιγράφηκε στο Κεφ. 6, ως μια συνάρτηση μεταφοράς  $G_m$  με μια σταθερά χρόνου  $T_m$ , τότε η σχέση μεταξύ Δf και ΔP θα είναι  $\Delta f = -k_p \Delta P/(1+T_m s)$ . Η αντιστοιχία με το σύστημα ισχύος που

διαθέτει αδράνεια όπως για παράδειγμα στην (7.2) είναι προφανής. Το διάγραμμα βαθμίδων που αντιστοιχεί στα παραπάνω φαίνεται στο σχ. 7.2.



Σχ. 7.2: Διάγραμμα αυτόνομου συστήματος με αντιστροφέα ελεγχόμενης συχνότητας μέσω της ενεργού ισχύος.

Κατά όμοιο τρόπο πραγματοποιείται η ρύθμιση του μέτρου της εσωτερικής τάσης του κάθε αντιστροφέα. Μετριέται η άεργος ισχύς και το μέτρο της τάσης καθορίζεται από τον αναλογικό συντελεστή  $k_q = -\Delta V / \Delta Q$  όπως φαίνεται στο διάγραμμα του σχ. 7.3, όπου επίσης μεσολαβεί μια βαθμίδα  $G_e$  που αντιστοιχεί στην μετρητική διάταξη της άεργης ισχύος. Η σταθερά C αντιστοιχεί σε μια θεωρούμενη εξάρτηση του φορτίου από την τάση.



Σχ. 7.3: Διάγραμμα αυτόνομου συστήματος με αντιστροφέα ελεγχόμενης τάσης μέσω της αέργου ισχύος.

Θεωρούμε τώρα την περίπτωση δύο διασυνδεδεμένων αντιστροφέων μέσω μιας γραμμής ή καλωδίου, ο καθένας από τους οποίους έχει και τοπικό φορτίο όπως στο σχ. 7.4. Οι πηγές τάσης που συνδέονται στους δυο κόμβους 1, 2 αντιπροσωπεύουν τις εσωτερικές τάσεις των δύο αντιστροφέων. Ουσιαστικά μας ενδιαφέρει να διερευνήσομε την εφαρμογή του αναλογικού ελέγχου *P* – *f* και *Q* – *V* στην γενική περίπτωση σύνδεσης των δύο πηγών τάσης μέσω μιας γραμμής του δικτύου.



Σχ. 7.4: Αυτόνομο σύστημα ισχύος με δύο διασυνδεδεμένους αντιστροφείς.

Για την ρύθμιση της συχνότητας και του μέτρου της κάθε εσωτερικής τάσης, μετριέται η ζητούμενη ενεργός και η άεργος ισχύς και καθορίζεται η συχνότητα και το μέτρο της τάσης βάσει των συντελεστών *k<sub>a</sub>*, *k<sub>a</sub>* όπως περιγράφηκε παραπάνω.

Οι τιμές των  $X_{Line}$ ,  $R_{Line}$  συντίθενται από την σύνθετη αντίσταση του φίλτρου του κάθε αντιστροφέα και τις παραμέτρους της γραμμής Χ.Τ.. Οι ισχείς στον κόμβο 1, από τον κόμβο 1 προς τον 2 δίνονται για δεδομένες αρχικές τιμές των  $V_{10}$ ,  $V_{20}$ ,  $\delta_0$ , από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$P_{12} = \frac{V_{10}^2}{Z} \cos \theta_z - \frac{V_{10} V_{20}}{Z} \cos \left(\theta_z + \delta_0\right)$$

$$Q_{12} = \frac{V_{10}^2}{Z} \sin \theta_z - \frac{V_{10} V_{20}}{Z} \sin \left(\theta_z + \delta_0\right)$$
(7.3)

Ze<sup>iθ<sub>z</sub></sup> η γραμμή μεταξύ των δύο αντιστροφέων.

Ο έλεγχος συχνότητας και τάσης των δύο αντιστροφέων μπορεί να σχεδιαστεί σε κοινό διάγραμμα όπως στο σχ. 7.5. Οι απώλειες και η ισχύς μαγνήτισης της γραμμής αμελούνται, οπότε ο κόμβος 2 απορροφά τις παραπάνω ισχείς  $\Delta P_{Line}=P_{12}$  και  $\Delta Q_{Line}=Q_{12}$ . Με την θεώρηση μεταφοράς ισχύος από τον κόμβο 1 προς τον κόμβο 2 λαμβάνεται  $\Delta \delta = \delta_1 - \delta_2$ ,  $\Delta V = V_1 - V_2$  και οι ισχείς  $\Delta P_{Line}$ ,  $\Delta Q_{Line}$ , εμφανίζονται ως πρόσθετο φορτίο στον αντιστροφέα 1 και ως ελάττωση φορτίου στον αντιστροφέα 2. Εξάρτηση του τοπικού φορτίου από συχνότητα και τάση επίσης αμελείται.



Σχ. 7.5: Διάγραμμα συστήματος δύο ελεγχόμενων αντιστροφέων με τοπικό φορτίο, συνδεδεμένων με μια γραμμή Χ.Τ..

Προς το παρόν οι μετρητικές διατάξεις δεν λαμβάνονται υπόψη και για τον λόγο αυτό εμφανίζονται με διακεκομμένη γραμμή.

Για μικρή μετατόπιση από το σημείο ισορροπίας έχομε για την μοναδική μεταβλητή κατάστασης δ :

$$\frac{d\Delta\delta}{dt} = -2\pi \left(k_{\rho 1} + k_{\rho 2}\right) \Delta P_{Line} - 2\pi \left(k_{\rho 1} \Delta P_{L1} - k_{\rho 2} \Delta P_{L2}\right)$$
(7.4)

όπου:

$$\Delta P_{Line} = \left\langle \frac{\partial P_{Line}}{\partial \delta} \right\rangle_{\substack{\delta = \delta_0 \\ \mathbf{v} = \mathbf{v}_0}} \Delta \delta + \left\langle \frac{\partial P_{Line}}{\partial \mathbf{v}} \right\rangle_{\substack{\delta = \delta_0 \\ \mathbf{v} = \mathbf{v}_0}} \Delta \mathbf{v}$$
(7.5)

Eívai  $v = V_1 - V_2$ ,  $\delta = \delta_1 - \delta_2$ , me arcikés timés  $v_0 = V_{10} - V_{20}$ ,  $\delta_0 = \delta_{10} - \delta_{20}$ .

#### Κεφαλαίο 7

Αφού οι διατάξεις μέτρησης αμελούνται, η διαφορά μέτρων τάσης είναι μια αλγεβρική μεταβλητή και η εξίσωση ελέγχου Q – V είναι ουσιαστικά ένας αλγεβρικός περιορισμός του συστήματος [4].

Οι παράγωγοι με την θεώρηση μικρής αρχικής δ<sub>0</sub> γωνίας είναι:

$$\left\langle \frac{\partial P_{Line}}{\partial \delta} \right\rangle_{\substack{\delta = \delta_0 \\ v = v_0}} \simeq \frac{V_{10}V_{20}}{Z} \sin\theta_z = P_\delta$$
(7.6)

$$\left\langle \frac{\partial P_{Line}}{\partial V} \right\rangle_{\substack{\delta = \delta_0 \\ V = V_0}} \approx \left( \frac{V_1}{Z} (V_1 - V_2) \cos \theta_z \right)_{\substack{\delta = \delta_0 \\ V = V_0}}' = \frac{V_{10}}{Z} \cos \theta_z = P_V$$
(7.7)

Από το διάγραμμα βαθμίδων, χωρίς τα τοπικά φορτία  $\Delta Q_{L1}$ ,  $\Delta Q_{L2}$ , ισχύει:

$$\Delta \mathbf{v} = \left(k_{q1} + k_{q2}\right) \left(-\Delta \mathbf{Q}_{Line}\right) \tag{7.8}$$

όπου:

$$\Delta \mathbf{Q}_{Line} = \left\langle \frac{\partial \mathbf{Q}_{Line}}{\partial \delta} \right\rangle_{\substack{\delta = \delta_0 \\ \mathbf{v} = \mathbf{v}_0}} \Delta \delta + \left\langle \frac{\partial \mathbf{Q}_{Line}}{\partial \mathbf{v}} \right\rangle_{\substack{\delta = \delta_0 \\ \mathbf{v} = \mathbf{v}_0}} \Delta \mathbf{v}$$
(7.9)

για τις οποίες παραγώγους:

$$\left\langle \frac{\partial \mathbf{Q}_{Line}}{\partial \delta} \right\rangle_{\substack{\delta = \delta_0 \\ \mathbf{v} = \mathbf{v}_0}} \simeq -\frac{V_{10}V_{20}}{Z} \cos \theta_z = \mathbf{Q}_{\delta}$$
(7.10)

$$\left\langle \frac{\partial \mathbf{Q}_{Line}}{\partial \mathbf{V}} \right\rangle_{\substack{\delta = \delta_0 \\ \mathbf{v} = \mathbf{v}_0}} \simeq \left( \frac{V_1}{Z} (V_1 - V_2) \sin \theta_z \right)_{\substack{\delta = \delta_0 \\ \mathbf{v} = \mathbf{v}_0}}' = \frac{V_{10}}{Z} \sin \theta_z = \mathbf{Q}_{\mathbf{v}}$$
(7.11)

Με αντικατάσταση από τις τελευταίες τρεις εξισώσεις στην (7.8) έχομε:

$$\Delta \mathbf{v} = \frac{\left(k_{q1} + k_{q2}\right)\left(-\mathbf{Q}_{\delta}\right)}{1 + \left(k_{q1} + k_{q2}\right)\mathbf{Q}_{v}}\Delta\delta$$
(7.12)

Κατόπιν με αντικατάσταση της (7.12) στην (7.5) παίρνομε, αγνοώντας τα τοπικά φορτία  $\Delta P_{L1}$ ,  $\Delta P_{L2}$ , την καταστατική εξίσωση από την (7.4):

$$\frac{d\Delta\delta}{dt} = \Delta\Delta\delta \tag{7.13}$$

$$\Lambda = -2\pi \left( k_{p1} + k_{p2} \right) \left( P_{\delta} + P_{\nu} \frac{\left( k_{q1} + k_{q2} \right) \left( -Q_{\delta} \right)}{1 + \left( k_{q1} + k_{q2} \right) Q_{\nu}} \right)$$
(7.14)

Για να είναι το σύστημα ευσταθές θα πρέπει ο συντελεστής Λ να είναι αρνητικός αριθμός. Ο Λ εξαρτάται από τις παραμέτρους ελέγχου και τις  $X_{Line}$ ,  $R_{Line}$ , δηλαδή την  $Z \angle \theta_z$ .

Οι παράμετροι του φίλτρου μονοφασικών και τριφασικών αντιστροφέων υπολογίστηκαν με βάση συγκεκριμένες απατήσεις στο Κεφ. 6. Μας ενδιαφέρει η συνολική αντίδραση  $X = \omega_1 (L_1 + L_2)$  του φίλτρου τρίτης τάξης που θεωρήθηκε. Για την τιμή της αντίδρασης είχε τεθεί ο περιορισμός η απαιτούμενη γωνία για την μεταφορά της ονομαστικής ισχύος στους ακροδέκτες να μην υπερβαίνει ένα συγκεκριμένο όριο το οποίο είχε οριστεί στις 3°. Η σύζευξη έτσι μεταξύ ροής ενεργού και αέργου ισχύος διατηρείται σε πολύ χαμηλό επίπεδο. Επιπλέον δικαιολογείται απόλυτα η θεώρηση γραμμικού συστήματος με την παραπάνω ανάλυση. Οι μεταβολές της γωνίας κατά την λειτουργία θα είναι πολύ μικρές ενώ δικαιολογημένα η αρχική γωνία στον προηγούμενο υπολογισμό των παραγώγων αμελήθηκε.

### 7.2.2 Πρόσημο των σταθερών Δf/ΔP, ΔV/ΔQ και ευστάθεια

Εξετάζονται πρώτα οι προϋποθέσεις για ένα ευσταθές σύστημα με βάση τις (7.13) και (7.14). Από κατασκευής του διαγράμματος (σχ. 7.5), θετικές τιμές των αναλογικών σταθερών  $k_p$ ,  $k_a$  αντιστοιχούν σε αρνητικές μεταβολές (κλίσεις)  $\Delta f/\Delta P$  και  $\Delta V/\Delta Q$  και αντιστρόφως.

Όταν  $X \gg R$ , οπότε μπορούμε να θεωρήσομε  $R = 0, X \neq 0$ , το διάγραμμα του σχ. 7.5 διαχωρίζεται σε δύο ανεξάρτητα διαγράμματα αφού μεταβολή Δδ δημιουργεί μόνο μεταβολή Δ $P_{Line}$ , ενώ μεταβολή Δν μόνο Δ $Q_{Line}$ . Θα πρέπει οι δύο πηγές τάσης να ελέγχονται με  $k_p > 0$  για να είναι το σύστημα ευσταθές, όπως άλλωστε φαίνεται και από την (7.14) με  $P_v = Q_\delta = 0$ . Οι σταθερές  $k_q$  δεν επηρεάζουν την ευστάθεια του συστήματος και μπορεί να έχουν θετική ή αρνητική τιμή. Όμως μόνο  $k_q > 0$  μπορεί να χρησιμοποιηθεί ώστε και οι δύο πηγές τάσης να συμβάλουν στην κάλυψη του φορτίου άεργης ισχύος. Για παράδειγμα από το διάγραμμα, όταν  $k_q < 0$ , μεταβολή Δ $Q_{L1}$ θα καλυφθεί εξ ολοκλήρου από την πηγή τάσης του κόμβου 1 όπως και η δημιουργούμενη ροή Δ $Q_{Line}$  από τον κόμβο 1 προς τον 2.

Για την ειδική περίπτωση του δικτύου Χ.Τ. όπου  $R \gg X$  μπορεί να θεωρηθεί  $R \neq 0, X = 0$  αμελώντας τις αντιδράσεις των φίλτρων εξόδου των αντιστροφέων. Τότε  $θ_z = 0$ ,  $\cos θ_z = 1$ , Z = R και  $P_{\delta} \simeq 0$ ,  $Q_v \simeq 0$ ,  $P_v = V_{10}/R$ ,  $Q_{\delta} = -V_{10}V_{20}/R$ , με συνέπεια η καταστατική εξίσωση να είναι:

$$\frac{d\Delta\delta}{dt} = -2\pi \left(k_{p1} + k_{p2}\right) \left(k_{q1} + k_{q2}\right) \frac{V_{10}^2 V_{20}}{R^2} \Delta\delta = \Delta\Delta\delta$$
(7.15)

Από την (7.15) φαίνεται ότι όταν  $R \gg X$  τότε είναι αναγκαίο οι συντελεστές  $k_p$ ,  $k_q$  του αναλογικού ελέγχου της τάσης και της συχνότητας να είναι ομόσημοι για να είναι το σύστημα ευσταθές. Σημειώνεται ότι όσον αφορά την σωστή λειτουργία του συστήματος οι  $k_p$ ,  $k_q$  μπορεί να επιλεγούν είτε θετικοί ή αρνητικοί χωρίς καμία διαφορά. Μεταβολή  $\Delta P_{L1}$ ή  $\Delta Q_{L1}$ καλύπτεται από την πηγή τάσης στον κόμβο 1 και κατά το ίδιο ποσό  $\Delta P_{Line}$  ή  $\Delta Q_{Line}$  από την πηγή τάσης στον κόμβο 2, με οποιαδήποτε από τις δύο επιλογές προσήμου.

Για την γενική περίπτωση της (7.14), όταν  $R \neq 0$ ,  $X \neq 0$ , τότε για να είναι το σύστημα ευσταθές θα πρέπει οι  $k_p$ ,  $k_q$  να πληρούν τις ακόλουθες σχέσεις:

$$k_{p1} + k_{p2} > 0 \qquad k_{q1} + k_{q2} < -\frac{Z^2}{X} \quad \lor \qquad k_{q1} + k_{q2} > -X$$

$$k_{p1} + k_{p2} < 0 \qquad -\frac{Z^2}{X} < k_{q1} + k_{q2} < -X$$
(7.16)

Σύμφωνα με τις (7.16) όταν R ≠ 0, X ≠ 0, οι αναλογικές σταθερές  $k_p$ ,  $k_q$  των αντιστροφέων επιτρέπεται να είναι ομόσημες, θετικές ή αρνητικές, αλλά και ετερόσημες με  $k_p > 0$ ,  $k_q < 0$  όπως προκύπτει από την πρώτη των (7.16). Για παράδειγμα με Z = 1 α.μ.,  $\cos \theta_z = 0.7$ ,  $V_{10} = V_{20} = 1$ α.μ. και  $k_{q1} = k_{q2} = k_q$  τότε από τις (7.16) αν  $k_p > 0$  θα πρέπει  $k_q > -X/2 = -0.35$  ή  $k_q < -Z^2/2X = -0.714$  ενώ όταν  $k_p < 0$ , πρέπει  $-0.714 < k_q < -0.35$ , με  $k_q$  σε  $V_{pu}/Q_{pu}$ . Το γεγονός αυτό επιβεβαιώνεται από το σχ. 7.6 στο οποίο τυπώνεται με επιλογή του  $k_q$  εντός της

αντίστοιχης περιοχής ανάλογα με το πρόσημο του  $k_p$ , είναι  $\Lambda = -2\pi \left(k_{p1} + k_{p2}\right) f\left(k_q\right) < 0$ .

Από την άποψη της σωστής λειτουργίας, δηλαδή του επιμερισμού της μεταβολής φορτίου και από τις δύο πηγές τάσης, όλες οι παραπάνω δυνατές περιπτώσεις είναι αποδεκτές εκτός από την περίπτωση μεταβολής  $\Delta Q_L$  όταν  $k_p > 0$ ,  $k_q < 0$ . Τότε η πλησιέστερη στο φορτίο πηγή τάσης καλύπτει το φορτίο και την ροή άεργης ισχύος προς την άλλη πηγή.



Σχ. 7.6: Η παράσταση εντός παρένθεσης της (7.14) συναρτήσει του k<sub>q</sub> για δεδομένες τιμές των Ζ και cosθ<sub>z</sub>.

Η συμμετοχή στο απομονωμένο σύστημα και μονάδων παραγωγής που χρησιμοποιούν σύγχρονες μηχανές δεν δημιουργεί κανένα πρόβλημα, αλλά θέτει περιορισμό στην επιλογή προσήμου των σταθερών ελέγχου [5]. Οι αντιστροφείς θα πρέπει να παραλαμβάνουν τις μεταβολές φορτίου παράλληλα με τις μονάδες αυτές, οπότε αφού ο στατισμός των μηχανών είναι αρνητικός επιβάλλεται οι  $\Delta f/\Delta P$  και  $\Delta V/\Delta Q$  των αντιστροφέων να έχουν το ίδιο πρόσημο. Σε μια τέτοια περίπτωση οι  $k_p$ ,  $k_a$  πρέπει να είναι ομόσημοι και  $k_p$ ,  $k_q > 0$ .

# 7.3 Έλεγχος P – f , Q – V έναντι P – V, Q – f σε σχέση με την αναλογία R και X του δικτύου

Μεγάλη σημασία έχει η ενεργός ισχύς που θα παράγει κάθε μονάδα στο δημιουργούμενο σύστημα να μπορεί να καθοριστεί κατά βούληση, ανεπηρέαστα από την θέση στο δίκτυο. Την δυνατότητα αυτή πρέπει να εξασφαλίζει ο επιλεγόμενος έλεγχος. Κατά τον τρόπο αυτό, το κέντρο ελέγχου αποκλειστικά θα μπορεί να ορίζει την παραγωγή της κάθε μονάδας, παρέχοντας τις παραμέτρους ελέγχου και επαναπροσδιορίζοντάς τις όταν χρειάζεται. Η επιλογή του ελέγχου *P* –

f και Q - V εξυπηρετεί τον σκοπό αυτό κάτω από οποιεσδήποτε συνθήκες δικτύου, όσον αφορά την αναλογία των R, X. Όπως αναλύθηκε στο Κεφ. 4, όταν  $R \gg X$  οι ροές ενεργού και αέργου ισχύος είναι αποζευγμένες, όπως όταν  $X \gg R$ , αλλά η ροή ενεργού ισχύος σχετίζεται με την διαφορά μέτρων τάσης και η ροή αέργου ισχύος με την διαφορά γωνίας (και την συχνότητα). Ο λόγος που παρά το γεγονός αυτό δεν θα πρέπει να προτιμηθεί έλεγχος P - V, Q - f, είναι διότι έτσι η παραγωγή της ενεργού ισχύος από την κάθε μονάδα εξαρτάται από την θέση της στο δίκτυο. Συνοπτικά σχετικά με την αναλογία των R, X και τον έλεγχο ισχύουν τα παρακάτω.

Όταν *R* ≫ *X* :

Χρησιμοποίηση του ελέγχου P – V, Q – f, διατηρεί την απόζευξη των ροών ισχύος που χαρακτηρίζει το δίκτυο. Η άεργος ισχύς μοιράζεται μεταξύ των μονάδων αποκλειστικά με τους συντελεστές Δf/ΔQ των μονάδων. Η ενεργός ισχύς μοιράζεται με τους ΔV/ΔP, αλλά ο επιμερισμός εξαρτάται από την αντίσταση των γραμμών με αποτέλεσμα η κοντινότερη στην μεταβολή φορτίου μονάδα να παραλαμβάνει μεγαλύτερο μέρος. Καθώς το φορτίο μεταβάλλεται, χρειάζεται συνεχής διόρθωση των ΔV/ΔP και των σημείων λειτουργίας

(V<sub>ref</sub>,P<sub>ref</sub>)των μονάδων, για να γίνει η επιθυμητή αναδιανομή της ενεργού ισχύος

Χρησιμοποίηση του ελέγχου P – f, Q – V, εξασφαλίζει επιμερισμό τόσο της ενεργού όσο και της αέργου ισχύος αποκλειστικά με τους συντελεστές Δf/ΔP και ΔV/ΔQ των μονάδων. Μοναδική συνέπεια, με κάθε ροή ενεργού ισχύος να δημιουργείται και ροή αέργου ισχύος και αντιστρόφως, αφού η παραγωγή για παράδειγμα ενεργού ισχύος με τον έλεγχο P – f πραγματοποιείται μέσω του ελέγχου Q – V λόγω της φύσης του δικτύου. Το γεγονός αυτό φανερώνει ότι στην συγκεκριμένη περίπτωση δεν είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθεί μόνο ένας από τους δύο ελέγχους, για παράδειγμα μόνο ο αναλογικός έλεγχος P – f, ενώ η τάση ελέγχεται σε σταθερή τιμή.

Όταν  $X \gg R$ :

- Με έλεγχο P f, Q V, η απόζευξη των ροών ισχύος διατηρείται, η ενεργός ισχύς μοιράζεται αποκλειστικά με τους συντελεστές Δf/ΔP των μονάδων, η δε άεργη ισχύς μοιράζεται με τους ΔV/ΔQ, αλλά με εξάρτηση από την θέση κάθε πηγής στο δίκτυο. Η κοντινότερη στην μεταβολή φορτίου πηγή θα παράγει περισσότερο. Αναδιανομή της αέργου ισχύος μπορεί να γίνει με επαναπροσδιορισμό των ΔV/ΔQ και των σημείων (V<sub>ref</sub>, Q<sub>ref</sub>). Μια διαφορετική πρόταση ώστε να καταστεί ο επιμερισμός της αέργου ισχύος ανεξάρτητος από το δίκτυο προτείνεται στην [6]. Αντί για έλεγχο Q V, χρησιμοποιείται ρύθμιση μέσω της ενεργού ισχύος που μεταφέρεται με μία υπερτιθέμενη συνιστώσα μικρού πλάτους σε υψηλότερη συχνότητα. Η μέθοδος είναι πολύπλοκη και εύκολα μεταπίπτει σε αστάθεια.
- Ο έλεγχος P − V, Q − f, με έμμεση λειτουργία, κατά αναλογία με την χρησιμοποίηση ελέγχου P − f, Q − V στην περίπτωση R ≫ X, δεν μπορεί να εφαρμοστεί. Το σύστημα είναι ασταθές.

Φυσικά σε ενδιάμεση περίπτωση R ≠ 0, X ≠ 0, η λειτουργία θα κινείται μεταξύ των δύο ακραίων περιπτώσεων ακολουθώντας περισσότερο τα χαρακτηριστικά της μίας ή της άλλης, ανάλογα με το αν R > X ή αντίθετα. Η περίπτωση ελέγχου P - V, Q - f μπορεί να εφαρμοστεί μόνο όταν στο δίκτυο  $R \gg X$ , R > X και τότε δεν μπορεί να επιτευχθεί ανεξαρτησία στον καθορισμό της παραγωγής ενεργού ισχύος των μονάδων. Αν θέλομε το ποσό ενεργού ισχύος που θα παράγει κάθε μονάδα κατά την κάλυψη του φορτίου να καθορίζεται αποκλειστικά από τις παραμέτρους του ελέγχου χωρίς καμία επιρροή από την θέση στο δίκτυο, τότε ο έλεγχος P - f, Q - V είναι η ενδεδειγμένη επιλογή. Δευτερεύον πλεονέκτημα αυτής της επιλογής είναι η δυνατότητα συνεργασίας και με σύγχρονες μηχανές που τυχόν θα υπάρχουν στο σύστημα, κάτι που δεν είναι εφικτό με τον έλεγχο P - V, Q - f.

## 7.4 Εύρος πρακτικών τιμών R, X και παράμετροι ελέγχου με βάση τις απαιτήσεις λειτουργίας του αυτόνομου συστήματος

Εκτός από τους αναλογικούς όρους ελέγχου ο παράγων που επηρεάζει την ευστάθεια και γενικά την συμπεριφορά του συστήματος είναι η σύνθετη αντίσταση της διασύνδεσης των δύο πηγών τάσης. Είναι λοιπόν χρήσιμο να προσδιοριστούν οι τιμές καθώς και η αναλογία *R*/*X* που μπορεί να δημιουργηθούν πρακτικά κατά τον σχηματισμό του συστήματος.



Σχ. 7.7: Σχηματισμός μικροδικτύου σε τμήμα δικτύου Χ.Τ.. Αναφορά μεγεθών σε βάση ισχύος του φορτίου για την εύρεση συσχέτισης μεταξύ αντίστασης – αντίδρασης.

Η διατομή του καλωδίου Χ.Τ. καθορίζεται κυρίως από δύο παράγοντες [7]:

- α) Την θερμική αντοχή της μόνωσης, από την οποία προκύπτει η μέγιστη συνεχώς επιτρεπόμενη ένταση του ρεύματος για κάθε διατομή ανάλογα με το είδος και της συνθήκες της εγκατάστασης.
- β) Την επιτρεπόμενη πτώση τάσης η οποία συνήθως κυμαίνεται μεταξύ 3 5% στο σημείο κατανάλωσης, ανάλογα με το είδος του φορτίου.

Πρόσθετοι παράγοντες, όπως η διατήρηση χαμηλών τάσεων επαφής για τροφοδότηση σε μεγάλη απόσταση και η αντοχή του καλωδίου σε βραχυκύκλωμα σε συνδυασμό με το μέσο προστασίας, μπορεί να ληφθούν επίσης υπόψη για τον προσδιορισμό της διατομής.

Για να βρεθεί ένα μέτρο σύγκρισης σχετικά με τις τιμές X<sub>Line</sub>, R<sub>Line</sub> που είναι δυνατόν να αναμένονται στην πράξη, βασιζόμαστε στις επόμενες δύο προϋποθέσεις:

- α) Οι μονάδες με δυνατότητα ρύθμισης ισχύος εξόδου που θα εγκατασταθούν σε κάποιο τμήμα του δικτύου Χ.Τ., για παράδειγμα κατά μήκος μιας γραμμής τροφοδότησης, θα πρέπει να έχουν συνολικά ονομαστική ισχύ που τουλάχιστον να είναι ίση με το αναμενόμενο φορτίο ζήτησης, αν πρόκειται το συγκεκριμένο τμήμα να τίθεται σε απομονωμένη λειτουργία.
- β) Το καλώδιο της γραμμής τροφοδότησης διαστασιολογείται με βάση το φορτίο ζήτησης από τους παραπάνω παράγοντες, αλλά για την περίπτωση συνδεδεμένης λειτουργίας με το υπερκείμενο δίκτυο, χωρίς την παρουσία μονάδων παραγωγής στο συγκεκριμένο τμήμα Χ.Τ..

Ακολούθως γίνονται οι εξής απλοποιητικές παραδοχές. Στο σχ. 7.7 φαίνεται η περίπτωση σχηματισμού ενός μικροδικτύου στο οποίο συμμετέχουν δύο μονάδες με αντιστροφείς. Το φορτίο θεωρείται συγκεντρωμένο στο τέρμα της γραμμής. Για να λάβομε την μεγαλύτερη πιθανή αντίσταση θεωρούμε ότι το καλώδιο της γραμμής τροφοδότησης θα έχει την μέγιστη επιτρεπόμενη πτώση τάσης. Εννοείται ότι ταυτόχρονα η διατομή του καλωδίου εξασφαλίζει την θερμική αντοχή της μόνωσης. Από την (4.31) του Κεφ. 4 η πτώση τάσης μπορεί να ληφθεί με καλή ακρίβεια ως  $\Delta V = IR$ , οπότε σε βάση ισχύος αυτή του φορτίου θα είναι  $\Delta V_{pu} = R_{pu}$  είτε για

μονοφασική ή τριφασική γραμμή. Η μία μονάδα εγκαθίσταται στην αφετηρία της γραμμής και η άλλη στο τέρμα της κοντά στο φορτίο. Θεωρώντας τιμές της σύνθετης αντίστασης του φίλτρου των αντιστροφέων, με τα κριτήρια του Κεφ. 6, σε βάση ισχύος του φορτίου, μπορούμε να έχομε

μια εικόνα για την σχέση αντίστασης – αντίδρασης της γραμμής διασύνδεσης που δημιουργείται κατά την απομονωμένη λειτουργία. Στην συγκεκριμένη εξέταση θεωρείται για ευκολία ότι οι δύο μονάδες είναι ίδιες: S<sub>1</sub> = S<sub>2</sub> = S.

Στον πίνακα 7.1 έχουν θεωρηθεί διάφορες περιπτώσεις χρησιμοποιώντας τις τιμές *R%, X%* των πινάκων 6.2 και 6.4 του Κεφ. 6.

		S/S <sub>L</sub> =1/2			S/S <sub>L</sub> =0.75			S/S <sub>L</sub> =1		
X (%)	$\begin{pmatrix} R \\ (\%) \\ (\%) \\ (\%) \\ (\%) \\ (\%) \\ R_{Line} \\ (\%) \\$		X <sub>Line</sub> (%)	R <sub>Line</sub> (%)		X <sub>Line</sub> (%)	R <sub>Line</sub> (%)			
			∆V=3%	∆V=5%		∆V=3%	∆V=5%		∆V=3%	∆V=5%
4	3	16	15	17	10.6	11	13	8	9	11
2.7	3.08	10.8	15.32	17.32	7.2	11.2	13.2	5.4	9.1	11.1
2.2	2.97	8.8	14.8	16.8	5.8	10.9	12.9	4.4	8.9	10.9
4.2	2.89	16.8	14.56	16.56	11.2	10.7	12.7	8.4	8.78	10.78

Πίνακας 7.1

Στις πρώτες δύο στήλες είναι οι α.μ. αντιδράσεις και αντιστάσεις για το φίλτρο του κάθε αντιστροφέα. Οι τρεις πρώτες γραμμές αφορούν μονοφασικό αντιστροφέα από τον πίνακα 6.2 και η τέταρτη τριφασικό από τον πίνακα 6.4. Στις επόμενες στήλες είναι η συνολική αντίδραση και αντίσταση της διασύνδεσης, δηλαδή των δύο φίλτρων των αντιστροφέων και του καλωδίου της γραμμής, στη βάση ισχύος του φορτίου. Θεωρούνται τρεις περιπτώσεις για την ισχύ των αντιστροφέων: ισχύς του κάθε αντιστροφέα ίση με το μισό του φορτίου, ίση με το 75% του φορτίου και ίση με την ισχύ του φορτίου. Για κάθε περίπτωση θεωρούνται δύο τιμές για την πτώση τάσης στο καλώδιο της γραμμής. Από ότι φαίνεται ο λόγος  $R_{pu}/X_{pu}$  κυμαίνεται μεταξύ 1

και 2 – 2.5. Με μειωμένη την απαιτούμενη απόσβεση του φίλτρου των αντιστροφέων ο λόγος θα μπορούσε να έχει ελαφρώς υψηλότερες τιμές. Συμπερασματικά, λόγω της αντίδρασης του φίλτρου ακόμα και στις περιπτώσεις που η αντίσταση της γραμμής είναι μεγάλη, όπως εξετάζεται εδώ, ο λόγος *R*<sub>pu</sub>/*X*<sub>pu</sub> δεν παίρνει υψηλές τιμές.

Η ίδια λογική μπορεί να εφαρμοστεί και στην περίπτωση εγκατάστασης μονάδων στο δίκτυο Χ.Τ., όταν δεν μας ενδιαφέρει κατ' ανάγκη η απομονωμένη λειτουργία. Τότε η πηγή τάσης μιας μονάδας θα συνδέεται στο σημείο κοινής σύνδεσης μέσω της αντίστασης της γραμμής σύνδεσης  $R_{pu} = \Delta V_{pu}$  σε βάση ισχύος της μονάδας και της αντίδρασης του φίλτρου του αντιστροφέα της.

Με τις τιμές των παραμέτρων του διαγράμματος στο σχ. 7.5 ανά μονάδα με βάση ισχύος την ισχύ του φορτίου, η αντίσταση της διασύνδεσης θα προκύπτει από την επιτρεπόμενη πτώση τάσης, η δε αντίδραση από τις αντιδράσεις των φίλτρων στην βάση ισχύος του φορτίου, με τον περιορισμό  $S_1 + S_2 \ge S_L$  για τις ισχείς. Οι αναλογικοί όροι  $k_p$ ,  $k_q$  σε  $Hz/P_{pu}$  και  $V_{pu}/Q_{pu}$  θα είναι  $k_{pp}S_L/S$  και  $k_{qq}S_L/S$ , με  $k_{pp}$ ,  $k_{qq}$  τις αντίστοιχες καθορισμένες τιμές στη βάση ισχύος S του κάθε αντιστροφέα. Οι αναλογικοί συντελεστές ελέγχου θα αναφέρονται εφεξής με ένα δείκτη *p*, *q* όταν έχουν αναχθεί στην ισχύ του φορτίου και με διπλό δείκτη όταν αναφέρονται στην ισχύ του κάθε αντιστροφέα.

## 7.5 Περίπτωση γραμμών διασύνδεσης με R >> X

#### Χαρακτηριστικά λειτουργίας

Η εξέταση αρχικά επικεντρώνεται στην ακραία περίπτωση  $R \gg X$ . Προηγουμένως δείχθηκε ότι με την εισαγωγή των φίλτρων ακόμα και όταν οι συνθήκες οδηγούν σε διασύνδεση με R > X, για

παράδειγμα όταν οι αντιδράσεις των φίλτρων έχουν μικρή τιμή και / ή οι ονομαστικές ισχείς των αντιστροφέων είναι ίσες με την ισχύ του φορτίου, οι τιμές των *R* και *X* γίνονται συγκρίσιμες οπότε η αντίδραση δεν μπορεί στην πραγματικότητα να αγνοηθεί.

Οι συναρτήσεις μεταφοράς των ροών ισχύος μέσω της γραμμής για μεταβολή του φορτίου ΔP<sub>L1</sub>, ΔQ<sub>L1</sub>, στον κόμβο 1 είναι:

$$\Delta P_{Line} = G_{pq} \left( -\Delta Q_{L1} \right) + G_{pp} \Delta P_{L1}$$

$$\Delta Q_{Line} = G_{qp} \left( -\Delta P_{L1} \right) + G_{qq} \Delta Q_{L1}$$
(7.17)

με

$$G_{pq} = \frac{P_{v}k_{q1}}{1 - P_{v}Q_{\delta}\left(k_{q1} + k_{q2}\right)\left(k_{p1} + k_{p2}\right)\frac{2\pi}{s}}$$
(7.18)

$$G_{\rho\rho} = \frac{P_{\nu}Q_{\delta}(k_{q1} + k_{q2})k_{\rho1}\frac{2\pi}{s}}{1 - P_{\nu}Q_{\delta}(k_{q1} + k_{q2})(k_{\rho1} + k_{\rho2})\frac{2\pi}{s}}$$
(7.19)

$$G_{qp} = \frac{Q_{\delta} k_{p1} \frac{2\pi}{s}}{1 - P_{\nu} Q_{\delta} \left(k_{q1} + k_{q2}\right) \left(k_{p1} + k_{p2}\right) \frac{2\pi}{s}}$$
(7.20)

$$G_{qq} = \frac{P_{\nu} Q_{\delta} \left(k_{p1} + k_{p2}\right) k_{q1} \frac{2\pi}{s}}{1 - P_{\nu} Q_{\delta} \left(k_{q1} + k_{q2}\right) \left(k_{p1} + k_{p2}\right) \frac{2\pi}{s}}$$
(7.21)

Υπενθυμίζεται ότι  $Q_{\delta} < 0$ . Η συμπεριφορά του συστήματος περιγράφεται σε διάγραμμα βαθμίδων στα σχήματα 7.8, 7.9 όπου έχει χρησιμοποιηθεί μοναδιαία ανατροφοδότηση και η μεν αμοιβαία εξάρτηση των ισχυών ενεργού και αέργου φαίνεται ως διαταραχή η δε μεταβολή του φορτίου της αυτής ισχύος εμφανίζεται ως οδηγός στην οποία θα πρέπει να ανταποκρίνεται η ισχύς διαμέσου της γραμμής με τον καλύτερο δυνατό τρόπο. Οι βαθμίδες  $G_m$  και  $G_e$  που σημειώνονται με διακεκομμένη γραμμή δεν λαμβάνονται υπ' όψη προς το παρόν.

Βηματική μεταβολή του φορτίου ενεργού ισχύος κατά ΔP<sub>L1</sub> = M , έχει ως αποτέλεσμα στην μόνιμη

κατάσταση 
$$\Delta P_{Line} = \lim_{s \to 0} sG_{pp} \frac{M}{s} = -\frac{k_{p1}}{k_{p1} + k_{p2}} M$$
, δηλαδή μεταφορά ενεργού ισχύος  $|\Delta P_{Line}|$  από

τον κόμβο 2 προς τον κόμβο 1. Η πηγή τάσης στον κόμβο 1 παράγει ισχύ  $\frac{k_{p2}}{k_{p1}+k_{p2}}M$ , αλλά και

άεργο ισχύ  $\Delta Q_{Line} = \lim_{s \to 0} sG_{qp} \frac{M}{s} \pi \rho \sigma \sigma v \kappa \delta \mu \beta \sigma 2$  ίση με:

$$\Delta Q_{Line} = \frac{k_{\rho 1}}{P_{\nu} \left( k_{\rho 1} + k_{\rho 2} \right) \left( k_{q 1} + k_{q 2} \right)} M$$
(7.22)

 $M\epsilon V_{10} = V_{20} = 1 \alpha.\mu$ . είναι  $P_v = 1/R_{Line-pu}$ . Η άεργη ισχύς στην μόνιμη κατάσταση εξαρτάται από τους αναλογικούς όρους  $k_p$ ,  $k_q$  και από την αντίσταση της διασύνδεσης. Για παράδειγμα, αν

πρόκειται για δύο ίδιους αντιστροφείς με  $k_{pp} = 1\%$ ,  $k_{qq} = 1.5\%$  και  $S_1 = S_2 = S_L$ ,  $R_{Line-pu} = 5\%$ , τότε  $\Delta Q_{Line} = 0.83M \alpha.\mu$ .. Σε δίκτυο αντιστάσεων δεν απαιτείται διαφορά μέτρων τάσεων  $\Delta v = \Delta V_1 - \Delta V_2 = 0$  για την μεταφορά αέργου ισχύος, αλλά διαφορά γωνίας  $\Delta \delta$ , όμως για να δημιουργηθεί η  $\Delta \delta$  οι τάσεις στους δύο κόμβους θα πρέπει να μεταβληθούν κατά  $\Delta V_1 = \Delta V_2$  με βάση τους συντελεστές  $k_q$ . Για μια μεταβολή  $\Delta Q_{L1} = M$  στον κόμβο 1, στην μόνιμη κατάσταση θα είναι:  $\Delta P_{Line} = 0$ ,  $\Delta Q_{Line} = -\frac{k_{q1}}{k_{q1} + k_{q2}}M$ , δηλαδή μεταφορά ισχύος  $|\Delta Q_{Line}|$  από τον κόμβο 2 προς τον κόμβο1, ενώ η πηγή τάσης στον κόμβο 1 θα παράγει  $\frac{k_{q2}}{k_{q1} + k_{q2}}M$ . Η άεργος ισχύς μοιράζεται αποκλειστικά με βάση τους συντελεστές  $k_q$  ανεξάρτητα από τις παραμέτρους του δικτύου και άρα από την θέση των πηγών σε αυτό. Έτσι, αντίθετα με ότι θα απαιτείτο για δίκτυο με  $X \gg R$ , οι τιμές των  $k_q$  μπορεί γα διατηρούνται σε χαμηλά επίπεδα οπότε το προφίλ της τάσης στο δίκτυο να μην

επηρεάζεται σημαντικά, ενώ η άεργος ισχύς να εξακολουθεί να μοιράζεται μεταξύ των αντιστροφέων όπως επιθυμούμε. Βέβαια αυτό σημαίνει ότι η ροή αέργου ισχύος που συνοδεύει κάθε ροή ενεργού ισχύος θα μεγιστοποιείται για δεδομένη αντίσταση της γραμμής, σύμφωνα με την (7.22).



Σχ. 7.8: Διάγραμμα βαθμίδων των ΔΡ<sub>Line</sub>/ΔΡ<sub>L1</sub> και ΔΡ<sub>Line</sub>/ΔQ<sub>L1</sub>.



 $\Sigma \chi$ . 7.9: Διάγραμμα βαθμίδων των  $\Delta Q_{Line}/\Delta Q_{L1}$  και  $\Delta Q_{Line}/\Delta P_{L1}$ .

Aν θεωρήσομε ότι  $k_{p1} = k_{p2} = k_p/2$ ,  $k_{q1} = k_{q2} = k_q/2$ , τότε για την περίπτωση R ≠ 0, X = 0 το διάγραμμα του σχ. 7.5 τροποποιείται όπως στο σχ. 7.10.



Σχ. 7.10: Τροποποιημένο διάγραμμα του σχ. 7.5 όταν R>>X.

Το διάγραμμα του σχ. 7.10 δείχνει καθαρά την έμμεση λειτουργία του ελέγχου P – f, Q – V. Μεταβολή του φορτίου του συστήματος κατά  $\Delta P_l$  προκαλεί με τον έλεγχο  $P - f(k_p)$ , μια διαφορά συχνοτήτων κατά  $\Delta f$  που το ολοκλήρωμά της στον χρόνο, η γωνία  $\Delta \delta$  , δημιουργεί ροή αέργου ισχύος ΔQ<sub>Line</sub> (από τον κόμβο που η φάση του καθυστερεί προς εκείνον που προπορεύεται). Η άεργη ισχύς με την σειρά της δημιουργεί με τον έλεγχο  $\mathsf{Q} - \mathsf{V}\left(k_q
ight)$ , διαφορά στα μέτρα των τάσεων Δν, η οποία οδηγεί στην απαιτούμενη ροή ενεργού ισχύος ΔP<sub>Line</sub>. Για ευσταθή λειτουργία είναι φανερό ότι η ΔQ<sub>Line</sub> θα συνεχίσει να υπάρχει στην μόνιμη κατάσταση ώστε η αναγκαία ροή ΔP<sub>Line</sub> να διατηρείται (η διαφορά συχνότητας, δηλαδή η είσοδος του ολοκληρωτή να μηδενίζεται). Από την άλλη πλευρά, μεταβολή του φορτίου κατά ΔQ<sub>L</sub> δημιουργεί με τον έλεγχο Q  $-V(k_a)$ , διαφορά Δ*v* και άρα ροή Δ*P*<sub>Line</sub>, η οποία με τον έλεγχο  $P - f(k_p)$ , προκαλεί μεταβολή συχνοτήτων ώστε το ολοκλήρωμά της διαφοράς τους, η γωνία Δδ, να δημιουργήσει την απαιτούμενη ροή αέργου ισχύος ΔQ<sub>Line</sub>. Ευσταθής λειτουργία σημαίνει ότι η διαφορά μέτρων Δν και η ροή ΔP<sub>line</sub> θα πρέπει να μηδενίζονται στην μόνιμη κατάσταση, όπως και η αντίστοιχη Δf με επάνοδο των συχνοτήτων στην αρχική τιμή τους, ώστε η έξοδος του ολοκληρωτή να παραμένει στην απαιτούμενη Δδ και την ροή ΔQ<sub>Line</sub> που αυτή συνεπάγεται. Θα υπάρχει ροή ΔP<sub>Line</sub> μόνο μεταβατικά. Οι τάσεις των δύο κόμβων θα έχουν μεταβληθεί στην μόνιμη κατάσταση ισόποσα, όπως ακριβώς και οι συχνότητες των δύο κόμβων στην περίπτωση της μεταβολής  $\Delta P_{l}$ .

Τα σχήματα 7.11, 7.12 αφορούν τις αποκρίσεις του διαγράμματος του σχ. 7.5 σε μια μεταβολή  $\Delta P_{L1} = 0.1 \, \alpha.\mu.$  και  $\Delta Q_{L1} = 0.1 \, \alpha.\mu.$  Για τις δύο πηγές είναι  $k_{pp} = 1\%$ ,  $k_{qq} = 1.5\%$  στην βάση ισχύος τους και  $S_1 = S_L/3$ ,  $S_2 = 2S_L/3$ . Η αντίσταση της διασύνδεσης είναι R = 5%. Για την αποφυγή αλγεβρικού βρόχου στο Simulink έχουν θεωρηθεί οι  $G_m, G_e$ , αλλά με πολύ μικρές σταθερές χρόνου.

#### Αντιστάθμιση ροής αέργου ισχύος

Τρόποι για την πλήρη εξάλειψη της αέργου ισχύος, η οποία συνοδεύει στην μόνιμη κατάσταση κάθε μεταβολή του φορτίου ενεργού ισχύος, διαφαίνονται από το διάγραμμα του σχ. 7.10. Μία δυνατότητα είναι να αυξήσομε το κέρδος μεταξύ  $\Delta P_{Line} / \Delta Q_{Line}$  αυξάνοντας την  $\Delta v / \Delta Q_{Line}$ . Από την (7.22) ήδη φαίνεται ότι με αυξημένες τιμές των συντελεστών  $k_q$  η άεργη ισχύς μειώνεται, αλλά με σημαντική μείωση των τάσεων από την ονομαστική τιμή τους. Δεύτερη δυνατότητα αντιστάθμισης είναι με την πρόσω τροφοδότηση της  $\Delta P_{Line}$  να μεταβάλλομε το μέτρο της τάσης του κάθε αντιστροφέα αναλογικά:  $\Delta V_1 = D_1 \Delta P_{Line}$ ,  $\Delta V_2 = D_2 \Delta P_{Line}$ . Ο σκοπός δηλαδή, είναι να



μετακινηθεί η χαρακτηριστική Q - V, ώστε ο αντιστροφέας να παράγει με την νέα μεταβληθείσα τιμή της τάσης την άεργη ισχύ που παρήγαγε πριν την μεταβολή του φορτίου  $\Delta P_L$ .

Σχ. 7.11: Μεταβολή φορτίου κατά ΔΡ<sub>L1</sub> = 0.1 α.μ. όταν για τους αντιστροφείς S<sub>1</sub> = S<sub>L</sub>/3 και S<sub>2</sub> = 2S<sub>L</sub>/3 και για την γραμμή R = 5%. Στην μόνιμη κατάσταση ΔΡ<sub>Line</sub> = 0.066 α.μ. και ΔΡ<sub>1</sub> = 0.033 α.μ., ενώ ΔQ<sub>Line</sub> = 0.049 α.μ..

