



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

**Έλεγχος Αντιστροφών Ισχύος Μονάδων Διανεμημένης
Παραγωγής που συνδέονται στο Δίκτυο**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Φώτιος Ν. Γάκης

Επιβλέπων : Σταύρος Παπαθανασίου
ΛΕΚΤΟΡΑΣ Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2005



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

**Έλεγχος Αντιστροφών Ισχύος Μονάδων Διανεμημένης
Παραγωγής που συνδέονται στο Δίκτυο**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Φώτιος Ν. Γάκης

Επιβλέπων : Σταύρος Παπαθανασίου
ΛΕΚΤΟΡΑΣ Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή

.....
ΣΤΑΥΡΟΣ
ΠΑΠΑΘΑΝΑΣΙΟΥ
ΛΕΚΤΟΡΑΣ Ε.Μ.Π.

.....
ΑΝΤΩΝΙΟΣ
ΚΛΑΔΑΣ
ΑΝ. ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ Ε.Μ.Π.

.....
ΣΤΕΦΑΝΟΣ
ΜΑΝΙΑΣ
ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2005

.....

ΦΩΤΙΟΣ Ν. ΓΑΚΗΣ

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © ΦΩΤΙΟΣ Ν. ΓΑΚΗΣ, 2005

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

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

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

Περίληψη

Στη διπλωματική εργασία εξετάζεται ένας τρόπος ελέγχου της ισχύος που μεταφέρει ένας τριφασικός μετατροπέας DC/AC τύπου ‘πηγής τάσης’ από μια πηγή σε ένα δίκτυο. Συγκεκριμένα η ισχύς ελέγχεται με τη ρύθμιση του ρεύματος του μετατροπέα. Το σύστημα ελέγχου συγκρίνει τα ρεύματα που εγχύονται στο δίκτυο με τα ρεύματα αναφοράς και χρησιμοποιώντας είτε τη μέθοδο της υστέρησης είτε την τεχνική σύγκρισης ράμπας, διαμορφώνει τους παλμούς των ημιαγωγικών διακοπών. Οι δύο μέθοδοι περιγράφονται αναλυτικά και συγκρίνονται. Τα ρεύματα αναφοράς πρέπει να έχουν τη συχνότητα της τάσης του δικτύου ενώ το πλάτος και η φάση τους πρέπει να επιλέγονται έτσι ώστε η λειτουργία του μετατροπέα να γίνεται με τον επιθυμητό συντελεστή ισχύος και την επιθυμητή DC τάση. Έτσι, εκτός από το σύστημα που διαμορφώνει τους παλμούς των ημιαγωγικών διακοπών χρησιμοποιείται και ένα σύστημα που διαμορφώνει τα χαρακτηριστικά των ρευμάτων αναφοράς. Στην εργασία προσομοιώσαμε τη λειτουργία των δύο αυτών συστημάτων και αξιολογήσαμε τα ρεύματα εξόδου του μετατροπέα.

Λέξεις κλειδιά: διανεμημένη παραγωγή, μετατροπέας DC/AC, έλεγχος ρεύματος, μέθοδος υστέρησης, τεχνική σύγκρισης ράμπας, φέρον σήμα, έλεγχος DC τάσης.

Abstract

This Diploma Thesis presents a method to control the power of a three-phase voltage-source converter DC/AC which connects a source to a grid. This method is called current control and compares the real currents with the reference currents to find the current errors. The current errors are used to modulate the pulses of the semiconductor switches. There are two types of current control, hysteresis current control and ramp comparison. Both are examined and compared. The reference currents need to synchronize with the voltages of the grid. Furthermore their magnitudes and their phases need to have certain values according to the desired operation of the converter. All these characteristics of the reference currents are regulated by a controller which has as input signals the DC-side voltage and the power factor. In the thesis, the controller and the modulation methods are simulated and the results of simulation are discussed in detail.

Key Words: distributed generation, voltage-source current-controlled converter DC/AC, current control, hysteresis current control, ramp comparison, carrier, DC voltage control

Πρόλογος

Η διπλωματική εργασία γράφτηκε χάρις την άψογη συνεργασία που είχα με τον κύριο Σταύρο Παπαθανασίου, λέκτορα του ΕΜΠ, τον οποίο ευχαριστώ τόσο για τις γνώσεις που μου παρείχε όσο και για τους προβληματισμούς που μου δημιούργησε. Μετά από μια δμηνη προσπάθεια προέκυψε ένα κείμενο που περιέχει μεταξύ άλλων, πρωτότυπες ιδέες και παρατηρήσεις οι οποίες αναδεικνύουν όχι μόνο τη βιβλιογραφική αναζήτηση άλλα και τη φαντασία του συγγραφέα.

Το κείμενο που γράφτηκε έχει συνοχή από την αρχή μέχρι το τέλος, οπότε δεν ενδείκνυται η αποσπασματική του ανάγνωση. Αν και το μέγεθος δεν είναι κριτήριο επιτυχημένης δουλειάς, αξίζει να απαριθμήσουμε τα στοιχεία που συνθέτουν τη διπλωματική εργασία : 4 κεφάλαια, 137 σχέσεις, 107 σχήματα, 19 πίνακες, 14 αποδείξεις και 23 αναφορές. Το πρόγραμμα που χρησιμοποιήθηκε ήταν το Matlab/Simulink αλλά αξιοσημείωτο είναι ότι δεν χρησιμοποιήθηκαν έτοιμα εργαλεία του προγράμματος και το μοντέλο της προσομοίωσης χτίστηκε από απλές μαθηματικές σχέσεις. Έτσι διασφαλίσαμε την ορθότητα των αποτελεσμάτων.

Αν και οι επεξηγήσεις που έχουν γίνει είναι πλήρεις, θα βοηθούσε αν ο αναγνώστης είχε στοιχειώδεις γνώσεις από συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας, ηλεκτρονικά ισχύος, δίκτυα διανομής, συστήματα αυτομάτου ελέγχου και θεωρία σημάτων.

Κατά τη γνώμη μου υπάρχουν προοπτικές συνέχισης της διπλωματικής εργασίας αφού ορισμένα θέματα επιδέχονται και περισσότερη μελέτη που μπορεί να γίνει στα πλαίσια μιας διδακτορικής διατριβής. Επίσης εκτός από την θεωρητική προσέγγιση και την προσομοίωση η εργασία επιδέχεται και πειραματική επαλήθευση.

Πέρα από την επικοδομητική συνεργασία που είχα με τον επιβλέπων κ. Παπαθανασίου, η διπλωματική αυτή εργασία είναι αποτέλεσμα της άρτιας και ολοκληρωμένης μόρφωσης που μου παρείχε το Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο τα πέντε χρόνια της φοίτησης μου. Και γι' αυτό το λόγο θέλω να ευχαριστήσω τους καθηγητές μου τόσο για τις γνώσεις όσο και για την κουλτούρα του μηχανικού που απέκτησα.

Αθήνα, Σεπτέμβριος 2005
Φώτιος Ν. Γάκης

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΠΙΝΑΚΑΣ ΣΥΜΒΟΛΩΝ	11
ΕΙΣΑΓΩΓΗ	
E.1 Μετατροπείς Ισχύος	15
E.2 Μετατροπείς DC/AC και εφαρμογές τους	15
E.3 Αντικείμενο της διπλωματικής εργασίας	18
E.4 Δομή της διπλωματικής εργασίας	19
1 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ DC-AC	
1.1 Ημιγέφυρα	21
1.2 Ρεύμα εισόδου και ισχύς τριφασικού μετατροπέα	23
1.3 Η αρχή λειτουργίας του τριφασικού μετατροπέα πηγής τάσης	24
1.4 PWM μετατροπείς	26
1.5 Μετατροπείς τετραγωνικού παλμού	29
1.6 Τριφασικός μετατροπέας πηγής τάσης που συνδέεται στο δίκτυο	32
1.6.1 Λειτουργία του μετατροπέα ως αντιστροφέα	33
1.6.2 Ισχύς κατά τη λειτουργία του μετατροπέα ως αντιστροφέα	34
1.7 Η σύνθετη αντίσταση προσαρμογής	36
1.8 Μοντελοποίηση του δικτύου	36
1.9 Οι φασικές τάσεις μετατροπέα που συνδέεται στο δίκτυο	37
1.10 Η επίδραση της στάθμης βραχυκύκλωσης στην αρμονική παραμόρφωση	39
1.11 Μέτρηση της ισχύος	40
2 ΕΛΕΓΧΟΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ	
2.1 Ανάλυση στο ακίνητο πλαίσιο dq0	45
2.2 Ανάλυση στο στρεφόμενο πλαίσιο dq0	47
2.3 Ισχύς εκφρασμένη στο dq πλαίσιο	50
2.4 Ρεύμα φορτίου σταθερής ισχύος	51
2.5 Συγχρονισμός πλαισίου αναφοράς – συστήματος τάσεων	51
2.5.1 Αποδιαμόρφωση με χρήση ανιχνευτή μηδενισμών	52
2.5.2 Υλοποίηση της μεθόδου ‘zero – crossing detection’ με το Simulink	54
2.6 Ρύθμιση της ισχύος με έλεγχο τάσης	57
2.7 Ρύθμιση της ισχύος με έλεγχο ρεύματος	57
2.8 Έλεγχος ρεύματος με τη μέθοδο της υστέρησης	60
2.9 Έλεγχος ρεύματος με τη μέθοδο της τεχνικής σύγκρισης ράμπας	67
2.9.1 ΠΙ έλεγχος	71
2.9.2 Σχεδίαση και ανάλυση του συστήματος ελέγχου στο πεδίο Laplace	74
2.9.3 Το κέρδος k_d του μετατροπέα	76
2.9.4 Τα κέρδη K_p , K_i του ελεγκτή	78
2.10 Σύγκριση του ελέγχου υστέρησης με την τεχνική σύγκρισης ράμπας	83

3 ΕΛΕΓΧΟΣ ΙΣΧΥΟΣ

3.1 Μετατροπéας που συνδέεται σε 'άπειρο' δίκτυο και λειτουργεί με Σ.Ι. μοναδιαίο, επαγωγικό και χωρητικό	89
3.2 Μετατροπéας που συνδέεται σε 'άπειρο' δίκτυο και λειτουργεί με Υπερδιαμόρφωση	95
3.3 Μετατροπéας που συνδέεται σε 'άπειρο' μη συμμετρικό δίκτυο	98
3.4 Μετατροπéας που συνδέεται σε 'άπειρο' δίκτυο με μεταβλητή συχνότητα	107
3.5 Μετατροπéας που συνδέεται σε 'άπειρο' δίκτυο με αρμονική παραμόρφωση	111
3.6 Μετατροπéας που συνδέεται σε δίκτυο με μικρή ισχύ βραχυκύκλωσης	118
3.7 Βηματική μεταβολή της ενεργού και αέργου ισχύος του μετατροπέα	122
3.8 Βηματική μεταβολή της τάσης του δικτύου	124

4 ΕΛΕΓΧΟΣ DC ΤΑΣΗΣ

4.1 Βρόχος ελέγχου DC τάσης	130
4.2 Σχεδίαση και ανάλυση του συστήματος ελέγχου DC τάσης στο πεδίο Laplace	131
4.3 Τα κέρδη K_p , K_i του ελεγκτή	133
4.4 Η απόκριση του ελέγχου DC τάσης σε μεταβατικές καταστάσεις λειτουργίας	134
4.4.1 Βηματική μεταβολή της ισχύος της πηγής	134
4.4.2 Βηματική μεταβολή της DC τάσης αναφοράς	136
4.4.3 Βηματική μεταβολή της τάσης του δικτύου	137

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

Π.1 Υπολογισμοί με το Matlab	139
Π.1.1 Fourier ανάλυση του σήματος $x(t)$	139
Π.1.2 Απεικόνιση του φάσματος του σήματος $x(t)$	140
Π.1.3 THD το $x(t)$	140
Π.1.4 Ανάλυση του ρεύματος σε ακολουθίες	140
Π.1.5 Πολικό διάγραμμα τάσεων ασύμμετρου τριφασικού συστήματος	142
Π.2 Προσομοίωση με το Simulink	143
Π.2.1 Τριφασικός μετατροπέας PWM τύπου πηγής τάσης	143
Π.2.2 Μέθοδοι ελέγχου ρεύματος	144
Π.2.3 Αποδιαμορφωτής	145
Π.2.4 Έλεγχος DC τάσης	145

ΑΝΑΦΟΡΕΣ	147
----------	-----

ΠΙΝΑΚΑΣ ΚΥΡΙΟΤΕΡΩΝ ΣΥΜΒΟΛΩΝ

C	χωρητικότητα
D	δίοδος
f	συχνότητα
f_s	διακοπτική συχνότητα
h	ζώνη υστέρησης
h	τάξη αρμονικής
i_{dc}	συνεχές ρεύμα
i_a, i_b, i_c	φασικά ρεύματα
i_d, i_q, i_o	ρεύματα μετασχηματισμένα σε dq0 συνιστώσες
k_Δ	κέρδος αντιστοφεία
K_p	κέρδος P ελεγχτή
K_i	κέρδος I ελεγχτή
m_i	modulation index
n	ουδέτερος του φορτίου
o	μεσαία λήψη αντιστροφεία
pulse	παλμός ημιαγωγικού διακόπτη
P	στιγμιαία ισχύς
P_s	ισχύς DC πηγής
P_{dc}	μέση ισχύς εισόδου μετατροπεία DC-AC
P_{ac}	μέση ισχύς εξόδου μετατροπεία DC-AC
Q	άεργος ισχύς
R_f	ανά φάση ωμική αντίσταση φίλτρου
R_k	ανά φάση ισοδύναμη ωμική αντίσταση δικτύου
s	τελεστής Laplace
S	φαινόμενη ισχύς
S_k	ισχύς ή στάθμη βραχυκύκλωσης
t_Δ	blanking time
T	ημιαγωγικός διακόπτης
T_{dq0}	πίνακας μετασχηματισμού από abc σε dq0 συνιστώσες

U_{ao}, U_{bo}, U_{co}	τάσεις ως προς τη μεσαία λήψη του αντιστροφέα
U_{an}, U_{bn}, U_{cn}	φασικές τάσεις του αντιστροφέα
U_d, U_q, U_0	φασικές τάσεις του αντιστροφέα μετασχηματισμένες σε dq0 συνιστώσες
U_{ab}, U_{bc}, U_{ca}	πολικές τάσεις του αντιστροφέα
$U_{th_a}, U_{th_b}, U_{th_c}$	ισοδύναμες κατά Thevenin ΗΕΔ δικτύου
U_i	φασική τάση μιας εκ των τριων φάσεων του αντιστροφέα
U_g	φασική τάση μιας εκ των τριων φάσεων του δικτύου
U_{dc}	στιγμιαία τιμή DC τάσης
U_{Δ}	τριγωνικό σήμα
X_f	ανά φάση επαγωγική αντίδραση φίλτρου
X_k	ισοδύναμη ανά φάση επαγωγική αντίδραση δικτύου
Z_{base}	βάση αντίστασης
Z_f	ανά φάση σύνθετη αντίσταση φίλτρου
Z_k	ισοδύναμη ανά φάση σύνθετη αντίσταση δικτύου
δ	γωνία των phasor $\tilde{V}_i$ και $\tilde{V}_g$
ζ	σταθερά απόσβεσης
θ	γωνία dq πλαισίου
σ	συντελεστής απόσβεσης
φ	γωνία των phasor $\tilde{I}$ και $\tilde{V}_g$
ψ_k	γωνία της $\tilde{Z}_k$
ω	κυκλική συχνότητα του δικτύου
ω_{dq}	κυκλική συχνότητα του στρεφόμενου πλαισίου dq

ΓΕΝΙΚΟΙ ΣΥΜΒΟΛΙΣΜΟΙ

f	στιγμιαία τιμή
F	πλάτος
$\bar{f}$	μέση τιμή
f^*	μέγεθος αναφοράς
$\tilde{F}$	phasor του πλάτους του μεγέθους
f^s	μέγεθος μετασχηματισμένο στο ακίνητο πλαίσιο αναφοράς
F_N	ονομαστικό μέγεθος
F^{-1}	αντίστροφος πίνακας
F^T	ανάστροφος πίνακας

ΣΥΝΤΟΜΟΓΡΑΦΙΕΣ

EMC	Electro-Magnetic Compatibility
FFT	Fast Fourier Transform
IC	Integrated Circuit
PCC	Point of Common Coupling
PID	Proportional Integral Differential
PLL	Phase Locked Loop
p.u.	per unit
PWM	Pulse Width Modulation
RMS	Root Mean Square
SPWM	Sinusoidal Pulse Width Modulation
THD	Total Harmonic Distortion
VCO	Voltage Controlled Oscillator
VSC	Voltage Source Converter
VSI	Voltage Source Inverter

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Ε.1 Μετατροπείς Ισχύος

Οι μετατροπείς ισχύος είναι διατάξεις που μετατρέπουν την ηλεκτρική ισχύ από μια μορφή σε άλλη χρησιμοποιώντας ηλεκτρονικούς διακόπτες που κατασκευάζονται από ημιαγωγούς. Τέτοιοι μετατροπείς χρησιμοποιούνται πολύ συχνά, σε οικιακές και σε βιομηχανικές εφαρμογές. Το ευρύ φάσμα εφαρμογών των μετατροπέων, οδήγησε τα τελευταία χρόνια σε έρευνα και ανάπτυξη στην περιοχή των Ηλεκτρονικών Ισχύος, προκειμένου να κατασκευαστούν μετατροπείς με βελτιωμένα χαρακτηριστικά. Σήμερα οι μετατροπείς που κατασκευάζονται έχουν χαμηλότερες απώλειες, καλύτερη ποιότητα ισχύος, παρέχουν αυξημένες δυνατότητες ελέγχου, είναι οικονομικότεροι και διαθέσιμοι για εφαρμογές μεγάλης ισχύος. Στην κατασκευή νέων μετατροπέων και γενικά στην ανάπτυξη του κλάδου των Ηλεκτρονικών Ισχύος βοήθησαν δύο τεχνολογίες, η τεχνολογία των υλικών και η μικροηλεκτρονική. Με την πρόοδο στην τεχνολογία των υλικών δημιουργήθηκαν νέοι ημιαγωγοί διακόπτες με βελτιωμένες δυνατότητες, ενώ χάρη στη μικροηλεκτρονική υλοποιήθηκαν ελεγκτές, αναλογικοί ή ψηφιακοί, που ελέγχουν αποτελεσματικά τη ροή της ηλεκτρικής ισχύος. Μαζί με την πρόοδο στον κλάδο των Ηλεκτρονικών Ισχύος και άρα τη γενικευμένη χρήση των μετατροπέων ισχύος, δημιουργήθηκαν νέα πρότυπα και νέοι κανονισμοί για τη λειτουργία των μετατροπέων. Στα πρότυπα αυτά εναρμονίστηκαν οι κατασκευαστές, και έτσι σήμερα μπορούμε να πούμε ότι οι μετατροπείς, εκτός των άλλων πλεονεκτημάτων τους, είναι και συμβατοί με τα πρότυπα και ασφαλείς για το δίκτυο ή τον εξοπλισμό στον οποίο συνδέονται.

Ε.2 Μετατροπείς DC/AC και εφαρμογές τους

Συχνά χρησιμοποιούμενοι μετατροπείς είναι οι DC/AC μετατροπείς, οι οποίοι μεταφέρουν ισχύ από ένα σύστημα συνεχούς τάσης σε ένα σύστημα εναλλασσόμενης τάσης, δηλαδή λειτουργούν ως αντιστροφείς ('inverters'). Οι ίδιοι μετατροπείς μπορούν να λειτουργήσουν και με αντίστροφη ροή ισχύος και να μεταφέρουν ισχύ από το σύστημα εναλλασσόμενης τάσης στο σύστημα συνεχούς τάσης. Σ' αυτή την περίπτωση ονομάζονται ανορθωτές ('rectifiers'). Μπορούμε να συνδέσουμε τις DC πλευρές δύο τέτοιων μετατροπέων και να μεταφέρουμε ισχύ από ένα εναλλασσόμενο σύστημα σε άλλο, διαφορετικής συχνότητας και τάσης, λειτουργώντας τον ένα μετατροπέα ως αντιστροφέα και τον άλλο ως ανορθωτή. Έτσι, ο μετατροπέας DC/AC μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε ένα πλήθος εφαρμογών και να αντικαταστήσει με επιτυχία τη λειτουργία άλλων ηλεκτρονικών διατάξεων ισχύος, όπως του ανορθωτή διόδων ή θυρίστορ και του κυκλομετατροπέα AC/AC.

