

# Διερεύνηση μέσω Υπολογιστή της Λειτουργίας Συστήματος Αντιστροφέα-Δικτύου για τον Έλεγχο της Αέργου Ισχύος

**Γ. Α. ΑΔΑΜΙΔΗΣ**  
Επίκουρος Καθηγητής  
Δ.Π.Θ.

**Α. Θ. ΘΕΟΔΩΡΙΔΗΣ**  
Ηλεκτρολόγος Μηχανικός  
και Μηχανικός Υπολογιστών

## Περίληψη

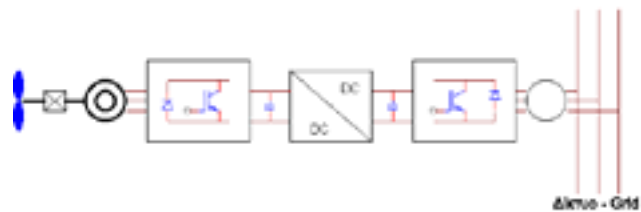
Στην εργασία αυτή διερευνάται ο τρόπος σύνδεσης μιας πηγής τάσεως με ένα ισχυρό δίκτυο (Δ.Ε.Η.) μέσω αντιστροφέα. Με τη βοήθεια του αντιστροφέα και των κυκλωμάτων οδήγησής του προσαρμόζεται η τάση και η συχνότητα της στην έξοδο του αντιστροφέα. Για τη διερεύνηση γίνεται η θεωρητική ανάλυση του συστήματος που περιλαμβάνει αντιστροφέα πηγής τάσεως με τα κυκλώματα οδήγησής του, δίκτυο με φορτίο και κύκλωμα ελέγχου. Για το σκοπό αυτό αναπτύσσεται το μαθηματικό μοντέλο του αντιστροφέα και του κυκλώματος ελέγχου του συστήματος λαμβάνοντας υπόψη το πηνίο σύνδεσης, καθώς επίσης και το φορτίο του δικτύου. Πραγματοποιείται η προσομοίωση στον υπολογιστή με τη βοήθεια του λογισμικού πακέτου της OrCad family και εξετάζεται ο έλεγχος της αέργου ισχύος που ρέει από τον αντιστροφέα προς το δίκτυο.

## 1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Πολλές φορές στα ενεργειακά συστήματα απαιτείται η χρήση ενός αντιστροφέα, ο οποίος συνδέει μια συνεχή πηγή τάσης ή ρεύματος με το δίκτυο, π.χ. σε ένα αιολικό πάρκο, η τριφασική τάση που λαμβάνεται από την ανεμογεννήτρια ανορθώνεται και στη συνέχεια αντιστρέφεται μέσω ενός αντιστροφέα και συνδέεται στο δίκτυο σε μια σταθερή τιμή τάσης και συχνότητας. Στην περίπτωση παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας από ένα φωτοβολταϊκό πάρκο η συνεχής τάση αντιστρέφεται για να συνδεθεί είτε στο δίκτυο είτε στο φορτίο. Στο σχήμα 1 φαίνεται ένα σύστημα το οποίο περιλαμβάνει την ανεμογεννήτρια, τον ανορθωτή, τον DC-DC μετατροπέα, τον αντιστροφέα, το μετασχηματιστή και το δίκτυο. Στο σύστημα αυτό, εξαιτίας των μεταβολών της τάσης στην έξοδο της ανορθωτικής διάταξης, χρησιμοποιείται ο DC-DC μετατροπέας έτσι ώστε η τάση στην είσοδο του αντιστροφέα να διατηρείται σταθερή.

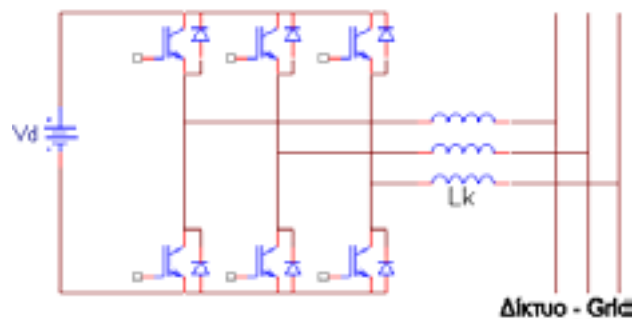
Στην εργασία αυτή θα εξεταστεί η λειτουργία του αντιστροφέα, ο οποίος τροφοδοτείται από μια πηγή συνεχούς τάσης και είναι συνδεδεμένος στο δίκτυο, ώστε να είναι δυνατή η ρύθμιση της ανταλλαγής ισχύος με αυτό (σχήμα

2). Μεταξύ του δικτύου και της διάταξης του αντιστροφέα παρεμβάλλονται τα πηνία σύνδεσης  $L_k$ . Για να μην υπάρχουν ανεπιθύμητοι παλμοί ισχύος πρέπει ο αντιστροφέας να συγχρονιστεί με τη συχνότητα του δικτύου, δηλαδή, η συχνότητα της βασικής αρμονικής της τάσης εξόδου του αντιστροφέα πρέπει να ισούται με τη συχνότητα του δικτύου.



Σχήμα 1: Σύστημα αποτελούμενο από την ανεμογεννήτρια, τον ανορθωτή, τον DC-DC μετατροπέα, τον αντιστροφέα, τον μετασχηματιστή και το δίκτυο.

Figure 1: System including the wind generator, the rectifier, the DC-DC converter, the inverter, the transformer and the grid.



Σχήμα 2: Αντιστροφέας πηγής τάσης σε σύνδεση με σταθερό δίκτυο.

Figure 2: Voltage source inverter connected with a strong grid.

## 2. ΣΥΜΒΟΛΙΣΜΟΙ

Δ.Ε.Η. :	Δημόσια Επιχείρηση Ηλεκτρισμού.
$L_k$ :	Πηνίο σύνδεσης.
$V_{inv}$ :	Βασική αρμονική τάσης εξόδου αντιστροφέα.
$I$ :	Βασική αρμονική ρεύματος αντιστροφέα.
$V_n$ :	Τάση δικτύου.
$\beta$ :	Διαφορά φάσης μεταξύ τάσης δικτύου και τάσης εξόδου του αντιστροφέα.
$Z_k$ :	Σύνθετη αντίσταση πηνίου σύνδεσης.
$R_k$ :	Ωμική αντίσταση πηνίου σύνδεσης.
$X_k$ :	Επαγωγική αντίσταση πηνίου σύνδεσης.
$\varphi_k$ :	Γωνία πηνίου σύνδεσης.
$\omega$ :	Κυκλική συχνότητα.
$\lambda$ :	Λόγος του μέτρου της τάσης εξόδου του αντιστροφέα προς το μέτρο της τάσης του δικτύου.
$u_a$ :	A-συνιστώσα διανύσματος.
$u_b$ :	B-συνιστώσα διανύσματος.
$S$ :	Φαινόμενη ισχύς.
$P$ :	Ενεργός ισχύς.
$Q$ :	Άεργος ισχύς.
$V_{n,p,rms}$ :	Ενεργός πολική τάση του δικτύου.
$V_{inv,p,rms}$ :	Ενεργός πολική τάση εξόδου του αντιστροφέα.
$V_{n,rms}$ :	Ενεργός φασική τάση του δικτύου.
$I_{rms}^*$ :	Συζυγές μιγαδικό ενεργού φασικού ρεύματος.
$S_{ref}$ :	Φαινόμενη ισχύς βραχυκύκλωσης στη θέση σύνδεσης.
$\Delta V$ :	Πτώση τάσης πάνω στο πηνίο σύνδεσης.
$V_d$ :	Συνεχής τάση εισόδου αντιστροφέα.
$V_{control}$ :	Ημιτονοειδές σήμα ελέγχου.
$V_{tri}$ :	Τριγωνικό σήμα ελέγχου.
$m_a$ :	Συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους.
$dP$ :	Μεταβολή ενεργού ισχύος.
SPWM :	Sinusoidal Pulse Width Modulation, ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμών.
IGBT :	Integrated Gate Bipolar Transistor, διπολικό τρανζίστορ μονωμένης πύλης.
$dQ$ :	Μεταβολή άεργου ισχύος.
$d\lambda$ :	Μεταβολή παραμέτρου $\lambda$ .
$d\beta$ :	Μεταβολή παραμέτρου $\beta$ .
$I_n$ :	Φασικό ρεύμα δικτύου.
$I_{inv}$ :	Φασικό ρεύμα αντιστροφέα.
$I_L$ :	Φασικό ρεύμα φορτίου.
$P_n$ :	Ενεργός ισχύς δικτύου.
$P_{inv}$ :	Ενεργός ισχύς αντιστροφέα.
$P_L$ :	Ενεργός ισχύς φορτίου.
$Q_n$ :	Άεργος ισχύς δικτύου.
$Q_{inv}$ :	Άεργος ισχύς αντιστροφέα.
$Q_L$ :	Άεργος ισχύς φορτίου.

## 3. ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΚΕΣ ΚΑΤΑΣΤΑΣΕΙΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ

Αν οι τάσεις του δικτύου είναι συμμετρικές μεταξύ τους και ο αντιστροφέας έχει κατασκευαστεί και ρυθμιστεί συμμετρικά τότε μπορεί το τριφασικό κύκλωμα που απεικονίζεται στο σχήμα 2 να εξεταστεί μέσω ενός μονοφασικού ισοδύναμου κυκλώματος. Στο σχήμα 3 φαίνεται αυτό το μονοφασικό ισοδύναμο κύκλωμα, το οποίο αποτελείται από τον αντιστροφέα, το πηνίο σύνδεσης  $L_k$  και το δίκτυο. Όπου  $V_{inv}$  είναι η βασική αρμονική της τάσης εξόδου του αντιστροφέα,  $I$  είναι η βασική αρμονική του ρεύματος του αντιστροφέα και  $V_n$  είναι η τάση του δικτύου [ 1 ].