Η πρόσω τροφοδότηση της Δ*P*<sub>Line</sub> μπορεί να επενεργεί στην *Q*<sub>ref</sub> ή στην *V*<sub>ref</sub>. Έτσι στον αντιστροφέα που για να στείλει ενεργό ισχύ, απορροφά άεργο ισχύ, θα αυξάνεται η *Q*<sub>ref</sub> ή η *V*<sub>ref</sub> ανάλογα με την ενεργό ισχύ που στέλνει. Το αντίστροφο θα συμβαίνει στον αντιστροφέα που παράγει άεργο ισχύ ενώ δέχεται την συνδρομή ενεργού ισχύος μέσω της γραμμής. Στο διάγραμμα του σχ. 7.5 η διαφορά μεταβολών των τάσεων Δν, θα έχει επιπλέον και τον όρο  $D\Delta P_{Line}$  όπου  $D = D_1 + D_2 = k_{d1}k_{q1} + k_{d2}k_{q2}$ , αν μεταβάλλεται η  $Q_{ref}$  και  $D = D_1 + D_2 = k_{d1} + k_{d2}$ , αν μεταβάλλεται η  $V_{ref}$ . Για τους συντελεστές  $k_d$  θα είναι  $k_{d1} > 0$ ,  $k_{d2} < 0$  λόγω της θεώρησης  $\Delta P_{Line} > 0$  από τον αντιστροφέα 1 προς τον αντιστροφέα 2. Με μεταβολή του φορτίου  $\Delta P_{L1}$  του αντιστροφέα 1 θα είναι:

$$\Delta Q_{Line} = \frac{Q_{\delta} k_{p1} \frac{2\pi}{s}}{1 - P_{v} Q_{\delta} \left(k_{q1} + k_{q2}\right) \left(k_{p1} + k_{p2}\right) \frac{2\pi}{s} / (1 - P_{v} D)} \Delta P_{L1}$$
(7.23)

$$\Delta Q_{Line} = \frac{P_{v}Q_{\delta}\left(k_{p1} + k_{p2}\right)k_{q1}\frac{2\pi}{s}}{1 - P_{v}D - P_{v}Q_{\delta}\left(k_{q1} + k_{q2}\right)\left(k_{p1} + k_{p2}\right)\frac{2\pi}{s}}\Delta Q_{L1}$$
(7.24)



Σχ. 7.12: Μεταβολή φορτίου κατά  $\Delta Q_{L1}$  = 0.1 α.μ. όταν για τους αντιστροφείς  $S_1$  =  $S_L/3$  και  $S_2$  =  $2S_L/3$  και για την γραμμή R = 5%. Στην μόνιμη κατάσταση  $\Delta Q_{Line}$  = 0.066 α.μ. και  $\Delta Q_1$  = 0.033 α.μ.

Πλήρης μηδενισμός της  $\Delta Q_{Line}$  που απορροφά στην περίπτωση αυτή η πηγή τάσης 2 επιτυγχάνεται με  $D = D_1 + D_2 = 1/P_v = R_{Line-pu}$ , όπου  $V_{10} = V_{20} = 1 \alpha.\mu$ . Ταυτόχρονα η  $\Delta Q_{Line} / \Delta Q_{L1}$ παραμένει στην μόνιμη κατάσταση ανεπηρέαστη, όπως φαίνεται από την (7.24). Μειονέκτημα είναι ότι ο συντελεστής εξαρτάται από την αντίσταση της γραμμής. Σημειώνεται ότι η τιμή του Dδεν πρέπει να υπερβεί την τιμή  $1/P_v$  (πρέπει  $D \le 1/P_v = R_{Line-pu}$ ), γιατί αλλιώς δημιουργείται

αστάθεια, όπως φαίνεται και από τις (7.23), (7.24) (είναι  $Q_{\delta} < 0$ ).

Η απαιτούμενη τιμή του συντελεστή *D* προκύπτει και από την (4.30) του Κεφ. 4 όπου φαίνεται ότι μεταξύ δύο κόμβων που συνδέονται μόνο μέσω μιας αντίστασης *R*, για την μεταφορά ισχύος *P* από τον ένα κόμβο στον άλλο θα πρέπει τα μέτρα τάσης να διαφέρουν κατά *RP/V*, όπου εδώ *V* είναι η *rms* τάση του κόμβου που παράγει ισχύ *P*. Έτσι ο συντελεστής θα είναι *R/V* σε *Volt/W* ενώ για το διάγραμμα του σχ. 7.5 θα είναι  $R_{pu}/V_{pu}$ . Σε ένα δίκτυο X.Τ. με εγκατεστημένες μικρομονάδες ελεγχόμενης παραγωγής ο συντελεστής *D* της καθεμιάς θα πρέπει να είναι μικρότερος ή ίσος με τον όρο *R/V* όπου *R* η αντίσταση της γραμμής σύνδεσης της πηγής στον κύριο τροφοδοτικό κλάδο του ακτινικού δικτύου. Με το δεδομένο ότι η αντίσταση κατά την λειτουργία δεν είναι δυνατόν να προσδιοριστεί με ακρίβεια και συμπεριλαμβανομένων και των ανοχών της μέτρησης και του ελέγχου, η θεωρούμενη τιμή της αντίστασης στον συντελεστή *D* θα πρέπει να είναι κατά τι μικρότερη ώστε να υπάρχει ένα περιθώριο ασφαλείας.

Στο σχ. 7.13 φαίνεται το αποτέλεσμα που έχει η αντιστάθμιση για μια μεταβολή φορτίου  $\Delta P_{L1} = 0.1 \, \alpha.\mu.$ , με τις ίδιες συνθήκες για το σύστημα όπως στο σχ. 7.11. Έχει θεωρηθεί  $D = D_2 = k_{d2}$ , δηλαδή ότι μόνο η πηγή τάσης 2 έχει αντιστάθμιση και ότι αυτή εφαρμόζεται

μεταβάλλοντας την  $V_{ref}$ . Έχει επιλεγεί  $k_{d2} = 0.045 < R_{Line-pu} = 0.05$  και οι μεταβολές της Δδ και της ροής  $\Delta Q_{Line}$  διατηρούνται σε πολύ χαμηλά επίπεδα ώστε σχεδόν να μηδενίζονται. Οι τελικές τιμές των  $\Delta P_{Line}$ ,  $\Delta P_1$  παραμένουν αμετάβλητες. Η μεταβολή Δν είναι η ίδια όπως προηγουμένως στο σχ. 7.11 αλλά οι τάσεις των δύο πηγών έχουν μεταβληθεί κατά διαφορετικά ποσά  $\Delta V_1$ ,  $\Delta V_2$  σε σχέση με προηγουμένως. Μεγαλύτερη μεταβολή έχει η  $\Delta V_2$ , ενώ η  $\Delta V_1$  μεταβάλλεται ελάχιστα, απόρροια του ότι η αντιστάθμιση θεωρήθηκε εξ ολοκλήρου στην πηγή τάσης 2. Με  $k_{d1} = k_{d2} = 0.0225$ , για παράδειγμα, η  $\Delta V_2$  αυξάνεται και η  $\Delta V_1$  μειώνεται σε σχέση με το σχ. 7.11, οπότε και οι δύο μεταβολές είναι σχεδόν ισόποσες. Η Δν παραμένει ίδια.



Σχ. 7.13: Μεταβολή φορτίου κατά  $\Delta P_{L1}$  = 0.1 α.μ. όταν για τους αντιστροφείς  $S_1$  =  $S_L/3$  και  $S_2$  =  $2S_L/3$  και για την γραμμή R = 5% με εφαρμογή αντιστάθμισης στην ροή αέργου ισχύος. Στην μόνιμη κατάσταση  $\Delta P_{Line}$  = 0.066 α.μ. και  $\Delta P_1$  = 0.033 α.μ., ενώ  $\Delta Q_{Line}$  = 0.005 α.μ.

Ακολούθως η προσομοίωση του Κεφ. 6 στο πρόγραμμα *EMTDC* – *PSCAD* κατά την οποία ο ένας από τους δύο αντιστροφείς συνδέεται με το φορτίο μέσω ενός καλωδίου, επαναλαμβάνεται με την προσθήκη αντιστάθμισης στους δύο αντιστροφείς. Στην περίπτωση αυτή είναι  $S_1 = S_L/3$ ,  $S_2 = S_L$  και για το καλώδιο  $\Delta V \% = R_{pu} = 3\%$  Το σύστημα λειτουργεί στην συνδεδεμένη λειτουργία στην αρχή της προσομοίωσης και μεταβαίνει στην απομονωμένη λειτουργία στην αρχή της προσομοίωσης και μεταβαίνει στην απομονωμένη μεταξύ των δύο αντιστροφέων στην μόνιμη κατάσταση στην προσομοίωση του Κεφ. 6 υπάρχει εδώ στα πρώτα 100ms της απομονωμένης λειτουργίας.



(β)



Σχ. 7.14: Επανάληψη της προσομοίωσης του Κεφ. 6 όπου η απόσταση των αντιστροφέων με το φορτίο είναι άνιση, όταν εφαρμόζεται αντιστάθμιση πρόσω τροφοδότησης για την εκμηδένιση της ροής αέργου ισχύος που ακολουθεί την ροή ενεργού ισχύος. (α): Συχνότητες και λόγοι διαμόρφωσης, (β): Συνολικές ισχείς των αντιστροφέων, (γ) Ισχύς και τάση του φορτίου.

Κατόπιν, με την πρόσω τροφοδότηση σε κάθε αντιστροφέα της ενεργού ισχύος που παράγει, η άεργη ισχύς μηδενίζεται. Τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στα σχ. 7.14 (α),(β),(γ). Στην αντιστάθμιση κάθε αντιστροφέα συμπεριλαμβάνεται και η αντίσταση του φίλτρου του, αν και στην συγκεκριμένη περίπτωση που οι τιμές των φίλτρων ανά μονάδα είναι ίδιες, δεν χρειάζεται. Έτσι για τον απευθείας συνδεδεμένο στο φορτίο αντιστροφέα ο συντελεστής *R/V* της πρόσω τροφοδότησης περιλαμβάνει μόνο την αντίσταση του φίλτρου και για τον απομακρυσμένο την αντίσταση του φίλτρου και αυτήν του καλωδίου. Όπως επισημάνθηκε, υπό κανονικές συνθήκες διεσπαρμένου φορτίου, η αντίσταση του καλωδίου θα έπρεπε να συμπεριληφθεί μόνο αν επρόκειτο για καλώδιο σύνδεσης του αντιστροφέα με την κύρια γραμμή τροφοδότησης του φορτίου από τον άπειρο ζυγό.

#### Εισαγωγή των διατάξεων μέτρησης

Οι διατάξεις μέτρησης των ισχυών έχουν μέχρι τώρα αγνοηθεί. Οι μέθοδοι μέτρησης και οι καθυστερήσεις που εισάγουν για μονοφασικούς και τριφασικούς αντιστροφείς εξετάστηκαν στο Κεφ. 6. Εκεί είχε προκύψει ότι το κάτω όριο της δημιουργούμενης καθυστέρησης εξαρτάται κυρίως από τον περιορισμό που επιβάλουν οι συνθήκες παραμόρφωσης του ρεύματος που επικρατούν στο δίκτυο Χ.Τ. και η αποδεκτή κυμάτωση της ισχύος που εξάγεται ως μέτρηση. Για λόγους σύγκρισης των διαφόρων μεθόδων μέτρησης είχε χρησιμοποιηθεί μια βαθμίδα πρώτης τάξης. Κατά τον ίδιο τρόπο συμπεριλαμβάνονται εδώ στο διάγραμμα του σχ. 7.5 μέσω αντικατάστασής τους με μία σταθερά χρόνου  $G_m = 1/(1+sT_m)$ ,  $G_e = 1/(1+sT_e)$ . Η θεώρησή τους έχει μεγάλη επίδραση στην συμπεριφορά του συστήματος [8] – [10]. Ως άμεση συνέπεια έχει την μείωση του εύρους ζώνης όλων των αποκρίσεων (7.18) – (7.21). Από το γεγονός αυτό φαίνεται καταρχήν ότι μπορούμε να χρησιμοποιήσομε μεγαλύτερης διάρκειας καθυστερήσεις αποβλέποντας στην μείωση της αμοιβαίας εξάρτησης  $\Delta Q_{Line}/\Delta P_{L1}$  και  $\Delta P_{Line}/\Delta Q_{L1}$  μεταβατικά,

όταν R ≠ 0, X ≠ 0. Ακόμη παρότι η καθυστέρηση είναι η ίδια για την μέτρηση ενεργού ή αέργου ισχύος, έχει θεωρηθεί στα διαγράμματα  $G_m ≠ G_e$  γιατί οι σχετικές τιμές τους επηρεάζουν διαφορετικά τις  $\Delta Q_{Line} / \Delta P_{L1}$  και  $\Delta P_{Line} / \Delta Q_{L1}$  όταν R ≠ 0, X ≠ 0.

Καθυστέρηση της μέτρησης των ισχυών συνεπάγεται αδράνεια της απόκρισης της συχνότητας και της τάσης στην μεταβολή της παραγόμενης ισχύος. Για τον λόγο αυτό, αν όταν μεταβάλλεται η ισχύς εξόδου, η χρονική απόκριση της συχνότητας είναι διαφορετική σε κάθε αντιστροφέα και μάλιστα ανάλογη με την δυναμικότητα του, η μεταβατική συμπεριφορά του καθενός μπορεί να συσχετιστεί με την ονομαστική ισχύ του κατά τον ίδιο τρόπο που μια μεγαλύτερη σύγχρονη μηχανή σε σχέση με μια μικρότερη παρουσιάζει λόγω μεγαλύτερης αδράνειας πιο αργή μεταβολή της συχνότητας είναι διαφορετική σε κάθε αντιστροφέα και μάλιστα ανάλογη με την ονομαστική ισχύ του κατά τον ίδιο τρόπο που μια μεγαλύτερη σύγχρονη μηχανή σε σχέση με μια μικρότερη παρουσιάζει λόγω μεγαλύτερης αδράνειας πιο αργή μεταβολή της συχνότητας όταν μεταβάλλεται η ισχύς της. Με τον τρόπο αυτό όπως προέκυψε στην [11] και εξετάστηκε στο Κεφ. 6 διευκολύνεται η σύνδεση ενός αντιστροφέα στο αυτόνομο δίκτυο που διεγείρεται από άλλους αντιστροφείς περιορίζοντας τις ταλαντώσεις στην ισχύ που έχουν ως αποτέλεσμα την υπερφόρτιση των αντιστροφέων. Σε περίπτωση που η βαθμίδα μέτρησης χρησιμοποιηθεί για τέτοιο σκοπό, θα είναι  $G_{m1} \neq G_{m2}$ ,  $G_{e1} \neq G_{e2}$  όπως στο διάγραμμα του σχ. 7.5. Έτσι για  $R \neq 0$ , X = 0 το σύστημα που δημιουργείται, λόγω της έμμεσης λειτουργίας, θα είναι πέμπτης τάξης, ενώ όταν  $G_{m1} = G_{m2} = G_m$ ,  $G_{e1} = G_{e2} = G_e$  όπως έχει θεωρηθεί στα διαγράμματα των σχ. 7.8 και 7.9, θα είναι τρίτης τάξης.

Η συνάρτηση μεταφοράς Δ*P<sub>Line</sub>/ΔP<sub>L1</sub>* μετά την εισαγωγή των όρων που αντιστοιχούν στις μετρητικές διατάξεις είναι:

$$\Delta P_{Line} = \frac{P_{v}Q_{\delta}(k_{q1} + k_{q2})k_{p1}G_{m}G_{e}\frac{2\pi}{s}}{1 - P_{v}Q_{\delta}(k_{q1} + k_{q2})k_{p1}(1 + k_{p2}/k_{p1})G_{m}G_{e}\frac{2\pi}{s}}\Delta P_{L1}$$
(7.25)

και η συνάρτηση μεταφοράς ανοιχτού βρόχου εκφραζόμενη με κέρδος τους συντελεστές  $k_p$ ,  $k_q$  και τον παράγοντα  $P_v Q_\delta = 1/R_{Line-pu}^2$  είναι:

$$kGH = \frac{-P_{v}Q_{\delta}(k_{q1} + k_{q2})(k_{p1} + k_{p2})2\pi}{T_{m}T_{e}s^{3} + (T_{m} + T_{e})s^{2} + s}$$
(7.26)

Στο σχ. 7.15 τυπώνεται ο γεωμετρικός τόπος ριζών ως προς  $P_v Q_\delta$  για την περίπτωση κατά την οποία οι δύο αντιστροφείς είναι της ίδιας δυναμικότητας και  $T_m = T_e = 0.05 \,\mathrm{sec}$ . Για τις σταθερές  $k_p$ ,  $k_q$  θεωρήθηκε ότι στην ισχύ των αντιστροφέων είναι  $k_{pp} = 1\%$ ,  $k_{qq} = 1.5\%$  με  $S_1 = S_2 = S_L/2$  ή  $k_{pp} = 2\%$ ,  $k_{qq} = 3\%$  με  $S_1 = S_2 = S_L$ . Όπως φαίνεται για όλες τις επιτρεπόμενες πιθανές τιμές αντιστάσεων της γραμμής το σύστημα είναι ασταθές. Το σύστημα γίνεται ευσταθές για τιμές πολύ μεγαλύτερες από τις αναμενόμενες επιτρεπτές και συγκεκριμένα όταν R = 13%. Η κατάσταση βελτιώνεται και η αντίσταση για την οποία το σύστημα γίνεται ευσταθές μικραίνει όταν οι σταθερές  $k_p$ ,  $k_q$  μειωθούν αρκετά. Ακόμα και τότε όμως το περιθώριο ευστάθειας είναι μικρό.

Για την  $\Delta P_{Line}/\Delta P_{L1}$  (όπως και για την  $\Delta Q_{Line}/\Delta Q_{L1}$ ) δεν έχει σημασία η τιμή κάθε μίας από τις σταθερές  $T_m$ ,  $T_e$ , όπως φαίνεται από τις (7.25) και (7.26). Μπορούμε λοιπόν να θέσομε μια τιμή για την μία από τις δύο και να εξετάσομε τις ρίζες της χαρακτηριστικής εξίσωσης σε σχέση με την άλλη σταθερά. Η συνάρτηση μεταφοράς ανοικτού βρόχου με κέρδος την μία από τις δύο σταθερές χρόνου, για παράδειγμα την  $T_m$ , είναι:

$$kGH = T_m \frac{T_e s^3 + s^2}{T_e s^2 + s - P_v Q_\delta \left(k_{q1} + k_{q2}\right) \left(k_{p1} + k_{p2}\right) 2\pi}$$
(7.27)

Στο σχ. 7.16 τυπώνονται με διακεκομμένη γραμμή οι γεωμετρικοί τόποι ριζών όταν μεταβάλλεται η σταθερά  $T_m$  για διάφορες τιμές του γινομένου  $k_p k_q$  των αναλογικών σταθερών, ενώ η  $T_e$  είναι 0.05 sec. Με συνεχή γραμμή έχει τυπωθεί ο γεωμετρικός τόπος ριζών ως προς το γινόμενο  $(k_{q1} + k_{q2})(k_{p1} + k_{p2})$  όταν  $T_m = 0$ ,  $T_e = 0.05 \, \text{sec}$ . Οι γεωμετρικοί τόποι ως προς  $T_m$  για συγκεκριμένες τιμές  $k_p k_q$ , έχουν ως αφετηρία ( $T_m = 0$ ) το αντίστοιχο σημείο του γεωμετρικού τόπου ως προς  $(k_{q1} + k_{q2})(k_{p1} + k_{p2})$ . Οι τιμές των  $k_p, k_q$  είναι σε βάση ισχύος του φορτίου. Η συγκεκριμένη ανάλυση αφορά γραμμή με R = 5%.



Σχ. 7.15: Γεωμετρικός τόπος ριζών ως προς K =  $P_vQ_\delta$ , όταν kpp=1%, kqq=1.5%, S<sub>1</sub>=S<sub>2</sub>=S<sub>L</sub>/2 ή kpp=2%, kqq=3%, S<sub>1</sub>=S<sub>2</sub>=S<sub>L</sub> και Tm =Te = 0.05sec.

Όταν λοιπόν στην βάση ισχύος του φορτίου είναι  $k_p = 2\%$ ,  $k_q = 3\%$ , τότε η  $T_m$  μπορεί να είναι μέχρι 3.5 msec ενώ για διπλάσιες τιμές και των δύο θα πρέπει  $T_m = 8e - 4 \sec$ , όταν η άλλη χρονική σταθερά είναι 0.05sec και R = 5%. Η πραγματική ρίζα βρίσκεται πολύ πριν το -40 που φαίνεται στο διάγραμμα. Όσο μικρότερες είναι οι  $k_p$ ,  $k_q$  τόσο πιο μεγάλες τιμές σταθερών χρόνου μπορούν να χρησιμοποιηθούν. Με υποδιπλάσιες τιμές, θα πρέπει  $T_m = 18m \sec$ , ενώ με πολύ μικρότερες τιμές, όπως για παράδειγμα πέντε φορές μικρότερες, η  $T_m$  μπορεί να πάρει οποιαδήποτε τιμή. Μικρές τιμές των  $k_p$ ,  $k_q$  συνεπάγονται μεν μικρές αποκλίσεις από την ονομαστική για την συχνότητα και την τάση αλλά δυσχέρεια στον έλεγχο των ισχυών που παράγει ο κάθε αντιστροφέας. Έτσι, μόνο πολύ μικρές σταθερές χρόνου είναι άποδεκτές για τις διατάξεις μέτρησης όταν οι τιμές  $k_p$ ,  $k_q$  στην ισχύ του φορτίου είναι ίσες ή μεγαλύτερες από 1% και 1.5% αντίστοιχα. Για αντίσταση γραμμής μικρότερη από 5% οι σταθερές χρόνου μέτρησης πρέπει να λάβουν πολύ μικρές τιμές που μπορεί να μην είναι πραγματοποιήσιμες.



Σχ. 7.16: Γεωμετρικοί τόποι ριζών ως προς K = kpkq για T = 0 (συνεχής γραμμή) και K = T, για διάφορες τιμές του γινομένου kpkq (διακεκομμένη γραμμή) όταν η άλλη σταθερά χρόνου είναι 0.05sec και R = 5%.

Δυνατότητα για μεγαλύτερη καθυστέρηση στην μέτρηση των ισχυών θα είχε θετικό αποτέλεσμα στην μείωση της αμοιβαίας εξάρτησης μεταξύ ενεργού και αέργου ισχύος μεταβατικά, αφού το εύρος ζώνης των  $\Delta P_{Line}/\Delta Q_{L1}$  και  $\Delta Q_{Line}/\Delta P_{L1}$ μειώνεται όσο οι σταθερές  $T_m$ ,  $T_e$ γίνονται μεγαλύτερες. Επιπλέον, σε αντίθεση με τις  $\Delta P_{Line}/\Delta P_{L1}$ ,  $\Delta Q_{Line}/\Delta Q_{L1}$  για τις  $\Delta P_{Line}/\Delta Q_{L1}$  και  $\Delta Q_{Line}/\Delta P_{L1}$  έχει σημασία η τιμή κάθε μίας ξεχωριστά από τις  $T_m$ ,  $T_e$ , αφού έχουν και μηδενικά. Η  $\Delta P_{Line}/\Delta Q_{L1}$  έχει δύο μηδενικά, 0 και  $-1/T_m$  ενώ η  $\Delta Q_{Line}/\Delta P_{L1}$  ένα  $-1/T_e$ . Κατά συνέπεια για την  $\Delta P_{Line}/\Delta Q_{L1}$  μεγαλύτερη μείωση του εύρους ζώνης με χαμηλότερο μέγιστο συντονισμού επιτυγχάνεται όταν  $T_e > T_m$  και το αντίθετο ισχύει για την  $\Delta Q_{Line} / \Delta P_{L1}$ . Στο σχ. 7.17 έχουν θεωρηθεί για τις T<sub>m</sub>, T<sub>e</sub> οι τιμές 0.05 και 0.015 sec όταν με R=5% επιλεγούν σύμφωνα με την εξέταση του σχ. 7.16 συντελεστές ελέγχου με  $k_p/2$ ,  $k_a/2$  (δηλαδή  $k_p = 1\%$ ,  $k_a = 1.5\%$ ). Για την περίπτωση αυτή το περιθώριο ευστάθειας είναι περιορισμένο γιαυτό και το υψηλό μέγιστο στην συχνότητα συντονισμού. Ακολούθως δοκιμάζονται διάφορες τιμές για τις T<sub>m</sub>, T<sub>e</sub>στην καθυστέρηση της μέτρησης των ισχυών, είτε ίσες ή διαφορετικές μεταξύ τους, όταν οι συντελεστές των αντιστροφέων είναι στην ισχύ του φορτίου ελέγχου  $k_{p}/5, k_{a}/5$  (δηλαδή  $k_p = 0.4\%$ ,  $k_q = 0.6\%$ ). Για την περίπτωση αυτή, όπως προκύπτει από το σχ. 7.16, δεν υπάρχει πρόβλημα τουλάχιστον όσον αφορά την ευστάθεια του συστήματος οπότε μπορούν να δοκιμαστούν μεγάλες τιμές καθυστέρησης. Τα αποτελέσματα για την ΔP<sub>Line</sub>/ΔQ<sub>L1</sub> φαίνονται στο σχ. 7.18 και για την  $\Delta Q_{Line} / \Delta P_{L1}$  στο σχ. 7.19. Στα σχ. 7.17 – 7.19 το μέτρο τυπώνεται με συνεχή γραμμή όταν  $T_m > T_e$  και με διακεκομμένη όταν  $T_e > T_m$ .



Σχ. 7.17: Διάγραμμα Bode της  $\Delta P_{\text{Line}}/\Delta Q_{\text{L1.}}$  (α) και της  $\Delta Q_{\text{Line}}/\Delta P_{\text{L1}}$  (β), όταν Tm = 0.05sec, Te = 0.015sec και Tm = 0.015sec, Te = 0.05sec. Σταθερές αναλογικού ελέγχου kp =1% και kq = 1.5% και R = 5%



 $Σ_{\chi}$ . 7.18: Διάγραμμα Bode της  $\Delta P_{\text{Line}}/\Delta Q_{\text{L1}}$ . για διάφορες τιμές των Tm και Te : Tm=Te=0 (0), Tm=Te=0.02 (1.1) Tm=Te=0.05 (1.2), Tm=0.1, Te=0.05 (2.1), Tm=0.5, Te=0.05 (2.2), Tm=0.05, Te=0.1 (3.1), Tm=0.05, Te=0.5 (3.2), όταν kp = 0.4% και kq = 0.6% ενώ R = 5%



Σχ. 7.19: Διάγραμμα Bode της  $\Delta Q_{Line}/\Delta P_{L1}$ . για διάφορες τιμές των Tm και Te : Tm=Te=0 (0), Tm=Te=0.02 (1.1) Tm=Te=0.05 (1.2), Tm=0.1, Te=0.05 (2.1), Tm=0.5, Te=0.05 (2.2), Tm=0.05, Te=0.1 (3.1), Tm=0.05, Te=0.5 (3.2), όταν kp = 0.4% και kq = 0.6% ενώ R = 5%

#### Βελτίωση της ευστάθειας με εισαγωγή αντισταθμιστή

Ένας τρόπος για να βελτιωθεί η ευστάθεια του συστήματος, είναι να χρησιμοποιηθεί σε σειρά ένας ελεγκτής προκαθορισμένης μορφής στον απευθείας δρόμο μεταξύ εισόδου και εξόδου του συστήματος. Κατά τα γνωστά η προσθήκη ενός μηδενικού στην απευθείας συνάρτηση μεταφοράς θα μετατόπιζε τον γεωμετρικό τόπο των ριζών προς τα αριστερά και θα προσέδιδε στο σύστημα προήγηση φάσης [2]. Αυτό μπορεί να γίνει είτε με την εισαγωγή ενός ελεγκτή *PD* ή ενός όρου προήγησης φάσης. Εξετάζομε την περίπτωση χρησιμοποίησης του ελεγκτή *PD* με  $p + k_D s$  σε σειρά με την βαθμίδα *G* των σχ. 7.8 και 7.9. Μπορούμε να θέσομε p=1 οπότε το αποτέλεσμα για την απόκριση  $\Delta P_{Line}/\Delta P_{L1}$  φαίνεται στο σχ. 7.20, ενώ η συνάρτηση μεταφοράς ανοιχτού βρόχου θα είναι:

$$kGH = -P_{v}Q_{\delta}(k_{q1} + k_{q2})(k_{p1} + k_{p2})G_{m}G_{e}\frac{2\pi}{s}(1 + k_{D}s)$$
(7.28)



Σχ. 7.20:Προσθήκη μηδενικού στην απευθείας συνάρτηση μεταφοράς με την χρήση ενός όρου PD.

Αυτό σημαίνει ότι στο σχ. 7.5 ο έλεγχος συχνότητας κάθε πηγής τάσης θα έχει σε σειρά με τον ολοκληρωτή από μία ίδια βαθμίδα PD: 1+ k<sub>D</sub>s. Στο σχ. 7.21 τυπώνεται ο γεωμετρικός τόπος
ριζών σε σχέση με την σταθερά  $k_D$ , όταν  $T_m = T_e = 0.05 \sec$ , R=5% και στην ισχύ του φορτίου  $k_p = 2\%$ ,  $k_q = 3\%$ .



Σχ. 7.21: Γεωμετρικός τόπος ριζών με την μεταβολή του k<sub>D</sub>.

Η εισαγωγή του όρου PD έχει ως αποτέλεσμα την μετατροπή του συστήματος από την αρχική κατάσταση ( $k_D = 0$ ) σε ευσταθές και καθώς το  $k_D$  αυξάνει, την βελτίωση της σχετικής ευστάθειας του συστήματος. Όμως για μεγάλες τιμές του συντελεστή k<sub>o</sub> η πραγματική ρίζα μετακινείται προς την αρχή των αξόνων ενώ οι δύο μιγαδικές ρίζες μετακινούνται προς τιμές με μεγάλη φυσική ιδιοσυχνότητα και χαμηλή σταθερά απόσβεσης. Για πολύ μεγάλες τιμές του k<sub>D</sub> οι μιγαδικές ρίζες κινούνται πάνω στις δύο κατακόρυφες ασύμπτωτες του γεωμετρικού τόπου. Όπως φαίνεται οι τιμές του k<sub>o</sub> για την συγκεκριμένη περίπτωση (R=5% και λοιπές παράμετροι ως τέθηκαν) πρέπει να κινούνται στην περιοχή της τιμής 0.07 (που βρίσκεται στο γόνατο της καμπύλης και λίγο πιο πριν) ώστε το σύστημα να έχει μιγαδικές ρίζες με την μεγαλύτερη σταθερά απόσβεσης. Αν το αρχικό σύστημα έχει περιορισμένο περιθώριο ευστάθειας ή είναι ασταθές (χαμηλή τιμή του R, μεγάλες τιμές k<sub>p</sub>, k<sub>q</sub>, μεγάλες σταθερές χρόνου) τότε η προσθήκη του όρου PD μπορεί να μην προσδώσει στο σύστημα ικανοποιητική απόσβεση ή ακόμα και να μην το μετατρέψει σε ευσταθές. Το ίδιο φυσικά φαίνεται και από την εξέταση στο πεδίο συχνότητας. Τα διαγράμματα Bode της συνάρτησης μεταφοράς ανοικτού βρόχου για τις τρεις τιμές του k<sub>D</sub> που σημειώνονται στον γεωμετρικό τόπο ριζών εικονίζεται στο σχ. 7.22. Το περιθώριο κέρδους με την εισαγωγή του PD γίνεται άπειρο και η σχετική ευστάθεια του συστήματος προσδιορίζεται μόνο με βάση το περιθώριο φάσης το οποίο σημειώνεται στο διάγραμμα για κάθε καμπύλη. Όπως προκύπτει, στην αρχή, με την αύξηση του k<sub>D</sub> το περιθώριο φάσης αυξάνεται αλλά με αύξηση πέρα από την τιμή 0.07 αρχίζει να μειώνεται.



Σχ. 7.22: Διάγραμμα Bode της συνάρτησης μεταφοράς ανοικτού βρόχου για τις τρεις τιμές κ<sub>D</sub> του γ.τ. στο σχ. 7.21.

Η προπορεία φάσης θα πρέπει να προστεθεί στη συχνότητα που αντιστοιχεί σε τιμή κέρδους μονάδα (μηδέν db) του αντισταθμισμένου συστήματος. Όμως η προπορεία φάσης που εισάγει ένας παράγοντας *PD* συνοδεύεται και από ενίσχυση κέρδους στην ίδια περιοχή συχνοτήτων, οπότε η συχνότητα στην οποία το κέρδος του αντισταθμισμένου συστήματος γίνεται μονάδα μετατίθεται με την μεγαλύτερη προήγηση φάσης ολοένα και σε πιο υψηλές συχνότητες όπου η καθυστέρηση φάσης του συστήματος πριν την εισαγωγή του αντισταθμιστή ήταν μεγάλη. Έτσι η προήγηση φάσης που εισάγει ο όρος *PD* καθίσταται αναποτελεσματική από ένα σημείο και μετά παρότι το μηδενικό τοποθετείται σε ολοένα και πιο μικρές συχνότητες (το  $k_D$  μεγαλώνει) προκειμένου να αυξηθεί η προπορεία που προσθέτει ο αντισταθμιστής στο σύστημα. Οι τρεις τιμές του  $k_D$ , του περιθωρίου φάσης και της συχνότητας που αυτό συμβαίνει παρατίθενται επίσης στον ακόλουθο πίνακα 7.2.

Πίνακας 7.2	
-------------	--

k <sub>D</sub>	П.Ф. (deg)	ω (rad/sec)
0.04	12.4	68.8
0.07	16	90.3
0.15	14.2	133

Η εν σειρά εισαγωγή του όρου *PD* στον έλεγχο συχνότητας:  $\Delta \delta = (k_p (1+k_D s) 2\pi/s) \Delta P \mu \pi o \rho \epsilon i v a μετατραπεί σε: <math>\Delta \delta = (2\pi k_p / s + 2\pi k_p k_D) \Delta P = (2\pi k_p / s + K_{ph}) \Delta P$ , όπου οι  $k_p$ ,  $K_{ph}$  αναφέρονται στην ισχύ του φορτίου. Έτσι αντί για την παραγώγιση εισάγεται μια σταθερά ενίσχυσης  $K_{ph}$  παράλληλα με την ολοκλήρωση της συχνότητας που δίνει την γωνία της εσωτερικής τάσης του αντιστροφέα στο σχ. 7.5, όπως φαίνεται στο σχ. 7.23. Η συγκεκριμένη υλοποίηση έχει προταθεί

στις [11] [12]. Κατά τον τρόπο αυτό η ρύθμιση του συστήματος μέσω του ολοκληρωτή μετατρέπεται σε ρύθμιση μέσω ενός *PI*.



Σχ. 7.23: Εναλλακτική υλοποίηση της αντιστάθμισης προήγησης φάσης σε κάθε αντιστροφέα.

Η  $\Delta P_{Line} / \Delta P_{L1}$  γίνεται:

$$\Delta P_{Line} = \frac{P_{v}Q_{\delta}\left(k_{q1} + k_{q2}\right)G_{m}G_{e}\left(K_{ph1} + k_{p1}\frac{2\pi}{s}\right)}{1 - P_{v}Q_{\delta}\left(k_{q1} + k_{q2}\right)G_{m}G_{e}\left(K_{ph1} + K_{ph2} + \left(k_{p1} + k_{p2}\right)\frac{2\pi}{s}\right)}\Delta P_{L1}$$
(7.29)

ή:

$$\Delta P_{Line} = \frac{P_{v}Q_{\delta}\left(k_{q1} + k_{q2}\right)G_{m}G_{e}\left(K_{ph1} + k_{p1}\frac{2\pi}{s}\right)}{1 - P_{v}Q_{\delta}\left(k_{q1} + k_{q2}\right)G_{m}G_{e}\left(K_{ph1} + k_{p1}\frac{2\pi}{s}\right)\left(1 + k_{p2}/k_{p1}\right)}\Delta P_{L1}$$
(7.30)

Το αντίστοιχο διάγραμμα βαθμίδων με μοναδιαία ανατροφοδότηση φαίνεται στο σχ. 7.24. Η συνάρτηση μεταφοράς ανοικτού βρόχου είναι:

$$kGH = \frac{-P_{v}Q_{\delta}\left(k_{q1} + k_{q2}\right)\left(\left(K_{ph1} + K_{ph2}\right)s + 2\pi\left(k_{p1} + k_{p2}\right)\right)}{T_{m}T_{e}s^{3} + (T_{m} + T_{e})s^{2} + s}$$
(7.31)

Θα πρέπει να παρατηρηθεί καταρχήν ότι σε κάθε αντιστροφέα ο συντελεστής  $K_{ph}$  είναι ανάλογος με τον αντίστοιχο του συντελεστή  $k_p$ , αφού  $K_{ph} = 2\pi k_p k_D$ , όπου  $k_p$  είναι σε  $Hz/P_{pu}$ . Ο  $K_{ph}$  εκφράζεται σε *rad* ανά μονάδα ισχύος και σε *rad/P<sub>pu</sub>*. Στο διάγραμμα 7.24 και στις (7.29) – (7.31) η ισχύς βάσης είναι αυτή του φορτίου. Επιπλέον, μεταβάλλοντας την γωνία με την ενεργό ισχύ εξόδου ουσιαστικά προσθέτομε τεχνητά μέσω του ελέγχου αντίδραση.



Σχ. 7.24: Διάγραμμα βαθμίδων του συστήματος με την εναλλακτική υλοποίηση της αντιστάθμισης προήγησης φάσης μέσω αναλογικού συντελεστή Kph = Δδ/ΔΡ σε κάθε αντιστροφέα.

Στο σχ. 7.25 παρουσιάζονται οι γεωμετρικοί τόποι ριζών ως προς  $P_v Q_{\delta} = 1/R_{Line-pu}^2$  και  $K_{ph}$  όταν  $T_m = T_e = 0.05 \sec$  και  $k_p = 2\%$ ,  $k_q = 3\%$  για τους δύο ίδιους αντιστροφείς στην ισχύ του φορτίου. Ο γ.τ. ως προς  $P_v Q_{\delta}$  είναι ο ίδιος με αυτόν του σχ. 7.15. Σημειώνονται οι πόλοι της

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

 $\Delta P_{Line}/\Delta P_{L1}$  για τις περιπτώσεις *R*=3%, 5%, 10% όπως και στο σχ. 7.15. Για αυτές τις τρεις περιπτώσεις τυπώνονται οι γ.τ. ως προς  $K_{ph}$ οι οποίοι έχουν αφετηρία τους τρεις πόλους που αντιστοιχούν σε κάθε περίπτωση.



Σχ. 7.25: Γεωμετρικός τόπος ριζών ως προς  $P_vQ_\delta$  χωρίς αντιστάθμιση και γεωμετρικοί τόποι ριζών ως προς Kph για διάφορα  $P_vQ_\delta$  (Rpu), όταν Tm = Te = 0.05 sec και kp = 2% kq = 3%.

Επειδή οι θεωρούμενοι αντιστροφείς είναι ίδιοι είναι  $K_{ph1} = K_{ph2} = K_{ph}$ , οπότε οι τιμές των γ.τ. αφορούν την σταθερά του ενός από τους δύο στην ισχύ του φορτίου.

Στον πίνακα 7.3 καταγράφονται οι τιμές των *K*<sub>ph</sub> και *k*<sub>D</sub> για τις οποίες το περιθώριο φάσης μεγιστοποιείται, καθώς και οι τιμές *K*<sub>ph</sub> πάνω από τις οποίες το σύστημα γίνεται ευσταθές. Οι τιμές *K*<sub>ph</sub> αναφέρονται στην ισχύ του φορτίου.

R (%)	k <sub>D</sub>	K <sub>ph</sub> (rad/P <sub>pu</sub> )	П.Ф. (deg)	ω (rad/sec)	K <sub>ph</sub> (rad/P <sub>pu</sub> )
3	0.066	0.414	9.55	147	> 0.15
5	0.07	0.44	16	90.3	> 0.145
10	0.076	0.477	31.9	44.5	> 0.08

Πίνακας 7.3

Η θεώρηση  $R \neq 0$ , X = 0 αφορά ακραία περίπτωση, αφού ακόμα και με μικρές τιμές αντιδράσεων των φίλτρων όταν για το καλώδιο ή την γραμμή ληφθεί η μέγιστη δυνατή αντίσταση, η σχέση R/X της διασύνδεσης των δύο πηγών τάσης θα κυμαίνεται περίπου στο 2.5, όπως εξετάστηκε στον Πίνακα 7.1. Χωρίς την αντιστάθμιση το σύστημα για αναμενόμενες παραμέτρους λειτουργίας είναι πάντα ασταθές. Με την αντιστάθμιση μετατρέπεται σε ευσταθές, αλλά όπως δείχθηκε τα περιθώρια βελτίωσης όσον αφορά την μεταβατική συμπεριφορά του είναι περιορισμένα, ιδιαίτερα αν η αντίσταση του καλωδίου είναι μικρή, η χρονική καθυστέρηση μεταβολής της συχνότητας και του μέτρου των πηγών από την μέτρηση της ισχύος είναι μεγάλη ή αν χρησιμοποιηθούν μεγαλύτερες τιμές στις αναλογικές σταθερές *k<sub>p</sub>*, *k<sub>q</sub>*.

## 7.6 Περίπτωση διασύνδεσης με X >> R

Η δεύτερη ακραία θεώρηση, η οποία είναι όμως πολύ πιθανή πρακτικά, είναι η αντίθετη παραδοχή:  $R = 0, X \neq 0$ . Είναι η περίπτωση κατά την οποία από τις συνθήκες σχεδιασμού του συστήματος, που αναφέρθηκαν παραπάνω, η αντίσταση του καλωδίου προκύπτει  $\leq 1\%$ . Τότε για οποιαδήποτε σχέση ισχύος  $S/S_L$  μεταξύ αντιστροφέων και φορτίου, η αντίσταση είναι πολύ μικρότερη της αντίδρασης, αν θεωρηθεί ότι η αντίδραση του φίλτρου του κάθε αντιστροφέα στην δική του ισχύ είναι  $\geq 2\%$ , ή τουλάχιστον μικρότερη, αν θεωρηθεί  $\leq 2\%$ .

Όπως συμβαίνει στην γνωστή περίπτωση των δικτύων μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας, η ροή ενεργού και αέργου ισχύος παρουσιάζει απόζευξη αλλά και ο αναλογικός έλεγχος *P-f*, *Q-V* των μικροπηγών ακολουθεί την φύση του δικτύου οπότε η απόζευξη αυτή διατηρείται. Στο σχ. 7.5 για πολύ μικρή αρχική διαφορά γωνιών  $\delta_0$  μεταξύ των δύο κόμβων ώστε αυτή να μπορεί να αμεληθεί ( $\delta_0$ =0), η ροή ενεργού και αέργου ισχύος είναι εντελώς ανεξάρτητες  $\Delta P_{Line}/\Delta Q_{L1} = 0$ ,  $\Delta Q_{Line}/\Delta P_{L1} = 0$ . Οι δε συναρτήσεις μεταφοράς  $\Delta P_{Line}/\Delta P_{L1}$ ,  $\Delta Q_{Line}/\Delta Q_{L1}$  αν ληφθούν επιπλέον  $G_{m1} = G_{m2} = G_m$ ,  $G_{e1} = G_{e2} = G_e$  θα είναι :

$$\Delta P_{Line} = \frac{P_{\delta} k_{p1} G_m \frac{2\pi}{s}}{1 + P_{\delta} \left( k_{p1} + k_{p2} \right) G_m \frac{2\pi}{s}} (-\Delta P_{L1})$$
(7.32)

$$\Delta Q_{Line} = \frac{Q_{v} k_{q1} G_{e}}{1 + Q_{v} \left(k_{q1} + k_{q2}\right) G_{e}} (-\Delta Q_{L1})$$
(7.33)

Η ΔP<sub>Line</sub>/ ΔP<sub>L1</sub> αντιστοιχεί σε πρότυπο σύστημα δεύτερης τάξης με την διαφορά ότι το κέρδος DC είναι διάφορο της μονάδας. Η σχετική ανάλυση έχει ήδη γίνει στο Κεφ. 2 όταν εξετάστηκε η περίπτωση δύο παραλληλισμένων αντιστροφέων κατά αντιδιαστολή με το σύστημα δύο παραλληλισμένων σύγχρονων μηχανών. Τα παρακάτω με βάση την (7.32), απλώς επαληθεύουν τα όσα αναφέρθηκαν εκεί. Η χαρακτηριστική εξίσωση είναι  $s^2 + (1/T_m)s + P_\delta 2\pi (k_{p1} + k_{p2})/T_m$  και η φυσική ιδιοσυχνότητα και η σταθερά απόσβεσης είναι  $\omega_n = \sqrt{P_{\delta} 2\pi \left(k_{p1} + k_{p2}\right)/T_m}$ ,  $\zeta = 1/(2\omega_n T_m) = 1/(2\sqrt{P_{\delta}2\pi(k_{p1}+k_{p2})T_m}). \text{ O suvteleating suggestion} \quad P_{\delta} = 1/X_{\text{Line-pu}} \text{ auxised}$ την ω<sub>n</sub> και μειώνει την σταθερά απόσβεσης ζ όπως αν είχαμε δύο συνδεδεμένες σύγχρονες μηχανές. Ανάλογα με την σταθερά αδράνειας των σύγχρονων μηχανών επιδρά και η σταθερά χρόνου Τ<sub>m</sub> που αντιστοιχεί στην καθυστέρηση μεταβολής της συχνότητας των αντιστροφέων όταν μεταβάλλεται η ισχύς εξόδου. Μειώνει τόσο την ω<sub>n</sub> όσο και την σταθερά απόσβεσης. Σχετικά με τους συντελεστές k<sub>p</sub>υπάρχει η εξής διαφορά. Αν στην θέση των δύο αντιστροφέων ήταν δύο σύγχρονες μηχανές, έστω χωρίς κάποιο στοιχείο απόσβεσης ( $\partial P/\partial f = 0$ ), τότε με  $k_p \to \infty$ (δηλαδή  $1/k_p = 0$  που σημαίνει ανυπαρξία ρυθμιστή στροφών) είναι  $\zeta \to 0$  και η ροή ισχύος διαμέσου της γραμμής διασύνδεσης θα ταλαντώνεται με συχνότητα ω<sub>n</sub>. Στην περίπτωση των δύο διασυνδεδεμένων αντιστροφέων, όταν  $k_p 
ightarrow \infty$ , απειρίζεται επίσης και η συχνότητα της ταλάντωσης. Όσο αυξάνεται η τιμή των  $k_{
m p}$  και του  $P_{
m d}$  δηλαδή η αντίδραση

διασύνδεσης Χ% γίνεται μικρότερη, τόσο περισσότερο το δημιουργούμενο σύστημα μεταβατικά θα έχει ταλαντώσεις μεγάλου πλάτους, ιδιαίτερα όταν η σταθερά χρόνου *Τ<sub>m</sub>* είναι μεγάλη.

Η ΔQ<sub>Line</sub>/ ΔQ<sub>L1</sub> είναι πρώτης τάξης η οποία καταλήγει στην μόνιμη κατάσταση που καθορίζουν οι συντελεστές k<sub>a</sub>, συντομότερα όταν η σταθερά χρόνου T<sub>e</sub> είναι μικρή, οι k<sub>a</sub> έχουν μεγάλες τιμές και η συνολική αντίδραση μεταξύ των πηγών X% είναι μικρή.

Βηματική μεταβολή Δ*P*<sub>L1</sub>=*M*, ή Δ*Q*<sub>L1</sub>=*M* θα είναι στην μόνιμη κατάσταση:

την άεργη ισχύ:  $\Delta Q_{line} = \frac{Q_v k_{q1}}{1 + Q_v (k_{q1} + k_{q2})} M = \frac{k_{q1} / X_{Line-pu}}{1 + (k_{q1} + k_{q2}) / X_{Line-pu}} M << M$  και η τοπικά παραγόμενη άεργος ισχύς  $\frac{1 + k_{q2} / X_{Line-pu}}{1 + (k_{q1} + k_{q2}) / X_{Line-pu}} M \cong M$ . Δηλαδή, κατά τα γνωστά, η άεργος

ισχύς δεν κυκλοφορεί και δεν μοιράζεται εύκολα μεταξύ των πηγών αλλά καλύπτεται περισσότερο τοπικά σε αντίθεση με ότι συμβαίνει στην περίπτωση  $R \gg X$ .

Προσθήκη, όπως προηγουμένως, στον έλεγχο της κάθε πηγής μεταβολής της γωνίας με την ισχύ *K*<sub>ph</sub> = Δδ/Δ*P* για να προσδοθεί στο σύστημα προήγηση φάσης καταλήγει στην ακόλουθη συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου:

$$\Delta P_{Line} = \frac{P_{\delta}G_m\left(k_{p1}\frac{2\pi}{s} + K_{ph}\right)}{1 + P_{\delta}G_m\left(\left(k_{p1} + k_{p2}\right)\frac{2\pi}{s} + 2K_{ph}\right)} (-\Delta P_{L1})$$
(7.34)

ή

$$\frac{\Delta P_{Line}}{\Delta P_{L1}} = \frac{P_{\delta}}{T_m} \frac{K_{ph} \mathbf{s} + 2\pi k_{p1}}{s^2 + \frac{1 + P_{\delta} 2K_{ph}}{T_m} \mathbf{s} + \frac{P_{\delta} 2\pi \left(k_{p1} + k_{p2}\right)}{T_m}}$$
(7.35)

Η συνάρτηση μεταφοράς ανοικτού βρόχου είναι:

$$kGH = \frac{P_{\delta} 2K_{ph} s + P_{\delta} 2\pi \left(k_{p1} + k_{p2}\right)}{T_{m} s^{2} + s}$$
(7.36)

Στις (7.34) – (7.35) έχει γίνει η αντικατάσταση  $K_{ph1} = K_{ph2} = K_{ph}$ , λόγω του ότι οι αντιστροφείς είναι ίδιοι. Σημειώνεται ότι αν για τους δύο αντιστροφείς  $S_1 \neq S_2$ , τότε θεωρώντας ότι K<sub>ph11</sub> = K<sub>ph22</sub> σε α.μ. στην ισχύ του καθενός, μπορούμε να αντικαταστήσομε τον ένα από τους δύο συντελεστές K<sub>ph1</sub>, K<sub>ph2</sub> στις (7.34) - (7.35) στις οποίες αναφέρονται σε κοινή βάση ισχύος  $S_L$ . Για παράδειγμα, μπορούμε να θέσομε  $K_{ph1} = (S_2/S_1)K_{ph2}$  στις (7.34) – (7.35) οπότε η εξέταση θα αφορά τις απαιτούμενες τιμές Κ<sub>ph2</sub>ενώ οι τιμές Κ<sub>ph1</sub>μπορούν να προκύψουν ακολούθως.