Σε αρκετές εφαρμογές συναντάμε τον μετατροπέα DC/AC συνδεδεμένο σε δίκτυο. Οι λειτουργίες που μπορεί να κάνει ένας μετατροπέας όταν συνδεθεί στο δίκτυο είναι οι παρακάτω:

Μεταφορά ισχύος προς το δίκτυο: Η λειτουργία αυτή γίνεται όταν θέλουμε να συνδέσουμε στο δίκτυο μια διάταξη παραγωγής ή κατά την αναγεννητική πέδηση συστημάτων ηλεκτρικής κίνησης. Η ισχύς που μεταφέρεται στο δίκτυο, μπορεί να προέρχεται απευθείας από μια DC πηγή, από έναν μετατροπέα DC/DC που συνδέεται σε μια DC πηγή ή από έναν μετατροπέα AC/DC και που συνδέεται σε μια AC πηγή (Σχήμα 1). Ο ρόλος του μετατροπέα είναι να μεταφέρει προς το δίκτυο την ισχύ της πηγής και να παράγει ή να απορροφά από το δίκτυο άεργο ισχύ, δηλαδή να ρυθμίζει το συντελεστή ισχύος στην πλευρά του δικτύου. Σε πολλές περιπτώσεις ο μετατροπέας λειτουργεί και ως ανορθωτής, μεταφέροντας ισχύ από το δίκτυο προς την πηγή (όπως στην περίπτωση των αντιστροφικών μπαταριών).

Μιας ιδιαίτερης σημασίας εφαρμογή του αντιστροφέα DC/AC είναι η σύνδεση στο δίκτυο μονάδων διεσπαρμένης παραγωγής, δηλαδή παραγωγής που προέρχεται από μονάδες μικρής ισχύος. Ένας τέτοιος μετατροπέας συνδέει στο δίκτυο φωτοβολταϊκά στοιχεία ή fuel cell, δηλαδή μονάδες που έχουν DC τάση εξόδου, αλλά και μονάδες με AC τάση εξόδου οι οποίες δεν μπορούν να συνδεθούν απευθείας στο δίκτυο γιατί είτε παράγουν τάση μεταβλητής συχνότητας, όπως οι ανεμογεννήτριες, είτε παράγουν τάση υψηλής συχνότητας, όπως οι μικροτουρμπίνες.

Μεταφορά ισχύος από το δίκτυο: Αν στην πλευρά DC του μετατροπέα του δικτύου συνδέεται δεύτερος μετατροπέας DC/AC, η διάταξη μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την οδήγηση κινητήρα εναλλασσομένου ρεύματος (Σχήμα 2). Ο μετατροπέας του δικτύου ονομάζεται ‘front-end’ και λειτουργεί ως ανορθωτής. Ωστόσο κατά την πέδηση του κινητήρα επανακτάται ενέργεια, οπότε η ροή ισχύος αντιστρέφεται και ο μετατροπέας του δικτύου λειτουργεί ως αντιστροφέας, δίνοντας ισχύ στο δίκτυο [1]. Αν ο μετατροπέας του δικτύου δεν μπορούσε να λειτουργήσει και κατά τις δύο φορές, (π.χ. ένας απλός ανορθωτής διόδων), τότε η ενέργεια που επανακτήθηκε κατά την πέδηση του κινητήρα δε θα μπορούσε να επιστρέψει στο δίκτυο.

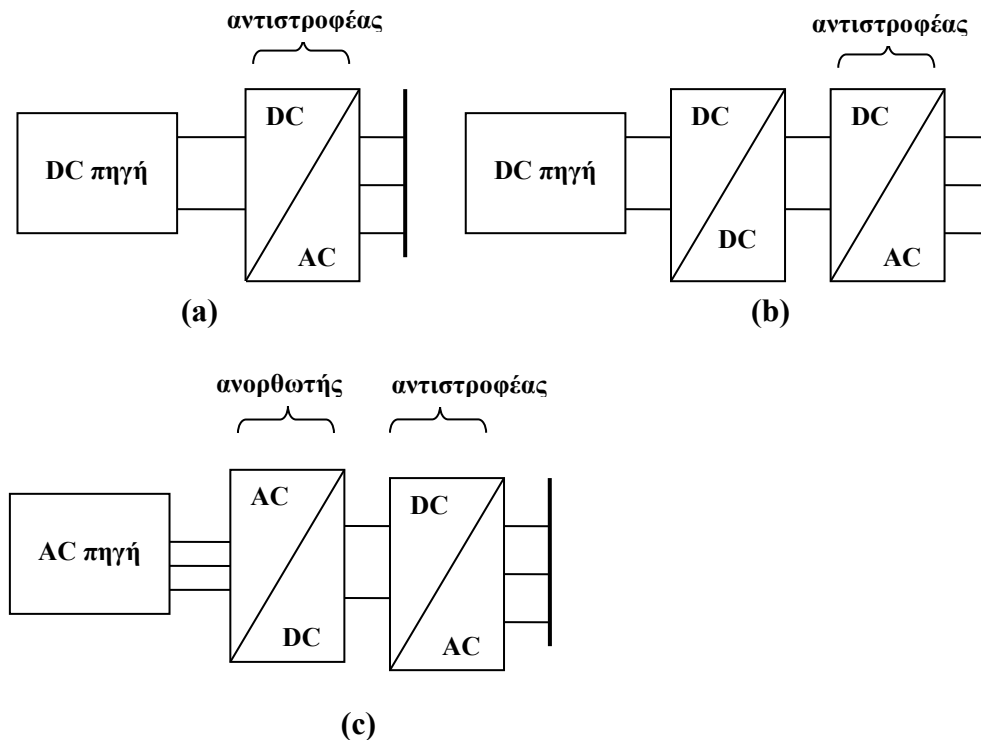
Ο μετατροπέας DC/AC μπορεί να χρησιμοποιηθεί επίσης και για τη μεταφορά ισχύος σε συστήματα αποθήκευσης, δηλαδή για τη φόρτιση συσσωρευτών, ή για τη μεταφορά ισχύος από γραμμές υψηλούς συνεχούς τάσης (‘HVDC’).

Καταστολή των αρμονικών του ρεύματος και διόρθωση των διαταραχών της τάσης: Ο μετατροπέας λειτουργεί σαν ενεργό φίλτρο, δηλαδή εγχύει στο δίκτυο αρμονικά ρεύματα ίσου πλάτους αλλά με διαφορά 180^0 με τα αρμονικά ρεύματα του δικτύου. Η λειτουργία αυτή επιτυγχάνεται με τον μετατροπέα να λειτουργεί παράλληλα προς το δίκτυο (Σχήμα 3(a)). Αν ο μετατροπέας λειτουργεί σε σειρά με το δίκτυο τότε μπορεί να διορθώσει και διαταραχές της τάσης, όπως βυθίσεις (Σχήμα 3(b)). Τα ενεργά φίλτρα εκτός των άλλων μπορούν να διορθώσουν ασυμμετρίες στην τάση και στο ρεύμα και βέβαια το συντελεστή ισχύος του δικτύου [2].

Οι μετατροπείς DC/AC λειτουργώντας σαν ενεργά φίλτρα διορθώνουν τα προβλήματα που άλλοι μετατροπείς ή γενικά άλλα μη γραμμικά φορτία δημιούργησαν. Μαζί με τα παθητικά φίλτρα καταστέλλουν τις αρμονικές και αποτρέπουν τα διάφορα προβλήματα που αυτές συνεπάγονται (απώλειες ισχύος, υπερθέρμανση στα τυλίγματα των μηχανών και σε ουδέτερους αγωγούς, παρενοχλήσεις σε τηλεπικοινωνιακούς αγωγούς, θόρυβο σε κυκλώματα ελέγχου κλπ.).

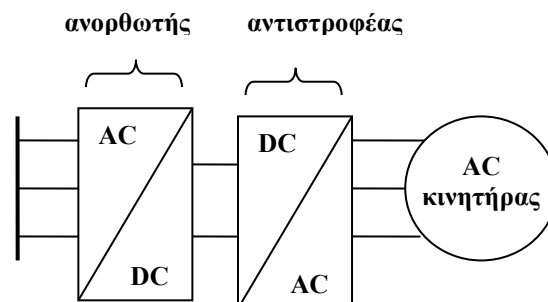
Διόρθωση του συντελεστή ισχύος: Η διόρθωση του συντελεστή ισχύος μπορεί να γίνει παράλληλα με όλες τις παραπάνω λειτουργίες αλλά και μόνη της με τα συστήματα αντιστάθμισης αέργου ισχύος ('STATCOM'). Ο μετατροπέας συνδέεται παράλληλα με το δίκτυο και παράγει ή απορροφά μόνο άεργο ισχύ [3].

Με τα συστήματα αντιστάθμισης της αέργου ισχύος γίνεται οικονομικότερη αξιοποίηση των γραμμών μεταφοράς καθώς μεταφέρεται περισσότερη ενεργός ισχύς.

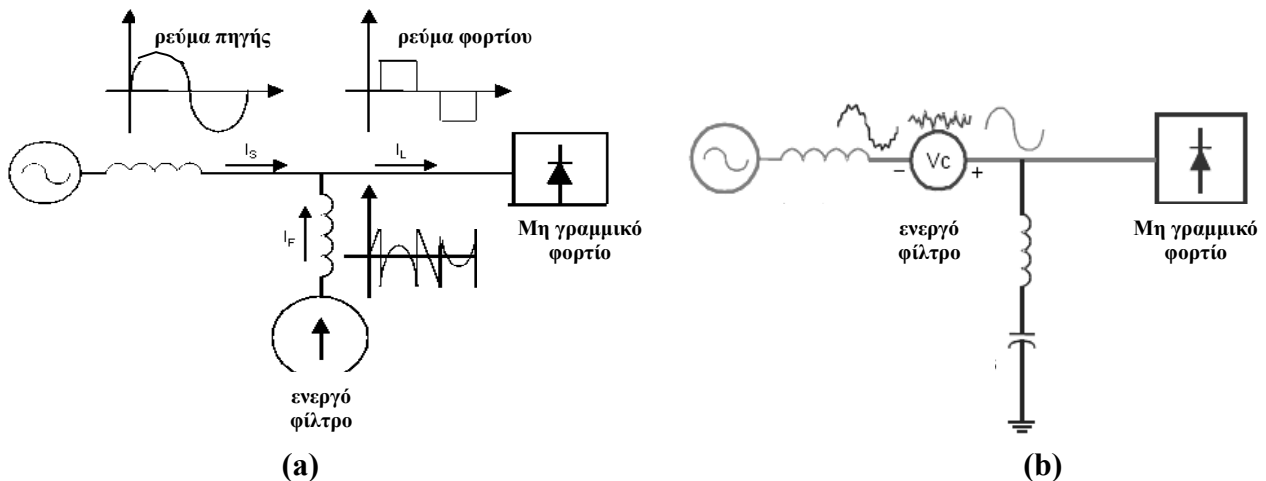


Σχήμα 1 Σύνδεση διατάξεων παραγωγής στο δίκτυο

- (a) μέσω μετατροπέα DC/AC
- (b) μέσω μετατροπέα DC/DC/AC
- (c) μέσω μετατροπέα AC/DC/AC



Σχήμα 2 Σύνδεση AC κινητήρα στο δίκτυο μέσω μετατροπέα AC/DC/AC



Σχήμα 3 (a) Μετατροπέας DC/AC που συνδέεται παράλληλα στο δίκτυο και καταστέλει τις αρμονικές του ρεύματος ('Shunt Active Power Filter')
 (b) Μετατροπέας DC/AC που συνδέεται σε σειρά με το δίκτυο και αντισταθμίζει τις διαταραχές της τάσης ('Series Active Filter')

Ε.3 Αντικείμενο της διπλωματικής εργασίας

Στη παρούσα εργασία μελετάται η λειτουργία μετατροπέα που συνδέεται στο δίκτυο για να μεταφέρει την ισχύ κάποιας διάταξης παραγωγής. Η λειτουργία ενός μετατροπέα συνδεδεμένου στο δίκτυο προϋποθέτει ότι η τάση εξόδου του μετατροπέα έχει τη συχνότητα της τάσης του δικτύου, η ίδια προϋπόθεση που ισχύει και για τη σύνδεση σύγχρονης γεννήτριας στο δίκτυο. Προκειμένου λοιπόν να επιτευχθεί συγχρονισμός δικτύου και μετατροπέα, χρησιμοποιείται κάποιο σύστημα ελέγχου. Το σύστημα ελέγχου παράγει κάποια ρεύματα ή τάσεις που έχουν ίδια συχνότητα με το δίκτυο και ο μετατροπέας με κάποια μέθοδο διαμόρφωσης παράγει τα ρεύματα ή τις τάσεις που του υποδεικνύει το σύστημα ελέγχου του. Αν το σύστημα ελέγχου παράγει ρεύματα τότε λέγεται ότι ο μετατροπέας λειτουργεί με έλεγχο ρεύματος ενώ αν παράγει τάσεις ο μετατροπέας λειτουργεί με έλεγχο τάσης. Στη διπλωματική εργασία χρησιμοποιήθηκε ο έλεγχος ρεύματος, ο οποίος υπερτερεί ως προς τον έλεγχο τάσης γιατί έχει πιο γρήγορη απόκριση και αποτρέπει την εμφάνιση υπερεντάσεων.

Τα ρεύματα ή οι τάσεις που παράγει ο μετατροπέας μπορούμε γενικά να πούμε ότι εξαρτώνται από τρεις παράγοντες (a) από τα ρεύματα που υπέδειξε το σύστημα ελέγχου (b) από τα χαρακτηριστικά του μετατροπέα και (c) από τη μέθοδο διαμόρφωσης που χρησιμοποιήθηκε.

(a) Τα ρεύματα του συστήματος ελέγχου Τα ρεύματα του συστήματος ελέγχου (στο εξής ρεύματα αναφοράς) έχουν, όπως αναφέρθηκε, τη συχνότητα της τάσης του δικτύου ενώ το πλάτος και η φάση τους καθορίζονται από την ενεργό και άεργο ισχύ που θέλουμε να εγχύσουμε στο δίκτυο. Ενώ η άεργος ισχύς μπορεί να αλλάξει κατά βούληση, η ενεργός ισχύς εξαρτάται από τη διαθέσιμη ισχύ της πηγής.

(b) Τα χαρακτηριστικά του μετατροπέα Ο μετατροπέας που χρησιμοποιήθηκε είναι τριφασικός ενός επιπέδου, δηλαδή αποτελείται από τρεις ημιγέφυρες, και έχει στην DC πλευρά του πυκνωτή για την επίτευξη σταθερής τάσης. Οι ημιαγωγικοί διακόπτες είναι ιδανικοί και λειτουργούν με διακοπτική συχνότητα έως 10 kHz.

(c) Η μέθοδος διαμόρφωσης Χρησιμοποιήθηκαν δύο μέθοδοι διαμόρφωσης, η μέθοδος της υστέρησης και η τεχνική σύγκρισης με κυματομορφή αναφοράς. Η μέθοδος της υστέρησης αλλάζει την κατάσταση των διακοπών όταν το σφάλμα του ρεύματος βγει έξω από τα καθορισμένα όρια της ζώνης υστέρησης. Η τεχνική σύγκρισης με κυματομορφή αναφοράς αλλάζει την κατάσταση των διακοπών βάσει του σήματος που λαμβάνει από τη σύγκριση του σφάλματος του ρεύματος με ένα τριγωνικό σήμα αναφοράς. Η τεχνική αυτή είναι γνωστή και ως τεχνική σύγκρισης ράμπας ('ramp comparison').

E.4 Δομή της διπλωματικής εργασίας

Στο πρώτο κεφάλαιο περιγράφεται ο τριφασικός μετατροπέας που έχει στην είσοδο του πηγή DC τάσης. Περιγράφεται η τοπολογία του και προσδιορίζονται οι τάσεις εξόδου του όταν συνδέεται σε παθητικό φορτίο. Οι τάσεις εξόδου του μετατροπέα εξαρτώνται από τους παλμούς των διακοπών, οπότε κρίθηκε σκόπιμο να αναφερθούν οι PWM τεχνικές, δηλαδή οι τεχνικές διαμόρφωσης των παλμών, καθώς και η διαμόρφωση τετραγωνικού παλμού. Στη συνέχεια περιγράφεται η λειτουργία του μετατροπέα όταν συνδέεται σε δίκτυο και προσδιορίζονται και πάλι οι τάσεις εξόδου του. Επίσης στο πρώτο κεφάλαιο σχολιάζεται η επίδραση που έχει η στάθμη βραχυκύκλωσης του δικτύου στη λειτουργία του μετατροπέα και αναφέρεται ο τρόπος υπολογισμού της ισχύος που εγχύει ο μετατροπέας στο δίκτυο.

Στο δεύτερο κεφάλαιο περιγράφεται ο έλεγχος ρεύματος στο μετατροπέα. Επειδή ο έλεγχος απαιτεί το ρεύμα να είναι μετασχηματισμένο στο dq0 στρεφόμενο πλαίσιο, στην αρχή του κεφαλαίου αναφέρεται πώς γίνεται ο μετασχηματισμός στο πλαίσιο αυτό και πώς επιτυγχάνεται ο συγχρονισμός του πλαισίου με την τάση του δικτύου. Στη συνέχεια αναλύονται δύο μέθοδοι ελέγχου ρεύματος, η υστέρηση και η τεχνική σύγκρισης ράμπας. Περιγράφεται ο τρόπος υλοποίησης τους, γίνεται επιλογή των παραμέτρων λειτουργίας τους, αναφέρονται τα πλεονεκτήματα και τα μειονεκτήματα τους και συγκρίνονται τα ρεύματα που παράγουν όταν τα ρεύματα αναφοράς τους είναι τέλεια ημίτονα.

Στο τρίτο κεφάλαιο η ανάλυση επικεντρώνεται στο σύστημα ελέγχου ισχύος, δηλαδή στο σύστημα που παράγει τα ρεύματα αναφοράς. Στο κεφάλαιο αυτό παρατηρούμε την επίδραση που έχουν οι είσοδοι του συστήματος ελέγχου ισχύος, τάση δικτύου και ισχύς, στα ρεύματα αναφοράς και κατ' επέκταση στη λειτουργία του μετατροπέα. Η τάση θεωρούμε ότι μπορεί να περιέχει ασυμμετρίες, αρμονικές, μεταβλητή συχνότητα και βυθίσεις ενώ η ισχύς μπορεί να έχει οποιονδήποτε συντελεστή ισχύος και μπορεί επίσης να μεταβάλλεται βηματικά.

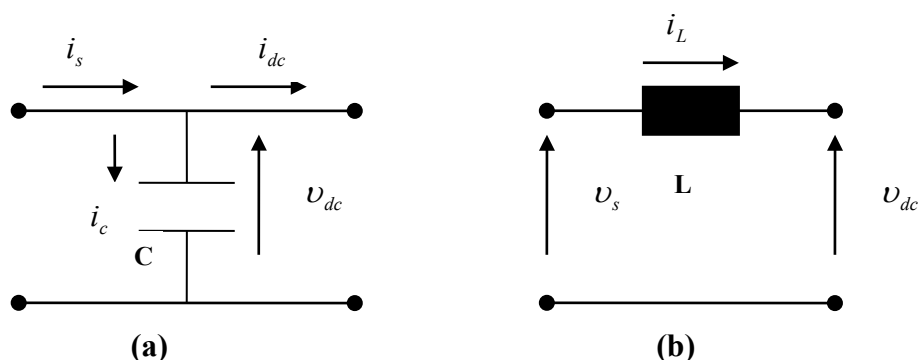
Στο τέταρτο κεφάλαιο γίνεται έλεγχος της DC τάσης του μετατροπέα. Στα προηγούμενα κεφάλαια θεωρήσαμε την DC τάση του μετατροπέα σταθερή. Στην πραγματικότητα η DC τάση εξαρτάται από τη διαθέσιμη ισχύ στην DC πλευρά και τη

ζητούμενη ισχύ από το δίκτυο. Το σύστημα ελέγχου της DC τάσης υλοποιήθηκε για να καθορίσει την ισχύ που μπορεί να δώσει ο μετατροπέας στο δίκτυο ώστε η DC τάση να παραμένει σταθερή. Το σύστημα ελέγχου δοκιμάστηκε σε διάφορες διαταραχές για να διαπιστωθεί η απόκριση του. Η προσομοίωση σε όλα τα κεφάλαια έγινε με το Matlab/Simulink.

