

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, ω_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, ω_1 , όπως μέχρι τώρα, τις παραγόμενες ισχύεις 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 $Q_1 = I_d V_1 \sin \delta - I_q V_1 \cos \delta$. Έτσι με την θεώρηση του ελέγχου οι εξισώσεις συνολικά είναι:

$$\begin{aligned}\dot{I}_d &= (\omega_b / X) (V_1 \cos \delta - r I_d + \omega_s X I_q - V_s) \\ \dot{I}_q &= (\omega_b / X) (V_1 \sin \delta - r I_q - \omega_s X I_d) \\ \dot{\delta} &= \omega_b (\omega_1 - \omega_s) \\ \dot{P} &= (1/T_m) (P_1 - P) \\ \dot{Q} &= (1/T_e) (Q_1 - Q)\end{aligned}\tag{7.41}$$

στις οποίες οι παράμετροι ω_1, V_1 αντικαθίστανται από τις:

$$\begin{aligned}\omega_1 &= \omega_{ref1} - k_p (P - P_{ref1}) \\ V_1 &= V_{ref1} - k_q (Q - Q_{ref1})\end{aligned}\tag{7.42}$$

με τους συντελεστές k_p, k_q εκφρασμένους σε α.μ. τιμές των $\Delta\omega, \Delta P$ και $\Delta V, \Delta Q$.

Αν επιπρόσθετα χρησιμοποιηθεί και η προήγηση φάσης τότε οι συνιστώσες d, q της τάσης του αντιστροφέα γίνονται $V_1 \cos \delta', V_1 \sin \delta'$ 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 παίρνουμε το γραμμικό μοντέλο του συστήματος σε ανοικτό βρόχο από τις τρεις πρώτες εξισώσεις των (7.41) με μεταβλητές κατάστασης: $x = [\Delta I_d \ \Delta I_q \ \Delta \delta]^T$, εισόδους: $u = [\Delta V_1 \ \Delta \omega_1 \ \Delta V_s \ \Delta \omega_s]^T$ και εξόδους: $y = [\Delta P_1 \ \Delta Q_1]^T$. Κατόπιν θα εξετάσουμε 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_{q0}, δ_0 :

$$\begin{aligned}\dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du\end{aligned}\tag{7.44}$$

Όπου:

$$A = \begin{bmatrix} -(\omega_b / X) R & (\omega_b / X) \omega_{s0} X & -(\omega_b / X) V_{10} \sin \delta_0 \\ -(\omega_b / X) \omega_{s0} X & -(\omega_b / X) R & (\omega_b / X) V_{10} \cos \delta_0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}\tag{7.45}$$

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

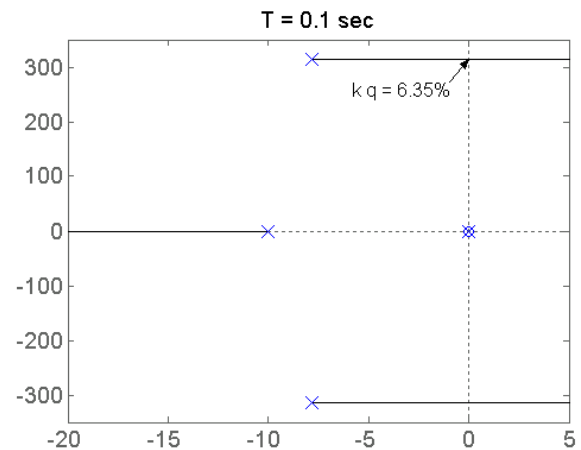
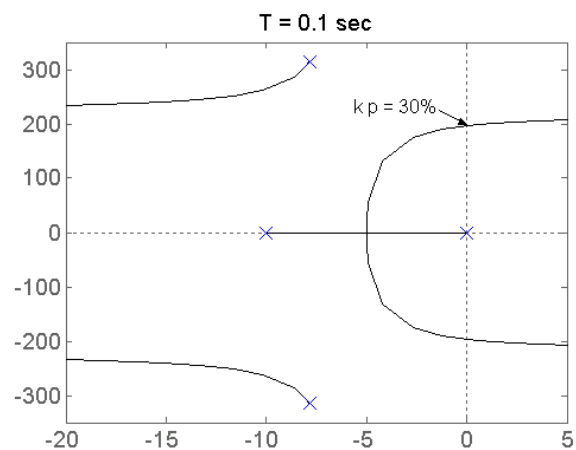
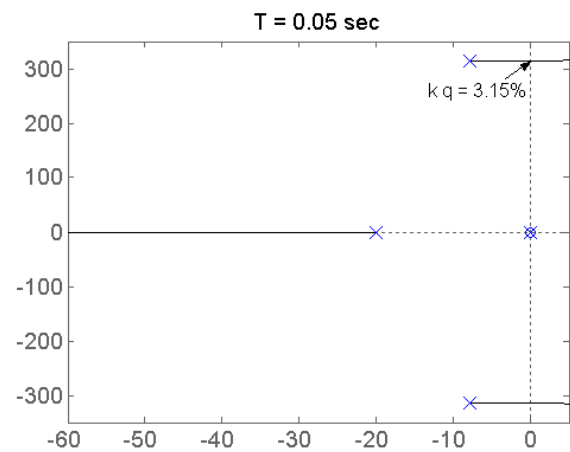
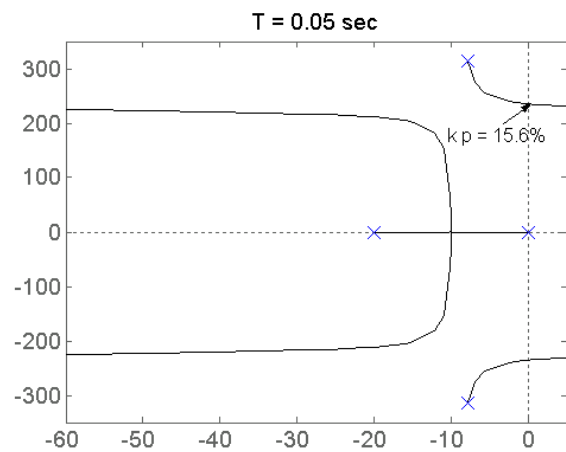
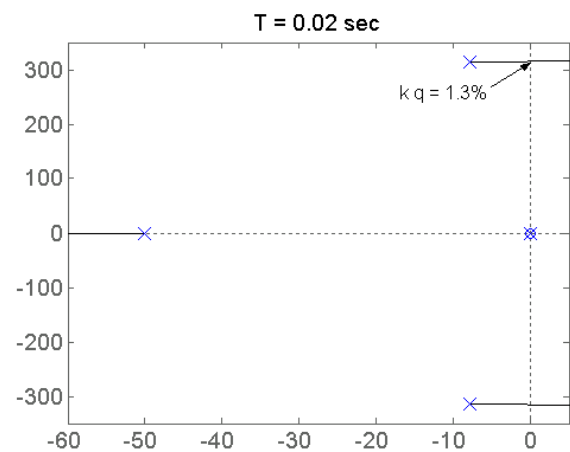
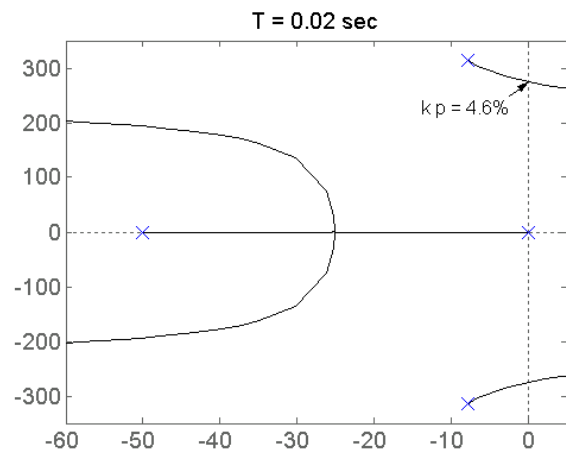
$$B = \begin{bmatrix} (\omega_b/X) \cos \delta_0 & 0 & -\omega_b/X & (\omega_b/X) X I_{q0} \\ (\omega_b/X) \sin \delta_0 & 0 & 0 & -(\omega_b/X) X I_{d0} \\ 0 & \omega_b & 0 & -\omega_b \end{bmatrix} \quad (7.46)$$

$$C = \begin{bmatrix} V_{10} \cos \delta_0 & V_{10} \sin \delta_0 & V_{10} I_{q0} \cos \delta_0 - V_{10} I_{d0} \sin \delta_0 \\ V_{10} \sin \delta_0 & -V_{10} \cos \delta_0 & V_{10} I_{d0} \cos \delta_0 + V_{10} I_{q0} \sin \delta_0 \end{bmatrix} \quad (7.47)$$

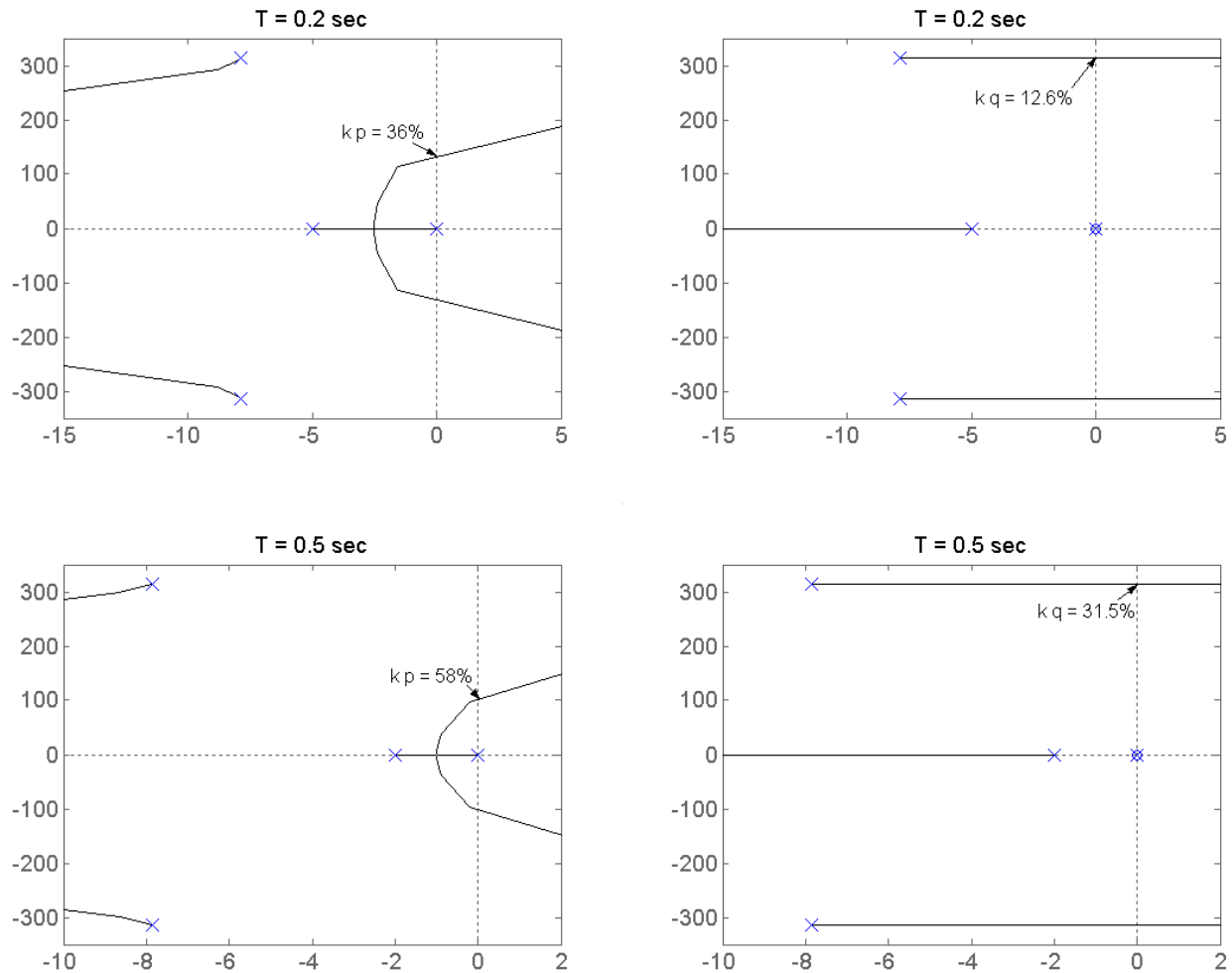
$$D = \begin{bmatrix} I_{d0} \cos \delta_0 + I_{q0} \sin \delta_0 & 0 & 0 & 0 \\ I_{d0} \sin \delta_0 - I_{q0} \cos \delta_0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (7.48)$$

Ακολουθώντας, θεωρώντας την ανατροφοδότηση των ΔP_1 , ΔQ_1 μέσω των $k_p/(1+sT_m)$ και $k_q/(1+sT_e)$ αντίστοιχα, με $T_m = T_e = T$, εξετάζουμε τον γεωμετρικό τόπο ριζών ως προς τους συντελεστές ελέγχου k_p, k_q για διάφορες τιμές της χρονικής σταθεράς T . 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 $T = 0.02 \text{ sec}$, που αντιστοιχεί στην μικρότερη δυνατή καθυστέρηση της μέτρησης των ισχυών υπό ευνοϊκές συνθήκες, έως την τιμή $T = 0.5 \text{ sec}$. Οι πόλοι του συστήματος πριν την εισαγωγή του ελέγχου είναι ένας στην αρχή των αξόνων για την $\Delta P_1/\Delta \omega_1$ 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 T είναι μικρότερη από την T_{dc} , τότε οι δύο μιγαδικοί πόλοι λόγω της συνιστώσας DC καθορίζουν την ευστάθεια του συστήματος και το περιθώριο για αύξηση των k_p, k_q είναι περιορισμένο, αλλά βελτιώνεται με την αύξηση της T . Για την μεταβολή του k_p , όταν η T γίνεται μεγαλύτερη από την T_{dc} 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_p επίσης οδηγούν το σύστημα σε αστάθεια. Όσο μεγαλύτερη είναι η χρονική καθυστέρηση T , τόσο πιο μεγάλες τιμές k_p μπορούν να χρησιμοποιηθούν πριν το σύστημα υποπέσει σε αστάθεια, ταυτόχρονα εξαλείφοντας την επίδραση των πόλων λόγω της συνιστώσας DC . Για την μεταβολή του k_q , όσο η χρονική σταθερά T γίνεται μεγαλύτερη από την T_{dc} , 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_q , η βελτίωση που προκύπτει από την αύξηση της T , όσον αφορά το περιθώριο τιμών, είναι μικρότερη σε σχέση με την αυτή για μεταβολή του k_p . Ο αντίστοιχος πόλος $-1/T$ κυριαρχεί αν διατηρηθούν μικρές τιμές του συντελεστή k_q .

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7



ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7



Σχ. 7.32: Γεωμετρικός τόπος ριζών ως προς k_p (αριστερή στήλη) και k_q (δεξιά στήλη), όταν $X=4\%$, $R=0.1\%$, για διάφορες τιμές των $T_m = T_e = T$.

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 πόλους που οφείλονται στην συνιστώσα DC του ρεύματος. Εξάιρεση αποτελεί η ακραία περίπτωση $R \gg X$ (τελευταία γραμμή του Πίνακα 7.7) όταν συμπεριλαμβάνεται

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

και ο έλεγχος $P - f$, οπότε εμφανίζονται δύο επιπλέον πόλοι σε χαμηλή συχνότητα, η μετακίνηση των οποίων καθορίζει τις ανώτερες τιμές k_q που μπορούν να χρησιμοποιηθούν.

Πίνακας 7.6

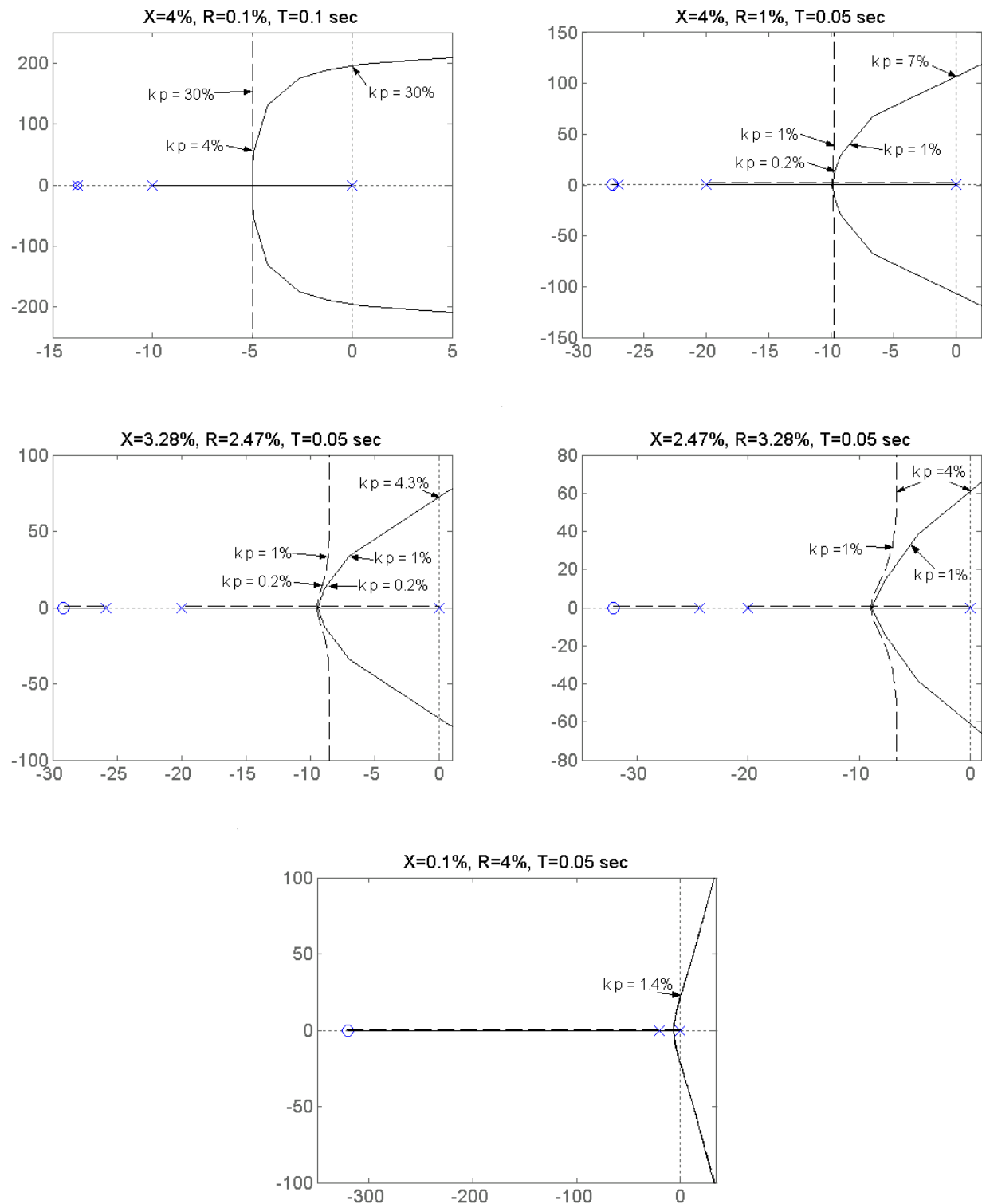
X (%)	R (%)	$T_m = T_e = T$ (sec)			
		0.02	0.05	0.2	0.5
4	0.1	(**) 4.6%	(**) 15.6%	35%	58%
4	1	5.5%	6.7%	7.5%	7.9%
3.28	2.47	5%	5.3%	4.4%	4.4%
		(*) 4.27%	(*) 4.3%	(*) 3.6%	(*) 3.8%
2.47	3.28	7.15%	6.5%	5.8%	6.3%
		(*) 4.78%	(*) 3.9%	(*) 3.86%	(*) 4%
0.1	4	26%	23%	23%	26%
		(*) 3.3%	(*) 1.4%	(*) 0.35%	(*) 0.13%

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%
3.28	2.47	56%	127%	487%	1220%
		(*) 58%	(*) 134%	(*) 473%	(*) 1220%
2.47	3.28	128%	295%	1150%	2870%
		(*) 134%	(*) 304%	(*) 1150%	(*) 2850%
0.1	4	840%	1950%	> 2e3	> 2e3
		(*) 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 k_p για διάφορες τιμές X , R , αμελώντας την μεταβατική κατάσταση της γραμμής (διακεκομμένη γραμμή) και συμπεριλαμβάνοντας την (συνεχής γραμμή). Σε όλες τις περιπτώσεις υπάρχει και έλεγχος $Q-V$ με $k_q = 1.5\%$ και την ίδια T ($T_m = T_e = T$).