Με την προήγηση φάσης το σύστημα δεν μπορεί να θεωρηθεί ως πρότυπο σύστημα δεύτερης τάξης με μη μοναδιαίο DC κέρδος, λόγω της ύπαρξης του μηδενικού. Το μηδενικό αυξάνει τον

συντελεστή του –s στην χαρακτηριστική εξίσωση ο οποίος αντιστοιχεί στον όρο απόσβεσης. Χωρίς να μεταβληθεί καμία άλλη παράμετρος του συστήματος, καθώς το  $K_{ph}$  αυξάνει οι δύο ρίζες μετακινούνται συνεχώς σε τιμές με μεγαλύτερη σταθερά λόγου απόσβεσης  $\zeta$  υπό αμετάβλητη φυσική ιδιοσυχνότητα. Κινούνται, δηλαδή, προς τον πραγματικό άξονα σε ένα κυκλικό τόξο, όπως φαίνεται στον γ.τ. του σχ. 7.26, όπου  $X_{Line} = 16\%$  (X = 4% για κάθε αντιστροφέα όταν  $S_1 = S_2 = S_L/2$ )  $T_m = 0.05 \sec$  και  $k_p = 2\%$ . Το αποτέλεσμα είναι η μείωση της μέγιστης υπερύψωσης, που χωρίς αντιστάθμιση ( $K_{ph} = 0$  στο διάγραμμα) είναι 44.5% και η ταχύτερη απόκριση του συστήματος. Επειδή όμως υπάρχει μηδενικό στην συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου η μέγιστη υπερύψωση θα είναι μεγαλύτερη από αυτή που θα αντιστοιχούσε σε ένα σύστημα β' τάξης με τις ίδιες ρίζες.



Σχ. 7.26: Γεωμετρικός τόπος ριζών ως προς Kph, όταν X=16%, Tm = 0.05 sec και kp = 2%.

Από κάποια τιμή και μετά, οι δύο ρίζες είναι πραγματικές, αλλά η απόκριση εξακολουθεί να έχει υπερύψωση, λόγω του μηδενικού, χωρίς όμως ταλαντώσεις. Για πολύ μεγάλες τιμές του K<sub>ph</sub> το σύστημα γίνεται πρώτης τάξης με πολύ μικρή σταθερά χρόνου, ακριβώς επειδή ο ένας από τους δύο πόλους της (7.35) που έχει μετακινηθεί κοντά στο μηδέν σχεδόν απαλείφεται από το μηδενικό της που πλέον βρίσκεται και αυτό περίπου στην ίδια θέση και έτσι παραμένει μόνο ο άλλος πόλος ο οποίος έχει μετακινηθεί μακριά από την αρχή των αξόνων.

Ο σκοπός της παρούσας εξέτασης είναι να προσδιοριστούν οι κατάλληλες τιμές  $K_{ph}$  για ένα συγκεκριμένο εύρος τιμών των παραμέτρων σχεδιασμού του συστήματος. Ως κριτήρια τίθενται η μέγιστη υπερύψωση και ο χρόνος αποκατάστασης της μόνιμης κατάστασης. Για την αντίδραση φίλτρου κάθε αντιστροφέα θεωρείται ότι μπορεί να έχει τιμές μεταξύ 1% έως 10% στην βάση ισχύος του. Παρακάτω τυπώνονται οι γεωμετρικοί τόποι για τις δύο ακραίες τιμές αντίδρασης (X = 1% στο σχ. 7.27, X = 10% στο σχ. 7.28), όταν  $S_1 = S_2 = S_L/2$ , θεωρώντας δύο τιμές για την  $T_m$ :  $T_m = 0.05$  sec και  $T_m = 1$  sec και τρεις τιμές  $k_p$ :  $k_p = 1\%$ , 2%, 4%. Οι 1.1 – 1.3 αφορούν γ.τ ως

#### Κεφαλαίο 7

προς  $K_{ph}$  για  $T_m = 0.05 \sec \kappa \alpha$ ι οι 2.1 – 2.3 για  $T_m = 1 \sec$ . Ο δεύτερος δείκτης 1, 2, 3 αντιστοιχεί στις τιμές  $k_p$ , με τον δείκτη 1 να αντιστοιχεί στην μικρότερη τιμή 1% τον 2 σε 2% και τον 3 σε 4%.



Σχ. 7.27: Γεωμετρικοί τόποι ριζών ως προς Kph, όταν X=4%, για Tm = 0.05 / 1 sec και kp =1%, 2%, 4%.



Σχ. 7.28: Γεωμετρικοί τόποι ριζών ως προς Kph, όταν X=40%, για Tm = 0.05 / 1 sec και kp =1%, 2%, 4%.

Για να μετατοπιστούν οι δύο ρίζες σε θέση με το ίδιο ζ, απαιτούνται μεγαλύτερες τιμές  $K_{ph}$  όταν: α) οι τιμές των  $k_p$  αυξάνουν, δηλαδή, από τον γ.τ. 1.1 προς τον 1.3 και από τον 2.1 προς τον 2.3, β) η  $T_m$  αυξάνει, δηλαδή από τους γ.τ της ομάδας 1 προς αυτούς της ομάδας 2 και γ) όταν η  $X_{Line-pu}$  αυξάνεται, δηλαδή από τους γ.τ του σχ. 7.27 προς τους γ.τ του σχ. 7.28.

Η τιμή  $K_{ph}$ θα πρέπει να περιορίζεται για την αποφυγή εισαγωγής θορύβου στο σύστημα, αφού αύξησή της σημαίνει αύξηση του εύρους ζώνης. Με το δεδομένο αυτό, μπορούμε να θέσομε μια σχετικά ικανοποιητική απαίτηση για την μέγιστη υπερύψωση και τον χρόνο αποκατάστασης για την δυσμενέστερη περίπτωση, στην οποία αντιστοιχεί ο γ.τ. 2.3 του σχ. 7.28 (X = 40%,  $T_m = 1 \sec$ ,  $k_p = 4\%$ ). Θέτομε ως κριτήριο η μέγιστη υπερύψωση να μην υπερβαίνει το 20% και ο χρόνος αποκατάστασης  $T_s$  να είναι μικρότερος ή ίσος με την σταθερά χρόνου  $T_m$ . Αν το κριτήριο πληρείται για την δυσμενέστερη περίπτωση, για οποιαδήποτε άλλη με μειωμένες τιμές των εν λόγω παραμέτρων τα αποτελέσματα θα είναι καλύτερα. Για παράδειγμα, για τις μικρότερες από τις θεωρούμενες τιμές, δηλαδή τις παραμέτρους του γ.τ. 1.1 του σχ. 7.27 (X = 4%,  $T_m = 0.05 \sec$ ,  $k_p = 1\%$ ), η απόκριση θα φθάνει στην τιμή μόνιμης κατάστασης πολύ γρήγορα, χωρίς καθόλου υπερύψωση σε ένα σύστημα β' τάξης με μηδενικό [13], εξαρτάται από την τιμή του ζ και του λόγου  $α/(ζω_n) < 2$  θα πρέπει ζ ≥ 0.6 ώστε η μέγιστη υπερύψωση να είναι

μικρότερη από 20% [13]. Από τον γ.τ. 2.3 του σχ. 7.28, ο οποίος αντιστοιχεί στην δυσμενέστερη περίπτωση, με την επιλογή  $K_{ph} = 2$  είναι περίπου  $\zeta = 0.7$ ,  $\alpha/(\zeta \omega_n) = 1.14$  και η μέγιστη υπερύψωση είναι 17.7%, όπως φαίνεται στη βηματική απόκριση του σχ. 7.29α. Για την αντίθετη ακραία περίπτωση, δηλαδή τις παραμέτρους του γ.τ. 1.1. του σχ. 7.27, όταν  $K_{ph} = 2$  η βηματική απόκριση παρουσιάζεται στο σχ. 7.29β.



Σχ. 7.29: Βηματική απόκρισημε Kph = 2 όταν: (α) X=40%, Tm = 1 sec και kp = 4%. (β) X=4%, Tm = 0.05 sec και kp = 1%

Η ίδια απόκριση (σχ. 7.29β) αντιστοιχεί και στον γ.τ 2.1 του σχ. 7.27.  $K_{ph} = 0.5 - 1$ , θα ήταν αρκετό για όλες τις περιπτώσεις των παραμέτρων του σχ. 7.27 ( $X_{Line-pu} = 4\%$ ) με τις μικρότερες τιμές όταν  $T_m = 0.05 \sec \kappa \alpha$ ι τις μεγαλύτερες όταν  $T_m = 1 \sec$ . Με  $K_{ph} = 1$  για όλα τα θεωρούμενα  $k_p$  όταν  $T_m = 1 \sec \epsilon$ ίναι περίπου η μέγιστη υπερύψωση 12% και  $T_s = 0.21 \sec \epsilon$ νώ όταν  $T_m = 0.05 \sec \delta$ εν υπάρχει υπερύψωση και  $T_s \ll T_m$ .

Με  $K_{ph} = 2$  το περιθώριο φάσης κυμαίνεται από 66° (σχ. 7.29α) έως 90° (σχ. 7.29β) . Το περιθώριο κέρδους με την εισαγωγή της αντιστάθμισης είναι πάντα άπειρο, όπως και στην περίπτωση  $R \neq 0, X = 0$ .

Θα πρέπει να παρατηρηθεί όμως, ότι στις περιπτώσεις που η  $X_{Line-pu}$  είναι μεγάλη και η  $T_m$  μικρή (γ.τ. 1.1 – 1.3 του σχ. 7.28, όπου X = 40%,  $T_m = 0.05 \,\mathrm{sec}$ ), η τιμή  $K_{ph} = 2 \,\mathrm{στηv}$  ισχύ του φορτίου δεν είναι αρκετή ώστε το μηδενικό της συνάρτησης μεταφοράς κλειστού βρόχου να εξαλείψει τον πόλο που μετακινείται κοντά στην αρχή των αξόνων. Το περιθώριο φάσης ξεπερνά τις 90°. Το αποτέλεσμα είναι η απόκριση να είναι αργή με μεγάλο χρόνο αποκατάστασης  $T_s \gg T_m$ . Για να έχομε και για τις περιπτώσεις αυτές απόκριση ανάλογη αυτής του σχ. 7.29β θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί  $K_{ph} = 10$ . Δεν είναι δυνατόν να πληρείται το κριτήριο που τέθηκε όσον αφορά τον χρόνο  $T_s$ , αν δεν χρησιμοποιηθούν μεγάλες τιμές του συντελεστή  $K_{ph}$ . Οι περιπτώσεις πάντως με μεγάλη αντίδραση και μικρή σταθερά χρόνου  $T_m$  δεν είναι πολύ πιθανές πρακτικά, αφού οι μεγάλες τιμές στην αντίδραση του φίλτρου του αντιστροφέα χρησιμοποιούνται ακριβώς για να βελτιωθεί η σχετική ευστάθεια όταν η καθυστέρηση στην μεταβολή της συχνότητας (σταθερά χρόνου  $T_m$ ) επιλέγεται να είναι μεγάλη. Εναλλακτικά για την συγκεκριμένη περίπτωση ( $X_{Line-pu}$  κοντά στο πάνω όριο και  $T_m$  στο κάτω όριο τιμών) μπορεί να χρησιμοποιηθούν μικρές τιμές  $K_{ph} = 0.15-0.2$ , που δίνουν περιθώριο φάσης  $50^\circ$  -  $60^\circ$ , που αντιστοιχεί σε μέγιστη υπερύψωση 15 - 20% και  $T_s = 0.15-0.3 \,\mathrm{sec}$ .

## 7.7 Γενική περίπτωση διασύνδεσης με συγκρίσιμες τιμές Χ, R.

Η ίδια λογική ακολουθείται για τον προσδιορισμό της κατάλληλης αντιστάθμισης και για την γενική περίπτωση δηλαδή όταν στην γραμμή διασύνδεσης των δύο πηγών τάσης: *X* ≠ 0, *R* ≠ 0 . Η Δ*Ρ<sub>Line</sub>/* Δ*Ρ<sub>L1</sub> είναι*:

$$\Delta P_{Line} = \frac{FG_m \left( 2\pi k_{p1} / s + K_{ph} \right)}{1 + FG_m \left( 2\pi \left( k_{p1} + k_{p2} \right) / s + 2K_{ph} \right)} (-\Delta P_{L1})$$
(7.37)

όπου *F:* 

$$F = P_{\delta} - \frac{P_{\nu}Q_{\delta}(k_{q1} + k_{q2})G_{e}}{1 + Q_{\nu}(k_{q1} + k_{q2})G_{e}}$$
(7.38)

Η συνάρτηση μεταφοράς ανοικτού βρόχου είναι:

$$kGH = \frac{\left(P_{\delta}T_{e}s + P_{\delta} + \left(k_{q1} + k_{q2}\right)\left(P_{\delta}Q_{v} - P_{v}Q_{\delta}\right)\right)\left(2\pi\left(k_{p1} + k_{p2}\right) + 2K_{ph}s\right)}{T_{e}T_{m}s^{3} + \left(T_{m}\left(1 + Q_{v}\left(k_{q1} + k_{q2}\right)\right) + T_{e}\right)s^{2} + \left(1 + Q_{v}\left(k_{q1} + k_{q2}\right)\right)s}$$
(7.39)

όπου φαίνεται ότι επιπλέον του μηδενικού που εισάγει η αντιστάθμιση με τον όρο K<sub>ph</sub>, προϋπάρχει ένα μηδενικό λόγω της εξάρτησης της ενεργού ισχύος τόσο από την διαφορά γωνίας όσο και από την διαφορά μέτρων τάσης.

Αντικαθιστώντας τους συντελεστές  $P_{\delta}$ ,  $P_{v}$ ,  $Q_{v}$ ,  $Q_{\delta}$ , από τις (7.6), (7.7) και (7.10), (7.11) με  $V_{10} = V_{20} = 1 \alpha . \mu . είναι P_{\delta}Q_{v} - P_{v}Q_{\delta} = 1/Z^{2}$  και η (7.39) γίνεται:

$$kGH = \frac{\left(\sin\theta_{z}T_{e}s/Z + \sin\theta_{z}/Z + \left(k_{q1} + k_{q2}\right)/Z^{2}\right)\left(2\pi\left(k_{p1} + k_{p2}\right) + 2K_{ph}s\right)}{T_{e}T_{m}s^{3} + \left(T_{m}\left(1 + \sin\theta_{z}\left(k_{q1} + k_{q2}\right)/Z\right) + T_{e}\right)s^{2} + \left(1 + \sin\theta_{z}\left(k_{q1} + k_{q2}\right)/Z\right)s}$$
(7.40)

Θα πρέπει να προσδιορίσομε την περιοχή κατάλληλων τιμών *K<sub>ph</sub>*, για ένα εύρος αναμενόμενων παραμέτρων σχεδιασμού του συστήματος: *Z*, *k<sub>p</sub>*, *k<sub>q</sub>*, *T<sub>m</sub>*, *T<sub>e</sub>* και sin *θ<sub>z</sub>* που είναι μια επιπλέον παράμετρος.

Από την διερεύνηση για τις αναμενόμενες τιμές *R*, *X* της διασύνδεσης προέκυψε ότι στην ισχύ του φορτίου αναμένεται περίπου: Z = 0.15 - 0.4 a.μ. και  $\sin \theta_z = 0.4 - 0.8$  για οποιαδήποτε σχέση μεταξύ ισχύος των αντιστροφέων και του φορτίου:  $S_1/S_L$ ,  $S_2/S_L$  με  $S_1 + S_2 \ge S_L$ .

To αρχικό σύστημα χωρίς την προήγηση φάσης ( $K_{ph} = 0$ ) μπορεί να είναι ασταθές για χαμηλές τιμές *Z* και sin  $θ_z$ . Τα αποτελέσματα με την εισαγωγή της προήγησης φάσης είναι ανάλογα με την περίπτωση R = 0,  $X \neq 0$  που εξετάστηκε προηγουμένως. Στα σχ. 7.30 και 7.31 τυπώνεται ο γ.τ. ριζών ως προς  $K_{ph}$  για Z = 0.2 όταν sin $θ_z = 0.4$  και sin $θ_z = 0.8$  αντίστοιχα, όταν για τις υπόλοιπες παραμέτρους ισχύουν:  $T_m = T_e = 1 \text{sec}$ ,  $k_p = 4\%$ ,  $k_a = 6\%$ .



Σχ. 7.30: Γεωμετρικός τόπος ριζών ως προς Kph, όταν Z=20%, sinθz = 0.4, Tm = Te = 1 sec και kp = 4%, kq = 6%.



Σχ. 7.31: Γεωμετρικός τόπος ριζών ως προς Kph, όταν Z=20%, sinθz = 0.8, Tm = Te = 1 sec και kp = 4%, kq = 6%.

Γενικά, όταν οι παράμετροι Z, sin $\theta_z$ ,  $T_m$ ,  $T_e$  παίρνουν μεγάλες τιμές εντός του θεωρούμενου εύρους, ο πραγματικός πόλος και το μηδενικό της συνάρτησης μεταφοράς ανοικτού βρόχου πλησιάζουν αρκετά και σχεδόν ταυτίζονται. Για τις μεγαλύτερες τιμές sin $\theta_z$  οι γ.τ. είναι πολύ κοντά στους αντίστοιχους για Z = X, sin $\theta_z = 1$  με τις υπόλοιπες παραμέτρους ίδιες.

Όπως στην περίπτωση R = 0,  $X \neq 0$ , η απαιτούμενη τιμή  $K_{ph}$  για να προσδοθεί στο σύστημα συγκεκριμένη απόσβεση είναι μεγαλύτερη όταν οι τιμές των παραμέτρων του συστήματος αυξάνονται. Εξαίρεση αποτελεί η παράμετρος  $\sin \theta_z$ , για την οποία ισχύει το αντίθετο όσον αφορά την απαιτούμενη τιμή  $K_{ph}$ . Κατά τον ίδιο τρόπο όπως για R = 0,  $X \neq 0$ , ο προσδιορισμός της τιμής  $K_{ph}$  για το αναμενόμενο εύρος παραμέτρων Z = 0.2 - 0.4,  $\sin \theta_z = 0.4 - 0.8$ , γίνεται θέτοντας το κριτήριο η μέγιστη υπερύψωση να είναι μικρότερη από 20% και  $T_s \leq T_m$ ,  $T_e$  και απαιτώντας να ικανοποιείται για την δυσμενέστερη περίπτωση. Το θεωρούμενο εύρος τιμών για τις υπόλοιπες παραμέτρους είναι:  $k_q = 1.5\% - 6\%$  ενώ για τις  $T_m$ ,  $T_e$ ,  $k_p$  ότι και για την περίπτωση R = 0,  $X \neq 0$ :  $T_m$ ,  $T_e = 0.05 - 1$ sec και  $k_p = 1\% - 4\%$ . Η δυσμενέστερη περίπτωση από την άποψη της μεγάλης απαιτούμενης τιμής  $K_{ph}$  είναι τώρα: Z = 0.4,  $\sin \theta_z = 0.4$ ,  $\sin \theta_z = 0.4$ ,  $\sin \theta_z = 0.4$ ,  $m \theta_z = 0.4$ , m

Στους πίνακες 7.4 και 7.5 έχουν συγκεντρωθεί τα αποτελέσματα της βηματικής απόκρισης για Z = 0.2 και Z = 0.4 όταν  $\sin \theta_z = 0.4/0.8$  με τις υπόλοιπες παραμέτρους στο άνω όριο και όταν  $\sin \theta_z = 0.4$  και είτε οι  $T_m = T_e$ ή οι  $k_p$ ,  $k_q$  παίρνουν την χαμηλότερη θεωρούμενη τιμή. Τα αποτελέσματα επιβεβαιώνουν τα προαναφερόμενα. Επίσης η μέγιστη απαιτούμενη τιμή ώστε να πληρείται το κριτήριο για την δυσμενέστερη περίπτωση, άρα και για τις υπόλοιπες είναι  $K_{ph} = 3$ . Όταν R = 0,  $X \neq 0$  η απαιτούμενη τιμή ήταν  $K_{ph} = 2$  για την δυσμενέστερη περίπτωση Z = X = 0.4,  $T_m = 1$ sec,  $k_p = 4\%$ . Επίσης, για τον ίδιο λόγο όπως στην εξέταση R = 0,  $X \neq 0$ ,

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

όταν οι  $T_m$ ,  $T_e$  έχουν την χαμηλότερη τιμή και Z = 0.4 (η ψηλότερη δυνατή) δεν πληρείται το κριτήριο σχετικά με τον χρόνο  $T_s$  και είναι  $T_s \gg T_m$ .

Z = 0.2	K <sub>ph</sub>	T <sub>s</sub> (sec)	Μέγιστη υπερύψωση (%)
$\sin \theta = 0.4 / \ln \pi = 4\% \ln \pi = 6\% / T = T = 1000$	2	1.03	26.2
$\sin\theta_z = 0.47 \text{ kp} = 470 \text{ kq} = 0707 \text{ m} = 1_e = 15eC$	3	0.646	16.7
$\sin \theta = 0.8 / \ln = 4\% \ln = 6\% / T = T = 1000$	2	0.5	14.9
$\sin \theta_z = 0.87 \text{ kp} = 470 \text{ kq} = 0707 \text{ I}_m = 1_e = 18ec$	3	0.519	8.25
$\sin \theta = 0.4 / k_{\rm P} = 4\% k_{\rm R} = 6\% / T = T = 0.05 \cos \theta$	2	0.02	0.4
$\sin \theta_z = 0.47 \text{ kp} = 4\% \text{ kq} = 0\%77 \text{ m} = 7_e = 0.05 \text{ sec}$	3	0.014	0.12
$\sin \theta = 0.4 / k_{\rm P} = 10 / k_{\rm R} = 1.50 / T = T = 1000$	2	1.23	5.3
$\sin \theta_z = 0.47 \text{ kp} = 1\% \text{ kq} = 1.5\%7 \text{ I}_m = 1_e = 1500$	3	0.266	1.68

Πίνακας	7.4
---------	-----

Z = 0.4	K <sub>ph</sub>	T <sub>s</sub> (sec)	Μέγιστη υπερύψωση (%)
$\sin \theta = 0.4 / \ln = 40 / \ln = 60 / / T = T = 1000$	2	1.5	30.4
$\sin\theta_z = 0.47 \text{ kp} = 4\% \text{ kq} = 6\% 71_m = 1_e = 18eC$	3	0.93	20.3
$\sin \theta = 0.8 / \ln \pi = 40 / \ln \pi = 60 / / T = T = 1000$	2	0.68	20.3
$\sin \theta_z = 0.67 \text{ kp} = 4\% \text{ kq} = 0\%77 \text{ m} = 1e = 15eC$	3	0.72	11.9
$\sin 0 = 0.4 / \ln = 40 / \ln = 60 / / T = T = 0.05000$	2	0.278	0
$\sin \theta_z = 0.47 \text{ kp} = 470 \text{ kq} = 0707 \text{ m} = 1_e = 0.005 \text{ ec}$	3	0.344	0
$\sin \theta = 0.4 / k_{\rm P} = 1\% k_{\rm R} = 1.5\% / T = T = 1.000$	2	1.85	5.8
$\sin \theta_z = 0.47 \text{ kp} = 1.0 \text{ kq} = 1.5\%7 \text{ I}_m = 1_e = 1500$	3	0.507	1.3

Συμπερασματικά:

- Όταν η σύνθετη αντίσταση της διασύνδεσης των δύο πηγών έχει κατά μέτρο χαμηλή τιμή το σύστημα μπορεί να είναι ασταθές ή με μικρό περιθώριο ευστάθειας. Η κατάσταση είναι δυσμενέστερη όσο ο λόγος X/R είναι μικρός δηλαδή για μικρά sin $\theta_z$ . Η αύξηση των αντιδράσεων των φίλτρων είναι ένα μέσο για την επίτευξη μεγάλου μέτρου Z της διασύνδεσης. Χρειάζεται όμως σημαντική αύξηση, X > 20% για κάθε αντιστροφέα στην ισχύ του, προκειμένου να υπάρξει αισθητή βελτίωση υπό την προϋπόθεση ότι χρησιμοποιούνται σταθερές χρόνου  $T_m, T_e$ της τάξης των 0.05 sec. Κάτι τέτοιο συνεπάγεται μεγάλη πτώση τάσης, αργές αποκρίσεις, αυξημένο κόστος και παραμόρφωση της τάσης του απομονωμένου συστήματος παρουσία μη γραμμικών φορτίων.
- 9 Με την προήγηση φάσης, αποφεύγοντας την σημαντική αύξηση της αντίδρασης των φίλτρων, το περιθώριο ευστάθειας μπορεί θεωρητικά να βελτιωθεί κατά βούληση αυξάνοντας τον συντελεστή  $K_{ph} = \Delta \delta / \Delta P$  και η απόκριση μπορεί να προδιαγραφεί εντός συγκεκριμένων ορίων. Η αντίδραση των φίλτρων του κάθε αντιστροφέα θεωρήθηκε ότι λαμβάνει τιμές από 1% 9% στην ισχύ του. Μεγάλες καθυστερήσεις  $T_m$ ,  $T_e$  της τάξης του 1 sec είναι δυνατόν να χρησιμοποιηθούν. Με μεγαλύτερες τιμές  $K_{ph}$ η πιθανότητα εισαγωγής θορύβου στο σύστημα είναι αυξημένη. Για συγκεκριμένες απαιτήσεις απόκρισης, χρειάζονται μεγαλύτερες τιμές του συντελεστή  $K_{ph}$  όταν το μέτρο Z έχει αυξημένες τιμές.

- Σημαντική είναι η επίδραση της χρονικής καθυστέρησης στην αλλαγή της συχνότητας και της τάσης από την μεταβολή της ισχύος εξόδου. Μεγάλες χρονικές σταθερές T<sub>m</sub>, T<sub>e</sub> απαιτούν αυξημένες τιμές K<sub>ph</sub> για να έχει το σύστημα την επιθυμητή απόκριση.
- Για δεδομένο Z απαιτούνται μικρότερες τιμές  $K_{ph}$  όταν η παράμετρος sin $\theta_z$  έχει υψηλές τιμές. Θα πρέπει με τις αντιδράσεις των φίλτρων των αντιστροφέων να εξασφαλιστεί ότι τουλάχιστον sin $\theta_z = 0.4$  ώστε να είναι δυνατόν με την προήγηση φάσης η απόκριση να έχει τα επιδιωκόμενα χαρακτηριστικά. Ωστόσο η αύξηση της αντίδρασης των φίλτρων, για δεδομένη αντίσταση καλωδίου, αυξάνει το μέτρο Z της διασύνδεσης, οπότε απαιτούνται υψηλότερες τιμές  $K_{ph}$  για συγκεκριμένες απαιτήσεις απόκρισης. Αντιδράσεις φίλτρων τέτοιες ώστε να επιτυγχάνεται sin $\theta_z = 0.7 0.8$  με Z = 0.2 0.3 α.μ. στην ισχύ του φορτίου είναι επαρκείς. Έτσι με μικρές σχετικά τιμές  $K_{ph}$  της τάξης 0.5 2 rad για 1 α.μ. ισχύος φορτίου, ανάλογα με τις χρησιμοποιούμενες καθυστερήσεις  $T_m$ ,  $T_e$ , η απόκριση μπορεί να είναι γρήγορη με μικρή υπερύψωση.
- Αυξημένες τιμές των αναλογικών συντελεστών ελέγχου k<sub>p</sub>, k<sub>q</sub> απαιτούν μεγαλύτερες τιμές K<sub>ph</sub> για απόκριση του συστήματος με συγκεκριμένα χαρακτηριστικά.
- Ποσοτικά, για το εύρος τιμών  $Z = 0.2 0.4 \ a.\mu$ . και  $\sin\theta_z = 0.4 0.8 \ a$  πρέπει:  $K_{ph} = 0.5 - 3 \ rad$  για 1 α.μ. ισχύος φορτίου όταν  $T_m$ ,  $T_e = 0.05 - 1 \sec$  και  $k_p = 1\% - 4\%$ ,  $k_q = 1.5\% - 6\%$  στην ισχύ του φορτίου. Οι απαιτούμενες τιμές  $K_{ph}$  αυξάνονται κυρίως όταν οι χρησιμοποιούμενες τιμές  $T_m$ ,  $T_e$  αυξάνονται εντός του θεωρούμενου εύρους επιλογής τους.
- Μικρές καθυστερήσεις  $T_m$ ,  $T_e$  σε συνδυασμό είτε με μέτρο Z στο πάνω όριο ή με χαμηλές τιμές αναλογικών συντελεστών ελέγχου  $k_p$ ,  $k_q$  ( $k_p \le 2\%$   $k_q \le 3\%$ ) έχουν ως αποτέλεσμα αποκρίσεις αργές χωρίς υπερύψωση όταν χρησιμοποιηθούν οι προτεινόμενες τιμές  $K_{ph}$ . Στις περιπτώσεις αυτές μπορεί να χρησιμοποιηθούν πολύ πιο χαμηλές τιμές:  $K_{ph} = 0.1 0.2$  ή να αλλαχθούν κάποιες από τις παραπάνω παραμέτρους σχεδιασμού δηλαδή να αυξηθούν κάποιες από τις  $T_m$ ,  $T_e$ ,  $k_p$ ,  $k_q$  ή να ελαττωθούν οι αντιδράσεις των φίλτρων.

## 7.8 Ανάλυση του ελέγχου συμπεριλαμβάνοντας την δυναμική συμπεριφορά του δικτύου

Η μέχρι τώρα ανάλυση του ελέγχου έγινε αμελώντας την μεταβατική κατάσταση της γραμμής που συνδέει τους δύο αντιστροφείς, δηλαδή του δικτύου. Η αντιμετώπιση δεν διαφέρει από αυτή που θα ακολουθιόταν αν επρόκειτο για δύο σύγχρονες μηχανές. Εξετάζεται τώρα ο έλεγχος χωρίς την παραδοχή ότι η μεταβατική κατάσταση του δικτύου έχει παρέλθει οπότε μπορεί να παρασταθεί στην μόνιμη κατάσταση. Αντί για δύο αντιστροφείς συνδεόμενους με μία γραμμής Χ.Τ., θεωρείται η πιο απλή περίπτωση ενός αντιστροφέα που συνδέεται μέσω μιας γραμμής Χ.Τ. με τον άπειρο ζυγό. Ο αντιστροφέας παριστάνεται με μία πηγή τάσης ελεγχόμενη αναλογικά ως προς την συχνότητα και την τάση από τις ισχείς και συνδέεται μέσω της αντίδρασης *X* του φίλτρου του και της αντίστασης *R* της γραμμής Χ.Τ., οι τιμές των οποίων σε α.μ. στην ισχύ του αντιστροφέα πού δυγόραφο 7.4. Οι εξισώσεις τάσεων – ρευμάτων γράφονται από την πρώτη των (3.33) του Κεφ. 3 χρησιμοποιώντας ως αναφορά σύγχρονο πλαίσιο *d* – *q* με ταχύτητα  $ω_{dq} = ω_e$  αυτή του άπειρου ζυγού, ώστε να μπορεί ακολούθως να γίνει ανάλυση μικρών διαταραχών. Το χωρικό διάνυσμα της τάσης του άπειρου ζυγού  $V_{sdq}$ , είναι ευθυγραμμισμένο με τον άξονα *d*:  $V_{sd} = V_s$ ,  $V_{sa} = 0$ , όπου  $V_s$  η *rms* τιμή τάσης του άπειρου ζυγού σε α.μ.. Το διάνυσμα

#### ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

της τάσης του αντιστροφέα στους άξονες *d*, *q* θα είναι  $V_{1dq} = V_1 e^{i\delta}$ ,  $\delta = \omega_b \int_0^t (\omega_1(\tau) - \omega_s(\tau)) d\tau + \delta_0$ , με  $V_1$ ,  $\omega_1$  την *rms* τιμή και την κυκλική συχνότητα της τάσης που παράγει ο αντιστροφέας σε α.μ. και  $\omega_s = \omega_e / \omega_b$  την κυκλική συχνότητα του άπειρου ζυγού σε α.μ.. Χρησιμοποιώντας για τον έλεγχο P - f και Q - V των  $V_1$ ,  $\omega_1$ , όπως μέχρι τώρα, τις παραγόμενες ισχείς  $P_1$ ,  $Q_1$  στην εσωτερική τάση, θα είναι σε α.μ.:  $P_1 = I_d V_1 \cos \delta + I_q V_1 \sin \delta$  και  $Q_1 = I_d V_1 \sin \delta - I_a V_1 \cos \delta$ . Έτσι με την θεώρηση του ελέγχου οι εξισώσεις συνολικά είναι:

$$\dot{I}_{d} = (\omega_{b}/X)(V_{1}\cos\delta - rI_{d} + \omega_{s}XI_{q} - V_{s})$$

$$\dot{I}_{q} = (\omega_{b}/X)(V_{1}\sin\delta - rI_{q} - \omega_{s}XI_{d})$$

$$\dot{\delta} = \omega_{b}(\omega_{1} - \omega_{s})$$

$$\dot{P} = (1/T_{m})(P_{1} - P)$$

$$\dot{Q} = (1/T_{e})(Q_{1} - Q)$$
(7.41)

στις οποίες οι παράμετροι ω<sub>1</sub>, V<sub>1</sub> αντικαθίστανται από τις:

$$\omega_{1} = \omega_{ref1} - k_{p} \left( P - P_{ref1} \right)$$

$$V_{1} = V_{ref1} - k_{q} \left( Q - Q_{ref1} \right)$$
(7.42)

με τους συντελεστές  $k_p$ ,  $k_q$  εκφρασμένους σε α.μ. τιμές των Δ $\omega$ , ΔP και ΔV, ΔQ.

Αν επιπρόσθετα χρησιμοποιηθεί και η προήγηση φάσης τότε οι συνιστώσες *d*, *q* της τάσης του αντιστροφέα γίνονται *V*<sub>1</sub> cos δ', *V*<sub>1</sub> sin δ' με όρισμα:

$$\delta' = \delta - K_{ph} P \tag{7.43}$$

Οι είσοδοι του μοντέλου θα είναι οι :  $V_s$ ,  $\omega_s$ ,  $V_{1ref}$ ,  $\omega_{1ref}$ ,  $P_{1ref}$ ,  $Q_{1ref}$ 

Για την παραπέρα ανάλυση εξαιρείται ο έλεγχος και παίρνομε το γραμμικό μοντέλο του συστήματος σε ανοικτό βρόχο από τις τρεις πρώτες εξισώσεις των (7.41) με μεταβλητές κατάστασης:  $x = \begin{bmatrix} \Delta I_d & \Delta I_q & \Delta \delta \end{bmatrix}^T$ , εισόδους:  $u = \begin{bmatrix} \Delta V_1 & \Delta \omega_1 & \Delta V_s & \Delta \omega_s \end{bmatrix}^T$  και εξόδους:  $y = \begin{bmatrix} \Delta P_1 & \Delta Q_1 \end{bmatrix}^T$ . Κατόπιν θα εξετάσομε τις συναρτήσεις μεταφοράς ανοικτού βρόχου  $\Delta P_1 / \Delta \omega_1$ ,  $\Delta Q_1 / \Delta V_1$ . Θα είναι λοιπόν στο σημείο λειτουργίας  $I_{d0}$ ,  $I_{a0}$ ,  $\delta_0$ :

$$\begin{aligned} x &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du \end{aligned} \tag{7.44}$$

Όπου:

$$A = \begin{bmatrix} -(\omega_b/X)R & (\omega_b/X)\omega_{s0}X & -(\omega_b/X)V_{10}\sin\delta_0 \\ -(\omega_b/X)\omega_{s0}X & -(\omega_b/X)R & (\omega_b/X)V_{10}\cos\delta_0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$
(7.45)

$$B = \begin{bmatrix} (\omega_b/X)\cos\delta_0 & 0 & -\omega_b/X & (\omega_b/X)XI_{q0} \\ (\omega_b/X)\sin\delta_0 & 0 & 0 & -(\omega_b/X)XI_{d0} \\ 0 & \omega_b & 0 & -\omega_b \end{bmatrix}$$
(7.46)

$$C = \begin{bmatrix} V_{10} \cos \delta_0 & V_{10} \sin \delta_0 & V_{10} I_{q0} \cos \delta_0 - V_{10} I_{d0} \sin \delta_0 \\ V_{10} \sin \delta_0 & -V_{10} \cos \delta_0 & V_{10} I_{d0} \cos \delta_0 + V_{10} I_{q0} \sin \delta_0 \end{bmatrix}$$
(7.47)

$$D = \begin{bmatrix} I_{d0} \cos \delta_0 + I_{q0} \sin \delta_0 & 0 & 0 \\ I_{d0} \sin \delta_0 - I_{q0} \cos \delta_0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$
(7.48)

Ακολούθως, θεωρώντας την ανατροφοδότηση των  $\Delta P_1$ ,  $\Delta Q_1$  μέσω των  $k_p/(1+sT_m)$  και  $k_q/(1+sT_e)$ αντίστοιχα, με  $T_m = T_e = T$ , εξετάζομε τον γεωμετρικό τόπο ριζών ως προς τους συντελεστές ελέγχου k<sub>p</sub>, k<sub>q</sub> για διάφορες τιμές της χρονικής σταθεράς Τ. Η ανάλυση αφορά σε όλες τις περιπτώσεις αφόρτιστη αρχική κατάσταση:  $I_{d0} = 0$ ,  $I_{q0} = 0$ ,  $\delta_0 = 0$ . Στο σχ. 7.32 φαίνονται οι γεωμετρικοί τόποι όταν X = 4% και R = 0.1%. Η σταθερά χρόνου αυξάνεται από την χαμηλότερη τιμή T = 0.02 sec, που αντιστοιχεί στην μικρότερη δυνατή καθυστέρηση της μέτρησης των ισχυών υπό ευνοϊκές συνθήκες, έως την τιμή T = 0.5 sec. Οι πόλοι του συστήματος πριν την εισαγωγή του ελέγχου είναι ένας στην αρχή των αξόνων για την  $\Delta P_1 / \Delta w_1$  και δύο μιγαδικοί πόλοι με συχνότητα 50Hz που αντιστοιχούν στην συνιστώσα DC του ρεύματος, τόσο για την  $\Delta P_1 / \Delta \omega_1$  όσο και για την  $\Delta Q_1 / \Delta V_1$ . Το αντίστροφο του πραγματικού μέρους των μιγαδικών πόλων αντιστοιχεί στην σταθερά χρόνου απόσβεσης της DC συνιστώσας, είναι δηλαδή ίσο με  $T_{dc} = X/(\omega_b R)$ . Από ότι φαίνεται, όταν η μεταβολή της συχνότητας και της τάσης από τις ισχείς γίνεται γρήγορα, δηλαδή η σταθερά χρόνου Τ είναι μικρότερη από την T<sub>dc</sub>, τότε οι δύο μιγαδικοί πόλοι λόγω της συνιστώσας DC καθορίζουν την ευστάθεια του συστήματος και το περιθώριο για αύξηση των k<sub>p</sub>, k<sub>q</sub> είναι περιορισμένο, αλλά βελτιώνεται με την αύξηση της Τ. Για την μεταβολή του k<sub>p</sub>, όταν η T γίνεται μεγαλύτερη από την T<sub>dc</sub> οι μιγαδικοί πόλοι λόγω της DC συνιστώσας δεν έχουν πλέον τον πρωτεύοντα ρόλο τον οποίο αποκτά το ζεύγος πόλων λόγω του ελέγχου συχνότητας από την ισχύ. Όμως οι πόλοι αυτοί για αρκετά μεγάλες τιμές του  $k_{
m o}$ επίσης οδηγούν το σύστημα σε αστάθεια. Όσο μεγαλύτερη είναι η χρονική καθυστέρηση Τ, τόσο πιο μεγάλες τιμές k<sub>p</sub> μπορούν να χρησιμοποιηθούν πριν το σύστημα υποπέσει σε αστάθεια, ταυτόχρονα εξαλείφοντας την επίδραση των πόλων λόγω της συνιστώσας DC. Για την μεταβολή του k<sub>q</sub>, όσο η χρονική σταθερά Τ γίνεται μεγαλύτερη από την T<sub>dc</sub>, μπορούν να χρησιμοποιηθούν μεγαλύτερες τιμές πριν το σύστημα γίνει ασταθές εξαιτίας των πόλων της συνιστώσας DC. Επειδή οι πόλοι που αντιστοιχούν στην συνιστώσα DC συνεχίζουν να καθορίζουν την ευστάθεια σε μεταβολή του k<sub>q</sub>, η βελτίωση που προκύπτει από την αύξηση της T, όσον αφορά το περιθώριο τιμών, είναι μικρότερη σε σχέση με την αυτή για μεταβολή του kp. Ο αντίστοιχος πόλος –1/Τ κυριαρχεί αν διατηρηθούν μικρές τιμές του συντελεστή k<sub>a</sub>.

#### Κεφαλαίο 7



189

#### ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7



Σχ. 7.32: Γεωμετρικός τόπος ριζών ως προς kp (αριστερή στήλη) και kq (δεξιά στήλη), όταν X=4%, R=0.1%, για διάφορες τιμές των Tm = Te = T.

Στους Πίνακες 7.6 και 7.7 έχουν συγκεντρωθεί οι ανώτερες δυνατές τιμές  $k_p$  και  $k_q$  για τις οποίες το σύστημα είναι ευσταθές για διάφορες αναλογίες X, R, μεταξύ των οποίων και η X = 4% και R = 0.1% του σχ. 7.32. Όλες οι περιπτώσεις αντιστοιχούν σε Z γραμμής περίπου 4% (Z = 4 – 4.123%). Για τις περιπτώσεις που οι τιμές X, R είναι συγκρίσιμες ή όταν  $R \gg X$  οι γεωμετρικοί τόποι ως προς  $k_p$  και  $k_q$  έχουν εξεταστεί και θεωρώντας την ύπαρξη του ελέγχου Q - V και του ελέγχου P - f αντίστοιχα. Οι τιμές αυτές σημειώνονται με (\*). Συγκεκριμένα, στην εξέταση των γεωμετρικών τόπων ως προς  $k_p$  για διάφορες χρονικές σταθερές T, θεωρήθηκε για τον έλεγχο Q - V  $k_q = 1.5\%$  με την ίδια χρονική καθυστέρηση T. Ομοίως για την εξέταση ως προς  $k_q$  θεωρήθηκε για τον έλεγχο P - f  $k_p = 1\%$  επίσης με την ίδια χρονική καθυστέρηση. Όσον αφορά τις τιμές του συντελεστή  $k_p$  (Πίνακας 7.6) αυτές καθορίζονται σε όλες τις περιπτώσεις από τις ταλαντώσεις στην μεταφορά ισχύος μέσω της γραμμής με την μεταβολή της συχνότητας, εκτός από τις σημειωμένες με (\*\*) οπότε καθορίζονται από τους δύο μιγαδικούς πόλους της συνιστώσας DC του ρεύματος (σχ. 7.32). Αντίθετα για τον συντελεστή  $k_q$  (Πίνακας 7.7), οι τιμές καθορίζονται από τους δύο μιγαδικούς πόλους που οφείλονται στην συνιστώσα DC του ρεύματος. Εξαίρεση αποτελεί η ακραία περίπτωση  $R \gg X$  (τελευταία γραμμή του Πίνακα 7.7) όταν συμπεριλαμβάνεται και ο έλεγχος *P* – *f*, οπότε εμφανίζονται δύο επιπλέον πόλοι σε χαμηλή συχνότητα, η μετακίνηση των οποίων καθορίζει τις ανώτερες τιμές *k<sub>a</sub>* που μπορούν να χρησιμοποιηθούν.

X (%)	R (%)	$T_m = T_e = T \text{ (sec)}$			
		0.02	0.05	0.2	0.5
4	0.1	(**) 4.6%	(**) 15.6%	35%	58%
4	1	5.5%	6.7%	7.5%	7.9%
3.28	2 4 7	5%	5.3%	4.4%	4.4%
	2.47	(*) 4.27%	(*) 4.3%	(*) 3.6%	(*) 3.8%
2 47	3.28	7.15%	6.5%	5.8%	6.3%
2.47	5.20	(*) 4.78%	(*) 3.9%	(*) 3.86%	(*) 4%
0 1	4	26%	23%	23%	26%
0.1	4	(*) 3.3%	(*) 1.4%	(*) 0.35%	(*) 0.13%

Πίνακας 7.6

#### Πίνακας 7.7

X (%)	R (%)	$T_m = T_e = T (sec)$			
		0.02	0.05	0.2	0.5
4	0.1	1.3%	3.15%	12.5%	31.5%
4	1	14.5%	33%	135%	335%
2 20	2 47	56%	127%	487%	1220%
5.20	2.47	(*) 58%	(*) 134%	(*) 473%	(*) 1220%
2 47	3.28	128%	295%	1150%	2870%
2.77	5.20	(*) 134%	(*) 304%	(*) 1150%	(*) 2850%
0 1	4	840%	1950%	> 2e3	> 2e3
0.1		(*) 5.3%	(*) 2%	(*) 0.6%	(*) 0.3%

Τέλος, γίνεται σύγκριση των γεωμετρικών τόπων ως προς  $k_p$  που λαμβάνονται με την θεώρηση της δυναμικής κατάστασης της γραμμής και χωρίς αυτήν, όπως μέχρι τώρα στις προηγούμενες παραγράφους. Τα αποτελέσματα φαίνονται στο σχ. 7.33 για όλες τις τιμές *X*, *R* του Πίνακα 7.6. Για τους γεωμετρικούς τόπους όταν αμελείται η μεταβατική κατάσταση της γραμμής χρησιμοποιείται η συνάρτηση μεταφοράς ανοικτού βρόχου της (7.39) που αντιστοιχεί στην γενική περίπτωση  $X \neq 0, R \neq 0$ . Επίσης για τον δεύτερο αντιστροφέα τίθενται πολύ μικρές τιμές στους αναλογικούς συντελεστές ελέγχου ( $k_{p2}, k_{q2} = 1e - 6$ ) ώστε να αντιστοιχεί στον άπειρο ζυγό. Σε όλες τις περιπτώσεις, με ή χωρίς μεταβατικά γραμμής, εφαρμόζεται για την τάση έλεγχος Q - V με  $k_q = 1.5\%$  και την ίδια σταθερά χρόνου.

#### ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7



Σχ. 7.33: Γεωμετρικός τόπος ριζών ως προς kp για διάφορες τιμές Χ, R, αμελώντας την μεταβατική κατάσταση της γραμμής (διακεκομμένη γραμμή) και συμπεριλαμβάνοντας την (συνεχής γραμμή). Σε όλες τις περιπτώσεις υπάρχει και έλεγχος Q – V με kq = 1.5% και την ίδια T (Tm = Te = T).