Κεφάλαιο 1

ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ DC-AC

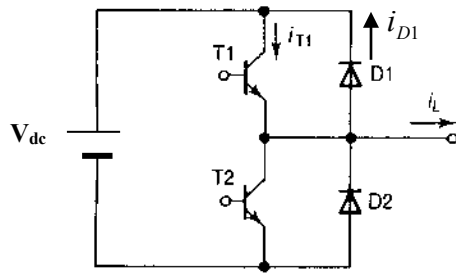
Οι μετατροπείς DC-AC διαχωρίζονται ανάλογα με τον τύπο της DC πλευράς τους σε μετατροπείς τύπου πηγής τάσης και σε μετατροπείς τύπου πηγής ρεύματος. Συγκεκριμένα αν στην DC πλευρά χρησιμοποιείται πυκνωτής ή μπαταρία για την επίτευξη σταθερής τάσης, ο μετατροπέας είναι τύπου πηγής τάσης ('voltage-source'), ενώ αν χρησιμοποιείται αυτεπαγωγή για την επίτευξη σταθερού ρεύματος, ο μετατροπέας είναι τύπου πηγής ρεύματος ('current-source') (Σχήμα 1-1). Στην εργασία αυτή ο μετατροπέας προορίζεται για τη σύνδεση διανεμημένης παραγωγής στο δίκτυο και θα είναι τύπου πηγής τάσης. Προτού μελετηθεί η λειτουργία ενός τέτοιου μετατροπέα όταν συνδέεται στο δίκτυο, κρίνεται αναγκαίο να μελετηθεί η λειτουργία του μετατροπέα αυτού όταν συνδέεται σε παθητικό φορτίο. Και επειδή το δομικό στοιχείο ενός μετατροπέα είναι η ημιγέφυρα, η ανάλυση θα αρχίσει με την τοπολογία της ημιγέφυρας.



Σχήμα 1-1 DC πλευρά (a) Μετατροπείς τύπου πηγής τάσης
(b) Μετατροπείς τύπου πηγής ρεύματος

1.1 Ημιγέφυρα

Οι ημιαγωγοί διακόπτες επιτρέπουν τη διέλευση του ρεύματος κατά τη μία φορά. Για να ελεγχθεί λοιπόν το εναλλασσόμενο ρεύμα απαιτούνται δύο αντιπαράλληλοι διακόπτες, ένας για κάθε φορά του ρεύματος. Όπως θα δείξουμε ακόμα και με τον ένα διακόπτη ελεγχόμενο και τον άλλο να είναι μια απλή δίοδος μπορούμε να ελέγξουμε το ρεύμα.



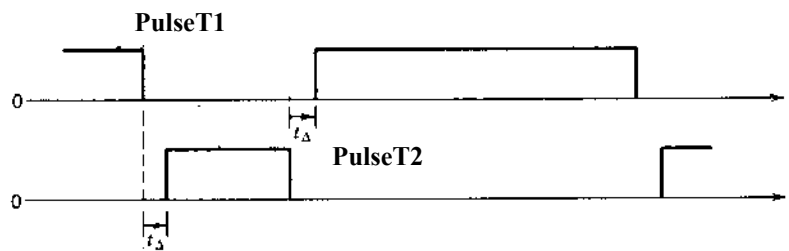
Σχήμα 1-2 Ημιγέφυρα

Αν θεωρήσουμε ότι το ρεύμα i_L έχει τη φορά του σχήματος – θετική φορά – θα ρέει διαμέσου του T1 αν ο T1 είναι σε αγωγή και διαμέσου της διόδου D2 αν ο T1 είναι σε αποκοπή. Αν το ρεύμα έχει αντίθετη φορά – αρνητική – θα ρέει διαμέσου του T2 αν ο T2 είναι σε αγωγή και διαμέσου της διόδου D1 αν ο T2 είναι σε αποκοπή. Οι περιπτώσεις αυτές έχουν συγκεντρωθεί στον Πίνακα 1-1.

pulseT1	pulseT2	$i_L > 0$	$i_L < 0$
1	0	T1	D1
0	1	D2	T2
0	0	D2	D1

Πίνακας 1-1 Τρόποι διέλευσης του ρεύματος σε ημιγέφυρα

Η περίπτωση να είναι σε αγωγή και οι δύο διακόπτες, δηλαδή PulseT1=1, PulseT2=1, αποκλείεται γιατί τότε έχουμε βραχυκύκλωμα, ενώ όταν και οι δύο είναι σε αποκοπή η ροή του ρεύματος γίνεται διαμέσου των διόδων. Η τελευταία περίπτωση συμβαίνει για μικρό χρονικό διάστημα t_Δ (blanking time) μετά τη σβέση του ενός ημιαγωγικού διακόπτη και πριν την αγωγή του άλλου, προκειμένου να αποφευχθεί η δυσμενής περίπτωση που θα άγουν και οι δύο ημιαγωγικοί διακόπτες και θα προκληθεί βραχυκύκλωμα (Σχήμα 1-3) [4].



Σχήμα 1-3 Blanking time t_Δ

Σύμφωνα με τα παραπάνω, αγνοώντας τα διαστήματα ταυτόχρονης αποκοπής των διακοπών και θεωρώντας ότι οι παλμοί των διακοπών είναι σήματα 0 ή 1, το ρεύμα εισόδου της ημιγέφυρας που είναι ίσο με το ρεύμα i_{T1} ή $-i_{D1}$ μπορεί να γραφτεί:

$$i = i_{T1} = (pulseT1).i_L \quad \text{για } i_L > 0$$

$$i = -i_{D1} = -(pulseT1).(-i_L) \quad \text{για } i_L < 0$$

Δηλαδή σε κάθε περίπτωση:

$$i = (pulseT1).i_L$$

1.2 Ρεύμα εισόδου και ισχύς τριφασικού μετατροπέα

Το ρεύμα εισόδου σε τριφασικό μετατροπέα θα ισούται με το άθροισμα των ρευμάτων των τριών ημιγεφυρών:

$$i_{dc} = i_1 + i_2 + i_3 = (pulseA1).i_a + (pulseB1).i_b + (pulseC1).i_c \quad (1.1)$$

Και αν v_{dc} είναι η στιγμιαία τιμή της DC τάσης, η στιγμιαία ισχύς εισόδου είναι:

$$p_{dc} = v_{dc} i_{dc} \quad (1.2)$$

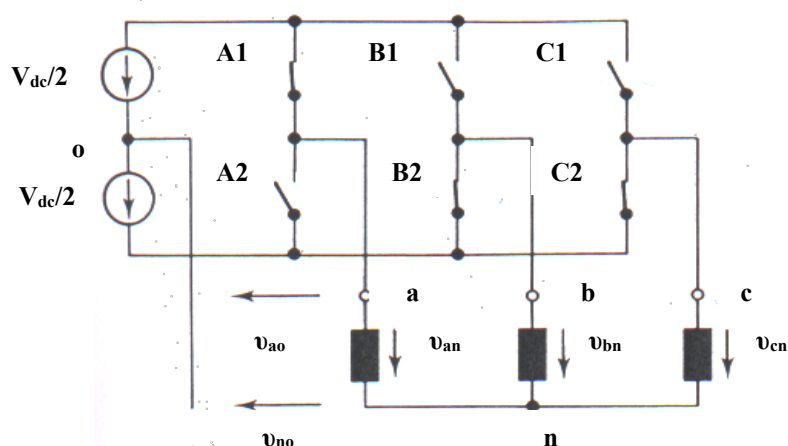
Στην μελέτη που ακολουθεί θα θεωρήσουμε ιδανικούς ημιαγωγικούς διακόπτες χωρίς απώλειες¹, οπότε η ισχύς εξόδου του μετατροπέα ισούται με την ισχύ εισόδου:

$$p_{ac} = p_{dc} = v_{dc} i_{dc} \quad (1.3)$$

Με τις φορές των ρευμάτων που θεωρήσαμε, όταν ο μετατροπέας λειτουργεί ως αντιστροφέας ('inverter'), δηλαδή η ροή ισχύος του είναι από την DC στην AC πλευρά, θα ισχύει $P > 0$, ενώ όταν λειτουργεί ως ανορθωτής ('rectifier'), δηλαδή με αντίστροφη ροή ισχύος, θα ισχύει $P < 0$.

¹Οι απώλειες στους διακόπτες χωρίζονται σε δύο κατηγορίες: στις απώλειες αγωγής $P_{on}=f(v_{on}, i_L)$ και στις διακοπτικές απώλειες $P_{dyn}=f_s \cdot g(V_{dc}, i_L)$, όπου f_s η διακοπτική συχνότητα.

1.3 Η αρχή λειτουργίας του τριφασικού μετατροπέα πηγής τάσης



Σχήμα 1-4 Τριφασικός μετατροπέας πηγής τάσης

Ο τριφασικός μετατροπέας αποτελείται από τρεις ημιγέφυρες, με την κάθε ημιγέφυρα να έχει δύο διακόπτες, οι οποίοι μπορούν να βρεθούν σε κατάσταση αγωγής ή αποκοπής εναλλάξ. Ανάλογα με τις καταστάσεις των διακοπών, ο ακροδέκτης της ημιγέφυρας βρίσκεται σε δυναμικό $+V_{dc}/2$ ή $-V_{dc}/2$. Πιο συγκεκριμένα όταν άγουν οι άνω/κάτω ημιαγωγικοί διακόπτες οι ακροδέκτες των ημιγεφυρών έχουν θετικό/αρνητικό δυναμικό. Λόγω των τριών ζευγών διακοπών οι πιθανές καταστάσεις λειτουργίας του μετατροπέα είναι $2^3=8$:

καταστάσεις	pulseA1	pulseB1	pulseC1	v_{ao}	v_{bo}	v_{co}
1	1	0	0	$+V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$
2	1	1	0	$+V_{dc}/2$	$+V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$
3	0	1	0	$-V_{dc}/2$	$+V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$
4	0	1	1	$-V_{dc}/2$	$+V_{dc}/2$	$+V_{dc}/2$
5	0	0	1	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$+V_{dc}/2$
6	1	0	1	$+V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$+V_{dc}/2$
7	1	1	1	$+V_{dc}/2$	$+V_{dc}/2$	$+V_{dc}/2$
0	0	0	0	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$	$-V_{dc}/2$

Πίνακας 1-2 Καταστάσεις λειτουργίας τριφασικού μετατροπέα πηγής τάσης

Οι καταστάσεις των κάτω ημιαγωγικών διακοπών είναι συμπληρωματικές των αντίστοιχων άνω ημιαγωγικών διακοπών και για λόγους απλότητας δεν εμφανίζονται στο πίνακα.

Στις δύο τελευταίες καταστάσεις του πίνακα άγουν αντίστοιχα όλα τα άνω και όλα τα κάτω ημιαγωγικά στοιχεία. Επομένως οι τρεις ακροδέκτες του μετατροπέα είναι βραχυκυκλωμένοι και οι τάσεις των ακροδεκτών ως προς τον ουδέτερο του φορτίου είναι μηδέν. Επομένως οι δύο τελευταίες καταστάσεις θεωρούνται ισοδύναμες λειτουργικές καταστάσεις.

Από τον Πίνακα 1-2 οι τάσεις ως προς ‘ο’ των ακροδεκτών a,b,c μπορούν να εκφραστούν ως [5]:

$$\begin{aligned}v_{ao} &= (pulseA1) \frac{V_{dc}}{2} + (1 - pulseA1) \left(-\frac{V_{dc}}{2}\right) = (2 \cdot pulseA1 - 1) \frac{V_{dc}}{2} \\v_{bo} &= (pulseB1) \frac{V_{dc}}{2} + (1 - pulseB1) \left(-\frac{V_{dc}}{2}\right) = (2 \cdot pulseB1 - 1) \frac{V_{dc}}{2} \\v_{co} &= (pulseC1) \frac{V_{dc}}{2} + (1 - pulseC1) \left(-\frac{V_{dc}}{2}\right) = (2 \cdot pulseC1 - 1) \frac{V_{dc}}{2}\end{aligned}\tag{1.4}$$

Οι πολικές τάσεις είναι:

$$\begin{aligned}v_{ab} &= v_{ao} - v_{bo} = (pulseA1 - pulseB1) \cdot V_{dc} \\v_{bc} &= v_{bo} - v_{co} = (pulseB1 - pulseC1) \cdot V_{dc} \\v_{ca} &= v_{co} - v_{ao} = (pulseC1 - pulseA1) \cdot V_{dc}\end{aligned}\tag{1.5}$$

Για τις φασικές τάσεις του μετατροπέα ισχύει:

$$\begin{aligned}v_{an} &= v_{ao} - v_{no} = i_a \cdot Z(s) \\v_{bn} &= v_{bo} - v_{no} = i_b \cdot Z(s) \\v_{cn} &= v_{co} - v_{no} = i_c \cdot Z(s)\end{aligned}\tag{1.6}$$

με όλα τα μεγέθη εκφρασμένα στο πεδίο Laplace.

Με πρόσθεση κατά μέλη :

$$v_{ao} + v_{bo} + v_{co} - 3v_{no} = (i_a + i_b + i_c) \cdot Z(s)\tag{1.7}$$

Και επειδή ο ουδέτερος η του φορτίου είναι ασύνδετος ισχύει :

$$i_a + i_b + i_c = 0\tag{1.8}$$

Οπότε προκύπτει η τάση v_{no} :

$$v_{no} = \frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co})\tag{1.9}$$

Από τη σχέση (1.4) μπορούμε να εκφράσουμε τη v_{no} και ως :

$$v_{no} = \frac{V_{dc}}{6}[2 \cdot (pulseA1 + pulseB1 + pulseC1) - 3]\tag{1.10}$$

Αφού υπολογίστηκε η U_{no} , οι φασικές τάσεις του μετατροπέα υπολογίζονται από τη σχέση (1.6). Δηλαδή:

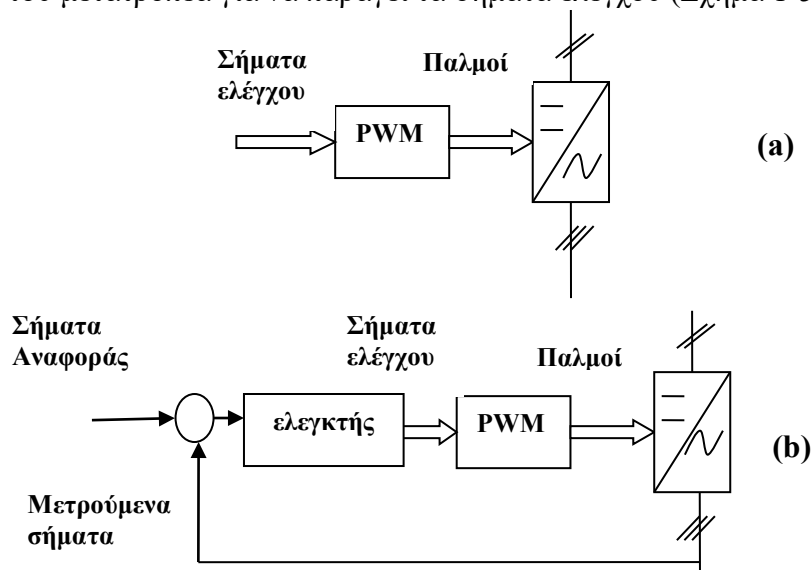
$$\begin{aligned} U_{an} &= U_{ao} - U_{no} = U_{ao} - \frac{1}{3}(U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) = \frac{2}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} \\ U_{bn} &= U_{bo} - U_{no} = U_{bo} - \frac{1}{3}(U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) = \frac{2}{3}U_{bo} - \frac{1}{3}U_{co} - \frac{1}{3}U_{ao} \\ U_{cn} &= U_{co} - U_{no} = U_{co} - \frac{1}{3}(U_{ao} + U_{bo} + U_{co}) = \frac{2}{3}U_{co} - \frac{1}{3}U_{ao} - \frac{1}{3}U_{bo} \end{aligned} \quad (1.11)$$

Μπορούμε να βρούμε τις φασικές τάσεις σε συνάρτηση με τους παλμούς αν αντικαταστήσουμε την (1.4) στην (1.11) .

Από τα παραπάνω συμπεραίνουμε ότι για να παράγουμε κυματομορφές τάσης που η μορφή τους να είναι όσο το δυνατόν πιο κοντά σε ημιτονοειδείς κυματομορφές, πρέπει να διαμορφώσουμε κατάλληλα τους παλμούς των ημιαγωγικών διακοπών. Ανάλογα με τις τεχνικές που εφαρμόζονται για τη διαμόρφωση των παλμών μπορούμε να διαχωρίσουμε τους μετατροπείς σε PWM μετατροπείς και σε μετατροπείς τετραγωνικού παλμού.

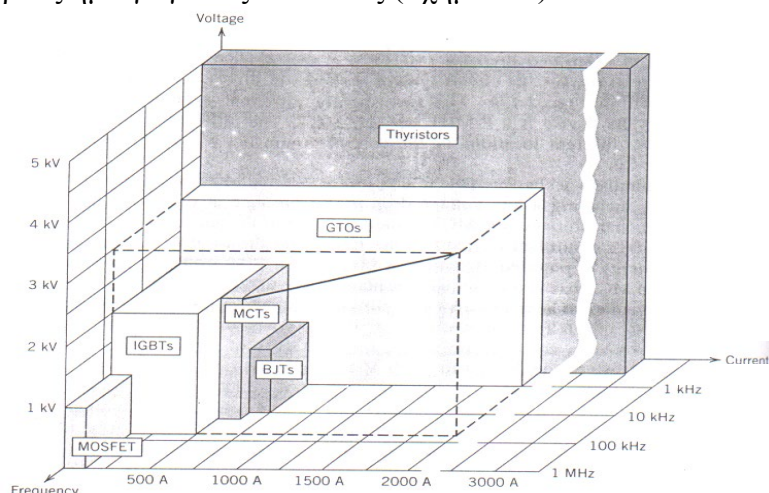
1.4 PWM μετατροπείς

Η είσοδος τους είναι DC τάση σταθερού πλάτους. Επομένως ο μετατροπέας είναι εκείνος που με τη διαμόρφωση του εύρους των παλμών του ελέγχει το πλάτος και τη συχνότητα της AC τάσης. Οι παλμοί μπορεί να παράγονται είτε από ένα σύστημα ανοικτού βρόχου, δηλαδή από κάποια σήματα ελέγχου (Σχήμα 1-5(a)), είτε από ένα σύστημα κλειστού βρόχου, δηλαδή ένα σύστημα το οποίο χρησιμοποιεί την έξοδο του μετατροπέα για να παράγει τα σήματα ελέγχου (Σχήμα 1-5(b)) [6].



Σχήμα 1-5 Μέθοδος ανοικτού (α) και κλειστού βρόγχου (β)

Υπάρχουν μέθοδοι διαμόρφωσης στις οποίες χρησιμοποιείται ένα φέρον σήμα υψηλής συχνότητας f_s και άλλες μέθοδοι στις οποίες η διαμόρφωση γίνεται χωρίς φέρον. Το κοινό χαρακτηριστικό των μεθόδων με φέρον σήμα είναι ότι οι ημιαγωγοί διακόπτες του μετατροπέα αλλάζουν πολικότητα το πολύ μία φορά σε κάθε ημιπερίοδο $T_0=1/(2f_s)$, επομένως δεδομένου του φέροντος σήματος είναι γνωστή η διακοπτική συχνότητα που πρέπει να έχουν οι ημιαγωγοί διακόπτες. Έτσι λοιπόν ανάλογα με το επίπεδο της τάσης και του ρεύματος και την f_s επιλέγουμε τους καταλληλότερους ημιαγωγικούς διακόπτες (Σχήμα 1-6).