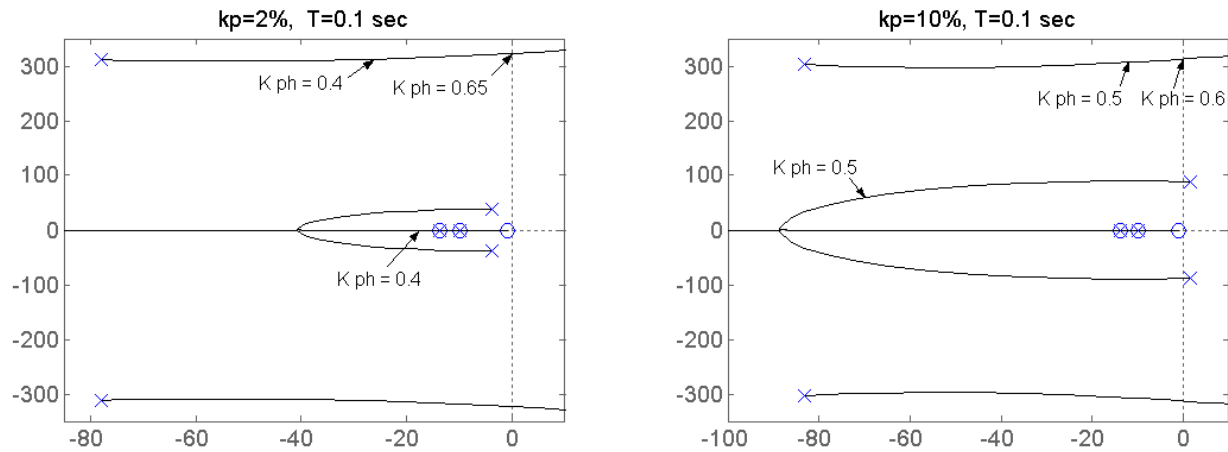
Από τα παραπάνω αποτελέσματα καταλήγουμε στα εξής συμπεράσματα για δεδομένο Z γραμμής:

- 1) 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 ($T < T_{dc}$), το περιθώριο ευστάθειας καθορίζεται από τους πόλους των 50Hz τόσο για τον έλεγχο $P - f$, όσο και για τον $Q - V$. Όταν $T \geq T_{dc}$, η ευστάθεια όσον αφορά την τιμή του k_p καθορίζεται πλέον από τους πόλους που αντιστοιχούν στον έλεγχο της συχνότητας από την μεταφερόμενη ενεργό ισχύ. Οι τιμές του k_q εξακολουθούν να εξαρτώνται από τους πόλους της DC συνιστώσας του ρεύματος. Μεγαλύτερη τιμή χρονικής σταθεράς T , σημαίνει αύξηση του περιθωρίου τιμών που μπορούν να χρησιμοποιηθούν και για τους δύο συντελεστές k_p και k_q . Όμως, όσο η τιμή της αντίστασης γίνεται μεγαλύτερη, το επιτρεπτό περιθώριο τιμών του k_p που επιτυγχάνεται με αύξηση της T γίνεται μικρότερο ενώ του k_q 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_p , μειώνει αισθητά το επιτυγχανόμενο περιθώριο για τον συντελεστή k_p . Αντίθετα η θεώρηση ελέγχου $P - f$ κατά την εξέταση τιμών k_q 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_p , k_q πλησιάζουν τις ανώτερες δυνατές τιμές των πινάκων 7.6 και 7.7 οι ταλαντώσεις στις ισχείς P , Q θα έχουν μεγάλα πλάτη και θα αποσβένονται αργά. Μάλιστα σχετικά με τον συντελεστή k_p , σημειώνεται ότι για συγκεκριμένες τιμές του όσο η χρονική σταθερά T 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 $X \gg R$ η σύμπτωση των δύο μοντέλων είναι πολύ καλή μέχρι $k_p = 4\%$, ενώ όταν απλώς $X > R$ είναι ικανοποιητική για $k_p \leq 1\%$.
- 2) Όταν $R > X$, τότε ισχύουν περίπου όσα αναφέρθηκαν για $X > R$, δηλαδή τα περιθώρια τιμών για τον συντελεστή k_p μειώνονται όσο η χρονική σταθερά T αυξάνει, ενώ για τον k_q συνεχώς αυξάνουν. Εννοείται ότι η εξέταση απαιτεί θεώρηση και ελέγχου $Q - V$ για τις τιμές k_p και ελέγχου $P - f$ για τις τιμές k_q , με αποτέλεσμα, όπως όταν $X > R$, το εύρος επιτρεπόμενων τιμών k_p 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 $k_p \leq 1\%$. Για την ακραία περίπτωση $R \gg X$ δεν χρειάζεται καθόλου η χρονική καθυστέρηση (η οποία όμως ούτως ή 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 δίκτυο – 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.

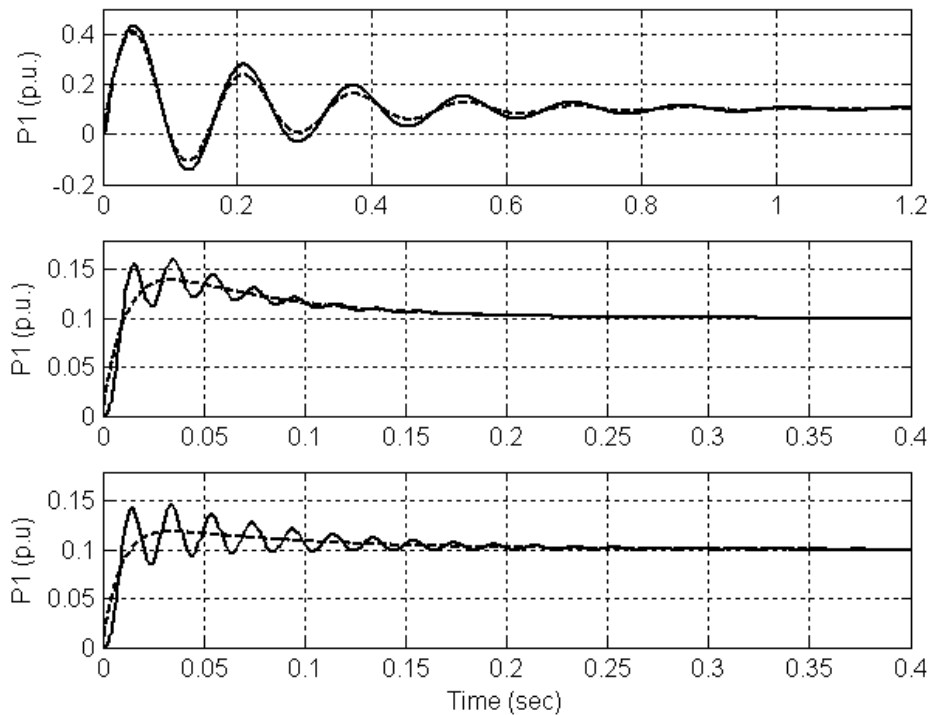
Απομένει να εξεταστεί η επιλογή του συντελεστή $K_{ph} = \Delta\delta/\Delta P$ προκειμένου να αποκτήσει το σύστημα την απαραίτητη προήγηση φάσης με μεταβολή της γωνίας από την ενεργό ισχύ, όταν λαμβάνεται υπόψη η μεταβατική απόκριση του δικτύου. Μας ενδιαφέρει περισσότερο η περίπτωση που στο δημιουργούμενο κύκλωμα ισχύει $X > R$, η οποία αναλύθηκε στις παραγράφους 7.6 και 7.7. Προσθέτουμε λοιπόν μία ακόμη είσοδο δ_{in} στο σύστημα των (7.44) και επειδή θεωρούμε μηδενικές αρχικές συνθήκες, αλλαγή με προσθήκη μη μηδενικών στοιχείων παρουσιάζει μόνο ο πίνακας B της (7.46). Κατόπιν αφού ενσωματωθούν οι ανατροφοδοτήσεις $P - f$ και $Q - V$ με συγκεκριμένους συντελεστές και χρονική καθυστέρηση, εξετάζουμε την συνάρτηση μεταφοράς ανοικτού βρόχου $\Delta P_1/\Delta\delta_{in}$ θεωρώντας την ίδια χρονική καθυστέρηση για την ανατροφοδότηση της ΔP_1 . 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 $k_q = 1.5\%$. 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 K_{ph} 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 T δεν μπορεί να φανεί χρήσιμη, γιατί ενώ ελαττώνει την ταλάντωση λόγω μεταβατικών δικτύου ταυτόχρονα δημιουργεί την ανάγκη χρησιμοποίησης μεγαλύτερου συντελεστή K_{ph} 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 ΔP_{1ref} με το γραμμικό μοντέλο του σχ. 7.5 στο οποίο αμελούνται τα μεταβατικά του δικτύου. Αφορά την περίπτωση $X = 4\%$ $R = 1\%$, $k_p = 2\%$ 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_{ph} δεν θα πρέπει να υπερβαίνει την τιμή 0.4, αφού για μεγαλύτερες τιμές η ταλάντωση κοντά στα 50Hz γίνεται έντονη. Την ίδια περίπου απόκριση όσον αφορά την μέγιστη υπερύψωση αλλά με ελαφρώς πιο παρατεταμένο χρόνο αποκατάστασης μπορούμε να έχουμε και με $K_{ph} = 0.8$ αν η καθυστέρηση αυξηθεί σε $T = 0.2sec$, ή με $K_{ph} = 1.6$ αν $T = 0.4sec$ κλπ. Φαίνεται λοιπόν ότι στο κριτήριο προσδιορισμού των τιμών του συντελεστή K_{ph} που αναπτύχθηκε στις παραγράφους 7.6 και 7.7 θα πρέπει να προστεθεί ένας περιορισμός με βάση την απαιτούμενη απόσβεση της ταλάντωσης υψηλής συχνότητας.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

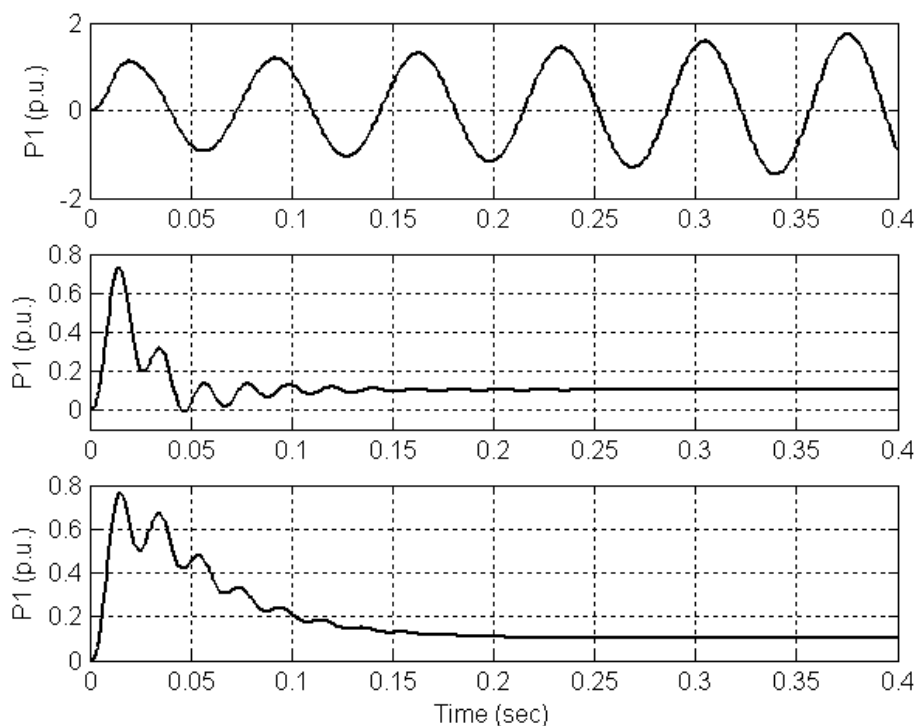


Σχ. 7.34: Γεωμετρικός τόπος ριζών ως προς K_{ph} για την περίπτωση $X=4\%$, $R=1\%$, με $k_q=1.5\%$ όταν $k_p=2\%$ και $k_p=10\%$ ενώ $T=0.1$ sec ($T_m = T_e = T$).

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 $T = 0.1$ sec (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 P_{1ref} κατά 0.1 α.μ. με $K_{ph} = 0, 0.4, 0.5$ για την περίπτωση $X=4\%$, $R=1\%$, με $k_q=1.5\%$ όταν $k_p=2\%$ 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 P_{1ref} κατά 0.1 α.μ. για την περίπτωση $X=4\%$, $R=1\%$, $k_q=1.5\%$ και $k_p=10\%$ όταν $T=0.1$ sec με $K_{ph} = 0$, 0.4 και $T=0.4$ sec με $K_{ph} = 1.6$.

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 ισχύεις. 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 ισχύεις. 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 ισχύεις 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_p, k_q 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 $R \gg X$ οι $\Delta f / \Delta P, \Delta V / \Delta Q$ μπορούν να είναι μόνο ομόσημοι είτε θετικοί ή αρνητικοί. Όταν R, X έχουν συγκρίσιμες τιμές οι $\Delta f / \Delta P, \Delta V / \Delta Q$ 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.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

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_p , k_q . Ακολούθως εξετάζεται η περίπτωση της μεταβολής των παραμέτρων στην ευστάθεια για τις τρεις περιπτώσεις: $R \neq 0, X = 0$, $R = 0, X \neq 0$, $R \neq 0, X \neq 0$.

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_p , k_q πολύ μεγάλες. Η εισαγωγή της αντιστάθμισης σε κάθε αντιστροφή 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: $X_{Line-pu} = 4 - 40\%$, $k_p = 1 - 4\%$, $T_m = 0.05 - 1\text{sec}$. 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 $K_{ph} = 2\text{rad}/P_{pu}$ το κριτήριο ικανοποιείται για την δυσμενέστερη περίπτωση, όταν όλες οι παράμετροι παίρνουν τιμή στο πάνω όριο. Τιμές $K_{ph} = 0.5 - 1\text{rad}/P_{pu}$ 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

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

$R = 0, X \neq 0$, 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 $K_{ph} = 3 \text{ rad/P}_{pu}$ 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 αντιστροφes που συνδέεται σε άπειρο ζυγό μέσω της αντίδρασης του φίλτρου του και της αντίστασης του καλωδίου σύνδεσης. Ο αντιστροφes παριστάνεται ως ελεγχόμενη πηγή τάσης και η ανάλυση γίνεται χρησιμοποιώντας τις γραμμικοποιημένες εξισώσεις κατάστασης. Για συγκεκριμένη τιμή Z 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 ισχύες εξόδου, τότε η ευστάθεια του συστήματος καθορίζεται από τους πόλους υψηλής συχνότητας που αντιστοιχούν στην DC συνιστώσα. Μπορούν να χρησιμοποιηθούν μόνο μικρές τιμές k_p, k_q με απόκριση που χαρακτηρίζεται από μικρή απόσβεση. Για τον λόγο αυτό θα πρέπει η καθυστέρηση μεταβολής της συχνότητας και της τάσης να αυξηθεί ώστε: $T \geq T_{dc}$. Τότε τον πρωτεύοντα ρόλο στην ευστάθεια του συστήματος για μεταβολή του συντελεστή k_p , αποκτούν οι πόλοι χαμηλής συχνότητας που αντιστοιχούν στον έλεγχο $P - f$. Η ευστάθεια για μεταβολή του συντελεστή k_q συνεχίζει να εξαρτάται από τους πόλους λόγω της DC συνιστώσας.

Μεγαλύτερη τιμή της σταθεράς T 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_p όταν αυξάνεται η χρονική σταθερά T , 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_p περιορίζονται ακόμη περισσότερο.

Όταν για την γραμμή ισχύει $R \gg X$ τότε ακόμα και για μικρές τιμές της T το περιθώριο τιμών του συντελεστή k_p , αλλά στην περίπτωση αυτή και του k_q , είναι πολύ περιορισμένο. Σύγκριση των δύο γραμμικοποιημένων μοντέλων – συμπεριλαμβάνοντας ή μη την μεταβατική συμπεριφορά της γραμμής – για μεταβολή του k_p , 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_p . 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

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

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, 8th 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, 8th Edition, 1998.

Κεφάλαιο 8

ΕΠΕΚΤΑΣΗ ΤΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ – ΜΗ ΓΡΑΜΜΙΚΑ ΦΟΡΤΙΑ

8.1 Εισαγωγή

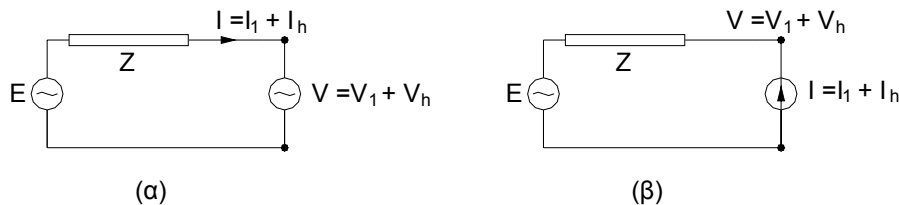
Στα προηγούμενα κεφάλαια διερευνήθηκε η δυνατότητα χρησιμοποίησης του ελέγχου $P - f$, $Q - V$ για τον παραλληλισμό των αντιστροφών των μονάδων που έχουν ελεγχόμενη παραγωγή, ώστε να μπορεί να δημιουργηθεί, όταν χρειαστεί, ένα απομονωμένο σύστημα. Ένας σημαντικός παράγοντας που μέχρι τώρα δεν αντιμετωπίστηκε, 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 αντιστροφών 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 X_d'' , 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 διαταραχή 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.