Από τα παραπάνω αποτελέσματα καταλήγομε στα εξής συμπεράσματα για δεδομένο Ζ γραμμής:

- Με X > R όταν η χρονική σταθερά T της καθυστέρησης μεταβολής συχνότητας και τάσης από τις ισχείς είναι μικρότερη από την σταθερά απόσβεσης της DC συνιστώσας του κυκλώματος (T < T<sub>dc</sub>), το περιθώριο ευστάθειας καθορίζεται από τους πόλους των 50Hz τόσο για τον έλεγχο P - f, όσο και για τον Q - V. Όταν  $T ≥ T_{dc}$ , η ευστάθεια όσον αφορά την τιμή του k<sub>p</sub> καθορίζεται πλέον από τους πόλους που αντιστοιχούν στον έλεγχο της συχνότητας από την μεταφερόμενη ενεργό ισχύ. Οι τιμές του k<sub>a</sub> εξακολουθούν να εξαρτώνται από τους πόλους της DC συνιστώσας του ρεύματος. Μεγαλύτερη τιμή χρονικής σταθεράς Τ, σημαίνει αύξηση του περιθωρίου τιμών που μπορούν να χρησιμοποιηθούν και για τους δύο συντελεστές k<sub>p</sub> και k<sub>q</sub>. Όμως, όσο η τιμή της αντίστασης γίνεται μεγαλύτερη, το επιτρεπτό περιθώριο τιμών του k, που επιτυγχάνεται με αύξηση της Τ γίνεται μικρότερο ενώ του k<sub>a</sub> μεγαλύτερο και αντίστροφα. Το γεγονός ότι για μεγάλες τιμές της αντίστασης θα πρέπει να συμπεριληφθεί και ο έλεγχος Q – V κατά την εξέταση τιμών k<sub>p</sub>, μειώνει αισθητά το επιτυγχανόμενο περιθώριο για τον συντελεστή k<sub>p</sub>. Αντίθετα η θεώρηση ελέγχου P – f κατά την εξέταση τιμών k<sub>a</sub> δεν έχει καμία επίδραση, πέρα από την εμφάνιση δύο πρόσθετων πόλων και μηδενικών σε χαμηλή συχνότητα, που όσο οι τιμές R, X παραμένουν συγκρίσιμες, βρίσκονται πολύ κοντά μεταξύ τους. Βέβαια όσο οι χρησιμοποιούμενοι συντελεστές k<sub>p</sub>, k<sub>a</sub> πλησιάζουν τις ανώτερες δυνατές τιμές των πινάκων 7.6 και 7.7 οι ταλαντώσεις στις ισχείς Ρ, Q θα έχουν μεγάλα πλάτη και θα αποσβένονται αργά. Μάλιστα σχετικά με τον συντελεστή k<sub>p</sub>, σημειώνεται ότι για συγκεκριμένες τιμές του όσο η χρονική σταθερά Τ αυξάνεται η ενεργός ισχύς θα ταλαντώνεται με μικρότερη απόσβεση σε χαμηλότερη συχνότητα. Οι ταλαντώσεις της αέργου ισχύος θα έχουν υψηλή συχνότητα κοντά στα 50Hz. Σχετικά με την σύγκριση των δύο μοντέλων μικρών διαταραχών, προκύπτει ότι το μοντέλο που αμελεί την μεταβατική κατάσταση του δικτύου, αφενός μεν δεν μπορεί να καταγράψει την αστάθεια, όταν το κέρδος της ανάδρασης ισχύος για την μεταβολή συχνότητας και τάσης αυξάνει, αφετέρου δε η ακρίβεια του περιορίζεται σε μικρούς συντελεστές ελέγχου. Συγκεκριμένα όταν X >> R η σύμπτωση των δύο μοντέλων είναι πολύ καλή μέχρι  $k_p = 4\%$ , ενώ όταν απλώς X > R είναι ικανοποιητική για  $k_p \le 1\%$ . Όταν R > X, τότε ισχύουν περίπου όσα αναφέρθηκαν για X > R, δηλαδή τα περιθώρια τιμών για τον συντελεστή k<sub>p</sub> μειώνονται όσο η χρονική σταθερά T αυξάνει, ενώ για τον  $k_q$  συνεχώς αυξάνουν. Εννοείται ότι η εξέταση απαιτεί θεώρηση και ελέγχου Q-Vγια τις τιμές  $k_p$  και ελέγχου P - f για τις τιμές  $k_q$ , με αποτέλεσμα, όπως όταν X > R, το εύρος
  - επιτρεπόμενων τιμών k<sub>p</sub> να περιορίζεται περισσότερο και να εμφανίζονται δύο νέοι
  - πόλοι και μηδενικά σε χαμηλή συχνότητα στο γεωμετρικό τόπο ως προς  $k_q$ . Η σύμπτωση με το μοντέλο που αμελεί την μεταβατική κατάσταση της γραμμής είναι ελαφρώς καλύτερη από ότι όταν X > R αλλά και πάλι περιορίζεται σε συντελεστές  $k_p \le 1\%$ . Για την ακραία περίπτωση R >> X δεν χρειάζεται καθόλου η χρονική καθυστέρηση (η οποία όμως ούτως η άλλως υπάρχει λόγω της μέτρησης της ισχύος), αφού ακόμη και για μικρές τιμές T το περιθώριο του  $k_p$  όταν υπάρχει και έλεγχος Q V αλλά και του  $k_q$  όταν υπάρχει και έλεγχος P f είναι πολύ περιορισμένο. Τα αποτελέσματα με τα δύο μοντέλα με ή χωρίς μεταβατικά δικτύου συμπίπτουν επακριβώς και η αστάθεια για μεγάλους συντελεστές μπορεί να καταγραφεί σωστά από
  - το απλοποιημένο μοντέλο.

Τα παραπάνω συμπεράσματα όσον αφορά τον συντελεστή  $k_p$  για την περίπτωση X > R, ισχύουν και για μεταβολή του μέτρου Z της γραμμής διασύνδεσης μέσω μεταβολής της αντίδρασης X, διατηρώντας την αντίσταση σταθερή. Αυτό είναι αναμενόμενο αφού και οι δύο παράγοντες επιδρούν στην ισχύ συγχρονισμού του συστήματος. Κατά αναλογία λοιπόν με τον γεωμετρικό τόπο ως προς  $k_p$  όταν X > R, ελαττώνοντας την αντίδραση οι δύο κυρίαρχοι μιγαδικοί πόλοι που οφείλονται στον έλεγχο P - f έχουν συνεχώς μικρότερο λόγο απόσβεσης και το σύστημα οδηγείται σε αστάθεια. Μεγαλύτερες τιμές χρονικής καθυστέρησης T απομακρύνουν την επίδραση της DC συνιστώσας αλλά μεταφέροντας τους δύο μιγαδικούς πόλους του ελέγχου P - f σε θέσεις με πιο μειωμένο λόγο απόσβεσης και χαμηλότερη συχνότητα. Όσο οι τιμές της αντίδρασης γίνονται μικρότερες, παρουσιάζεται μεγαλύτερη απόκλιση σε σχέση με τους πόλους που λαμβάνονται αν αμεληθεί η μεταβατική απόκριση της γραμμής.

Απομένει να εξεταστεί η επιλογή του συντελεστή  $K_{nh} = \Delta \delta / \Delta P$  προκειμένου να αποκτήσει το σύστημα την απαραίτητη προήγηση φάσης με μεταβολή της γωνίας από την ενεργό ισχύ, όταν λαμβάνεται υπόψη η μεταβατική απόκριση του δικτύου. Μας ενδιαφέρει περισσότερο η περίπτωση που στο δημιουργούμενο κύκλωμα ισχύει X > R, η οποία αναλύθηκε στις παραγράφους 7.6 και 7.7. Προσθέτομε λοιπόν μία ακόμη είσοδο δ<sub>in</sub> στο σύστημα των (7.44) και επειδή θεωρούμε μηδενικές αρχικές συνθήκες, αλλαγή με προσθήκη μη μηδενικών στοιχείων παρουσιάζει μόνο ο πίνακας Β της (7.46). Κατόπιν αφού ενσωματωθούν οι ανατροφοδοτήσεις Ρ − *f* και Q − V με συγκεκριμένους συντελεστές και χρονική καθυστέρηση, εξετάζομε την συνάρτηση μεταφοράς ανοικτού βρόχου ΔP1/Δδin θεωρώντας την ίδια χρονική καθυστέρηση για την ανατροφοδότηση της ΔΡ1. Στο σχ. 7.34 δείχνεται η μετακίνηση των πόλων με μεταβολή του  $K_{ph}$ για X = 4%, R = 1%, όταν  $k_p = 2\%$  και  $k_p = 10\%$  οπότε το σύστημα είναι ασταθές, με T = 0.1sec και  $k_a = 1.5\%$ . Για  $k_p = 2\%$ , το τμήμα του γεωμετρικού τόπου που αφορά τους πόλους στην χαμηλή συχνότητα που οφείλονται στον έλεγχο P – f, σχεδόν ταυτίζεται με το γεωμετρικό τόπο που λαμβάνεται χρησιμοποιώντας τις (7.39) ή (7.40) (εκτός από τους πόλους κοντά στην αφετηρία:  $K_{ph} = 0$  ). Όμως από το σχ. 7.34 για  $k_p = 2\%$  φαίνεται ότι καθώς μεγαλύτερες τιμές Κ<sub>ph</sub> μετατοπίζουν τους πόλους του ελέγχου P – f προσδίδοντας απόσβεση, μετακινούν τους πόλους υψηλής συχνότητας έτσι ώστε, από κάποια σχετικά μικρή τιμή και μετά, το σύστημα να καθίσταται ασταθές. Αύξηση της χρονικής καθυστέρησης Τ δεν μπορεί να φανεί χρήσιμη, γιατί ενώ ελαττώνει την ταλάντωση λόγω μεταβατικών δικτύου ταυτόχρονα δημιουργεί την ανάγκη χρησιμοποίησης μεγαλύτερου συντελεστή Κ<sub>pb</sub> για να αποσβεστούν οι ταλαντώσεις στην χαμηλή συχνότητα ( ή η μέγιστη υπερύψωση), αφού οι μιγαδικοί πόλοι του ελέγχου P – f μετατοπίζονται προς την αρχή των αξόνων. Στο σχ. 7.35 φαίνεται η ενεργός ισχύς για μεταβολή κατά 0.1 α.μ. της  $P_{1ref}$  με το μη γραμμικό μοντέλο των (7.41) – (7.43) και της  $\Delta P_{1ref}$  με το γραμμικό μοντέλο του σχ. 7.5 στο οποίο αμελούνται τα μεταβατικά του δικτύου. Αφορά την περίπτωση Χ = 4% R = 1%,  $k_p = 2\%$  του σχ. 7.34 χρησιμοποιώντας κατά σειρά  $K_{ph} = 0, 0.4, 0.5 rad/P_{pu}$ . Για την δεδομένη καθυστέρηση T = 0.1sec, ο συντελεστής K<sub>ph</sub> δεν θα πρέπει να υπερβαίνει την τιμή 0.4, αφού για μεγαλύτερες τιμές η ταλάντωση κοντά στα 50Ηz γίνεται έντονη. Την ίδια περίπου απόκριση όσον αφορά την μέγιστη υπερύψωση αλλά με ελαφρώς πιο παρατεταμένο χρόνο αποκατάστασης μπορούμε να έχομε και με  $K_{ph} = 0.8$  αν η καθυστέρηση αυξηθεί σε T = 0.2 sec, ή με  $K_{ph} = 1.6$  αν T = 0.4sec κλπ. Φαίνεται λοιπόν ότι στο κριτήριο προσδιορισμού των τιμών του συντελεστή K<sub>ph</sub> που αναπτύχθηκε στις παραγράφους 7.6 και 7.7 θα πρέπει να προστεθεί ένας περιορισμός με βάση την απαιτούμενη απόσβεση της ταλάντωσης υψηλής συχνότητας.



Σχ. 7.34: Γεωμετρικός τόπος ριζών ως προς Kph για την περίπτωση X=4%, R=1%, με kq=1.5% όταν kp=2% και kp=10% ενώ T=0.1 sec (Tm = Te = T).

Στο σχ. 7.36 δείχνεται η απόκριση για μεταβολή κατά 0.1 α.μ. της  $P_{1ref}$  στην περίπτωση  $k_p = 10\%$  με τις (7.41) – (7.43). Κατά σειρά τυπώνονται οι αποκρίσεις όταν T = 0.1sec (γ.τ. του σχ. 7.34) χωρίς αντιστάθμιση ( $K_{ph} = 0$ ) και με  $K_{ph} = 0.4$ , καθώς και όταν T = 0.4 sec με  $K_{ph} = 1.6$ . Όπως φαίνεται είναι αδύνατο να υπάρξει παραπέρα βελτίωση της απόκρισης χρησιμοποιώντας μόνο την ανάδραση  $K_{ph} = \Delta \delta / \Delta P$ .



Σχ. 7.35: Μεταβολή της Ρ<sub>1ref</sub> κατά 0.1 α.μ. με Kph = 0, 0.4, 0.5 για την περίπτωση X=4%, R=1%, με kq=1.5% όταν kp=2% ενώ T=0.1 sec. Μη γραμμικό μοντέλο με συνεχή γραμμή και γραμμικό μοντέλο αμελώντας την δυναμική απόκριση της γραμμής με διακεκομμένη γραμμή.



Σχ. 7.36: Μεταβολή της Ρ<sub>1ref</sub> κατά 0.1 α.μ. για την περίπτωση X=4%, R=1%, kq=1.5% και kp=10% όταν T=0.1 sec με Kph = 0, 0.4 και T=0.4 sec με Kph = 1.6.

## 7.9 Σύνοψη και συμπεράσματα

Αναλύεται διεξοδικά η ευστάθεια του αυτόνομου συστήματος με αντιστροφείς πηγής τάσης στους οποίους η συχνότητα και η τάση ρυθμίζονται αναλογικά από τις ισχείς. Επιγραμματικά η ευστάθεια εξαρτάται από το μέτρο και την αναλογία αντίστασης – αντίδρασης των γραμμών, τους αναλογικούς συντελεστές  $k_p = \Delta f / \Delta P$ ,  $k_q = \Delta V / \Delta Q$  και τις καθυστερήσεις στην μεταβολή της συχνότητας και της τάσης από τις μετρούμενες ισχείς. Θεωρείται η περίπτωση δύο μόνο αντιστροφέων παραλληλισμένων μέσω μιας γραμμής, αφού συγκεντρώνει όλα τα απαραίτητα χαρακτηριστικά. Ο αντιστροφέας παριστάνεται σε διάγραμμα βαθμίδων όπως και μια σύγχρονη μηχανή σε αυτόνομο σύστημα, δηλαδή με τον έλεγχο του: P – f, Q – V. Η μοντελοποίηση της γραμμής γίνεται με τις μεταφερόμενες ισχείς θεωρώντας μικρές διαταραχές, όπως και στην περίπτωση δύο περιοχών ελέγχου σε ένα διασυνδεδεμένο σύστημα ισχύος. Ο τρόπος αυτός διευκολύνει σε σχέση με την θεώρηση δύο παραλληλισμένων πηγών τάσης, γιατί επιτρέπει απευθείας την χρησιμοποίηση των ισχυών αντί για την εξαγωγή τους από τις τάσεις και τα ρεύματα. Η μέτρηση τους παριστάνεται με μία καθυστέρηση πρώτης τάξης. Αρχικά οι καθυστερήσεις δεν λαμβάνονται υπόψη για να καταδειχθεί η επίδραση του προσήμου των  $k_{\alpha}, k_{\alpha}$  στην ευστάθεια ανάλογα με την αναλογία R/X της γραμμής. Με  $X \gg R$ , επιβάλλεται  $\Delta f/\Delta P < 0$  λόγω ευστάθειας, ενώ πρέπει επίσης  $\Delta V/\Delta Q < 0$  για να εξασφαλίζεται η συμμετοχή και των δύο πηγών στην κάλυψη φορτίου αέργου ισχύος που εμφανίζεται τοπικά στις μία από τις δύο. Με *R* ≫ X οι Δ*f*/Δ*P* ,Δ*V*/ΔQ μπορούν να είναι μόνο ομόσημοι είτε θετικοί ή αρνητικοί. Όταν R, X έχουν συγκρίσιμες τιμές οι Δf/ΔP , ΔV/ΔQ μπορούν να είναι ομόσημοι θετικοί ή αρνητικοί και για συγκεκριμένο εύρος τιμών και ετερόσημοι, περίπτωση που όμως δεν οδηγεί σε συμμετοχή και των δύο πηγών στην κάλυψη τοπικού αέργου φορτίου μόνο στην μία από αυτές.

Ο έλεγχος P - f, Q - V θα πρέπει να προτιμηθεί έναντι του P - V, Q - f γιατί σε κάθε περίπτωση δίνει την δυνατότητα να ελέγχεται η ενεργός ισχύς αποκλειστικά με βάση την αναλογία P - f ανεξάρτητα από την θέση της πηγής στο δίκτυο. Αν ισχύει  $R \gg X$  για τις γραμμές του δικτύου, για να εφαρμοστεί ο έλεγχος P - f είναι απαραίτητος και ο έλεγχος Q - V.

Από τις απαιτήσεις σωστής λειτουργίας του αυτόνομου συστήματος οριοθετούνται με βάση το φορτίο του συστήματος οι τιμές αντίστασης και αντίδρασης που μπορούν να προκύψουν πρακτικά και προσδιορίζονται οι παράμετροι ελέγχου *k<sub>p</sub>*, *k<sub>q</sub>*. Ακολούθως εξετάζεται η επίπτωση

της μεταβολής των παραμέτρων στην ευστάθεια για τις τρεις περιπτώσεις: R ≠ 0, X = 0, R = 0, X ≠ 0, R ≠ 0, X ≠ 0.

Για την  $R \neq 0$ , X = 0 αναλύεται αρχικά η λειτουργία χωρίς την καθυστέρηση στην μέτρηση των ισχυών με έμφαση στην μόνιμη κατάσταση και στην έμμεση εφαρμογή των ελέγχων P - f, Q - V. Προτείνεται ένας τρόπος για τον μηδενισμό της ροής αέργου ισχύος όταν μεταβάλλεται το φορτίο ενεργού ισχύος τοπικά σε έναν από τους δύο αντιστροφείς και δοκιμάζεται με προσομοιώσεις. Με την εισαγωγή και των διατάξεων μέτρησης δημιουργείται ένα σύστημα τρίτης τάξης το οποίο είναι ασταθές για τις αναμενόμενες τιμές αντίστασης γραμμής και τις αναγκαίες καθυστερήσεις μέτρησης, εκτός αν χρησιμοποιηθούν πολύ μικρές σταθερές  $k_p$ ,  $k_q$  της τάξης του 0.4% και 0.6%

αντίστοιχα (στην ισχύ του φορτίου). Οι καθυστερήσεις μπορούν να χρησιμοποιηθούν για να περιοριστεί μεταβατικά η αμοιβαία εξάρτηση στην ροή των ισχυών. Η ευστάθεια αποκαθίσταται προσδίδοντας προήγηση φάσης στο σύστημα. Χρησιμοποιήθηκε ένας όρος *PD* σε σειρά με την απευθείας συνάρτηση μεταφορά του συστήματος. Το περιθώριο βελτίωσης της σχετικής ευστάθειας με αύξηση του συντελεστή της παραγώγου είναι περιορισμένο ενώ υπάρχει περίπτωση το σύστημα να μην μπορεί να μετατραπεί σε ευσταθές αν για παράδειγμα η τιμή της αντίστασης είναι πολύ μικρή ή / και οι τιμές *k<sub>p</sub>*, *k<sub>a</sub>* πολύ μεγάλες. Η εισαγωγή της αντιστάθμισης

σε κάθε αντιστροφέα γίνεται πρακτικά με την επιπρόσθετη μεταβολή της φάσης αναλογικά με την ενεργό ισχύ εξόδου:  $K_{ph} = \Delta \delta / \Delta P$ .

Η λειτουργία όταν R = 0,  $X \neq 0$ , όπου οι έλεγχοι P - f, Q - V είναι αποζευγμένοι, αναλύεται στην συνέχεια περιγράφοντας τα χαρακτηριστικά της κατά την μεταβατική και μόνιμη κατάσταση. Χωρίς την προήγηση φάσης το σύστημα δεύτερης τάξης που προκύπτει από τον έλεγχο P - f έχει χαμηλή απόσβεση για τις αναμενόμενες τιμές αντίδρασης των φίλτρων και / ή μεγάλους συντελεστές  $k_p$ , ιδιαίτερα όσο η καθυστέρηση στην μέτρηση μεγαλώνει. Προσδιορίζεται λοιπόν η

τιμή  $K_{ph}$  με κριτήριο την μέγιστη υπερύψωση και τον χρόνο αποκατάστασης για μεταβολή των παραμέτρων (στην ισχύ του φορτίου) εντός του εύρους:  $X_{Line-pu} = 4 - 40\%$ ,  $k_p = 1 - 4\%$ ,  $T_m = 0.05 - 1 \sec$ . Λαμβάνοντας υπόψη ότι οι τιμές  $K_{ph}$  πρέπει να διατηρούνται χαμηλές για την αποφυγή θορύβου, ως ανώτερο όριο για την μέγιστη υπερύψωση τέθηκε 20% και για τον χρόνο αποκατάστασης η σταθερά χρόνου μέτρησης της ισχύος. Αποδεικνύεται ότι με  $K_{ph} = 2 rad/P_{pu}$  το κριτήριο ικανοποιείται για την δυσμενέστερη περίπτωση, όταν όλες οι παράμετροι παίρνουν τιμή στο πάνω όριο. Τιμές  $K_{ph} = 0.5 - 1rad/P_{pu}$  μπορούν να χρησιμοποιηθούν όταν οι X,  $k_p$  κινούνται στο κάτω όριο, με τις τιμές  $K_{ph}$  να εξαρτώνται ανάλογα με την μεταβολή του  $T_m$ . Εξαίρεση αποτελεί η μάλλον απίθανη περίπτωση μικρής καθυστέρησης  $T_m$  και μεγάλης τιμής  $X_{Line-pu}$  για την οποία δεν ικανοποιείται το κριτήριο όσον αφορά τον χρόνο αποκατάστασης.

Η γενική περίπτωση  $R \neq 0$ ,  $X \neq 0$  αντιμετωπίζεται με τον ίδιο τρόπο όπως η R = 0,  $X \neq 0$ . Στις παραμέτρους του συστήματος Z,  $k_p$ ,  $k_q$ ,  $T_m$ ,  $T_e$  προστίθεται η sin $\theta_z$ . Οι παράμετροι της γραμμής κινούνται μεταξύ: Z = 0.15 - 0.4 α.μ. και sin $\theta_z = 0.4 - 0.8$ . Μικρότερες τιμές του μέτρου Z είναι δυνατές αλλά με sin $\theta_z$  στο πάνω όριο, οπότε υπάγονται στην περίπτωση R = 0,  $X \neq 0$ . Ο προσδιορισμός της τιμής  $K_{ph}$  γίνεται χρησιμοποιώντας τα ίδια κριτήρια με την R = 0,  $X \neq 0$  όταν οι Z, sin $\theta_z$  μεταβάλλονται όπως προαναφέρθηκε, οι  $k_p$ ,  $T_m$ ,  $T_e$  όπως προηγουμένως για την  $R = 0, X \neq 0$ , δηλαδή  $T_m, T_e = 0.05-1 \text{sec}, k_p = 1\%-4\%$ , ενώ  $k_q = 1.5-6\%$ . Η δυσμενέστερη περίπτωση, δηλαδή ανάγκη για μεγαλύτερη τιμή  $K_{ph}$  με τα κριτήρια που τέθηκαν, αντιστοιχεί σε χαμηλές τιμές sin  $\theta_z$  με όλες τις υπόλοιπες παραμέτρους του συστήματος στο πάνω όριο τιμών. Με  $K_{ph} = 3 rad/P_{pu}$  τα κριτήρια ικανοποιούνται. Μικρότερες τιμές μπορούν να χρησιμοποιηθούν όταν κάποιες από τις παραμέτρους κινούνται στο κάτω όριο, ενώ όπως όταν  $R = 0, X \neq 0$ , με χαμηλές τιμές  $T_m, T_e$  και Z στο πάνω όριο, δεν ικανοποιείται το κριτήριο σχετικά με τον χρόνο αποκατάστασης.

Στο τέλος του κεφαλαίου εξετάζεται ο έλεγχος χωρίς να αμελείται η μεταβατική κατάσταση του δικτύου. Θεωρείται η απλούστερη περίπτωση αντιστροφέα που συνδέεται σε άπειρο ζυγό μέσω της αντίδρασης του φίλτρου του και της αντίστασης του καλωδίου σύνδεσης. Ο αντιστροφέας παριστάνεται ως ελεγχόμενη πηγή τάσης και η ανάλυση γίνεται χρησιμοποιώντας τις γραμμικοποιημένες εξισώσεις κατάστασης. Για συγκεκριμένη τιμή Ζ της γραμμής, προκύπτει ότι όταν X>R, αν η σταθερά απόσβεσης  $T_{dc}$  της DC συνιστώσας του κυκλώματος είναι μεγαλύτερη από την σταθερά  $T_m = T_e = T$  της καθυστέρησης στην μεταβολή της συχνότητας και της τάσης από τις ισχείς εξόδου, τότε η ευστάθεια του συστήματος καθορίζεται από τους πόλους υψηλής συχνότητας που αντιστοιχούν στην DC συνιστώσα. Μπορούν να χρησιμοποιηθούν μόνο μικρές τιμές k<sub>p</sub>, k<sub>q</sub> με απόκριση που χαρακτηρίζεται από μικρή απόσβεση. Για τον λόγο αυτό θα πρέπει η καθυστέρηση μεταβολής της συχνότητας και της τάσης να αυξηθεί ώστε: T ≥ T<sub>dc</sub>. Τότε τον πρωτεύοντα ρόλο στην ευστάθεια του συστήματος για μεταβολή του συντελεστή  $k_{
m a}$ , αποκτούν οι πόλοι χαμηλής συχνότητας που αντιστοιχούν στον έλεγχο P – f. Η ευστάθεια για μεταβολή του συντελεστή k<sub>α</sub> συνεχίζει να εξαρτάται από τους πόλους λόγω της DC συνιστώσας. Μεγαλύτερη τιμή της σταθεράς Τ δίνει την δυνατότητα να χρησιμοποιηθούν μεγαλύτερες τιμές συντελεστών  $k_p, k_q$ . Για την ίδια τιμή Z της γραμμής όταν η αναλογία X/R μικραίνει, το περιθώριο τιμών του συντελεστή k, όταν αυξάνεται η χρονική σταθερά Τ, συνεχώς περιορίζεται. Από το γεγονός ότι όταν η αντίσταση είναι αυξημένη θα πρέπει να θεωρηθεί και έλεγχος Q – V για την σωστή λειτουργία του συστήματος, οι τιμές του k, περιορίζονται ακόμη περισσότερο. Όταν για την γραμμή ισχύει  $R\gg X$  τότε ακόμα και για μικρές τιμές της au το περιθώριο τιμών του συντελεστή k<sub>p</sub>, αλλά στην περίπτωση αυτή και του k<sub>q</sub>, είναι πολύ περιορισμένο. Σύγκριση των δύο γραμμικοποιημένων μοντέλων – συμπεριλαμβάνοντας ή μη την μεταβατική συμπεριφορά της γραμμής – για μεταβολή του k,, έδειξε ότι το μοντέλο που αμελεί την μεταβατική κατάσταση είναι ακριβές μόνο για μικρές τιμές του συντελεστή όταν X > R . Το εν λόγω μοντέλο δεν μπορεί να καταγράψει την αστάθεια που δημιουργείται για μεγάλες τιμές του k,. Η σύμπτωση των δύο μοντέλων βελτιώνεται καθώς η αναλογία R/X μεγαλώνει. Τα συμπεράσματα για την μεταβολή του  $k_p$  όταν X > R, ισχύουν και για μεταβολή του Z της γραμμής μέσω μεταβολής της αντίδρασης όταν ισχύει X > R και η αντίσταση διατηρείται σταθερή.

Σχετικά με την εισαγωγή προήγησης φάσης με μεταβολή της γωνίας αναλογικά με την ισχύ:  $K_{ph} = \Delta \delta / \Delta P$  όταν  $R = 0, X \neq 0$  ή  $R \neq 0, X \neq 0$ , φαίνεται ότι μπορεί να ακολουθηθεί η μεθοδολογία και το κριτήριο που αναπτύχθηκε για τον προσδιορισμό του συντελεστή  $K_{ph}$  στις περιπτώσεις αυτές αμελώντας την δυναμική απόκριση της γραμμής. Για μεταβολή του  $K_{ph}$ , ο γεωμετρικός τόπος που αφορά τους πόλους χαμηλής συχνότητας λόγω του ελέγχου P - f είναι ο ίδιος συμπεριλαμβάνοντας ή μη την μεταβατική απόκριση της γραμμής, με μόνη εξαίρεση τις πολύ μικρές τιμές. Καθώς όμως η τιμή του συντελεστή  $K_{ph}$  αυξάνει, οι πόλοι υψηλής συχνότητας λόγω μεταβατικής απόκρισης της γραμμής μετατοπίζονται δεξιά οδηγώντας σε αστάθεια. Χρησιμοποίηση μεγαλύτερων χρονικών σταθερών T είναι αναποτελεσματική, γιατί ενώ η επίδραση μεταβατικής κατάστασης της γραμμής ελαττώνεται, οι πόλοι στην χαμηλή συχνότητα λόγω του ελέγχου P - f βρίσκονται πιο κοντά στην αρχή των αξόνων απαιτώντας μεγαλύτερες τιμές  $K_{ph}$  για συγκεκριμένες προδιαγραφές απόκρισης. Θα πρέπει λοιπόν στις τιμές που προκύπτουν με βάση το κριτήριο για την μέγιστη υπερύψωση και τον χρόνο αποκατάστασης που τέθηκε για  $R = 0, X \neq 0$  ή  $R \neq 0, X \neq 0$  όταν αμελούνται τα μεταβατικά του δικτύου, να εφαρμοστεί ένας περιορισμός με βάση την αποδεκτή απόσβεση της ταλάντωσης υψηλής συχνότητας. Αναφέρεται τέλος ότι αν το σύστημα αρχικά είναι ασταθές, είτε λόγω μεγάλης τιμής του συντελεστή  $k_p$  ή μικρής τιμής Z, όταν X > R, η ευστάθεια αποκαθίσταται με μεταβολή της γωνίας αναλογικά με την ισχύ, αλλά η απόκριση δεν επιδέχεται συγκεκριμένες προδιαγραφές μόνο με την αντιστάθμιση αυτή.

## 7.10 Αναφορές

- [1] C. L. Phillips, R. D. Harbor, Feedback Control Systems, Prentice Hall, 4th Edition 2000.
- [2] B. C. Kuo, F. Colnaraghi, Automatic Control Systems, J. Willey & Sons, 8<sup>th</sup> Edition 2003.
- [3] F. M. Hughes, *Turbogenerators Dynamics & Control,* UMIST Lecture notes 1999-2000.
- [4] T. Van Cutsem, C. Vournas, Voltage Stability of Electric Power Systems, Kluwer Academic Press, Boston 1998.
- [5] A. Engler, "Applicability of droops in low voltage grids", DER Journal 2005
- [6] A. Tuladhar, H. Jin, T. Unger, K. Mauch, "Control of parallel inverters in distributed AC power systems with consideration of AC line impedance effect", *IEEE Trans. Ind. Applications*, Vol. 36, No 1, pp 131-137, Jan./Feb. 2000.
- [7] Πρότυπο ΕΛΟΤ HD 380, Απαιτήσεις για ηλεκτρικές εγκαταστάσεις, 2002
- [8] E. A. A. Coelho, P. C. Cortizo, P. F. D. Garcia, "Small signal stability for single phase inverter connected to stiff AC system", IEEE IAS Annual Meeting, Oct. 1999, pp 2180-2187.
- [9] E. A. A. Coelho, P. C. Cortizo, P. F. D. Garcia, "Small signal stability for parallel connected inverters in stand alone AC supply systems", *IEEE Trans. Ind. Applications*, Vol. 38 No 2, pp 533-542, Mar./Apr. 2002.
- [10] K. De Brabandere, "Voltage and Frequency droop control in Low Voltage grids by distributed generators with inverter front - end", PhD dissertation, Leuven Univ., Belgium 2006.
- [11] "MICROGRIDS Large Scale Integration of Micro-Generation to Low Voltage Grids", EU Contract ENK5-CT-2002-00610, Technical Annex, May 2002, also at http://microgrids.power.ece.ntua.gr
- [12] A. Engler, "Control of battery inverters in modular and expandable island grids." (In German), *PhD dissertation, Univ. Kassel*, Germany 2001.
- [13] R. C Dorf, R. H. Bishop, *Modern Control Systems*, Addison Wesley Longman, 8<sup>th</sup> Edition, 1998.

# Κεφάλαιο 8

## ΕΠΕΚΤΑΣΗ ΤΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ – ΜΗ ΓΡΑΜΜΙΚΑ ΦΟΡΤΙΑ

## 8.1 Εισαγωγή

Στα προηγούμενα κεφάλαια διερευνήθηκε η δυνατότητα χρησιμοποίησης του ελέγχου P – f, Q – V για τον παραλληλισμό των αντιστροφέων των μονάδων που έχουν ελεγχόμενη παραγωγή. ώστε να μπορεί να δημιουργηθεί, όταν χρειαστεί, ένα απομονωμένο σύστημα. Ένας σημαντικός παράγοντας που μέχρι τώρα δεν αντιμετωπίστηκε, είναι η παροχή ισχύος σε μη γραμμικά φορτία τα οποία ενδεχομένως να αποτελούν ένα επιπλέον χαρακτηριστικό του δικτύου Χ.Τ., όσον αφορά την σύνθεση του φορτίου. Πράγματι οι συσκευές της τελικής κατανάλωσης χρησιμοποιούν ολοένα και περισσότερο ηλεκτρονικό εξοπλισμό ισχύος, είτε γιατί είναι αναγκαία η τροφοδότησή τους με τάση DC, μεταβλητή τάση AC ή για την καλύτερη λειτουργία τους από άποψη απόδοσης και οικονομίας [1], [2]. Στην πρώτη κατηγορία ανήκουν όλες οι μηχανές γραφείου (PC, εκτυπωτές κλπ), τα τροφοδοτικά τηλεοράσεων, βίντεο και λοιπών συσκευών, οι φορτιστές, οι ρυθμιστές έντασης φωτισμού κλπ. Στην δεύτερη, οι λαμπτήρες χαμηλής κατανάλωσης με ηλεκτρονικά μπάλαστ, όλες οι συσκευές που χρησιμοποιούν έλεγχο στροφών των κινητήρων όπως κλιματιστικές συσκευές, αντλίες κλπ. Ο μέχρι τώρα προτεινόμενος έλεγχος αφορά μόνο την ενεργό και την άεργο ισχύ στην βασική συχνότητα, οπότε καλύπτει μόνο την περίπτωση των γραμμικών φορτίων. Αν δεν ληφθεί καμία μέριμνα, τότε είναι βέβαιο ότι η ποιότητα ισχύος στο σχηματιζόμενο σύστημα θα είναι χαμηλού επιπέδου, ενδεχομένως καθιστώντας την απομονωμένη λειτουργία αδύνατη. Έλεγχος προς την κατεύθυνση αυτή μπορεί να εξασφαλίσει τουλάχιστον ότι η ποιότητα ισχύος είναι εντός των αποδεκτών ορίων, αλλά και παραπέρα βελτίωση της. Μπορεί έτσι να δοθεί ένα παραπάνω κίνητρο για την απομονωμένη λειτουργία και κατ' επέκταση για τον σχηματισμό μικροδικτύων με την εγκατάσταση διεσπαρμένης παραγωγής [3]. Εκτός από την αδιάλειπτη παροχή ισχύος και η αποφυγή παραμόρφωσης στην παρεχόμενη τάση μπορεί να αποτελέσει λόγο αποσύνδεσης από το υπερκείμενο δίκτυο, εάν από εκεί προέρχεται το πρόβλημα. Για να βελτιωθεί η ποιότητα ισχύος, ο στόχος του ελέγχου πρέπει να είναι διττός. Αφενός μεν η παροχή των αρμονικών στα εν λόγω φορτία εξασφαλίζοντας καλή ποιότητα τάσης στο σύστημα, αλλά και αφετέρου ο επιμερισμός των αρμονικών μεταξύ των αντιστροφέων του συστήματος. Θα πρέπει δηλαδή οι αντιστροφείς να έχουν ενσωματωμένες ιδιότητες ενεργού φίλτρου, αλλά ταυτόχρονα και την δυνατότητα αυτές οι ιδιότητες να τίθενται σε λειτουργία παράλληλα ώστε οι αντιστροφείς να δρουν από κοινού για την παραλαβή των μη γραμμικών φορτίων του συστήματος.

## 8.2 Αρμονικές σε αυτόνομο σύστημα και δυνατότητες αντιστάθμισης

Οι μέχρι τώρα εφαρμογές διεσπαρμένης παραγωγής αφορούν την σύνδεση μονάδων σε υπάρχον δίκτυο, όπου η κυματομορφή της τάσης είναι καθορισμένη. Ουσιαστικά ελέγχεται το ρεύμα που εκχέεται στο ζυγό σύνδεσης του οποίου η τάση υποστηρίζεται από το δίκτυο. Γιαυτό το ρεύμα της μονάδας θα πρέπει να είναι απαλλαγμένο κατά το δυνατόν από αρμονική παραμόρφωση ώστε να μην επιφέρει παραμόρφωση στις τάσεις του δικτύου. Έτσι η ποιότητα ισχύος, όσον αφορά την πηγή και τον μετατροπέα που την συνδέει, είναι θέμα ποιότητας ρεύματος και οι διάφοροι κανονισμοί που αφορούν την σύνδεση των μονάδων παραγωγής επιβάλουν τα όρια της αποδεκτής παραμόρφωσης του [4], [5], [6]. Σε ένα αυτόνομο σύστημα

όμως, οι ίδιες οι μονάδες θα πρέπει να δημιουργούν την τάση από την οποία παρέχονται τα ρεύματα που επιβάλλουν τα φορτία. Αφού η τάση είναι η ελεγχόμενη παράμετρος, η ποιότητά της αποτελεί και τον δείκτη της ποιότητας ισχύος της μονάδας. Όταν τα φορτία είναι μη γραμμικά, τότε ρεύματα αρμονικών συχνοτήτων που θα ρέουν διαμέσου των συνθέτων αντιστάσεων των γραμμών του δικτύου και των πηγών θα δημιουργούν παραμόρφωση της τάσης. Ο τρόπος με τον οποίο θα μοιράζονται μεταξύ των πηγών εξαρτάται από την θέση τους στο δίκτυο, γεγονός που επιπλέον μπορεί να οδηγήσει σε υπερφόρτιση των πηγών που παραλαμβάνουν μεγαλύτερο ποσό αρμονικών ρευμάτων δυσανάλογα με την ονομαστική τους δυναμικότητα σε σχέση με άλλες [7]. Μεγαλύτερο ρόλο στην παραμόρφωση της τάσης έχουν οι σύνθετες αντιστάσεις των πηγών, αφού σε ένα αυτόνομο σύστημα είναι πολύ μεγαλύτερες από αυτές των γραμμών ακόμα και των Μ/Σ αν υπάρχουν. Το πρόβλημα είναι γνωστό για κάθε αυτόνομο δίκτυο που εξυπηρετεί μεγάλο ποσοστό μη γραμμικών φορτίων, όπως για παράδειγμα η περίπτωση λειτουργίας ενός δικτύου με εφεδρική γεννήτρια ή η τροφοδότηση ενός δικτύου με κρίσιμα φορτία από UPS. Η παραμόρφωση της τάσης οφείλεται κυρίως στην μεγάλη τιμή της σύνθετης αντίστασης της γεννήτριας και στο φίλτρο εξόδου του αντιστροφέα του UPS [8]. Στην γεννήτρια για ταχείες μεταβολές εντός του εύρους μιας περιόδου μπορεί να ληφθεί η υπομεταβατική αντίδραση Χ', η οποία για τις εν λόγω μηχανές και για ισχύ μέχρι 500kVA είναι στα 50Hz μεταξύ 0.12 – 0.16 α.μ., περίπου δηλαδή τρεις με τέσσερις φορές η σύνθετη αντίσταση ενός Μ/Σ με την ίδια ισχύ. Το φίλτρο του UPS είναι δευτέρας τάξης και η σύνθετη αντίσταση του εξαρτάται από την θέση της συχνότητας συντονισμού. Αρμονικά ρεύματα που το φορτίο απορροφά κοντά στην περιοχή συντονισμού, θα δημιουργούν μεγάλες αρμονικές συνιστώσες στην τάση των ακροδεκτών υπερτιθέμενες στην θεμελιώδη. Φορτία που συνδέονται παράλληλα στους ακροδέκτες των δύο αυτών πηγών, θα επηρεάζονται δυσμενώς από την παραμορφωμένη τάση. Αντίθετα, κατά την σύνδεση στο δίκτυο μιας ηλεκτρικής εταιρείας υπό κανονικές συνθήκες. δηλαδή όχι μεγάλες αποστάσεις που καθιστούν την σύνδεση ασθενή, η ροή αρμονικών ρευμάτων διαμέσου της αντίστασης βραχυκύκλωσης δεν αναμένεται να δημιουργεί σοβαρό πρόβλημα στην τάση του σημείου σύνδεσης.

Στο σχ. 8.1 δίνονται σχηματικά οι δύο περιπτώσεις, πηγής συνδεδεμένης σε δεδομένη τάση δικτύου, η οποία ενδέχεται να έχει παραμόρφωση (σχ. 8.1α) και απομονωμένης πηγής που τροφοδοτεί φορτία μη γραμμικά (σχ. 8.1β). Συγκεκριμένα για μια πηγή που συνδέεται μέσω αντιστροφέα, *E* είναι η τάση που παράγει ο αντιστροφέας και *Z* η αντίσταση του φίλτρου εξόδου. Αντίθετα με την σύνδεση πηγής σε άπειρο δίκτυο, γενικά η περίπτωση μιας πηγής που διεγείρει ένα αυτόνομο δίκτυο, όπως ενός αντιστροφέα πηγής τάσης, δεν μπορεί να αποτυπωθεί αποκλειστικά με μία πηγή τάσης που συνδέεται μέσω του φίλτρου *L* – *C* – *L* ή *L* – *C* καθορίζοντας έτσι το προς έλεγχο σύστημα, αφού ακολουθούν οι γραμμές και τα φορτία του δικτύου μέρος του οποίου αποτελεί και το φίλτρο. Μπορεί όμως για τους σκοπούς του ελέγχου, να θεωρηθεί σαν ένα σύστημα δεύτερης ή τρίτης τάξης, ανάλογα με την σύνθετη αντίσταση *Z*, με μια επιβαλλόμενη δίαταραχή ρεύματος από το υπόλοιπο δίκτυο όπως φαίνεται στο σχ. 8.1β.



Σχ. 8.1: (α) Ισοδύναμο πηγής σε δίκτυο με παραμορφωμένη τάση (β) Ισοδύναμο πηγής σε απομονωμένο σύστημα με μη γραμμικά φορτία.

Με 1 και *h* συμβολίζονται η θεμελιώδης και η αρμονική συνιστώσα. Όταν ο αντιστροφέας παράγει μόνο θεμελιώδη τάση, δηλαδή  $E = E_1$  τότε στην περίπτωση 8.1α οποιαδήποτε συνιστώσα  $V_h$  υπάρχει στους ακροδέκτες θα δημιουργεί αρμονικό ρεύμα  $I_h = V_h/Z$ ,  $Z = Z_h$ , ενώ στην περίπτωση 8.1β το αρμονικό ρεύμα του φορτίου  $I_h$  θα δημιουργεί αρμονική τάση

#### Κεφαλαίο 8

 $V_h = I_h Z$ ,  $Z = Z_h$ . Στην πρώτη περίπτωση ο έλεγχος θα πρέπει να δρα έτσι ώστε  $I_h = 0$ , δηλαδή  $Z_h = \infty$ , ρυθμίζοντας ανάλογα την παραγόμενη τάση E [6]. Στην δεύτερη θα πρέπει  $V_h = 0$ , δηλαδή  $Z_h = 0$  ρυθμίζοντας την E. Ο απλούστερος τρόπος ελέγχου θα ήταν με πρόσω τροφοδότηση των  $V_h$ , ή  $I_h$ , που προκαλούν το πρόβλημα, έτσι ώστε ο αντιστροφέας να παράγει τάση εξόδου  $E = E_1 + E_h$  με  $E_h = V_h$  ή  $E_h = I_h Z_h$  κατά περίπτωση. Για την περίπτωση 8.1β με την θεωρούμενη φορά του ρεύματος θα πρέπει  $E_h = -I_h Z_h$ . Ο πιο αποτελεσματικός τρόπος θα ήταν ο έλεγχος με ανατροφοδότηση του δημιουργούμενου ρεύματος ή τάσης και ρύθμιση της E, έτσι ώστε I ή V να έχουν μόνο την θεμελιώδη συνιστώσα.

Από τα παραπάνω διαφαίνεται η μεθοδολογία ελέγχου που μπορεί να ακολουθηθεί για την περίπτωση του αυτόνομου συστήματος που μας ενδιαφέρει. Κατά πρώτο λόγο, ο έλεγχος της τάσης εξόδου V σε κλειστό βρόχο ώστε να εξαλειφθεί η συνιστώσα  $V_h$  και ο αντιστροφέας από τους ακροδέκτες του να παρουσιάζει  $Z_h = 0$ . Για το σκοπό αυτό θα πρέπει ο αντιστροφέας να παράγει σε σειρά με την  $E_1$  και μια τάση  $E_h$  τέτοια ώστε η δημιουργούμενη  $V_h$  να μηδενίζεται, λειτουργώντας έτσι σαν εν σειρά ενεργό φίλτρο. Επιπρόσθετα, η πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος διαταραχής που επιβάλλει το φορτίο, παρέχει μια επιπλέον δυνατότητα για την εξάλειψη της  $V_h$  αλλά και για τον επιμερισμό του φορτίου μεταξύ των αντιστροφέων που συμμετέχουν στο σύστημα. Θα πρέπει επίσης να παρατηρηθεί στο σημείο αυτό, η σημασία που έχει η διακοπτική συχνότητα στην εφαρμογή της μεθόδου, καθώς η μεγάλη τιμή της επιτρέπει την δημιουργία αρμονικών συνιστωσών στην τάση που παράγει ο αντιστροφέας δίνοντας την δυνατότητα να εξαλειφθούν οι αρμονικές της τάσης των ακροδεκτών.

Στο σχ. 8.2α φαίνεται το φίλτρο εξόδου του αντιστροφέα με επιβαλλόμενο ρεύμα  $I_2$  στους ακροδέκτες και την τάση βραχυκυκλωμένη για τον υπολογισμό της αντίστασης του. Η αντίσταση του φίλτρου θα είναι  $Z_f = V_2/I_2 = Y_{22}^{-1}$ , όπου  $Y_{22}$  η σύνθετη αγωγιμότητα διέγερσης  $Y_{22} = \langle I_2/V_2 \rangle_{V_c=0}$ .



Σχ. 8.2: (α) Εκτίμηση αντίστασης εξόδου αντιστροφέα. (β) Υλοποίηση του προτεινόμενου ελέγχου με εξαρτημένη πηγή τάσης από το ρεύμα της διαταραχής ή την τάση ακροδεκτών.

Στο σχ. 8.3α και β φαίνεται η αντίσταση του φίλτρου του μονοφασικού αντιστροφέα S=3530kVA με τις τιμές R, L, C του πίνακα 6.2 του Κεφ. 6 οι οποίες είχαν καθοριστεί με βάση συγκεκριμένες απαιτήσεις για ομοπολική έναυση με διακοπτική συχνότητα 20kHz. Στο 8.3α τυπώνεται η αντίσταση όταν η απόσβεση  $|I_{50}|/|I_h|$ της πρώτης κυρίαρχης αρμονικής σε σχέση με την θεμελιώδη είναι 80db και στο 8.3β όταν είναι 70db. Με συνεχή γραμμή είναι η αντίσταση όταν χρησιμοποιείται μικρή τιμή του πυκνωτή και μεγάλη τιμή αυτεπαγωγής (λόγος  $|I_0|/|I_{ov}|$  ρεύματος εν κενώ λειτουργίας προς το ονομαστικό είναι 2%) και με διακεκομμένη γραμμή όταν συμβαίνει το αντίθετο δηλαδή αυξάνομε την τιμή του πυκνωτή και μειώνομε την τιμή της αυτεπαγωγής ( $|I_0|/|I_{ov}| = 5\%$ ). Σε όλες τις περιπτώσεις, για την περιοχή των αρμονικών ρευμάτων που αναμένονται από τα συνήθη μη γραμμικά φορτία, η τιμή της αντίστασης είναι σημαντική οπότε η παραμόρφωση της τάσης των ακροδεκτών θα είναι μεγάλη. Όπως είχε σημειωθεί στο Κεφ. 6 η συχνότητα αποκοπής θα πρέπει να είναι τόσο μικρή όσο χρειάζεται για να έχομε ικανοποιητική απόσβεση, ώστε οι πόλοι της  $Z_f$  να μην βρίσκονται κοντά στην περιοχή χαμηλών αρμονικών



Σχ. 8.3: Αντίσταση φίλτρου αντιστροφέα S=3530 (α) Με απόσβεση 80db (β) Με απόσβεση 70db

που περιμένομε στο δίκτυο. Η υψηλή διακοπτική συχνότητα ευνοεί το σκοπό αυτό. Επιπλέον, όπως είχε αναφερθεί για την ελάττωση της επίπτωσης ασύμμετρων ρευμάτων βασικής συχνότητας στους τριφασικούς αντιστροφείς, έτσι και για τις χαμηλές αρμονικές του δικτύου, είναι προτιμότερο για δεδομένη επιθυμητή απόσβεση να αυξάνομε την τιμή του πυκνωτή μειώνοντας την τιμή της αυτεπαγωγής. Τα παραπάνω είναι φανερά στα σχ. 8.3α και β, όπου καθώς η απαιτούμενη απόσβεση μειώνεται και καθώς η τιμή της απόσβεσης επιτυγχάνεται με αυξημένη χωρητικότητα η αντίσταση του φίλτρου ελαττώνεται. Γεγονός πάντως είναι ότι η αντίσταση του φίλτρου έχει μεγάλες τιμές σε κάθε περίπτωση, οπότε τα προηγούμενα απλώς μπορούν να μετριάσουν τις συνέπειες όταν εφαρμοστούν κατά τον σχεδιασμό του φίλτρου. Η σημασία του σχεδιασμού του φίλτρου σε σχέση με τα φορτία ενός αυτόνομου δικτύου που τροφοδοτεί ο αντιστροφέας έχει από παλιά τονιστεί [8], [9].

## 8.3 Ανάλυση και σχεδιασμός του ελέγχου

## 8.3.1 Έλεγχος με ανάδραση της τάσης και πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος

Στο σχ. 8.2β δείχνεται η υλοποίηση των προτεινόμενων τρόπων ελέγχου, όπου ο αντιστροφέας παράγει μια τάση επιπλέον της θεμελιώδους, η οποία παριστάνεται με μία εξαρτημένη πηγή τάσης. Η ανεξάρτητη πηγή τάσης που παράγει ο αντιστροφέας στην θεμελιώδη συχνότητα θα μπορούσε να σχεδιαστεί σε σειρά με την εξαρτημένη πηγή, αλλά επειδή ο έλεγχος αφορά μόνο τις αρμονικές της θεμελιώδους, για αυτό παραλείπεται. Θεωρούμε πρώτα πηγή εξαρτώμενη από ρεύμα  $V = DI_2$ , D = D(s). Στο σχ. 8.4 έχει σχεδιαστεί το ισοδύναμο Thevenin στους ακροδέκτες,

όπου  $Z_1 = L_1 s + R_1$ ,  $Z_2 = L_2 s + R_2$ ,  $Z_c = 1/Cs$  και επίσης  $Z_0 = Z_c / (Z_1 + Z_c) = 1 / (L_1 C s^2 + R_1 C s + 1)$ .