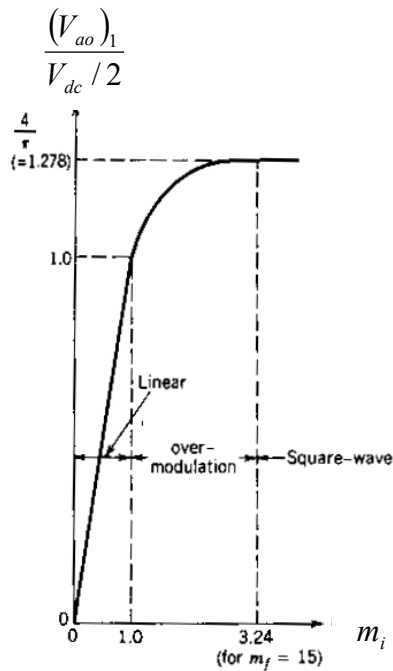
Σχήμα 1-6 Δυνατότητες ισχύος και διακοπτικές συχνότητες ημιαγωγικών διακοπών .[Mohan, Undeland, Robins, *Power Electronics* 2003]

Η αγωγή και σβέση των ημιαγωγικών διακοπών ανά ημιπερίοδο T_0 αντικατοπτρίζεται στο φάσμα της τάσης ή του ρεύματος όπου οι αρμονικές συχνότητες συγκεντρώνονται γύρω από τη συχνότητα του φέροντος f_s και γύρω από πολλαπλάσια αυτής.

Η πιο χαρακτηριστική περίπτωση διαμόρφωσης του εύρους των παλμών είναι η ημιτονική διαμόρφωση. Στην ημιτονική διαμόρφωση (SPWM) το σήμα ελέγχου είναι ημίτονο με συχνότητα ίδια με τη συχνότητα της τάσης που θέλουμε να παράγουμε. Το σήμα ελέγχου συγκρίνεται με το φέρον σήμα που είναι τριγωνικό και από το αποτέλεσμα της σύγκρισης αποφασίζεται το εύρος των παλμών. Στην ημιτονική διαμόρφωση, όπως και σε κάθε διαμόρφωση, ενδιαφέρον παρουσιάζουν τα εξής μεγέθη:

- Ο λόγος του σήματος ελέγχου προς το πλάτος του φέροντος σήματος $m_i = \frac{V^*}{V_\Delta}$. Το μέγεθος αυτό καθορίζει το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου του αντιστροφέα (Σχήμα 1-7).
- Ο λόγος της συχνότητας του φέροντος σήματος προς τη συχνότητα του σήματος ελέγχου $m_f = \frac{f_s}{f}$, όπου στην περίπτωση μας $f = 50\text{Hz}$. Το μέγεθος αυτό καθορίζει τις τάξεις των αρμονικών συνιστωσών της τάσης και

η τιμή του πρέπει να επιλέγεται έτσι ώστε να ελαχιστοποιείται η αρμονική παραμόρφωση της τάσης. Πιο συγκεκριμένα το m_f πρέπει να είναι ακέραιος. Η επιλογή αυτή διασφαλίζει ότι υπάρχει σταθερός αριθμός κύκλων του φέροντος σήματος μέσα σε κάθε κύκλο του σήματος ελέγχου. Αν επιπλέον διασφαλίσουμε ότι τα δύο σήματα είναι και συγχρονισμένα τότε αποκλείουμε την εμφάνιση αρμονικών στην περιοχή από 0 έως 50 Hz ('subharmonics') [7]. Ειδικά για τον τριφασικό μετατροπέα πρέπει ακόμα το m_f να είναι περιττός, γιατί έτσι εξαλείφονται οι άρτιες αρμονικές. Τέλος αν το m_f είναι και πολλαπλάσιο του τρία εξαλείφονται και οι αρμονικές της πολικής τάσης που έχουν τάξη m_f και πολλαπλάσια του m_f [4]. Βέβαια αν το m_f επιλέξουμε να έχει μεγάλη τιμή, δεν είναι αναγκαίο να πληρεί τις παραπάνω προϋποθέσεις ενώ ακόμα δεν είναι αναγκαίο να υπάρχει συγχρονισμός φέροντος και σήματος ελέγχου.



Σχήμα 1-7 Μεταβολή του κανονικοποιημένου πλάτους της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης σε σχέση με το λόγο m_i

Linear: γραμμική περιοχή

Overmodulation: υπερδιαμόρφωση

Square-wave: τετραγωνική διαμόρφωση

Η ημιτονική διαμόρφωση που αναφέρθηκε είναι μέθοδος ανοικτού βρόχου στην οποία χρησιμοποιείται φέρον σήμα. Στην εργασία αυτή θα αναλυθούν μέθοδοι κλειστού βρόγχου και συγκεκριμένα ο έλεγχος υστέρησης του ρεύματος (μέθοδος χωρίς φέρον σήμα) και ο έλεγχος ρεύματος με την τεχνική σύγκρισης ράμπας (μέθοδος με φέρον σήμα).

Πλεονεκτήματα – Μειονεκτήματα των PWM μετατροπών

Οι τεχνικές PWM σε συνδυασμό με τις δυνατότητες των ημιαγωγικών διακοπών παρέχουν τη δυνατότητα αποδοτικού και γρήγορου ελέγχου της ηλεκτρικής ισχύος. Με τις τεχνικές PWM μπορούμε να ελέγξουμε τη συχνότητα, το πλάτος της τάσης και του ρεύματος και το συντελεστή ισχύος, χωρητικό ή επαγωγικό. Με τους αλγόριθμους που χρησιμοποιούνται για την παραγωγή των παλμών, εξασφαλίζεται η πολύ σημαντική μείωση του αρμονικού περιεχομένου των παραγόμενων τάσεων (μικρότερο THD), ενώ οι αρμονικές της τάσης μετατοπίζονται σε υψηλές συχνότητες επιτρέποντας τη χρήση μικρότερων και οικονομικότερων φίλτρων. Η λειτουργία του μετατροπέα γίνεται μάλιστα με πολύ μεγάλο συντελεστή απόδοσης, διότι οι ημιαγωγοί διακόπτες άγουν για μικρό χρονικό διάστημα και οι απώλειες περιορίζονται.

Υπάρχουν ωστόσο και μειονεκτήματα. Μπορεί οι απώλειες κατά την αγωγή των διακοπών σ' αυτούς τους μετατροπείς να είναι περιορισμένες, υπάρχουν όμως διακοπτικές απώλειες, οι οποίες είναι ανάλογες της διακοπτικής συχνότητας f_s . Επίσης οι τάσεις που παράγονται σε υψηλές συχνότητες διαδίδονται κυματικά και προκαλούν παρενοχλήσεις [6]. Γι' αυτό το λόγο οι μετατροπείς κατασκευάζονται ώστε να τηρούν τις προδιαγραφές της ηλεκτρομαγνητικής συμβατότητας (EMC). Ένα ακόμη μειονέκτημα είναι ο ακουστικός θόρυβος που παράγεται κατά τη λειτουργία του μετατροπέα, ο οποίος αντιμετωπίζεται με την κατάλληλη επιλογή της f_s ώστε να βρίσκεται έξω από το ακουστικό φάσμα. Επίσης σαν μειονεκτήματα μπορούμε να θεωρήσουμε την αυξημένη πολυπλοκότητα και το υψηλό κόστος, τα οποία βέβαια αντισταθμίζονται από την πολύ καλή ποιότητα ισχύος και τον γρήγορο έλεγχο.

1.5 Μετατροπείς τετραγωνικού παλμού

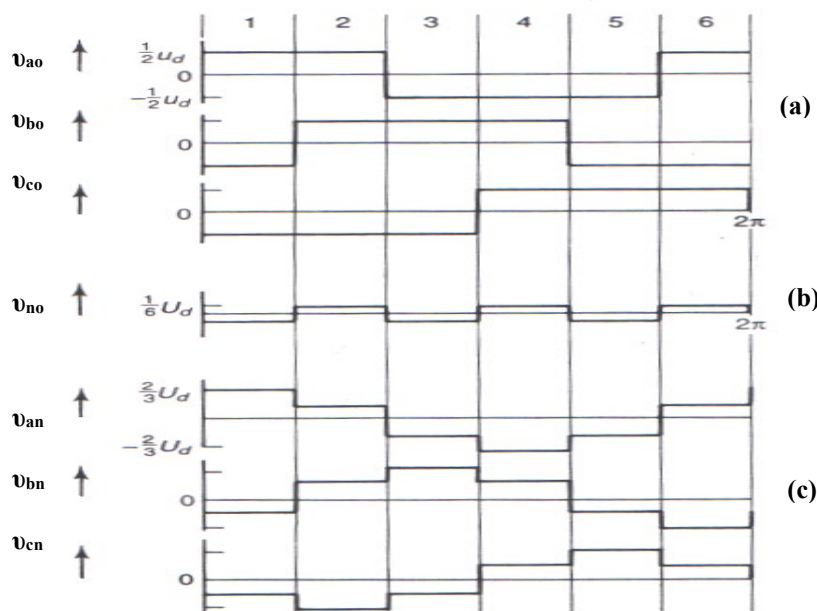
Στους μετατροπείς τετραγωνικού παλμού κάθε ημιαγωγικός διακόπτης είναι σε κατάσταση αγωγής για μισό κύκλο της επιθυμητής συχνότητας εξόδου, δηλαδή 180° . Έτσι στον τριφασικό μετατροπέα εφαρμόζονται οι έξι πρώτες καταστάσεις του Πίνακα 1-2 σε έξι ίσα χρονικά διαστήματα, με τη σειρά που αναφέρονται στον πίνακα (Σχήμα 1-8(a)).

Δεδομένου ότι εμφανίζονται μόνο οι έξι πρώτες καταστάσεις η παράσταση $(pulseA1 + pulseB1 + pulseC1)$ έχει τιμή 1 ή 2. Επομένως από τη σχέση

$$v_{no} = \frac{V_{dc}}{6} [2 \cdot (pulseA1 + pulseB1 + pulseC1) - 3]$$
 προκύπτει ότι η τιμή του v_{no} μπορεί

να είναι $-V_{dc}/6$ ή $+V_{dc}/6$. Συγκεκριμένα όταν δύο από τους άνω τρεις διακόπτες είναι κλειστοί τότε η παράσταση έχει τιμή 2 και η v_{no} είναι θετική. Αντίθετα όταν ένας άνω διακόπτης είναι κλειστός (οπότε δύο από τους κάτω διακόπτες είναι κλειστοί) τότε η παράσταση έχει τιμή 1 και η v_{no} είναι αρνητική. Μάλιστα η εναλλαγή από 1 σε 2 και από 2 σε 1 γίνεται κατά τη μετάβαση από τη μία κατάσταση στην άλλη, οπότε το σήμα v_{no} έχει 6 εναλλαγές σε μια περίοδο, οπότε έχει συχνότητα τριπλάσια της συχνότητας των σημάτων v_{ao}, v_{bo}, v_{co} (σχήμα 1-8(b)).

Οι φασικές τάσεις v_{an}, v_{bn}, v_{cn} προκύπτουν αν αφαιρέσουμε την τάση v_{no} από τις v_{ao}, v_{bo}, v_{co} , Έτσι προκύπτουν οι κυματομορφές του Σχήματος 1-8(c) οι οποίες λόγω της μορφής τους χαρακτηρίζονται σαν τάσεις ‘έξι βημάτων’.



Σχήμα 1-8 Τάσεις μετατροπέα τετραγωνικού παλμού

‘ο’ η μεσαία λήψη της DC τάσης, ‘n’ ο ουδέτερος του φορτίου

Για την ανάλυση χρησιμοποιείται η μεσαία λήψη ‘ο’ της DC τάσης, παρόλο που στους περισσότερους μετατροπείς ούτε χρησιμοποιείται ούτε καν υπάρχει.

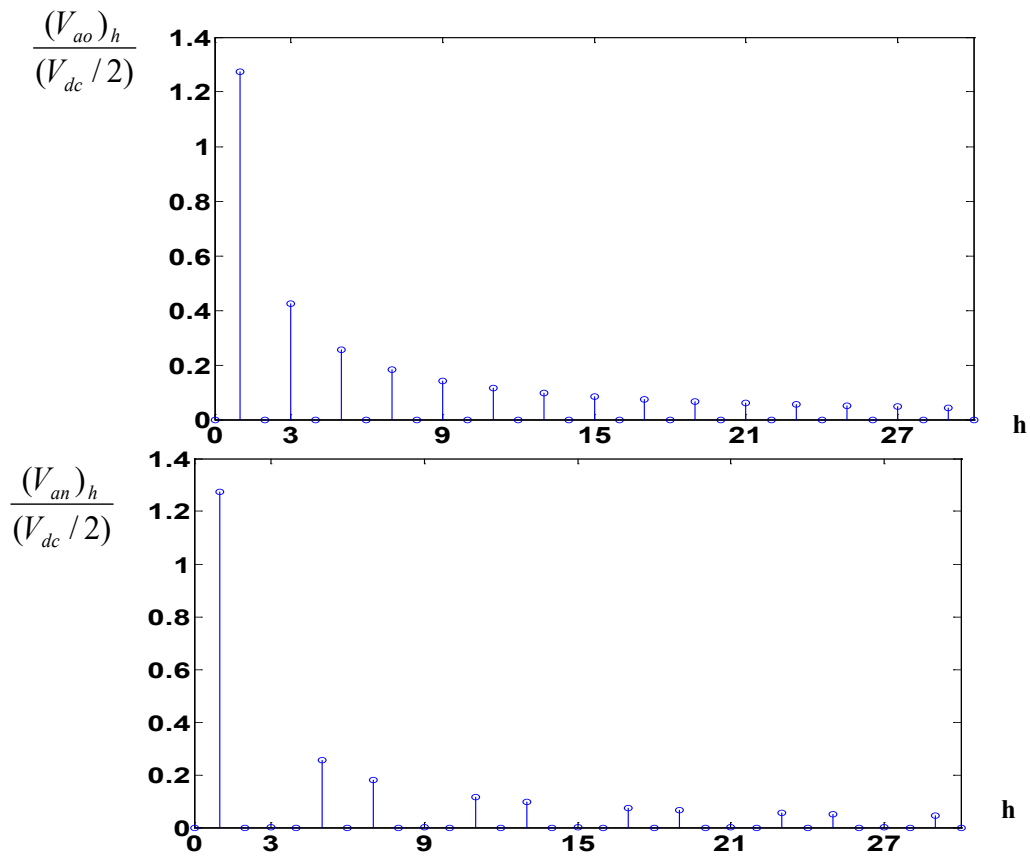
Από ανάλυση Fourier προκύπτει ότι το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης στον τριφασικό μετατροπέα είναι $(V_{ao})_1 = \frac{4}{\pi} \frac{V_{dc}}{2}$ και το πλάτος των

αρμονικών συνιστωσών $(V_{ao})_h = \frac{4}{h\pi} \frac{V_{dc}}{2} = \frac{(V_{ao})_1}{h}$ όπου h είναι περιττός διότι η

κυματομορφή της τάσης v_{ao} έχει περιττή συμμετρία. Από αυτές οι συνιστώσες με τριπλάσια συχνότητα της θεμελιώδους, δηλαδή η 3^η, 9^η, 15^η κ.ο.κ. έχουν πλάτη

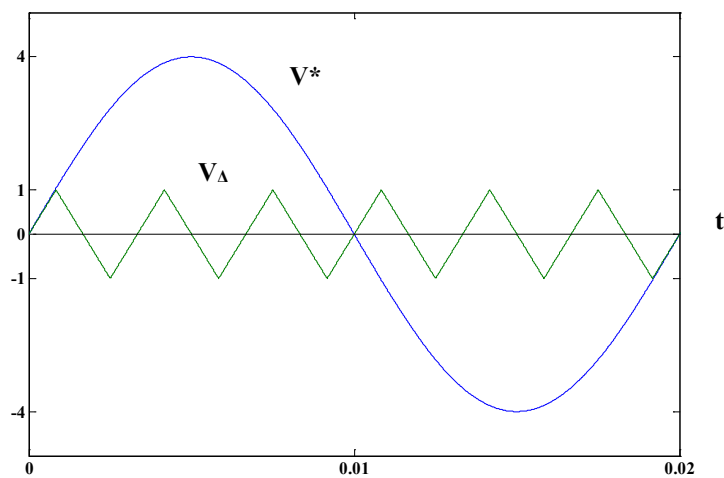
$(V_{ao})_{3k} = \frac{4}{3k\pi} \frac{V_{dc}}{2} = \frac{4}{k\pi} \frac{V_{dc}}{6}$ όπου k περιττός. Οι συνιστώσες αυτές με τα ίδια πλάτη

εμφανίζονται και στην ανάλυση *Fourier* του σήματος v_{no} . Επομένως οι φασικές τάσεις που προκύπτουν ως διαφορά των v_{ao}, v_{bo}, v_{co} με τη v_{no} θα είναι απαλλαγμένες από τρίτες και περιττές αρμονικές (Σχήμα 1-9).



Σχήμα 1-9 Φάσματα της κανονικοποιημένης τάσης ως προς ‘ο’ και ως προς ‘η’ στην τετραγωνική διαμόρφωση. Στο φάσμα της τάσης ως προς ‘η’ δεν υπάρχουν οι αρμονικές τάξεις 3κ.

Η τετραγωνική διαμόρφωση είναι μια ειδική περίπτωση της ημιτονοειδούς διαμόρφωσης του εύρους παλμών (*SPWM*) όταν ο λόγος m_i του πλάτους σήματος ελέγχου V^* προς το φέρον σήμα V_Δ γίνει τόσο μεγάλος ώστε τα δύο αυτά σήματα να τέμνονται μόνο στους μηδενισμούς του V^* (Σχήμα 1-10).



Σχήμα 1-10 SPWM που λόγω της τιμής του m_i ισοδυναμεί με τετραγωνική διαμόρφωση

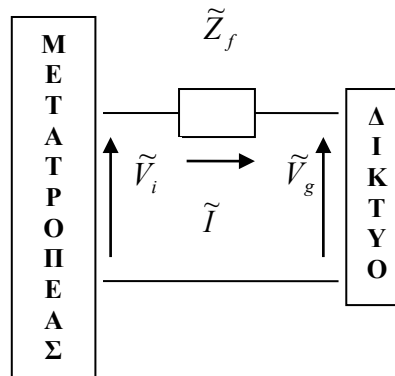
Πλεονεκτήματα – Μειονεκτήματα των μετατροπών τετραγωνικού παλμού

Ένα από τα πλεονεκτήματα της τετραγωνικής διαμόρφωσης είναι ότι αλλαγή στην κατάσταση των διακοπών συμβαίνει μόνο δύο φορές σε κάθε κύκλο, το οποίο είναι σημαντικό σε υψηλές ισχείς όπου οι ημιαγωγικοί διακόπτες είναι πιο αργοί κατά τη μετάβαση στην αγωγή ή τη σβέση τους. Επίσης η θεμελιώδης συνιστώσα της τάσης είναι μεγαλύτερη σε αυτό το σχήμα διαμόρφωσης από κάθε άλλο σχήμα διαμόρφωσης.

Μειονέκτημα της τεχνικής αυτής είναι ότι ο μετατροπέας δε μπορεί να ρυθμίσει το πλάτος της τάσης και για τη ρύθμιση του πλάτους πρέπει να μεταβάλλεται η DC τάση. Επίσης όπως προέκυψε και από τη *Fourier* ανάλυση η τάση περιέχει αρμονικές χαμηλής τάξης οπότε χρειάζονται φίλτρα για την καταστολή τους.

1.6 Τριφασικός μετατροπέας πηγής τάσης που συνδέεται στο δίκτυο

Έστω $\tilde{V}_i$, $\tilde{V}_g$ οι θεμελιώδεις φασικές τάσεις μετατροπέα και δικτύου αντίστοιχα. Οι τάσεις αυτές δεν είναι ίσες οπότε για τη σύνδεση ενός μετατροπέα σε ένα δίκτυο παρεμβάλλεται αναγκαστικά μία σύνθετη αντίσταση προσαρμογής, έστω με τιμή ανά φάση $\tilde{Z}_f$. Η αντίσταση αυτή χαρακτηρίζεται και ως φίλτρο γιατί καταστέλλει τις αρμονικές του ρεύματος που παράγονται από τη λειτουργία του μετατροπέα.