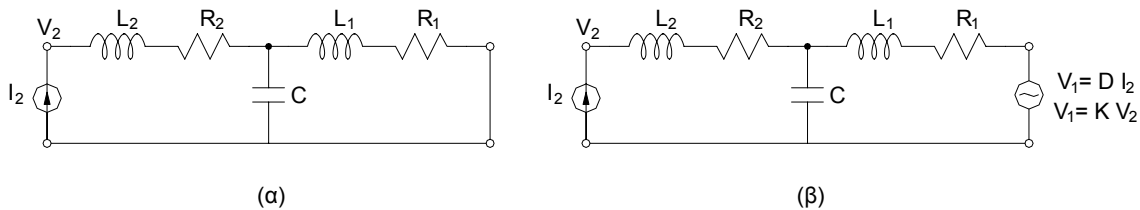
Με 1 και h συμβολίζονται η θεμελιώδης και η αρμονική συνιστώσα. Όταν ο αντιστροφέας παράγει μόνο θεμελιώδη τάση, δηλαδή $E = E_1$ τότε στην περίπτωση 8.1α οποιαδήποτε συνιστώσα V_h υπάρχει στους ακροδέκτες θα δημιουργεί αρμονικό ρεύμα $I_h = V_h / Z$, $Z = Z_h$, ενώ στην περίπτωση 8.1β το αρμονικό ρεύμα του φορτίου I_h θα δημιουργεί αρμονική τάση

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 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.

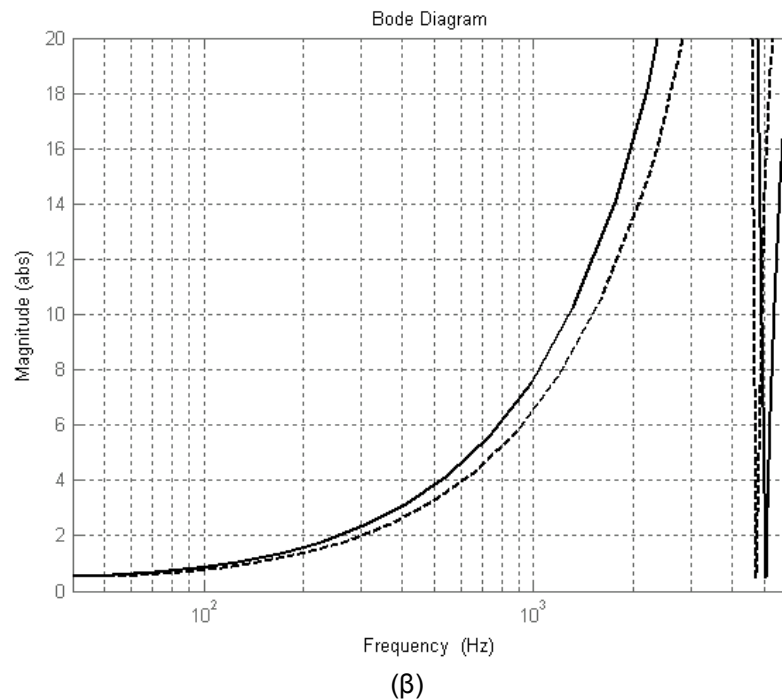
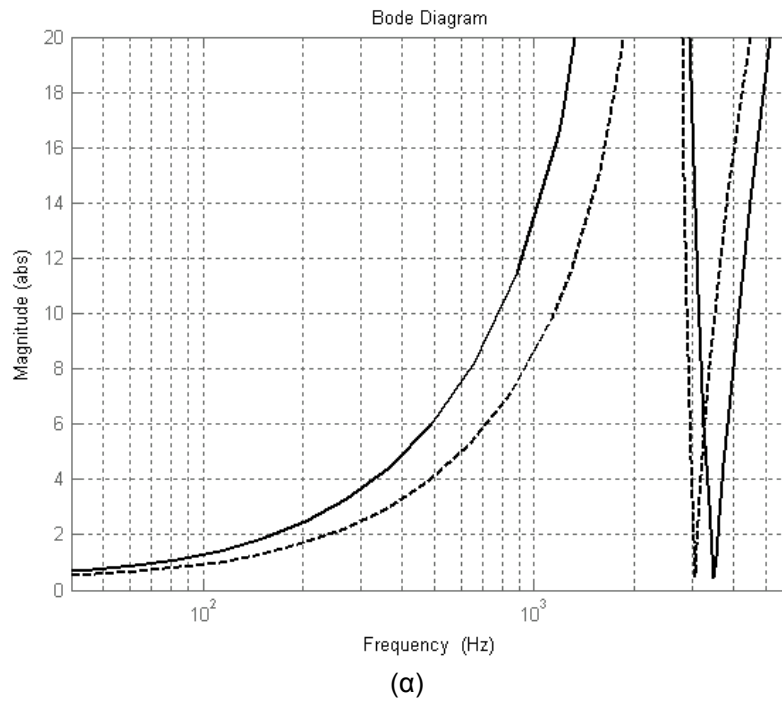
Από τα παραπάνω διαφαίνεται η μεθοδολογία ελέγχου που μπορεί να ακολουθηθεί για την περίπτωση του αυτόνομου συστήματος που μας ενδιαφέρει. Κατά πρώτο λόγο, ο έλεγχος της τάσης εξόδου V σε κλειστό βρόχο ώστε να εξαλειφθεί η συνιστώσα V_h και ο αντιστροφέας από τους ακροδέκτες του να παρουσιάζει $Z_h = 0$. 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 $Y_{22} = \langle I_2 / V_2 \rangle_{V_1=0}$.



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 έχουμε 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 περιμένουμε 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 αυξάνουμε 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

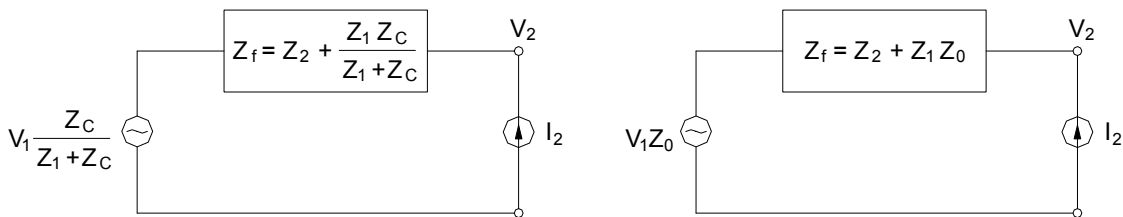
Στο σχ. 8.2β δείχνεται η υλοποίηση των προτεινόμενων τρόπων ελέγχου, όπου ο αντιστροφέας παράγει μια τάση επιπλέον της θεμελιώδους, η οποία παριστάνεται με μία εξαρτημένη πηγή τάσης. Η ανεξάρτητη πηγή τάσης που παράγει ο αντιστροφέας στην θεμελιώδη συχνότητα θα μπορούσε να σχεδιαστεί σε σειρά με την 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 $Z_1 = L_1s + R_1$, $Z_2 = L_2s + R_2$, $Z_c = 1/Cs$ και επίσης $Z_0 = Z_c / (Z_1 + Z_c) = 1 / (L_1Cs^2 + R_1Cs + 1)$. 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:

$$Z_f = \frac{L_1 L_2 C s^3 + (R_1 L_2 + R_2 L_1) C s^2 + (R_1 R_2 C + L_1 + L_2) s + R_1 + R_2}{L_1 C s^2 + R_1 C s + 1} \quad (8.1)$$

Από το σχ. 8.2β ή από το ισοδύναμο Thevenin φαίνεται ότι η τάση των ακροδεκτών μετά την εφαρμογή της εξαρτημένης πηγής θα είναι:

$$V_2 = \left(Z_2 + \frac{Z_1 Z_c}{Z_1 + Z_c} \right) I_2 + D \frac{Z_c}{Z_1 + Z_c} I_2 = Z_2 I_2 + (Z_1 Z_0 + D Z_0) I_2 \quad (8.2)$$

Με την επιλογή $D = -Z_1$, η τάση V_2 στην (8.2) θα μπορούσε να γίνει $V_2 = Z_2 I_2$. 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 $V_2 = Z_2 I_2 + Z_0 (Z_1 - \hat{Z}_1) I_2$.



Σχ. 8.4: Ισοδύναμο Thevenin στους ακροδέκτες.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8

Αν θεωρήσουμε 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:

$$V_2 = \left(Z_2 + \frac{Z_1 Z_c}{Z_1 + Z_c} \right) I_2 \left/ \left(1 + K \frac{Z_c}{Z_1 + Z_c} \right) \right. = \frac{Z_f}{1 + KZ_0} I_2 \quad (8.3)$$

Προφανώς όσο μεγαλύτερη γίνεται η τιμή του K για ορισμένο εύρος συχνοτήτων τόσο η αντίστοιχη αντίσταση του φίλτρου στο εύρος αυτό ελαττώνεται.

Θεωρώντας εξαρτημένη πηγή με συνδυασμό και των δύο: $V = -KV_2 + DI_2$ τότε:

$$V_2 = \frac{Z_2 + Z_1 Z_0 + DZ_0}{1 + KZ_0} I_2 \quad (8.4)$$

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:

$$V_2 = \frac{Z_2 + Z_1 Z_0 - \hat{Z}_1 Z_0}{1 + KZ_0} I_2 \quad (8.5)$$

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 αντισταθμίζουμε την πτώση τάσης ΔV_{Z_2} πάνω στην Z_2 , ελέγχοντας την τάση του πυκνωτή αντί για την V_2 .

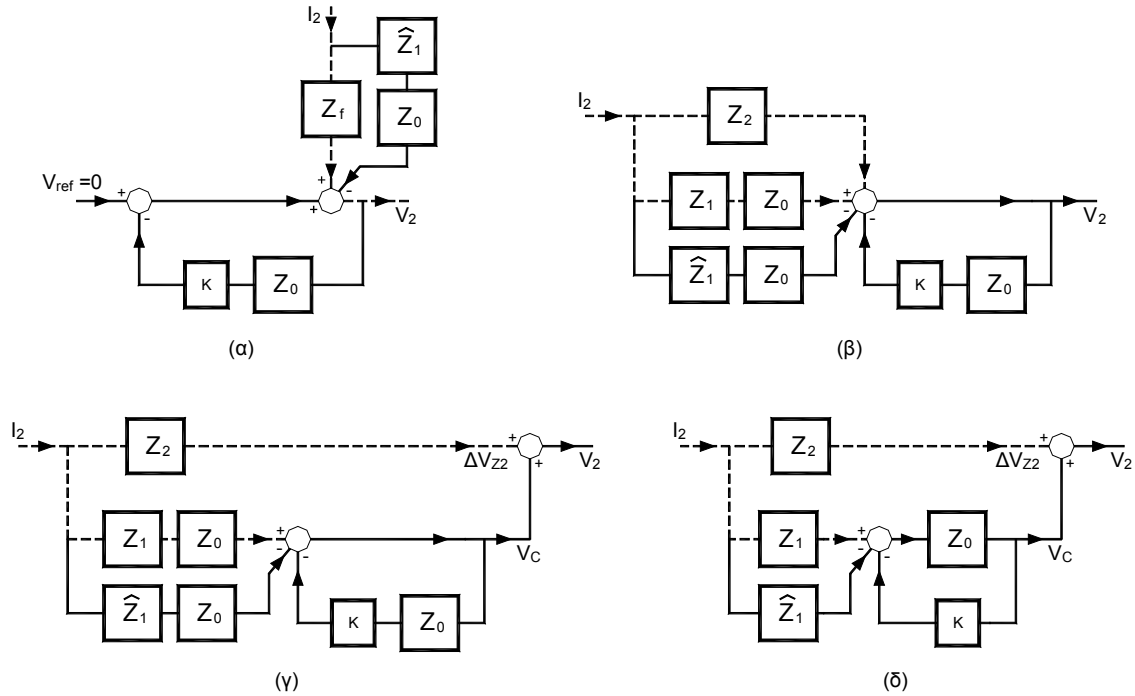
Η δεύτερη δυνατότητα προκύπτει από την (8.4) αν τεθεί $D = Kd$, $d = d(s)$. Τότε $V = K(-V_2 + dI_2)$ και η $K(s)$ μεταφέρεται στον απευθείας κλάδο του κλειστού βρόχου. Η (8.4) τότε γίνεται:

$$V_2 = \frac{Z_2 + Z_1 Z_0}{1 + KZ_0} I_2 + \frac{KZ_0}{1 + KZ_0} dI_2 \quad (8.6)$$

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

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8

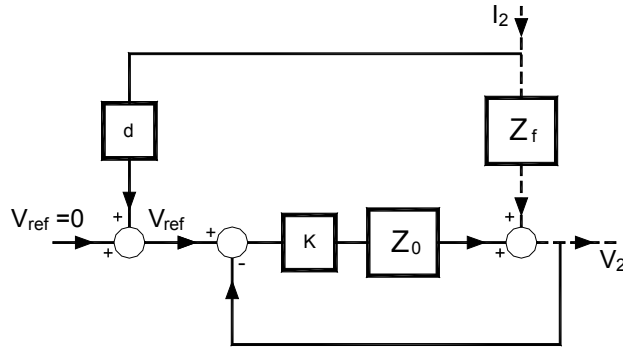
καθαρής αντίστασης, αντίδρασης ή και των δύο ανάλογα με την επιλογή της $d(s)$. Το διάγραμμα ελέγχου διαμορφώνεται όπως στο σχ. 8.6.



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 αντιστροφένων, 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_f .

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:

$$V_c = Z_1 Z_0 I_2 = \frac{L_1 s + R_1}{L_1 C s^2 + R_1 C s + 1} I_2 \quad (8.7)$$

Μόνο με τροφοδότηση της διαταραχής του ρεύματος χωρίς να εφαρμοστεί ανάδραση, όπως δηλαδή στην (8.2), θα είναι:

$$V_c = \frac{L_1 s + R_1 + D(s)}{L_1 C s^2 + R_1 C s + 1} I_2 \quad (8.8)$$

Αν υποθεθεί ότι $D(s) = -\hat{Z}_1$ τότε θα πρέπει να χρησιμοποιηθεί και φίλτρο για την αποφυγή θορύβου οπότε:

$$D(s) = -\frac{\hat{L}_1 s}{1 + sT} - \hat{R}_1 \quad (8.9)$$

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 συνάρτησης μεταφοράς $1/(1 + KZ_0)$, η οποία είναι:

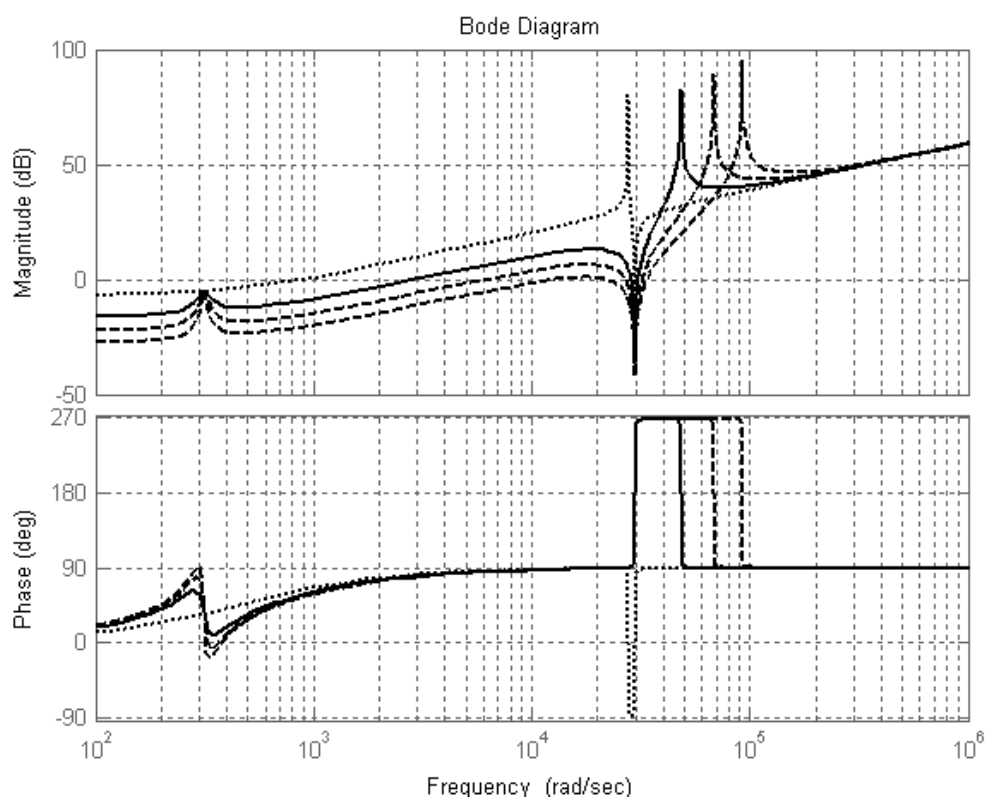
$$\frac{1}{1 + KZ_0} = \frac{L_1 C s^2 + R_1 C s + 1}{L_1 C s^2 + R_1 C s + K(s) + 1} \quad (8.10)$$

Αν 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 50Hz, τότε εισάγεται απόσβεση στο σύστημα οπότε μπορούμε να καταφέρουμε 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 χρησιμοποιήσουμε είτε notch φίλτρο στα 50Hz ή το συντονισμένο ζωνοπερατό φίλτρο $k_1 s / (s^2 + k_1 s + \omega_0^2)$ ώστε να εξάγουμε και στην συνέχεια να αφαιρούμε από το σήμα μέτρησης την συνιστώσα των 50Hz. Έτσι η K στην (8.10) θα είναι $K = K(s) (s^2 + \omega_0^2) / (s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2)$ 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 150Hz έως 1kHz, 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

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8

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 $|I_o|/|I_{ov}| = 5\%$ (διακεκομμένη γραμμή στο σχ. 8.3β). Με αντικατάσταση της (8.1) και της (8.10) στην (8.3) παίρνουμε 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 $k_p=2$ και $\zeta=0.2$ για το φίλτρο απόρριψης (συνεχής) και $k_p=5$, 10 με $\zeta=0.2$ (διακεκομμένες).

Για να μπορέσουμε να χρησιμοποιήσουμε μεγαλύτερες τιμές του k_p , θα πρέπει να εισάγουμε 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 είναι μεγάλη. Η θεώρηση απλώς μιας διαταραχής ρεύματος (σχ. 8.1β), αντιστοιχεί στην πιο δυσμενή περίπτωση, αφού έτσι η απόσβεση είναι η μικρότερη δυνατή.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8

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 αντιστροφών [7], [13].

Ανατροφοδότηση επιπλέον και της παραγώγου της τάσης των ακροδεκτών, εκτός από το ότι θα επιτρέψει να αυξήσουμε 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 $K(s) = k_p + k_d s$ ή $1/(1 + KZ_0)$ των (8.10) και (8.3) γίνεται:

$$\frac{1}{1 + KZ_0} = \frac{L_1 C s^2 + R_1 C s + 1}{L_1 C s^2 + (R_1 C + k_d) s + k_p + 1} \quad (8.11)$$

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.