Σχήμα 3: Μονοφασικό ισοδύναμο κύκλωμα.  
Figure 3: Single phase equivalent circuit.

Στην περίπτωση αυτή, το κύκλωμα μπορεί να αναλυθεί με τη βοήθεια μιγαδικών μεγεθών και το διανυσματικό διάγραμμα των τάσεων και του ρεύματος να παρασταθεί στο μιγαδικό επίπεδο.

Το πλάτος και η φάση της τάσης του δικτύου θεωρούνται σταθερά και η τάση αυτή λαμβάνεται ως τάση αναφοράς. Η γωνία της σε σχέση με τον άξονα αναφοράς είναι μηδενική. Επομένως, η μιγαδική παράσταση της τάσης του δικτύου και της τάσης εξόδου του αντιστροφέα είναι :

$$V_n = |V_n| e^{j0^\circ} \quad (3.1)$$

$$V_{inv} = |V_{inv}| e^{j\beta} \quad (3.2)$$

όπου  $\beta$  είναι η διαφορά φάσης μεταξύ των δύο τάσεων.

Η σύνθετη αντίσταση του πηνίου σύνδεσης δίνεται από την ακόλουθη σχέση :

$$Z_k = R_k + jX_k = |Z_k| e^{j\varphi_k} = |Z_k| (\cos\varphi_k + j\sin\varphi_k) \quad (3.3)$$

όπου  $|Z_k| = (R_k^2 + X_k^2)^{1/2}$  και  $\varphi_k = \arctan(X_k / R_k)$ .

Επειδή στη μόνιμη λειτουργία του συστήματος ισχύει ότι  $R_k \ll X_k$  η σχ. (3.3) γράφεται ως ακολούθως :

$$Z_k = jX_k = X_k e^{j90^\circ} \quad (3.4)$$

όπου  $X_k = \omega L_k$ .

Το μέτρο της τάσης του αντιστροφέα μπορεί να εκφραστεί συναρτήσει του μέτρου της τάσης του δικτύου με τη βοήθεια μιας παραμέτρου  $\lambda$ , έτσι ώστε να ισχύει :

$$|V_{inv}| = \lambda |V_n| \quad (3.5)$$

Από τις σχ. (3.2) και (3.5) προκύπτει η σχ. (3.6), η οποία

συνδέει την τάση του αντιστροφέα με το μέτρο της τάσης του δικτύου :

$$V_{inv} = \lambda |V_n| e^{j\beta} = \lambda |V_n| (\cos\beta + j\sin\beta) \quad (3.6)$$

Από την πράξη [1] λαμβάνεται ότι τα όρια μεταβολής των παραμέτρων  $\beta$  και  $\lambda$  είναι  $-12^\circ \leq \beta \leq 12^\circ$  και  $0.8 \leq \lambda \leq 1.2$ , αντιστοίχως. Ως θετική φορά ρεύματος ορίζεται αυτή που φαίνεται στο σχήμα 3 και είναι από τον αντιστροφέα προς το δίκτυο.

Εφαρμόζοντας το νόμο των τάσεων του Kirchoff για τις μιγαδικές παραστάσεις των εμφανιζόμενων μεγεθών εξάγεται η ακόλουθη μιγαδική σχέση :

$$V_{inv} = I Z_k + V_n \Leftrightarrow |V_{inv}| e^{j\beta} = I \omega L_k e^{j90^\circ} + |V_n| e^{j0^\circ} \quad (3.7)$$

Συνεχίζοντας τις πράξεις στη σχ. (3.7) και λαμβάνοντας υπόψη τη σχ. (3.6) προκύπτει η παρακάτω σχέση :

$$I \omega L_k = \lambda |V_n| \sin\beta + j |V_n| (1 - \lambda \cos\beta) \quad (3.8)$$

Από τη σχ. (3.8) μπορεί να υπολογιστεί η σχέση, η οποία δίνει το ρεύμα από τον αντιστροφέα προς το δίκτυο :

$$I = \frac{\lambda |V_n| \sin\beta}{\omega L_k} + j \frac{|V_n| (1 - \lambda \cos\beta)}{\omega L_k} \quad (3.9)$$

Επίσης, είναι γνωστό ότι η φαινόμενη ισχύς από τον αντιστροφέα προς το δίκτυο δίνεται από τη σχέση

$$S = 3V_{n,rms} I_{rms}^* = |V_{n,p,rms}| \frac{\lambda |V_{n,p,rms}| \sin\beta}{\omega L_k} - j |V_{n,p,rms}| \frac{|V_{n,p,rms}| (1 - \lambda \cos\beta)}{\omega L_k} \quad (3.10)$$

όπου  $|V_{n,p,rms}|$  είναι η ενεργός «rms» πολική τάση του δικτύου.

Από τη σχ. (3.10) προκύπτουν οι ακόλουθες σχέσεις :

$$P = \frac{\lambda |V_{n,p,rms}|^2 \sin\beta}{\omega L_k} \quad (3.11)$$

$$Q = \frac{|V_{n,p,rms}|^2 (\lambda \cos\beta - 1)}{\omega L_k} \quad (3.12)$$

Όπου P και Q η ενεργός και η άεργος ισχύς αντίστοιχα. Επίσης, ισχύει η σχέση :

$$S_{ref} = |V_{n,p,rms}|^2 / \omega L_k \quad (3.13)$$

όπου  $S_{ref}$  είναι η φαινόμενη ισχύς βραχυκύκλωσης στη θέση σύνδεσης του κλάδου που περιλαμβάνει τον αντιστροφέα με το δίκτυο.

Έτσι, η ενεργός και η άεργος ισχύς βάσει των σχ. (3.11), (3.12) και (3.13) υπολογίζονται από τις σχέσεις :

$$P = S_{ref} \lambda \sin\beta \quad (3.14)$$

$$Q = S_{ref} (\lambda \cos\beta - 1) \quad (3.15)$$

Ανάλογα με τις τιμές των παραμέτρων  $\beta$  και  $\lambda$  διακρίνονται τέσσερις (4) περιπτώσεις που ουσιαστικά αποτελούν και τις διαφορετικές καταστάσεις λειτουργίας του συστήματος. Για την περίπτωση που διερευνάται, εξετάζονται μόνον δύο καταστάσεις, αφού η ενεργός ισχύς μεταφέρεται από τον αντιστροφέα προς το δίκτυο.

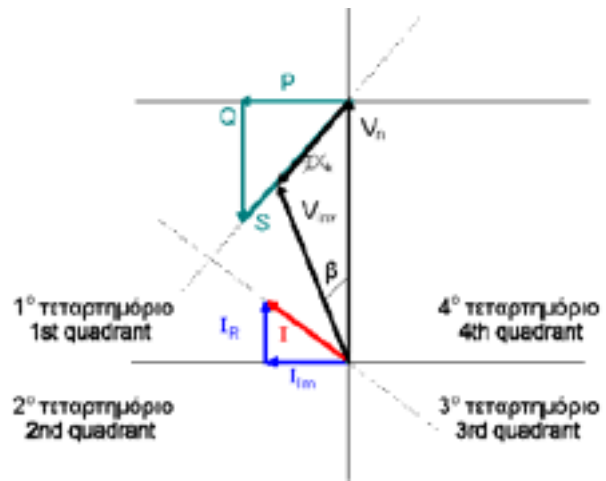
**• Πρώτη λειτουργική κατάσταση :  $0^\circ < \beta \leq 12^\circ$  και  $0.8 \leq \lambda \leq 1$**

Στην περίπτωση αυτή η τάση του δικτύου έπεται της τάσης του αντιστροφέα και το πλάτος της τάσης του δικτύου είναι μεγαλύτερο από το πλάτος της τάσης του αντιστροφέα (σχήμα 4).

Από τη σχ. (3.9) προκύπτει ότι το πραγματικό μέρος του ρεύματος είναι θετικό ( $Re \{ I \} > 0$ ) επειδή  $0.8 \leq \lambda \leq 1$  και  $\sin\beta > 0$  αφού  $0^\circ < \beta \leq 12^\circ$ , ενώ το φανταστικό μέρος του ρεύματος είναι επίσης θετικό ( $Im \{ I \} > 0$ ) αφού  $0.8 \leq \lambda \leq 1$  και για  $0^\circ < \beta \leq 12^\circ$  ισχύει  $0.978 \leq \cos\beta < 1$  με αποτέλεσμα  $(1 - \lambda \cos\beta) > 0$ . Άρα, το ρεύμα ανήκει στο πρώτο τεταρτημόριο, ενώ και η τάση του αντιστροφέα ανήκει στο πρώτο τεταρτημόριο αφού  $0^\circ < \beta \leq 12^\circ$ .

Από τις σχ. (3.14) και (3.15) προκύπτει ότι για αυτήν τη λειτουργική κατάσταση η ενεργός ισχύς είναι θετική ( $P > 0$ ) επειδή  $0.8 \leq \lambda \leq 1$  και  $\sin\beta > 0$  ( $0^\circ < \beta \leq 12^\circ$ ), ενώ η άεργος ισχύς είναι αρνητική ( $Q < 0$ ) επειδή  $0.8 \leq \lambda \leq 1$  και για  $0^\circ < \beta \leq 12^\circ$  ισχύει ότι  $0.978 \leq \cos\beta < 1$  με αποτέλεσμα  $(\lambda \cos\beta - 1) < 0$ . Άρα, το δίκτυο έχει ωμική - χωρητική συμπεριφορά και ο αντιστροφέας παράγει τόσο ενεργό όσο και επαγωγική άεργο ισχύ.

Το διανυσματικό διάγραμμα των τάσεων, του ρεύματος και των ισχύων που ισχύει σε αυτήν την κατάσταση φαίνεται στο σχήμα 4.