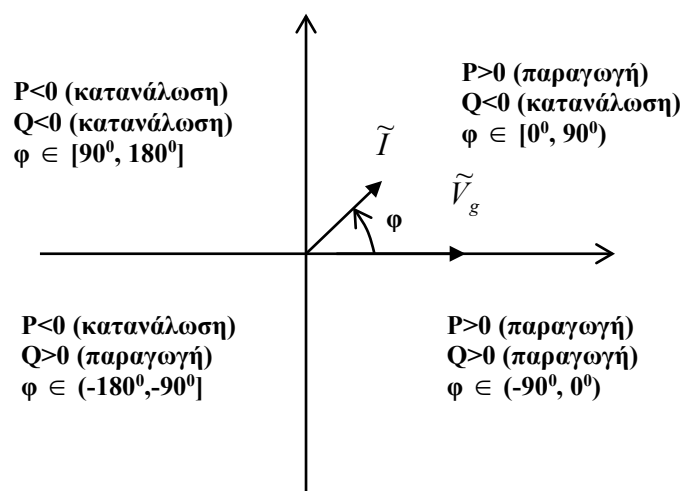
Σχήμα 1-11 Ανά φάση ισοδύναμο κύκλωμα τριφασικού μετατροπέα που συνδέεται στο δίκτυο

Το θεμελιώδες ρεύμα του μετατροπέα ικανοποιεί τη σχέση:

$$\tilde{V}_i = \tilde{V}_g + \tilde{I}\tilde{Z}_f \quad (1.12)$$

$$\text{Δηλαδή προκύπτει ως : } \tilde{I} = \frac{\tilde{V}_i - \tilde{V}_g}{\tilde{Z}_f} \quad (1.13)$$

Με τις τεχνικές PWM που χρησιμοποιούνται είναι δυνατόν να μεταβάλλεται η $\tilde{V}_i$ με αποτέλεσμα να μεταβάλλεται και το ρεύμα εξόδου του αντιστροφέα προς το δίκτυο κατά μέτρο και γωνία. Δηλαδή με τη ρύθμιση της τάσης $\tilde{V}_i$ δίνεται η δυνατότητα ρύθμισης της ενεργού και αέργου ισχύος που εγχύεται στο δίκτυο. Ο μετατροπέας μπορεί να λειτουργεί με χωρητικό ή επαγωγικό συντελεστή ισχύος, δηλαδή να παράγει ή να απορροφά άεργο ισχύ ανάλογα με τις ανάγκες του δικτύου. Επίσης μπορεί να παράγει ή να απορροφά ενεργό ισχύ λειτουργώντας αντίστοιχα ως πηγή ή φορτίο. Έτσι ο μετατροπέας μπορεί να λειτουργεί και στα τέσσερα τεταρτημόρια, αφού οι P και Q μπορούν να έχουν κάθε πρόσημο (Σχήμα 1-12) [8].

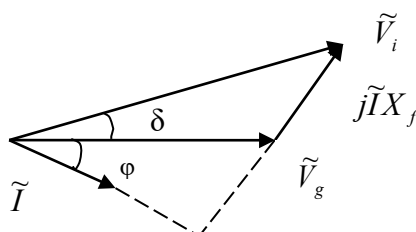


Σχήμα 1-12 Συμβάσεις για τον καθορισμό της φασικής γωνίας φ του ρεύματος εξόδου του μετατροπέα

Στα παρακάτω θεωρούμε ότι το φίλτρο είναι καθαρά επαγωγικό, δεδομένου ότι η αντίσταση R_f των φίλτρων εξόδου είναι πολύ μικρότερη από την αντίδραση X_f .

1.6.1 Λειτουργία του μετατροπέα ως αντιστροφέα

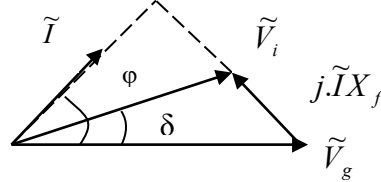
Α. Με χωρητικό συντελεστή ισχύος



Σχήμα 1-13 Διανυσματικό διάγραμμα μετατροπέα που λειτουργεί στο 4ο τεταρτημόριο.

Στην περίπτωση αυτή πρέπει το μέτρο της τάσης $\tilde{V}_i$ να είναι πάντα μεγαλύτερο από το μέτρο της τάσης του δικτύου $\tilde{V}_g$.

Β. Με επαγωγικό συντελεστή ισχύος



Σχήμα 1-14 Διανυσματικό διάγραμμα μετατροπέα που λειτουργεί στο 1^ο τεταρτημόριο

Στη περίπτωση αυτή το μέτρο της τάσης $\tilde{V}_i$ μπορεί να είναι μικρότερο, ίσο ή μεγαλύτερο από το μέτρο της τάσης του δικτύου $\tilde{V}_g$.

1.6.2 Ισχύς κατά τη λειτουργία του μετατροπέα ως αντιστροφέα

Θεωρώντας μόνο τις θεμελιώδεις συνιστώσες των μεγεθών και με αναφορά την $\tilde{V}_g$, η μιγαδική ισχύς που εγχύεται στο δίκτυο είναι :

$$\tilde{S} = P + j.Q = \frac{3}{2} V_g \tilde{I}^* \quad (1.14)$$

(Η τάση και το ρεύμα παριστάνονται με τα πλάτη τους.)

Από τη σχέση (1.13) το $\tilde{I}$ υπολογίζεται ως :

$$\tilde{I}^* = \left(\frac{\tilde{V}_i - V_g}{jX_f} \right)^* = \left(\frac{V_i \cos \delta + jV_i \sin \delta - V_g}{jX_f} \right)^* = \frac{V_i \sin \delta + j(V_i \cos \delta - V_g)}{X_f} \quad (1.15)$$

Οπότε με αντικατάσταση στην (1.14) :

$$\tilde{S} = P + j.Q = \frac{3}{2} V_g \frac{V_i \sin \delta + j(V_i \cos \delta - V_g)}{X_f} \Rightarrow$$

$$P = \frac{3}{2} \frac{V_g V_i \sin \delta}{X_f} \quad (1.16)$$

$$Q = \frac{3}{2} \frac{V_g (V_i \cos \delta - V_g)}{X_f} \quad (1.17)$$

Από τη σχέση (1.17) συμπεραίνουμε ότι άεργος ισχύς παράγεται όταν $V_i \cos \delta - V_g > 0$ (χωρητικός Σ.Ι.) ενώ άεργος ισχύς καταναλώνεται όταν $V_i \cos \delta - V_g < 0$ (επαγωγικός Σ.Ι.).

Ειδικά για μικρές γωνίες δ μπορούμε να απλουστεύσουμε περισσότερο τον τύπο (1.17) αφού $\cos\delta \cong 1$. Οπότε

$$Q = \frac{3}{2} \frac{V_g (V_i - V_g)}{X_f} = \frac{3}{2} \frac{V_g \Delta V_f}{X_f} \quad (1.18)$$

Έτσι αν $\Delta V_f > 0$ τότε $Q > 0$ ενώ αν $\Delta V_f < 0$ τότε $Q < 0$, όπου ΔV_f η πτώση τάσης επί της αντίδρασης X_f .

Από τα παραπάνω γίνεται αντιληπτό ότι η λειτουργία του μετατροπέα δε διαφέρει καθόλου από τη λειτουργία σύγχρονης γεννήτριας.

Όπως αναφέρθηκε για να λειτουργεί ο μετατροπέας υπό χωρητικό συντελεστή ισχύος πρέπει πρακτικά $V_i > V_g$. Το γεγονός αυτό θέτει ένα κάτω όριο για την DC τάση του αντιστροφέα, διότι η θεμελιώδης συνιστώσα V_i εξαρτάται από την DC τάση. Συγκεκριμένα, η θεμελιώδης συνιστώσα V_i για σταθερή τιμή DC τάσης εξαρτάται από τη μέθοδο διαμόρφωσης και έχει μέγιστη τιμή στη περίπτωση της τετραγωνικής διαμόρφωσης (Σχήμα 1.7). Στον τριφασικό μετατροπέα η τιμή αυτή είναι

$$V_i = (V_{an})_1 = (V_{ao})_1 = \frac{4}{\pi} \frac{V_{dc}}{2} \Rightarrow V_{i(rms)} = \frac{V_i}{\sqrt{2}} = \frac{4}{\pi 2\sqrt{2}} V_{dc} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{dc} = 0.45 V_{dc} \quad (1.19)$$

Οπότε για να λειτουργεί ο μετατροπέας με χωρητικό συντελεστή ισχύος πρέπει

$$V_{i(rms)} > V_{g(rms)} \Rightarrow 0.45 V_{dc} > V_{g(rms)} \Rightarrow V_{dc} > 2.22 V_{g(rms)}$$

Δηλαδή για ένα δίκτυο X.T. 230/400V και αν ο μετατροπέας λειτουργεί με τετραγωνική διαμόρφωση η DC τάση πρέπει να είναι μεγαλύτερη από $2.22 \cdot 230 = 511V$. Ωστόσο η λειτουργία με τετραγωνική διαμόρφωση δεν προτιμάται γιατί υπάρχουν πολλές αρμονικές χαμηλής τάξης, οπότε επιλέγονται άλλα σχήματα διαμόρφωσης στα οποία η αρμονική παραμόρφωση της τάσης είναι μικρότερη. Τότε όμως η θεμελιώδης συνιστώσα έχει μικρότερη τιμή επομένως απαιτείται ακόμα μεγαλύτερη τιμή DC τάσης για να έχει ο μετατροπέας κατάλληλη τάση στην έξοδο. Για παράδειγμα η προϋπόθεση για να λειτουργεί ο μετατροπέας με ημιτονική διαμόρφωση είναι ο λόγος m_i να είναι μικρότερος από τη μονάδα. Όπως φαίνεται από το Σχήμα 1-7 αυτό έχει ως συνέπεια το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της φασικής τάσης να είναι μικρότερο από $V_{dc} / 2$:

$$m_i < 1 \Rightarrow V_i < \frac{V_{dc}}{2} \Rightarrow V_{i(rms)} < \frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}}$$

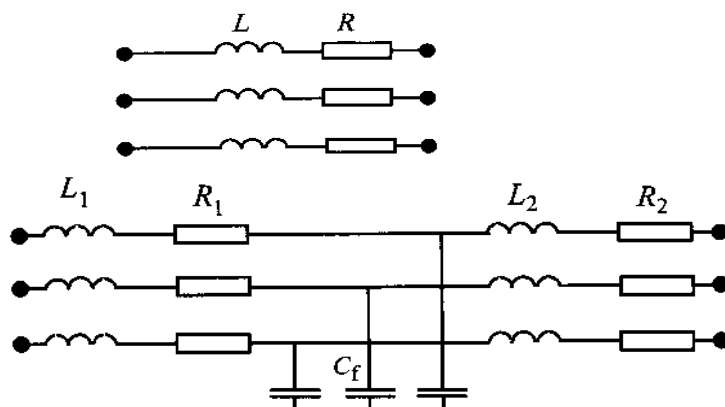
Οπότε για να λειτουργεί ο μετατροπέας με χωρητικό συντελεστή ισχύος πρέπει

$$V_{g(rms)} < V_{i(rms)} < \frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}} \Rightarrow V_{dc} > 2\sqrt{2} V_{g(rms)}$$

Για δίκτυο X.T. 230/400V πρέπει $V_{dc} > 2\sqrt{2} V_{g(rms)} = 2\sqrt{2} \cdot 230 = 650V$.

1.7 Η σύνθετη αντίσταση προσαρμογής

Στις εφαρμογές των μετατροπέων χρησιμοποιούνται δύο τύποι αντιστάσεων: αυτεπαγωγή L και σύνθετη αντίσταση LCL. Αν ο μετατροπέας συνδέεται στο δίκτυο μέσω μετασχηματιστή τότε το ρόλο της αντίστασης προσαρμογής παίζουν τα τυλίγματα του μετασχηματιστή.



Σχήμα 1-15 Οι αντιστάσεις για την προσαρμογή του μετατροπέα στο δίκτυο

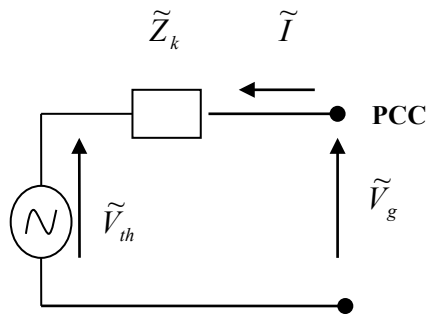
Τα πλεονεκτήματα της αντίστασης LCL έναντι της αυτεπαγωγής L είναι ότι παράγει άεργο ισχύ, καταστέλλει αρμονικές πιο χαμηλής τάξης και έχει μικρότερη τιμή αντίδρασης οπότε καλύτερη δυναμική συμπεριφορά [9]. Ωστόσο στην σχεδίαση του μετατροπέα που γίνεται στη συνέχεια χρησιμοποιείται η αυτεπαγωγή L , η οποία εξάλλου συνηθίζεται όταν ο μετατροπέας λειτουργεί με έλεγχο υστέρησης.

Όσον αφορά την καταστολή των αρμονικών, με τις τεχνικές PWM που χρησιμοποιούνται είναι πλέον δυνατόν να χρησιμοποιούνται φίλτρα μικρότερα σε μέγεθος και φθηνότερα. Στην προσομοίωση χρησιμοποιείται φίλτρο με $X_f = 5\%$ ενώ η αντίσταση R_f όταν δεν αγνοείται είναι υποδεκαπλάσια της X_f .

1.8 Μοντελοποίηση του δικτύου

Τα χαρακτηριστικά που χρησιμοποιήσαμε για τη μοντελοποίηση του τριφασικού δικτύου είναι :

- Ισοδύναμη κατά Thevenin ΗΕΔ δικτύου : $\tilde{V}_{th}$
Το τριφασικό σύστημα $\tilde{V}_{th_a}$, $\tilde{V}_{th_b}$, $\tilde{V}_{th_c}$ μπορεί να περιέχει αρμονικές ή ασυμμετρίες.
- Ισχύς βραχυκύκλωσης : S_k
Κατ' ουσίαν μας ενδιαφέρει το πηλίκο S_k / S_N όπου S_N η ονομαστική ισχύς του αντιστροφέα, διότι είναι καθοριστικό για τη δυνατότητα σύνδεσης του αντιστροφέα στο δίκτυο ώστε να τηρούνται κάποιες προϋποθέσεις ποιότητας ισχύος (Παράγραφος 1.10)
- Γωνία της σύνθετης αντίστασης βραχυκύκλωσης του δικτύου : ψ_k



Σχήμα 1-16 Ανά φάση ηλεκτρικό ισοδύναμο του δικτύου

PCC¹ : Point of Common Coupling (Σημείο Κοινής Σύνδεσης)

$$\tilde{V}_g : \text{η φασική τάση του δικτύου για την οποία ισχύει } \tilde{V}_g = \tilde{V}_{th} + \tilde{I} \cdot \tilde{Z}_k \quad (1.20)$$

$\tilde{Z}_k = Z_k \angle \psi_k$: η ισοδύναμη ανά φάση σύνθετη αντίσταση του δικτύου για την

$$\text{οποία ισχύουν } Z_k = \frac{3V_{th}^2}{S_k} = \frac{(\sqrt{3}V_{th})^2}{S_k} = \frac{V_N^2}{S_k} \quad (1.21)$$

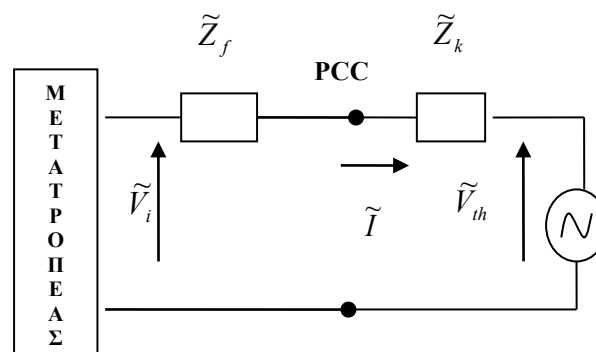
όπου V_N η πολική τάση του δικτύου.

$$\text{Για την } \psi_k \text{ ισχύει : } \psi_k = \angle \tilde{Z}_k = \arctan\left(\frac{X_k}{R_k}\right) \quad (1.22)$$

Όσον αφορά τη συχνότητα του δικτύου μπορεί γενικά να μεταβάλλεται.

¹ Στη Χ.Τ. το σημείο κοινής σύνδεσης συμπίπτει με το σημείο σύνδεσης στο δίκτυο.

1.9 Οι φασικές τάσεις μετατροπέα που συνδέεται στο δίκτυο



Σχήμα 1-17 Ανά φάση ισοδύναμο κύκλωμα
τριφασικού μετατροπέα που συνδέεται στο δίκτυο

Από το 2^ο νόμο του Kirchoff στο βρόχο του Σχήματος 1-17 μπορεί να υπολογιστεί η τιμή της φασικής τάσης του μετατροπέα:

$$\tilde{V}_i = \tilde{V}_{th} + \tilde{I}(\tilde{Z}_k + \tilde{Z}_f) \quad (1.23)$$

Και αν μετασχηματίσουμε στο πεδίο Laplace όλα τα μεγέθη, για κάθε φάση ισχύει :

$$\begin{aligned} v_{an} &= v_{th_a} + i_a(Z_k(s) + Z_f(s)) \\ v_{bn} &= v_{th_b} + i_b(Z_k(s) + Z_f(s)) \\ v_{cn} &= v_{th_c} + i_c(Z_k(s) + Z_f(s)) \end{aligned} \quad (1.24)$$

Η διαδικασία για την εύρεση των v_{an} , v_{bn} , v_{cn} είναι όμοια με τη Παράγραφο (1.3):

$$\begin{aligned} v_{an} &= v_{ao} - v_{no} = v_{th_a} + i_a(Z_k(s) + Z_f(s)) \\ v_{bn} &= v_{bo} - v_{no} = v_{th_b} + i_b(Z_k(s) + Z_f(s)) \\ v_{cn} &= v_{co} - v_{no} = v_{th_c} + i_c(Z_k(s) + Z_f(s)) \end{aligned} \quad (1.25)$$

Με πρόσθεση κατά μέλη :

$$v_{ao} + v_{bo} + v_{co} - 3v_{no} = (v_{th_a} + v_{th_b} + v_{th_c}) + (i_a + i_b + i_c) \cdot (Z_k(s) + Z_f(s)) \quad (1.26)$$

Επειδή ο ουδέτερος η του φορτίου είναι ασύνδετος ισχύει $i_a + i_b + i_c = 0$, ενώ στη γενική περίπτωση μη συμμετρικού δικτύου ισχύει $v_{th_a} + v_{th_b} + v_{th_c} \neq 0$. Επομένως :

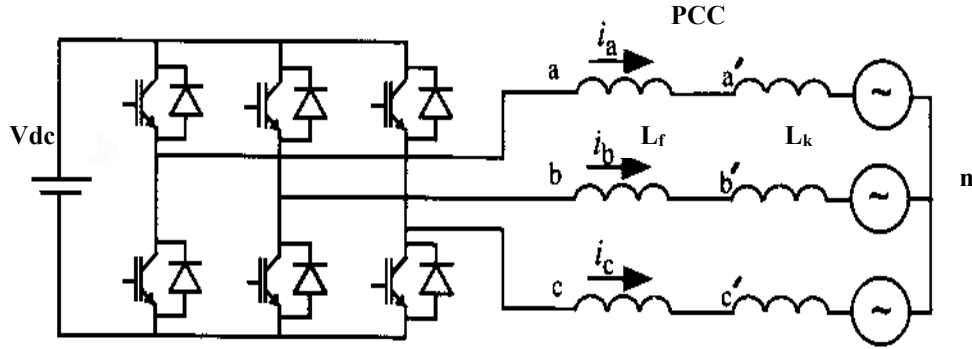
$$v_{no} = \frac{1}{3}(v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) - \frac{1}{3}(v_{th_a} + v_{th_b} + v_{th_c}) \quad (1.27)$$

Και με αντικατάσταση στην (1.25) :

$$\begin{aligned} v_{an} &= \frac{2}{3}v_{ao} - \frac{1}{3}v_{bo} - \frac{1}{3}v_{co} + \frac{1}{3}(v_{th_a} + v_{th_b} + v_{th_c}) \\ v_{bn} &= \frac{2}{3}v_{bo} - \frac{1}{3}v_{co} - \frac{1}{3}v_{ao} + \frac{1}{3}(v_{th_a} + v_{th_b} + v_{th_c}) \\ v_{cn} &= \frac{2}{3}v_{co} - \frac{1}{3}v_{ao} - \frac{1}{3}v_{bo} + \frac{1}{3}(v_{th_a} + v_{th_b} + v_{th_c}) \end{aligned} \quad (1.28)$$

Αν η τάση του δικτύου είναι συμμετρική ή δεν περιέχει ομοπολική συνιστώσα, τότε η (1.28) γίνεται ίδια με την (1.11). Δηλαδή δεν υπάρχει καμία διαφορά στις φασικές τάσεις σε σχέση με την περίπτωση όπου ο μετατροπέας τροφοδοτεί παθητικό φορτίο.