Η τάση ακροδεκτών χωρίς έλεγχο είναι  $V_2 = Z_f I_2 = (Z_2 + Z_1 Z_0) I_2$ . Η  $Z_f$ , η τιμή της οποίας τυπώθηκε προηγουμένως για τον μονοφασικό αντιστροφέα με *S=3530kVA* στα διαγράμματα των σχ. 8.2 και 8.3, είναι:

$$Z_{f} = \frac{L_{1}L_{2}Cs^{3} + (R_{1}L_{2} + R_{2}L_{1})Cs^{2} + (R_{1}R_{2}C + L_{1} + L_{2})s + R_{1} + R_{2}}{L_{1}Cs^{2} + R_{1}Cs + 1}$$
(8.1)

Από το σχ. 8.2β ή από το ισοδύναμο Thevenin φαίνεται ότι η τάση των ακροδεκτών μετά την εφαρμογή της εξαρτημένης πηγής θα είναι:

$$V_{2} = \left(Z_{2} + \frac{Z_{1}Z_{c}}{Z_{1} + Z_{c}}\right)I_{2} + D\frac{Z_{c}}{Z_{1} + Z_{c}}I_{2} = Z_{2}I_{2} + \left(Z_{1}Z_{0} + DZ_{0}\right)I_{2}$$
(8.2)

Με την επιλογή  $D = -Z_1$ , η τάση  $V_2$  στην (8.2) θα μπορούσε να γίνει  $V_2 = Z_2I_2$ . Στην πραγματικότητα όμως πρόκειται για μια εκτίμηση της  $Z_1$ , δηλαδή  $D = -\hat{Z}_1$ , όπου η  $\hat{Z}_1$  είναι εκτιμώμενη τιμή, και η τάση  $V_2$  μπορεί να γραφεί  $V_2 = Z_2I_2 + Z_0(Z_1 - \hat{Z}_1)I_2$ .



Σχ. 8.4: Ισοδύναμο Thevenin στους ακροδέκτες.

#### Κεφαλαίο 8

Αν θεωρήσομε την πηγή εξαρτώμενη από τάση  $V = -KV_2$ , K = K(s), όπου έχει ληφθεί αρνητική ανάδραση, τότε από το σχ. 8.2β ή από το ισοδύναμο Thevenin, προκύπτει ότι η τάση στους ακροδέκτες θα είναι:

$$V_{2} = \left(Z_{2} + \frac{Z_{1}Z_{c}}{Z_{1} + Z_{c}}\right)I_{2} / \left(1 + K\frac{Z_{c}}{Z_{1} + Z_{c}}\right) = \frac{Z_{f}}{1 + KZ_{0}}I_{2}$$
(8.3)

Προφανώς όσο μεγαλύτερη γίνεται η τιμή του Κ για ορισμένο εύρος συχνοτήτων τόσο η αντίσταση του φίλτρου στο εύρος αυτό ελαττώνεται.

Θεωρώντας εξαρτημένη πηγή με συνδυασμό και των δύο:  $V = -KV_2 + DI_2$  τότε:

$$V_2 = \frac{Z_2 + Z_1 Z_0 + DZ_0}{1 + K Z_0} I_2$$
(8.4)

Δύο δυνατότητες δημιουργούνται με την (8.4). Η μία είναι η χρησιμοποίηση της πρόσω τροφοδότησης της διαταραχής ως πρόσθετο μέσο για την εξάλειψη της  $V_2$ , ελαττώνοντας τον αριθμητή όπως περιγράφηκε προηγουμένως στην (8.2). Θα μπορούσε να επιλεγεί  $D = -\hat{Z}_1$ οπότε η (8.4) γίνεται:

$$V_2 = \frac{Z_2 + Z_1 Z_0 - \hat{Z}_1 Z_0}{1 + K Z_0} I_2$$
(8.5)

Στο σχ. 8.5 παρουσιάζονται τα διαγράμματα βαθμίδων του ελέγχου με ανάδραση της τάσης εξόδου και με πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος. Με διακεκομμένη γραμμή είναι το σύστημα χωρίς την εισαγωγή του ελέγχου. Για την πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος έχει τεθεί  $D = -\hat{Z}_1$ . Στο διάγραμμα 8.5α το ρεύμα εμφανίζεται ως διαταραχή και επειδή ο έλεγχος αφορά μόνο τις αρμονικές της τάσης ακροδεκτών και την απαλοιφή τους, είναι  $V_{ref} = 0$ . Η θεμελιώδης συνιστώσα της τάσης ελέγχεται, όπως μέχρι τώρα έχει αναπτυχθεί, αναλογικά με τους συντελεστές  $k_p, k_q$ . Για τον λόγο αυτό, στα διαγράμματα 8.5 θεωρείται ότι η θεμελιώδης συνιστώσα (της οποίας η συχνότητα συνεχώς μεταβάλλεται) αφαιρείται από την τάση και το ρεύμα μετά την μέτρηση τους. Έτσι το 8.5α μπορεί να σχεδιαστεί όπως στο 8.5β όπου η διαταραχή εμφανίζεται πλέον ως είσοδος και το αρχικό σύστημα πριν την εισαγωγή του ελέγχου έχει παρασταθεί ως  $V_2 = Z_f I_2 = (Z_2 + Z_1 Z_0) I_2$ .

Τα διαγράμματα 8.5γ και δ αφορούν την περίπτωση που δεν αντισταθμίζομε την πτώση τάσης  $\Delta V_{z_2}$  πάνω στην  $Z_2$ , ελέγχοντας την τάση του πυκνωτή αντί για την  $V_2$ .

Η δεύτερη δυνατότητα προκύπτει από την (8.4) αν τεθεί D = Kd, d = d(s). Τότε  $V = K(-V_2 + dI_2)$  και η K(s) μεταφέρεται στον απευθείας κλάδο του κλειστού βρόχου. Η (8.4) τότε γίνεται:

$$V_2 = \frac{Z_2 + Z_1 Z_0}{1 + K Z_0} I_2 + \frac{K Z_0}{1 + K Z_0} dI_2$$
(8.6)

Ενώ όσο η τιμή του *K* αυξάνεται τόσο η αρχική σύνθετη αντίσταση  $Z_f = Z_2 + Z_1 Z_0$  θα μειώνεται, ταυτόχρονα η τάση εξόδου  $V_2$  θα γίνεται ίση με  $dI_2$ . Η πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος διαταραχής χρησιμοποιείται για την δημιουργία μιας νέας αναφοράς, αντί για την παραπέρα μείωση της σύνθετης αντίστασης του φίλτρου. Ο σκοπός δηλαδή είναι η μείωση, όσο είναι δυνατόν, της αντίστασης του φίλτρου και η αντικατάστασή της από μια τεχνητή αντίσταση μέσω της πρόσω τροφοδότησης του ρεύματος. Η νέα αντίσταση μπορεί να έχει χαρακτηριστικά

#### Κεφαλαίο 8

καθαρής αντίστασης, αντίδρασης ή και των δύο ανάλογα με την επιλογή της *d*(s). Το διάγραμμα ελέγχου διαμορφώνεται όπως στο σχ. 8.6.



Σχ. 8.5: Διαγράμματα ελέγχου με βάση την (8.5).

Στο διάγραμμα του σχ. 8.6 έχει εξαιρεθεί από τον έλεγχο η θεμελιώδης συνιστώσα. Για το λόγο αυτό έχει τεθεί για την αρχική αναφορά  $V_{ref} = 0$ , όπως στο σχ. 8.5. Η εν λόγω μέθοδος έχει προταθεί για τον έλεγχο μονοφασικών αντιστροφέων, συμπεριλαμβάνοντας μάλιστα και την θεμελιώδη συνιστώσα [10], [11], [12]. Βασικό πλεονέκτημα της είναι η ευχέρεια που παρέχει στον επιμερισμό του αρμονικού φορτίου. Η επιτυχία της μεθόδου εξαρτάται από το πόσο χαμηλά μπορεί να μειωθεί η αντίσταση του φίλτρου ώστε η νέα τιμή *d* που την αντικαθιστά να μπορεί να λάβει τιμή πολύ μικρότερη σε σχέση με την αρχική *Z*<sub>ε</sub>.

Στην παρούσα εργασία ακολουθείται η μέθοδος της (8.5) και των διαγραμμάτων του σχ. 8.5 για λόγους που θα εξηγηθούν στην πορεία της ανάλυσης.



Σχ. 8.6: Διαγράμματα ελέγχου με βάση την (8.6).

## 8.3.2 Έλεγχος της τάσης με αναλογικό και διαφορικό όρο

Όταν η πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος χρησιμοποιείται για την απόρριψη της διαταραχής, επενεργεί μόνο στην τάση του πυκνωτή, η οποία χωρίς τον έλεγχο είναι:

$$V_c = Z_1 Z_0 I_2 = \frac{L_1 s + R_1}{L_1 C s^2 + R_1 C s + 1} I_2$$
(8.7)

Μόνο με τροφοδότηση της διαταραχής του ρεύματος χωρίς να εφαρμοστεί ανάδραση, όπως δηλαδή στην (8.2), θα είναι:

$$V_{c} = \frac{L_{1}s + R_{1} + D(s)}{L_{1}Cs^{2} + R_{1}Cs + 1}I_{2}$$
(8.8)

Αν υποτεθεί ότι  $D(s) = -\hat{Z}_1$  τότε θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί και φίλτρο για την αποφυγή θορύβου οπότε:

$$D(s) = -\frac{\hat{L}_{1}s}{1+sT} - \hat{R}_{1}$$
(8.9)

με  $\hat{L}_1$ ,  $\hat{R}_1$  τις εκτιμώμενες τιμές αυτεπαγωγής και αντίστασης. Επειδή οπωσδήποτε θα απαιτηθεί φίλτρο, αλλά και επειδή η παρασιτική αντίσταση του πηνίου δεν είναι δυνατόν να εκτιμηθεί επαρκώς, διότι θα αλλάζει με την θερμοκρασία κατά την λειτουργία, η τάση  $V_c$  δεν είναι δυνατόν να μηδενιστεί και θα εξακολουθεί η τιμή της να εξαρτάται από την δευτέρας τάξης συνάρτηση μεταφοράς  $Z_0$ . Έτσι η πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος δεν είναι πολύ αποτελεσματική ώστε να χρησιμοποιηθεί ως αποκλειστική μέθοδος ελέγχου. Αντίθετα, με την ανάδραση της τάσης των ακροδεκτών, είναι προφανές από την (8.3) και το διάγραμμα του σχ. 8.5 ότι επιχειρείται η αντικατάσταση των πόλων της  $Z_0$ , από τους πόλους της συνάρτηση μεταφοράς  $1/(1+KZ_0)$ , η οποία είναι:

$$\frac{1}{1+KZ_0} = \frac{L_1 C s^2 + R_1 C s + 1}{L_1 C s^2 + R_1 C s + K(s) + 1}$$
(8.10)

Av η K(s)είναι μόνο μια σταθερά  $K(s) = k_p$ , τότε είναι σαφές ότι ενώ πράγματι η αντίσταση θα μειώνεται όσο η σταθερά αυξάνει, ταυτόχρονα η απόκριση θα έχει ταλάντωση σε ολοένα και μεγαλύτερη συχνότητα και με μικρότερη απόσβεση. Βέβαια αν θεωρηθεί και το φίλτρο απόρριψης της συνιστώσας των 50*Hz*, τότε εισάγεται απόσβεση στο σύστημα οπότε μπορούμε να καταφέρομε μέχρι κάποια μικρή τιμή του  $k_p$ μόνο η συχνότητα ταλάντωσης να αυξάνει ενώ η απόσβεση να διατηρείται στα ίδια περίπου επίπεδα. Από τα όσα περιγράφηκαν στο Κεφ. 6, για φίλτρο απόρριψης μπορούμε να χρησιμοποιήσομε είτε notch φίλτρο στα 50*Hz* ή το συντονισμένο ζωνοπερατό φίλτρο  $k_1s/(s^2 + k_1s + \omega_0^2)$  ώστε να εξάγομε και στην συνέχεια να αφαιρούμε από το σήμα μέτρησης την συνιστώσα των 50*Hz*. Έτσι η *K* στην (8.10) θα είναι  $K = K(s)(s^2 + \omega_0^2)/(s^2 + 2ζω_0 s + \omega_0^2)$  ή  $K = K(s)(s^2 + \omega_0^2)/(s^2 + k_1 s + \omega_0^2)$  αντίστοιχα, με  $\omega_0 = 2\pi 50$ . Επειδή όμως μας ενδιαφέρει κυρίως η περιοχή συχνοτήτων από 150*Hz* έως 1*kHz*, γιατί εκεί θα είναι οι αναμενόμενες αρμονικές από τα συνήθη φορτία του δικτύου, θα πρέπει οι τιμές των ζ και  $k_1$  να μην είναι μεγάλες για να μην μεταβάλλονται το μέτρο και η φάση των
αρμονικών αυτών κατά την ανάδραση τους. Γενικά από δοκιμές προκύπτει ότι θα πρέπει  $\zeta \leq 0.2$ ,  $k_1 \leq 125$ , οπότε η δυνατότητα εισαγωγής απόσβεσης από τα φίλτρα είναι περιορισμένη.

Για την παρακάτω ανάλυση χρησιμοποιούνται οι τιμές του φίλτρου του μονοφασικού αντιστροφέα S=3530kVA που από τον πίνακα 6.2 του Κεφ. 6 δίνουν απόσβεση 70db με  $|I_{ov}| = 5\%$  (διακεκομμένη γραμμή στο σχ. 8.3β). Με αντικατάσταση της (8.1) και της (8.10) στην (8.3) παίρνομε την αντίσταση η οποία τυπώνεται για  $k_p = 2$  με συνεχή γραμμή στο σχ. 8.7. Έχει συμπεριληφθεί και το φίλτρο απόρριψης με  $\zeta = 0.2$ . Με εστιγμένη γραμμή έχει τυπωθεί η αντίσταση χωρίς έλεγχο από την (8.1). Ενώ για  $k_p = 2$  η απόσβεση δεν μειώνεται αισθητά παρότι η συχνότητα ταλάντωσης αυξάνει, αν επιχειρηθεί να αυξηθεί παραπέρα η  $k_p$  ( $k_p = 5$ ,  $k_p = 10$  με διακεκομμένη γραμμή στο διάγραμμα του σχ. 8.7) ώστε να πάρουμε κάποια σημαντική μείωση των αρμονικών της τάσης στην περιοχή που μας ενδιαφέρει (150Hz έως 1kHz), τότε η απόσβεση μειώνεται κατά πολύ.



Σχ. 8.7: Αντίσταση φίλτρου αντιστροφέα. Χωρίς έλεγχο (εστιγμένη). Ανάδραση με kp=2 και ζ=0.2 για το φίλτρο απόρριψης (συνεχής) και kp=5, 10 με ζ=0.2 (διακεκομμένες).

Για να μπορέσομε να χρησιμοποιήσομε μεγαλύτερες τιμές του  $k_p$ , θα πρέπει να εισάγομε απόσβεση στο σύστημα με προήγηση φάσης. Γενικά, όπως είναι ήδη φανερό – για παράδειγμα από το σχ. 8.7 όταν δεν υπάρχει έλεγχος (εστιγμένη γραμμή) – το σύστημα που δημιουργείται με την πηγή τάσης του αντιστροφέα και του φίλτρου του, έχει πολύ χαμηλή απόσβεση. Βέβαια όπως ειπώθηκε στην αρχή, η παραπάνω διάταξη σε αυτόνομο σύστημα δεν μπορεί στην πραγματικότητα να θεωρηθεί τρίτης τάξης L - C - L ή δευτέρας τάξης L - C, αφού ακολουθούν οι γραμμές και τα φορτία του δικτύου, όπου στην Χ.Τ. η αντίσταση κυριαρχεί οπότε η απόσβεση που δημιουργείται με του δημιουργείται με το διαταραχής ρεύματος (σχ. 8.1β), αντιστοιχεί στην πιο δυσμενή περίπτωση, αφού έτσι η απόσβεση είναι η μικρότερη δυνατή.

Προέρχεται μόνο από την αντίσταση του φίλτρου, η οποία με την συγκεκριμένη σχεδίαση που ακολουθήθηκε (Κεφ. 6), κυρίως οφείλεται στις απώλειες του Μ/Σ. Η περίπτωση όμως αυτή δεν μπορεί να αποκλειστεί. Για παράδειγμα αν οι αντιστροφείς των μονάδων δημιουργών του συστήματος βρίσκονται σε κοντινή απόσταση, οπότε συνδέονται μεταξύ τους και με τα φορτία με καλώδιο χαμηλής αντίστασης, το σχηματιζόμενο σύστημα θα έχει χαμηλή απόσβεση και συχνότητα ταλάντωσης που θα καθορίζεται από τα φίλτρα των αντιστροφέων [7], [13].

Ανατροφοδότηση επιπλέον και της παραγώγου της τάσης των ακροδεκτών, εκτός από το ότι θα επιτρέψει να αυξήσομε την σταθερά  $k_p$  μειώνοντας αισθητά τις αρμονικές της τάσης που επιβάλουν τα μη γραμμικά φορτία, θα βελτιώσει γενικά την μεταβατική απόκριση του αρχικά υποαποσβενόμενου συστήματος. Με  $K(s) = k_p + k_d s$  η  $1/(1 + KZ_0)$  των (8.10) και (8.3) γίνεται:

$$\frac{1}{1+KZ_0} = \frac{L_1 C s^2 + R_1 C s + 1}{L_1 C s^2 + (R_1 C + k_d) s + k_p + 1}$$
(8.11)

Θα πρέπει όμως να γίνει αποκοπή στις ψηλές συχνότητες:  $K(s) = k_p + k_d s/(1+sT)$ , αφενός για να μην εισάγεται θόρυβος στο σύστημα ελέγχου και αφετέρου για να αποφευχθεί η ενίσχυση και επιστροφή όλων των αρμονικών υψηλών συχνοτήτων λόγω διακοπτικής λειτουργίας, οι οποίες υπάρχουν αποσβεσμένες στην τάση εξόδου. Τέτοιες συνιστώσες επιβαλλόμενες στο ημιτονοειδές σήμα διαμόρφωσης, αν και έχουν συχνότητα πολύ μεγαλύτερη από την διακοπτική, θα δημιουργήσουν πρόβλημα σε περίπτωση που αποκτήσουν μεγάλο πλάτος. Τελικά ο αντισταθμιστής στην ανάδραση θα είναι ένας όρος προήγησης:  $k_p (1+sT_1)/(1+sT)$ .

Στο σχ. 8.8 τυπώνονται οι αντιστάσεις χωρίς έλεγχο, με ανάδραση K = 10 (διακεκομμένη γραμμή) και K = 10(1 + s1e - 5)/(1 + s1e - 6) (συνεχής γραμμή), όπου φαίνεται ότι ο συντονισμός εξαλείφεται.

Φυσικά καλύτερα από το να παραγωγίζομε την τάση εξόδου, θα ήταν αν μπορούσαμε να πάρομε με μέτρηση το ζητούμενο σήμα, μετρώντας κάποιο άλλο μέγεθος που αντιστοιχεί στην παράγωγο της τάσης. Όμως αν ελέγχομε την τάση V<sub>2</sub>, συμπεριλαμβάνοντας δηλαδή και την Z<sub>2</sub> στην σύνθετη αντίσταση που πρέπει να ελαττωθεί, όπως στην μέχρι τώρα ανάλυση, αναγκαστικά θα

πρέπει η ανάδραση να περιλαμβάνει τις V2 και V2.

Εναλλακτικά, μπορούμε να παραλείψομε την  $Z_2$  από την  $Z_f = Z_2 + Z_1 Z_0$  και να ελέγχομε αντί για την  $V_2$  την τάση του πυκνωτή  $V_c$ , έχοντας στόχο την μείωση της αντίστασης  $Z_f = Z_1 Z_0$  του φίλτρου L - C. Το αντίστοιχο διάγραμμα ελέγχου έχει ήδη τροποποιηθεί στα σχ. 8.5γ και δ. Έτσι

θα παίρνομε την ανάδραση των V<sub>c</sub>, V<sub>c</sub>, οπότε αντί για την παράγωγο της τάσης μπορούμε να

μετράμε το ρεύμα του πυκνωτή  $I_c = CV_c$ , αποφεύγοντας την εισαγωγή θορύβου. Το πρόβλημα βέβαια της επιστροφής ενισχυμένων των υψηλών συχνοτήτων διακοπτικής λειτουργίας της τάσης παραμένει. Για να διατηρούνται οι ίδιοι συντελεστές  $k_p$ ,  $k_d$  όπως προηγουμένως, το σήμα ανάδρασης θα είναι  $k_pV_c + (k_d/C)I_c$  και έτσι η (8.11) παραμένει αμετάβλητη. Αν επιπρόσθετα χρησιμοποιηθεί και το φίλτρο για τις ψηλές συχνότητες της διακοπτικής λειτουργίας, τότε θα είναι:  $k_pV_c + (k_d/C)I_c/(1+sT)$ . Ο έλεγχος με ανάδραση του ρεύματος του πυκνωτή είναι ένας από τους τρόπους που έχουν εξεταστεί για τον έλεγχο της τάσης των *UPS* [14] – [17]. Εκεί με την ανατροφοδότηση διαφόρων μεταβλητών κατάστασης, όπως του ρεύματος του πηνίου ή του πυκνωτή του φίλτρο εξόδου L - C, ελέγχεται η κυματομορφή της τάσης εξόδου ώστε να είναι ανεπηρέαστη από απότομες μεταβολές του φορτίου και από μη γραμμικά φορτία, πέρα από την εξασφάλιση στην μόνιμη κατάσταση της *rms* τιμής της τάσης και της συχνότητάς της.



Σχ. 8.8: Αντίσταση φίλτρου αντιστροφέα. Χωρίς έλεγχο (εστιγμένη). Ανάδραση με K(s)=10(1+s1e-5)/(1+s1e-6) και ζ=0.2 για το φίλτρο απόρριψης (συνεχής) και kp=10 με ζ=0.2 (διακεκομμένη).

Για την συνέχεια της ανάλυσης δεν έχει σημασία, από την άποψη της εξέτασης με προσομοιώσεις των παραπάνω μεθόδων (8.2), (8.3) ή του συνδυασμού τους (8.4), το αν ελέγχομε την τάση  $V_2$  ή την τάση  $V_c$ , αφού δεν υπάρχει διαφορά αν στην προσομοίωση

χρησιμοποιείται ανάδραση του  $I_c$  ή της  $V_c$ . Ωστόσο πρακτικά, ο θόρυβος που μπορεί να εισέρχεται στον έλεγχο θα μειώνεται. Επίσης ο πυκνωτής δημιουργεί αδράνεια στην στιγμιαία μεταβολή της τάσης, ενώ αντίθετα η τάση  $V_2$  μπορεί να παρουσιάζει μεγάλη μεταβολή με το φορτίο. Είναι γιαυτό πιο λογικό να ελέγχομε την τάση  $V_c$  ως τάση εξόδου παρά την τάση  $V_2$ . Στην συνέχεια της ανάλυσης θεωρούμε το σύστημα δευτέρας τάξης L - C με μια διαταραχή ρεύματος.

### 8.3.3 Έλεγχος τάσης με ολοκληρωτή και τεχνητή σύνθετη αντίσταση με πρόσω τροφοδότηση ρεύματος

Η χρησιμοποίηση και ολοκληρωτικού όρου  $k_i/s$  στην ανάδραση της τάσης είναι αναποτελεσματική. Συγκεκριμένα στην περιοχή συχνοτήτων που μας ενδιαφέρει (150*Hz* έως 1*kHz*) οποιαδήποτε πρόσθετη μείωση που επιτυγχάνεται είναι αμελητέα, ενώ για μεγαλύτερες συχνότητες είναι ανύπαρκτη. Αυτό συμβαίνει γιατί ο ολοκληρωτής δίνει μεγάλο κέρδος στην μόνιμη κατάσταση μόνο σε *DC* σήματα και σε σήματα σχετικά χαμηλών συχνοτήτων, οπότε η συμβολή του σε περιοχή υψηλότερων συχνοτήτων είναι περιορισμένη. Μάλιστα για να υπάρξει αυτή η μικρή διαφορά σε μεγαλύτερες συχνότητες (πάνω από 50*Hz*) θα πρέπει ο συντελεστής  $k_i$  να έχει πολύ μεγάλη τιμή. Ομοίως, ο ολοκληρωτής δεν μπορεί να συμβάλει ούτε στην μεταβατική συμπεριφορά όταν πρόκειται για ταχείες μεταβολές του ελεγχόμενου μεγέθους, όπως εδώ.

Αντίθετα, για τους ίδιους λόγους ο ολοκληρωτής θα μπορούσε να επιτύχει μεγάλη μείωση στις αρμονικές της τάσης που δημιουργούνται από τα μη γραμμικά φορτία, αν αυτές κατά την ανάδρασή τους μετατρέπονταν πρώτα σε DC και κατόπιν ολοκληρώνονταν. Αυτό όμως απαιτεί η αντιστάθμιση της κάθε αρμονικής να γίνει ξεχωριστά, γιατί θα πρέπει καθεμία να εξαχθεί με φίλτρο από την μέτρηση της τάσης ώστε ακολούθως να μετατραπεί στο αντίστοιχο για αυτή σύγχρονο πλαίσιο αναφοράς, στο οποίο θα φαίνεται ως DC. Η μέθοδος μπορεί να εφαρμοστεί σε συμμετρικό τριφασικό σύστημα, όσον αφορά την πηγή και τα αρμονικά φορτία [18] – [21]. Δηλαδή για έλεγχο τριφασικού αντιστροφέα που πρέπει να τροφοδοτήσει εκτός των άλλων γραμμικών φορτίων – συμμετρικών ή ασύμμετρων – και συμμετρικά τριφασικά αρμονικά ρεύματα, όπως για παράδειγμα τριφασικούς ανορθωτές ή μονοφασικούς ανορθωτές συμμετρικά κατανεμημένους στις τρεις φάσεις. Για τους τελευταίους εξαιρούνται η τρίτη και τα πολλαπλάσιά της. Σε μια τέτοια περίπτωση δημιουργούμενες αρμονικές της τάσης, 5<sup>ης</sup>, 7<sup>ης</sup>, 11<sup>ης</sup>, 13<sup>ης</sup> κ.λ.π. τάξης, αφού θα μετατρέπονται στο αντίστοιχο αποσπαστούν φίλτρο, σύγχρονο πλαίσιο зц -5ω, 7ω, -11ω, 13ω, κ.λ.π. ανάλογα με την ακολουθίας τους και θα ολοκληρώνονται για να μετατραπούν και πάλι σε φασικές τιμές οι οποίες θα προστίθενται στο σήμα διαμόρφωσης. Η διάταξη φαίνεται στο σχ. 8.9α. Αν για την κάθε αρμονική h γίνει μετατροπή και ολοκλήρωση τόσο στο σύγχρονο πλαίσιο ω<sub>h</sub> όσο και στο -ω<sub>h</sub>, τότε αντιμετωπίζεται και η περίπτωση τροφοδότησης ασύμμετρων μη γραμμικών φορτίων [19]. Εξαιρούνται οι αρμονικές στην μηδενική ακολουθία, η ύπαρξη των οποίων μπορεί απλώς να ελαχιστοποιηθεί με την σύνδεση των μονοφασικών ανορθωτών μεταξύ δύο φάσεων. Για να εφαρμοστεί η μέθοδος και στην περίπτωση μονοφασικού αντιστροφέα, μπορεί για την κάθε αρμονική, συμπεριλαμβανομένης της τρίτης και των πολλαπλάσιων της, να εξαχθούν από την τάση οι V<sub>dh</sub>, V<sub>ab</sub> με την μέθοδο 4 η οποία περιγράφηκε

για την μέτρηση της ισχύος στο Κεφ. 6 και να μετατραπούν στο αντίστοιχο σύγχρονο πλαίσιο με την (6.7). Μετά την ολοκλήρωση, με αντίστροφο μετασχηματισμό η ποσότητα *a* θα προστίθεται στο σήμα διαμόρφωσης. Μια βελτιωμένη προσέγγιση βασίζεται στην χρησιμοποίηση του λεγόμενου συντονισμένου ολοκληρωτή  $k_1 s / (s^2 + \omega_h^2)$  [17], [19]. Ουσιαστικά είναι ένα ζωνοπερατό

φίλτρο στην συχνότητα ω<sub>h</sub> με μηδενική απόσβεση, το οποίο ισοδυναμεί με ολοκληρωτή για το εναλλασσόμενο σήμα με συχνότητα ω. Θα πρέπει απλώς να τοποθετηθούν ολοκληρωτές στην ανάδραση της τάσης, ο καθένας από τους οποίους θα είναι συντονισμένος στην αντίστοιχη αρμονική συχνότητα που θέλομε να εξαλείψομε. Το διάγραμμα της διάταξης φαίνεται στο σχ. 8.9β όπου χρησιμοποιείται μετατροπή στο σταθερό πλαίσιο. Πρακτικά δεν είναι δυνατόν να γίνει αυτό για κάθε αρμονική, γιατί θα χρειαζόταν ένα πλήθος ολοκληρωτών. Αρκεί να εξαλειφθούν μόνο ορισμένες από τις αρμονικές που συνήθως έχουν τα μεγαλύτερα πλάτη. Το ίδιο ισχύει και για την μέθοδο κατά την οποία χρησιμοποιείται μετατροπή στο σύγχρονο πλαίσιο (σχ. 8.9α). Επίσης επειδή κατά την υλοποίηση της παραπάνω διαδικασίας δημιουργείται καθυστέρηση στην φάση στις αρμονικές συχνότητες, έχει προταθεί η πρόσθεση προήγησης φάσης στην έξοδο του ολοκληρωτή κάθε αρμονικής [19]. Με τον συγκεκριμένο ολοκληρωτή αποφεύγεται η μετατροπή κάθε αρμονικής στο αντίστοιχο σύγχρονο πλαίσιο αλλά και οποιοδήποτε είδους φιλτράρισμα χρειάζεται για να πάρομε μια συγκεκριμένη αρμονική. Κατά συνέπεια η αντιστάθμιση με ολοκλήρωση μπορεί να εφαρμοστεί εύκολα και στον μονοφασικό αντιστροφέα, αλλά και για τις αρμονικές μηδενικής ακολουθίας στην περίπτωση του τριφασικού αντιστροφέα, αν αυτός διαθέτει και τέταρτο πόδι (τοπολογία IV σχ. 6.2) [20]. Έτσι καλύπτεται συνολικά και η περίπτωση τριφασικού αντιστροφέα ο οποίος τροφοδοτεί ασύμμετρη παραμόρφωση, που μπορεί να προέλθει από ανισοκατανομή μονοφασικών μη γραμμικών φορτίων, όπως είναι για παράδειγμα οι μονοφασικοί ανορθωτές, στις τρεις φάσεις του τριφασικού συστήματος [19]. Θα πρέπει τέλος να παρατηρηθεί ότι στην θέση του συντονισμένου ολοκληρωτή θα μπορούσε να χρησιμοποιηθεί το συντονισμένο ζωνοπερατό φίλτρο της (6.10) που χρησιμοποιήθηκε ήδη παραπάνω για την απόρριψη των 50*Hz*, αν πολλαπλασιαστεί με ένα μεγάλο συντελεστή  $k_2$ :  $k_2k_1s/(s^2 + k_1s + \omega_h^2)$ .

Η υλοποίηση του είναι ευκολότερη από τον συντονισμένο ολοκληρωτή, ο οποίος δίνει άπειρο κέρδος στην συχνότητα ω<sub>h</sub>.

Παρότι η ανατροφοδότηση με ολοκλήρωση των αρμονικών της τάσης μπορεί να εξαλείψει με την παραπάνω μεθοδολογία τις αρμονικές, δεν συνιστάται η χρησιμοποίησή τους στο αυτόνομο

σύστημα όπου συμμετέχουν πολλοί αντιστροφείς. Ο λόγος είναι ότι δημιουργούνται τα ίδια προβλήματα που αντιμετωπίζονται όταν μια πηγή, που ελέγχει ένα μέγεθος του συστήματος σε μια δεδομένη τιμή ανεξάρτητα από το φορτίο, πρέπει να παραλληλιστεί με άλλες πηγές που εφαρμόζουν τον ίδιο έλεγχο. Ένα παράδειγμα που εξετάστηκε στα προηγούμενα κεφάλαια είναι ο έλεγχος της συχνότητας και του μέτρου της τάσης που παράγουν οι αντιστροφείς με ολοκλήρωση επιπλέον του αναλογικού ελέγχου. Όποιες μικροδιαφορές υπάρχουν στον έλεγχο της κάθε πηγής θα έχουν ως αποτέλεσμα ο κάθε ολοκληρωτής να προσπαθεί να επαναφέρει το ελεγχόμενο μέγεθος στην δικιά του διαφορετική τιμή και κάποιες πηγές να παραλαμβάνουν από το φορτίο, που εξαρτάται από το ελεγχόμενο μέγεθος, το μεγαλύτερο μέρος του. Το πρόβλημα δεν μπορεί να φανεί στις προσομοιώσεις όπου ο έλεγχος για κάθε αντιστροφέα μπορεί να είναι πανομοιότυπος, αλλά είναι σίγουρο ότι θα προκύψει στην πρακτική υλοποίηση. Ένας τρόπος αντιμετώπισης είναι να αλλάζει η αναφορά του ελεγχόμενου μεγέθους ανάλογα με το φορτίο που παραλαμβάνει κάθε πηγή [22]. Έτσι εισάγεται εξάρτηση από το φορτίο. Στην προκειμένη περίπτωση δηλαδή αντί να ολοκληρώνομε την ανάδραση έχοντας μηδενική αναφορά, η αναφορά για κάθε αρμονική θα προέρχεται από πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος  $V_{ref} = -k I_L^h$ , όπως έχει σχεδιαστεί με διακεκομμένη γραμμή στο διάγραμμα του σχ. 8.9α. Οι ολοκληρωτές επενεργούν στο σφάλμα μεταξύ της νέας αναφοράς και της ανάδρασης της τάσης. Για την πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος ενδεχομένως να ληφθεί κάποια σταθερά η οποία θα τίθεται κατά αναλογία με την δυναμικότητα του κάθε αντιστροφέα. Αφού η αντιστάθμιση γίνεται για κάθε αρμονική ξεχωριστά, το ρεύμα φορτίου θα πρέπει να εξαχθεί για κάθε αρμονική με φίλτρο για να δώσει την αναφορά για τον βρόχο ελέγχου της συγκεκριμένης αρμονικής. Ουσιαστικά έτσι δεν μηδενίζομε την αντίσταση, αλλά επιτρέπομε κάποια τιμή της για κάθε αρμονική ανάλογα με την επιλεγόμενη σταθερά k. Όσο μεγαλύτερης ισχύος είναι ο αντιστροφέας τόσο μικρότερη πρέπει να είναι η τιμή της σταθεράς. Ανάλογη τροποποίηση έχει σχεδιαστεί και στο διάγραμμα του σχ. 8.9.β.

Όπως μέχρι τώρα αναπτύχθηκε, στην παρούσα εργασία δεν αντισταθμίζεται κάθε αρμονική ξεχωριστά, αλλά χρησιμοποιούμε κοινό βρόχο ελέγχου για όλες τις αρμονικές. Τόσο η ανατροφοδότηση της τάσης όσο και η πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος περιλαμβάνουν όλες τις συχνότητες. Η συμβολή λοιπόν του ολοκληρωτή όπως εξηγήθηκε θα είναι μικρή. Έχει προταθεί ωστόσο και η χρησιμοποίηση ολοκληρωτή, όταν ακολουθείται η δεύτερη δυνατότητα της (8.4), δηλαδή η μέθοδος της (8.6) και του διαγράμματος του σχ. 8.6 [11]. Συνολικά, το διάγραμμα ελέγχου φαίνεται στο σχ. 8.9γ. Όπως έχει περιγραφεί, η τάση εξόδου V<sub>out</sub>, ελέγχεται σε κλειστό βρόχο ώστε να ελαχιστοποιείται η όποια επίπτωση από την σύνθετη αντίσταση του φίλτρου, ενώ η πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος φορτίου Ι, χρησιμοποιείται για να δημιουργήσει μια επιθυμητή πτώση τάσης που πρέπει να έχει η τάση εξόδου *V<sub>αιτ</sub>* . Επιπρόσθετα, η απαραίτητη ανάδραση της παραγώγου της Vout λαμβάνεται μέσω του ρεύματος του πυκνωτή και γιαυτό στο διάγραμμα 8.9 συμπεριλαμβάνεται στην βαθμίδα που αντιστοιχεί στους εσωτερικούς βρόχους ελέγχου. Επειδή η έξοδος θα πρέπει να ακολουθεί όσο δυνατόν καλύτερα την επιβαλλόμενη πτώση τάσης, η οποία αποτελεί τη νέα αναφορά, θα πρέπει να γίνεται διόρθωση των συνεπειών που επιφέρουν οι αναδράσεις. Έτσι πρόσθετα σήματα ελέγχου πρόσω τροφοδότησης είναι αναγκαία, από την πλευρά της αναφοράς (G, στο διάγραμμα), ώστε να βελτιωθεί η απόκριση εισόδου – εξόδου. Γενικά η Gεθα πρέπει να εισάγει μηδενικό ώστε να αναιρεί τους πόλους του κλειστού βρόχου ο οποίος επιφέρει την μείωση της αντίστασης. Για παράδειγμα, από την (8.6) με ελεγχόμενη τάση εξόδου την τάση του πυκνωτή αντί για την V2 θα είναι:

$$V_{c} = -\frac{L_{1}s + R_{1}}{L_{1}Cs^{2} + R_{1}Cs + K(s) + 1}I_{L} - \frac{K(s)}{L_{1}Cs^{2} + R_{1}Cs + K(s) + 1}d(s)I_{L}$$
(8.12)

Στην (8.12) η φορά του ρεύματος  $I_2$  έχει αναστραφεί σε σχέση με τα σχ. 8.2, 8.3 ώστε να έχει την φορά ρεύματος φορτίου  $I_L = I_2$ , όπως στο σχ. 8.10.



(γ)

Σχ. 8.9: Διαγράμματα ελέγχου με χρησιμοποίηση ολοκλήρωσης.

Av έστω  $K(s) = k_p$  (δεν χρησιμοποιείται δηλαδή ολοκληρωτής), είναι προφανές ότι για να είναι στην μόνιμη κατάσταση η  $V_c$  ίση με την  $dI_L$  θα πρέπει να γίνεται πρόσω τροφοδότηση της αναφοράς. Επειδή στην πρόσθεση προήγησης φάσης, ακόμα και αν ληφθεί η παράγωγος  $V_c$ αντί για το ρεύμα  $I_c$ , ο όρος  $k_ds$  εφαρμόζεται μόνο στην ανάδραση και όχι στο σήμα αναφοράς, ο αριθμητής του δευτέρου όρου της (8.12) θα είναι  $K(s) = k_p$  ενώ η χαρακτηριστική εξίσωση θα είναι η ίδια με την (8.11). Έτσι για να ακολουθεί μεταβατικά η έξοδος την αναφορά, αλλά και στην μόνιμη κατάσταση όσον αφορά τις υψηλές συχνότητες στην περιοχή του ενδιαφέροντός μας, θα πρέπει να γίνει πρόσω τροφοδότηση της  $k_d sdI_L$ . Η  $G_f$  στο (8.9) θα πρέπει από τα παραπάνω να είναι  $G_f = 1 + k_ds$ . Η (8.12) τότε γίνεται:

$$V_{c} = -\frac{L_{1}s + R_{1}}{L_{1}Cs^{2} + (R_{1}C + k_{d})s + k_{p} + 1}I_{L} - \frac{k_{d}s + k_{p} + 1}{L_{1}Cs^{2} + (R_{1}C + k_{d})s + k_{p} + 1}d(s)I_{L}$$
(8.13)

Επίσης στο διάγραμμα του σχ. 8.9 δεν εξαιρείται η θεμελιώδης συνιστώσα. Η V<sub>ref</sub> η οποία είναι το σήμα διαμόρφωσης στα 50*Hz* προκύπτει από τις ισχείς με τον έλεγχο *P* – *f*, *Q* – *V* αναλογικά και μετά την επιβολή της επιθυμητής πτώσης τάσης η νέα αναφορά είναι V<sub>ref</sub> – *d*(*s*)*I*<sub>L</sub>. Η

*d*(*s*)μπορεί να ρυθμιστεί έτσι ώστε στα 50*Hz* να έχει χαρακτηριστικά αντίδρασης και για την περιοχή στην οποία εμφανίζονται οι αρμονικές των φορτίων, χαρακτηριστικά αντίστασης.

### 8.4 Υλοποίηση της προτεινόμενης μεθόδου ελέγχου

Η μέθοδος ελέγχου που προτείνεται στην παρούσα εργασία βασίζεται όπως περιγράφηκε στην ανάδραση της τάσης με αντιστάθμιση *PD* χωρίς ολοκλήρωση. Η μείωση της αντίστασης για την περιοχή των συνήθων αρμονικών είναι ικανοποιητική και αποφεύγονται οι όποιες επιπλοκές συνεπάγεται ο ολοκληρωτής στον παραλληλισμό των μονάδων. Η πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος λειτουργεί συμπληρωματικά μειώνοντας παραπέρα την αντίσταση όπως φαίνεται από τις (8.4) και (8.5), κατά τρόπο ώστε να εισάγεται η εξάρτηση από το ρεύμα του φορτίου.



Σχ. 8.10: Διάγραμμα για την διερεύνηση των επιπτώσεων του ελέγχου στις συνιστώσες διακοπτικής συχνότητας του αντιστροφέα.

Για να εξεταστούν τα όρια των συντελεστών του ρυθμιστή *K*(*s*) χρησιμοποιείται το διάγραμμα του σχ. 8.10. Το σύστημα περικλείεται με μία διακεκομμένη γραμμή. Ελεγχόμενη τάση είναι η *V<sub>c</sub>*. Συγκεκριμένα μας ενδιαφέρει να δούμε πως επενεργεί η ανάδραση στις συνιστώσες της τάσης λόγω διακοπτικής λειτουργίας του αντιστροφέα. *V*<sub>1</sub> είναι το σήμα διαμόρφωσης στα 50*Hz*, που προκύπτει αναλογικά από τις ισχείς. Η θέση της *PWM* λειτουργίας σημειώνεται με διακεκομμένη γραμμή. Οι αρμονικές από την *PWM* παραγωγή της τάσης θεωρούνται ως ένα εξωτερικό σήμα *u* που εισάγεται στο σύστημα στην συγκεκριμένη θέση του διαγράμματος. Έτσι μπορούμε για διάφορους ρυθμιστές *K*(*s*) που δίνουν διαφορετικά αποτελέσματα για την *V<sub>c</sub>*/*I*<sub>2</sub> να δούμε και τις *V<sub>c</sub>*/*u*, *g*/*u*. Ειδικά με την *g*/*u* φαίνεται κατά πόσο ενισχυμένες επιστρέφονται στο σήμα διαμόρφωσης οι αρμονικές λόγω διακοπτικής λειτουργίας, που στην περίπτωση του μονοφασικού αντιστροφέα με ομοπολική διακοπτική λειτουργία πρωτοεμφανίζονται στην συχνότητα (2*m*<sub>f</sub> – 1)*f*<sub>1</sub>, όπως αναφέρθηκε στο *K*εφ. 6.

Αρχικά βλέπομε την επίδραση διαφόρων ρυθμιστών στην αντίσταση  $V_c/I_2$  σε διαγράμματα ανάλογα με τα 8.7 και 8.8 της  $V_2/I_2$ . Στο σχ. 8.11 τυπώνεται η αντίσταση για K(s) = 5 (λεπτή συνεχής), K(s) = 5 + s4.5e - 5/(1 + s1e - 6) (εστιγμένη) K(s) = 5 + s4.5e - 4/(1 + s1e - 5) (αξονική), K(s) = 5 + s4.95e - 4/(1 + s1e - 6) (διακεκομμένη). Ομοίως στο σχ. 8.12 είναι K(s) = 20 (λεπτή συνεχής), K(s) = 20 + s18e - 5/(1 + s1e - 6) (εστιγμένη), K(s) = 20 + s19.8e - 4/(1 + s1e - 6) (διακεκομμένη). Στο διάγραμμα του σχ. 8.13 έχει πρόσθετα χρησιμοποιηθεί και ολοκληρωτής: K(s) = 20 + s18e - 5/(1 + s1e - 6) + 18e3/s. Η διαφορά σε σχέση με την απόκριση χωρίς ολοκληρωτή είναι για συχνότητες πάνω από 150*Hz* αμελητέα.



Σχ. 8.11: Αντίσταση φίλτρου αντιστροφέα με ελεγχόμενη τάση την Vc: Χωρίς έλεγχο (παχιά συνεχής). Ανάδραση με K(s)=5 (λεπτή συνεχής). Ανάδραση με K(s)=5(1+s1e-5)/(1+s1e-6) (εστιγμένη). Ανάδραση με K(s)=5(1+s1e-4)/(1+s1e-5) (αξονική). Ανάδραση με K(s)=5(1+s1e-4)/(1+s1e-6) (διακεκομμένη). Φίλτρο απόρριψης με ζ=0.2



Σχ. 8.12: Αντίσταση φίλτρου αντιστροφέα με ελεγχόμενη τάση την Vc: Χωρίς έλεγχο (παχιά συνεχής). Ανάδραση με K(s)=20 (λεπτή συνεχής) Ανάδραση με K(s)=20(1+s1e-5)/(1+s1e-6) (εστιγμένη). Ανάδραση με K(s)=20(1+s1e-4)/(1+s1e-6) (διακεκομμένη). Φίλτρο απόρριψης με ζ=0.2



Σχ. 8.13: Αντίσταση φίλτρου αντιστροφέα με ελεγχόμενη τάση την Vc: Χωρίς έλεγχο (λεπτή συνεχής) Ανάδραση με K(s)=20(1+s1e-5)/(1+s1e-6) (εστιγμένη). Ανάδραση με K(s)=20(1+s1e-5)/(1+s1e-6)+18e3/s (παχιά συνεχής). Φίλτρο απόρριψης με ζ=0.2

Στα σχήματα 8.14 και 8.15 έχουν τυπωθεί οι αποκρίσεις V<sub>c</sub>/u και g/u που αντιστοιχούν στους ρυθμιστές K(s) που χρησιμοποιήθηκαν στα σχ. 8.11 και 8.12. Ενώ για την V<sub>c</sub>/u υπάρχει συνεχής βελτίωση με αύξηση των  $k_{
m p}, k_{
m d}$ , η g/uδείχνει ότι η επίδραση όσον αφορά την επιστροφή των αρμονικών διακοπτικής λειτουργίας βελτιώνεται αρχικά με την εισαγωγή του k<sub>a</sub>, αλλά στην συνέχεια γίνεται δυσμενέστερη. Σε όλες τις περιπτώσεις υπάρχει ενίσχυση των αρμονικών ιδιαίτερα με την αύξηση του  $k_d$ . Όμως ενώ όταν  $K(s) = k_p$ η ενίσχυση τους είναι μικρότερη, επιπρόσθετα θα υπάρχει μεταβατικά και μια συνιστώσα στην συχνότητα συντονισμού υπερτιθέμενη σε κάθε επιστρεφόμενη αρμονική. Με την εισαγωγή του όρου προήγησης φάσης εξαλείφεται ο συντονισμός αλλά όσο η προήγηση γίνεται μεγαλύτερη οι αρμονικές επιστρέφονται ενισχυμένες κοντά στην αρχική τιμή, δηλαδή πριν τη διέλευση τους από το φίλτρο εξόδου L – C και ακόμη πιο πάνω. Το γεγονός θέτει ένα όριο στους συντελεστές του ρυθμιστή και κατά συνέπεια στην μείωση της αντίστασης εξόδου  $V_c/I_2$  που μπορεί να επιτευχθεί. Για παράδειγμα με m<sub>f</sub> = 400 δηλαδή διακοπτική συχνότητα 20kHz, οι PWM αρμονικές θα εμφανίζονται από τα 39.95kHz και μετά, οπότε μόνο οι συντελεστές που αντιστοιχούν στις αποκρίσεις 2.2 των διαγραμμάτων 8.14 και 8.15 μπορούν οριακά να χρησιμοποιηθούν. Οι 1.2 αποκλείονται αφενός γιατί η προήγηση φάσης είναι απαραίτητη για την απόκριση V<sub>c</sub>/I<sub>2</sub> και αφετέρου γιατί μεταβατικά θα υπάρχει στο σήμα επιστροφής και συνιστώσα στην συχνότητα συντονισμού (που αντιστοιχεί στο συγκεκριμένο k<sub>p</sub>) με μεγάλο πλάτος. Οι 3.2 και 4.2 αποκλείονται γιατί οι επιστρεφόμενες

αρμονικές είναι ενισχυμένες στην αρχική τους τιμή ή και πιο πάνω από αυτή. Όπως έχει αναφερθεί στην αρχική ανάλυση με την (8.6) και το διάγραμμα του σχ. 8.6 αλλά και προηγουμένως με τις (8.12), (8.13), η επιτυχία της μεθόδου κατά την οποία η πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος χρησιμοποιείται για την δημιουργία μιας τεχνητής αντίστασης, βασίζεται στο ότι η αντίσταση του φίλτρου του αντιστροφέα μπορεί να μειωθεί μέσω του ελέγχου σε πολύ μικρές τιμές.