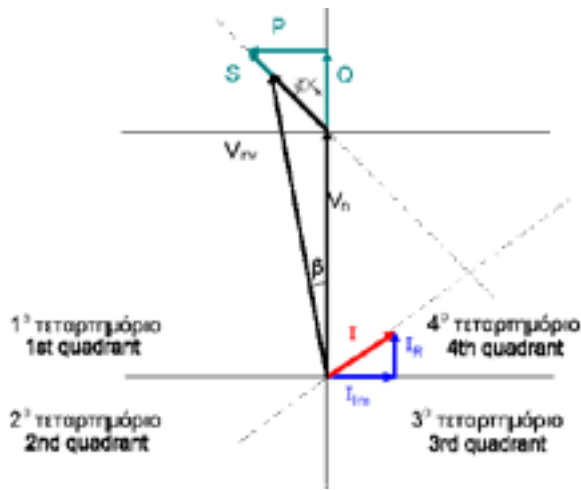


Σχήμα 4: Διανυσματικό διάγραμμα 1ης λειτουργικής κατάστασης. Figure 4: Vector diagram of 1st function mode.

• Δεύτερη λειτουργική κατάσταση :  $0^\circ < \beta \leq 12^\circ$  και  $1 < \lambda \leq 1.2$

Στην περίπτωση αυτή η τάση του δικτύου έπεται της τάσης του αντιστροφέα και το πλάτος της τάσης του δικτύου είναι μικρότερο από το πλάτος της τάσης του αντιστροφέα ( σχήμα 5 ).

Από τη σχ. (3.9) προκύπτει ότι το πραγματικό μέρος του ρεύματος είναι θετικό (  $Re \{ I \} > 0$  ), επειδή  $1 < \lambda \leq 1.2$  και  $\sin\beta > 0$  ( $0^\circ < \beta \leq 12^\circ$ ), ενώ το φανταστικό μέρος του ρεύματος είναι αρνητικό (  $Im \{ I \} < 0$  ) επειδή  $1 < \lambda \leq 1.2$  και για  $0^\circ < \beta \leq 12^\circ$  ισχύει ότι  $0.978 \leq \cos\beta < 1$  με αποτέλεσμα  $(1 - \lambda \cos\beta) < 0$ . Άρα, το ρεύμα ανήκει στο τέταρτο τεταρτημόριο, ενώ η τάση του αντιστροφέα ανήκει στο πρώτο τεταρτημόριο αφού  $0^\circ < \beta \leq 12^\circ$ .



Σχήμα 5: Διανυσματικό διάγραμμα 2<sup>ης</sup> λειτουργικής κατάστασης.  
Figure 5: Vector diagram of 2<sup>nd</sup> function mode.

Βάσει των σχ. (3.14) και (3.15) προκύπτει ότι για αυτήν τη λειτουργική κατάσταση η ενεργός ισχύς είναι θετική ( $P > 0$ ) επειδή  $1 < \lambda \leq 1.2$  και  $\sin\beta > 0$  ( $0^\circ < \beta \leq 12^\circ$ ), ενώ η άεργος ισχύς είναι επίσης θετική ( $Q > 0$ ) αφού  $1 < \lambda \leq 1.2$  και για  $0^\circ < \beta \leq 12^\circ$  ισχύει ότι  $0.978 \leq \cos\beta < 1$  με αποτέλεσμα  $(\lambda \cos\beta - 1) > 0$ . Άρα, το δίκτυο έχει ωμική – επαγωγική συμπεριφορά και ο αντιστροφέας παράγει τόσο ενεργό όσο και χωρητική άεργο ισχύ.

Το διανυσματικό διάγραμμα των τάσεων, του ρεύματος και των ισχύων που ισχύει σε αυτήν την κατάσταση φαίνεται στο σχήμα 5.

**4. ΡΥΘΜΙΣΗ ΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ ΣΕ ΣΥΝΔΕΣΗ ΜΕ ΣΤΑΘΕΡΟ ΔΙΚΤΥΟ**

Η ρύθμιση της ισχύος που ρέει μέσω του αντιστροφέα μπορεί να πραγματοποιηθεί είτε με μεταβολή της τιμής του μέτρου της τάσης του αντιστροφέα  $|V_{inv}|$  σε σχέση με το μέτρο της τάσης του δικτύου  $|V_n|$ , δηλαδή του συντελεστή

$\lambda ( |V_{inv}| = \lambda |V_n| )$ , είτε με περιστροφή του διανύσματος της τάσης του αντιστροφέα  $V_{inv}$  ως προς το διάνυσμα της τάσης του δικτύου  $V_n$  κατά γωνία  $\beta$ .

$$V_{inv} = \lambda |V_n| e^{j\beta} = \lambda |V_n| ( \cos\beta + j\sin\beta ) \tag{4.1}$$

Ο έλεγχος, δηλαδή, της ισχύος λαμβάνει χώρα μέσω της ρύθμισης των παραμέτρων  $\lambda$  και  $\beta$ .

Η τάση  $V_{inv}$  είναι η τάση στην έξοδο του αντιστροφέα και εξαρτάται από τη συνεχή τάση  $V_d$  στην είσοδο του και από τη ρύθμιση της παλμοδότησης των στοιχείων του. Για τη μεταβολή της τάσης  $V_{inv}$  μπορεί να εφαρμοστεί οποιαδήποτε από τις γνωστές μεθόδους ελέγχου της τάσης εξόδου του αντιστροφέα.

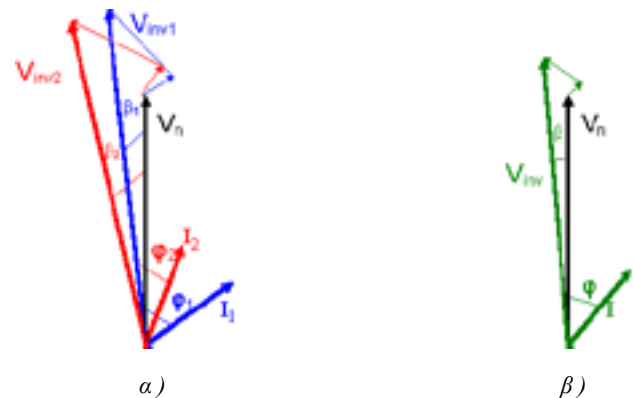
Σύμφωνα με το μονοφασικό ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 3 ισχύουν οι ακόλουθες διανυσματικές σχέσεις :

$$\Delta V = V_{inv} - V_n = \lambda |V_n| e^{j\beta} - |V_n| e^{j0^\circ} \tag{4.2}$$

$$I = \Delta V / Z_k = \lambda (|V_n| / |Z_k|) e^{j(\beta - \Phi_k)} - (|V_n| / |Z_k|) e^{-j\Phi_k} \tag{4.3}$$

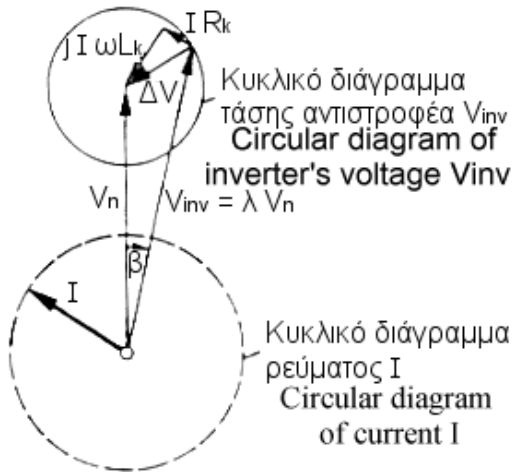
όπου  $\Delta V$  είναι η πτώση τάσης πάνω στο πηνίο σύνδεσης  $L_k$  και  $\Phi_k$  η διαφορά φάσης της τάσης  $V_n$  και του ρεύματος του αντιστροφέα προς το δίκτυο. Αυτά τα διανυσματικά μεγέθη απεικονίζονται στα σχήματα 4 και 5.

Από τη σχ. (4.3) φαίνεται, ότι για σταθερή τιμή του μέτρου του ρεύματος  $I$ , αλλά για μεταβλητή τιμή της γωνίας  $\phi$  μεταξύ της τάσης του δικτύου και του ρεύματος (μεταβολή δηλαδή της φάσης του ρεύματος) προκύπτουν διαφορετικές τιμές της γωνίας ρύθμισης  $\beta$  και διαφορετικές τιμές του μέτρου της τάσης του αντιστροφέα ( σχήμα 6α ). Επίσης, γίνεται φανερό ότι για μικρές τιμές του  $\Delta V$ , δηλαδή για μικρές τιμές του πηνίου σύνδεσης  $L_k$ , οι τιμές των παραμέτρων  $\lambda$  και  $\beta$  μεταβάλλονται μόνο σε μικρές περιοχές ( σχήμα 6β ). Για μεγάλες τιμές του πηνίου  $L_k$  ο συντελεστής  $\lambda$  μεταβάλλεται σημαντικά και επομένως θα πρέπει οι τιμές των τάσεων  $V_d$  και  $V_{inv}$  να προσδιοριστούν, έτσι ώστε η τιμή της παραμέτρου  $\lambda$  να βρίσκεται πάντα εντός των ορίων μεταβολής της.



Σχήμα 6: α) Διανυσματικό διάγραμμα για μεταβολή της γωνίας  $\phi$ , β) Διανυσματικό διάγραμμα για μικρό πηνίο σύνδεσης.  
Figure 6: α) Vector diagram for transition of angle  $\phi$ , β) Vector diagram for a small connection coil.

Αν η γωνία φ μεταβληθεί λαμβάνοντας όλες τις τιμές από 0° έως 360°, τότε το διάνυσμα ΔV περιστρέφεται ως προς την κορυφή του διανύσματος V<sub>n</sub> διαγράφοντας έναν πλήρη κύκλο ( σχήμα 7 ).