1.10 Η επίδραση της στάθμης βραχυκύκλωσης στην αρμονική παραμόρφωση [9]



Σχήμα 1-18 Τριφασικός μετατροπέας που συνδέεται σε δίκτυο μέσω φίλτρου L

Στην ανάλυση έχουμε αγνοήσει τις ωμικές αντιστάσεις του φίλτρου και του δικτύου ενώ η ΗΕΔ δικτύου θεωρούμε ότι δεν περιέχει αρμονικές.

Οι φασικές τάσεις εξόδου του αντιστροφέα περιέχουν αρμονικές. Οι αρμονικές αυτές εμφανίζονται και στο σημείο κοινής σύνδεσης. Αν εφαρμόσουμε διαιρέτη τάσης στη φάση a προκύπτει:

$$\frac{(v_{a'n})_h}{(v_{an})_h} = \frac{(X_k)_h}{(X_k)_h + (X_f)_h} = \frac{L_k h \omega}{L_k h \omega + L_f h \omega} = \frac{L_k \omega}{L_k \omega + L_f \omega} = \frac{X_k}{X_k + X_f} \quad (1.29)$$

όπου $\omega = 2\pi \cdot 50 \text{ rad/s}$ και h η τάξη της αρμονικής.

Γενικά για κάθε φάση μπορούμε να γράψουμε :

$$\frac{(v_g)_h}{(v_i)_h} = \frac{X_k}{X_k + X_f} \Rightarrow (v_g)_h = \frac{X_k}{X_k + X_f} (v_i)_h \quad (1.30)$$

Σύμφωνα με τη σχέση (1.30) λοιπόν, η αρμονική παραμόρφωση της τάσης εξαρτάται από το λόγο $\frac{X_k}{X_k + X_f}$. Το $X_{f(p.u.)}$ είναι περίπου 0.05 ανηγμένο στα ονομαστικά

μεγέθη του αντιστροφέα S_N και V_N . Το μέγεθος X_k έχει τιμή που εξαρτάται από τη στάθμη βραχυκύκλωσης του δικτύου στο σημείο κοινής σύνδεσης. Συγκεκριμένα έχει τιμή $X_k = \frac{V_N^2}{S_k}$.

$$\text{Η βάση αντίστασης για το σύστημα μας είναι : } Z_{base} = \frac{V_N^2}{S_N} \quad (1.31)$$

$$\text{Οπότε η τιμή της } X_k \text{ σε ανά μονάδα είναι : } X_{k(p.u.)} = \frac{X_k}{Z_{base}} = \frac{S_N}{S_k} \quad (1.32)$$

Εδώ αναδεικνύεται η επίδραση της στάθμης βραχυκύκλωσης στην αρμονική παραμόρφωση της τάσης. Αν για παράδειγμα $S_k = 20 S_N$ τότε $X_{k(p.u.)} = 0.05 = X_{f(p.u.)}$ και από τη σχέση (1.30) $(v_g)_h = 0.5(v_i)_h$. Αν το S_k είναι πολύ μεγαλύτερο από το S_N , δηλαδή έχουμε ‘άπειρο ΣΗΕ’, πρακτικά ο λόγος $X_{k(p.u.)} = S_N / S_k$ είναι μηδέν και από τη σχέση (1.30) συμπεραίνουμε ότι στο σημείο κοινής σύνδεσης δεν εμφανίζονται αρμονικές τάσης.

Επίσης για τις αρμονικές ρεύματος έστω της φάσης a ισχύει:

$$(i_a)_h = \frac{(v_{an})_h}{(X_k)_h + (X_f)_h} = \frac{(v_{an})_h}{(L_k + L_f)h\omega} = \frac{(v_{an})_h}{(X_k + X_f)h} \quad (1.33)$$

Γενικά για κάθε φάση μπορούμε να γράψουμε :

$$i_h = \frac{(v_i)_h}{(X_k + X_f)h} \quad (1.34)$$

Δηλαδή όσο μεγαλύτερη είναι η τάξη της αρμονικής συνιστώσας του ρεύματος, τόσο μικρότερο γίνεται το πλάτος της. Δηλαδή πρακτικά καταστέλλονται οι αρμονικές ρεύματος ανώτερης τάξης.

1.11 Μέτρηση της ισχύος

Η μέτρηση της ισχύος θα γίνει σύμφωνα με το πρότυπο 1459 της IEEE [10], το οποίο δημιουργήθηκε για να δείξει τον τρόπο μέτρησης της ισχύος στη πλέον γενική περίπτωση δικτύου, δηλαδή στη περίπτωση ασύμμετρου και παραμορφωμένου δικτύου.

Πριν εφαρμοστεί το πρότυπο η μέτρηση της ισχύος γινόταν με τρόπο ο οποίος σε κάποιες περιπτώσεις, όπως στην περίπτωση ασυμμετρίας, οδηγούσε σε αντιφατικά ή λανθασμένα συμπεράσματα [11]. Για παράδειγμα σε ένα ασύμμετρο δίκτυο οι τρεις φάσεις δεν καταναλώνουν την ίδια ισχύ ($S_a \neq S_b \neq S_c$, $P_a \neq P_b \neq P_c$, $Q_a \neq Q_b \neq Q_c$, $D_a \neq D_b \neq D_c$). Επομένως η τριφασική ισχύς δεν είναι το τριπλάσιο της ισχύος που καταναλώνεται σε μία από τις τρεις φάσεις. Προκειμένου να προσδιοριστεί η ισχύς σε ένα ασύμμετρο δίκτυο, το παλαιότερο πρότυπο της IEEE (Std 100) όριζε δύο εκφράσεις για τη φαινομένη ισχύ

$$S_A = |\tilde{S}_a| + |\tilde{S}_b| + |\tilde{S}_c| = \sqrt{P_a^2 + Q_a^2 + D_a^2} + \sqrt{P_b^2 + Q_b^2 + D_b^2} + \sqrt{P_c^2 + Q_c^2 + D_c^2} \quad (1.35)$$

‘arithmetic apparent power’

$$S_V = |\tilde{S}_a + \tilde{S}_b + \tilde{S}_c| = \sqrt{(P_a + P_b + P_c)^2 + (Q_a + Q_b + Q_c)^2 + (D_a + D_b + D_c)^2} \quad (1.36)$$

‘vector apparent power’

Και όπως είναι προφανές από τις (1.35) και (1.36) $S_V \leq S_A$. Σύμφωνα με το νέο πρότυπο της IEEE (STD 1459) καμία από τις παραπάνω εκφράσεις δεν είναι σωστή.

Σε αρκετές περιπτώσεις φυσικά, το νέο πρότυπο της IEEE ισοδυναμεί με το παλαιότερο πρότυπο. Το παλαιότερο πρότυπο (STD 100) δίνει απλούστερες εκφράσεις για τη μέτρηση της ισχύος, οι οποίες θα εφαρμόζονται όπου κρίνεται σωστό ώστε να αποφεύγονται οι πολύπλοκες εκφράσεις του νέου προτύπου.

Σύμφωνα με την προσέγγιση του STD 1459 η φαινόμενη ισχύς ορίζεται ως η μέγιστη ενεργός ισχύς που μπορεί να μεταφερθεί μέσω μιας δεδομένης τριφασικής γραμμής σε ένα τέλεια συμμετρικό τριφασικό φορτίο που τροφοδοτείται από τάση V_e , με τις απώλειες στη γραμμή να παραμένουν αμετάβλητες. Η φαινόμενη ισχύς ορίζεται από τον τύπο

$$S_e = 3V_e I_e \quad \text{'effective apparent power'} \quad (1.37)$$

$$\text{όπου } V_e = \sqrt{\frac{3(V_a^2 + V_b^2 + V_c^2) + (V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2)}{18}} \quad (1.38)$$

$$\text{και } I_e = \sqrt{\frac{I_a^2 + I_b^2 + I_c^2 + I_n^2}{3}} \quad (1.39)$$

όλες οι τιμές είναι *rms* ενώ I_n είναι το ρεύμα του ουδετέρου.

Όταν δεν υπάρχει ουδέτερος αγωγός, όπως συμβαίνει στην περίπτωση του δικτύου που εξετάζουμε, οι τύποι (1.38) και (1.39) απλοποιούνται στους τύπους

$$V_e = \sqrt{\frac{(V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2)}{9}} \quad (1.40)$$

$$I_e = \sqrt{\frac{I_a^2 + I_b^2 + I_c^2}{3}} \quad (1.41)$$

Και αν η τάση και το ρεύμα είναι συμμετρικά ισχύει

$$V_e = \frac{V_{ll}}{\sqrt{3}} \quad (1.42)$$

$$I_e = I \quad (1.43)$$

Οπότε προκύπτει ο γνωστός τύπος της ισχύος

$$S_e = \sqrt{3} V_{ll} I \quad (1.44)$$

Η τάση και το ρεύμα αποτελούνται από τη θεμελειώδη συνιστώσα των 50 Hz και από αρμονικές συνιστώσες. Μπορούμε να διαχωρίσουμε τις θεμελειώδεις συνιστώσες από τις αρμονικές

$$I_e^2 = I_{e1}^2 + I_{eH}^2 \quad (1.45)$$

$$V_e^2 = V_{e1}^2 + V_{eH}^2 \quad (1.46)$$

Οπότε η φαινόμενη ισχύς αποτελείται από τέσσερις όρους

$$\begin{aligned} S_e^2 &= (3V_{e1}I_{e1})^2 + (3V_{e1}I_{eH})^2 + (3V_{eH}I_{e1})^2 + (3V_{eH}I_{eH})^2 \\ &= S_{e1}^2 + D_{e1}^2 + D_{eV}^2 + S_{eH}^2 \end{aligned} \quad (1.47)$$

Ο πρώτος όρος είναι η θεμελειώδης φαινόμενη ισχύς και μπορεί να διαχωριστεί σε θεμελιώδη φαινόμενη ισχύ θετικής ακολουθίας και σε έναν ένα δεύτερο όρο που εξαρτάται από την ασυμμετρία του συστήματος, δηλαδή

$$S_{e1}^2 = (3V_{e1}I_{e1})^2 = (S_1^+)^2 + (S_{U1})^2 \quad (1.48)$$

Ο όρος S_1^+ με τη σειρά του μπορεί να διαχωριστεί σε ενεργό και άεργο θεμελειώδη ισχύ θετικής ακολουθίας

$$(S_1^+)^2 = (P_1^+)^2 + (Q_1^+)^2 \quad (1.49)$$

$$P_1^+ = 3V_1^+ I_1^+ \cos \theta_1^+ \quad \text{και} \quad Q_1^+ = 3V_1^+ I_1^+ \sin \theta_1^+ \quad (1.50)$$

Οι υπόλοιποι τρεις όροι της σχέσης (1.47) εκφράζουν όλοι μαζί τη μη θεμελειώδη φαινομένη ισχύ

$$S_{eN}^2 = S_e^2 - S_{e1}^2 = D_{e1}^2 + D_{eV}^2 + S_{eH}^2 \quad (1.51)$$

Οι τρεις αυτοί όροι μπορούν ακόμα να εκφραστούν σε συνάρτηση με το S_{e1} , δηλαδή

$$D_{e1} = 3V_{e1}I_{eH} = 3V_{e1}I_{e1} \frac{I_{eH}}{I_{e1}} = S_{e1} THD_{e1} \quad (1.52)$$

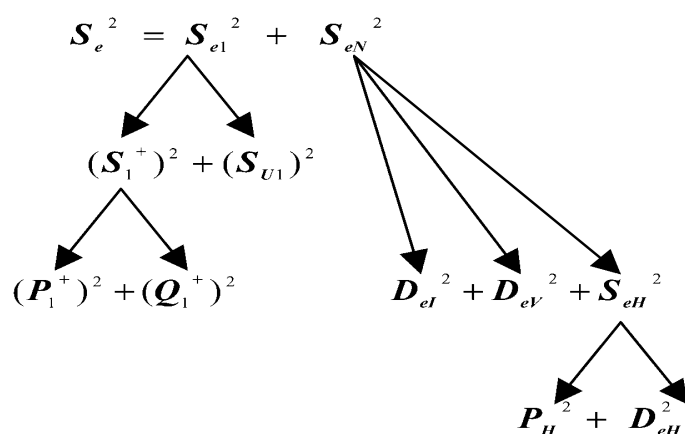
$$D_{eV} = 3V_{eH}I_{e1} = 3V_{e1}I_{e1} \frac{V_{eH}}{V_{e1}} = S_{e1} THD_{eV} \quad (1.53)$$

$$S_{eH} = 3V_{eH}I_{eH} = 3V_{e1}I_{e1} \frac{V_{eH}}{V_{e1}} \frac{I_{eH}}{I_{e1}} = S_{e1} THD_{e1} THD_{eV} \quad (1.54)$$

Ο όρος $S_{eH} = 3V_{eH}I_{eH}$ περιέχει την ενεργό ισχύ αρμονικών συνιστωσών, δηλαδή ισχύει

$$S_{eH}^2 = P_H^2 + D_{eH}^2 \quad (1.55)$$

$$\text{όπου } P_H = \sum_{\substack{h \neq 1 \\ i=a,b,c}} V_{ih} I_{ih} \cos \theta_{ih} = P - P_1 \quad (1.56)$$



Σχήμα 1-19 Διαχωρισμός της ισχύος σύμφωνα με το πρότυπο 1459 της IEEE

Ένας άλλος διαχωρισμός που μπορεί να γίνει στη φαινομένη ισχύ είναι ο διαχωρισμός σε ενεργό ισχύ P και σε άεργο ισχύ N , δηλαδή

$$S_e^2 = P^2 + N^2 \quad (1.57)$$

Το μειονέκτημα αυτού του διαχωρισμού είναι ότι δεν κάνει διάκριση ανάμεσα στην άεργο ισχύ των 50 Hz και στην άεργο ισχύ ανώτερων συχνοτήτων.

Σύμφωνα με όσα αναφέρθηκαν παραπάνω

για ρεύμα και τάση συμμετρικά και χωρίς αρμονικές θα ισχύει $S_e = S_{e1} = S_1^+$

για ρεύμα και τάση συμμετρικά με αρμονική παραμόρφωση θα ισχύει $S_e > S_{e1} = S_1^+$

για ρεύμα και τάση ασύμμετρα με αρμονική παραμόρφωση θα ισχύει $S_e > S_{e1} > S_1^+$

Κεφάλαιο 2

ΕΛΕΓΧΟΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

Όπως αναφέρθηκε στο πρώτο κεφάλαιο, οι παλμοί ενός μετατροπέα διαμορφώνονται από ένα σύστημα ανοικτού ή κλειστού βρόχου. Σ' αυτή την εργασία η διαμόρφωση γίνεται με ένα σύστημα κλειστού βρόχου στο οποίο η ανάδραση είναι το ρεύμα του μετατροπέα. Δηλαδή, όπως λέγεται, ο μετατροπέας λειτουργεί με έλεγχο ρεύματος.

Σ' αυτό το κεφάλαιο θα αναλύσουμε τη λειτουργία ενός τέτοιου μετατροπέα. Για να γίνει όμως η ανάλυση χρειάζεται η γνώση του πλαισίου αναφοράς $dq0$, γιατί όλα τα μεγέθη του ελέγχου θα μετασχηματιστούν σ' αυτό το πλαίσιο. Έτσι στην αρχή του κεφαλαίου αναφέρεται το πλαίσιο αναφοράς $dq0$ και εξηγείται πως γίνεται και γιατί μας εξυπηρετεί ο μετασχηματισμός στο πλαίσιο αυτό, ενώ στη συνέχεια αναφέρονται και συγκρίνονται δύο μέθοδοι για τον έλεγχο ρεύματος του μετατροπέα, η υστέρηση και η τεχνική σύγκρισης ράμπας.

2.1 Ανάλυση στο ακίνητο πλαίσιο $dq0$

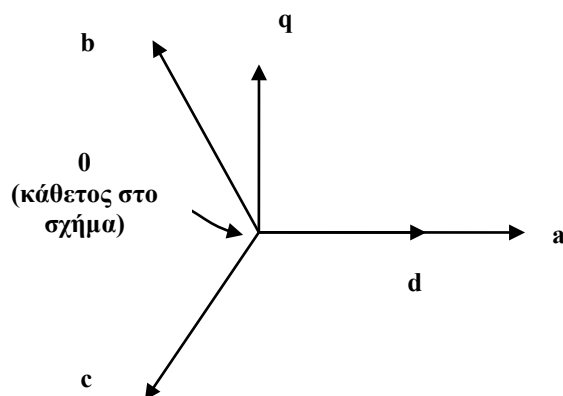
Στα φορτία με ασύνδετο ουδέτερο, παθητικά ή ενεργητικά, τα τρία ρεύματα των φάσεων έχουν σύμφωνα με το 1^ο νόμο του Kirchhoff άθροισμα μηδέν:

$$i_a + i_b + i_c = 0$$

Οπότε το ένα από τα τρία ρεύματα των φάσεων προκύπτει από τα άλλα δύο: π.χ. $i_c = -i_a - i_b$. Δηλαδή για τη γνώση των ρευμάτων του φορτίου χρειάζονται δύο μόνο στιγμιαίες τιμές. Εναλλακτικά αντί να χρησιμοποιηθούν οι φάσεις a και b μπορεί να γίνει ανάλυση των ρευμάτων σε άξονες d και q κάθετους μεταξύ τους και να χρησιμοποιηθούν οι συνιστώσες i_d και i_q . Η ανάλυση σε άξονες dq μπορεί να γενικευτεί ακόμα και όταν $i_a + i_b + i_c \neq 0$. Τότε εκτός από τις d και q συνιστώσες προκύπτει και τρίτη συνιστώσα i_0 η οποία είναι κάθετη στο επίπεδο dq.

Η ίδια ακριβώς ανάλυση σε συνιστώσες dq0 μπορεί να γίνει και για τις φασικές τάσεις των φορτίων. Μάλιστα σε περίπτωση συμμετρικού τριφασικού φορτίου ισχύει $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$ οπότε πάλι δεν υπάρχει συνιστώσα v_0 . Προφανώς η μηδενική συνιστώσα εμφανίζεται όταν υπάρχει ομοπολική ακολουθία τάσεων.

Αρχικά η ανάλυση γίνεται σε πλαίσιο στο οποίο οι άξονες d και q είναι ακίνητοι, δηλαδή δε στρέφονται. Από σύμβαση θεωρούμε ότι ο d άξονας ταυτίζεται με τη φάση a. Ο q άξονας είναι τοποθετημένος στις 90^0 αριστερόστροφα του d άξονα και το εξωτερικό γινόμενο $d \times q$ δίνει τον μηδενικό άξονα.



Σχήμα 2-1 Ακίνητο πλαίσιο dq0

Η ανάλυση οποιουδήποτε μεγέθους f όπως ρεύματος, τάσης, μαγνητικής ροής ή φορτίου στο dq0 πλαίσιο αναφοράς γίνεται μέσω του μετασχηματισμού :

$$\begin{pmatrix} f_d^s \\ f_q^s \\ f_0^s \end{pmatrix} = T_{dq0} \begin{pmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{pmatrix} \quad \text{όπου } T_{dq0} = \begin{pmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{\sqrt{2}}{3} & \frac{\sqrt{2}}{3} & \frac{\sqrt{2}}{3} \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

Ενώ ο αντίστροφος μετασχηματισμός είναι :

$$\begin{pmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{pmatrix} = T_{dq0}^{-1} \begin{pmatrix} f_d^s \\ f_q^s \\ f_0^s \end{pmatrix} \quad \text{όπου } T_{dq0}^{-1} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

Ο εκθέτης 's' είναι το αρχικό γράμμα της λέξης stationary (=ακίνητο).

Όταν ισχύει $f_a + f_b + f_c = 0$ τότε δεν υπάρχει μηδενική συνιστώσα οπότε η τρίτη σειρά του πίνακα T_{dq0} και η τρίτη στήλη του T_{dq0}^{-1} μπορούν να παραληφθούν.