Σχ. 8.14: Vc/u (1.1, 2.1, 3.1) και g/u (1.2, 2.2, 3.2) για διάφορες αναδράσεις: Με K(s)=20 (συνεχής). Με K(s)=20(1+s1e-5)/(1+s1e-6) (εστιγμένη). K(s)=20(1+s1e-4)/(1+s1e-6) (διακεκομμένη). Για το φίλτρο απόρριψης ζ=0.2.



 $Σ_{\chi}$ . 8.15: Vc/u (1.1, 2.1, 3.1, 4.1) και g/u (1.2, 2.2, 3.2, 4.2) για διάφορες αναδράσεις: Με K(s)=5 (συνεχής). Με K(s)=5(1+s1e-5)/(1+s1e-6) (εστιγμένη). K(s)=5(1+s1e-4)/(1+s1e-6) (διακεκομμένη). Για το φίλτρο απόρριψης ζ=0.2.

Έτσι η πρόσθεση της νέας αντίστασης ευνοεί τον επιμερισμό του αρμονικού φορτίου από κάθε αντιστροφέα, αλλά ταυτόχρονα και η αντίσταση που παρουσιάζει ο αντιστροφέας παραμένει σε χαμηλά επίπεδα ώστε η παραμόρφωση της τάσης να αποφεύγεται. Από ότι φαίνεται όμως δεν είναι δυνατή η μείωση πέρα από κάποιο σημείο της σύνθετης αντίστασης του φίλτρου εξαιτίας του ότι το σήμα διαμόρφωσης θα περιλαμβάνει θόρυβο από τις ενισχυόμενες αρμονικές διακοπτικής λειτουργίας. Για τον λόγο αυτό είναι καλύτερα η πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος να χρησιμοποιηθεί για την παραπέρα μείωση της αντίστασης *Ζ*<sub>1</sub>*Ζ*<sub>0</sub>, όπως προβλέπεται στην (8.5) και στα διαγράμματα του σχ. 8.5.

Στο σχ. 8.16 τυπώνεται η  $V_c/I_2$  όταν για την μείωση της σύνθετης αντίστασης χρησιμοποιηθεί παράλληλα με την ανάδραση και η πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος φορτίου. Για την ανάδραση του σήματος της τάσης έχει χρησιμοποιηθεί σε όλες τις περιπτώσεις K(s) = 5 + s4.5e - 5/(1 + s1e - 6). Για σύγκριση έχει τυπωθεί με λεπτή συνεχή γραμμή η απόκριση χωρίς κανένα έλεγχο και με παχιά συνεχή γραμμή η απόκριση όταν χρησιμοποιείται μόνο ανάδραση. Για την πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος χρησιμοποιείται μόνο ανάδραση. Για την πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος χρησιμοποιείται μόνο ανάδραση. Για την πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος χρησιμοποιείται μόνο ανάδραση. Για την πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος χρησιμοποιείται μόνο ανάδραση. Για την πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος χρησιμοποιείται μόνο ανάδραση. Για την πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος χρησιμοποιείται μόνο ανάδραση. Για την πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος χρησιμοποιείται μόνο ανάδραση. Για την πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος χρησιμοποιείται μόνο ανάδραση. Για την πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος χρησιμοποιείται μόνο ανάδραση. Για την πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος συστοτώσα των 50Hz αποκρίσεις έχει τεθεί  $T_d = 1e - 5$ . Η συνιστώσα των 50Hz απορρίπτεται προηγουμένως με φίλτρο, όπως περιγράφηκε για την ανάδραση της τάσης. Με εστιγμένη γραμμή είναι η περίπτωση d = 1. Για τις υπόλοιπες περιπτώσεις έχουν χρησιμοποιηθεί διαδοχικά d = 0.5, 0.7, 0.8, 0.9, 0.95. Αυτές τυπώνονται με διακεκομμένη γραμμή. Προφανώς όσο η τιμή του d πλησιάζει στην μονάδα, τόσο στο διάγραμμα η αντίστοιχη απόκριση πλησιάζει την εστιγμένη γραμμή. Όπως φαίνεται η σύνθετη αντίσταση μειώνεται και φυσικά αποκτά περισσότερο χαρακτηριστικά καθαρής αντίστασης, ειδικά στην περιοχή 100 – 600Hz.

Υπενθυμίζεται ότι στην βασική συχνότητα, η οποία συνεχώς διαμορφώνεται από όλους τους αντιστροφείς με την ενεργό ισχύ που απορροφούν τα φορτία (έλεγχος *P* – *f*), η γωνία της *V<sub>c</sub>*/*I*<sub>2</sub> θα είναι πάντα σχεδόν 90°, αφού η συχνότητα του φίλτρου απόρριψης, όπως έχει αναφερθεί, συνεχώς επαναπροσδιορίζεται.

Οι σύντελεστές α μπορούν να τεθούν με βάση την ονομαστική ισχύ του κάθε αντιστροφέα. Μεγαλύτερη τιμή σημαίνει χαμηλότερη τιμή της σύνθετης αντίστασης που παρουσιάζει ο αντιστροφέας, οπότε θα παραλαμβάνει μεγαλύτερο ποσό αρμονικού ρεύματος. Σημειώνεται ότι παρόμοιο αποτέλεσμα θα μπορούσαμε να έχομε αν το κέρδος k<sub>p</sub> στην ανάδραση της τάσης

επιλεγόταν με βάση την δυναμικότητα του αντιστροφέα. Θα μπορούσε λοιπόν η πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος να επενεργεί στην τιμή του κέρδους ώστε να την μεταβάλλει ανάλογα. Λόγω των όσων αναφέρθηκαν παραπάνω σχετικά με τον θόρυβο ο οποίος υπεισέρχεται από τις αρμονικές διακοπτικής συχνότητας, προτιμάται το κέρδος να λαμβάνει την μεγαλύτερη επιτρεπόμενη τιμή του και η αντίσταση του αντιστροφέα να μειώνεται όσο είναι δυνατό, ενώ ο επιμερισμός του αρμονικού ρεύματος να γίνεται μέσω της πρόσω τροφοδότησης με την παραπέρα μείωση της αντίστασης.

Ο επιμερισμός του αρμονικού φορτίου μεταξύ των αντιστροφέων κατά την εξάλειψη των αρμονικών της τάσης ούτως ή άλλως δεν είναι δυνατόν να είναι απόλυτος, αφού εκτός από τις σύνθετες αντιστάσεις των φίλτρων, που έχουν τον μεγαλύτερο ρόλο, θα υπάρχουν και οι αντιστάσεις των γραμμών του δικτύου. Οπότε δεν είναι δυνατόν να μην υπάρχει εξάρτηση από την θέση του κάθε αντιστροφέα στο δίκτυο είτε ακολουθηθεί η μέθοδος της (8.5) ή της (8.6). Για να παρακαμφθεί εντελώς η επίδραση του δικτύου, στην αναφορά [23] χρησιμοποιείται έμμεσα ο έλεγχος *P* – *f* για μία πρόσθετη συνιστώσα τάσης χαμηλού πλάτους που κάθε αντιστροφέας παράγει εκτός της θεμελιώδους. Έτσι σε καθένα αντιστροφέα από το αρμονικό ρεύμα καθορίζεται η συχνότητα της πρόσθετης συνιστώσας και από την ισχύ που παράγεται με την πρόσθετη συνιστώσα μεταβάλλεται το κέρδος του κλειστού βρόχου ελέγχου της τάσης εξόδου. Τα αποτελέσματα όμως δεν δικαιολογούν την πρόσθετη πολυπλοκότητα της μεθόδου και επιπλέον το δημιουργούμενο σύστημα μπορεί εύκολα να γίνει ασταθές.

Τέλος επισημαίνεται η απόσβεση που γενικά εισάγει η ανάδραση στις αποκρίσεις  $V_c/I_2$  και  $V_c/V_1$ . Για το διάγραμμα του σχ. 8.10, το οποίο αντιστοιχεί στη δυσμενή περίπτωση όπου το σύστημα παριστάνεται ως δεύτερης τάξης L - C με διαταραχή ρεύματος, το σχ. 8.17 δίνει την κυματομορφή της τάσης  $V_c$  όταν την χρονική στιγμή 0.607sec επιβάλλεται το ονομαστικό ρεύμα στα 50*Hz*.



Σχ. 8.16: Vc/l₂ με συνδυασμό ανάδρασης της τάσης και πρόσω τροφοδότησης του ρεύματος. Απόκριση χωρίς κανένα έλεγχο και με μόνο ανάδραση της τάσης με λεπτή και παχιά συνεχή γραμμή αντίστοιχα. Απόκριση με επιπλέον πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος dL₁s/(1+sT₀) με διακεκομμένη γραμμή (d = 0.5, 0.7, 0.8, 0.9, 0.95) και με εστιγμένη γραμμή d = 1. Για την ανάδραση της τάσης K(s)=5(1+s1e-5)/(1+s1e-6) και για το φίλτρο απόρριψης ζ=0.2.



Σχ. 8.17: Τάση εξόδου κατά την επιβολή διαταραχής ονομαστικού ρεύματος 50Hz. Πάνω: διάγραμμα χωρίς έλεγχο. Ενδιάμεσα: με ανάδραση K(s)=5. Κάτω: με ανάδραση K(s)=5(1+s1e-5)/(1+s1e-6). Για το φίλτρο απόρριψης ζ=0.2.

Σύμφωνα με το σχ. 8.11 όταν η ανάδραση είναι K(s) = 5 (συμπεριλαμβανομένου και του φίλτρου απόρριψης των 50*Hz*), υπάρχει μια ταλάντωση σε υψηλότερη συχνότητα, για σύντομο διάστημα και με μικρότερο πλάτος. Με K(s) = 5 + s4.5e - 5/(1 + s1e - 6) αποσβένεται εντελώς.

### 8.5 Ανορθωτής διόδων με πυκνωτή ως αντιπροσωπευτική πηγή αρμονικών ρευμάτων

Μια από τις βασικές διατάξεις που δημιουργεί υψηλό ποσοστό αρμονικών ρεύματος στο δίκτυο X.T., είναι ο κλασικός ανορθωτής διόδων με πυκνωτή, στην μονοφασική ή τριφασική εκδοχή του, που χρησιμοποιείται πολύ συχνά ως πρώτη βαθμίδα εισόδου στα τροφοδοτικά των διαφόρων συσκευών, όπως οι προσωπικοί Η/Υ, στους φορτιστές μπαταριών, ή στις μονάδες οδήγησης κινητήρων των αντλιών θερμότητας [2], [24]. Στο σχ. 8.18 φαίνεται ο μονοφασικός ανορθωτής με αντίσταση στην *DC* πλευρά η οποία αντιπροσωπεύει το φορτίο, συνήθως ηλεκτρονική συσκευή. Το ρεύμα που απορροφά από το σύστημα μπορεί να φθάσει σε δείκτη ολικής παραμόρφωσης (*THD*) 150%. Περιλαμβάνει τρίτη αρμονική, η οποία είναι και η κυρίαρχη (πάνω από 90%), με τις πολλαπλάσιές της, δημιουργώντας πρόβλημα στον ουδέτερο ακόμα και ενός συμμετρικού τριφασικού συστήματος.

Οι δίοδοι τίθενται σε αγωγή όταν η τάση Vs της πηγής γίνεται μεγαλύτερη από την τάση του πυκνωτή και τότε ρεύμα κυκλοφορεί από την AC στην DC πλευρά φορτίζοντας τον πυκνωτή στην ονομαστική τάση. Κατά την περίοδο αγωγής των διόδων η τάση των ακροδεκτών του ανορθωτή ακολουθεί την τάση της DC πλευράς. Όταν η τάση του πυκνωτή είναι μεγαλύτερη από την τάση της πηγής V<sub>s</sub>, τότε οι δίοδοι δεν άγουν και το ρεύμα του φορτίου παρέχεται από τον πυκνωτή, η δε τάση στους ακροδέκτες του ανορθωτή ακολουθεί την AC τάση  $V_{
m s}$ . Η τιμή της χωρητικότητας είναι μεγάλη, ώστε η DC τάση να παρουσιάζει μικρή κυμάτωση και έτσι η περίοδος αγωγής των διόδων είναι πολύ σύντομη, με το ΑC ρεύμα να έχει την μορφή παλμών μικρής διάρκειας οι οποίοι εμφανίζονται στα μέγιστα της τάσης εισόδου. Έτσι η θεμελιώδης συνιστώσα του ρεύματος είναι σχεδόν συμφασική με την τάση, αλλά ο συνολικός συντελεστής ισχύος είναι πολύ χαμηλός. Ουσιαστικά κατά την μικρή περίοδο αγωγής συνδέονται παράλληλα δύο άνισες πηγές τάσης. Αφού το κύκλωμα διεγείρεται στην ΑC πλευρά από πηγή τάσης, θα πρέπει η άλλη πλευρά να παρουσιάζει χαρακτηριστικά πηγής ρεύματος, πράγμα που μπορεί να γίνει αν προστεθεί στην DC πλευρά και ένα πηνίο με μεγάλη αυτεπαγωγή, αλλά τότε η DC τάση θα έχει μεγάλη κυμάτωση η οποία δεν είναι αποδεκτή για οποιοδήποτε φορτίο που είναι ηλεκτρονική συσκευή. Βελτίωση της κυματομορφής του ρεύματος που απορροφά ο ανορθωτής, με ταυτόχρονη βελτίωση της κυμάτωσης της DC τάσης αλλά με μικρή μείωση της μέσης τιμής της, μπορεί να προέλθει από την σύνδεση ενός πηνίου στην ΑC πλευρά.

Έχει σημασία λοιπόν ότι ο ανορθωτής με διόδους, δεν μπορεί να θεωρηθεί ως μια πηγή αρμονικού ρεύματος και να μοντελοποιηθεί αναλόγως. Αντίθετα, το ρεύμα εξαρτάται από την αντίσταση βραχυκύκλωσης στους ακροδέκτες του ανορθωτή. Όσο μεναλύτερη είναι η σύνθετη αντίσταση, κυρίως η αντίδραση, σε σχέση με το φορτίο, τόσο περισσότερο η περίοδος αγωγής των διόδων παρατείνεται. Έτσι η παραμόρφωση του ρεύματος ελαττώνεται. Στην αναφορά [2] προσδιορίζεται ο αναμενόμενος THD του ρεύματος και ο συνολικός συντελεστής ισχύος συναρτήσει του λόγου I<sub>de</sub>/I<sub>se</sub>, όπου I<sub>de</sub> είναι δεδομένο ρεύμα φορτίου με την θεώρηση σταθερής τάσης DC. Πρέπει να παρατηρηθεί όμως ότι συνάμα η παραμόρφωση της τάσης αυξάνεται. Το τέλος της αγωγής των διόδων συμβαίνει εμφανώς μετά το μέγιστο της ΑC τάσης και τότε η τάση των ακροδεκτών του ανορθωτή, που κατά την περίοδο αγωγής ακολουθούσε την DC τάση, ακολουθεί πλέον απότομα την AC τάση. Στην [25] δίνεται ο αναμενόμενος THD της τάσης στους ακροδέκτες του ανορθωτή, συναρτήσει των X<sub>sc</sub>, R<sub>sc</sub> σε α.μ. με βάση ισχύος αυτή του φορτίου. Η παραμόρφωση της τάσης καθορίζεται κυρίως από την X<sub>sc</sub>, αλλά η μεταβολή της R<sub>sc</sub> έχει επίσης σημαντική επίδραση ιδιαίτερα όταν η  $X_{sc}$  έχει χαμηλή τιμή ( $X_{sc}$  <1%). Στις [26], [27] εξετάζεται η τροφοδότηση μέσω κοινού Μ/Σ πολλών ομάδων μονοφασικών καταναλωτών Η/Υ με ξεχωριστές γραμμές παροχής για κάθε ομάδα. Αποδεικνύεται ότι καθώς ο λόγος I<sub>sc</sub>/I<sub>1</sub> στο σημείο κοινής σύνδεσης μειώνεται, όπου I1 το ονομαστικό ρεύμα για συγκεκριμένο συνολικό φορτίο, ο THD του

ρεύματος στον  $M/\Sigma$  ή σε κάποια γραμμή τροφοδότησης μειώνεται, ενώ ο THD της τάσης στο αντίστοιχο σημείο κοινής σύνδεσης αυξάνεται. Για παράδειγμα ο THDI του ρεύματος που διαρρέει την αντίσταση του  $M/\Sigma$  μεταβάλλεται από 101% σε 84%, ενώ ο THDV στο σημείο κοινής σύνδεσης στο δευτερεύον του  $M/\Sigma$  μεταβάλλεται από 2.4% σε 5.8%, για μείωση του  $I_{sc}/I_1$  από 120 σε 40. Άσχετα με την παραπάνω εξέταση η παραμόρφωση του ρεύματος μειώνεται επίσης λόγω των διαφορών φάσης που έχουν οι αρμονικές ρεύματος σε κάθε γραμμή παροχής.

Στο σχ. 8.18 δείχνεται το κύκλωμα ενός μονοφασικού ανορθωτή τροφοδοτούμενου από το δίκτυο στο πρόγραμμα EMTDC-PSCAD. Ο ανορθωτής με το φορτίο του μπορεί να θεωρηθεί ότι αντιστοιχεί σε μια ομάδα Η/Υ με ισχύ περίπου 2*kW*, η οποία τροφοδοτείται από έναν πίνακα Χ.Τ. μέσω μιας μονοφασικής παροχής. Το καλώδιο παροχής έχει διατομή 2x2.5*mm*<sup>2</sup> και μήκος 10*m* με σύνθετη αντίσταση 0.16Ω+j1.8*m*Ω. Ο πίνακας τροφοδοτεί συνολικά τριφασικό φορτίο 15*kVA*.



Σχ. 8.18: Κύκλωμα ανορθωτή διόδων με πυκνωτή τροφοδοτούμενου από την τάση του δικτύου στο PSCAD-EMTDC.

Έστω ότι ο εν λόγω ανορθωτής αποτελεί το μοναδικό μη γραμμικό φορτίο και ότι το υπόλοιπο φορτίο του πίνακα είναι πλήρως συμμετρικό. Παραλείποντας τα υπόλοιπα φορτία, η γραμμή τροφοδότησης του πίνακα από το δευτερεύον του Μ/Σ διανομής έχει σύνθετη αντίσταση 0.24+j0.024Ω συμπεριλαμβανομένου και του ουδετέρου. Αντιστοιχεί είτε σε καλώδιο 100m διατομής 4x16mm<sup>2</sup> αν πρόκειται για εγκατάσταση με ιδιωτικό υποσταθμό, ή σε καλώδιο κύριας γραμμής 100m 4x120mm<sup>2</sup> AL και καλώδιο παροχής πίνακα 25m 4x6mm<sup>2</sup> μαζί, αν πρόκειται για δημόσιο δίκτυο. Η τάση  $V_s$  της πηγής είναι η τάση ανοικτοκύκλωσης στο σημείο κοινής σύνδεσης, στους ακροδέκτες δευτερεύοντος του Μ/Σ διανομής ισχύος 400kVA και η σύνθετη αντίσταση βραχυκύκλωσης στο ίδιο σημείο είναι  $Z_s$ = j100π78e-6 Ω.

Στο σχ. 8.19 φαίνονται οι κυματομορφές για τις περισσότερες από τις τάσεις και τα ρεύματα που μετρώνται στο σχ. 8.18. Η αντίσταση και η αντίδραση του κυκλώματος σε α.μ. σε βάση ισχύος 2kW του ονομαστικού φορτίου είναι 1.5% και 0.2% αντίστοιχα. Τα αποτελέσματα με τις τιμές του κυκλώματος του σχ. 8.18 φαίνονται στην πρώτη σειρά του Πίνακα 8.1. Η DC τάση και το ρεύμα αφορούν τις μέσες τιμές, ενώ η AC τάση είναι η τάση των ακροδεκτών. Ο THDV αφορά την τάση των ακροδεκτών και ο THDV (Vint) την τάση του πίνακα X.Τ.. Με αύξηση του μήκους του μονοφασικού καλωδίου παροχής του ανορθωτή από τον πίνακα X.Τ. της εγκατάστασης, από 10m σε 20m, αυξάνομε κυρίως την αντίσταση του κυκλώματος από 1.5 σε 2%. Αν αντί για την αλλαγή αυτή τοποθετηθεί στους ακροδέκτες του ανορθωτή ένα πηνίο 0.5mH αυξάνεται η αντίδραση του κυκλώματος από 0.2 σε 0.8%.Τα αποτελέσματα με τις δύο αυτές αλλαγές φαίνονται στην δεύτερη και την τρίτη σειρά του Πίνακα 8.1 αντίστοιχα.

THDI	THDV	THDV (Vint)	V <sub>ac1</sub> (rms)	I <sub>ac1</sub> (rms)	V <sub>dc</sub>	I <sub>dc</sub>
(%)	(%)	(%)	(V)	(A)	(V)	(A)
132.5	2.67	1.93	226.2	9.5	306	6.8
123.6	3.16	1.71	224.8	9.34	301	6.7
110.5	4.72	1.48	226	9.39	304.6	6.77

Πίνακας 8.1

Με την μεταβολή της αντίστασης αλλά κυρίως της αντίδρασης η παραμόρφωση του ρεύματος μειώνεται αλλά η παραμόρφωση της τάσης στους ακροδέκτες του ανορθωτή χειροτερεύει. Επίσης επειδή από το σημείο που αυξήθηκε η σύνθετη αντίσταση του κυκλώματος και προς την

πηγή δεν γίνεται καμία μεταβολή, η παραμόρφωση της τάσης θα παρουσιάζει βελτίωση αφού ο *THD* του ρεύματος βελτιώθηκε. Για παράδειγμα, ο *THD* της τάσης στους ζυγούς του πίνακα της εγκατάστασης (*Vint*) από όπου τροφοδοτούνται και τα υπόλοιπα φορτία, βελτιώνεται όπως φαίνεται στον Πίνακα 8.1. Θα πρέπει όμως να σημειωθεί ότι η αποτελεσματικότητα που έχει η αύξηση της σύνθετης αντίστασης του ιδιαίτερου κυκλώματος που τροφοδοτεί τον ανορθωτή στην βελτίωση της τάσης σε κάποιο προηγούμενο σημείο κοινής σύνδεσης, εξαρτάται από το κατά πόσο μεγάλη είναι η αντίσταση βραχυκύκλωσης στο σημείο αυτό. Αν επρόκειτο για απομονωμένο σύστημα όπου οι αντιστάσεις των πηγών είναι μεγάλες, θα χρειαζόταν μεγαλύτερη αύξηση της σύνθετης αντίστασης του κυκλώματος τροφοδότησης του ανορθωτή για την ίδια βελτίωση της τάσης στον πίνακα τροφοδοτεί τον κυκλώματος τροφοδότησης του ανορθωτή για την ίδια



Σχ. 8.19: Ανορθωτής διόδων με πυκνωτή στο δίκτυο. Κυματομορφές: *DC* τάση, *AC* τάση στο δευτερεύον του Μ/Σ και στους ακροδέκτες του ανορθωτή, *AC* ρεύμα, *DC* ρεύμα και *DC* ρεύμα φορτίου.

Τα όσα αναφέρθησαν για τον μονοφασικό ανορθωτή διόδων με πυκνωτή ισχύουν και για τον αντίστοιχο τριφασικό, όσον αφορά την παραμόρφωση κυματομορφών ρεύματος και τάσης και την επίδραση του κυκλώματος παροχής ισχύος. Η διαφορά είναι ότι δεν υπάρχουν η τρίτη αρμονική και οι πολλαπλάσιές της στις αρμονικές του ρεύματος, οπότε η παραμόρφωσή του είναι χαμηλότερη και μπορεί να φθάσει μέχρι 80% περίπου.

Η μεγάλη διάδοση των ηλεκτρονικών συσκευών έχει επιτείνει το πρόβλημα της ποιότητας ισχύος και οι αναθεωρήσεις των διεθνών πρότυπων όπως το IEC – 555 και το IEEE/ANSI – 519. θέτουν αυστηρότερα όρια στις επιτρεπόμενες τιμές, τόσο για τον δείκτη THD όσο και για την κάθε αρμονική ξεχωριστά [2], [28]. Ο εν λόγω ανορθωτής θα είναι στις περισσότερες περιπτώσεις εκτός των προδιαγραφόμενων ορίων. Υπάρχει βέβαια η δυνατότητα ο ανορθωτής διόδων με πυκνωτή να μετατραπεί ώστε το ρεύμα που απορροφά να είναι απαλλαγμένο αρμονικών. Αυτό μπορεί να γίνει με την πρόσθεση στην DC πλευρά ενός μετατροπέα ανύψωσης DC/DC με PWM ο οποίος να ελέγχεται έτσι ώστε ο ανορθωτής να απορροφά ρεύμα ΑC σχεδόν ημιτονοειδές και σε φάση με την τάση εισόδου [2], [29]. Μια άλλη λύση είναι να αντικατασταθεί με μετατροπέα PWM AC/DC, όπως οι μετατροπείς που συνδέουν τις μικρομονάδες στο δίκτυο Χ.Τ. [2]. Με τους τρόπους αυτούς μπορεί να ελεγχθεί και η τάση εξόδου DC έναντι μεταβολών του φορτίου ή της τάσης εισόδου. Γεγονός πάντως είναι ότι όλες οι βελτιωμένες λύσεις ανόρθωσης συνεπάγονται επιπλέον κόστος και δεν είναι διαδεδομένες. Συνυπολογίζοντας ότι η εφαρμογή των σχετικών προτύπων γενικά δεν είναι επιβάλλεται, ο ανορθωτής με διόδους συνεχίζει να χρησιμοποιείται ευρέως. Για το λόγο αυτό, αλλά και επειδή πρωτίστως ενδιαφερόμαστε για την εξέταση των προτεινόμενων μεθόδων ελέγχου των αντιστροφέων παρουσία μη γραμμικών φορτίων. χρησιμοποιούμε τον ανορθωτή διόδων με πυκνωτή ως φορτίο αρμονικών συχνοτήτων στις προσομοιώσεις.

## 8.6 Προσομοιώσεις

Στο σχ. 8.20 φαίνεται το διάγραμμα ελέγχου όπως υλοποιήθηκε στο πρόγραμμα *EMTDC* – *PSCAD*. Η μόνη διαφορά σε σχέση με τα προηγούμενα είναι ότι το φίλτρο απόρριψης της θεμελιώδους συνιστώσας μεταφέρεται από την ανάδραση (σχ. 8.10) στον απευθείας δρόμο έτσι ώστε να διέρχεται από αυτό και η θεμελιώδης συνιστώσα που παράγεται με βάση τις ισχείς. Διαφορετικά, λόγω της καθυστέρησης του φίλτρου στην απόρριψη, η τάση βασικής συχνότητας στην έξοδο του αντιστροφέα θα παρουσιάζει βύθιση.



Σχ. 8.20: Ανορθωτής διόδων με πυκνωτή στο δίκτυο. Κυματομορφές: *DC* τάση, *AC* τάση στο δευτερεύον του Μ/Σ και στους ακροδέκτες του ανορθωτή, *AC* ρεύμα, *DC* ρεύμα και *DC* ρεύμα φορτίου.

Για τις προσομοιώσεις στο κύκλωμα του σχ. 8.18 συνδέονται παράλληλα δύο μονοφασικοί αντιστροφείς 3530 VA και 1200 VA στον πίνακα Χ.Τ. που τροφοδοτεί τον αντιστροφέα, δηλαδή στο σημείο όπου μετριέται η τάση V<sub>int</sub>. Οι δύο αντιστροφείς ελέγχονται όπως στο σχ. 8.20. Η διάρκεια προσομοίωσης είναι 1 sec. Στην είσοδο του πίνακα Χ.Τ. τοποθετείται διακόπτης και στα 0.3sec το σύστημα απομονώνεται. Στον Πίνακα 8.2 έχουν συγκεντρωθεί αποτελέσματα για την

συνολική αρμονική παραμόρφωση τάσεων και ρευμάτων και για την rms τιμή του ρεύματος παραμόρφωσης (I<sub>dis</sub>) για διάφορες συνθήκες λειτουργίας και ελέγχου. Στην πρώτη γραμμή του πίνακα είναι τα αποτελέσματα κατά την συνδεδεμένη λειτουργία. Οι τιμές που αφορούν τον ανορθωτή και τον πίνακα Χ.Τ. και μετρώνται στο κύκλωμα του σχ. 8.18 είναι σχεδόν ίδιες με αυτές του Πίνακα 8.1. Συγκεκριμένα ο THDI είναι ελαφρώς αυξημένος και ο THDV (V<sub>int</sub>) μειωμένος λόγω του ότι τώρα συνδέονται παράλληλα με τη γραμμή τροφοδότησης και τα φίλτρα των αντιστροφέων οπότε η σύνθετη αντίσταση που φαίνεται από τους ακροδέκτες του ανορθωτή είναι κάπως μικρότερη. Οι επόμενες γραμμές αφορούν την απομονωμένη λειτουργία. Στις νραμμές 2 και 3 οι αντιστροφείς ελένχονται μόνο ως προς την θεμελιώδη συνιστώσα αναλονικά με βάση τις ισχείς εξόδου και δεν υπάρχει κανένας έλεγχος της αρμονικής παραμόρφωσης. Τα αποτελέσματα της δεύτερης γραμμής αφορούν σύνδεση των αντιστροφέων απευθείας μέσω των φίλτρων τους χωρίς την παρεμβολή καλωδίου. Τα στοιχεία των φίλτρων των δύο αντιστροφέων είναι τα ίδια με την προσομοίωση του σχ. 6.7 του Κεφ. 6. Στην τρίτη γραμμή, αλλά και στις επόμενες δύο όπου εφαρμόζεται ο έλεγχος, οι αντιστροφείς συνδέονται στον πίνακα Χ.Τ. μέσω καλωδίου. Ο αντιστροφέας 3530 VA συνδέεται με καλώδιο 0.46+ j100π24e-6 Ω που αντιστοιχεί σε 3% πτώση τάσης για την μεταφορά της ονομαστικής ισχύος του. Πιθανές χρησιμοποιούμενες διατομές είναι 48m 2x4mm<sup>2</sup>, ή 30m 2x2.5mm<sup>2</sup>. Το καλώδιο σύνδεσης του αντιστροφέα 1200 VA αντιστοιχεί σε 1% πτώση τάσης για την ονομαστική ισχύ του και είναι 0.44+ j100π16.8e-6 Ω. Πιθανή διατομή 28m 2x2.5mm<sup>2</sup>. Τα αποτελέσματα της τέταρτης γραμμής αντιστοιχούν στην περίπτωση που εφαρμόζεται ο έλεγχος της παραμόρφωσης της τάσης, αλλά μόνο χρησιμοποιώντας την ανάδραση της τάσης. Στην πέμπτη γραμμή εφαρμόζεται ο πλήρης έλεγχος, με την πρόσθεση της πρόσω τροφοδότησης του ρεύματος φόρτισης 1, του αντιστροφέα.

ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ Νο1 – 1200VA			ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ Νο2 – 3530VA			ΑΝΟΡΘΩΤΗΣ		ΠΙΝΑΚΑΣ ΔΙΑΝΟΜΗΣ Χ.Τ.
THDV (%)	THDI (%)	I <sub>dis</sub> (A) / (%)	THDV (%)	THDI (%)	I <sub>dis</sub> (A) / (%)	THDI (%)	I <sub>dis</sub> (A)	THDV (Vint) (%)
1.74	60	0.5	1.67	69.1	1.5	136.64	13.1	1.76
7.1	95.2	2.14 25.5	7.1	94	6.26 74.5	94.68	8.4	7.1
6.78	86.97	2.13 26.6	6.41	90.86	5.9 73.75	91.39	8	6.92
4.97	105.8	2.68 29.7	4.5	96	6.35 70.5	100.7	9	5.21
4.58	104	2.65 28.6	4.03	100	6.65 71.8	102.98	9.25	4.82

Πίνακας 8.2

Τα αποτελέσματα των προσομοιώσεων κατά την απομονωμένη λειτουργία για την περίπτωση που δεν εφαρμόζεται έλεγχος και οι αντιστροφείς συνδέονται μέσω καλωδίων (τρίτη γραμμή στον Πίνακα 8.2) και για την περίπτωση που εφαρμόζεται ο πλήρης έλεγχος (πέμπτη γραμμή) παρουσιάζονται αντίστοιχα στα σχ. 8.21 και 8.22.

Όπως φαίνεται από τον πίνακα 8.2 (δεύτερη και τρίτη γραμμή) και από το σχ. 8.21α η παραμόρφωση της τάσης στον πίνακα Χ.Τ. και τους ακροδέκτες των αντιστροφέων αυξάνεται σημαντικά κατά την απομονωμένη λειτουργία όταν δεν εφαρμόζεται ο έλεγχος. Επιπλέον στα σχ.8.21α,β φαίνεται και η επίπτωση της συχνότητας συντονισμού του φίλτρου του κάθε αντιστροφέα. Επειδή χρησιμοποιούνται κοινές απαιτήσεις στην διαστασιολόγηση των φίλτρων των δύο αντιστροφέων, οι ανά μονάδα τιμές τους είναι ίσες, οπότε στην περίπτωση που δεν υπάρχει καλώδιο σύνδεσης το ρεύμα παραμόρφωσης μοιράζεται στους δύο αντιστροφείς ανάλογα με την δυναμικότητά του. Έτσι ο αντιστροφέας 1200 VA παραλαμβάνει το ¼ του αρμονικού ρεύματος παραμόρφωσης και ο 3530 VA τα <sup>3</sup>/<sub>4</sub>, όπως φαίνεται στον Πίνακα 8.2 – δεύτερη γραμμή. Με την θεώρηση και των καλωδίων ο αντιστροφέας 1200 VA επειδή βρίσκεται

κυκλωματικά κοντύτερα στον πίνακα Χ.Τ. επιβαρύνεται περισσότερο σε σχέση με προηγουμένως και ο 3530 VA λιγότερο.

Όταν εφαρμόζεται ο έλεγχος με ανάδραση της τάσης (τέταρτη γραμμή στον Πίνακα 8.2), η παραμόρφωση της τάσης των ακροδεκτών και του πίνακα Χ.Τ. βελτιώνεται. Ταυτόχρονα η επίπτωση της συχνότητας συντονισμού του φίλτρου απαλείφεται. Συγκεκριμένα, με αναφορά την μέχρι τώρα ανάλυση, χρησιμοποιήθηκε για το σήμα ανάδρασης της τάσης και της παραγώγου της: K(s) = 20 + s18e - 5/(1 + s1e - 6), δηλαδή στο σχ. 8.20  $k_p = 20$ ,  $k_d = 18e - 5$ . Η σύνθετη αντίσταση του φίλτρου κάθε αντιστροφέα για τις αρμονικές συχνότητες του ρεύματος του ανορθωτή μειώνεται, με συνέπεια την αύξηση της παραμόρφωσης του ρεύματος που αποροφά ο ανορθωτής, αφού η συνολική σύνθετη αντίσταση όπως φαίνεται από τους ακροδέκτες του είναι μειωμένη. Έτσι η ελάττωση της παραμόρφωσης της τάσης στο κύκλωμα είναι μικρότερη από ότι θα ήταν αν αντί για τον ανορθωτή είχε χρησιμοποιηθεί απλώς έγχυση ρεύματος αρμονικών συχνοτήτων. Επίσης, επειδή ο αναλογικός όρος είναι ίδιος και για τους δύο αντιστροφέας, ο επιμερισμός του ρεύματος παραμόρφωσης γίνεται ακόμη πιο δυσανάλογος και ο αντιστροφέας 1200 VA παραλαμβάνει το 30% ενώ ο 3530 VA το 70%.



(α)

### Κεφαλαίο 8



(γ)

227



(δ)



Σχ. 8.21: Απομονωμένη λειτουργία χωρίς έλεγχο (τρίτη γραμμή στον Πίνακα 8.2) . (α) Τάση και ρεύμα δευτερεύοντος (β) Τάση και ρεύμα πρωτεύοντος (γ) Συχνότητα και λόγος διαμόρφωσης πλάτους (δ) Ισχείς στην βασική συχνότητα (ε) Ισχείς φορτίου (ανορθωτή διόδων)

Η επιπρόσθετη εφαρμογή της πρόσω τροφοδότησης του ρεύματος σε κάθε αντιστροφέα γίνεται χρησιμοποιώντας στην D(s) συντελεστή d = 0.3 για τον αντιστροφέα 1200 VA και d = 0.9 για τον 3530 VA. Οι σύνθετες αντιστάσεις των φίλτρων μειώνονται ακόμη περισσότερο, το ρεύμα παραμόρφωσης του ανορθωτή αυξάνει, αλλά και η παραμόρφωση της τάσης στους ακροδέκτες των αντιστροφέων και στον πίνακα Χ.Τ. βελτιώνονται περαιτέρω. Λόγω της χρησιμοποίησης σε κάθε αντιστροφέα διαφορετικών συντελεστών για την πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος και μάλιστα κατά αναλογία με την ονομαστική ισχύ, μετριάζεται ο δυσανάλογος επιμερισμός του ρεύματος παραμόρφωσης μεταξύ των δύο αντιστροφέων που προέκυψε από την θέση τους στο κύκλωμα και από την χρησιμοποίηση της ίδιας αναλογικής σταθεράς στην ανάδραση της τάσης. Ο αντιστροφέας 1200 VA παραλαμβάνει το 28% ενώ ο 3530 VA το 72%.





#### ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8



FUNDAMENTAL RMS 0.9270 0.9330 0.9390

FUNDAMENTAL RMS

(β)



(γ)



(δ)



Σχ. 8.22: Απομονωμένη λειτουργία με έλεγχο (πέμπτη γραμμή στον Πίνακα 8.2) . (α) Τάση και ρεύμα δευτερεύοντος (β) Τάση και ρεύμα πρωτεύοντος (γ) Συχνότητα και λόγος διαμόρφωσης πλάτους (δ) Ισχείς στην βασική συχνότητα (ε) Ισχείς φορτίου (ανορθωτή διόδων)

Επισημαίνεται η σημασία που έχει το γεγονός ότι η διαστασιολόγηση των φίλτρων των αντιστροφεών που δημιουργούν το σύστημα έχει γίνει με κοινές απαιτήσεις. Έτσι οι ανά μονάδα τιμή των στοιχείων των φίλτρων και ιδιαίτερα η X% είναι ίδια για όλους τους αντιστροφείς. Το ρεύμα παραμόρφωσης που απορροφούν τα φορτία επιμερίζεται σε κάθε αντιστροφέα σχεδόν με βάση την ονομαστική του ισχύ, αφού η οποιαδήποτε δυσαναλογία που επιφέρουν τα καλώδια και οι γραμμές του δικτύου είναι σχετικά μικρή. Η ίδια ανά μονάδα τιμή παραμέτρων του φίλτρων του είναι επίσης χρήσιμη στον επιμερισμό της αέργου ισχύος στην περίπτωση που η διασύνδεση των τάσεων που παράγουν οι αντιστροφείς, συμπεριλαμβανομένων φίλτρων και καλωδίων του δικτύου, χαρακτηρίζεται από  $X \gg R$ , όπως άλλωστε είναι το πιθανότερο. Δεν είναι όμως εύκολο η παραπάνω απαίτηση να εξασφαλιστεί πρακτικά.

Επειδή η μείωση της αρμονικής παραμόρφωσης δεν εφαρμόζεται για κάθε αρμονική ξεχωριστά, αλλά όλο το φάσμα των αρμονικών που δημιουργούν τα φορτία αντιμετωπίζεται συνολικά, είναι απαραίτητο να χρησιμοποιείται για όλους τους αντιστροφείς η ίδια αναλογική σταθερά στον έλεγχο της τάσης σε κλειστό βρόχο. Έτσι όμως η σύνθετη αντίσταση του φίλτρου κάθε αντιστροφέα στις αρμονικές συχνότητες μειώνεται ισόποσα με συνέπεια την δυσανάλογη φόρτιση σε σχέση με την δυναμικότητα τους. Γιαυτό είναι απαραίτητο η πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος να γίνεται με διαφορετικούς συντελεστές σε κάθε αντιστροφέα ώστε η περαιτέρω μείωση της σύνθετης αντίσταση των φίλτρων να γίνεται έτσι ώστε να αντισταθμίζεται κατά το δυνατόν η παραπάνω δυσαναλογία στην παραλαβή του αρμονικού ρεύματος.

Ο έλεγχος όπως εξετάστηκε εφαρμόζεται χωρίς καμία αλλαγή αλλά με απλή προσαρμογή και στην περίπτωση του τριφασικού αντιστροφέα. Το διάγραμμα του σχ. 8.20 αποτελεί τότε το ανά φάση διάγραμμα ελέγχου.

### 8.7 Σύνοψη και συμπεράσματα

Στο μικροδίκτυο η αδιάλειπτη κάλυψη ισχύος των φορτίων και η συνέχεια στην παραγωγή των διεσπαρμένων μονάδων όταν υπάρξει διαταραχή στο υπερκείμενο δίκτυο εξασφαλίζονται από την δυνατότητα απομόνωσης και μετάβασης σε αυτόνομη λειτουργία. Μεγάλο ποσοστό των φορτίων στο δίκτυο Χ.Τ. είναι μη γραμμικά. Αν ο έλεγχος περιοριστεί μόνο στην αναλογική ρύθμιση της τάσης στην βασική συχνότητα από τις ισχείς, τότε η παραμόρφωση της τάσης θα είναι μεγάλη και ενδεχομένως να αποβεί απαγορευτική για την αυτόνομη λειτουργία. Ενώ στην πιο συνηθισμένη εφαρμογή που είναι η σύνδεση διεσπαρμένων πηγών σε δίκτυο δεδομένης τάσης ελέγχεται το ρεύμα που διοχετεύεται στο δίκτυο από τις πηγές ώστε να είναι απαλλαγμένο αρμονικών, στο αυτόνομο σύστημα θα πρέπει οι διεσπαρμένες πηγές να ελέγχουν την παρεχόμενη τάση ώστε το αρμονικό περιεχόμενό της, λόγω των αρμονικών ρευμάτων των φορτίων, να διατηρείται σε αποδεκτά επίπεδα. Επίσης ο επιμερισμός των αρμονικών ρευμάτων εξαρτάται από την θέση των πηγών, γεγονός που μπορεί να οδηγήσει σε περαιτέρω αύξηση της παραμόρφωσης της τάσης και σε υπερφόρτιση εκείνων των πηγών που φορτίζονται δυσανάλογα με αρμονικά ρεύματα έναντι άλλων. Μεγαλύτερη συμβολή στην παραμόρφωση της τάσης έχουν οι σύνθετες αντιστάσεις των πηγών που διεγείρουν το αυτόνομο σύστημα. Με σωστό σχεδιασμό του φίλτρου εξόδου των αντιστροφέων η παραμόρφωση της τάσης στους ακροδέκτες μπορεί ως ένα βαθμό να μετριαστεί. Υψηλή διακοπτική συχνότητα και χαμηλή αυτεπαγωγή, για δεδομένη απόσβεση, μετατοπίζουν την συχνότητα αποκοπής σε υψηλότερες τιμές, απομακρύνοντάς την από την περιοχή των χαμηλών αρμονικών. Όπως εξηγήθηκε, η τάση ακροδεκτών των αντιστροφέων μπορεί να ελεγχθεί αποτελεσματικά και ο επιμερισμός των αρμονικών ρευμάτων να γίνει αναλογικά με την δυναμικότητα χρησιμοποιώντας ανατροφοδότηση της τάσης και πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος φορτίου. Ο αντιστροφέας θα παράγει ουσιαστικά μία επιπλέον τάση σε σειρά με την τάση στην θεμελιώδη συχνότητα, η οποία μπορεί να παρασταθεί κυκλωματικά σαν μία εξαρτημένη πηγή τάσης από την τάση ακροδεκτών και / ή από το ρεύμα φορτίου. Με αυτή την βάση αναλύονται πρώτα οι δύο μέθοδοι ελέγχου – ανάδραση τάσης και πρόσω τροφοδότηση ρεύματος – και δείχνεται ότι υπάρχουν δύο δυνατότητες. Είτε να χρησιμοποιηθούν και οι δύο μέθοδοι για την μείωση της σύνθετης αντίστασης που παρουσιάζει ο αντιστροφέας σε ρεύματα ορισμένου εύρους συχνοτήτων ή να χρησιμοποιηθεί για τον σκοπό αυτό μόνο η ανάδραση της τάσης ενώ η πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος να χρησιμοποιηθεί για την δημιουργία μιας νέας αναφοράς σύνθετης αντίστασης σε αντικατάσταση της σύνθετης αντίστασης του φίλτρου. Ο επιμερισμός των αρμονικών ρευμάτων μπορεί να γίνει με την πρώτη δυνατότητα χρησιμοποιώντας διαφορετικά κέρδη στον έλεγχο κάθε αντιστροφέα, ενώ με την δεύτερη, επιβάλλοντας διαφορετική σύνθετη αντίσταση σε κάθε αντιστροφέα μέσω του ελέγχου.

Ο έλεγχος με πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος βασίζεται σε εκτιμώμενες τιμές αντίδρασης και αντίστασης φίλτρου και η χρησιμοποίησή του ως αποκλειστική μέθοδο στην μείωση της σύνθετης αντίστασης δεν είναι αποτελεσματική. Την ίδια δυσκολία παρουσιάζει και στον επιμερισμό του αρμονικού ρεύματος. Για τον λόγο αυτό η δεύτερη επιλογή κατά την οποία η πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος χρησιμοποιείται για να καθορίσει τεχνητά την σύνθετη αντίσταση που θα παρουσιάζει ο αντιστροφέας, υπερτερεί από αυτή την άποψη. Προϋποθέτει όμως ότι η σύνθετη αντίσταση του φίλτρου μπορεί να μειωθεί με την ανάδραση της τάσης επαρκώς, ώστε με την προστιθέμενη αντίσταση που επιβάλει ο έλεγχος η σύνθετη αντίσταση που παρουσιάζει ο αντιστροφέας να συνεχίζει να είναι πολύ χαμηλότερη σε σχέση με την αρχική. Επειδή όπως αποδεικνύεται αυτό δεν είναι εύκολο πρακτικά, στην παρούσα μελέτη ακολουθείται η πρώτη δυνατότητα και η πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος χρησιμοποιείται συμπληρωματικά για την μεγαλύτερη μείωση της σύνθετης αντίστασης του φίλτρου.

Με την ανάδραση της τάσης ακροδεκτών μέσω αναλογικού όρου, αντικαθίστανται οι πόλοι του φίλτρου έτσι ώστε όσο το κέρδος μεγαλώνει να μειώνεται η αντίσταση στο εύρος συχνοτήτων 150Hz έως 1kHz. Η βασική συνιστώσα 50Hz απορρίπτεται από την ανάδραση με φίλτρο. Για να μπορεί να χρησιμοποιηθεί όμως μεγάλο κέρδος ώστε να έχομε ικανοποιητική μείωση της αντίστασης, χρειάζεται να προσδοθεί απόσβεση με προήγηση φάσης. Για τον λόγο αυτό γίνεται επιπλέον ανατροφοδότηση και της παραγώγου της τάσης ακροδεκτών. Έτσι εξαλείφεται ο συντονισμός του φίλτρου και βελτιώνεται γενικά η μεταβατική συμπεριφορά του συστήματος τάση αντίστροφέα – φίλτρο εξόδου. Για να αποφεύγεται η εισαγωγή θορύβου στο σύστημα προτείνεται ο έλεγχος της τάσης του πυκνωτή αντί της τάσης των ακροδεκτών ώστε να μπορεί να γίνει ανάδραση του ρεύματος του πυκνωτή αντί για την παράγωγο της τάσης.

Στην προτεινόμενη μέθοδο ο έλεγχος αφορά στιγμιαίες τιμές και οι αρμονικές αντιμετωπίζονται συνολικά. Έτσι η χρησιμοποίηση ολοκληρωτή δεν συμβάλει σχεδόν καθόλου στην μείωση της αντίστασης στο εύρος των αναμενόμενων αρμονικών συχνοτήτων και δεν συνιστάται. Ο έλεγχος με ολοκληρωτή ενδείκνυται όταν γίνεται αντιστάθμιση κάθε αρμονικής ξεχωριστά. Η συγκεκριμένη μεθοδολογία αποτελεί μια εντελώς διαφορετική προσέγγιση που έχει προταθεί για την αντιμετώπιση του προβλήματος και για τον λόγο αυτό αφιερώνεται ένα τμήμα της ανάλυσης για την περιγραφή της. Το βασικότερο μειονέκτημα της είναι ότι λόγω του ολοκληρωτή είναι δύσκολη η εφαρμογή σε σύστημα όπου υπάρχουν παραλληλισμένοι αντιστροφείς.