Σχήμα 7: Κυκλικό διάγραμμα τάσης αντιστροφείας και ρεύματος.  
Figure 7: Circular diagram of inverter's voltage and current.

Από τις σχ. (3.11) και (3.12) προκύπτουν οι σχ. (4.4) και (4.5).

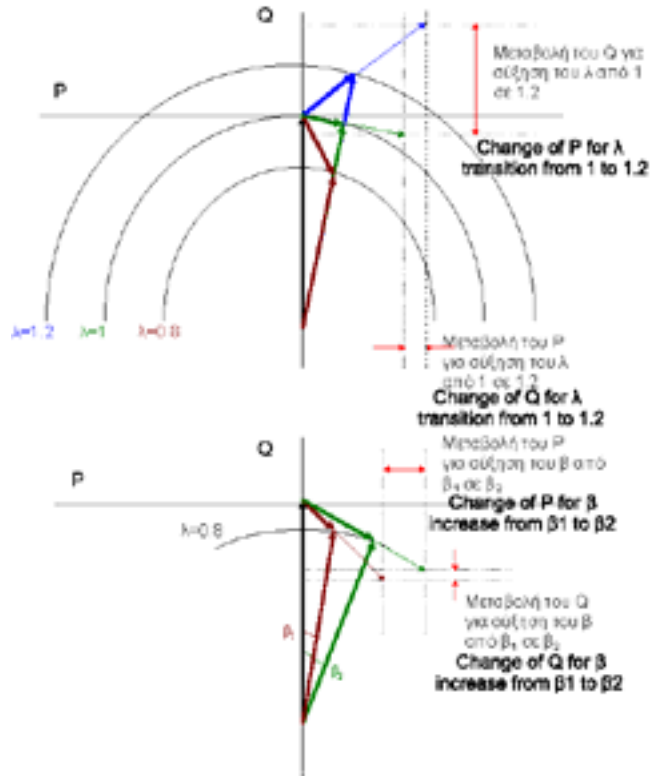
$$\frac{P}{|V_{n,p,rms}|^2 / Z_k} = \lambda \sin \beta \tag{4.4}$$

$$\frac{Q}{|V_{n,p,rms}|^2 / Z_k} = \lambda \cos \beta - 1 \tag{4.5}$$

Η ενεργός και η άεργος ισχύς μπορούν να εκφραστούν σε ανηγμένα μεγέθη ως προς τη φαινόμενη ισχύ βραχυκύκλωσης στη θέση σύνδεσης. Από το λόγο  $|V_{n,p,rms}|^2 / Z_k$  ( δηλαδή την ισχύ βραχυκύκλωσης στη θέση σύνδεσης) υπολογίζεται το πηνίο Z<sub>k</sub>. Στο σχήμα 8 φαίνεται ότι τόσο η ενεργός όσο και η άεργος ισχύς επηρεάζονται από τη μεταβολή των παραμέτρων β και λ.

Ωστόσο, από τα διαγράμματα αυτού του σχήματος μπορεί να εξαχθεί το συμπέρασμα ότι με τη μεταβολή της παραμέτρου λ μεταβάλλεται κυρίως η άεργος ισχύς, ενώ με τη μεταβολή της γωνίας β μεταβάλλεται κυρίως η ενεργός ισχύς. Ο μέγιστος κύκλος που σχηματίζεται από τις οριακές τιμές 0.8 ≤ λ ≤ 1.2 και -12° ≤ β ≤ 12° προσδιορίζει τα όρια των μεγεθών ρύθμισης για ένα συγκεκριμένο πηνίο σύνδεσης για το οποίο ισχύει:

$$S = 0.25 |V_{n,p,rms}|^2 / Z_k.$$



Σχήμα 8: Επίδραση των παραμέτρων λ και β στα P και Q.  
Figure 8: Parameter λ and β influence of P and Q.

## 5. ΜΑΘΗΜΑΤΙΚΟ ΜΟΝΤΕΛΟ ΒΡΟΧΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ ΙΣΧΥΟΣ

Οι σχέσεις, που δίνουν την ενεργό και την άεργο ισχύ, που ρέουν μέσω του αντιστροφείας, είναι η (3.14) και (3.15). Η ενεργός και η άεργος ισχύς είναι συναρτήσεις δύο μεταβλητών, των παραμέτρων λ και β, οι οποίες μεταβάλλονται ανεξάρτητα η μία από την άλλη. Έτσι, με τη χρήση των μερικών παραγώγων λαμβάνονται οι παρακάτω σχέσεις :

$$dP = (\partial P / \partial \lambda) d\lambda + (\partial P / \partial \beta) d\beta \tag{5.1}$$

$$dQ = (\partial Q / \partial \lambda) d\lambda + (\partial Q / \partial \beta) d\beta \tag{5.2}$$

Λαμβάνοντας υπόψη τη σχ. (3.14), η σχ. (5.1) μπορεί να γραφεί ως ακολούθως :

$$dP = S_{ref} [ \sin(\beta) d\lambda + \lambda \cos(\beta) d\beta ] \tag{5.3}$$

ενώ, λαμβάνοντας υπόψη τη σχ. (3.15), η σχ. (5.2) μπορεί να γραφεί ως ακολούθως :

$$dQ = S_{ref} [ \cos(\beta) d\lambda - \lambda \sin(\beta) d\beta ] \tag{5.4}$$

Οι σχ. (5.3) και (5.4) μπορούν να γραφούν ως πράξεις

μεταξύ πινάκων και να πάρουν την ακόλουθη μορφή :

$$\begin{bmatrix} dP \\ dQ \end{bmatrix} = S_{ref} * \begin{bmatrix} \sin(\beta) & \lambda * \cos(\beta) \\ \cos(\beta) & -\lambda * \sin(\beta) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} d\lambda \\ d\beta \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

Από τη σχ. (4.5) γίνεται αντιληπτό ότι μια μεταβολή των παραμέτρων  $\lambda$  και  $\beta$  προκαλεί μια αντίστοιχη μεταβολή των μεγεθών της ενεργού και άεργου ισχύος που ρέουν μέσω του αντιστροφέα. Ωστόσο, όπως ήδη έχει αναφερθεί η ενεργός ισχύς επηρεάζεται κυρίως από τη μεταβολή της παραμέτρου  $\beta$ , ενώ η άεργος ισχύς επηρεάζεται κυρίως από τη μεταβολή της παραμέτρου  $\lambda$ . Ο σκοπός του ελέγχου έγκειται στη ρύθμιση αυτών των δύο παραμέτρων έτσι ώστε ανάλογα με την κατάσταση του συστήματος να επιτυγχάνεται η ροή της επιθυμητής ποσότητας ενεργού και άεργου ισχύος. Για παλμοδότηση του αντιστροφέα με τη μέθοδο SPWM η παράμετρος  $\lambda$  σχετίζεται με το μέγεθος  $m_a$  ( συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους ) που εμφανίζεται στο κύκλωμα παλμοδότησης των στοιχείων του αντιστροφέα. Το μέγεθος  $m_a$  ορίζεται από τη σχέση :

$$m_a = \widehat{V}_{control} / \widehat{V}_{tri} \quad (5.6)$$

όπου  $\widehat{V}_{control}$  είναι το πλάτος του σήματος ελέγχου και  $\widehat{V}_{tri}$  είναι το πλάτος του τριγωνικού σήματος που χρησιμοποιούνται για την υλοποίηση της τεχνικής διαμόρφωσης εύρους παλμών κατά την παλμοδότηση των IGBT στοιχείων του αντιστροφέα. Η παράμετρος  $\beta$  σχετίζεται με τη χρονική στιγμή στην οποία θα παλμοδοτηθούν τα ημιαγωγικά στοιχεία του αντιστροφέα και αντιστοιχεί στη διαφορά φάσης μεταξύ της τάσης του δικτύου και της βασικής αρμονικής της τάσης εξόδου του αντιστροφέα.

Για την επίτευξη του ελέγχου της ισχύος απαιτείται η εύρεση του αντίστροφου πίνακα του κεντρικού πίνακα της σχ. (5.5). Μετά από πράξεις αποδεικνύεται η σχ. (5.7).

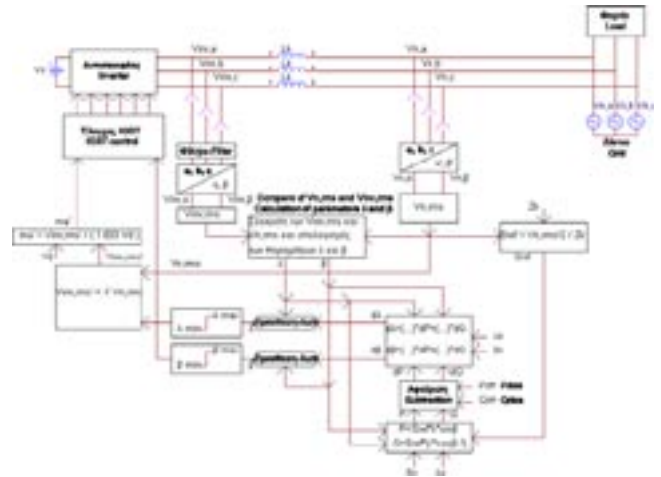
$$\begin{bmatrix} d\lambda \\ d\beta \end{bmatrix} = \frac{1}{S_{ref}} * \begin{bmatrix} \sin(\beta) & \cos(\beta) \\ \cos(\beta) & -\sin(\beta) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} dP \\ dQ \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

Για λόγους επαλήθευσης, η εύρεση του ζητούμενου αντίστροφου πίνακα έγινε και με τη χρήση του λογισμικού πακέτου Matlab με το αποτέλεσμα να είναι το ίδιο.