Επιπλέον η πρώτη σειρά του πίνακα T_{dq0} απλοποιείται διότι

$$f_q^s = \frac{2}{3}f_a - \frac{1}{3}f_b - \frac{1}{3}f_c = f_a - \frac{1}{3}(f_a + f_b + f_c) = f_a.$$

Συνεπώς οι πίνακες μετασχηματισμού απλοποιούνται σε :

$$T_{dq} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

$$T_{dq}^{-1} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \quad (2.4)$$

Στην περίπτωση αυτή οι d, q συνιστώσες στη βιβλιογραφία αναφέρονται ως α , β.

2.2 Ανάλυση στο στρεφόμενο πλαίσιο dq0 [12]

Πολύ συχνά είναι χρήσιμο να γίνεται αλλαγή μεταβλητών του ρεύματος και της τάσης σε ένα στρεφόμενο πλαίσιο dq0. Ένας τέτοιος μετασχηματισμός χρησιμοποιείται όπως θα δούμε παρακάτω όταν προσομοιώνονται συστήματα ελέγχου που γενικά αποτελούν πολύπλοκες διαδικασίες.

Το πλαίσιο αναφοράς μπορεί να στρέφεται με οποιαδήποτε σταθερή ή μεταβλητή γωνιακή ταχύτητα. Επειδή ακριβώς η γωνιακή ταχύτητα του πλαισίου αναφοράς είναι αυθαίρετη μπορεί να επιλεγεί έτσι, ώστε οι προκύπτουσες μεταβλητές να είναι οι δυνατών απλούστερες και το σύστημα εξισώσεων να είναι βολικό στην εφαρμογή του.

Η μέθοδος αλλαγής των τριφασικών μεταβλητών στο αυθαίρετο πλαίσιο αναφοράς μπορεί να εκφραστεί ως εξής :

$$\begin{pmatrix} f_d(\vartheta) \\ f_q(\vartheta) \\ f_0 \end{pmatrix} = T_{dq0}(\vartheta) \begin{pmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{pmatrix} \text{ όπου } T_{dq0}(\vartheta) = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \cos \vartheta & \cos(\vartheta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \vartheta & -\sin(\vartheta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

Ο αντίστροφος μετασχηματισμός είναι :

$$\begin{pmatrix} f_a \\ f_b \\ f_c \end{pmatrix} = T_{dq0}^{-1}(\vartheta) \begin{pmatrix} f_d(\vartheta) \\ f_q(\vartheta) \\ f_0 \end{pmatrix} \quad \text{όπου} \quad T_{dq0}^{-1}(\vartheta) = \begin{pmatrix} \cos \vartheta & -\sin \vartheta & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\vartheta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\vartheta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\vartheta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (2.6)$$

$\vartheta = \int_0^t \omega(\tau) d\tau + \vartheta(0)$: η γωνία του άξονα d με τον άξονα της φάσης a.

$\vartheta(0)$: η αρχική γωνία του άξονα d με τον άξονα της φάσης a.

Για $\vartheta = 0$ καταλήγουμε στο μετασχηματισμό σε ακίνητο πλαίσιο, δηλαδή στις σχέσεις (2.1) και (2.2).

Συνηθίζεται η σταθερά του πίνακα T_{dq0} να είναι το $\sqrt{\frac{2}{3}}$ αντί το $\frac{2}{3}$ γιατί τότε ο μετασχηματισμός μετατρέπεται σε ορθογώνιος. Δηλαδή ο ανάστροφος του πίνακα T_{dq0} είναι και αντίστροφος του. Εδώ ο μετασχηματισμός θα χρησιμοποιείται όπως αναφέρεται και θα ισχύουν οι σχέσεις :

$$T^T = \frac{2}{3} T^{-1} \quad (2.7)$$

$$(T^{-1})^T = \frac{3}{2} T \quad (2.8)$$

Η χρησιμότητα του μετασχηματισμού dq0 θα αναδειχθεί με το παρακάτω παράδειγμα όπου θα γίνει μετασχηματισμός της τριφασικής μεταβλητής f σε δύο περιπτώσεις: Α.όταν η f είναι θετικής ακολουθίας και Β.όταν η f είναι αρνητικής ακολουθίας (F είναι το πλάτος της μεταβλητής). Η κυκλική ταχύτητα του στρεφόμενου πλαισίου είναι σταθερή και ίση με ω_{dq} ενώ η αρχική γωνία του άξονα d με τον άξονα της φάσης a $\vartheta(0) = 0$.

$$\text{Α.} \quad \begin{cases} f_a = F \cos(\omega t + \phi) \\ f_b = F \cos(\omega t - 2\pi/3 + \phi) \\ f_c = F \cos(\omega t + 2\pi/3 + \phi) \end{cases} \quad \Rightarrow \quad \begin{cases} f_d = F \cos((\omega - \omega_{dq})t + \phi) \\ f_q = F \sin((\omega - \omega_{dq})t + \phi) \\ f_0 = 0 \end{cases}$$

$$\bullet \quad \text{Για ακίνητο πλαίσιο: } \omega_{dq}=0 \Rightarrow \begin{cases} f_d = F \cos(\omega t + \phi) \\ f_q = F \sin(\omega t + \phi) \end{cases} \quad (2.9)$$

• Για πλαίσιο συγχρονισμένο με τη θετική ακολουθία της f :

$$\omega_{dq}=\omega \Rightarrow \begin{cases} f_d = F \cos \phi \\ f_q = F \sin \phi \end{cases} \quad (2.10)$$

$$\mathbf{B.} \begin{cases} f_a = F \cos(\omega t + \phi) \\ f_b = F \cos(\omega t + 2\pi/3 + \phi) \\ f_c = F \cos(\omega t - 2\pi/3 + \phi) \end{cases} \xRightarrow{\mathbf{T}} \begin{cases} f_d = F \cos((\omega + \omega_{qd})t + \phi) \\ f_q = -F \sin((\omega + \omega_{qd})t + \phi) \\ f_0 = 0 \end{cases}$$

$$\bullet \text{ Για ακίνητο πλαίσιο: } \omega_{dq}=0 \Rightarrow \begin{cases} f_d = F \cos(\omega t + \phi) \\ f_q = -F \sin(\omega t + \phi) \end{cases} \quad (2.11)$$

- Για πλαίσιο συγχρονισμένο με τη θετική ακολουθία της f :

$$\omega_{dq}=\omega \Rightarrow \begin{cases} f_d = F \cos(2\omega t + \phi) \\ f_q = -F \sin(2\omega t + \phi) \end{cases} \quad (2.12)$$

Με το μετασχηματισμό dq οι μεταβλητές μειώθηκαν από τρεις σε δύο. Έτσι μπορούμε να παραστήσουμε τη μεταβλητή f σαν μιγαδικό αριθμό, δηλαδή με τη μορφή

$$\tilde{f} = f_d + j \cdot f_q = F e^{j\theta} \quad (2.13)$$

όπου όταν η f είναι θετικής ακολουθίας ισχύει $\theta = (\omega - \omega_{dq})t + \phi$

ενώ όταν η f είναι αρνητικής ακολουθίας ισχύει $\theta = -[(\omega + \omega_{dq})t + \phi]$.

Στην περίπτωση που το πλαίσιο είναι συγχρονισμένο με τη θετική ακολουθία της f , δηλαδή $\omega_{dq}=\omega$, από τις σχέσεις (2.10) και (2.12) προκύπτει ότι αν η f είναι θετικής ακολουθίας το $\tilde{f}$ είναι ένα σταθερό με το χρόνο διάνυσμα, ενώ αν η f είναι αρνητικής ακολουθίας το $\tilde{f}$ ένα διάνυσμα που στρέφεται με διπλάσια συχνότητα 2ω . Το συμπέρασμα αυτό μπορεί να διαπιστωθεί και γραφικά αφού όταν η f είναι θετικής ακολουθίας, πλαίσιο και f στρέφονται και τα δύο αριστερόστροφα, οπότε η f είναι ακίνητη ως προς το πλαίσιο, ενώ όταν η f είναι αρνητικής ακολουθίας, το πλαίσιο στρέφεται αριστερόστροφα και η f δεξιόστροφα με την ίδια ταχύτητα, οπότε η f ως προς το πλαίσιο έχει διπλάσια ταχύτητα.

Ο μετασχηματισμός dq, όπως μπορέσαμε να διαπιστώσουμε, μπορεί να διαχωρίσει τη θετική και την αρνητική ακολουθία μιας τριφασικής μεταβλητής αφού η κάθε ακολουθία μπορεί να αναπαρασταθεί με ένα διαφορετικό διάνυσμα. Αν για παράδειγμα έχουμε μία ασύμμετρη τάση, μπορούμε με το μετασχηματισμό να διαπιστώσουμε πόσο είναι το πλάτος της θετικής και της αρνητικής ακολουθίας, αφού το πλάτος της θετικής ακολουθίας θα εμφανίζεται ως DC μέγεθος, ενώ το πλάτος της αρνητικής ακολουθίας θα έχει μια ταλάντωση 2ω .

Αλλά ακόμα και όταν δεν υπάρχουν ασυμμετρίες ο μετασχηματισμός παίζει σπουδαίο ρόλο. Αν μετασχηματίσουμε το ρεύμα σε πλαίσιο αναφοράς που στρέφεται με $\omega_{dq}=\omega$ και επιπλέον είναι ευθυγραμμισμένο με τη τάση, τότε σύμφωνα με τη σχέση (2.10) θα προκύψουν δύο ρεύματα που το μέτρο τους σχετίζεται με την άεργο και ενεργό ισχύ. Πράγματι το $I_q = I \cdot \sin\phi$ είναι το πλάτος του άεργου ρεύματος ενώ το

$I_d = I \cos \phi$ είναι το πλάτος του ενεργού ρεύματος. Δηλαδή ο μετασχηματισμός dq εκτός του ότι απλοποίησε σημαντικά τις μεταβλητές του ρεύματος, μας έδωσε την πληροφορία του συντελεστή ισχύος.

2.3 Ισχύς εκφρασμένη στο dq πλαίσιο

Η μιγαδική ισχύς εκφράζεται ως εξής :

$$\tilde{S} = \frac{3}{2} \tilde{v}_{dq} \tilde{i}_{dq}^* = \frac{3}{2} (v_d + j.v_q) \cdot (i_d + j.i_q)^* \quad (2.14)$$

$$= \frac{3}{2} (v_d + j.v_q) \cdot (i_d - j.i_q) = \frac{3}{2} [(v_d i_d + v_q i_q) + j.(v_q i_d - v_d i_q)]$$

$$\Rightarrow p(t) = P = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) \quad (2.15)$$

$$\Rightarrow q(t) = Q = \frac{3}{2} (v_q i_d - v_d i_q) \quad (2.16)$$

Ο συντελεστής 3/2 που υπάρχει στην εξίσωση (2.14) οφείλεται στην επιλογή της σταθεράς που χρησιμοποιήθηκε κατά το μετασχηματισμό.

Η στιγμιαία ισχύς είναι ίση με την ενεργό ισχύ εφόσον το τριφασικό σύστημα τάσεων και ρευμάτων είναι συμμετρικό . Αν το σύστημα δεν είναι συμμετρικό θα

$$\text{ισχύει } P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q) dt \text{ και}$$

$$Q = \frac{1}{T} \int_0^T q(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T \frac{3}{2} (v_q i_d - v_d i_q) dt$$

Η ισχύς που προέκυψε στο πλαίσιο dq είναι ίση με την ισχύ στο πλαίσιο abc, παραμένει δηλαδή αναλοιώτη. Πράγματι, η συνολική στιγμιαία ισχύς μπορεί να εκφραστεί μέσω των abc μεταβλητών ως εξής:

$$p_{abc} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = (v_a \ v_b \ v_c) \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} = [v_{abc}]^T \cdot [i_{abc}]$$

$$\text{Όπου } [v_{abc}]^T = (v_a \ v_b \ v_c) \text{ και } [i_{abc}]^T = (i_a \ i_b \ i_c)$$

$$\begin{aligned} \text{Οπότε } p_{abc} &= [v_{abc}]^T \cdot [i_{abc}] = \\ &= (T^{-1} [v_{dq}])^T (T^{-1} [i_{dq}]) \quad (\text{από σχέση (2.6)}) \\ &= [v_{dq}]^T (T^{-1})^T T^{-1} [i_{dq}] \\ &= [v_{dq}]^T \frac{3}{2} T T^{-1} [i_{dq}] \quad (\text{από σχέση (2.8)}) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{3}{2} [\nu_{dq}]^T [i_{qd}] \\
&= \frac{3}{2} (\nu_d \ \nu_q) \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \\
&= \frac{3}{2} (\nu_d i_d + \nu_q i_q) = p_{dq}
\end{aligned}$$

2.4 Ρεύμα φορτίου σταθερής ισχύος

Από τη σχέση (2.14) και μετά από πράξεις προκύπτουν οι συνιστώσες i_d και i_q του ρεύματος του φορτίου όταν γνωρίζουμε την τάση και την ενεργό και άεργο ισχύ του :

$$\tilde{I}^* = \frac{2\tilde{S}}{3\tilde{V}} \Rightarrow \dots \Rightarrow i_d - j.i_q = \frac{2}{3} \cdot \frac{(P\nu_d + Q\nu_q) - j(P\nu_q - Q\nu_d)}{(\nu_d^2 + \nu_q^2)} \Rightarrow$$

$$i_d = \frac{2}{3} \cdot \frac{(P\nu_d + Q\nu_q)}{(\nu_d^2 + \nu_q^2)} \quad (2.17)$$

$$i_q = \frac{2}{3} \cdot \frac{(P\nu_q - Q\nu_d)}{(\nu_d^2 + \nu_q^2)} \quad (2.18)$$

όπου P και Q είναι οι μέσες τιμές της ενεργού και αέργου ισχύος αντίστοιχα.

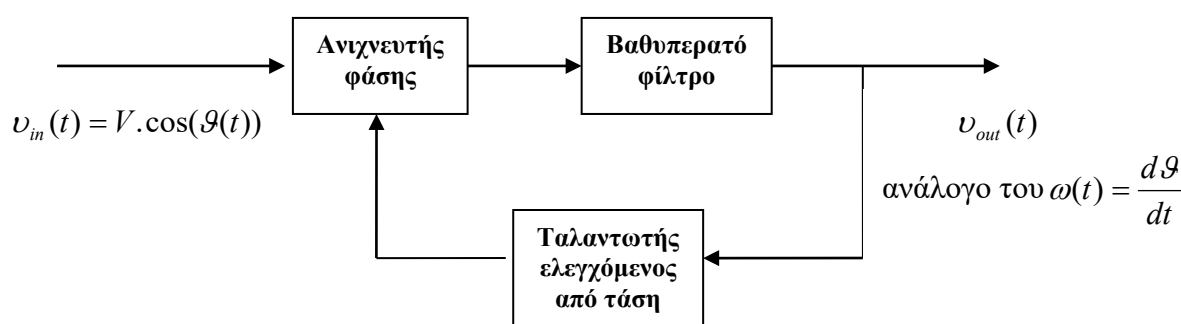
2.5 Συγχρονισμός πλαισίου αναφοράς – συστήματος τάσεων

Ο συγχρονισμός του στρεφόμενου πλαισίου αναφοράς με το σύστημα των τάσεων επιτυγχάνεται μόνο εφόσον το πλαίσιο στρέφεται με γωνιακή ταχύτητα ίδιας τιμής με την κυκλική συχνότητα της τάσης. Πρέπει δηλαδή η γωνία πλαισίου - συστήματος τάσεων να είναι συνεχώς σταθερή, ώστε το διάνυσμα των τάσεων να είναι ακίνητο ως προς το πλαίσιο αναφοράς.

Γι' αυτό το λόγο απαιτείται η εκτίμηση της συχνότητας $\omega(t)$ και εν συνεχεία ο υπολογισμός της φάσης $\vartheta = \int_0^t \omega(\tau) d\tau + \vartheta(0)$ της τάσης. Η φάση της τάσης θα είναι η

γωνία που πρέπει να έχει ο μετασχηματισμός $T_{dq}(\vartheta)$ ώστε να επιτευχθεί ο συγχρονισμός. Επισημαίνουμε ότι η πληροφορία της φάσης πρέπει να είναι εξαιρετικά ακριβής διότι σφάλμα στην εκτίμησή της οδηγεί σε σημαντικά σφάλματα στα υπολογιζόμενα από το μετασχηματισμό μεγέθη. Τέτοια σφάλματα σε ένα σύστημα ελέγχου μπορεί να είναι πολύ σοβαρά και να προκαλέσουν με τη σειρά τους μεγάλα σφάλματα στην έξοδο του συστήματος και άρα στη λειτουργία του μετατροπέα.

Η εκτίμηση της φάσης ενός σήματος είναι ζητούμενη σε πολλές περιοχές της επιστήμης του ηλεκτρολόγου μηχανικού και γενικά δεν είναι εύκολη υπόθεση. Η εκτίμηση της φάσης σήμερα γίνεται με PLL (Phase-Locked Loop), λόγω της ανάπτυξης των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων (ICs). Υπάρχουν πολλά σχήματα ακόμα, κλειστού ή ανοικτού βρόχου, που μπορούν να χρησιμοποιηθούν. Ωστόσο το PLL και οι παραλλαγές του φαίνεται να έχουν την πιο αξιόπιστη συμπεριφορά στις περιπτώσεις που το σήμα περιέχει αρμονικές, θόρυβο, ασυμμετρίες, βυθίσεις, ανυψώσεις και απότομες μεταβολές στη φάση του [13], [14]. Το κλασικό σχήμα του PLL φαίνεται στο Σχήμα 2-2.



Σχήμα 2-2 Το κλασικό σχήμα του PLL

Τα τρία βασικά του μέρη είναι : ανιχνευτής φάσης, βαθυπερατό φίλτρο και ταλαντωτής ελεγχόμενος από τάση (VCO). Συνήθως ο ανιχνευτής φάσης είναι ένας μίκτης η έξοδος του οποίου αποτελείται από έναν DC όρο που έχει την πληροφορία της φάσης του σήματος εισόδου και έναν AC όρο που πρέπει να αποκοπεί από το βαθυπερατό φίλτρο. Το βαθυπερατό φίλτρο μπορεί να υλοποιηθεί με ένα παθητικό φίλτρο ή έναν ενισχυτή. Το DC σήμα που λαμβάνεται μετά το φίλτρο συνδέεται με σχέση αναλογίας με τη συχνότητα του σήματος εισόδου και είναι η είσοδος στον ταλαντωτή VCO.

Στη διπλωματική εργασία επιλέχθηκε η μέθοδος του zero-crossing σαν μέσο για την εκτίμηση της φάσης γιατί είναι εύκολα υλοποιήσιμη αλλά και για να αναδειχθούν τα μειονεκτήματά της που οδήγησαν στην εφαρμογή πιο σύνθετων μεθόδων PLL.

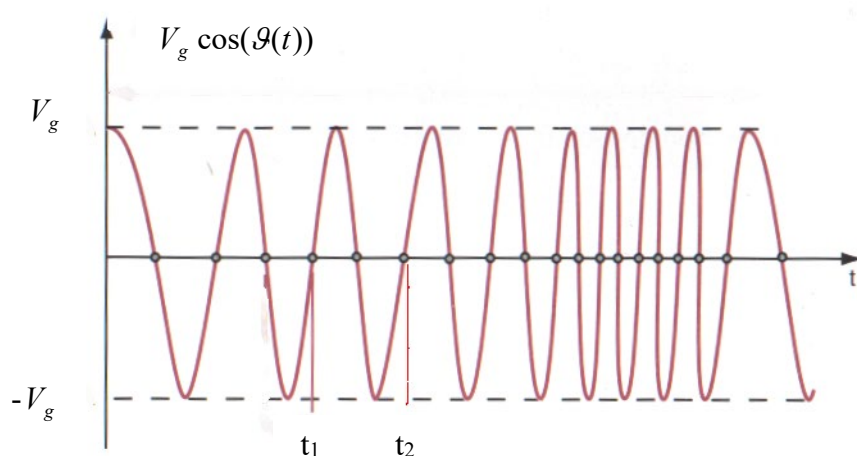
2.5.1 Αποδιαμόρφωση με χρήση ανιχνευτή μηδενισμών Zero – crossing detection

Η πληροφορία για τη φάση του σήματος περιέχεται στα σημεία όπου το σήμα μηδενίζεται και ονομάζονται σημεία διασταύρωσης με το μηδέν. Έστω ότι η τάση του δικτύου περιγράφεται από ένα σήμα της μορφής :

$$\begin{aligned}
 v_g &= V_g \cos(\theta(t)) = V_g \cos\left(\int_0^t \omega(\tau) d\tau + \theta(0)\right) = V_g \cos\left(\int_0^t 2\pi(f + f(\tau)) d\tau + \theta(0)\right) \\
 &= V_g \cos\left(2\pi \int_0^t (f + \Delta f \cdot g(\tau)) d\tau + \theta(0)\right) = V_g \cos\left(2\pi f t + 2\pi \Delta f \int_0^t g(\tau) d\tau + \theta(0)\right) \quad (2.19)
 \end{aligned}$$

Η συχνότητα του δικτύου είναι μεταβαλλόμενη και εκφράζεται σαν άθροισμα δύο συχνοτήτων, μίας σταθερής των 50 Hz και μιας μεταβαλλόμενης $f(t) = \Delta f \cdot g(t)$. Αν το $g(t)$ είναι ένα περιοδικό σήμα μοναδιαίου πλάτους τότε η συχνότητα του δικτύου κυμαίνεται μεταξύ $f - \Delta f$ και $f + \Delta f$, δηλαδή αν είναι $\Delta f = 1$ Hz, τότε η συχνότητα είναι 50 ± 1 Hz.