Η επίδραση που έχουν ο αναλογικός και ο διαφορικός συντελεστής ανάδρασης στις αρμονικές διακοπτικής λειτουργίας θέτει όριο στην τιμή τους και κατ' επέκταση στην μείωση της αντίστασης που είναι δυνατόν να επιτευχθεί. Διαφορετικά οι αρμονικές λόγω της *PWM* λειτουργίας θα επιστρέφονται ενισχυμένες. Η αντίσταση μπορεί να μειωθεί περαιτέρω χρησιμοποιώντας για τον σκοπό αυτό και την πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος. Η θεμελιώδης συνιστώσα απορρίπτεται και η εκτιμώμενη τιμή της αντίδρασης του φίλτρου μειώνεται σε κάθε αντιστροφέα αναλογικά με την ονομαστική ισχύ.

Ο ανορθωτής διόδων με πυκνωτή αποτελεί πηγή αρμονικών ρευμάτων με τον υψηλότερο δείκτη ολικής παραμόρφωσης και είναι διαδεδομένος στα τροφοδοτικά συσκευών και στις διατάξεις οδήγησης κινητήρων στην Χ.Τ.. Χρησιμοποιείται λοιπόν ως φορτίο στις προσομοιώσεις. Βασικά χαρακτηριστικά του είναι ότι τα αρμονικά ρεύματα που απορροφά εξαρτώνται από την σύνθετη αντίσταση και ιδιαίτερα από την αντίδραση που φαίνεται από τους ακροδέκτες του και μπορούν να μειωθούν αυξάνοντας την τιμή της αλλά ταυτόχρονα η παραμόρφωση της τάσης σε θέσεις που βρίσκονται κατά μήκος της γραμμής παροχής μετά του σημείου αύξησης της αντίστασης προς τους ακροδέκτες του ανορθωτή θα είναι μεγαλύτερη.

Ο προτεινόμενος έλεγχος δοκιμάζεται με προσομοιώσεις στο πρόγραμμα EMTDC – PSCAD. Συγκεκριμένα προσομοιώνεται η περίπτωση δύο αντιστροφέων διαφορετικής δυναμικότητας που συνδέονται σε πίνακα παροχής ισχύος Χ.Τ. που τροφοδοτεί έναν ανορθωτή με διόδους και πυκνωτή. Παρουσιάζεται ο έλεγχος των αντιστροφέων συνολικά συμπεριλαμβάνοντας τόσο την θεμελιώδη συνιστώσα της τάσης όσο και τις αρμονικές όπως υλοποιήθηκε στο πρόγραμμα. Θεωρήθηκαν διάφορες περιπτώσεις όπως σύνδεση των αντιστροφέων με ή χωρίς υπολογίσιμο μήκος καλωδίου χωρίς καμία αντιστάθμιση αρμονικών, έλεγχος μόνο με ανάδραση της τάσης και πλήρης έλεγχος. Η παραμόρφωση των τάσεων κατά την απομονωμένη λειτουργία είναι φυσικά μεγαλύτερη αλλά μειώνεται με την ανάδραση της τάσης και στη συνέχεια και με την πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος. Το ρεύμα παραμόρφωσης αυξάνει ως συνέπεια της μειωμένης σύνθετης αντίστασης του κυκλώματος. Η διαστασιολόγηση του φίλτρου και στους δύο αντιστροφείς με τα ίδια κριτήρια επιτρέπει τον επιμερισμό του ρεύματος παραμόρφωσης αναλογικά, οπότε η όποια δυσαναλογία είναι αποτέλεσμα των καλωδίων σύνδεσης και είναι μικρή. Η χρησιμοποίηση του ίδιου αναλογικού συντελεστή στην ανάδραση της τάσης και για τους δύο αντιστροφείς στην προσπάθεια να μειωθεί ικανοποιητικά η παραμόρφωση της τάσης επιφέρει δυσανάλογη φόρτιση αρμονικού ρεύματος. Η πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος με διαφορετικούς συντελεστές για κάθε αντιστροφέα μετριάζει την δυσαναλογία.

Τέλος επισημαίνεται ότι παρότι η ανάλυση και τα διαγράμματα αφορούν μονοφασικό αντιστροφέα ο προτεινόμενος έλεγχος μπορεί αυτούσιος να εφαρμοστεί και την περίπτωση του τριφασικού.

### 8.8 Αναφορές

- [1] E. Acha, M. Madrigal, *Power System Harmonics*, J. Wiley & Sons 2001.
- [2] N. Mohan, T. M. Undeland, W. P. Robbins, Power electronics converters, applications and design, J. Wiley & Sons Third Edition 1995.
- [3] T. C. Green, M. Prodanovic, "Control of inverter-based miro-grids", *Electric Power Sys. Research*, 2006, pp 1204-1213.
- [4] A. Bhowmik, A. Maitra, S. M. Halpin, J. A. Schatz, "Determination of allowable penetration levels of distributed generation resources based on harmonic limits considerations", *IEEE Trans on Power Delivery*, Vol. 18, No 2, pp 619-624, Apr. 2003.
- [5] M. Prodanovic, T.C. Green, "Control and filter design of three phase inverters for high power quality grid connection", IEEE Trans. Ind. Applications, Vol. 18, No 1, pp 373-380, Jan. 2003
- [6] L. J. Borle, M. S. Dymond, C. V. Nayar, "Development and testing of a 20kW grid interactive photovoltaic power conditioning system in Western Australia" *IEEE Trans. Ind. Applications*, Vol. 33, No 2, pp 502-508, Mar./Apr 1997
- [7] T. Kawabata, S. Higashino, "Parallel operation of voltage source inverters", IEEE Trans. Ind. Applications, Vol. 24, No 2, pp 281-287, Mar./April 1988.
- [8] M. A. Boost, P. D. Ziogas, "Towards a zero-output impedance UPS system", IEEE Trans. Ind. Applications, Vol. 25, No 3, pp 408-418, May/June 1989.
- S. Vukosavic, L. Peric, E. Levi, V. Vuckovic, "Reduction of the output impedance of PWM inverters for uninterruptible power supplies" *IEEE PESC 1990*, pp 757-762.
- [10] S. J. Chiang, J. M. Chiang, "Parallel control of the UPS inverters with frequency-dependent droop scheme", IEEE PESC 2001, pp 957-961.
- [11] J. M. Guerrero, L. G. Vicuna, J. Matas, J. Miret, M. Castilla, "Output impedance design of parallel connected UPS inverters", IEEE ISIE 2004 Conference pp 1123-1128.
- [12] J. M. Guerrero, L. G. Vicuna, J. Matas, J. Miret, M. Castilla, "A high performance DSP controller for parallel operation of online UPS systems", *IEEE APEC 2004* pp 463-468.
- [13] M. C. Chandorkar, D. M. Divan, B. Banerjee, "Control of distributed UPS systems", Power Electronics Specialists Conference PESC' 94, 25<sup>th</sup> Annual IEEE, Vol. 1, pp 197-204, June 1994.
- [14] M. J. Ryan, W. E. Brumsickle, R. D. Lorenz, "Control topology options for single-phase UPS inverters", IEEE Trans. Ind. Applications, Vol. 33, No 2, pp 493-500, Mar./April 1997.
- [15] A. Kawamura, T. Haneyoshi, R.G. Hoft, "Deadbeat controlled PWM inverter with parameter estimation using only voltage sensor", *IEEE Trans on Power Electronics*, Vol. 3, No 2, pp 118-125, April 1988.
- [16] N. M. Abdel-Rahim, J. E. Quaicoe, "Analysis and design of a multiple feedback control strategy for single-phase voltage-source UPS inverters", IEEE Trans on Power Electronics, Vol. 11, No 4, pp 532-541, July 1996.
- [17] P. C. Loh, M. J. Newman, D. N. Zmood, D. G. Holmes, "A comparative analysis of multiloop voltage regulation strategies for single and three-phase UPS systems" *IEEE Trans on Power Electronics*, Vol. 18, No 5, pp 1176-1185, Sep. 2003.
- [18] P. Mattavelli, S. Fasolo, "A closed loop selective harmonic compensation for active filters", IEEE APEC Conf. 2000, pp 399-405.
- [19] P. Mattavelli, S. Fasolo, "Implementation of synchronous frame harmonic control for high-performance AC power supplies", IEEE IAS Annual Meeting, 2000, pp 1988-1995.
- [20] R. A. Gannett, J. C. Sozio, D. Boroyevich, "Application of synchronous and steady state controllers for unbalanced and non linear load compensation in 4-leg inverters", *IEEE APEC Conf. 2002*, Vol. 2, pp 1038-1043.
- [21] K. H. Kim, N. J. Park, D. S. Hyum, "Advanced synchronous reference frame controller for three-phase UPS powering unbalanced and non linear loads" IEEE PESC 2005, pp 1699-1704.
- [22] U. B. Jensen, F. Blaabjerg, P. N. Enjeti, "Sharing of nonlinear loads in parallel-connected three-phase converters", IEEE Trans. Ind. Applications, Vol. 37, No 6, pp 1817-1823, Nov./Dec. 2001.
- [23] A. Tuladhar, H. Jin, T. Unger, K. Mauch, "Control of parallel inverters in distributed AC power systems with consideration of AC line impedance effect", *IEEE Trans. Ind. Applications*, Vol. 36, No 1, pp 131-137, Jan./Feb. 2000.
- [24] P. T. Krein, Elements of Power Electronics, Oxford University Press 1998.

#### Κεφαλαίο 8

- [25] J. N. Fiorina, "Inverters and harmonics case studies of non linear loads", Shneider Electric's Cahier Technique No 159, Sep. 1993.
- [26] A. Mansoor, W. M. Grady, A. H. Chowdhury, M. J. Samotyj, "An investigation of harmonics attenuation and diversity among distributed single phase power electronics loads", *IEEE Trans on Power Delivery*, Vol. 10, No 1, pp 467-473, Jan. 1995.
- [27] A. Mansoor, W. M. Grady, P. T. Staats, R. S. Thallam, M. T. Doyle, M. J. Samotyj, "Predicting the net harmonic currentsproduced by large numbers of distributed single phase computer loads", *IEEE Trans on Power Delivery*, Vol. 10, No 4, pp2001 - 2006, Oct. 1995.
- [28] R. W. Erickson, Fundamentals of Power Electronics, Kluwer Academic Publishers 2001.
- [29] Σ. Ν. Μανιάς, Ανώτερα Κεφάλαια Ηλεκτρονικών Ισχύος, Παπασωτηρίου ΕΠΙΣΕΥ, Αθήνα 1997.

# Κεφάλαιο 9

## ΑΝΑΣΚΟΠΗΣΗ, ΠΡΩΤΟΤΥΠΗ ΣΥΜΒΟΛΗ ΚΑΙ ΜΕΛΛΟΝΤΙΚΗ ΣΥΝΕΧΙΣΗ

### 9.1 Σύντομη ανασκόπηση

Οι λόγοι που ευνοούν την αποκεντρωμένη παραγωγή στα συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας ωθούν στην επέκταση της εγκατάστασης διεσπαρμένων πηγών στο δίκτυο Χ.Τ., όπου προβλέπεται η σύνδεση πολυάριθμων διεσπαρμένων πηγών μικρής δυναμικότητας. Οι πηγές αυτές διαφέρουν από τις συμβατικές, η παραγωγή τους είναι συνήθως μεταβαλλόμενη λόγω εξωτερικών παραγόντων (ανανεώσιμες) ή βασίζονται σε νέες τεχνολογίες (κυψέλη καυσίμου), τα τεχνικά χαρακτηριστικά τους ποικίλουν και χρησιμοποιούν στην έξοδό τους αντιστροφέα, κυρίως πηγής τάσης. Σημαντική είναι η δυνατότητα νησιδοποιημένης λειτουργίας ενός τμήματος του δικτύου Χ.Τ. με διεσπαρμένες πηγές που θα αυξήσει την αξιοπιστία παροχής των καταναλωτών και την διάρκεια της διεσπαρμένης παραγωγής παρουσία προβλήματος στο υπερκείμενο δίκτυο. Η νησιδοποιημένη λειτουργία ανάγεται σε παραλληλισμό των αντιστροφέων πηγής τάσης εκείνων των διεσπαρμένων μονάδων που διαθέτουν ελεγχόμενη παραγωγή ισχύος. Για τον παραλληλισμό των αντιστροφέων χωρίς την ανάγκη επικοινωνίας, δημιουργείται στον καθένα μέσω του ελέγχου του η εξάρτηση μεταξύ συχνότητας και ενεργού ισχύος εξόδου, η οποία υπάρχει εγγενώς στην σύγχρονη μηχανή. Επιπλέον το μέτρο της τάσης κάθε αντιστροφέα ελέγχεται αναλογικά με την άεργο ισχύ εξόδου, ώστε όλοι να συμμετέχουν στην στήριξη της τάσης ανταλλάσσοντας άεργη ισχύ με το δίκτυο. Για την υποστήριξη του συστήματος μεταβατικά είναι απαραίτητες μονάδες συσσώρευσης ενέργειας που μπορούν να εγκατασταθούν στην είσοδο DC των αντιστροφέων των διεσπαρμένων μονάδων ή να αποτελούν αυτόνομες μονάδες, στην οποία περίπτωση οι υπόλοιπες μονάδες θα πρέπει να εξοπλιστούν και με δευτερεύοντα έλεγχο της συχνότητας. Το γεγονός ότι οι διεσπαρμένες μονάδες έχουν στην έξοδό τους αντιστροφέα έχει συνέπεια και στην μοντελοποίηση του συστήματος για την εξέταση της δυναμικής συμπεριφοράς του. Η μεθοδολογία μεταβατικής ευστάθειας συστήματος με σύγχρονες μηχανές προσαρμόζεται για αυτόνομα συστήματα στα οποία οι πηγές δεν έχουν στρεφόμενες μάζες. Επιπλέον, παριστάνεται και η επίπτωση της ασυμμετρίας του δικτύου Χ.Τ.. Με τον τρόπο αυτό προσομοιώνεται η παρακολούθηση του φορτίου από τις πηγές, δοκιμάζοντας διάφορες πολιτικές ελέγχου σε συνάρτηση με τα χαρακτηριστικά μεταβολής της παραγόμενης ισχύος των πηγών. Με τον έλεγχο ο αντιστροφέας εξομοιώνεται στην θεμελιώδη συχνότητα από την άποψη του δικτύου με ένα ισοδύναμο Thevenin στο οποίο η πηγή τάσης έχει ρυθμιζόμενη συχνότητα και μέτρο αναλογικά με τις ισχείς εξόδου και η σύνθετη αντίσταση αντιστοιχεί στην αντίδραση του φίλτρου του. Οι γραμμές του δικτύου Χ.Τ., στις οποίες η αντίσταση κυριαρχεί, συμπληρώνουν την σύνθετη αντίσταση που διασυνδέει τις ελεγχόμενες πηγές τάσης. Παράμετροι του ελέγχου είναι οι αναλογικές σταθερές μεταβολής της συχνότητας και της τάσης με τις ισχείς και η καθυστέρηση κατά την μεταβολή αυτή. Η συμπεριφορά του συστήματος εξαρτάται άμεσα από το μέτρο και την γωνία της σύνθετης αντίστασης μεταξύ των ελεγχόμενων πηγών και φυσικά από τις παραμέτρους του ελέγχου. Πριν λοιπόν από την ανάλυση της αποτελεσματικότητας του ελέγχου εξετάζονται οι παράγοντες που επηρεάζουν και οριοθετούν ως ένα βαθμό τις παραμέτρους του ελεγχόμενου συστήματος, όπως η διαστασιολόγηση του φίλτρου αποκοπής των αρμονικών του αντιστροφέα, η διαδικασία μέτρησης ισχυών από τις στιγμιαίες τιμές τάσης και ρεύματος σε συνθήκες ασυμμετρίας και αρμονικών και οι απαιτήσεις καλής λειτουργίας κατά την απομονωμένη κατάσταση όπως η πτώση τάσης των γραμμών του δικτύου και η σχέση μεταξύ της ονομαστικής. ισχύος των αντιστροφέων και του φορτίου του συστήματος. Ο έλεγχος χρησιμοποιώντας

συσχέτιση της συχνότητας με την ενεργό ισχύ ενδείκνυται για τον καθορισμό της παραγωγής ενεργού ισχύος κάθε μονάδας αποκλειστικά από τις παραμέτρους του ελέγχου, ανεξάρτητα από την θέση στο δίκτυο. Η ροή αέργου ισχύος που συνοδεύει την μεταφορά ενεργού ισχύος, όταν η αντίσταση της διασύνδεσης είναι τουλάχιστον συγκρίσιμη με την αντίδραση, μπορεί να εξαλειφθεί με επιπλέον μεταβολή του μέτρου της τάσης με πρόσω τροφοδότηση της ενεργού ισχύος. Ανατροφοδότηση και έλεγχος των ισχυών ρυθμίζοντας αναλογικά την συχνότητα και την τάση, δηλαδή ως P – f, Q – V, απαλλάσσει από την ανάγκη μέτρησης της συχνότητας που απαιτείται κατά την αντίστροφη υλοποίηση, δηλαδή ως f – P, V – Q. Εξέταση της ευστάθειας με μοντελοποίηση της διασύνδεσης των αντιστροφέων στην μόνιμη κατάσταση, χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις μεταφοράς ισχύος, αποδεικνύει ότι το περιθώριο της περιορίζεται για μειωμένες τιμές του μέτρου της σύνθετης αντίστασης της διασύνδεσης και για αυξημένες τιμές των αναλογικών σταθερών ελέγχου, της καθυστέρησης στη μεταβολή συχνότητας και τάσης και της αναλογίας αντίστασης – αντίδρασης. Η εισαγωγή αντιστάθμισης με έλεγχο και της φάσης αναλογικά με την ενεργό ισχύ, βελτιώνει την απόκριση σε όλες τις περιπτώσεις. Έτσι ορίζονται συγκεκριμένες προδιαγραφές για την μεταβατική κατάσταση του συστήματος όταν η αντίδραση είναι πολύ μεγαλύτερη ή συγκρίσιμη με την αντίσταση, με ρύθμιση της σταθεράς μεταβολής της φάσης από την ισχύ. Η μεταβατική κατάσταση της διασύνδεσης επηρεάζει την ευστάθεια του συστήματος όταν η αντίδραση είναι μεγαλύτερη από την αντίσταση, εξαιτίας της ταχείας απόκρισης του αντιστροφέα και στην περίπτωση αυτή θα πρέπει να συμπεριληφθεί. Αύξηση της καθυστέρησης στην μεταβολή της συχνότητας και της τάσης από τις ισχείς δίνει πρωτεύουσα σημασία στους πόλους χαμηλής συχνότητας που οφείλονται στον έλεγχο και έτσι μειώνει την επίδραση της δυναμικής του δικτύου. Κατά την εφαρμογή της αντιστάθμισης θα πρέπει να προστεθεί ένα επιπλέον κριτήριο στις προδιαγραφές της απόκρισης, το οποίο αφορά την ταλάντωση υψηλής συχνότητας που επιφέρει η μεταβατική κατάσταση του δικτύου. Επειδή το ποσοστό των αρμονικών φορτίων του συστήματος αναμένεται να είναι μεγάλο, είναι απαραίτητος και έλεγχος της τάσης στις αρμονικές συχνότητες. Ταυτόχρονα το αρμονικό φορτίο θα πρέπει να επιμερίζεται ανάλογα με την δυναμικότητα του κάθε αντιστροφέα. Στο σκοπό αυτό μπορεί να συμβάλει σε επίπεδο σχεδιασμού η διαστασιολόγηση του φίλτρου των αντιστροφέων με κοινά κριτήρια. Ο έλεγχος πραγματοποιείται σε κάθε αντιστροφέα με ανάδραση της τάσης των ακροδεκτών και συμπληρωματικά με πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος με διαφορετικούς συντελεστές για κάθε αντιστροφέα για να μπορεί να ρυθμιστεί ο επιμερισμός του αρμονικού φορτίου. Οι σχετικές προσομοιώσεις επιβεβαιώνουν τις δυνατότητες της μεθόδου.

## 9.2 Πρωτότυπη συνεισφορά της διατριβής

Η διατριβή επικεντρώνεται στην αυτόνομη λειτουργία του δικτύου Χ.Τ. με διεσπαρμένη παραγωγή. Σε αυτό το πλαίσιο διερεύνησης η συνεισφορά της εντοπίζεται σε δύο κυρίως τομείς. Ο ένας αφορά την ανάπτυξη μοντέλων προκειμένου να μελετηθεί η δυναμική συμπεριφορά του συστήματος και την ανάπτυξη του αλγόριθμου προσομοίωσης μεταβατικών καταστάσεων:

Ι. Η ένταξη μικρών μονάδων παραγωγής στο δίκτυο Χ.Τ. και ιδιαίτερα η δυνατότητα του συστήματος να μεταβαίνει σε απομονωμένη κατάσταση, αποτελεί αντικείμενο έρευνας που ξεκίνησε στην αρχή της παρούσας δεκαετίας και συνεχίζεται εντατικά τόσο σε ακαδημαϊκό όσο και σε επίπεδο βιομηχανικής ανάπτυξης. Ένα πρώτο ζήτημα αφορά την μοντελοποίηση του συστήματος και προέρχεται από την χρησιμοποίηση αντιστροφέων για την σύνδεση των διεσπαρμένων μονάδων με το δίκτυο. Η μεθοδολογία ανάλυσης των συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας που έχει αναπτυχθεί μέχρι τώρα και αποτελεί εμπεδωμένη πρακτική, βασίζεται στο ότι οι πηγές του συστήματος είναι σύγχρονες γεννήτριες, οι στρεφόμενες μάζες των οποίων συνδέονται απευθείας στο ΑC δίκτυο. Από την άποψη αυτή, ο σχηματισμός του συστήματος αποκλειστικά και μόνο με αντιστροφείς πηγής τάσης δημιουργεί ένα νέο δεδομένο. Με την ηλεκτρομαγνητική προσομοίωση μεταβατικών καταστάσεων μπορεί βέβαια να αντιμετωπιστεί οποιαδήποτε περίπτωση, αλλά η πρόβλεψη για την εφαρμογή του μικροδικτύου είναι η εγκατάσταση πλήθους μικροπηγών κατά μήκος των κλάδων ενός εκτεταμένου δικτύου όπως το είναι το δίκτυο Χ.Τ., πολλές από τις οποίες μπορεί να έχουν σταθερές χρόνου απόκρισης δεκάδων

δευτερολέπτων. Η μεθοδολογία της μεταβατικής ευστάθειας, με την οποία εξετάζεται η δυνατότητα των σύγχρονων μηχανών να παραμένουν σε συγχρονισμό μετά από πιθανές διαταραχές του συστήματος, είναι ανεπαρκής για την περίπτωση αυτή, επειδή ακριβώς προϋποθέτει ότι οι πηγές του συστήματος είναι σύγχρονες γεννήτριες. Επιπρόσθετα στο μέχρι τώρα πεδίο εφαρμογής της μεθόδου, η όποια ασυμμετρία του δικτύου μεταφοράς είχε αμελητέα επίδραση στην ανάλυση αυτού του είδους και συνήθως δεν λαμβανόταν υπόψη ή περιοριζόταν μόνο στην παράσταση ασύμμετρου σφάλματος σε κάποια θέση του δικτύου. Στο δίκτυο Χ.Τ. η κατά τόπους μονοφασική ή διφασική ανάπτυξη των γραμμών του, δημιουργεί συνθήκες ασυμμετρίας που δεν θα μπορούσαν να παραλειφθούν από μια ακριβή παράσταση του συστήματος. Έτσι ένα μεγάλο μέρος της εργασίας, από το τρίτο έως και το πέμπτο κεφάλαιο, ασχολείται με το να δώσει μια συνολική λύση στο θέμα της μοντελοποίησης. Η μεθοδολογία της μεταβατικής ευστάθειας, δηλαδή η εφαρμογή διανυσματικών μεγεθών, προσαρμόστηκε ώστε να μπορεί να εφαρμοστεί σε αυτόνομο σύστημα οι πηγές του οποίου είναι αντιστροφείς πηγής τάσης, ενώ ταυτόχρονα δίνεται η δυνατότητα να ληφθούν υπόψη όλες οι ασυμμετρίες του συστήματος που αφορούν είτε το δίκτυο ή τα φορτία. Με βάση τις απαιτήσεις του αλγόριθμου αναπτύχθηκε η μοντελοποίηση των αντιστροφέων, ουσιαστικά του ελέγχου τους, σύμφωνα με τις στρατηγικές που είναι δυνατόν να εφαρμοστούν. Οι προσομοιώσεις τυπικών καταστάσεων του συστήματος με την προτεινόμενη μεθοδολογία έδειξαν αρκετά καλή σύμπτωση με τα αποτελέσματα που προέκυψαν με την χρήση προγράμματος ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης, το οποίο χρησιμοποιεί στιγμιαίες τιμές.

Ο άλλος τομέας συνεισφοράς αφορά αυτή καθαυτή την εξέταση της δυνατότητας απομονωμένης λειτουργίας, όπου εντάσσονται η εξέταση της μεταβατικής ευστάθειας και η αναζήτηση μεθόδου αντιστάθμισης των αρμονικών της τάσης του αυτόνομου συστήματος:

- Η αυτόνομη λειτουργία του συστήματος θα πρέπει να χαρακτηρίζεται από ευσταθή δυναμική συμπεριφορά και ποιότητα ισχύος τουλάχιστον εφάμιλλη της συνδεδεμένης λειτουργίας. Από την αρχική ιδέα για την εφαρμογή του μικροδικτύου, είχε προταθεί η μεταφορά του ελέγχου της συχνότητας και της τάσης των σύγχρονων μηχανών στους αντιστροφείς πηγής τάσης, η οποία θα επέτρεπε την χρησιμοποίηση μόνο τοπικών μετρήσεων. Η εξέταση του προτεινόμενου ελέγχου σε σχέση με άλλες μεθόδους που βασίζονταν περισσότερο στην επικοινωνία μεταξύ των μονάδων ήταν και εξακολουθεί να είναι αντικείμενο έρευνας. Σημαντική θεωρείται επίσης η έρευνα όσον αφορά την καλύτερη απόδοση του προτεινόμενου ελέγχου σε σχέση με τις συνθήκες που επικρατούν στο δίκτυο Χ.Τ., όπου οι μεγάλες τιμές του λόγου αντίσταση προς αντίδραση των γραμμών μεταβάλουν τον μηχανισμό μεταφοράς ισχύος σε σχέση με το δίκτυο μεταφοράς. Η παρούσα διατριβή έχει συμβάλλει σημαντικά στον τομέα αυτό με εκτενή μελέτη του ελέγχου, από την οποία αποδεικνύεται η καταλληλότητα του ελέγχου συχνότητας – ενεργού ισχύος και τάσης – αέργου ισχύος των αντιστροφέων πηγής τάσης κατά την δημιουργία του αυτόνομου συστήματος. Συγκεκριμένα, αναλύθηκε η ευστάθεια του συστήματος δύο παραλληλισμένων αντιστροφέων υπό την επίδραση της γραμμής της μεταξύ τους διασύνδεσης και των παραμέτρων του ελέγχου. Αναδείχτηκαν οι ιδιαιτερότητες για κάθε περίπτωση που προκύπτει από την αναλογία αντίστασης – αντίδρασης της γραμμής και χρησιμοποιώντας τεχνικές του κλασικού αυτομάτου ελέγχου προτάθηκαν μέθοδοι επαναφοράς της ευσταθούς λειτουργίας ή βελτίωσης του περιθωρίου της. Μάλιστα παρά τον μεγάλο αριθμό των παραμέτρων και την ευρεία μεταβολή τους, έγινε προσπάθεια η αντιστάθμιση να είναι ενιαία για όλες τις περιπτώσεις.
- III. Η δεύτερη συμβολή της διατριβής στην επίτευξη της αυτόνομης λειτουργίας, αφορά τον έλεγχο της κάλυψης των αρμονικών φορτίων από τους αντιστροφείς ώστε η τάση του συστήματος να παραμένει σε αποδεκτά επίπεδα. Το πρόβλημα αντιμετωπίζεται σε κάθε αυτόνομο σύστημα, κυρίως λόγω μεγάλης τιμής της σύνθετης αντίστασης της πηγής και συνεχίζει να αποτελεί αντικείμενο έρευνας, ιδιαίτερα στα συστήματα αδιάλειπτης παροχής ισχύος. Η συμμετοχή στην απομονωμένη λειτουργία του μικροδικτύου περισσότερων από μία μονάδων, επιτείνει το πρόβλημα αφού τα ρεύματα αρμονικών συχνοτήτων θα

τροφοδοτούνται από τους αντιστροφείς ανάλογα με τις αντιστάσεις των φίλτρων τους και γενικά κατά τρόπο που υπαγορεύεται από την θέση τους στο δίκτυο. Οι περισσότερες μέθοδοι που έχουν προταθεί ελέγχουν κάθε αρμονική συχνότητα της τάσης των ακροδεκτών ξεχωριστά, χρησιμοποιώντας PI ελεγκτές και για τον λόγο αυτό εφαρμόζονται δύσκολα όταν περισσότεροι από ένας αντιστροφείς δημιουργούν το απομονωμένο σύστημα. Η διατριβή εξετάζει την εναλλακτική αντιμετώπιση, δηλαδή τον έλεγχο συνολικά των αρμονικών στο πεδίο του χρόνου, η οποία έχει εξεταστεί με διάφορες παραλλαγές για τον έλεγχο της τάσης των UPS. Από την ανάλυση της μεθόδου και τις σχετικές προσομοιώσεις αποδείχτηκε ότι είναι δυνατόν ελέγχοντας τις αρμονικές της τάσης των ακροδεκτών κάθε αντιστροφέα σε κλειστό βρόχο και χρησιμοποιώντας παράλληλα και πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος που τροφοδοτούν, να διατηρηθεί η παραμόρφωση της τάση του συστήματος σε ικανοποιητικά επίπεδα και να αποφευχθεί η ανισοκατανομή των αρμονικών ρευμάτων μεταξύ των αντιστροφέων.

## 9.3 Προτάσεις για μελλοντική συνέχιση της διατριβής

Είναι προφανής η ανάγκη της διερεύνησης της λειτουργίας ενός συστήματος με αντιστροφείς πηγής τάσης στην πράξη, η οποία μπορεί να πραγματοποιηθεί με την εργαστηριακή υλοποίηση του παραλληλισμού δύο αντιστροφέων ή ενός αντιστροφέα με το δίκτυο. Η καταγραφή αποτελεσμάτων για συγκεκριμένες μεταβολές των παραμέτρων ελέγχου, των φορτίων του συστήματος, ή του δικτύου θα δώσει τη δυνατότητα να εξακριβωθεί ο βαθμός ακρίβειας των γραμμικοποιημένων μοντέλων και των συμπερασμάτων του Κεφ. 7. Θα μπορούσε να γίνει σε πρώτη φάση με τους δύο αντιστροφείς πηγής τάσης οι οποίοι είναι εγκατεστημένοι σε δύο διαφορετικά εργαστήρια του τομέα Ηλεκτρικής Ισχύος και διαθέτουν έλεγχο συχνότητας – ενεργού ισχύος, τάσης – αέργου ισχύος. Οι δύο συσκευές διατίθενται στο εμπόριο και δίνουν την δυνατότητα μεταβολής των παραμέτρων ελέγχου  $k_p = \Delta f/\Delta P$ ,  $k_q = \Delta V/\Delta Q$ . Η εργαστηριακή

εξέταση μπορεί να περιλαμβάνει τον σχηματισμό αυτόνομου συστήματος με συγχρονισμό των δύο μονάδων και την απόκριση κατά την μεταβολή του φορτίου ενεργού και αέργου ισχύος για διάφορες τιμές των εν λόγω συντελεστών. Παρόμοια εξέταση μπορεί να γίνει χρησιμοποιώντας έναν μόνο αντιστροφέα συνδεδεμένο με το δίκτυο, ρυθμίζοντας την ενεργό και άεργο ισχύ που διοχετεύει με μεταβολή της συχνότητας και της τάσης Τα αποτελέσματα μπορούν ληφθούν για διάφορες συνθήκες όσον αφορά την αναλογία αντίστασης και αντίδρασης του κυκλώματος χρησιμοποιώντας διαφορετικά μήκη ή / και διατομές για το καλώδιο σύνδεσης μεταξύ των δύο αντιστροφέων ή μεταξύ του ενός αντιστροφέα και του δικτύου. Περισσότερο χρήσιμη είναι ιδιοκατασκευή του αντιστροφέα και του ελέγχου του, η οποία θα δώσει την δυνατότητα εξέτασης και της καθυστέρησης στη μεταβολή της συχνότητας και της τάσης από την ισχύ εξόδου καθώς και την επαλήθευση των αποτελεσμάτων όσον αφορά την προτεινόμενη αντιστάθμιση του Κεφ. 7. Μπορούν έτσι να δοκιμαστούν και οι προτεινόμενες τεχνικές ελέγχου του Κεφ. 8 για την μείωση της αρμονικής παραμόρφωσης της τάσης και για τον επιμερισμό του αρμονικού φορτίου του συστήματος μεταξύ των δύο αντιστροφέων με ενσωμάτωση τους στην διάταξη ελέγχου. Η κατασκευή δύο μονοφασικών αντιστροφέων μικρής ισχύος χρησιμοποιώντας για είσοδο DC την ανορθωμένη τάση του δικτύου είναι επαρκής για τις ανάγκες των πειραμάτων.

Σημαντικό στοιχείο για το μικροδίκτυο και την αυτόνομη λειτουργία αποτελεί το σύστημα διασύνδεσης με το υπερκείμενο δίκτυο, στο οποίο συμπεριλαμβάνονται ο διακόπτης και οι διατάξεις επιτήρησης και προστασίας. Η αποστολή του είναι η ασφαλής μετάβαση από την συνδεδεμένη λειτουργία στην αυτόνομη και αντίστροφα, ανάλογα με τις συνθήκες που επικρατούν. Ο διακόπτης μπορεί να είναι διακόπτης ισχύος, ηλεκτρονόμος ισχύος ή στατός διακοπής μόνο με ημιαγωγούς. Η διάταξη επιτήρησης και προστασίας θα πρέπει να έχει ενσωματωμένες λειτουργίες ανίχνευσης νησιδοποίησης, σφάλματος ανάντι του διακόπτη, ελέγχου ποιότητας ισχύος και συγχρονισμού με το υπερκείμενο δίκτυο. Η λειτουργία της προϋποθέτει μέτρηση της τάσης εκατέρωθεν του διακόπτη και του ρεύματος διαμέσου της γραμμής διασύνδεσης και τυπικές δυνατότητες ανίχνευσης και διακοπής για υπέρταση / υπόταση, υποσυχνότητα / υπερσυχνότητα, διακοπής μίας φάσης, διαδοχής φάσεων κλπ. Η νησιδοποίηση

μπορεί να ανιχνευτεί με υπέρβαση του ορίου ανάστροφης ροής ισχύος ή με την εμφάνιση υποσυχνότητας / υπότασης. Διερεύνηση των δυνατοτήτων ανίχνευσης διαταραχών και της επικείμενης απομόνωσης καθώς και του επανασυγχρονισμού και της επανασύνδεσης με το ανάντι δίκτυο είτε με προσομοιώσεις ή με δοκιμές σε πραγματική εγκατάσταση μικροδικτύου είναι απαραίτητη.

Η μοντελοποίηση των Κεφ. 3 και 4 χρησιμοποιήθηκε για την προσομοίωση της δυναμικής κατάστασης μόνο όσον αφορά την παρακολούθηση της μεταβολής των συνθηκών φόρτισης από τις πηγές. Η μοντελοποίηση των αντιστροφέων περιορίστηκε στον έλεγχο της λειτουργίας τους υπό κανονικές συνθήκες. Θα ήταν χρήσιμο να μπορούν να προσομοιωθούν και καταστάσεις σφαλμάτων τόσο κατά την συνδεδεμένη όσο και κατά την απομονωμένη λειτουργία. Ο αλγόριθμος του Κεφ. 3 και η παράσταση του δικτύου που παρουσιάστηκε στο Κεφ. 4 δίνουν την δυνατότητα προσομοίωσης οποιουδήποτε είδους σφάλματος, οπότε χρειάζεται μόνο να ενσωματωθεί στην μοντελοποίηση των αντιστροφέων και η λειτουργία τους κατά την διάρκεια βραχυκυκλώματος. Η τεχνική που συνήθως ακολουθείται κατά το βραχυκύκλωμα στους εμπορικά διατιθέμενους αντιστροφείς είναι η μετάβαση σε λειτουργία παροχής του μέγιστου δυνατού ρεύματος που κυμαίνεται σε περίπου τρεις έως πέντε φορές το ονομαστικό για ορισμένο χρονικό διάστημα (5 sec), μετά την πάροδο του οποίου ο αντιστροφέας τίθεται εκτός λειτουργίας. Επιπρόσθετα θα πρέπει να συμπεριληφθούν και μοντέλα των διακοπτικών στοιχείων όπως διακοπτών ισχύος με ηλεκτρομαγνητικά στοιχεία υπερέντασης στιγμιαίας διακοπής ή αντίστροφου χρόνου κλπ. Μπορούν έτσι να εξεταστούν διάφορες πολιτικές προστασίας κατά την απομονωμένη λειτουργία, όπως για παράδειγμα η απενεργοποίηση συγκεκριμένου τμήματος του δικτύου για σφάλμα στον κεντρικό κλάδο διανομής ή μόνο των κυκλωμάτων που τροφοδοτούν επιμέρους καταναλωτές σε περίπτωση σφάλματος στην εσωτερική εγκατάστασή τους. Αν υιοθετηθεί η πιο συνηθισμένη μέθοδος προστασίας στην Χ.Τ., η οποία συνίσταται στην δημιουργία υπερεντάσεων ικανών να παρέχουν εύκολη ανίχνευση και εκκαθάριση του σφάλματος, τότε θα πρέπει να εξεταστεί αν αυτό είναι εφικτό με τους αντιστροφείς που συμμετέχουν στο σύστημα. Συνεπακόλουθο της εξέτασης θα πρέπει να είναι η από τα πράγματα περιορισμένη δυνατότητα επιλεκτικής προστασίας και η περίπτωση διαρροής ως προς γη κατά την οποία η ανίχνευση μπορεί να είναι δυσχερής. Μπορούν να εξεταστούν επίσης εναλλακτικές μέθοδοι προστασίας και τεχνικών γείωσης σε συνάρτηση με την εξασφάλιση μεγαλύτερης αξιοπιστίας για το μικροδίκτυο.

Στην παρούσα εργασία διερευνήθηκε η επίδραση της ρύθμισης της συχνότητας και της τάσης για την περίπτωση δύο αντιστροφέων ή ενός αντιστροφέα που συνδέεται στο δίκτυο κατά αναλονία με την γνωστή εξέταση των δημιουργούμενων ταλαντώσεων σε μία σύγχρονη μηχανή συνδεόμενη σε άπειρο ζυγό ή μεταξύ δύο σύγχρονων μηχανών που αποτελεί την βάση για την μελέτη ευστάθειας ενός συστήματος με σύγχρονες μηχανές. Θα ήταν λοιπόν χρήσιμο στην συνέχεια να αναπτυχθεί μια συστηματική αντιμετώπιση για την σύσταση του γραμμικοποιημένου μοντέλου του συστήματος κατά την αυτόνομη λειτουργία με σκοπό την μελέτη της δυναμικής ευστάθειας. Από τις προκύπτουσες ιδιοτιμές θα φανούν ποιες ταλαντώσεις μεταξύ των διαφόρων αντιστροφέων του συστήματος παρουσιάζουν ελλιπή απόσβεση ώστε να ληφθεί μέριμνα στο επίπεδο του σχεδιασμού καθορίζοντας τις σχετικές παραμέτρους. Μπορούν να θεωρηθούν διάφορες αρχικές συνθήκες ενώ επίσης είναι δυνατό να διαπιστωθεί η συμμετοχή των παραμέτρων του κάθε αντιστροφέα χωριστά σε καθένα ρυθμό ταλάντωσης. Ακολούθως μπορεί να ρυθμιστεί η προτεινόμενη αντιστάθμιση του Κεφ. 7 σε επιλεγμένους αντιτροφείς ώστε το περιθώριο ευστάθειας να βελτιωθεί. Σημειώνεται ότι επειδή για την κατάστρωση του γραμμικοποιημένου συστήματος πρέπει να χρησιμοποιηθεί η παράσταση όλων των αντιστροφέων σε σύγχρονο πλαίσιο d – q, αυτό αναγκαστικά θα ταυτίζεται με το αντίστοιχο σύγχρονο πλαίσιο ενός από τους αντιστροφείς που συμμετέχουν στο σύστημα. Σύμφωνα με την παράσταση ενός αντιστροφέα με μεταβλητές κατάστασης στο Κεφ. 7, ο αντιστροφέας που θα επιλεγεί ως αναφορά θα έχει μία μεταβλητή κατάστασης λιγότερη σε σχέση με τους υπολοίπους αφού η γωνία του παραλείπεται. Η κυκλική συχνότητά του όμως θα μεταβάλλεται βάσει του ελέγχου P - f. Η γωνία κάθε άλλου αντιστροφέα θα καθορίζεται από το ολοκλήρωμα της διαφοράς της κυκλικής συχνότητας του με την κυκλική συχνότητα του αντιστροφέα αναφοράς. Ως αντιστροφέας αναφοράς ενδεχομένως να θεωρηθεί εκείνος που έχει τον μικρότερο συντελεστή *k*<sub>o</sub>. Στο Κεφ. 7, προέκυψε ότι η δυναμική συμπεριφορά του δικτύου θα πρέπει να λαμβάνεται

υπόψη αν ισχύει X > R, οπότε το γραμμικό μοντέλο του συστήματος θα αναπτυχθεί θεωρώντας την δυναμική κατάσταση του δικτύου. Για το φίλτρο εξόδου μόνο η επαγωγική αντίδραση είναι επαρκής, λόγω της υψηλής συχνότητας αποκοπής.

Όπως προέκυψε στην παρούσα εργασία (Κεφ. 6 και 7) η χρησιμοποίηση μεγάλων τιμών για τους συντελεστές ελέγχου k<sub>p</sub>, k<sub>a</sub> είναι προβληματική, αφού ισοδυναμούν με πολύ μεγάλο κέρδος στον βρόχο ελέγχου με ανάδραση των ισχυών. Με την προτεινόμενη υλοποίηση του ελέγχου με μέτρηση των ισχυών και καθορισμό συχνότητας και τάσης, η λειτουργία με μεγάλους συντελεστές ελέγχου είναι απαραίτητη κατά την συνδεδεμένη λειτουργία για να μπορούν να καθοριστούν οι ισχείς εξόδου των διεσπαρμένων μονάδων για ένα εύρος μεταβολής συχνότητας και τάσης του δικτύου και κατά την αυτόνομη λειτουργία για να μπορούν να τεθούν οι μέγιστες ισχείς εξόδου. Με την αντίστροφη υλοποίηση, f - P, V - Q, ενώ αρκούν μικρές σταθερές  $1/k_p = \Delta P / \Delta f$ ,  $1/k_{a} = \Delta Q/\Delta V$ , για λειτουργία με σταθερή ισχύ, απαιτούνται μεγάλες σταθερές στην παρακολούθηση του φορτίου από τις μονάδες εντός του ορίου δυναμικότητάς τους κατά την αυτόνομη λειτουργία ώστε να μην υπάρχει μεγάλη απόκλιση της συχνότητας και της τάσης από τις ονομαστικές τιμές. Για την λειτουργία χωρίς την ανάγκη κάποιας μορφής επικοινωνίας, θα ήταν επιθυμητό ο αντιστροφέας να λειτουργεί με μεγάλες τιμές συντελεστών ελέγχου  $k_p = \Delta f / \Delta P$ ,  $k_a = \Delta V / \Delta Q$ , αρχικά όταν το μικροδίκτυο είναι συνδεδεμένο ώστε να μπορούν να ελεγχθούν οι παραγόμενες ισχείς, να μεταβαίνει σε λειτουργία με μικρές τιμές συντελεστών όταν το μικροδίκτυο απομονώνεται ώστε η συχνότητα και η τάση να διατηρούνται σε αποδεκτά επίπεδα ενώ καλύπτεται το φορτίο του αυτόνομου συστήματος και να μεταβαίνει πάλι σε έλεγχο με μεγάλους συντελεστές αν ο αντιστροφέας αναγκαστεί να λειτουργεί στα όρια της δυναμικότητάς του. Οπωσδήποτε θα πρέπει να χρησιμοποιηθούν βρόχοι υστέρησης στις ισχείς κατά την μετάβαση από την μία περιοχή ελέγχου στην άλλη. Είναι λοιπόν ανάγκη να αναζητηθούν εναλλακτικές δυνατότητες ελέγχου που θα άρουν τον περιορισμό των k<sub>p</sub>, k<sub>a</sub> σε μικρές τιμές. Η λειτουργία με μεγάλες τιμές συντελεστών αποκτά επιπλέον σημασία από μια πιθανή μελλοντική εξέλιξη στην οποία μπορεί να οδηγήσει η εφαρμογή του μικροδικτύου. Προς το παρόν η

εξέλιξη στην οποία μπορεί να οδηγήσει η εφαρμογή του μικροδικτύου. Προς το παρόν η οργάνωση διεσπαρμένων πηγών και τοπικών φορτίων σε μικροδίκτυα επιχειρεί μέσω της δυνατότητας αυτόνομης λειτουργίας να συγκεράσει την απαίτηση για αποσύνδεση των πηγών παρουσία διαταραχών με την ανάγκη για περισσότερη ενεργειακή κάλυψη από τις διεσπαρμένες πηγές (ανανεώσιμες πηγές κλπ). Με την διάδοση όμως της εφαρμογής έτσι ώστε μεγάλα τμήματα του δικτύου Χ.Τ. να αποτελούν μικροδίκτυα, δεν αποκλείεται στο μέλλον να δημιουργηθεί η ανάγκη παρουσία διαταραχών να παραμένουν στο σύστημα και να συνεισφέρουν στην στήριξη της συχνότητας και της τάσης, αντί να αυτονομούνται. Η λειτουργία των αντιστροφέων με μεγάλους συντελεστές θα ήταν χρήσιμη σε μια τέτοια εξέλιξη, αφού υπό κανονικές συνθήκες θα παρέχουν καθορισμένες ισχείς στο σύστημα και κατά την διάρκεια διαταραχών θα μπορούν να αυξομειώσουν την ενεργό και άεργο ισχύ που παράγουν κατά μικρά ποσά.

Για την καλύτερη υποστήριξη της αυτόνομης λειτουργίας ένα χρήσιμο εργαλείο σε επίπεδο σχεδιασμού θα ήταν η ροή φορτίου, από την οποία θα μπορούσαν να προκύψουν συμπεράσματα για την τοποθέτηση νέων πηγών και την δυναμικότητά τους σε σχέση με το προφίλ της τάσης σε συγκεκριμένα σημεία του δικτύου ή τις δημιουργούμενες απώλειες. Η τριφασική ροή φορτίου που χρησιμοποιήθηκε για τον καθορισμό των αρχικών συνθηκών στην εφαρμογή του αλγόριθμου των Κεφ. 3 και 4 αφορά μόνο την συνδεδεμένη λειτουργία και όλες οι προσομοιώσεις του Κεφ. 5 είχαν ως αφετηρία την συνδεδεμένη κατάσταση του μικροδικτύου με το υπερκείμενο δίκτυο. Η εν λόγω ροή φορτίου που βασίζεται στην μέθοδο Newton – Rapshon (Παράρτημα Β) μπορεί να προσαρμοστεί και για την αυτόνομη λειτουργία. Είτε χρησιμοποιηθεί μονοφασική ή τριφασική ροή φορτίου θα πρέπει με κάποιο τρόπο να αντικατασταθεί ο ρόλος του άπειρου ζυγού, που στην αυτόνομη λειτουργία δεν υπάρχει, από τους αντιστροφείς του συστήματος. Μια δυνατότητα είναι σε κάθε επανάληψη να επαναπροσδιορίζοντας έτσι τις απώλειες

και τις διαφορές στην άεργο ισχύ μεταξύ των αντιστροφέων ή εναλλακτικά να οριστεί ένας αντιστροφέας με τις μικρότερες τιμές  $k_p$ ,  $k_q$ , ως αναφορά με δεδομένη τάση και γωνία.

# Παράρτημα Α

# ΤΙΜΕΣ ΣΥΝΘΕΤΩΝ ΑΝΤΙΣΤΑΣΕΩΝ ΔΙΚΤΥΟΥ ΟΙΚΙΑΚΩΝ ΚΑΤΑΝΑΛΩΤΩΝ ΚΑΙ ΠΑΡΑΜΕΤΡΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ ΣΤΙΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΕΙΣ.