Στο σχήμα 9 φαίνεται ο βρόχος ελέγχου ισχύος του συστήματος αντιστροφέας – δίκτυο υπό μορφή block διαγράμματος.

Η λογική του ελέγχου βασίζεται στη σύγκριση της επιθυμητής τιμής της ενεργού ισχύος και της επιθυμητής τιμής της άεργου ισχύος με τις αντίστοιχες υπάρχουσες τιμές των μεγεθών αυτών. Όσο η διαφορά μεταξύ των επιθυμητών και των υπάρχόντων τιμών είναι μηδενική, καμία μεταβολή δε πραγματοποιείται στις παραμέτρους  $\lambda$  και  $\beta$ . Ωστόσο, αν η

διαφορά αυτή δεν είναι ίση με το μηδέν, οι παράμετροι  $\lambda$  και  $\beta$  μεταβάλλονται σύμφωνα με τη σχ. (5.7) μέχρις ότου οι υπάρχουσες τιμές των P και Q ταυτιστούν με τις αντίστοιχες επιθυμητές τιμές τους.



Σχήμα 9: Βρόχος ελέγχου υπό μορφή block διαγράμματος.  
Figure 9: Control loop in block diagram.

## 6. ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΤΟΥ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΣΤΟΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΗ

Για τον υπολογισμό των υπάρχόντων τιμών της ενεργού και της άεργου ισχύος είναι απαραίτητος ο υπολογισμός των υπάρχόντων τιμών των παραμέτρων  $\lambda$  και  $\beta$ . Ο υπολογισμός των παραμέτρων αυτών γίνεται με τη σύγκριση των υπάρχόντων τιμών της τάσης του δικτύου και της βασικής αρμονικής της τάσης του αντιστροφέα, η οποία λαμβάνεται μετά το φιλτράρισμα της τάσης εξόδου του αντιστροφέα. Έτσι, εφαρμόζεται ο τροποποιημένος μετασχηματισμός Park στις συνιστώσες του τριφασικού συστήματος τόσο στην τάση του δικτύου όσο και στην τάση του αντιστροφέα και γίνεται μετάβαση από το abc σύστημα στο αβ σύστημα. Οι σχέσεις που ισχύουν για τον τροποποιημένο μετασχηματισμό Park φαίνονται παρακάτω:

$$u_a = (2/3)u_{ab} + (1/3)u_{bc} \quad (6.1)$$

$$u_\beta = (1/(3)^{1/2})u_{bc} \quad (6.2)$$

Η τετραγωνική ρίζα του αθροίσματος των τετραγώνων της  $\alpha$ -συνιστώσας και της  $\beta$ -συνιστώσας  $[(u_\alpha^2 + u_\beta^2)^{1/2}]$  δίνει τις αντίστοιχες τιμές του μέτρου της τάσης του δικτύου και του αντιστροφέα. Ο λόγος του μέτρου της τάσης του αντιστροφέα προς το μέτρο της τάσης του δικτύου ισούται με την υπάρχουσα τιμή της παραμέτρου  $\lambda$ .

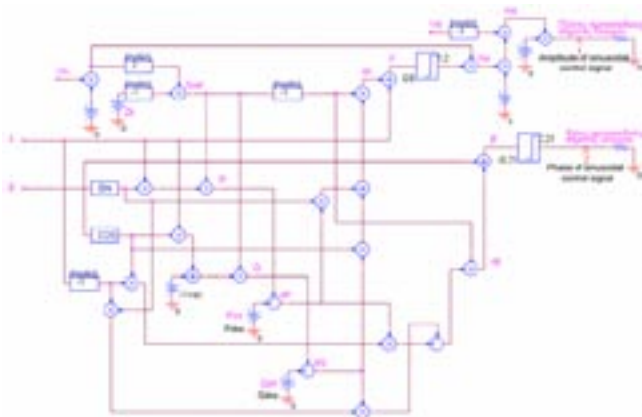
Γενικά, το τόξο εφαπτομένης του λόγου της  $\beta$ -συνιστώσας προς την  $\alpha$ -συνιστώσα  $[\arctan(u_\beta/u_\alpha)]$  δίνει τις τιμές της γωνίας μεταξύ των δύο συνιστωσών τόσο για την τάση του δικτύου όσο και για την τάση του αντιστροφέα. Κάθε

χρονική στιγμή η διαφορά της γωνίας που αντιστοιχεί στις συνιστώσες της τάσης του αντιστροφέα και της γωνίας που αντιστοιχεί στις συνιστώσες της τάσης του δικτύου δίνει τη διαφορά φάσης μεταξύ αυτών των δύο τάσεων. Αυτή η διαφορά φάσης ισούται με την υπάρχουσα τιμή της παραμέτρου β.

Στη συνέχεια, οι τιμές των παραμέτρων λ και β χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό των υπάρχοντων τιμών της ενεργού και της άεργου ισχύος βάσει των σχ. (3.14) και (3.15), με την ισχύ βραχυκύκλωσης στο σημείο σύνδεσης  $S_{ref}$  να υπολογίζεται από τη σχέση  $S_{ref} = |V_{n,p,rms}|^2 / Z_k$ , όπου  $|V_{n,p,rms}|$  είναι η τάση του δικτύου (ενεργός «rms» πολική τιμή της τάσης) και  $Z_k$  είναι η τιμή της σύνθετης αντίστασης του πηνίου σύνδεσης. Από τη σύγκριση της επιθυμητής τιμής της ενεργού ισχύος και της επιθυμητής τιμής της άεργου ισχύος με τις αντίστοιχες υπάρχουσες τιμές των μεγεθών αυτών που υπολογίζονται προκύπτει ένα dP και ένα dQ. Βάσει της σχ. (5.7) οι μεταβολές dP και dQ αντιστοιχούν σε μεταβολές dλ και dβ. Το άθροισμα των υπάρχοντων τιμών των παραμέτρων λ και β με τις αντίστοιχες μεταβολές dλ και dβ ( $\lambda' = \lambda + d\lambda$  και  $\beta' = \beta + d\beta$ ) οδηγούν στο καινούργιο ζεύγος τιμών των παραμέτρων λ και β ( $\lambda'$  και  $\beta'$ ).

Η νέα τιμή της παραμέτρου λ αντιστοιχεί σε νέα τιμή του μέτρου της βασικής αρμονικής της τάσης του αντιστροφέα σύμφωνα με τη σχέση  $|V_{inv,p,rms}| = \lambda |V_{n,p,rms}|$ , όπου  $|V_{inv,p,rms}|$  είναι η τάση του αντιστροφέα (ενεργός «rms» πολική τιμή της τάσης). Η νέα τιμή της τάσης του αντιστροφέα αντιστοιχεί σε νέα τιμή του μεγέθους συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους  $m_a$  σύμφωνα με τη σχέση  $m_a = 1.633 |V_{inv,p,rms}| / V_d$ , όπου  $V_d$  είναι η συνεχής τάση στην είσοδο του αντιστροφέα. Η νέα τιμή του  $m_a$  αντιστοιχεί σε νέα τιμή του πλάτους του σήματος ελέγχου σύμφωνα με τη σχέση  $\hat{V}_{control} = m_a \hat{V}_{tri}$ , όπου  $\hat{V}_{tri}$  είναι το πλάτος του τριγωνικού σήματος, το οποίο διατηρείται σταθερό. Αντίστοιχα, η νέα τιμή της παραμέτρου β αντιστοιχεί σε νέα τιμή της φάσης του σήματος ελέγχου.

Στο σχήμα 10 φαίνεται το κύκλωμα με το οποίο υλοποιούνται μέσω του υπολογιστή οι παραπάνω αλγεβρικές πράξεις.

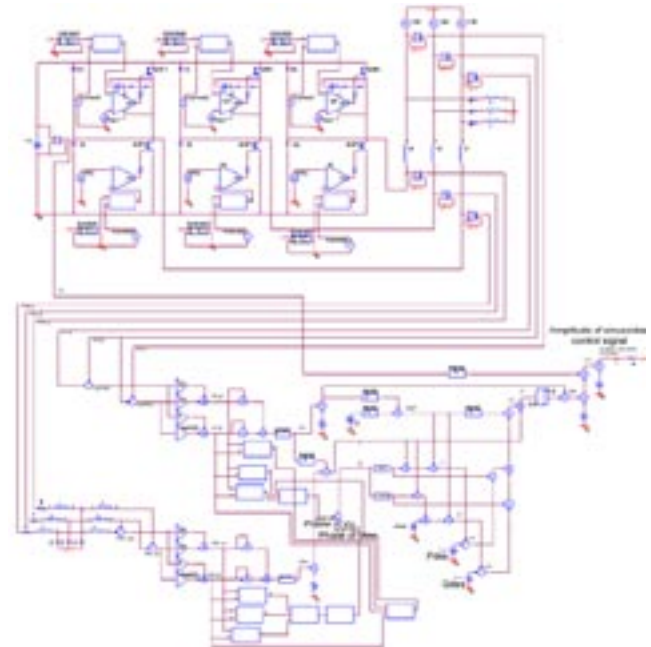


Σχήμα 10: Κύκλωμα προσομοίωσης αλγεβρικών πράξεων.  
Figure 10: Circuit for the simulation of mathematical expressions.

Ουσιαστικά, η ημιτονοειδής πηγή τάσης, το σήμα ελέγχου δηλαδή, που εμφανίζεται στα κυκλώματα παλμοδότησης των ημιαγωγικών στοιχείων, που αποτελούν τον αντιστροφέα, έχει μεταβλητό πλάτος και φάση. Η τιμή του πλάτους και της φάσης είναι οι τελικές έξοδοι του βρόχου ελέγχου.