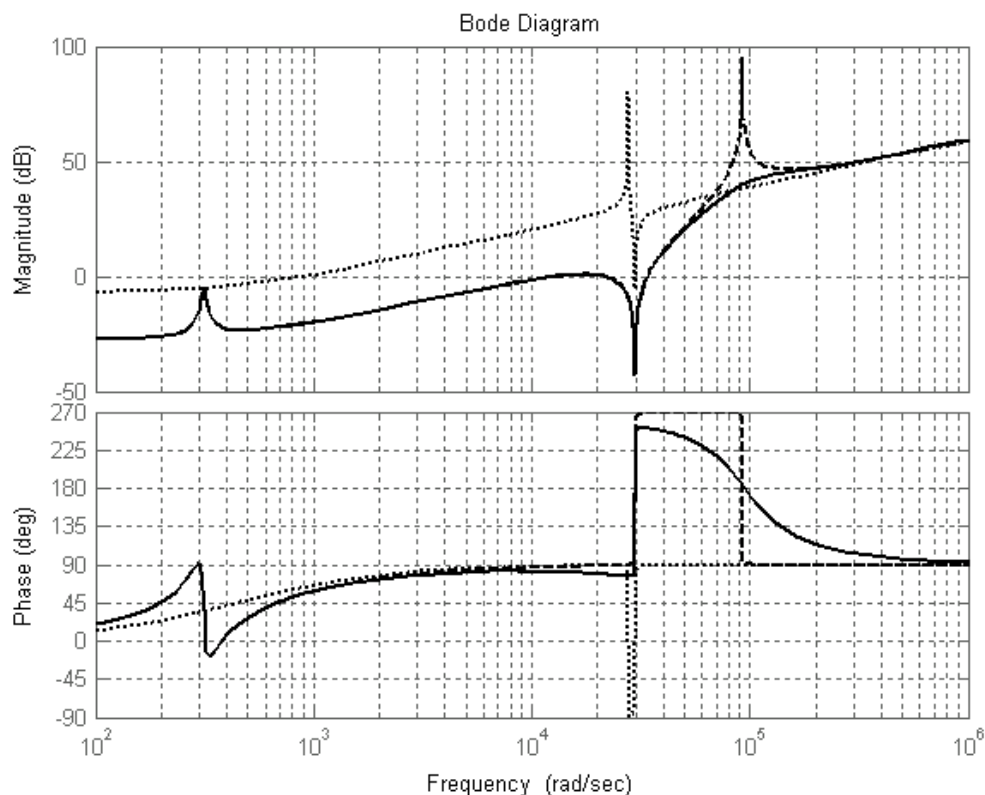
Φυσικά καλύτερα από το να παραγωγίζουμε την τάση εξόδου, θα ήταν αν μπορούσαμε να πάρουμε με μέτρηση το ζητούμενο σήμα, μετρώντας κάποιο άλλο μέγεθος που αντιστοιχεί στην παράγωγο της τάσης. Όμως αν ελέγχουμε την τάση V_2 , συμπεριλαμβανοντας δηλαδή και την Z_2 στην σύνθετη αντίσταση που πρέπει να ελαττωθεί, όπως στην μέχρι τώρα ανάλυση, αναγκαστικά θα

πρέπει η ανάδραση να περιλαμβάνει τις V_2 και $\dot{V}_2$.

Εναλλακτικά, μπορούμε να παραλείψουμε την Z_2 από την $Z_f = Z_2 + Z_1 Z_0$ και να ελέγχουμε 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_c , $\dot{V}_c$, οπότε αντί για την παράγωγο της τάσης μπορούμε να

μετράμε το ρεύμα του πυκνωτή $I_c = C \dot{V}_c$, 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 $k_p V_c + (k_d / C) I_c$ και έτσι η (8.11) παραμένει αμετάβλητη. Αν επιπρόσθετα χρησιμοποιηθεί και το φίλτρο για τις ψηλές συχνότητες της διακοπτικής λειτουργίας, τότε θα είναι: $k_p V_c + (k_d / C) I_c / (1 + sT)$. 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 κατάσταση, όπως του ρεύματος του πηνίου ή του πυκνωτή του φίλτρου 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 αντιστροφής. Χωρίς έλεγχο (εστιγμένη). Ανάδραση με $K(s)=10(1+s1e-5)/(1+s1e-6)$ και $\zeta=0.2$ για το φίλτρο απόρριψης (συνεχής) και $k_p=10$ με $\zeta=0.2$ (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 ελέγχουμε την τάση V_2 ή την τάση V_c , αφού δεν υπάρχει διαφορά αν στην προσομοίωση

χρησιμοποιείται ανάδραση του I_c ή της $\dot{V}_c$. 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 ελέγχουμε 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 (150Hz έως 1kHz) 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 50Hz) 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, $5^{η}$, $7^{η}$, $11^{η}$, $13^{η}$ κ.λ.π. τάξης, αφού αποσπαστούν με φίλτρο, θα μετατρέπονται στο αντίστοιχο σύγχρονο πλαίσιο $-5\omega_e$, $7\omega_e$, $-11\omega_e$, $13\omega_e$ 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_h όσο και στο $-\omega_h$, 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 πολλαπλάσιών της, να εξαχθούν από την τάση οι V_{dh} , V_{qh} 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 $k_1s/(s^2 + \omega_h^2)$ [17], [19]. Ουσιαστικά είναι ένα ζωνοπερατό

φίλτρο στην συχνότητα ω_h με μηδενική απόσβεση, το οποίο ισοδυναμεί με ολοκληρωτή για το εναλλασσόμενο σήμα με συχνότητα ω_h . Θα πρέπει απλώς να τοποθετηθούν ολοκληρωτές στην ανάδραση της τάσης, ο καθένας από τους οποίους θα είναι συντονισμένος στην αντίστοιχη αρμονική συχνότητα που θέλουμε να εξαλείψουμε. 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 πάρουμε 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 50Hz, 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_h .

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

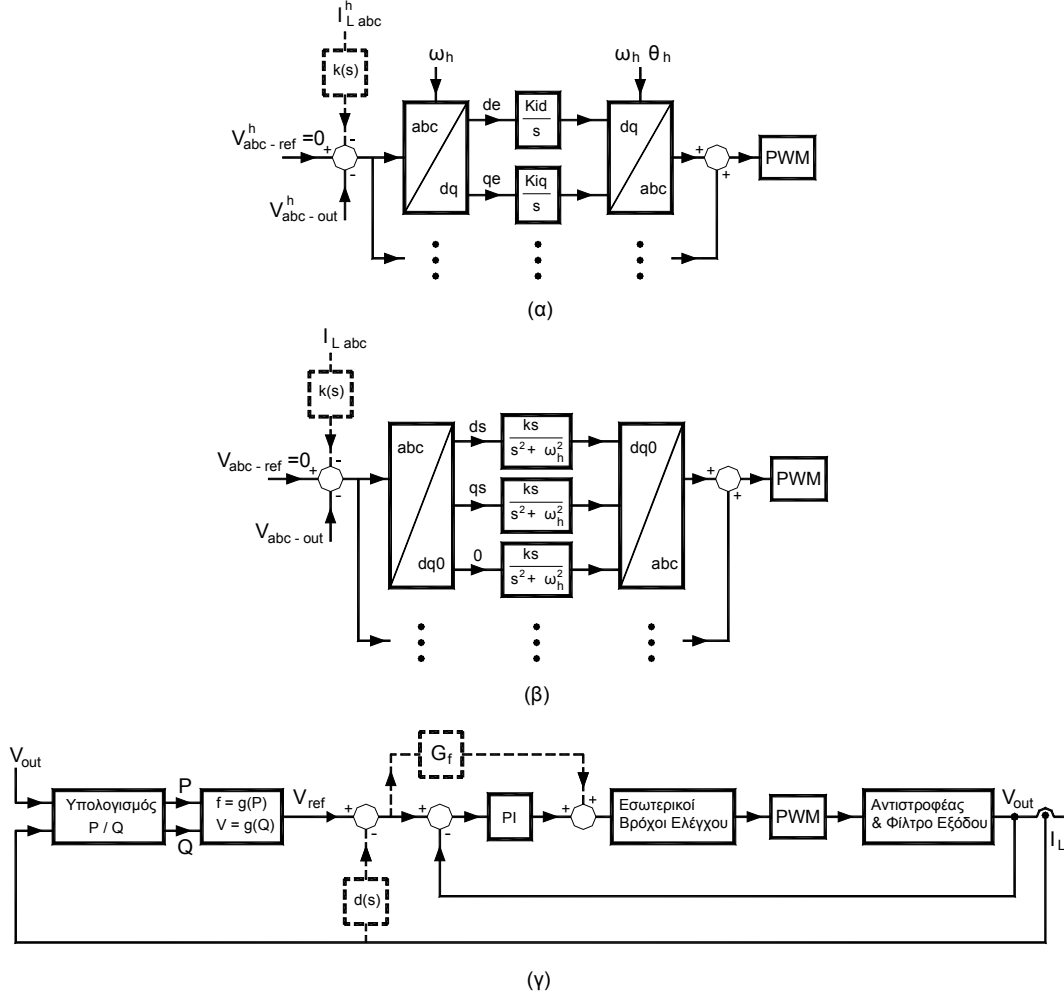
σύστημα όπου συμμετέχουν πολλοί αντιστροφείς. Ο λόγος είναι ότι δημιουργούνται τα ίδια προβλήματα που αντιμετωπίζονται όταν μια πηγή, που ελέγχει ένα μέγεθος του συστήματος σε μια δεδομένη τιμή ανεξάρτητα από το φορτίο, πρέπει να παραλληλιστεί με άλλες πηγές που εφαρμόζουν τον ίδιο έλεγχο. Ένα παράδειγμα 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. Οποιοις 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 αντιστροφή 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 ολοκληρώνουμε την ανάδραση έχοντας μηδενική αναφορά, η αναφορά για κάθε αρμονική θα προέρχεται από πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος $V_{ref} = -kl_L^h$, 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 μηδενίζουμε την αντίσταση, αλλά επιτρέπουμε 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. 8.9β.

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_{out} ελέγχεται σε κλειστό βρόχο ώστε να ελαχιστοποιείται η όποια επίπτωση από την σύνθετη αντίσταση του φίλτρου, ενώ η πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος φορτίου I_L χρησιμοποιείται για να δημιουργήσει μια επιθυμητή πτώση τάσης που πρέπει να έχει η τάση εξόδου V_{out} . Επιπρόσθετα, η απαραίτητη ανάδραση της παραγώγου της V_{out} 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_f στο διάγραμμα), ώστε να βελτιωθεί η απόκριση εισόδου – εξόδου. Γενικά η G_f θα 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 V_2 θα είναι:

$$V_c = -\frac{L_1 s + R_1}{L_1 C s^2 + R_1 C s + K(s) + 1} I_L - \frac{K(s)}{L_1 C s^2 + R_1 C s + K(s) + 1} d(s) I_L \quad (8.12)$$

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.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8



Σχ. 8.9: Διαγράμματα ελέγχου με χρησιμοποίηση ολοκλήρωσης.

Αν 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 $\dot{V}_c$ αντί για το ρεύμα I_c , ο όρος $k_d s$ 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 $k_d s dI_L$. Η G_f στο (8.9) θα πρέπει από τα παραπάνω να είναι $G_f = 1 + k_d s$. Η (8.12) τότε γίνεται:

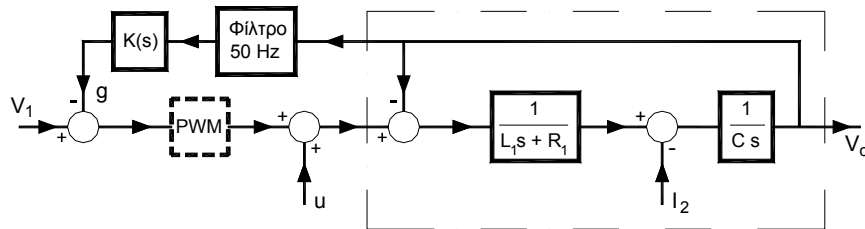
$$V_c = -\frac{L_1 s + R_1}{L_1 C s^2 + (R_1 C + k_d) s + k_p + 1} I_L - \frac{k_d s + k_p + 1}{L_1 C s^2 + (R_1 C + k_d) s + k_p + 1} d(s) I_L \quad (8.13)$$

Επίσης στο διάγραμμα του σχ. 8.9 δεν εξαιρείται η θεμελιώδης συνιστώσα. Η V_{ref} η οποία είναι το σήμα διαμόρφωσης στα 50Hz προκύπτει από τις ισχείς με τον έλεγχο $P - f$, $Q - V$ αναλογικά και μετά την επιβολή της επιθυμητής πτώσης τάσης η νέα αναφορά είναι $V_{ref} - d(s) I_L$. Η

$d(s)$ μπορεί να ρυθμιστεί έτσι ώστε στα 50Hz 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.

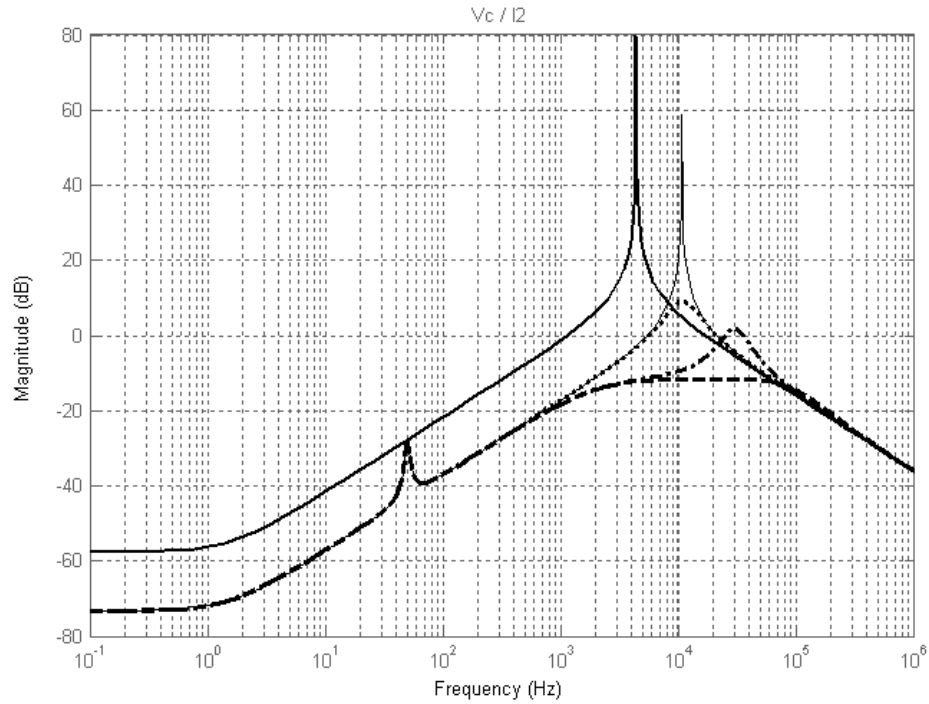


Σχ. 8.10: Διάγραμμα για την διερεύνηση των επιπτώσεων του ελέγχου στις συνιστώσες διακοπτικής συχνότητας του αντιστροφέα.

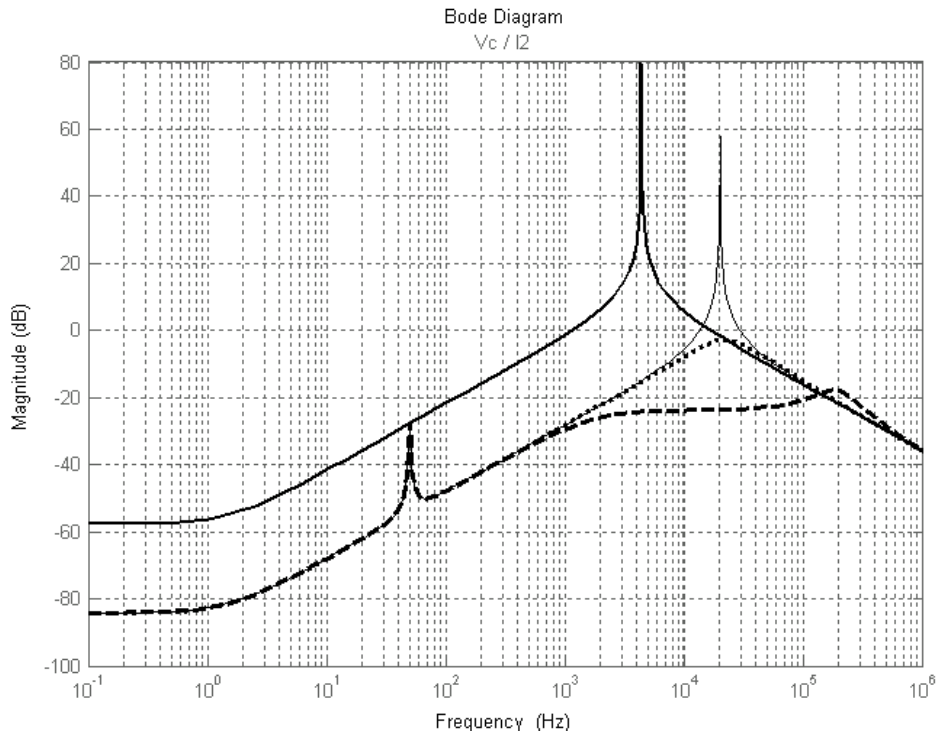
Για να εξεταστούν τα όρια των συντελεστών του ρυθμιστή $K(s)$ χρησιμοποιείται το διάγραμμα του σχ. 8.10. Το σύστημα περικλείεται με μία διακεκομμένη γραμμή. Ελεγχόμενη τάση είναι η V_c . Συγκεκριμένα μας ενδιαφέρει να δούμε πως επενεργεί η ανάδραση στις συνιστώσες της τάσης λόγω διακοπτικής λειτουργίας του αντιστροφέα. V_1 είναι το σήμα διαμόρφωσης στα 50Hz , 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_c/I_2 να δούμε και τις V_c/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 $(2m_f - 1)f_1$, όπως αναφέρθηκε στο Κεφ. 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 150Hz αμελητέα.