### Α.1 Σύνθετες αντιστάσεις δικτύου οικιακών καταναλωτών με την θεώρηση αγείωτου ουδετέρου αγωγού

Στο Κεφ. 5 χρησιμοποιήθηκε ο κλάδος των οικιακών καταναλωτών του δικτύου Χ.Τ. του σχ. 4.6 (Κεφ. 4) για τον σχηματισμό μικροδικτύου θεωρώντας κατά μήκος του διάφορες μικροπηγές (σχ. 5.1). Στο δίκτυο αυτό υπό κανονικές συνθήκες, χωρίς σφάλμα στο δίκτυο, ρεύμα λόγω ασυμμετρίας επιστρέφει μόνο μέσω του ουδέτερου αγωγού, ο οποίος θεωρείται απομονωμένος από την γη. Οι σύνθετες αντιστάσεις των γραμμών με βάση αυτή την παραδοχή παρατίθενται αναλυτικά παρακάτω στον Πίνακα Α1. Δίνονται για κάθε τύπο γραμμής, ο πίνακας  $Z_{abcn}$  πριν την ενσωμάτωση του ουδετέρου σύμφωνα με τις (4.4) – (4.9) του Κεφ. 4 καθώς και οι σύνθετες αντιστάσεις  $Z_{11}$ ,  $Z_{00}$ . Η σήμανση των γραμμών ανάλογα με τα χαρακτηριστικά της είναι η ίδια με το σχ. 5.1 του Κεφ. 5 και με το σχ. 4.6 και τον Πίνακα 4.1 του Κεφ. 4. Οι αντιστάσεις έχουν ληφθεί στην μέγιστη συνεχώς επιτρεπόμενη θερμοκρασία, ανάλογα με το είδος της εγκατάστασης και της μόνωσης του καλωδίου, σύμφωνα με τα όσα ορίζονται στο σχ. 4.6 του Κεφ. 4. Οι τιμές είναι σε  $\Omega/km$ .

А.Г.		[Z <sub>abcn</sub> ]	$Z_{11} \left(\Omega/km\right)$	$Z_{00} \left(\Omega/km\right)$		
1	0.284+j0.335	j0.251	j0.251	j0.216		1.136+j0.406
	j0.251	0.284+j0.335	j0.251	j0.251	0 201+10 001	
	j0.251	j0.251	0.284+j0.335	j0.251	0.204+j0.004	
	j0.216	j0.251	j0.251	0.284+j0.335		
2	0.497+j0.350	j0.264	j0.264	j0.229		2.387+j0.437
	j0.264	0.497+j0.350	j0.264	j0.264	0 407+10 096	
	j0.264	j0.264	0.497+j0.350	j0.264	0.497+j0.080	
	j0.229	j0.264	j0.264	0.630+j0.358		
7	3.690+j0.426	j0.327	j0.327	j0.320		14.76+j0.118
	j0.327	3.690+j0.426	j0.327	j0.320	2 600+10 000	
	j0.327	j0.327	3.690+j0.426	j0.320	3.090+j0.099	
	j0.320	j0.320	j0.320	3.690+j0.320		
8	1.380+j0.395	j0.301	j0.301	j0.294		
	j0.301	1.380+j0.395	j0.301	j0.294	1 280+10 001	5.52+j0.113
	j0.301	j0.301	1.380+j0.395	j0.294	1.300+j0.094	
	j0.294	j0.294	j0.294	1.380+j0.294		

Πίνακας Α1
9	0.871+j0.382	j0.292	j0.292	j0.286		3.484+j0.107
	j0.292	0.871+j0.382	j0.292	j0.286	0 971+10 090	
	j0.292	j0.292	0.871+j0.382	j0.286	0.071+j0.009	
	j0.286	j0.286	j0.286	0.871+j0.286		
10	0.822+j0.360	j0.290	j0.290	j0.278		2.394+j0.105
	j0.290	0.822+j0.360	j0.290	j0.278	0 822+10 070	
	j0.290	j0.290	0.822+j0.360	j0.278	0.022+J0.070	
	j0.278	j0.278	j0.278	0.524+j0.277		
11		3.690+j0.424	j0.328		7 380+i0 102	
		j0.328	3.690+j0.424		7.300+J0.192	

Στον Πίνακα 4.1 του Κεφ. 4 δίνονται για τον συγκεκριμένο κλάδο, καθώς και για τους υπόλοιπους του σχ. 4.6, οι σύνθετες αντιστάσεις θετικής και μηδενικής ακολουθίας  $Z_{11}$ ,  $Z_{00}$  των γραμμών, όταν ο ουδέτερος θεωρείται στερεά γειωμένος. Η επιστροφή των ρευμάτων υπό κανονικές συνθήκες, γίνεται τότε μέσω αυτού και της γης. Όπως προκύπτει από τους δύο πίνακες, ενώ όταν θεωρείται επιστροφή του ρεύματος μόνο μέσω του ουδετέρου οι λόγοι  $R_0/R_1$  και  $X_0/X_1$  παραμένουν σταθεροί ανεξάρτητα από την διατομή του καλωδίου για συγκεκριμένη διάταξη αγωγών και αναλογία διατομής φάσης – ουδετέρου, όταν η επιστροφή γίνεται και μέσω της γης ο μεν λόγος  $R_0/R_1$  μειώνεται ο δε  $X_0/X_1$  αυξάνει και μάλιστα σημαντικά όσο η διατομή του καλωδίου γίνεται μικρότερη. Οι τιμές των δύο λόγων από τις υπολογισθείσες αντιστάσεις και αντιδράσεις συμφωνούν με σχετικό διάγραμμα για καλώδια Χ.Τ. 0.6/1*kV* της [1].

## Α.2 Παράμετροι ελέγχου

Οι τιμές των παραμέτρων ελέγχου για τους μετατροπείς Φ/Β και κυψέλης καυσίμου που χρησιμοποιήθηκαν στις προσομοιώσεις του Κεφ. 5 συγκεντρώνονται στον ακόλουθο Πίνακα Α2. Για τις μονάδες Φ/Β οι παράμετροι αναφέρονται στα διαγράμματα ελέγχου 3.2 και 3.3 και για την κυψέλη καυσίμου στα 3.6 και 3.3 του Κεφ. 3. Επίσης αναφορικά με τα ίδια διαγράμματα τέθηκαν:  $V_{dc-ref} = 1.4 \, \alpha.\mu.$  και C = 10mF.

	k1	k2	k3	k4	k5	k6
Ф/В	10	20	1400	40	400	-
K.K.	10	20	-	40	400	P <sub>max-pu</sub> x 1e-3

Πίνακας Α2

Οι παράμετροι για τις δύο τριφασικές μηχανές επαγωγής 400V Υ που χρησιμοποιήθηκαν στις προσομοιώσεις του Κεφ. 5 φαίνονται στον Πίνακα Α3.

Πίνακας Α
-----------

	R <sub>s</sub> (Ω)	$X_{ls}(\Omega)$	$X_m(\Omega)$	$R_r(\Omega)$	$X_{lr}(\Omega)$	J (kg m <sup>2</sup> )	p
5.5 <i>kW</i>	2.52	3.39	197	2.67	3.39	0.486	4
2.75 kW	1.07	3.45	70.9	2.63	3.45	0.24	4

## Α.3 Αναφορές

[1] Π. Ντοκόπουλος, Εισαγωγή στα Συστήματα Ηλεκτρικής Ενέργειας Τόμος 2, Παρατηρητής, Θεσ/νίκη, 1986.

# Παράρτημα Β

## Τριφασική Ροή Φορτίου Για Τον Προσδιορισμό Των Αρχικών Σύνθηκών Της Προσομοίωσης Μεταβατικών Κατάστασεων.

## Β.1 Γενικά

Το εργαλείο της τριφασικής ροής ισχύος χρησιμοποιείται για την εύρεση των αρχικών τιμών των μεταβλητών κατάστασης στο πρόγραμμα δυναμικής προσομοίωσης του μικροδικτύου. Ακόμη μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την μελέτη της μόνιμης κατάστασης κατά την συνδεδεμένη λειτουργία. Στην τριφασική ροή φορτίου σημασία έχει η παράσταση των γεννητριών, καθότι η θεώρηση γνωστής ισχύος ανά φάση στους ακροδέκτες κατά αντιστοιχία με την μονοφασική επίλυση δεν είναι ρεαλιστική. Στο Κεφ. 5 επισημάνθηκαν τα βασικά σημεία τα οποία χαρακτηρίζουν την μεθοδολογία που ακολουθείται σε σχέση με τις πολλές πρακτικές που έχουν προταθεί ή χρησιμοποιούνται [1] – [11]. Τα χαρακτηριστικά αυτά υπαγορεύονται από την φύση του συστήματος και την ακολουθούμενη μοντελοποίηση του ελέγχου των πηγών και των αντιστροφέων. Για την επίλυση της ροής ισχύος σε δίκτυα διανομής έχουν αναπτυχθεί συγκεκριμένες τεχνικές οι οποίες ενδείκνυνται για ακτινικά δίκτυα παρέχοντας γρήγορη σύγκλιση κάτω από οποιεσδήποτε συνθήκες. Μία από αυτές έχει επεκταθεί και για τριφασική επίλυση στην [8] και λαμβάνοντας ιδιαίτερη μέριμνα για δίκτυα με ουδέτερο αγωγό στην [9], αλλά η θεώρηση διεσπαρμένης παραγωγής είναι γενικά δυσχερής. Μια διαφορετική τεχνική με ενδιαφέρουσα τριφασική παράσταση των διεσπαρμένων γεννητριών που δεν συμμετέχουν στην στήριξη της τάσης, είναι δηλαδή σταθερής ισχύος P,Q αναπτύσσεται στην [10] και επεκτείνεται με την παράσταση και γεννητριών PV στην [11]. Όμως οι εν λόγω τεχνικές δεν διευκολύνουν εξαιτίας του τρόπου με τον οποίο μοντελοποιείται ο έλεγχος των αντιστροφέων. Για τον λόγο αυτό χρησιμοποιείται η μέθοδος Newton – Rapshon όπως προσαρμόζεται για τριφασική επίλυση στις [6], [7], η οποία επεκτείνεται με την θεώρηση γεννητριών σταθερής ισχύος P,Q. Η επίλυση χρησιμοποιεί την φασική παράσταση του πίνακα αγωγιμοτήτων, για τον σχηματισμό του οποίου ακολουθείται η διαδικασία που έχει περιγραφεί στο Κεφ. 4. Οποιαδήποτε απλοποίηση, όπως η ταχεία αποζευγμένη μέθοδος που έχει εφαρμοστεί με επιτυχία και για την τριφασική ροή φορτίου [2], δεν εφαρμόζεται λόγω της μεγάλης τιμής της αντίστασης του δικτύου. Τέλος σημειώνεται ότι παρότι ορισμένα χαρακτηριστικά, όπως για παράδειγμα η μοντελοποίηση γεννητριών PV, δεν χρειάζονται στην συγκεκριμένη εφαρμογή του μικροδικτύου, έχουν επίσης συμπεριληφθεί ώστε το συγκεκριμένο εργαλείο να μπορεί να χρησιμοποιηθεί ανεξάρτητα για οποιαδήποτε άλλη εφαρμογή.

## **B.2** Χαρακτηριστικά και δυνατότητες

Τρεις δυνατότητες παρέχονται για την παράσταση των πηγών:

 Πηγές PV όπως για παράδειγμα σύγχρονες γεννήτριες με AVR και πάνω και κάτω όρια παραγωγής αέργου ισχύος. Γνωστή είναι η συνολική τριφασική ισχύς και το μέτρο της τάσης της θετικής ακολουθίας στους ακροδέκτες. Η πηγή μετατρέπεται σε PQ αν φθάσει στα όρια παραγωγής αέργου ισχύος.

- Πηγές PQ όπως για παράδειγμα οι πηγές που συνδέονται στο δίκτυο με αντιστροφείς. Με τον τρόπο αυτό μοντελοποιούνται και οι πηγές που στην απομονωμένη λειτουργία είναι δημιουργοί του συστήματος, αφού η ροή φορτίου αφορά μόνο την συνδεδεμένη λειτουργία. Θεωρούνται γνωστές οι συνολικές τριφασικές ισχείς P και Q.
- Πηγές χωρίς καμία δυνατότητα ελέγχου όπως για παράδειγμα πηγές με μηχανές επαγωγής που συνδέονται απευθείας στο δίκτυο. Για τις πηγές αυτές θεωρείται γνωστή μόνο η μηχανική ροπή.

Όπως έχει ήδη αναφερθεί στο Κεφ. 4 και θα αναλυθεί παρακάτω, η συνολική τριφασική ισχύς *P* και *Q* στις πηγές *PV* και *PQ* είναι γνωστή στους κόμβους που αντιστοιχούν στις εσωτερικές τάσεις των πηγών, δηλαδή στην έξοδο του κάθε αντιστροφέα πριν το φίλτρο και στην εσωτερική τάση των μηχανών στην παράσταση επαγόμενη τάση πίσω από σύγχρονη αντίδραση.

Για την παράσταση των φορτίων υπάρχουν τρεις δυνατότητες:

- Φορτία τριφασικά ή μονοφασικά σταθερής ισχύος PQ. Οι ισχείς P και Q είναι γνωστές ανά φάση.
- Φορτία σύνθετης αντίστασης μονοφασικά ή τριφασικά. Γενικά θεωρείται ότι συνδέονται μεταξύ φάσεων και ουδετέρου αλλά και σύνδεση κατά Δ ή Υ με απομονωμένο ουδέτερο είναι δυνατή.
- Φορτία δυναμικά όπως οι τριφασικοί κινητήρες επαγωγής στους οποίους είναι γνωστή μόνο η μηχανική ροπή.

Δεν συμπεριλαμβάνονται φορτία σταθερού ρεύματος. Μονοφασικοί κινητήρες μπορούν να θεωρηθούν μόνο ως φορτία PQ.

## **Β.3 Μεθοδολογία**

Οι κόμβοι του συστήματος διαχωρίζονται και αριθμούνται ως εξής:

*i* = 1...nb, όλοι οι κόμβοι του συστήματος που αντιστοιχούν σε φορτία ή ακροδέκτες πηγών.
 *j* = nb+1...nb+ng-1, όλοι οι κόμβοι που αντιπροσωπεύουν τους εσωτερικούς κόμβους των πηγών εκτός από τον εσωτερικό κόμβο αναφοράς.
 *j* = nb+ng, ο εσωτερικός κόμβος αναφοράς.

Ακολουθεί η κατάστρωση των εξισώσεων για τους αγνώστους κατά περίπτωση.

#### Εσωτερικοί κόμβοι πηγών

Οι τάσεις των πηγών στους εσωτερικούς κόμβους είναι συμμετρικές οπότε για τα μέτρα και τις γωνίες των τάσεων στον κόμβο *j* ισχύει:

$$V_{\text{int}\,j}^{1} = V_{\text{int}\,j}^{2} = V_{\text{int}\,j}^{3} = V_{\text{int}\,j}$$

$$\theta_{\text{int}\,j}^{1} = \theta_{\text{int}\,j}^{2} + \frac{2\pi}{3} = \theta_{\text{int}\,j}^{3} - \frac{2\pi}{3} = \theta_{\text{int}\,j}$$
(B1)

Έτσι για κάθε εσωτερικό κόμβο j = nb + 1,...nb + ng - 1 υπάρχουν μόνο δύο άγνωστοι:  $V_{int j}$ ,  $\theta_{int j}$ . Για την εσωτερική τάση του κόμβου αναφοράς j = nb + ng άγνωστος είναι μόνο το μέτρο:  $V_{int j}$ .

Οι γνωστές ποσότητες είναι:

Η συνολική τριφασική ισχύς  $P_j$  σε όλους τους εσωτερικούς κόμβους j = nb + 1, ... nb + ng - 1.

#### ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β

Η τάση ακροδεκτών V<sub>term i</sub> (της φάσης α ή της θετικής ακολουθίας) για όλους τους εσωτερικούς κόμβους j = nb + 1,...nb + ng - 1που ανήκουν σε πηγές που θεωρούνται ως PV και για τον κόμβο αναφοράς j = nb + ng.

Η συνολική τριφασική ισχύς  $Q_i$  στους εσωτερικούς κόμβους j = nb + 1,...nb + ng - 1, που ανήκουν σε πηγές που θεωρούνται ως PQ.

Οι εξισώσεις διαφορών, όπου οι εκθέτες sp και p σημαίνουν προδιαγραφόμενη τιμή και αριθμό φάσης, έχουν ως εξής:

Για κάθε πηγή στους εσωτερικούς κόμβους i = nb + 1...nb + nq - 1:

$$\Delta P_j = \left(P_j\right)^{sp} - P_j = \left(P_j\right)^{sp} - \sum_{p=1}^3 V_{int\,j}^p \sum_{k=1}^n \sum_{m=1}^3 V_k^m \left(G_{jk}^{pm} \cos\theta_{jk}^{pm} + B_{jk}^{pm} \sin\theta_{jk}^{pm}\right) \tag{B2}$$

Για τους κόμβους j = nb + 1,...nb + ng - 1 των πηγών PV γράφεται μία εξίσωση για την τάση ακροδεκτών:

$$\Delta V_{regj} = f\left(V_k^p\right) \tag{B3}$$

όπου  $V_k^p$  τα μέτρα των τάσεων των τριών φάσεων p = 1,2,3 στον κόμβο k που αντιστοιχεί στους ακροδέκτες της πηγής με εσωτερικό κόμβο *j*. Η (B3) μπορεί να είναι  $\Delta V_{regi} = V_{term i}^{sp} - V_k^1 \alpha v$ ελέγχεται η φάση α ή  $\Delta V_{regj} = V_{term j}^{sp} - (1/3) \sum_{p=1}^{3} V_k^p$  αν ελέγχεται η θετική ακολουθία της τάσης

ακροδεκτών.

Στους εσωτερικούς κόμβους j = nb + 1,...nb + ng - 1 των πηγών PQ :

$$\Delta \mathbf{Q}_{j} = \left(\mathbf{Q}_{j}\right)^{sp} - \mathbf{Q}_{j} = \left(\mathbf{Q}_{j}\right)^{sp} - \sum_{p=1}^{3} V_{\text{int}\,j}^{p} \sum_{k=1}^{n} \sum_{m=1}^{3} V_{k}^{m} \left(G_{jk}^{pm} \sin \theta_{jk}^{pm} - B_{jk}^{pm} \cos \theta_{jk}^{pm}\right) \tag{B4}$$

#### Κόμβοι φορτίων και ακροδεκτών των πηγών

Για κάθε ένα από τους *i* = 1...*nb* κόμβους, δηλαδή φορτία και ακροδέκτες πηγών, οι άγνωστοι είναι το μέτρο και η γωνία:  $V_i^p$ ,  $\theta_i^p$  για κάθε μία από τις τρεις φάσεις p = 1, 2, 3 και οι γνωστές ποσότητες είναι:  $P_i^p, Q_i^p$  p = 1,2,3 i = 1...nb. Έτσι οι εξισώσεις των διαφορών των ισχυών είναι:

$$\Delta P_i^p = \left(P_i^p\right)^{sp} - P_i^p = \left(P_i^p\right)^{sp} - V_i^p \sum_{k=1}^n \sum_{m=1}^3 V_k^m \left(G_{ik}^{pm} \cos\theta_{ik}^{pm} + B_{ik}^{pm} \sin\theta_{ik}^{pm}\right) \tag{B5}$$

$$\Delta \mathbf{Q}_{i}^{p} = \left(\mathbf{Q}_{i}^{p}\right)^{sp} - \mathbf{Q}_{i}^{p} = \left(\mathbf{Q}_{i}^{p}\right)^{sp} - V_{i}^{p} \sum_{k=1}^{n} \sum_{m=1}^{3} V_{k}^{m} \left(G_{ik}^{pm} \sin \theta_{ik}^{pm} - B_{ik}^{pm} \cos \theta_{ik}^{pm}\right) \tag{B6}$$

Η εξίσωση η οποία λύνεται σε κάθε βήμα για να υπολογιστούν οι διορθώσεις μέτρων και γωνιών είναι:

$$\begin{bmatrix} \Delta P_{i}^{p} \\ \partial P_{j}^{p} \\ \Delta P_{j} \\ \Delta Q_{i}^{p} \\ \Delta Q_{j} \\ \Delta V_{regj} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \Delta P_{i}^{p}}{\partial \theta_{i}^{p}} & \frac{\partial \Delta P_{j}}{\partial \theta_{int\,j}} & V_{i}^{p} \frac{\partial \Delta P_{j}^{p}}{\partial V_{i}^{p}} & V_{int\,j} \frac{\partial \Delta P_{j}}{\partial V_{int\,j}} \\ \frac{\partial \Delta Q_{i}^{p}}{\partial \theta_{i}^{p}} & \frac{\partial \Delta Q_{j}^{p}}{\partial \theta_{int\,j}} & V_{i}^{p} \frac{\partial \Delta Q_{j}^{p}}{\partial V_{i}^{p}} & V_{int\,j} \frac{\partial \Delta Q_{j}^{p}}{\partial V_{int\,j}} \\ \frac{\partial \Delta Q_{i}}{\partial \theta_{i}^{p}} & \frac{\partial \Delta Q_{j}}{\partial \theta_{int\,j}} & V_{i}^{p} \frac{\partial \Delta Q_{j}^{p}}{\partial V_{i}^{p}} & V_{int\,j} \frac{\partial \Delta Q_{i}^{p}}{\partial V_{int\,j}} \\ \frac{\partial \Delta Q_{i}}{\partial \theta_{i}^{p}} & \frac{\partial \Delta Q_{j}}{\partial \theta_{int\,j}} & V_{i}^{p} \frac{\partial \Delta Q_{j}}{\partial V_{i}^{p}} & V_{int\,j} \frac{\partial \Delta Q_{j}}{\partial V_{int\,j}} \\ \frac{\partial \Delta V_{regj}}{\partial \theta_{i}^{p}} & \frac{\partial \Delta V_{regj}}{\partial \theta_{int\,j}} & V_{i}^{p} \frac{\partial \Delta V_{regj}}{\partial V_{i}^{p}} & V_{int\,j} \frac{\partial \Delta V_{regj}}{\partial V_{int\,j}} \\ \frac{\partial \Delta V_{regj}}{\partial \theta_{i}^{p}} & \frac{\partial \Delta V_{regj}}{\partial \theta_{int\,j}} & V_{i}^{p} \frac{\partial \Delta V_{regj}}{\partial V_{i}^{p}} & V_{int\,j} \frac{\partial \Delta V_{regj}}{\partial V_{int\,j}} \\ \frac{\partial \Delta V_{regj}}{\partial \theta_{i}^{p}} & \frac{\partial \Delta V_{regj}}{\partial \theta_{int\,j}} & V_{i}^{p} \frac{\partial \Delta V_{regj}}{\partial V_{i}^{p}} & V_{int\,j} \frac{\partial \Delta V_{regj}}{\partial V_{int\,j}} \\ \frac{\partial \Delta V_{regj}}{\partial \theta_{i}^{p}} & \frac{\partial \Delta V_{regj}}{\partial \theta_{int\,j}} & V_{i}^{p} \frac{\partial \Delta V_{regj}}{\partial V_{i}^{p}} & V_{int\,j} \frac{\partial \Delta V_{regj}}{\partial V_{int\,j}} \\ \frac{\partial \Delta V_{regj}}{\partial V_{int\,j}} \end{bmatrix}$$

Τα στοιχεία του Ιακωβιανού πίνακα δεν παρατίθενται για εξοικονόμηση χώρου. Κατά τα γνωστά, οι άγνωστες μεταβλητές επαναπροσδιορίζονται και όλα τα στοιχεία του Ιακωβιανού πίνακα επαναϋπολογίζονται. Η διαδικασία συνεχίζεται έως ότου όλες οι διαφορές των ισχυών και των τάσεων ακροδεκτών βρεθούν εντός των καθοριζόμενων ανοχών.

## Β.4 Παρατηρήσεις

Όπως αναπτύχθηκε για κάθε πηγή η συνολική ισχύς είναι γνωστή στον εσωτερικό κόμβο αντί για τους ακροδέκτες και επειδή οι τάσεις πίσω από την σύνθετη αντίσταση είναι συμμετρικές, γράφονται δύο επιπλέον εξισώσεις για τους δύο αγνώστους μέτρο και γωνία. Στην πράξη όμως, είτε πρόκειται για σύγχρονη γεννήτρια ή για αντιστροφέα, προδιαγράφεται η συνολική ισχύς στους ακροδέκτες. Για την περίπτωση των αντιστροφέων το λάθος είναι πολύ μικρό αφού η σύνθετη αντίσταση του φίλτρου έχει μικρή τιμή. Για τον λόγο αυτό η μοντελοποίηση του ελέγχου των αντιστροφέων για την εξέταση της μεταβατικής κατάστασης υλοποιήθηκε με τις εσωτερικά παραγόμενες ισχείς και κατά συνέπεια η ροή ισχύος για τον υπολογισμό του μέτρου και της γωνίας των εσωτερικών τάσεων γίνεται με θεωρούμενη ως γνωστή την ισχύ στον εσωτερικό κόμβο. Ομοίως για την περίπτωση των σύγχρονων γεννητριών που θεωρούνται ως PV δεν υπάρχει πρόβλημα, παρά μόνο ότι αμελούνται οι απώλειες του στάτη, αλλά για την περίπτωση γεννητριών PQ η θεώρηση γνωστής συνολικής ισχύος στον εσωτερικό κόμβο δεν μπορεί να εφαρμοστεί. Επειδή συγκεκριμένα το εργαλείο τριφασικής ροής φορτίου ενδέχεται να χρησιμοποιηθεί αυτόνομα για την μελέτη ενός συστήματος με σύγχρονες μηχανές, κρίνεται σκόπιμο να αναφερθούν τα εξής. Η επίδραση της μηχανής στο σύστημα έχει ληφθεί πλήρως υπόψη όταν από την ροή φορτίου καθοριστούν σωστά οι τάσεις των ακροδεκτών. Από την άποψη των συμμετρικών συνιστωσών η τάση θετικής ακολουθίας των ακροδεκτών εξαρτάται από την διέγερση και την σύνθετη αντίσταση θετικής ακολουθίας. Οι αντιδράσεις αρνητικής και μηδενικής ακολουθίας επηρεάζουν αποκλειστικά και μόνο τις αντίστοιχες τάσεις αρνητικής και μηδενικής ακολουθίας των ακροδεκτών. Αν λοιπόν δεν μας ενδιαφέρει με την ροή φορτίου να υπολογίσομε την τιμή της εσωτερικά παραγόμενης τάσης για τον υπολογισμό ακολούθως είτε βραχυκυκλωμάτων ή μεταβατικής ευστάθειας τότε μπορούμε να χρησιμοποιήσομε αυθαίρετα μια όσο το δυνατόν μικρή τιμή για την αντίδραση θετικής ακολουθίας Χ₁αφήνοντας τις κανονικές τιμές για τις  $X_0, X_2$ . Ο πίνακας σύνθετων αντιστάσεων της μηχανής με φασικές ποσότητες προκύπτει με την αντιστροφή του διαγώνιου πίνακα σύνθετων αντιστάσεων με συμμετρικές συνιστώσες. Η τάση λόγω διέγερσης θα προκύπτει ίδιας τάξης μεγέθους με την τάση των ακροδεκτών. Έτσι μπορεί να εφαρμοστεί η παραπάνω μεθοδολογία και για την περίπτωση συγχρόνων γεννητριών PQ με μικρό σφάλμα. Ο τρόπος αυτός προτείνεται στην [6] για τις γεννήτριες PV ώστε να διευκολύνεται η σύγκλιση στην περίπτωση που εφαρμοστεί η ταχεία αποζευγμένη μέθοδος όπως στην [2]. Διαφορετικά, αν πρόκειται να χρησιμοποιηθεί η μέθοδος Newton – Rapshon θα πρέπει η κατάστρωση των εξισώσεων να γίνει όπως προτείνεται στην [1].

#### Парартнма В

Εκεί οι συνολικές ισχείς θεωρούνται στους ακροδέκτες και μπορούν να παρασταθούν χωρίς πρόβλημα γεννήτριες τόσο *PV* όσο και *PQ*.

### **B.5** Αναφορές

- Wasley R. G., Slash M. A., "Newton-Raphson algorithm for 3-phase load flow", Proc. IEE, Vol. 121, No 7, July 1974, pp. 630-638.
- [2] J. Arrilaga, Harker B. J., "Fast decoupled three phase load flow" Proc. IEE Vol. 125, No 8, August 1978, pp 734-740.
- [3] X. P. Zhang, H. Chen, "Asymmetrical three phase load flow study based on symmetrical component theory" *Proc. IEE Gener. Transm. Distrib.* Vol. 141, No 3, May 1994, pp 248-252.
- [4] B. C. Smith, J. Arrillaga, "Improved three phase load flow using phase and sequence components" Proc. IEE Gener. Transm. Distrib. Vol. 145, No 3, Dec. 1998, pp 245-250.
- [5] J. G. Mayordomo, M. Izzedine, S. Martinez, R. Asensi, A. G. Esposito, W. Xu, "Compact and flexible three phase power flow based on a full Newton formulation" *Proc. IEE Gener. Transm. Distrib.* Vol. 149, No 2, Mar. 2002, pp 225-232.
- [6] J. Arrillaga, C. P. Arnold, Computer modeling of electrical power systems J. Wiley & Sons, 1983.
- [7] Birt K. A., Graffy J. J., McDonald J. D., El-Abiad A. H., "Three Phase load flow program" IEEE Trans. PAS 95, 1976, pp 59-65.
- [8] C. S. Cheng, D. Shirmohammandi, "A tree phase power flow method for real time distribution system analysis", IEEE Trans. on Power Systems, Vol. 10, No. 2, pp 671-679, May 1995.
- [9] R. C. Ciric, A. P. Feltrin, L. F. Ochoa, "Power flow in four wire distribution networks General approach", IEEE Trans. on Power Systems, Vol. 18, No. 4, pp 1283-1290, Nov. 2003.
- [10] T. H. Chen, M. S. Chen, T. Inoue, P. Kotas, E. A. Chebli, "Distribution system power flow analysis a rigid approach", *IEEE Trans. on Power Systems*, Vol. 6, pp 1146-1152, July 1995.
- [11] J. Tamura, M. Kubo, T. Nagano, "A method of transient stability simulation of unbalanced power system", IEEE Power Tech '99 Conference, Paper BPT99-136-12, Budapest Aug. 1999.

# Παράρτημα Γ

## Μοντελοποίηση Της Κύψελης Καυσιμού

## Γ.1 Γενικά

Η κυψέλη καυσίμου χρησιμοποιείται ως πηγή δημιουργός του απομονωμένου συστήματος στις προσομοιώσεις του Κεφ. 5. Η μοντελοποίησή της είναι απαραίτητη εφόσον θεωρείται ότι δεν υπάρχει κάποιας μορφής συσσωρευτής ενέργειας στην *DC* πλευρά του αντιστροφέα. Όπως και για οποιαδήποτε πηγή ενέργειας που πρόκειται να χρησιμοποιηθεί κατά τον ίδιο τρόπο σε προσομοιώσεις, η μοντελοποίηση θα πρέπει να λαμβάνει υπόψη τα χαρακτηριστικά λειτουργίας που επηρεάζουν την παραγωγή ισχύος στην κλίμακα χρόνου από μερικές περιόδους μέχρι μερικά λεπτά. Περισσότερα σχετικά με τα όρια που πρέπει να κινείται το μοντέλο κάθε πηγής έχουν περιγραφεί στο Κεφ. 3.

Σύγκεκριμένα για την κυψέλη καυσίμου, χρησιμοποιήθηκε για την κυρίως ηλεκτροχημική διεργασία το μοντέλο που προτείνεται στην [1], με τον έλεγχο λειτουργίας και την αντίστοιχη μοντελοποίηση του που προτείνεται στην [2]. Το μοντέλο της [1] αφορά κυψέλη καυσίμου στερεών οξειδίων (SOFC) και αναπτύχθηκε για να ενταχθεί στο γνωστό πρόγραμμα προσομοίωσης συστημάτων ηλεκτρικής ενέργειας *PSS/E* [3], το οποίο χρησιμοποιείται για ανάλυση μεταβατικής ευστάθειας. Από την άποψη αυτή ενδείκνυται για τον αλγόριθμο του Κεφ. 3. Το μοντέλο βασίζεται στην περιγραφή της μεταβατικής λειτουργίας με μεταβλητές κατάστασης τις μερικές πιέσεις των στοιχείων που συμμετέχουν στην αντίδραση, δηλαδή του υδρογόνου, του οξυγόνου και του νερού. Στην [2] προτείνεται για το μοντέλο της [1] η μέθοδος ελέγχου λειτουργίας που επιτρέπει σε μια κυψέλη καυσίμου εγκατεστημένη στο δίκτυο διανομής να μπορεί να ακολουθεί τις διακυμάνσεις του φορτίου ώστε η ισχύς που απορροφάται από το υπερκείμενο δίκτυο να παραμένει σε κάποιο καθορισμένο επίπεδο.

Οι παράμετροι της συγκεκριμένης μοντελοποίησης των [1], [2] αφορούν μονάδα SOFC ονομαστικής ισχύος 100kW. Αυτές οι παράμετροι χρησιμοποιήθηκαν στην προσομοίωση του Κεφ. 3. Ο τύπος κυψέλης καυσίμου που είναι η πιθανότερη επιλογή για διεσπαρμένη παραγωγή στο δίκτυο Χ.Τ. είναι η κυψέλη καυσίμου μεμβράνης ανταλλαγής πρωτονίων (PEM). Κατασκευάζεται συνήθως για μικρές ονομαστικές ισχείς και η θερμοκρασία λειτουργίας κυμαίνεται μεταξύ 70 και 100°C. Μονάδες PEMFC εξοπλισμένες με συσσωρευτή ενέργειας εγκατεστημένες στις θέσεις των καταναλωτών θα μπορούσαν με έλεγχο P – f να υποστηρίζουν την αυτόνομη λειτουργία κάποιου τμήματος του δικτύου Χ.Τ.. Το μοντέλο SOFC της [1], υιοθετείται στην [4] για την απεικόνιση της λειτουργίας κυψέλης καυσίμου ανταλλαγής πρωτονίων (PEMFC). Επίσης σχετικά με τον έλεγχο λειτουργίας, στην [4] προτείνεται η ίδια μέθοδος με την [2] αλλά με διαφορετικό τρόπο υλοποίησης. Η θερμοκρασία λειτουργίας της SOFC είναι 650 - 1000°C και ενδείκνυνται για εγκατάσταση στο δίκτυο διανομής ή σε βιομηχανικό περιβάλλον προσφέροντας και δυνατότητα συμπαραγωγής ηλεκτρισμού και θερμότητας. Στην προσομοίωση του Κεφ. 5 η μονάδα SOFC θεωρείται εγκατεστημένη σε κεντρικό σημείο του κλάδου Χ.Τ. οπότε η χρησιμοποίησή της για τους σκοπούς της προσομοίωσης είναι δικαιολογημένη. Παρακάτω παρουσιάζεται συνοπτικά το μοντέλο και ο έλεγχος λειτουργίας σύμφωνα με τις [1] και [2]. Οι διάφορες παραδοχές αναφέρονται κατά την περιγραφή του μοντέλου. Οι αρχές λειτουργίας της κυψέλης καυσίμου, οι τύποι που έχουν αναπτυχθεί και οι διαφορές μεταξύ τους μπορούν να βρεθούν στις [5], [6].

## Γ.2 Περιγραφή του μοντέλου

Κατάλογος Μεταβλητών

$q_{H_2}^{in}, q_{H_2}^r$	Ροή υδρογόνου, στην είσοδο και αντιδρώντος αντίστοιχα.
$q_{O_2}^{in}$ , $q_{O_2}^r$	Ροή οξυγόνου, στην είσοδο και αντιδρώντος αντίστοιχα.
$p_{H_2}, p_{O_2}, p_{H_2O}$	Μερικές πιέσεις υδρογόνου, οξυγόνου και νερού.
I <sub>FC</sub>	Ρεύμα κυψέλης καυσίμου.
V <sub>FC</sub>	Τάση κυψέλης καυσίμου.
U <sub>f</sub>	Συντελεστής χρησιμοποίησης.

Κατάλογος Παραμέτρων

F = 96487	Σταθερά Faraday (C/mol).
<i>R</i> = 8314	Παγκόσμια σταθερά των αερίων J/(kmol K).
<i>E</i> <sub>0</sub> = 1.18	Ιδανικό δυναμικό κυψέλης (V).
<i>N</i> <sub>0</sub> = 384	Αριθμός κυψελών στη σειρά για το σχηματισμό της συστοιχίας
$K_r = 0.996e - 6$	Σταθερά $K_r = N_0/(4F)$
$k_{H_2} = 8.43e - 4$	Μοριακή σταθερά βαλβίδας για το υδρογόνο kmol/(sec Atm).
$k_{O_2} = 2.52e - 3$	Μοριακή σταθερά βαλβίδας για το οξυγόνο kmol/(sec Atm).
$k_{H_{2}O} = 2.81e - 4$	Μοριακή σταθερά βαλβίδας για το νερό kmol/(sec Atm) .
$\tau_{H_2} = 26.1$	Σταθερά χρόνου απόκρισης της ροής υδρογόνου (sec).
$ au_{O_2} = 2.91$	Σταθερά χρόνου απόκρισης της ροής οξυγόνου (sec).
$\tau_{H_2O} = 78.3$	Σταθερά χρόνου απόκρισης της ροής νερού (sec).
<i>r<sub>H_O</sub></i> = 1.145	Αναλογία εισαγόμενου οξυγόνου προς υδρογόνο.
$r_{FC} = 0.126$	Ωμικές απώλειες κυψέλης (Ω).

Τα αέρια θεωρούνται ιδανικά, οπότε ισχύει η εξίσωση των ιδανικών αερίων: pV = nRT όπου V είναι ο όγκος της ανόδου και T η θερμοκρασία, η οποία θεωρείται αμετάβλητη κατά την διαδικασία. Συνεπώς παίρνοντας την χρονική παράγωγο: pV = nRT = qRT, με q την μοριακή ροή του αερίου σε kmol / sec. Η ροή του αερίου είναι αποτέλεσμα της ροής εισόδου  $q^{in}$ , της ροής εξόδου  $q^{out}$  και της ροής του ποσού που αντιδρά  $q^r$ :  $q = q^{in} - q^{out} - q^r$ . Όταν στην μόνιμη κατάσταση επέρχεται ισορροπία q = 0,  $q^r = q^{in} - q^{out}$  αφού p = 0. Επίσης η ροή εξόδου σχετίζεται με την μερική πίεση μέσω της μοριακής σταθεράς της βαλβίδας k με μονάδες kmol / (sec Atm)):  $q^{out} = kp$ . Οι ροές των αντιδρώντων  $q^r$  σχετίζονται με το δημιουργούμενο ρεύμα με την σχέση [7]:  $q^r = \pm N_0 I_{FC} / (nF)$  όπου n ο αριθμός των ηλεκτρονίων σε κάθε mole αντιδρώντος που χρησιμοποιείται στην αντίδραση:  $2H_2 + O_2 \rightarrow 2H_2O$ . Χρησιμοποιώντας την σταθερά  $K_r$ , η ροή για κάθε ένα από τα αντιδρώντα σε σχέση με το ρεύμα θα είναι:  $q_{H_2}^r = 2q_{O_2}^r = -q_{H_2O}^r = 2K_r I_{FC}$ . Με το δεδομένο αυτό και εφαρμόζοντας τα παραπάνω για το υδρογόνο, η μεταβολή της μερικής πίεσης του υδρογόνου γράφεται :  $p_{H_2} = (RT/V)(q_{H_2}^{in} - q_{H_2}^{out} - 2K_r I_{FC})$ . Αντικαθιστώντας και την

#### ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Γ

ροή εξόδου σε σχέση με την μερική πίεση:  $q_{H_2}^{out} = k_{H_2} p_{H_2}$ , η μεταβολή της μερικής πίεσης για το υδρογόνο είναι:

$$p_{H_2} = \frac{1/k_{H_2}}{1 + s \tau_{H_2}} \left( q_{H_2}^{in} - 2K_r I_{FC} \right) \tag{F1}$$

Η σταθερά χρόνου προκύπτει ως :  $\tau_{H_2} = V / (k_{H_2} R T)$ 

Ομοίως για το οξυγόνο και το νερό θα είναι:  $\dot{p}_{O_2} = (RT/V) (q_{O_2}^{in} - q_{O_2}^{out} - K_r I_{FC})$  και  $\dot{p}_{H_2O} = (RT/V) (-q_{H_2O}^{out} + 2K_r I_{FC})$ . Με αντικατάσταση των  $q_{O_2}^{out} = k_{O_2} p_{O_2}$ ,  $q_{H_2O}^{out} = k_{H_2O} p_{H_2O}$  οι μερικές πιέσεις θα είναι:

$$p_{O_2} = \frac{1/k_{O_2}}{1 + s \tau_{O_2}} \left( q_{O_2}^{in} - K_r I_{FC} \right) \tag{F2}$$

$$p_{H_2O} = \frac{1/k_{H_2O}}{1 + s \tau_{H_2O}} 2K_r I_{FC}$$
(F3)

με σταθερές χρόνου εξαρτώμενες από τις αντίστοιχες μοριακές σταθερές βαλβίδας:  $\tau_{O_2} = V / (k_{O_2} R T)$ ,  $\tau_{H_2O} = V / (k_{H_2O} R T)$ .

Η τάση της κυψέλης δίνεται από την εξίσωση του Nerst αφαιρώντας μόνο τις ωμικές απώλειες:

$$V = N_0 \left( E_0 + \frac{RT}{2F} \left( \ln \frac{p_{H_2} p_{O_2}^{0.5}}{p_{H_2O}} \right) \right) - r_{FC} I_{FC}$$
(F4)

Οποιεσδήποτε άλλες απώλειες που έχουν να κάνουν με ακραίες καταστάσεις λειτουργίας [8], όπως για παράδειγμα κατά την εκκίνηση της μονάδας, αμελούνται.

Το μοντέλο δέχεται ως εισόδους το ρεύμα  $I_{FC}$  και τις ροές εισόδου  $q_{H_2}^{in}$ ,  $q_{O_2}^{in}$ . Από τις (Γ1) – (Γ3) υπολογίζονται οι μερικές πιέσεις και από την (Γ4) η τάση της κυψέλης. Το ρεύμα υπολογίζεται από την ισχύ που προκύπτει από τον έλεγχο f - P (σχ. 3.6, Κεφ. 3) και από την τάση της κυψέλης από το προηγούμενο βήμα. Η ροή εισόδου του υδρογόνου δίνεται από τον αναμορφωτή. Το οξυγόνο εισάγεται στην κυψέλη κατά αναλογία με την ποσότητα του υδρογόνου εισόδου:  $q_{O_2}^{in} = (1/r_{H_2O_2})q_{H_2O_2}^{in}$ .

### Γ.3 Έλεγχος λειτουργίας

Παρότι μπορεί να επιβληθεί οποιαδήποτε μεταβολή της τιμής του ρεύματος, κάτι τέτοιο θα οδηγούσε σε καταστροφή της κυψέλης. Για το λόγο αυτό η λειτουργία ελέγχεται ώστε ο συντελεστής χρησιμοποίησης  $U_f = q_{H_2}^r / q_{H_2}^{in}$  να έχει σταθερή τιμή που ορίζεται στο  $U_{opt} = 85\%$  (βέλτιστη τιμή) και μεταβατικά να παραμένει τουλάχιστον εντός των ορίων  $U_{max} = 90\%$ ,  $U_{min} = 80\%$ . Συγκεκριμένα ελέγχεται το ρεύμα ζήτησης της κυψέλης μέσω του μετατροπέα DC / DC [2], [9] – [13]. Με αντικατάσταση της ροής που αντιδρά  $q_{H_2}^r$  συναρτήσει του

ρεύματος στην σχέση του  $U_f$  η ροή εισόδου  $q_{H_2}^{in}$  μπορεί να συναρτηθεί με το ρεύμα:  $q_{H_2}^{in} = (2K_r/U_f)I_{FC}$  και αντίστροφα το ρεύμα με την διαθέσιμη ροή εισόδου:  $I_{FC} = (U_f/2K_r)q_{H_2}^{in}$ . Από την πρώτη σχέση προκύπτει η ζητούμενη έξοδος από τον αναμορφωτή θέτοντας  $U_f = U_{opt}$  και από την δεύτερη τα επιτρεπόμενα όρια του ρεύματος θέτοντας  $U_f = U_{min}$  και  $U_f = U_{max}$ . Ο έλεγχος εικονίζεται στο σχ. Γ1. Ο αναμορφωτής παριστάνεται με μία καθυστέρηση πρώτης τάξης με σταθερά χρόνου  $T_{re} = 5 \operatorname{sec}$ . Επίσης προστίθεται μια καθυστέρηση πρώτης τάξης  $T_c = 0.8 \operatorname{sec}$  για τον μετατροπέα DC/DC.



Σχ. Γ.1. Έλεγχος για λειτουργία με σταθερό συντελεστή χρησιμοποίησης.

Διαγράμματα ρεύματος – τάσης και ρεύματος – ισχύος στην μόνιμη κατάσταση με τις χρησιμοποιούμενες παραμέτρους της παραγράφου Γ2 για ελεγχόμενη λειτουργία με  $U_f = U_{opt} = 85\%$  φαίνονται στο σχ. Γ2. Παράλληλα τυπώνονται τα ίδια διαγράμματα για σταθερές ποσότητες ροής υδρογόνου εισόδου.



Σχ. Γ.2. Διαγράμματα Ι – V και Ι – Ρ για λειτουργία με σταθερό συντελεστή χρησιμοποίησης 85% και για λειτουργία με σταθερές ποσότητες υδρογόνου εισόδου.

### Γ.4 Αναφορές

- [1] J. Padulles, G. W. Ault, J. R. McDonald, "An integrated SOFC plant dynamic model for power systems simulation" *J. Power Sources*, vol. 86, pp 495-500, 2000
- [2] Y. Zhu, K. Tomsovic, "Development of models for analyzing the load following performance of microturbines and fuel cells" Electric Power Systems Research" Vol. 62, pp 1-11, 2002
- [3] Power Technologies, PSS/E Program Application Guide 1995.
- [4] M. Y. El-Sharkh, A. Rahman, M. S. Alam, A.A. Sakla, P.C. Byrne, T. Thomas, "Analysis of active and reactive power control of a stand alone PEM fuel cell plant", *IEEE Trans. on Power Systems*, Vol. 17, No 4, pp 2022-2028, Nov. 2004
- [5] J. Larminie, A. Dicks, Fuel Cell systems explained, J. Willey, 2003
- [6] M. A. Laughton, "Fuel cells", Power Eng. J., vol. 16, no1, pp37-47, Feb. 2002.
- [7] M.J. Khan, M.T. Iqbal, "Dynamic Modelling and Simulation of a Fuel Cell Generator", Fuel Cells from fundamentals to systems, 1/2005, Wiley-VCH
- [8] C. Wang, N. H. Nehrir, H. Gao, "Control of PEM fuel cell distributed generation systems" IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 21, No 2, pp 586-595, June 2006.
- Z. Jiang, "Power management of hybrid photovoltaic fuel cell power systems" IEEE PES General Meeting, Montreal, 18-22 June 2006
- [10] D. Georgakis, S. Papathanassiou, S. Manias "Modeling and control of a small scale grid-connected fuel cell system", Proc. IEEE 35th Annual PESC '05, June 2005
- [11] T. W. Lee, et al., "Development of a 3kW generation system with an active fuel cell simulator: Topology, control and design", Proc. IEEE 35th Annual PESC '04, June 2004, Aachen, Germany
- [12] H. Xu, L. Kong, X. Wen, "Fuel Cell Power system and high power DC-DC converter", IEEE Trans on Power Electronics, Vol. 19, No 5, pp 1250-1255, Sep. 2004
- [13] R. Gopinath, S. Kim, L. Hahn, P. N. Enjeti, M. Yeary, J. W. Howze, "Development of a low cost fuel cell inverter system with DSP control", *IEEE Trans on Power Electronics*, Vol. 19, No 5, pp 1256-1262, Sep. 2004

# Επιστημονικές Δημοσιεύσεις

- 1. N. L. Soultanis, S. A. Papathanasiou, N. D. Hatziargyriou, "A stability algorithm for the dynamic analysis of inverter dominated unbalanced LV Microgrids", *IEEE Trans. on Power Systems*, Vol. 22, No. 1, pp 294-304, Feb. 2007
- 2. A. Engler, N. Soultanis, "Applicability of droops in LV Grids", *International Journal of Distributed Energy Resources*, Vol. 2, No 4, Oct. Dec. 2006
- G. N. Kariniotakis, N. L. Soultanis, A. I. Tsouchnikas, S. A. Papathanasiou, N. D. Hatziargyriou, "Dynamic Modeling of Microgrids", International Journal of Distributed Energy Resources, Vol. 2, No 4, Oct. Dec. 2006
- 4. N. L. Soultanis, N. D. Hatziargyriou, "Control issues of inverters in the formation of L.V. micro-grids" IEEE PES General, Tampa, 24 28 June, 2007
- 5. N. L. Soultanis, N. D. Hatziargyriou, "Dynamic analysis of inverter dominated unbalanced L.V. micro-grids" 7th IPST Conference, Lyon 4 7 June 2007
- 6. N. L. Soultanis, N. D. Hatziargyriou, "Dynamic simulation of inverter dominated L.V. micro-grids" IEEE PES General, Montreal, 18 22 June, 2006
- K. Karoui, V. Chuvychin, A. Sauhats, O. Samuelsson, M.H.J. Bollen, N. D. Hatziargyriou, N. L. Soultanis, "Analysis and Modeling challenges induced by a growing penetration of inverter interfaced DER" IEEE PES General, Montreal, 18 – 22 June, 2006
- 8. G. Tsikalakis, N. L. Soultanis, "On line storage management to avoid voltage limit violations", PMAPS Conference, Stokholm, June 2006
- 9. Engler, N. Soultanis, "Droop control in LV Grids", International Conference on Future Power Systems, Amsterdam, Nov. 2005