Ο υπολογισμός νέων τιμών για τις παραμέτρους λ και β συνεχίζεται μέχρις ότου η υπάρχουσα τιμή της ενεργού ισχύος και της άεργου ισχύος ταυτιστεί με τις αντίστοιχες επιθυμητές τιμές τους.

Στο σχήμα 11 φαίνεται τόσο το κύκλωμα με το οποίο προσομοιώθηκε το σύστημα αντιστροφέας – δίκτυο – φορτίο (ωμικό – επαγωγικό φορτίο) όσο και ο βρόχος ελέγχου της άεργου ισχύος για την επίτευξη της βελτίωσης του συντελεστή ισχύος (cosφ) του δικτύου.



Σχήμα 11: Κύκλωμα προσομοίωσης συστήματος αντιστροφέα – δικτύου – φορτίου και βρόχος ελέγχου άεργου ισχύος.

Figure 11: Simulation circuit of a system including the inverter, the load, the grid and the reactive power control loop.

## 7. ΑΠΟΤΕΛΕΣΜΑΤΑ

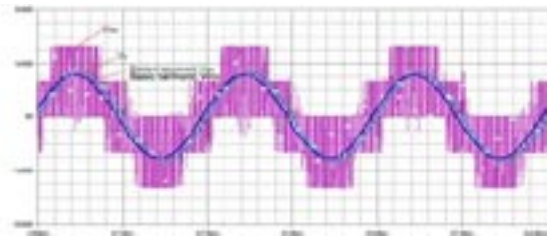
Στο σχήμα 12 φαίνεται το κύκλωμα με το οποίο προσομοιώθηκε το σύστημα αντιστροφέας – δίκτυο – φορτίο (ωμικό – χωρητικό φορτίο,  $\cos\phi = 0.95$ ). Στο σχήμα 13 απεικονίζεται η φασική τάση του δικτύου  $V_n$ , η φασική τάση εξόδου του αντιστροφέα  $V_{inv}$  και η βασική αρμονική της τάσης  $V_{inv}$ . Στο σχήμα 14 παρουσιάζεται το φασικό ρεύμα του αντιστροφέα  $I_{inv}$ , του δικτύου  $I_n$  και του φορτίου  $I_L$ . Στο σχήμα 15 φαίνεται η ενεργός ισχύς του αντιστροφέα  $P_{inv}$ , του δικτύου  $P_n$  και του φορτίου  $P_L$ , ενώ στο σχήμα 16 φαίνεται η άεργος ισχύς του αντιστροφέα  $Q_{inv}$ , του δικτύου  $Q_n$  και

του φορτίου  $Q_L$ . Στην περίπτωση αυτή προσομοιώθηκε η 1<sup>η</sup> λειτουργική κατάσταση του συστήματος κατά την οποία η τάση του αντιστροφέα είναι μικρότερη ( $0.8 \leq \lambda \leq 1$ ) από την τάση του δικτύου αλλά προηγείται ( $0^\circ < \beta \leq 12^\circ$ ) από αυτήν την τάση. Ο αντιστροφέας παράγει τόσο ενεργό όσο και επαγωγική άεργο ισχύ.



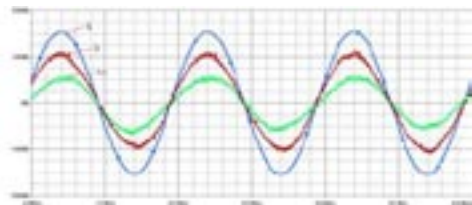
Σχήμα 12: Κύκλωμα προσομοίωσης συστήματος αντιστροφέα – δικτύου – φορτίου.

Figure 12: Simulation circuit of a system including the inverter, the load and the grid.



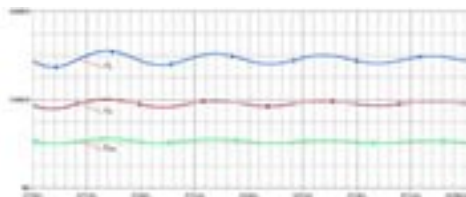
Σχήμα 13: Κυματομορφές φασικής τάσης δικτύου, φασικής τάσης εξόδου αντιστροφέα και βασικής αρμονικής αυτής της τάσης ( $m_f = 45$ ).

Figure 13: Grid and inverter voltage waveforms ( $m_f = 45$ ).



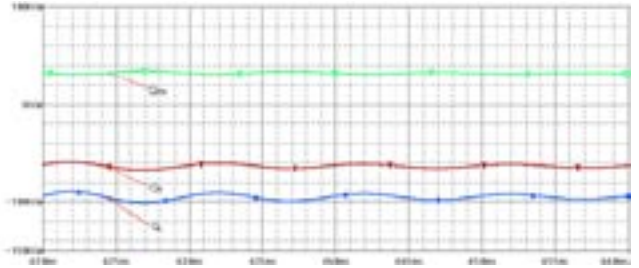
Σχήμα 14: Κυματομορφές φασικού ρεύματος αντιστροφέα, δικτύου και φορτίου ( $m_f = 45$ ).

Figure 14: Grid, inverter and load current waveforms ( $m_f = 45$ ).



Σχήμα 15: Ενεργός ισχύς αντιστροφέα, δικτύου και φορτίου ( $m_f = 45$ ).

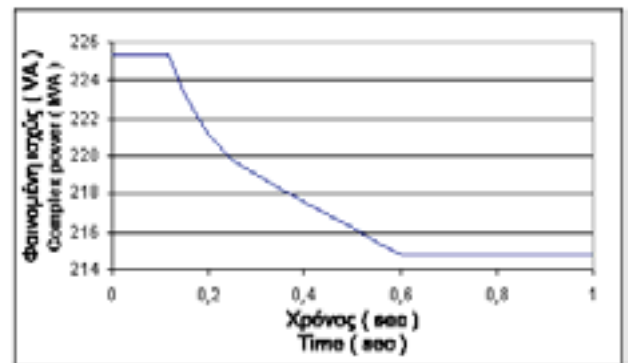
Figure 15: Grid, inverter and load active power waveforms ( $m_f = 45$ ).



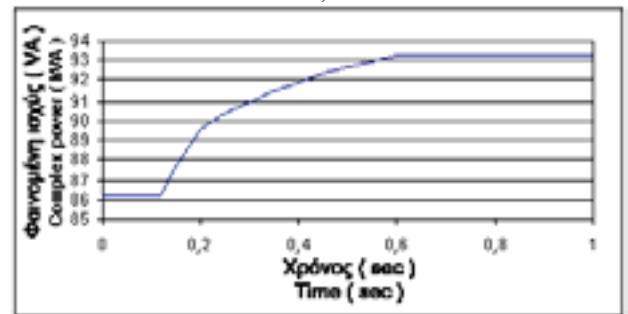
Σχήμα 16: Άεργος ισχύς αντιστροφέα, δικτύου και φορτίου ( $m_f = 45$ ).

Figure 16: Grid, inverter and load reactive power waveforms ( $m_f = 45$ ).

Στα σχήματα 17 και 18 φαίνονται οι μεταβολές της φαινόμενης και της άεργου ισχύος τόσο του δικτύου όσο και του αντιστροφέα κατά τη μεταβατική κατάσταση από μία αρχική μόνιμη κατάσταση λειτουργίας σε μία άλλη λαμβάνοντας υπόψη τα όρια έλεγχου του αντιστροφέα, δηλαδή τις οριακές τιμές των παραμέτρων  $\lambda$  και  $\beta$ . Στην περίπτωση αυτή το φορτίο είναι ωμικό-επαγωγικό.



α)



β)

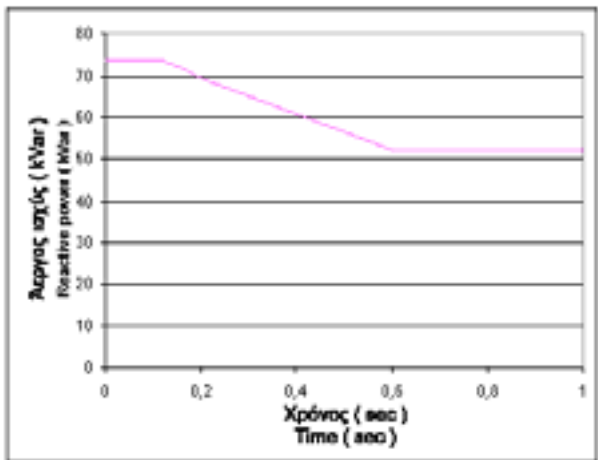
Σχήμα 17: α) Κυματομορφή φαινόμενης ισχύος δικτύου κατά τη διάρκεια μετάβασης από μία μόνιμη κατάσταση λειτουργίας σε μία άλλη.

β) Κυματομορφή φαινόμενης ισχύος αντιστροφέα κατά την διάρκεια μετάβασης από μία μόνιμη κατάσταση λειτουργίας σε μία άλλη.

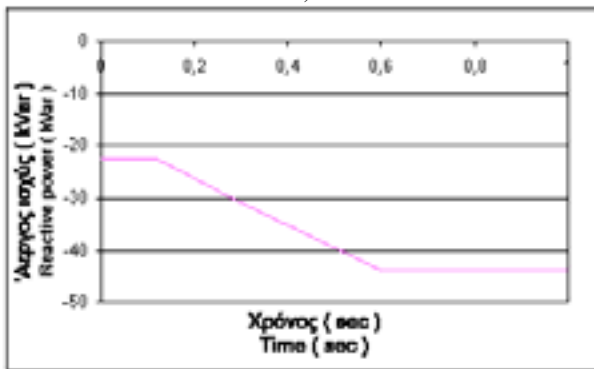
Figure 17: a) Grid complex power waveform during transition from one steady state to another;

β) Inverter complex power waveform during transition from one steady state to another.