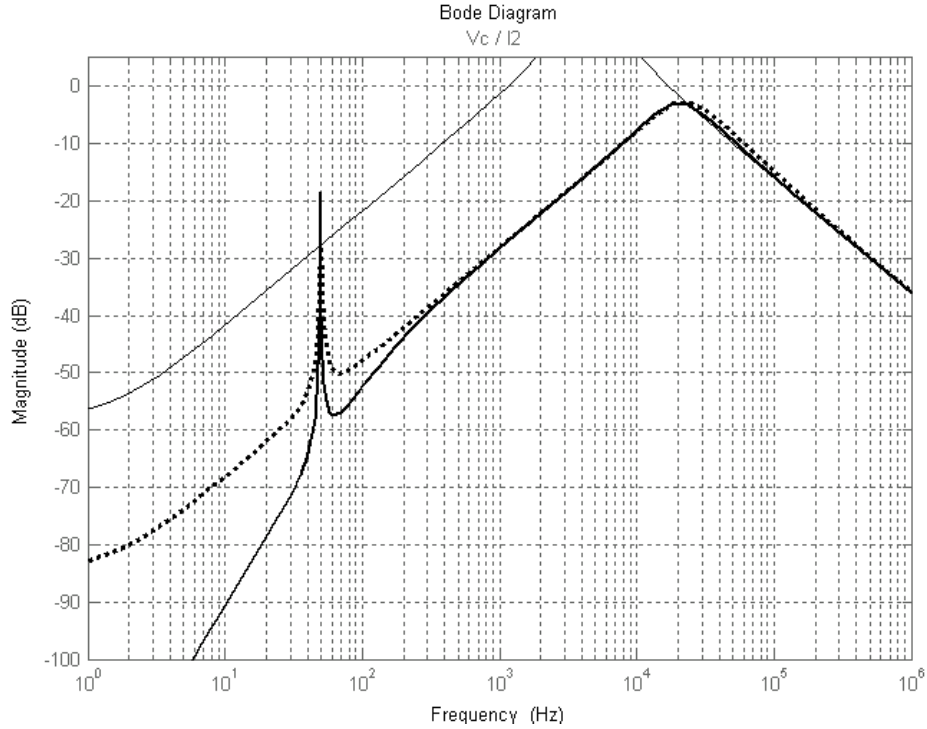
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8



Σχ. 8.11: Αντίσταση φίλτρου αντιστροφής με ελεγχόμενη τάση την V_c : 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 $\zeta=0.2$



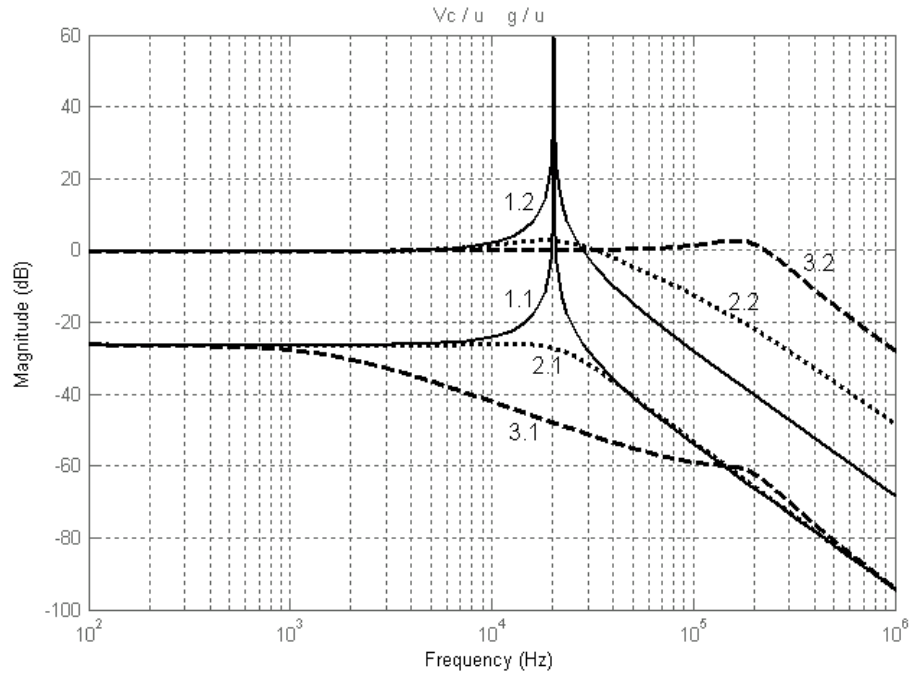
Σχ. 8.12: Αντίσταση φίλτρου αντιστροφής με ελεγχόμενη τάση την V_c : Χωρίς έλεγχο (παχιά συνεχής). Ανάδραση με $K(s)=20$ (λεπτή συνεχής). Ανάδραση με $K(s)=20(1+s1e-5)/(1+s1e-6)$ (εστιγμένη). Ανάδραση με $K(s)=20(1+s1e-4)/(1+s1e-6)$ (διακεκομμένη). Φίλτρο απόρριψης με $\zeta=0.2$



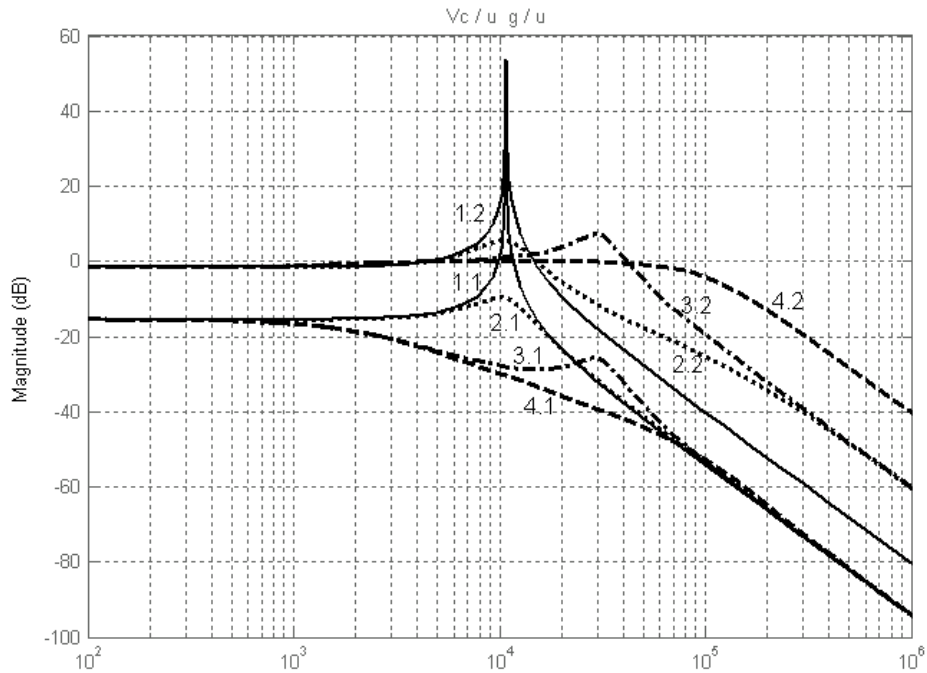
Σχ. 8.13: Αντίσταση φίλτρου αντιστροφής με ελεγχόμενη τάση την V_c : Χωρίς έλεγχο (λεπτή συνεχής) Ανάδραση με $K(s)=20(1+s1e-5)/(1+s1e-6)$ (εστιγμένη). Ανάδραση με $K(s)=20(1+s1e-5)/(1+s1e-6)+18e3/s$ (παχιά συνεχής). Φίλτρο απόρριψης με $\zeta=0.2$

Στα σχήματα 8.14 και 8.15 έχουν τυπωθεί οι αποκρίσεις V_c/u και g/u που αντιστοιχούν στους ρυθμιστές $K(s)$ που χρησιμοποιήθηκαν στα σχ. 8.11 και 8.12. Ενώ για την V_c/u υπάρχει συνεχής βελτίωση με αύξηση των k_p, k_d , η g/u δείχνει ότι η επίδραση όσον αφορά την επιστροφή των αρμονικών διακοπτικής λειτουργίας βελτιώνεται αρχικά με την εισαγωγή του k_d , 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 $m_f = 400$ 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_c/I_2 και αφετέρου γιατί μεταβατικά θα υπάρχει στο σήμα επιστροφής και συνιστώσα στην συχνότητα συντονισμού (που αντιστοιχεί στο συγκεκριμένο k_p) 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 αντιστροφής μπορεί να μειωθεί μέσω του ελέγχου σε πολύ μικρές τιμές.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8



Σχ. 8.14: V_c/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 $\zeta=0.2$.



Σχ. 8.15: V_c/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). $K(s)=5(1+s1e-4)/(1+s1e-5)$ (αξονική). $K(s)=5(1+s1e-4)/(1+s1e-6)$ (διακεκομμένη). Για το φίλτρο απόρριψης $\zeta=0.2$.

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

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8

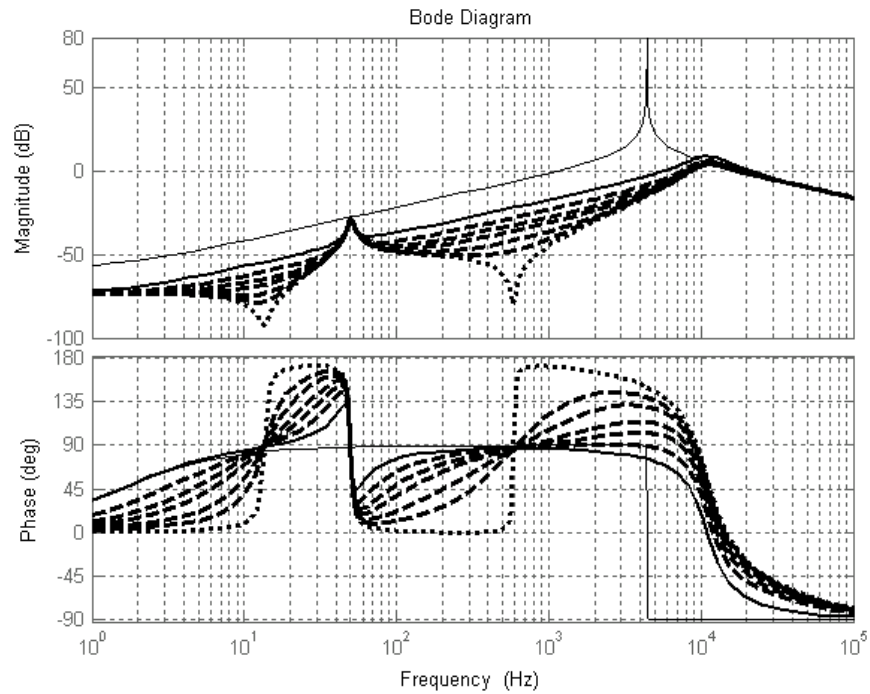
είναι δυνατή η μείωση πέρα από κάποιο σημείο της σύνθετης αντίστασης του φίλτρου εξαιτίας του ότι το σήμα διαμόρφωσης θα περιλαμβάνει θόρυβο από τις ενισχυόμενες αρμονικές διακοπτικής λειτουργίας. Για τον λόγο αυτό είναι καλύτερα η πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος να χρησιμοποιηθεί για την παραπέρα μείωση της αντίστασης $Z_1 Z_0$, 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 $D(s) = dL_1s/(1 + sT_d)$. Σε όλες τις 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_c/I_2 θα είναι πάντα σχεδόν 90°, αφού η συχνότητα του φίλτρου απόρριψης, όπως έχει αναφερθεί, συνεχώς επαναπροσδιορίζεται.

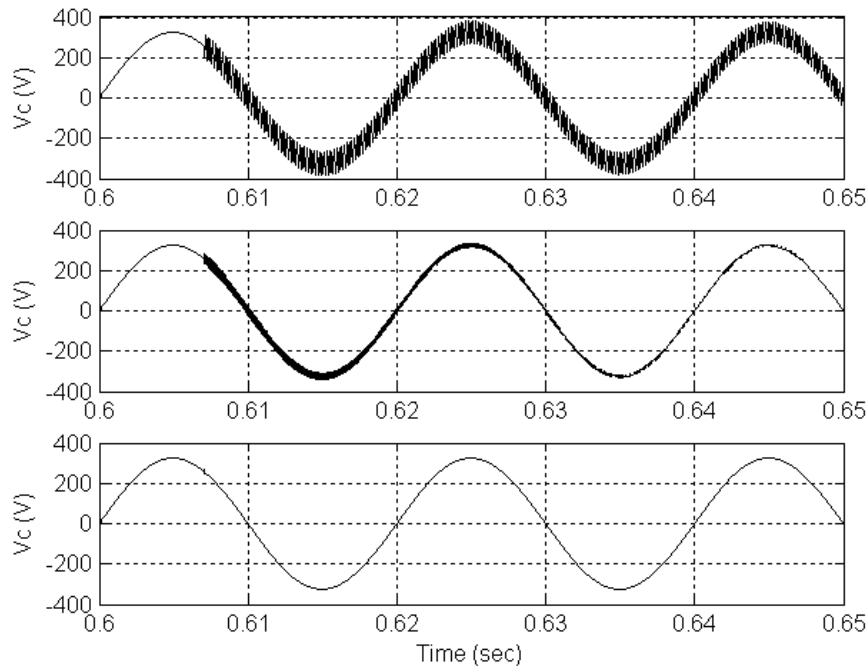
Οι συντελεστές d μπορούν να τεθούν με βάση την ονομαστική ισχύ του κάθε αντιστροφέα. Μεγαλύτερη τιμή σημαίνει χαμηλότερη τιμή της σύνθετης αντίστασης που παρουσιάζει ο αντιστροφέας, οπότε θα παραλαμβάνει μεγαλύτερο ποσό αρμονικού ρεύματος. Σημειώνεται ότι παρόμοιο αποτέλεσμα θα μπορούσαμε να έχουμε αν το κέρδος k_p 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 50Hz.



Σχ. 8.16: V_c/I_2 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 $dL_1s/(1+sT_d)$ 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 $\zeta=0.2$.



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 $\zeta=0.2$.

Σύμφωνα με το σχ. 8.11 όταν η ανάδραση είναι $K(s) = 5$ (συμπεριλαμβανομένου και του φίλτρου απόρριψης των 50Hz), 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 Χ.Τ., 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 πολλαπλασιάσεις της, δημιουργώντας πρόβλημα στον ουδέτερο ακόμα και ενός συμμετρικού τριφασικού συστήματος.

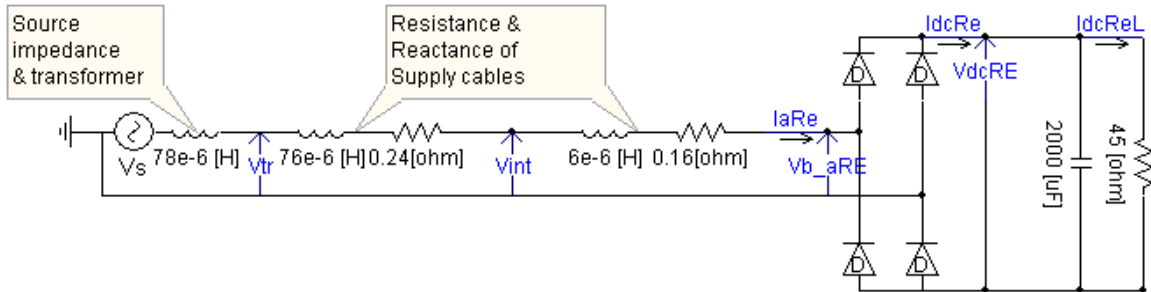
Οι διόδοι τίθενται σε αγωγή όταν η τάση V_s της πηγής γίνεται μεγαλύτερη από την τάση του πυκνωτή και τότε ρεύμα κυκλοφορεί από την AC στην DC πλευρά φορτίζοντας τον πυκνωτή στην ονομαστική τάση. Κατά την περίοδο αγωγής των διόδων η τάση των ακροδεκτών του ανορθωτή ακολουθεί την τάση της DC πλευράς. Όταν η τάση του πυκνωτή είναι μεγαλύτερη από την τάση της πηγής V_s , τότε οι διόδοι δεν άγουν και το ρεύμα του φορτίου παρέχεται από τον πυκνωτή, η δε τάση στους ακροδέκτες του ανορθωτή ακολουθεί την AC τάση V_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 AC 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 AC 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 AC 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 μεγαλύτερη 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_{dc}/I_{sc} , όπου I_{dc} 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 AC 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_{sc} , R_{sc} σε α.μ. με βάση ισχύος αυτή του φορτίου. Η παραμόρφωση της τάσης καθορίζεται κυρίως από την X_{sc} , αλλά η μεταβολή της R_{sc} 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_{sc}/I_1 στο σημείο κοινής σύνδεσης μειώνεται, όπου I_1 το ονομαστικό ρεύμα για συγκεκριμένο συνολικό φορτίο, ο THD του

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8

ρεύματος στον M/Σ 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/Σ μεταβάλλεται από 101% σε 84%, ενώ ο $THDV$ στο σημείο κοινής σύνδεσης στο δευτερεύον του M/Σ 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 H/Y με ισχύ περίπου 2kW, η οποία τροφοδοτείται από έναν πίνακα X.T. μέσω μιας μονοφασικής παροχής. Το καλώδιο παροχής έχει διατομή $2 \times 2.5 \text{ mm}^2$ και μήκος 10m με σύνθετη αντίσταση $0.16\Omega + j1.8 \text{ m}\Omega$. Ο πίνακας τροφοδοτεί συνολικά τριφασικό φορτίο 15kVA.



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 M/Σ διανομής έχει σύνθετη αντίσταση $0.24 + j0.024\Omega$ συμπεριλαμβανομένου και του ουδετέρου. Αντιστοιχεί είτε σε καλώδιο 100m διατομής $4 \times 16 \text{ mm}^2$ αν πρόκειται για εγκατάσταση με ιδιωτικό υποσταθμό, ή σε καλώδιο κύριας γραμμής 100m $4 \times 120 \text{ mm}^2$ AL και καλώδιο παροχής πίνακα 25m $4 \times 6 \text{ mm}^2$ μαζί, αν πρόκειται για δημόσιο δίκτυο. Η τάση V_s της πηγής είναι η τάση ανοικτοκύκλωσης στο σημείο κοινής σύνδεσης, στους ακροδέκτες δευτερεύοντος του M/Σ διανομής ισχύος 400kVA και η σύνθετη αντίσταση βραχυκύκλωσης στο ίδιο σημείο είναι $Z_s = j100\pi 78 \text{ e-}6 \Omega$.

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 $THDV$ (V_{int}) την τάση του πίνακα X.T.. Με αύξηση του μήκους του μονοφασικού καλωδίου παροχής του ανορθωτή από τον πίνακα X.T. 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.