α)



β)

Σχήμα 18: α) Κυματομορφή άεργου ισχύος δικτύου κατά τη διάρκεια μετάβασης από μία μόνιμη κατάσταση λειτουργίας σε μία άλλη,

β) Κυματομορφή άεργου ισχύος αντιστροφεία κατά τη διάρκεια μετάβασης από μία μόνιμη κατάσταση λειτουργίας σε μία άλλη.

Figure 18: a) Grid reactive power waveform during transition from one steady state to another;

β) Inverter reactive power waveform during transition from one steady state to another.

## 8. ΣΥΜΠΕΡΑΣΜΑΤΑ

Για την προσομοίωση στον υπολογιστή έγινε όχι μόνον η χρήση και η απλοποίηση των εργαλείων του λογισμικού πακέτου της OrCad family αλλά και η επέκτασή τους, ώστε να βελτιωθεί η προσομοίωση και η ταχύτητα του υπολογιστή. Από τη θεωρητική μελέτη του συστήματος και με βάση την ισχύ του δικτύου, αλλά και τη μεταφερόμενη ισχύ μέσω του αντιστροφεία γίνεται η επιλογή των στοιχείων του και των φίλτρων εξόδου. Επίσης, από την εξέταση της συμπεριφοράς του συστήματος για τον έλεγχο της άεργου ισχύος από τον αντιστροφεία προς το δίκτυο λαμβάνοντας υπόψη της ανάγκες του φορτίου και τα όρια λειτουργίας του αντιστροφεία εξάγεται το συμπέρασμα ότι μπορεί να λάβει χώρα βελτίωση του συντελεστή ισχύος ( $\cos\phi$ ) του δικτύου. Από τη

διερεύνηση του συστήματος αποδεικνύεται ότι η ισχύς βραχυκύκλωσης του δικτύου στο σημείο σύνδεσης επηρεάζει σε σημαντικό βαθμό τις εμφανιζόμενες ταλαντώσεις καθώς επίσης και τις ανώτερες αρμονικές των ηλεκτρικών μεγεθών. Με τη βοήθεια των κυκλωμάτων που αναπτύχθηκαν μπορεί να εξεταστεί ένα οποιοδήποτε παρόμοιο σύστημα ανεξάρτητα από το μέγεθος και το είδος του φορτίου καθώς και για οποιαδήποτε τιμή της ανανεώσιμης πηγής ενέργειας.

## 9. ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

1. M. Michel, "Lestungselektronik" Springer-Verlag 2003.
2. M. Stiebler, "Stromerzeugung aus Windkraftanlagen" Skript 1234L282.
3. I. Schiemenz, M. Stiebler, "Maximum Power Point Tracking of a Wind Energy system With Permanent-Magnet Synchronous Generator" Proc. ICEM2000 Helsinki.
4. O. Okla, M. Stiebler, "Dimensionierung und Test eines Windenergiesystems mit getrennter Einstellung von Wirk- und Blindleistung für Inselnetzanwendungen" DEWEK'96 Wilhelmshaven, Tagungsband S. 256-259.
5. J. Carstens, J. Liersch, M. Stiebler, "Digitale Simulation eines dynamischen WKA- und Verbundnetzmodells zur Ermittlung von Netzrückwirkungen" DEWEK'96 Wilhelmshaven, Tagungsband S. 369-372.
6. J. H. Carstens, M. Stiebler, "Einsatz von UPCS mit Akkumulator in Verbindung mit einer Windkraftanlage" DEWEK 2000, Wilhelmshaven, Tagungsband S. 323-327.
7. I. Schiemenez, M. Stiebler, "Maximum Power Point Tracking of a Wind Energy System with Permanent-Magnet Synchronous Generator" Proc. ICEM2000 Helsinki.
8. Yi li, "Regelung und Wirkungsgradmessung einer Netzeinspeisungsanlage zur Windenergienutzung", Diss. T.U Berlin, 1995, Vol. 2, p. 1083-1086.
9. H. Huang, L. Chang, "Energy-Flow Control of Grid-Connected IGBT Inverters for Wind Energy Extraction", IEEE 2000 Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering ( CCECE 2000 ), Conference Proceedings, Volume 1, pp. 535 - 539.
10. H. Huang, L. Chang, "A New DC Link Voltage Boost Scheme of IGBT Inverters for Wind Energy Extraction", IEEE 2000 Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering ( CCECE 2000 ), Conference Proceedings, Volume 1, pp. 540 - 544.
11. J. Svensson, "Synchronisation methods for grid-connected voltage source converters", IEE Proc. - Gener. Transm. Distrib., Vol. 148, No 3, May 2001, pp. 229 - 235.
12. G. Saccomando, J. Svensson, "Transient Operation of Grid - connected Voltage Source Converter Under Unbalanced Voltage conditions".
13. I. J. Iglesias, L. Garcva-Tabarıs, M. Laföz, J. Calero, S. Portillo, I. Cruz, F. Toral, P. Abramian, "A Flywheel Switched Reluctance Motor Drive for Wind Energy Applications", ICEM2002 Conference Proceedings.
14. Ramvrez, C. Vezanzones, F. Blazquez, M. Laföz, J. R. Arribas, "High performance Regulation System for Small Wind Power Plant with Direct Drive Squirrel Cage Induction Generator and Stall Wind Turbine", ICEM2002 Conference Proceedings.
15. G. Gonzalez Rodrguez, M. Burgos Payan, C. Izquierdo Mitchell, "Improving Soft-Starting of Induction Generators", ICEM2002 Conference Proceedings.
16. Z. Chen, E. Spooner, "Grid power quality with variable speed wind turbines", IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 16, No. 2, June 2001, pp. 148-154.
17. J. L. Rodriguez-Amenedo, S. Arnalte, J. C. Burgos, "Automatic generation control of a wind farm with variable speed wind turbines",

IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 17, No. 2, June 2002, pp. 279-284.

18. N. Mohan, "**Power Electronics: Computer Simulation, Analysis,**

**and Education Using PSpice ( Release 9 )"**.

19. **Capture User's Guide.**

20. **PSpice User's Guide.**

---

**Γ. Α. Αδαμίδης,**

Επίκουρος Καθηγητής, Δημοκρίτειο Πανεπιστήμιο Θράκης, Τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών.

**Α. Θ. Θεοδορίδης,**

Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών.

Extended summary

# Computer-Assisted Study of the Function of an Inverter-Grid System for Reactive Power Control

G. A. ADAMIDIS

Assistant Professor D.U.TH.

A. T. THEODORIDIS

Electrical and Computer Engineer

## Abstract

*In this study the connection mode of a dc power source to a strong grid through an inverter investigated. The amplitude and the frequency of the inverter's output voltage is regulated with the help of its driving circuits. A theoretical analysis of the system including the power source, the inverter and its driving circuit, the grid, the load and the control circuit performed is. Additionally, the mathematical model of the inverter and the control circuit was developed, taking into account the connection coils and the load. The system was simulated with the aid of OrCad family software and the results concerning the reactive power control are presented.*

## 1. INTRODUCTION

In many cases, in power systems, the use of an inverter which connects a constant voltage or current source to a grid is necessary. In wind farms, for example, the three-phase voltage obtained at the wind generator's output is rectified and then, inverted in order to be connected to the grid at a constant voltage and frequency level. Additionally, when electrical power is produced from a photovoltaic park, the dc voltage is inverted for feeding the grid or a specific load. In figure 1, a system including the wind generator, the rectifier, the DC-DC converter, the inverter, the transformer and the grid is illustrated. Since the voltage level at the output of the rectifier is not stable due to voltage changes at the wind generator's output, a dc-dc converter is used so that the voltage at the inverter's input is constant.

In this paper, the operation as well as the control of an inverter supplied by a constant voltage source and connected to the grid are examined (figure 2). With the appropriate regulation of the inverter, it is possible to adjust the power exchange between the voltage source and the grid. Connection coils  $L_k$  are connected between the inverter and the grid. In order to avoid unwanted power pulses, the inverter has to be synchronized with the grid's frequency, i.e. the frequency of the basic harmonic of the inverter output

voltage has to be equal to the grid frequency.

## 2. FUNCTION MODES OF THE SYSTEM

If the three voltages of the grid are symmetrical and the inverter is developed and regulated symmetrically, then the three-phase circuit illustrated in figure 2 can be examined with the aid of the single-phase equivalent circuit of figure 3, where  $V_{inv}$  is the basic harmonic of the inverter's output voltage and  $V_n$  is the grid voltage [1].

This circuit can be analyzed with the aid of complex numbers and the vector diagram of the voltages can be illustrated in the complex plane.

The amplitude and the phase of the grid voltage are considered constant and this voltage is regarded as the reference voltage. The angle between the grid voltage and the reference axis is zero. The complex expression of the grid and inverter voltages are, given by eq. (3.1) and eq. (3.2), respectively, where  $\beta$  is the phase difference between these two voltages.

The impedance of the connection coil is given by eq. (3.3). Under a steady state system, it is valid that  $R_k \ll X_k$ . Thus, the impedance can also be given by eq. (3.4).

The amplitude of the inverter voltage can be expressed as a function of the amplitude of the grid voltage with the help of parameter  $\lambda$ , so that eq. (3.5) holds. In practice [1] the variation limits of parameters  $\beta$  and  $\lambda$  are  $-12^\circ \leq \beta \leq 12^\circ$  and  $0.8 \leq \lambda \leq 1.2$ .

After applying Kirchoff's law to the loop of figure 3, the current flowing from the inverter to the grid can be calculated, eq. (3.9).

The complex power transmitted through the inverter to the grid is given by eq. (3.10), where,  $V_{n, rms}$  is the rms value of the grid's phase voltage,  $I_{rms}$  is the rms value of the current,  $V_{n, p, rms}$  is the rms value of the grid's polar voltage. The complex short-circuit power of the grid at the connection point  $S_{ref}$  is given by eq. (3.13) and as a result the

active and reactive power can be given by eq. (3.14) and eq. (3.15), respectively.