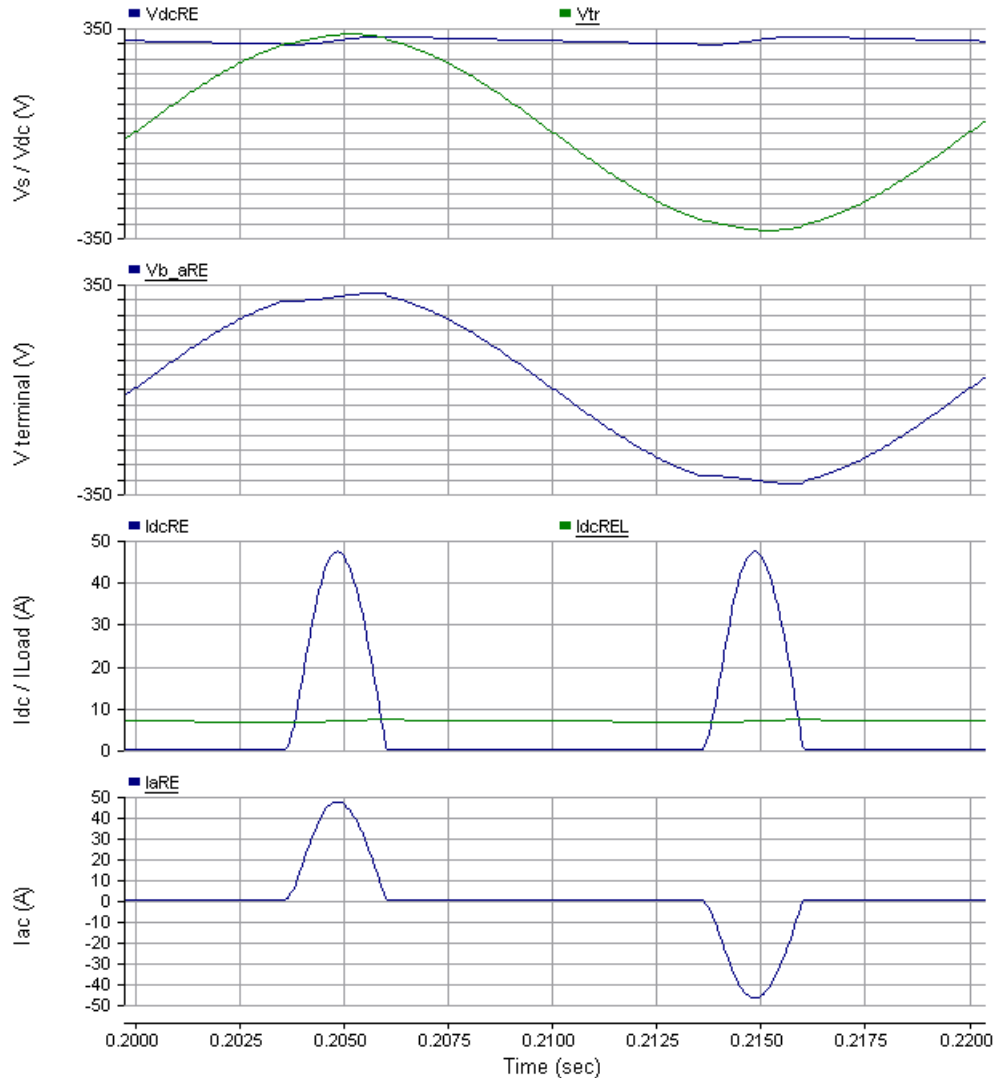
Πίνακας 8.1

$THDI$ (%)	$THDV$ (%)	$THDV$ (V_{int}) (%)	V_{ac1} (rms) (V)	I_{ac1} (rms) (A)	V_{dc} (V)	I_{dc} (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

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

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8

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 (V_{int}) 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 τροφοδότησης.



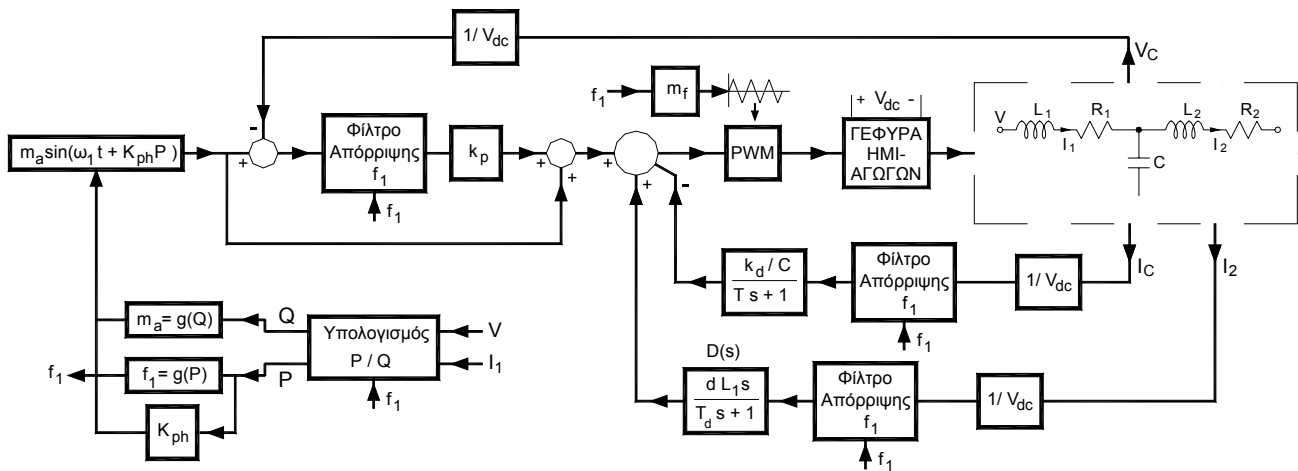
Σχ. 8.19: Ανορθωτής διόδων με πυκνωτή στο δίκτυο. Κυματομορφές: DC τάση, AC τάση στο δευτερεύον του Μ/Σ και στους ακροδέκτες του ανορθωτή, AC ρεύμα, DC ρεύμα και DC ρεύμα φορτίου.

Τα όσα αναφέρθηκαν 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 πολλαπλαστές 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 *AC* 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 αντιστροφέν 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 ισχύεις. 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 αντιστροφεείς 3530 VA και 1200 VA στον πίνακα *Χ.Τ.* που τροφοδοτεί τον αντιστροφέα, δηλαδή στο σημείο όπου μετρίεται η τάση V_{int} . Οι δύο αντιστροφεείς 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

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8

συνολική αρμονική παραμόρφωση τάσεων και ρευμάτων και για την rms τιμή του ρεύματος παραμόρφωσης (I_{dis}) 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_{int}) 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 γραμμές 2 και 3 οι αντιστροφείς ελέγχονται μόνο ως προς την θεμελιώδη συνιστώσα αναλογικά με βάση τις ισχύεις 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 $0.46 + j100\pi 24e-6 \Omega$ που αντιστοιχεί σε 3% πτώση τάσης για την μεταφορά της ονομαστικής ισχύος του. Πιθανές χρησιμοποιούμενες διατομές είναι $48m \times 4mm^2$, ή $30m \times 2.5mm^2$. Το καλώδιο σύνδεσης του αντιστροφέα 1200 VA αντιστοιχεί σε 1% πτώση τάσης για την ονομαστική ισχύ του και είναι $0.44 + j100\pi 16.8e-6 \Omega$. Πιθανή διατομή $28m \times 2.5mm^2$. 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 I_2 του αντιστροφέα.

Πίνακας 8.2

ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ Νο1 – 1200VA			ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ Νο2 – 3530VA			ΑΝΟΡΘΩΤΗΣ		ΠΙΝΑΚΑΣ ΔΙΑΝΟΜΗΣ Χ.Τ.
THDV (%)	THDI (%)	I_{dis} (A) / (%)	THDV (%)	THDI (%)	I_{dis} (A) / (%)	THDI (%)	I_{dis} (A)	THDV (V_{int}) (%)
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

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.

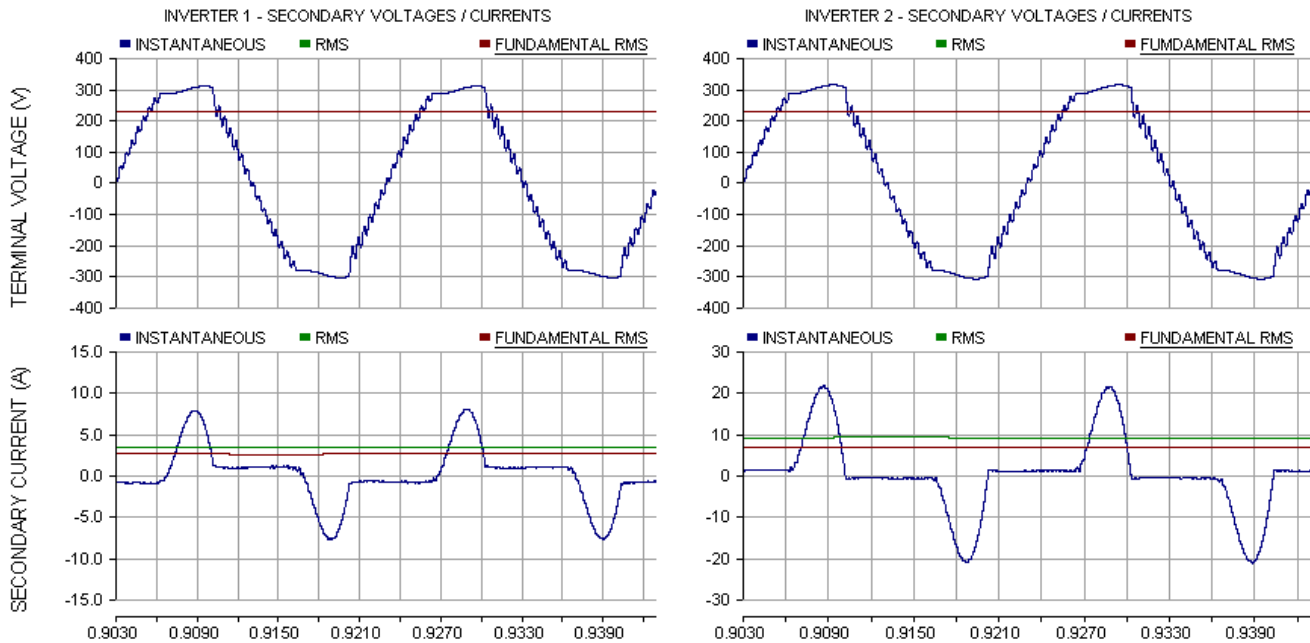
Όπως φαίνεται από τον πίνακα 8.2 (δεύτερη και τρίτη γραμμή) και από το σχ. 8.21α η παραμόρφωση της τάσης στον πίνακα Χ.Τ. και τους ακροδέκτες των αντιστροφέων αυξάνεται σημαντικά κατά την απομονωμένη λειτουργία όταν δεν εφαρμόζεται ο έλεγχος. Επιπλέον στα σχ.8.21α,β φαίνεται και η επίπτωση της συχνότητας 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 $\frac{1}{4}$ του αρμονικού ρεύματος παραμόρφωσης και ο 3530 VA τα $\frac{3}{4}$, όπως φαίνεται στον Πίνακα 8.2 – δεύτερη γραμμή. Με την θεώρηση και των καλωδίων ο αντιστροφέας 1200 VA επειδή βρίσκεται

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8

κυκλωματικά κοντύτερα στον πίνακα Χ.Τ. επιβαρύνεται περισσότερο σε σχέση με προηγουμένως και ο 3530 VA λιγότερο.

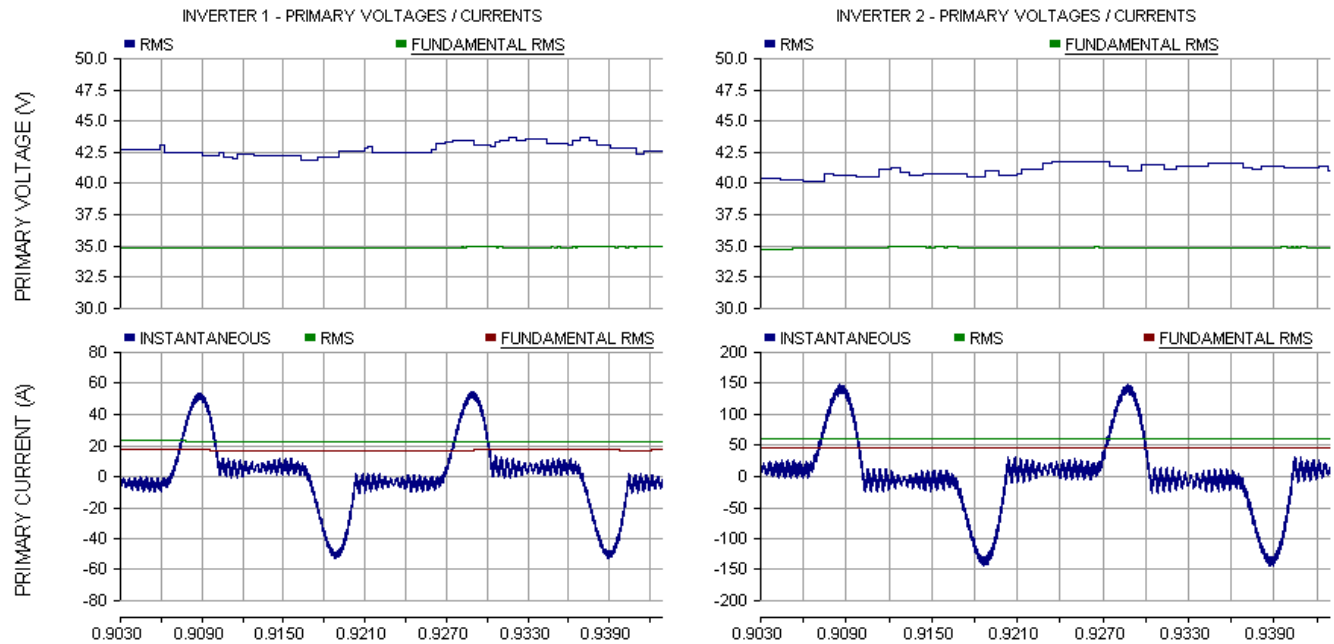
Όταν εφαρμόζεται ο έλεγχος με ανάδραση της τάσης (τέταρτη γραμμή στον Πίνακα 8.2), η παραμόρφωση της τάσης των ακροδεκτών και του πίνακα Χ.Τ. βελτιώνεται. Ταυτόχρονα η επίπτωση της συχνότητας συντονισμού του φίλτρου απαλείφεται. Συγκεκριμένα, με αναφορά την μέχρι τώρα ανάλυση, χρησιμοποιήθηκε για το 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 απορροφά 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 αντιστροφείς, ο επιμερισμός του ρεύματος παραμόρφωσης γίνεται ακόμη πιο δυσανάλογος και ο αντιστροφέας 1200 VA παραλαμβάνει το 30% ενώ ο 3530 VA το 70%.

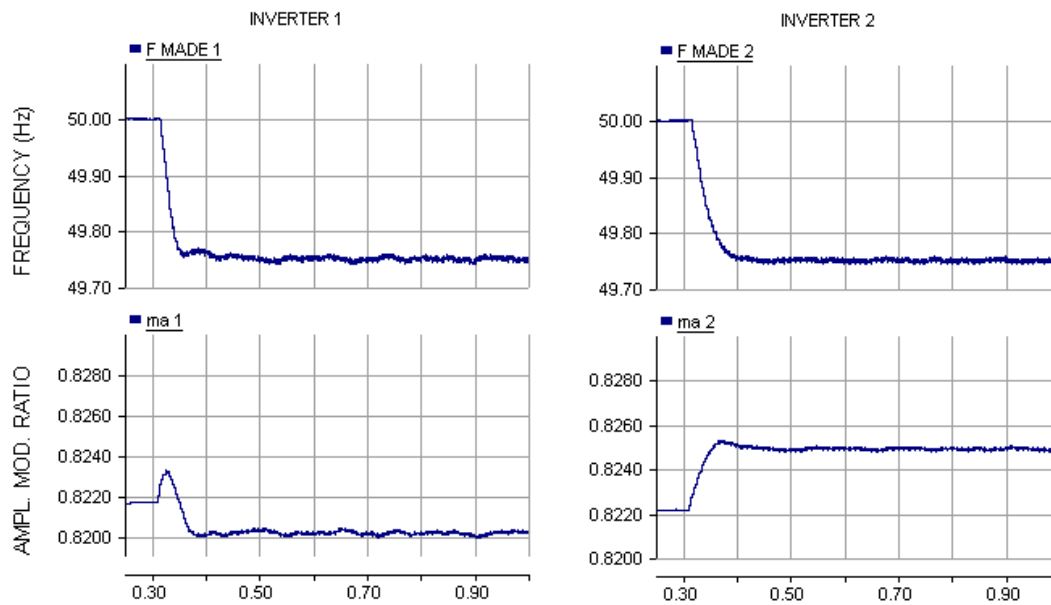


(α)

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8

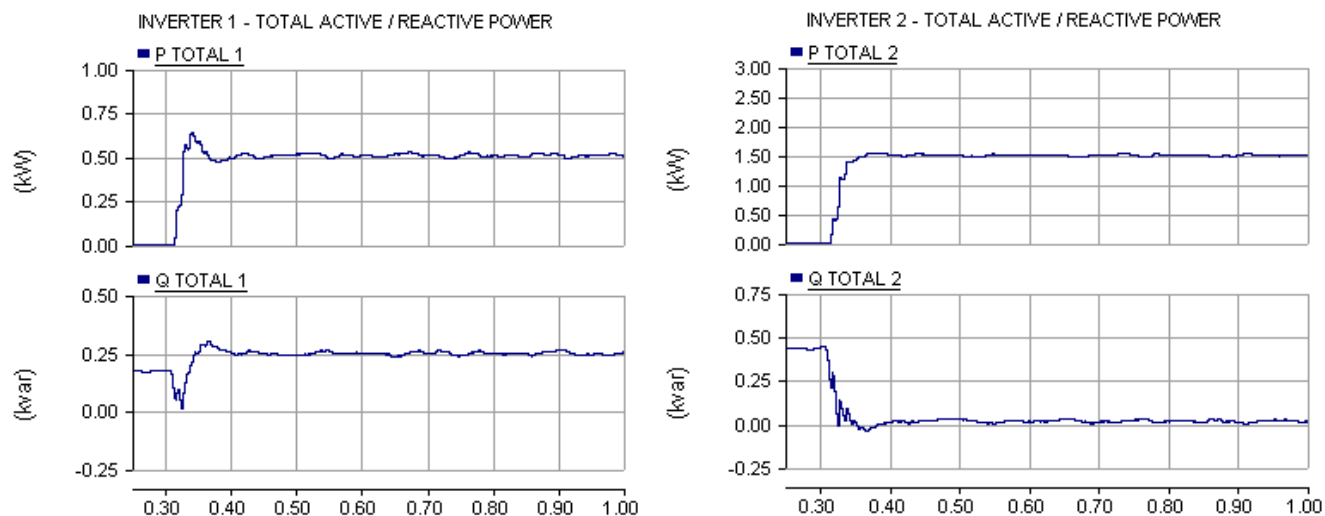


(β)

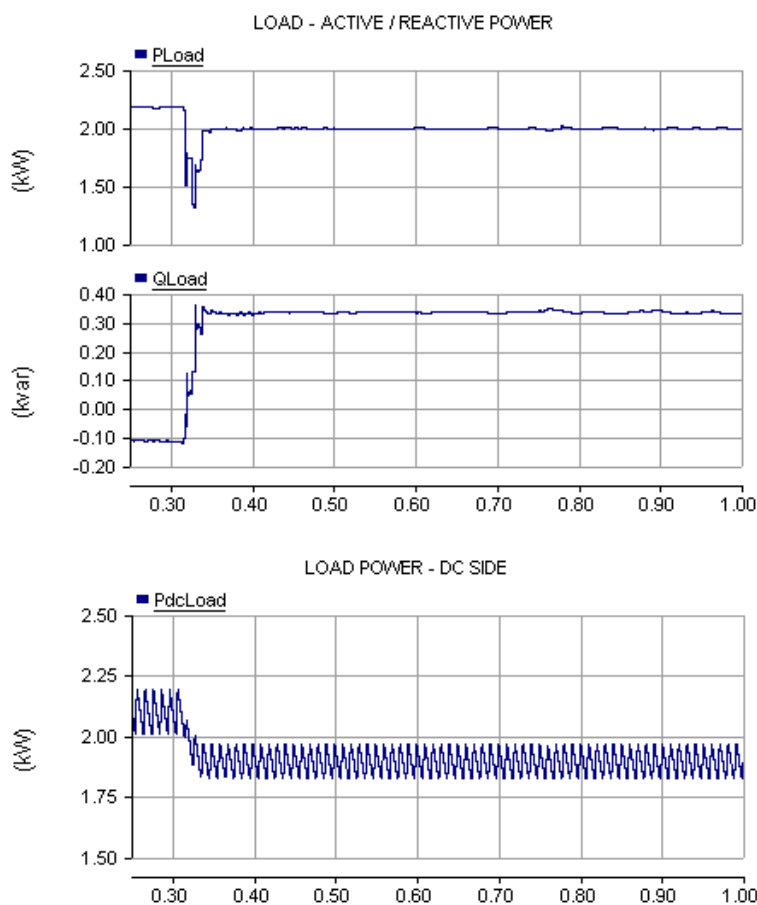


(γ)

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8



(δ)

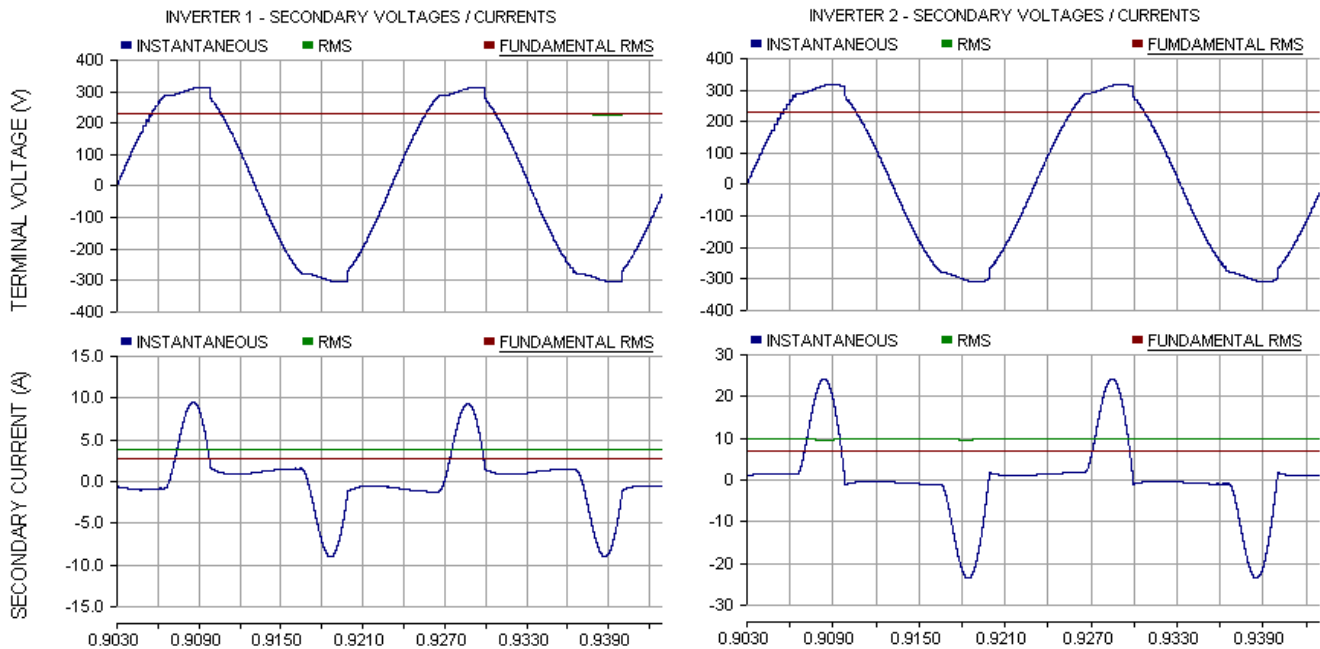


(ε)

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) Ισχύεις στην βασική συχνότητα (ε) Ισχύεις φορτίου (ανορθωτή διόδων)

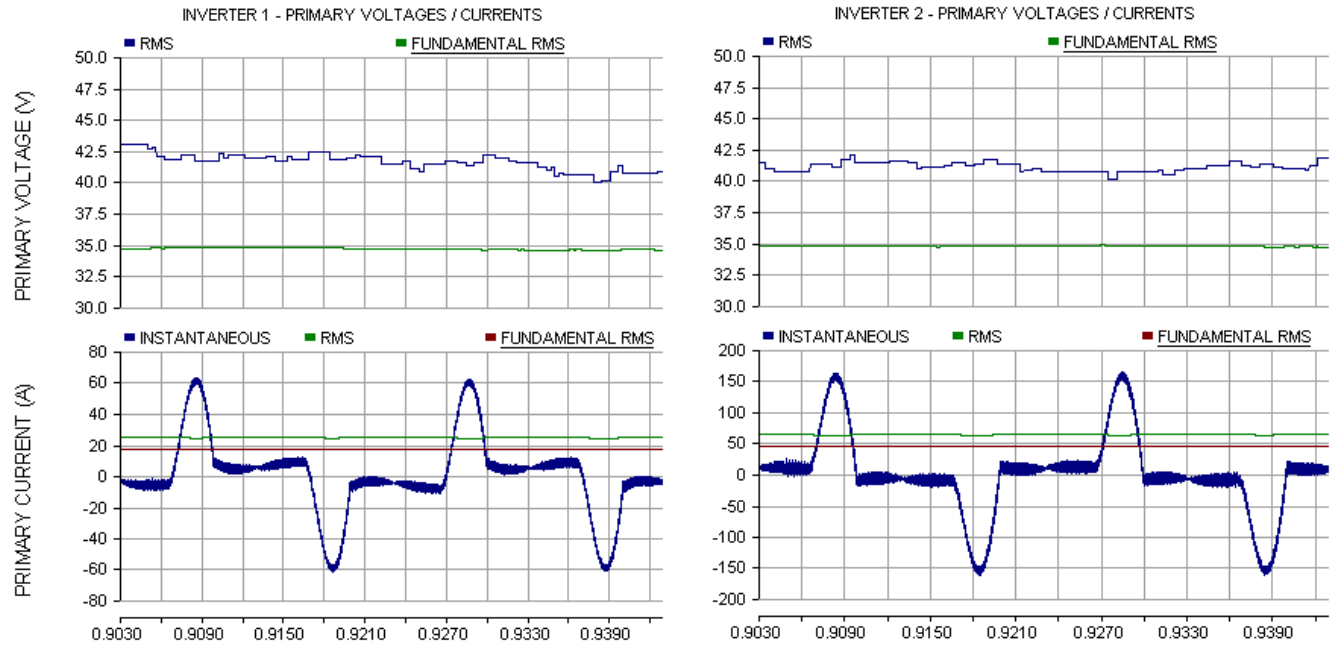
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8

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 αντιστροφέν 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 αντιστροφέν 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%.

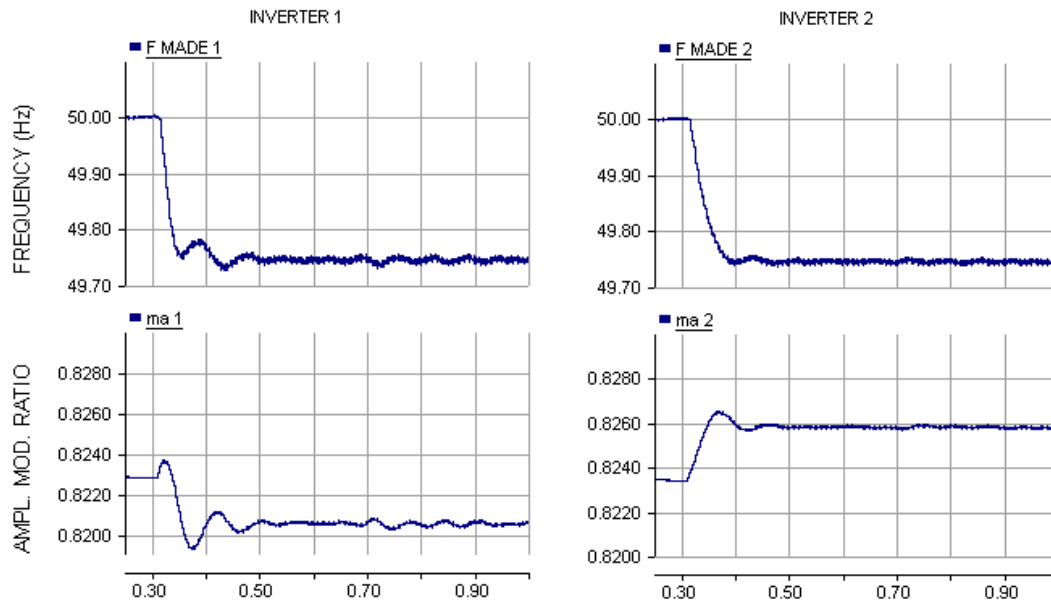


(α)

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8

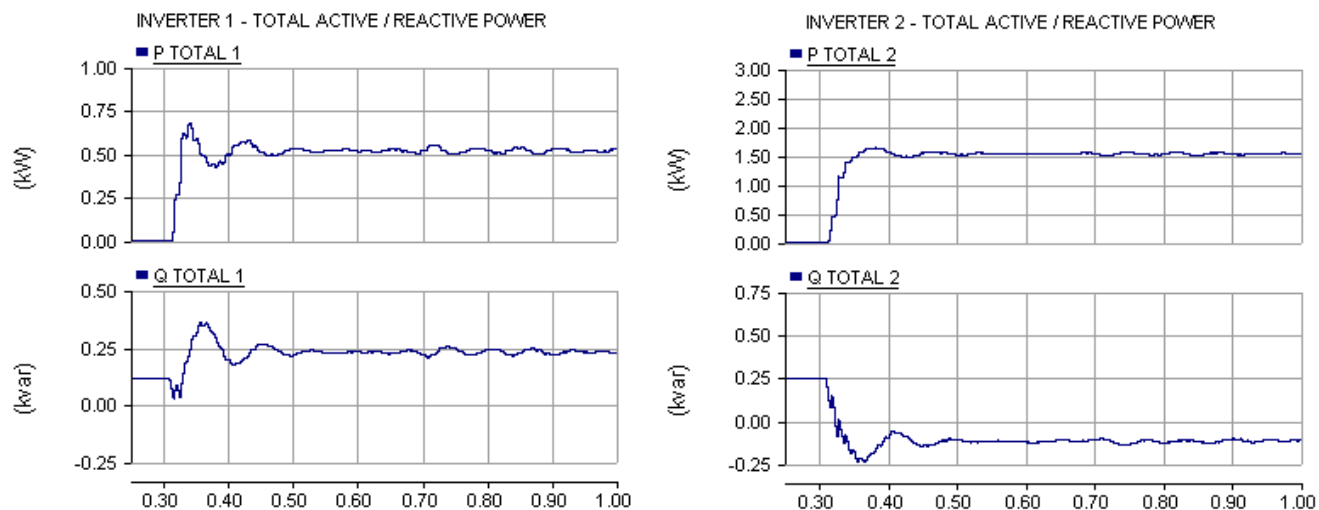


(β)

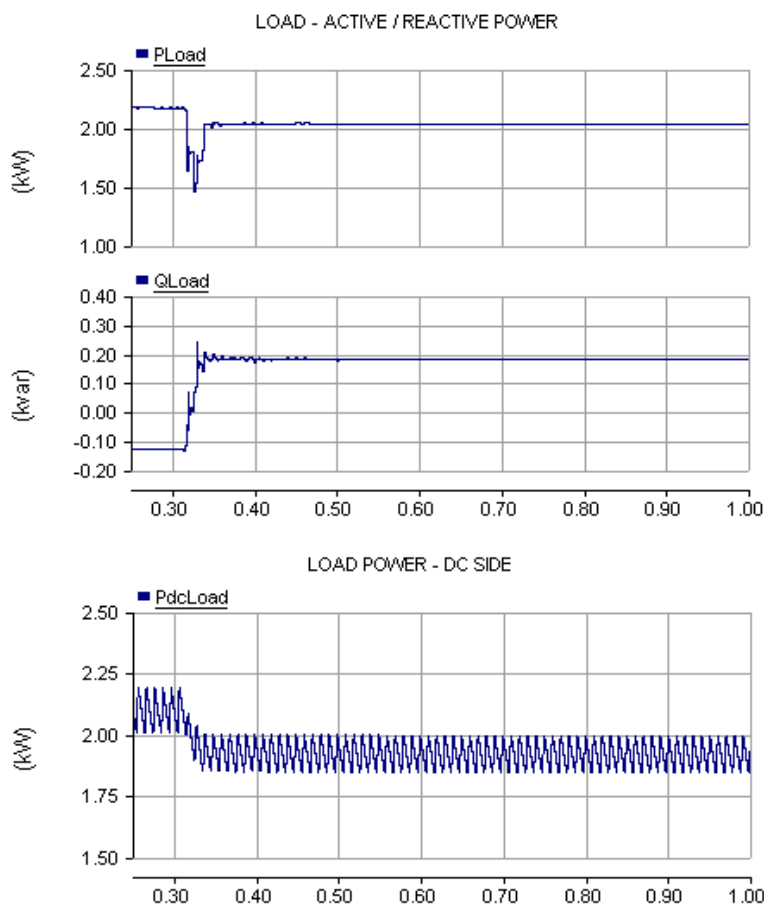


(γ)

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8



(δ)



(ε)

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) Ισχύεις στην βασική συχνότητα (ε) Ισχύεις φορτίου (ανορθωτή διόδων)

Επισημαίνεται η σημασία που έχει το γεγονός ότι η διαστασιολόγηση των φίλτρων των αντιστροφών 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 αντιστροφή 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 φίλτρου 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 αντιστροφή ώστε η περαιτέρω μείωση της σύνθετης αντίστασης 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 ισχύεις, 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 αντιστροφών 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 αντιστροφών 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 αντιστροφή 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 έχουμε 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 αντιστροφέα – 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 αντιστροφή 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

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8

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 αντιστροφή μετριάζει την δυσαναλογία. Τέλος επισημαίνεται ότι παρότι η ανάλυση και τα διαγράμματα αφορούν μονοφασικό αντιστροφή 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 micro-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.
- [9] 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, 25th 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.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 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 currents produced 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 ισχύς 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 ισχύς 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 αντιστροφών 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 ισχύεις 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 αντιστροφών με κοινά κριτήρια. Ο έλεγχος πραγματοποιείται σε κάθε αντιστροφή με ανάδραση της τάσης των ακροδεκτών και συμπληρωματικά με πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος με διαφορετικούς συντελεστές για κάθε αντιστροφή 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:

- I. 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 αντιστροφών 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 AC 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 οποία 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 αντιστροφών, 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:

- II. 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 αντιστροφών πηγής τάσης κατά την δημιουργία του αυτόνομου συστήματος. Συγκεκριμένα, αναλύθηκε η ευστάθεια του συστήματος δύο παραλληλισμένων αντιστροφών 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 αντιστροφή σε κλειστό βρόχο και χρησιμοποιώντας παράλληλα και πρόσω τροφοδότηση του ρεύματος που τροφοδοτούν, να διατηρηθεί η παραμόρφωση της τάσης του συστήματος σε ικανοποιητικά επίπεδα και να αποφευχθεί η ανισοκατανομή των αρμονικών ρευμάτων μεταξύ των αντιστροφών.

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 αντιστροφών 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 αντιστροφών 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 αντιστροφών με ενσωμάτωση τους στην διάταξη ελέγχου. Η κατασκευή δύο μονοφασικών αντιστροφών 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 αντιστροφών 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 αντιστροφών 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 διακοπών 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 αντιστροφών ή ενός αντιστροφέα που συνδέεται στο δίκτυο κατά αναλογία με την γνωστή εξέταση των δημιουργούμενων ταλαντώσεων σε μία σύγχρονη μηχανή συνδεδεμένη 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 αντιστροφών 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. Ακολουθώντας μπορεί να ρυθμιστεί η προτεινόμενη αντιστάθμιση του Κεφ. 7 σε επιλεγμένους αντιστροφείς ώστε το περιθώριο ευστάθειας να βελτιωθεί. Σημειώνεται ότι επειδή για την κατάστρωση του γραμμικοποιημένου συστήματος πρέπει να χρησιμοποιηθεί η παράσταση όλων των αντιστροφών 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

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 9

k_p . 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_p , k_q 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 $1/k_p = \Delta P / \Delta f$, $1/k_q = \Delta Q / \Delta V$, 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 αντιστροφείας να λειτουργεί με μεγάλες τιμές συντελεστών ελέγχου $k_p = \Delta f / \Delta P$, $k_q = \Delta V / \Delta Q$, 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 αντιστροφείας αναγκαστεί να λειτουργεί στα όρια της δυναμικότητάς του. Οποιοσδήποτε 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_p , k_q 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 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 επαναπροσδιορίζονται οι παραγόμενες ισχείς για κάθε αντιστροφή με βάση τους συντελεστές k_p , k_q , επιμερίζοντας έτσι τις απώλειες

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 9

και τις διαφορές στην άεργο ισχύ μεταξύ των αντιστροφών 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 ουδέτερου σύμφωνα με τις (4.4) – (4.9) του Κεφ. 4 καθώς και οι σύνθετες αντιστάσεις θετικής και μηδενικής ακολουθίας 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 Ω/km .

Πίνακας Α1

Α.Γ.	$[Z_{abcn}] \ (\Omega/km)$				$Z_{11} \ (\Omega/km)$	$Z_{00} \ (\Omega/km)$
1	0.284+j0.335	j0.251	j0.251	j0.216	0.284+j0.084	1.136+j0.406
	j0.251	0.284+j0.335	j0.251	j0.251		
	j0.251	j0.251	0.284+j0.335	j0.251		
	j0.216	j0.251	j0.251	0.284+j0.335		
2	0.497+j0.350	j0.264	j0.264	j0.229	0.497+j0.086	2.387+j0.437
	j0.264	0.497+j0.350	j0.264	j0.264		
	j0.264	j0.264	0.497+j0.350	j0.264		
	j0.229	j0.264	j0.264	0.630+j0.358		
7	3.690+j0.426	j0.327	j0.327	j0.320	3.690+j0.099	14.76+j0.118
	j0.327	3.690+j0.426	j0.327	j0.320		
	j0.327	j0.327	3.690+j0.426	j0.320		
	j0.320	j0.320	j0.320	3.690+j0.320		
8	1.380+j0.395	j0.301	j0.301	j0.294	1.380+j0.094	5.52+j0.113
	j0.301	1.380+j0.395	j0.301	j0.294		
	j0.301	j0.301	1.380+j0.395	j0.294		
	j0.294	j0.294	j0.294	1.380+j0.294		

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α

9	0.871+j0.382	j0.292	j0.292	j0.286	0.871+j0.089	3.484+j0.107
	j0.292	0.871+j0.382	j0.292	j0.286		
	j0.292	j0.292	0.871+j0.382	j0.286		
	j0.286	j0.286	j0.286	0.871+j0.286		
10	0.822+j0.360	j0.290	j0.290	j0.278	0.822+j0.070	2.394+j0.105
	j0.290	0.822+j0.360	j0.290	j0.278		
	j0.290	j0.290	0.822+j0.360	j0.278		
	j0.278	j0.278	j0.278	0.524+j0.277		
11	3.690+j0.424			j0.328	7.380+j0.192	
	j0.328		3.690+j0.424			

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 ουδέτερου 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 – ουδέτερου, 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. 0.6/1kV της [1].