According to the values of parameters  $\beta$  and  $\lambda$ , four cases are distinguished which correspond to the four different function modes of the system. For the studied case, only two of the function modes are examined since the active power is transferred from the inverter to the grid.

• **1<sup>st</sup> function mode :  $0^\circ < \beta \leq 12^\circ$  and  $0.8 \leq \lambda \leq 1$**

The grid's voltage follows the inverter's voltage and the amplitude of the grid's voltage is bigger than the amplitude of the inverter's voltage. Both the current vector and the inverter voltage vector belong to the first quadrant. From eq. (3.14) and eq. (3.15), it is evident that the active power is positive while the reactive power is negative. Thus, the grid's behaviour is ohmic-capacitive and the inverter produces both active and inductive reactive power. The vector diagram of the voltages, the currents and the powers is illustrated in figure 4.

• **2<sup>nd</sup> function mode :  $0^\circ < \beta \leq 12^\circ$  and  $1 < \lambda \leq 1.2$**

The grid voltage follows the inverter voltage and the amplitude of the grid voltage is smaller than the amplitude of the inverter voltage. The current vector belongs to the fourth quadrant while the inverter voltage vector belongs to the first quadrant. From eq. (3.14) and eq. (3.15) it is evident that both the active and reactive power are positive. Thus, the grid's behaviour is ohmic-inductive and the inverter produces both active and capacitive reactive power. The vector diagram of the voltages, the currents and the powers is illustrated in figure 5.

### 3. POWER REGULATION OF THE VOLTAGE SOURCE INVERTER CONNECTED TO A STRONG GRID

The regulation of the inverter power can be carried out by changing the value of either the inverter voltage amplitude or its phase. This means that the power control can be achieved by regulating the values of parameters  $\lambda$  and  $\beta$ . These values can change when the angle  $\varphi$  between the grid's voltage and the current changes while the amplitude of the current is kept constant, figure 6a. For a small connection coil, the variation of the values of parameters  $\beta$  and  $\lambda$  is slight, figure 6b. When angle  $\varphi$  varies from 0 to 360, the vector of the voltage  $\Delta V$  at the edges of the connection coil rotates round the end of the vector of the grid's voltage forming a full circle, figure 7.

From figure 8, it is obvious that both the active and reactive power are affected by the change of parameters  $\beta$  and  $\lambda$ . However, the conclusion that the reactive power is affected mainly by the change of parameter  $\lambda$  while the active power is affected mainly by the change of parameter  $\beta$  can be derived when examining the aforementioned figure.

## 4. MATHEMATICAL MODEL OF THE POWER CONTROL LOOP

From eq. (3.14) and eq. (3.15), it is evident that the active and reactive power are two parameter functions. These two parameters ( $\lambda$  and  $\beta$ ) change each other independently. With the use of partial derivatives, eq. (5.1) and eq. (5.2) are obtained. Taking into account eq. (3.14), eq. (3.15), eq. (5.1) and eq. (5.2), eq. (5.3) and eq. (5.4) can be derived. The last two equations can obtain a matrix form, eq. (5.5).

The control's objective is to adjust parameters  $\beta$  and  $\lambda$  so that, according to the system's requirements, the flow of the desired amount of active and reactive power is achieved. Parameter  $\lambda$  can be controlled by the magnitude modulation factor  $m_a$  when the SPWM (sinusoidal pulse width modulation) technique is used for the triggering of the inverter's semiconductor elements. This factor is given by eq. (5.6), where  $\hat{V}_{\text{control}}$  is the amplitude of the sinusoidal waveform and  $\hat{V}_{\text{tri}}$  is the amplitude of the triangular waveform used for the implementation of the SPWM technique. Parameter  $\beta$  is related to the time instant at which the inverter's semiconductor elements are triggered and corresponds to the phase difference between the grid's voltage and the basic harmonic of the inverter output voltage.

In order to achieve the power control, it is necessary to find the inverse matrix of the central matrix of eq. (5.5). As a result, eq. (5.7) is derived. In figure 9, the power control loop of the system is illustrated in block diagrams. The control is based on the comparison between the desired values of both the active and reactive power and their actual values. As long as the difference between desired and actual values is zero, parameters  $\lambda$  and  $\beta$  do not change. However, when the aforementioned difference is not zero, parameters  $\lambda$  and  $\beta$  change according to eq. (5.7) until the existing values of P and Q are equal to their corresponding desired values.

## 5. COMPUTER SIMULATION OF THE SYSTEM

For the calculation of the existing values of active and reactive power, it is necessary to calculate the existing values of parameters  $\lambda$  and  $\beta$ . Thus, the existing grid voltage is compared to the existing basic harmonic of the inverter voltage which is obtained after filtering the inverter output voltage.

The three-phase grid voltage and the three-phase inverter output voltage are transformed into a two-axis system. There is a transition from the abc system to the  $\alpha\beta$  system. The equations that are valid for this modified Park transformation are given by eq. (6.1) and eq. (6.2). The amplitude and the phase of the grid's voltage vector and the inverter's voltage vector are calculated with the help of the corresponding

components  $u_\alpha$  and  $u_\beta$ . The expression  $(u_\alpha^2 + u_\beta^2)^{1/2}$  gives respectively the values of the amplitude of the inverter and the grid voltage. The ratio of the inverter voltage amplitude to the grid voltage amplitude is equal to the existing value of parameter  $\lambda$ . The expression  $\arctan(u_\beta/u_\alpha)$  gives respectively the values of the angle between the components  $u_\alpha$  and  $u_\beta$  for the inverter and the grid voltage. Every time instant, the difference between the angle which corresponds to the components of the inverter voltage and the angle which corresponds to the components of the grid voltage gives the phase difference between these two voltages. This phase difference is equal to the existing value of parameter  $\beta$ .

The existing values of parameters  $\beta$  and  $\lambda$  are used for the calculation of the existing values of the active and reactive power according to eq. (3.14) and eq. (3.15). The difference between the desired value and the actual value calculated for the active and reactive power gives  $dP$  and  $dQ$ , respectively. According to eq. (5.7), a change of  $dP$  and  $dQ$  corresponds to a change of  $d\lambda$  and  $d\beta$ . The sums of the existing values of parameters  $\lambda$  and  $\beta$  and their corresponding changes  $d\lambda$  and  $d\beta$  ( $\lambda' = \lambda + d\lambda$  and  $\beta' = \beta + d\beta$ ) give the new pair of values of the parameters.

Every new value of parameter  $\lambda$  corresponds to a new value of the amplitude of the basic harmonic of the inverter's output voltage, since  $V_{inv} = \lambda V_n$  ( $V_n$  is constant). Every new value of this voltage corresponds to a new value of  $m_a$ , since  $m_a = 1.633 V_{inv} / V_d$  ( $V_d$ , the inverter's input voltage, is constant). Every new value of  $m_a$  corresponds to a new value of the amplitude of the sinusoidal waveform (the control signal), since  $\hat{V}_{control} = m_a \hat{V}_{tri}$  ( $\hat{V}_{tri}$  is constant). Respectively, every new value of parameter  $\beta$  corresponds to a new value of the phase of the aforementioned sinusoidal waveform.

In figure 10, the circuit used for the computer simulation of the aforementioned expressions is illustrated.

Substantially, the sinusoidal voltage source  $V_{control}$  used for the triggering of the inverter's semiconductor elements is a source with variable amplitude and variable phase. The value of the amplitude and the phase are the final outputs of the control loop.

The calculation of new values for parameters  $\lambda$  and  $\beta$  continues until the existing values of active and reactive power are equal to their corresponding desired values.

In figure 11, the circuit used for the computer simulation of the whole system including the inverter with its driving circuit, the load, the grid and the reactive power control loop for the improvement of the grid's power factor ( $\cos\phi$ ), is illustrated.

## 6. SIMULATION RESULTS

In figure 12, the circuit used for the computer simulation of the system including the inverter, the load (ohmic-capacitive,  $\cos\phi=0.95$ ) and the grid is illustrated.

In this case the first function mode of the system was simulated.

In figure 13, the phase voltage of the grid  $V_n$ , the output phase voltage of the inverter  $V_{inv}$  and the basic harmonic of the inverter's output voltage are illustrated.

In figure 14, the current of the grid  $I_n$ , of the inverter  $I_{inv}$  and of the load  $I_L$  are illustrated.

In figure 15, the active power of the grid  $P_n$ , of the inverter  $P_{inv}$  and of the load  $P_L$  are illustrated.

In figure 16, the reactive power of the grid  $Q_n$ , of the inverter  $Q_{inv}$  and of the load  $Q_L$  are illustrated.

In figure 17, the variations of the complex power of the grid  $S_n$  and of the inverter  $S_{inv}$  during the transition from one initial steady state to another are illustrated. The load is ohmic-inductive.

In figure 18, the variations of the reactive power of the grid  $Q_n$  and of the inverter  $Q_{inv}$  during the transition from one initial steady state to another are illustrated. The load is ohmic-inductive.

## 7. CONCLUSIONS

The components and the models of the OrCad family software were not merely used, but were also expanded in order to improve the simulation and the computer's speed. The correct selection of the system's elements was carried out with the help of the computer, and then, the system's behaviour was analyzed for the control of the reactive power transmitted through the inverter to the grid while taking into account the load's requirements.

It is obvious that with such a system the grid power factor ( $\cos\phi$ ) can be increased. The grid's short-circuit complex power at the connection point is significant as far as the oscillations and the electrical elements are concerned. With the aid of the circuits developed, any other similar system can be examined, regardless of the kind of load and the value of the renewable power source.

---

**G. A. Adamidis,**

Assistant Professor, Democritus University of Thrace, School of Electrical and Computer Engineering.

**A. T. Theodoridis,**

Electrical and Computer Engineer.