A.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: $V_{dc-ref} = 1.4 \alpha \cdot \mu$ και $C = 10mF$.

Πίνακας Α2

	$k1$	$k2$	$k3$	$k4$	$k5$	$k6$
Φ/Β	10	20	1400	40	400	-
Κ.Κ.	10	20	-	40	400	$P_{max-pu} \times 1e-3$

Οι παράμετροι για τις δύο τριφασικές μηχανές επαγωγής 400V Υ που χρησιμοποιήθηκαν στις προσομοιώσεις του Κεφ. 5 φαίνονται στον Πίνακα Α3.

Πίνακας Α3

	$R_s (\Omega)$	$X_{ls} (\Omega)$	$X_m (\Omega)$	$R_r (\Omega)$	$X_{lr} (\Omega)$	$J (kg m^2)$	p
5.5 kW	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

A.3 Αναφορές

- [1] Π. Ντοκόπουλος, *Εισαγωγή στα Συστήματα Ηλεκτρικής Ενέργειας* Τόμος 2, Παρατηρητής, Θεσ/νίκη, 1986.

Παράρτημα Β

ΤΡΙΦΑΣΙΚΗ ΡΟΗ ΦΟΡΤΙΟΥ ΓΙΑ ΤΟΝ ΠΡΟΣΔΙΟΡΙΣΜΟ ΤΩΝ ΑΡΧΙΚΩΝ ΣΥΝΘΗΚΩΝ ΤΗΣ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗΣ ΜΕΤΑΒΑΤΙΚΩΝ ΚΑΤΑΣΤΑΣΕΩΝ.

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, καθώς 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 αντιστροφών. 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 αντιστροφών. 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.

Β.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.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β

- 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 ισχύεις 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 ισχύεις P και Q είναι γνωστές ανά φάση.
- Φορτία σύνθετης αντίστασης μονοφασικά ή τριφασικά. Γενικά θεωρείται ότι συνδέονται μεταξύ φάσεων και ουδέτερου αλλά και σύνδεση κατά Δ ή Y 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 .

B.3 Μεθοδολογία

Οι κόμβοι του συστήματος διαχωρίζονται και αριθμούνται ως εξής:

$i = 1 \dots nb$, όλοι οι κόμβοι του συστήματος που αντιστοιχούν σε φορτία ή ακροδέκτες πηγών.

$j = nb+1 \dots nb+ng-1$, 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:

$$\begin{aligned} V_{intj}^1 &= V_{intj}^2 = V_{intj}^3 = V_{intj} \\ \theta_{intj}^1 &= \theta_{intj}^2 + \frac{2\pi}{3} = \theta_{intj}^3 - \frac{2\pi}{3} = \theta_{intj} \end{aligned} \quad (B1)$$

Έτσι για κάθε εσωτερικό κόμβο $j = nb+1, \dots, nb+ng-1$ υπάρχουν μόνο δύο άγνωστοι: V_{intj} , θ_{intj} .

Για την εσωτερική τάση του κόμβου αναφοράς $j = nb+ng$ άγνωστος είναι μόνο το μέτρο: V_{intj} .

Οι γνωστές ποσότητες είναι:

Η συνολική τριφασική ισχύς P_j σε όλους τους εσωτερικούς κόμβους $j = nb+1, \dots, nb+ng-1$.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β

Η τάση ακροδεκτών V_{termj} (της φάσης α ή της θετικής ακολουθίας) για όλους τους εσωτερικούς κόμβους $j = nb + 1, \dots, nb + ng - 1$ που ανήκουν σε πηγές που θεωρούνται ως PV και για τον κόμβο αναφοράς $j = nb + ng$.

Η συνολική τριφασική ισχύς Q_j στους εσωτερικούς κόμβους $j = nb + 1, \dots, nb + ng - 1$, 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 $j = nb + 1, \dots, nb + ng - 1$:

$$\Delta P_j = (P_j)^{sp} - P_j = (P_j)^{sp} - \sum_{p=1}^3 V_{intj}^p \sum_{k=1}^n \sum_{m=1}^3 V_k^m (G_{jk}^{pm} \cos \theta_{jk}^{pm} + B_{jk}^{pm} \sin \theta_{jk}^{pm}) \quad (B2)$$

Για τους κόμβους $j = nb + 1, \dots, nb + ng - 1$ των πηγών PV γράφεται μία εξίσωση για την τάση ακροδεκτών:

$$\Delta V_{regj} = f(V_k^p) \quad (B3)$$

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 $\Delta V_{regj} = V_{termj}^{sp} - V_k^1$ αν

ελέγχεται η φάση α ή $\Delta V_{regj} = V_{termj}^{sp} - (1/3) \sum_{p=1}^3 V_k^p$ αν ελέγχεται η θετική ακολουθία της τάσης

ακροδεκτών.

Στους εσωτερικούς κόμβους $j = nb + 1, \dots, nb + ng - 1$ των πηγών PQ :

$$\Delta Q_j = (Q_j)^{sp} - Q_j = (Q_j)^{sp} - \sum_{p=1}^3 V_{intj}^p \sum_{k=1}^n \sum_{m=1}^3 V_k^m (G_{jk}^{pm} \sin \theta_{jk}^{pm} - B_{jk}^{pm} \cos \theta_{jk}^{pm}) \quad (B4)$$

Κόμβοι φορτίων και ακροδεκτών των πηγών

Για κάθε ένα από τους $i = 1 \dots nb$ κόμβους, δηλαδή φορτία και ακροδέκτες πηγών, οι άγνωστοι είναι το μέτρο και η γωνία: V_i^p, θ_i^p για κάθε μία από τις τρεις φάσεις $p = 1, 2, 3$ και οι γνωστές ποσότητες είναι: P_i^p, Q_i^p $p = 1, 2, 3$ $i = 1 \dots nb$. Έτσι οι εξισώσεις των διαφορών των ισχυών είναι:

$$\Delta P_i^p = (P_i^p)^{sp} - P_i^p = (P_i^p)^{sp} - V_i^p \sum_{k=1}^n \sum_{m=1}^3 V_k^m (G_{ik}^{pm} \cos \theta_{ik}^{pm} + B_{ik}^{pm} \sin \theta_{ik}^{pm}) \quad (B5)$$

$$\Delta Q_i^p = (Q_i^p)^{sp} - Q_i^p = (Q_i^p)^{sp} - V_i^p \sum_{k=1}^n \sum_{m=1}^3 V_k^m (G_{ik}^{pm} \sin \theta_{ik}^{pm} - B_{ik}^{pm} \cos \theta_{ik}^{pm}) \quad (B6)$$

Η εξίσωση η οποία λύνεται σε κάθε βήμα για να υπολογιστούν οι διορθώσεις μέτρων και γωνιών είναι:

$$\begin{bmatrix} \Delta P_i^p \\ \Delta P_j \\ \Delta Q_i^p \\ \Delta Q_j \\ \Delta V_{regj} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{\partial \Delta P_i^p}{\partial \theta_i^p} & \frac{\partial \Delta P_i^p}{\partial \theta_{intj}} & V_i^p \frac{\partial \Delta P_i^p}{\partial V_i^p} & V_{intj} \frac{\partial \Delta P_i^p}{\partial V_{intj}} \\ \frac{\partial \Delta P_j}{\partial \theta_i^p} & \frac{\partial \Delta P_j}{\partial \theta_{intj}} & V_i^p \frac{\partial \Delta P_j}{\partial V_i^p} & V_{intj} \frac{\partial \Delta P_j}{\partial V_{intj}} \\ \frac{\partial \Delta Q_i^p}{\partial \theta_i^p} & \frac{\partial \Delta Q_i^p}{\partial \theta_{intj}} & V_i^p \frac{\partial \Delta Q_i^p}{\partial V_i^p} & V_{intj} \frac{\partial \Delta Q_i^p}{\partial V_{intj}} \\ \frac{\partial \Delta Q_j}{\partial \theta_i^p} & \frac{\partial \Delta Q_j}{\partial \theta_{intj}} & V_i^p \frac{\partial \Delta Q_j}{\partial V_i^p} & V_{intj} \frac{\partial \Delta Q_j}{\partial V_{intj}} \\ \frac{\partial \Delta V_{regj}}{\partial \theta_i^p} & \frac{\partial \Delta V_{regj}}{\partial \theta_{intj}} & V_i^p \frac{\partial \Delta V_{regj}}{\partial V_i^p} & V_{intj} \frac{\partial \Delta V_{regj}}{\partial V_{intj}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta \theta_i^p \\ \Delta \theta_{intj} \\ \frac{\Delta V_i^p}{V_i^p} \\ \frac{\Delta V_{intj}}{V_{intj}} \end{bmatrix} \quad (B7)$$

Τα στοιχεία του Ιακωβιανού πίνακα δεν παρατίθενται για εξοικονόμηση χώρου. Κατά τα γνωστά, οι άγνωστες μεταβλητές επαναπροσδιορίζονται και όλα τα στοιχεία του Ιακωβιανού πίνακα επαναυπολογίζονται. Η διαδικασία συνεχίζεται έως ότου όλες οι διαφορές των ισχυών και των τάσεων ακροδεκτών βρεθούν εντός των καθοριζόμενων ανοχών.

B.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 αντιστροφέν το λάθος είναι πολύ μικρό αφού η σύνθετη αντίσταση του φίλτρου έχει μικρή τιμή. Για τον λόγο αυτό η μοντελοποίηση του ελέγχου των αντιστροφέν για την εξέταση της μεταβατικής κατάστασης υλοποιήθηκε με τις εσωτερικά παραγόμενες ισχύεις 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 υπολογίσουμε την τιμή της εσωτερικά παραγόμενης τάσης για τον υπολογισμό ακολούθως είτε βραχυκυκλωμάτων ή μεταβατικής ευστάθειας τότε μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε αυθαίρετα μια όσο το δυνατόν μικρή τιμή για την αντίδραση θετικής ακολουθίας X_1 αφήνοντας 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 αποξυγμένη 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].

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β

Εκεί οι συνολικές ισχείς θεωρούνται στους ακροδέκτες και μπορούν να παρασταθούν χωρίς πρόβλημα γεννήτριες τόσο PV όσο και PQ .

B.5 Αναφορές

- [1] 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. Arrillaga, 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. Shirmohamandi, "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

ΜΟΝΤΕΛΟΠΟΙΗΣΗ ΤΗΣ ΚΥΨΕΛΗΣ ΚΑΥΣΙΜΟΥ

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 κάποια μορφή 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.

Συγκεκριμένα 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 100 kW . 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 ισχύεις 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 υποστηρίξουν 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 $650 - 1000^\circ\text{C}$ 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_{FC}	Ρεύμα κυψέλης καυσίμου.
V_{FC}	Τάση κυψέλης καυσίμου.
U_f	Συντελεστής χρησιμοποίησης.

Κατάλογος Παραμέτρων

$F = 96487$	Σταθερά Faraday (C/mol).
$R = 8314$	Παγκόσμια σταθερά των αερίων J/(kmol K).
$E_0 = 1.18$	Ιδανικό δυναμικό κυψέλης (V).
$N_0 = 384$	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).
$k_{H_2O} = 2.81e - 4$	Μοριακή σταθερά βαλβίδας για το νερό kmol/(sec Atm) .
$\tau_{H_2} = 26.1$	Σταθερά χρόνου απόκρισης της ροής υδρογόνου (sec).
$\tau_{O_2} = 2.91$	Σταθερά χρόνου απόκρισης της ροής οξυγόνου (sec).
$\tau_{H_2O} = 78.3$	Σταθερά χρόνου απόκρισης της ροής νερού (sec).
$r_{H-O} = 1.145$	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: $\dot{p}V = \dot{n}RT = qRT$, 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 $\dot{p} = 0$. Επίσης η ροή εξόδου σχετίζεται με την μερική πίεση μέσω της μοριακής σταθεράς της βαλβίδας k με μονάδες kmol / (sec Atm): $q^{out} = k p$. 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: $\dot{p}_{H_2} = (RT/V)(q_{H_2}^{in} - q_{H_2}^{out} - 2K_r I_{FC})$. 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:

$$p_{H_2} = \frac{1/k_{H_2}}{1 + s \tau_{H_2}} (q_{H_2}^{in} - 2K_r I_{FC}) \quad (\Gamma 1)$$

Η σταθερά χρόνου προκύπτει ως: $\tau_{H_2} = V / (k_{H_2} RT)$

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:

$$p_{O_2} = \frac{1/k_{O_2}}{1 + s \tau_{O_2}} (q_{O_2}^{in} - K_r I_{FC}) \quad (\Gamma 2)$$

$$p_{H_2O} = \frac{1/k_{H_2O}}{1 + s \tau_{H_2O}} 2K_r I_{FC} \quad (\Gamma 3)$$

με σταθερές χρόνου εξαρτώμενες από τις αντίστοιχες μοριακές σταθερές βαλβίδας: $\tau_{O_2} = V / (k_{O_2} RT)$, $\tau_{H_2O} = V / (k_{H_2O} RT)$.

Η τάση της κυψέλης δίνεται από την εξίσωση του Nerst αφαιρώντας μόνο τις ωμικές απώλειες:

$$V = N_0 \left(E_0 + \frac{RT}{2F} \left(\ln \frac{p_{H_2} p_{O_2}^{0.5}}{p_{H_2O}} \right) \right) - r_{FC} I_{FC} \quad (\Gamma 4)$$

Οποιοσδήποτε άλλες απώλειες που έχουν να κάνουν με ακραίες καταστάσεις λειτουργίας [8], όπως για παράδειγμα κατά την εκκίνηση της μονάδας, αμελούνται.

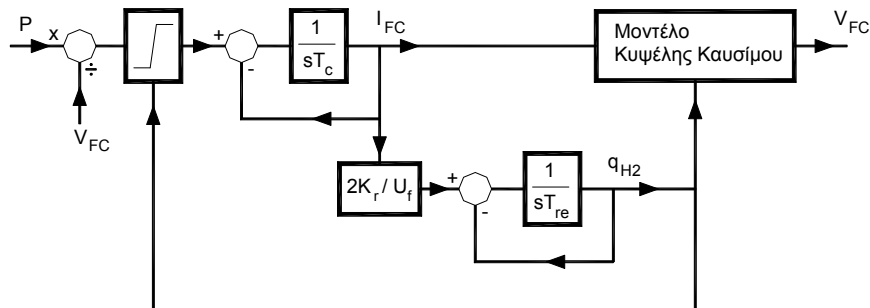
Το μοντέλο δέχεται ως εισόδους το ρεύμα I_{FC} και τις ροές εισόδου $q_{H_2}^{in}$, $q_{O_2}^{in}$. Από τις (Γ1) – (Γ3) υπολογίζονται οι μερικές πιέσεις και από την (Γ4) η τάση της κυψέλης. Το ρεύμα υπολογίζεται από την ισχύ που προκύπτει από τον έλεγχο $f-P$ (σχ. 3.6, Κεφ. 3) και από την τάση της κυψέλης 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: $q_{O_2}^{in} = (1/r_{H-O}) q_{H_2}^{in}$.

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

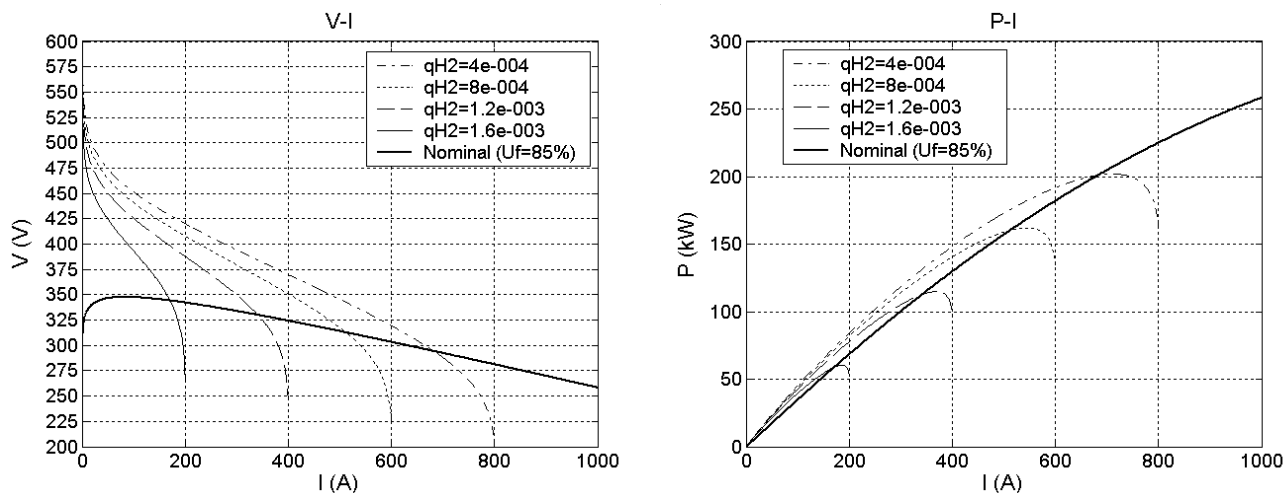
ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Γ

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 $T_{re} = 5 \text{ sec}$. Επίσης προστίθεται μια καθυστέρηση πρώτης τάξης $T_c = 0.8 \text{ sec}$ 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 $I - V$ και $I - P$ 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.
- [9] 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. Yearly, 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. Soutanis, 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. Soutanis, "Applicability of droops in LV Grids", *International Journal of Distributed Energy Resources*, Vol. 2, No 4, Oct. Dec. 2006
3. G. N. Kariniotakis, N. L. Soutanis, 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. Soutanis, 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. Soutanis, N. D. Hatziargyriou, "Dynamic analysis of inverter dominated unbalanced L.V. micro-grids" 7th IPST Conference, Lyon 4 – 7 June 2007
6. N. L. Soutanis, N. D. Hatziargyriou, "Dynamic simulation of inverter dominated L.V. micro-grids" IEEE PES General, Montreal, 18 – 22 June, 2006
7. K. Karoui, V. Chuvychin, A. Sauhats, O. Samuelsson, M.H.J. Bollen, N. D. Hatziargyriou, N. L. Soutanis, "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. Soutanis, "On – line storage management to avoid voltage limit violations", PMAPS Conference, Stockholm, June 2006
9. Engler, N. Soutanis, "Droop control in LV Grids", International Conference on Future Power Systems, Amsterdam, Nov. 2005