Για την προσομοίωση της συχνότητας του δικτύου θεωρούμε ότι το $f(t)$ είναι ένα αργά μεταβαλλόμενο ημιτονοειδές σήμα πλάτους $\Delta f = 1$ Hz. Δηλαδή $f + f(t) = 50 + 1 \cdot \sin(\omega t)$ όπου ω αρκετά μικρότερη από τα $2\pi \cdot 50$ rad/sec. Έστω ότι η ω είναι 200 φορές μικρότερη, δηλαδή $\pi/2$ rad/sec, οπότε εμφανίζει μεταβολή πλάτους 1 Hz σε 1 sec.



Σχήμα 2-3 Αποδιαμόρφωση με χρήση ανιχνευτή μηδενικών

Η μέθοδος που χρησιμοποιείται ανιχνεύει τους μηδενισμούς του σήματος V_g που συμβαίνουν όταν το σήμα έχει θετική κλίση. Επομένως αν δύο τέτοιοι διαδοχικοί μηδενισμοί συμβαίνουν σε χρόνους t_1 και t_2 , για τη φάση του σήματος ισχύει :

$$\theta(t_2) - \theta(t_1) = 2\pi \quad \Rightarrow \quad 2\pi f(t_2 - t_1) + 2\pi \Delta f \int_{t_1}^{t_2} g(\tau) d\tau = 2\pi$$

Με τη ρεαλιστική υπόθεση ότι το σήμα $g(t)$ είναι αργά μεταβαλλόμενο, η τιμή του μπορεί να θεωρηθεί πρακτικά σταθερή στο διαστήμα (t_1, t_2) , με συνέπεια :

$$2\pi f(t_2 - t_1) + 2\pi \Delta f g(t_1) \cdot (t_2 - t_1) = 2\pi \quad \Rightarrow \quad 2\pi f + 2\pi \Delta f g(t_1) = \frac{2\pi}{t_2 - t_1}$$

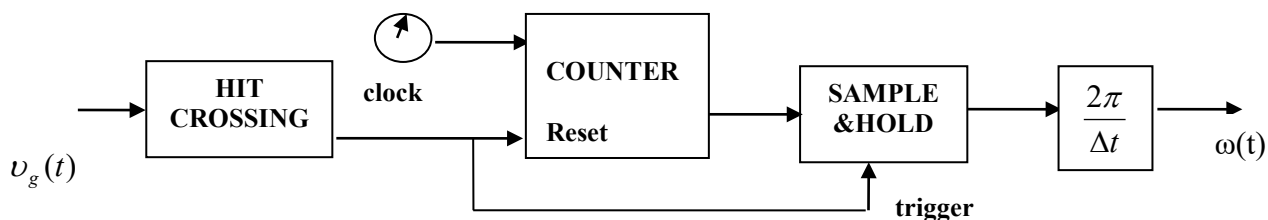
$$2\pi(f + \Delta f g(t_1)) = \frac{2\pi}{t_2 - t_1} \quad \Rightarrow \quad 2\pi(f + f(t_1)) = \frac{2\pi}{t_2 - t_1} \quad \Rightarrow \quad \omega(t_1) = \frac{2\pi}{t_2 - t_1} \quad (2.20)$$

Από τη σχέση (2.20) προκύπτει η κυκλική συχνότητα ω της τάσης του δικτύου και η φάση θ στη συνέχεια προκύπτει από το ολοκλήρωμα $\int_0^t \omega(\tau) d\tau + \theta(0)$ [15].

Μειονέκτημα της μεθόδου είναι ότι δεν μπορούν να εκτιμηθούν οι γρήγορες μεταβολές στη συχνότητα (στην ανάλυση που κάναμε το $f(t) = \Delta f \cdot g(t)$ ήταν ένα αργά μεταβαλλόμενο σήμα, με μεταβολή 1 Hz κάθε δευτερόλεπτο). Ωστόσο πιο απότομες μεταβολές στην τάση του δικτύου δεν είναι συνηθισμένες οπότε το μειονέκτημα αυτό της μεθόδου είναι ιδιαίτερα σημαντικό. Πιο σοβαρό μειονέκτημα είναι η ακρίβεια της μεθόδου όταν υπάρχουν διαταραχές στο σήμα εισόδου όπως αρμονικές (βλέπε επόμενη παράγραφο).

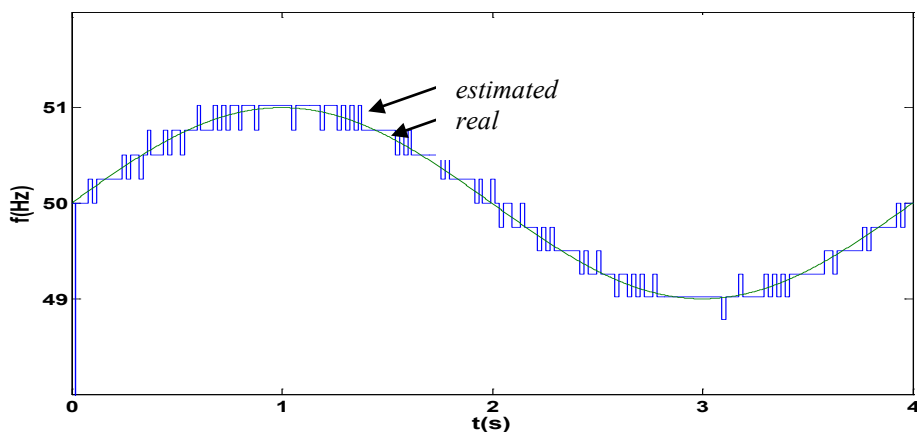
2.5.2 Υλοποίηση της μεθόδου ‘zero – crossing detection’ με το Simulink

Το σχήμα του ‘zero-crossing detection’ είναι ανοικτού βρόχου και παίρνει ως είσοδο τη μία φάση της τάσης. Αρχικά εντοπίζονται τα σημεία μηδενισμού υπό θετική κλίση. Ο μετρητής χρόνου μηδενίζεται κάθε φορά που εμφανίζεται ένα τέτοιο σημείο. Η μέτρηση που προκύπτει από το μετρητή πριν το μηδενισμό του ‘κρατιέται’ μέχρι να εμφανιστεί η επόμενη. Στη συνέχεια προκύπτει η ω από τον τύπο (2.20).



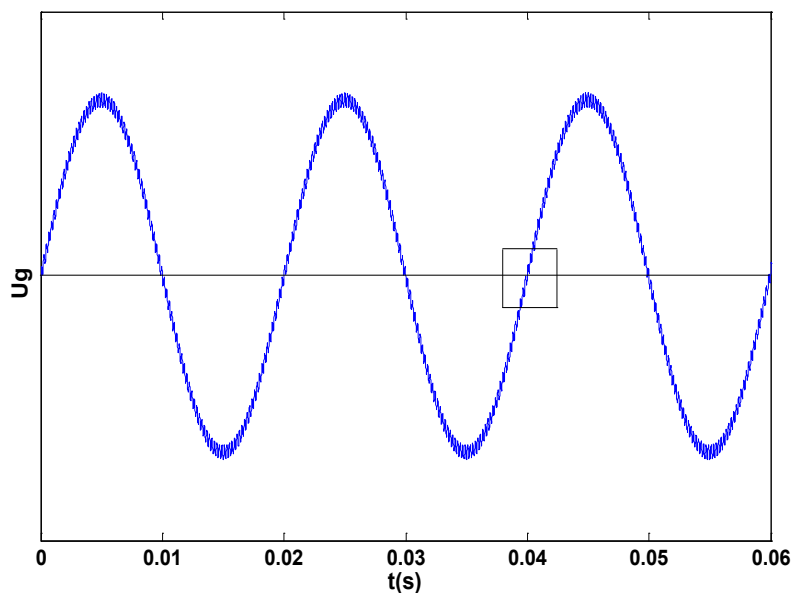
Σχήμα 2-4 Block διάγραμμα του ‘zero crossing detection’

Στις εφαρμογές που δοκιμάσαμε με το Simulink, όταν η συχνότητα ήταν σταθερή 50 Hz, υπήρχε απόλυτη ταύτιση της εκτιμώμενης συχνότητας με την πραγματική συχνότητα. Όταν η συχνότητα μεταβάλλεται, υπάρχουν κάποια σφάλματα στην εκτιμώμενη συχνότητα που δίνουν κάποιες μοίρες προπορείας ή μεταπορείας στην εκτιμώμενη φάση. Για μεταβολή 1 Hz/sec η μέγιστη διαφορά φάσης που παρατηρήσαμε ήταν 4 μοίρες. Στο διάγραμμα του Σχήματος 2-5 φαίνεται σε λεπτομέρεια το αποτέλεσμα της εκτίμησης της συχνότητας $50 + \sin(\pi t/2)$.

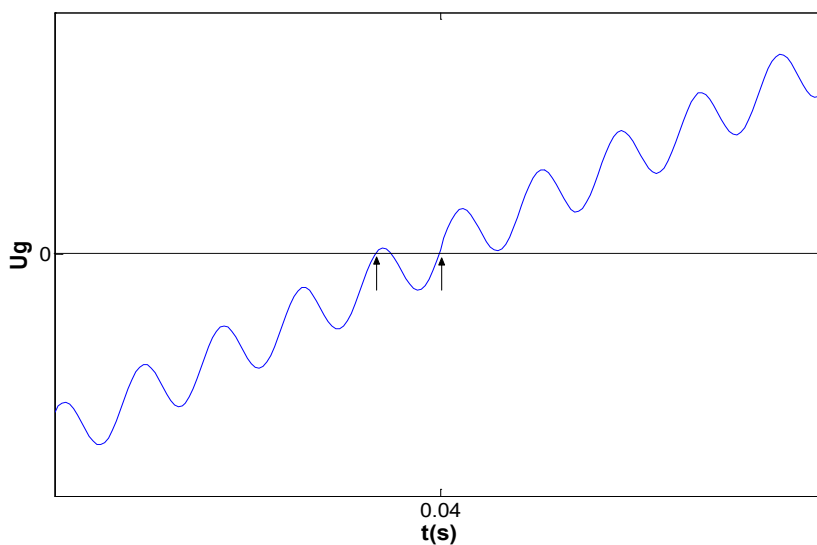


Σχήμα 2-5 Εκτίμηση της συχνότητας σήματος χωρίς αρμονικές και με αργά μεταβαλλόμενη συχνότητα.

Αν το σήμα εισόδου περιέχει αρμονικές, τότε η εκτίμηση της συχνότητας μπορεί να είναι εσφαλμένη. Αν οι αρμονικές αναγκάζουν το σήμα να κάνει μια ταλάντωση κοντά στο σημείο μηδενισμού, τότε προκύπτουν δύο σημεία μηδενισμού υπό θετική κλίση και η μέθοδος κάνει λάθος στον υπολογισμό της συχνότητας.



Σχήμα 2-6a Τάση δικτύου με αρμονικές

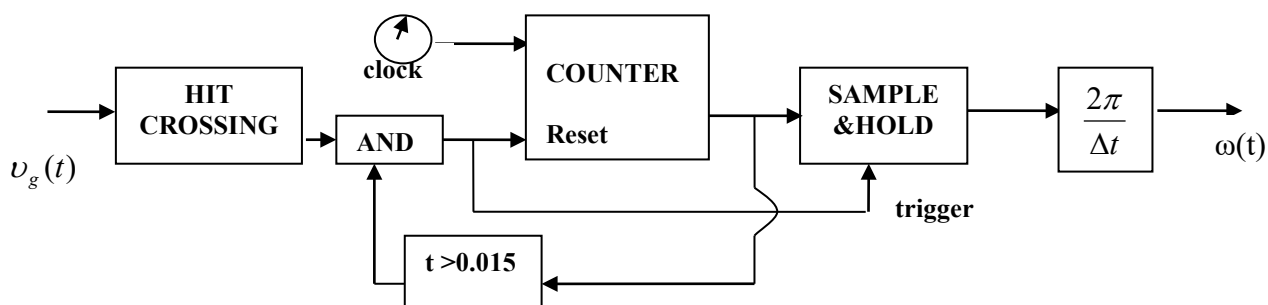


Σχήμα 2.6b Λεπτομέρεια της τάσης στο σημείο μηδενισμού της

Για να δώσει η μέθοδος σωστά αποτελέσματα πρέπει το σήμα εισόδου πριν αποδιαμορφωθεί να περάσει από βαθυπερατό φίλτρο κατάλληλης σταθεράς χρόνου. Και επειδή το φίλτρο εισάγει καθυστέρηση πρέπει αμέσως μετά το φίλτρο να περάσει από ένα κύκλωμα που αντισταθμίζει τη καθυστέρηση φάσης. Έτσι θα παραμείνει

μόνο η βασική αρμονική της τάσης που θα περιέχει την πληροφορία της φάσης που μας ενδιαφέρει.

Μια άλλη λύση στο πρόβλημα των αρμονικών είναι η τροποποίηση της μεθόδου ‘zero-crossing detection’ ώστε να αγνοεί τις ταλαντώσεις κοντά στα σημεία μηδενισμού. Η τροποποιημένη μέθοδος φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 2-7 Block διάγραμμα του ‘zero crossing detection’, που αποδιαμορφώνει σήμα με αρμονική παραμόρφωση

Το παραπάνω σχήμα αποδιαμόρφωσης μετράει μόνο εκείνους τους μηδενισμούς που θα συμβούν με διαφορά χρόνου μεγαλύτερη από 0.015 sec. Δηλαδή ο βρόχος που προστέθηκε διασφαλίζει ότι η προηγούμενη από την επόμενη μέτρηση θα απέχουν χρόνο μεγαλύτερο από 0.015 sec και ότι τυχόν μηδενισμοί που θα συμβούν μέσα σε 0.015 sec δεν θα προκαλέσουν Reset στο μετρητή, δηλαδή δεν θα μετρηθούν. Ο χρόνος των 0.015 sec επιλέχθηκε με την εξής λογική: Ο ‘σωστός’ μηδενισμός συμβαίνει τη χρονική στιγμή $t=0$. Οι ‘λάθος’ μηδενισμοί μπορούν να συμβούν είτε αμέσως μετά τον ‘σωστό’ μηδενισμό, δηλαδή μέσα σε 0.005 sec το πολύ, είτε μισή περίοδο μετά, όταν το σήμα θα διασταυρώνεται υπό αρνητική κλίση με το μηδέν, αλλά υπάρχει περίπτωση λόγω των αρμονικών να ταλαντωθεί γύρω από το μηδέν και να διασταυρωθεί και υπό θετική κλίση. Έτσι ο χρόνος που χρειάζεται προκειμένου να μην ανιχνεύσουμε αυτούς τους ‘λάθος’ μηδενισμούς, είναι λίγο παραπάνω από 0.01 sec (σίγουρα όχι παραπάνω από 0.015 sec).

Με την προσομοίωση που πραγματοποιήθηκε με το Matlab διαπιστώσαμε ότι πλέον οι αρμονικές δεν δημιουργούν πρόβλημα στην ανίχνευση της θεμελιώδους συχνότητας του σήματος και η εκτιμώμενη συχνότητα που προέκυψε ήταν ίδια με αυτή του σχήματος 2-4.

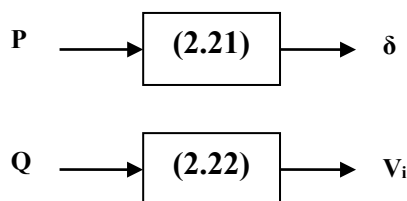
2.6 Ρύθμιση της ισχύος με έλεγχο τάσης

Η ρύθμιση της ενεργού και αέργου ισχύος σε μετατροπέα που συνδέεται στο δίκτυο μπορεί να γίνει με δύο τρόπους· με έλεγχο της τάσης του μετατροπέα και με έλεγχο του ρεύματος του μετατροπέα. Στην εργασία γίνεται ρύθμιση της ισχύος με έλεγχο ρεύματος και ο έλεγχος τάσης αναφέρεται απλώς για την πληρότητα του θέματος.

Ο έλεγχος τάσης στηρίζεται στην αναλογία μεταξύ ροής ενεργού ισχύος και της διαφοράς φάσης μεταξύ της τάσης εξόδου του μετατροπέα και της τάσης του δικτύου, και στην αναλογία της αέργου ισχύος και της διαφοράς των μέτρων των δύο τάσεων. Οι αναλογίες αυτές αποδείχθηκαν στην Παράγραφο 1.6.2 και ισχύουν υπό τις προϋποθέσεις ότι η γωνία $\delta = (\tilde{V}_i, \tilde{V}_g)$ είναι της τάξης των λίγων μοιρών και ότι η αντίσταση R_f των φίλτρων εξόδου είναι πολύ μικρότερη από την αντίδραση X_f .

$$P = \frac{3V_g V_i \sin \delta}{2X_f} \Rightarrow \delta = \sin^{-1} \left(\frac{2X_f}{3V_i V_g} P \right) \quad (2.21)$$

$$Q = \frac{3V_g (V_i - V_g)}{2X_f} \Rightarrow V_i = V_g + \frac{2X_f}{3V_g} Q \quad (2.22)$$



Σχήμα 2-8 Βρόχοι ελέγχου ενεργού και αέργου ισχύος.
Οι δύο βρόχοι παρουσιάζουν ασθενή σύζευξη.

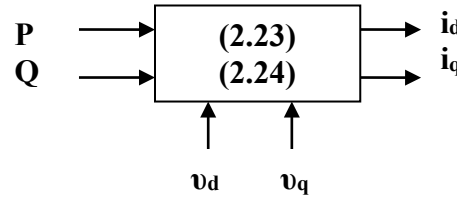
Οι σχέσεις (2.21) και (2.22) δείχνουν ότι για τη ρύθμιση των P και Q , πρέπει να ρυθμιστεί η γωνία δ και το πλάτος V_i αντίστοιχα, δηλαδή το διάνυσμα της τάσης του μετατροπέα $\tilde{V}_i = V_i \angle \delta$. Αυτό θα γίνει με τη ρύθμιση των παλμών των ημιαγωγικών διακοπών οι οποίοι εφαρμόζονται στον μετατροπέα με κάποια μέθοδο διαμόρφωσης.

2.7 Ρύθμιση της ισχύος με έλεγχο ρεύματος

Εναλλακτικά μπορούμε να ελέγξουμε την ισχύ αν ελέγξουμε το ρεύμα εξόδου του μετατροπέα. Δηλαδή χρησιμοποιώντας την μετρούμενη τάση του δικτύου (για συμμετρικό σύστημα θεωρητικά αρκούν δύο από τις τρεις φάσεις), μπορεί να προκύψει το ρεύμα αναφοράς από την επιθυμητή ενεργό και άεργο ισχύ. Οι σχέσεις που δίνουν το ρεύμα σε dq συνιστώσες, όταν είναι γνωστή η ισχύς του φορτίου, αποδείχθηκαν στην Παράγραφο (2.4):

$$i_d = \frac{2}{3} \cdot \frac{(Pv_d + Qv_q)}{(v_d^2 + v_q^2)} \quad (2.23)$$

$$i_q = \frac{2}{3} \cdot \frac{(Pv_q - Qv_d)}{(v_d^2 + v_q^2)} \quad (2.24)$$

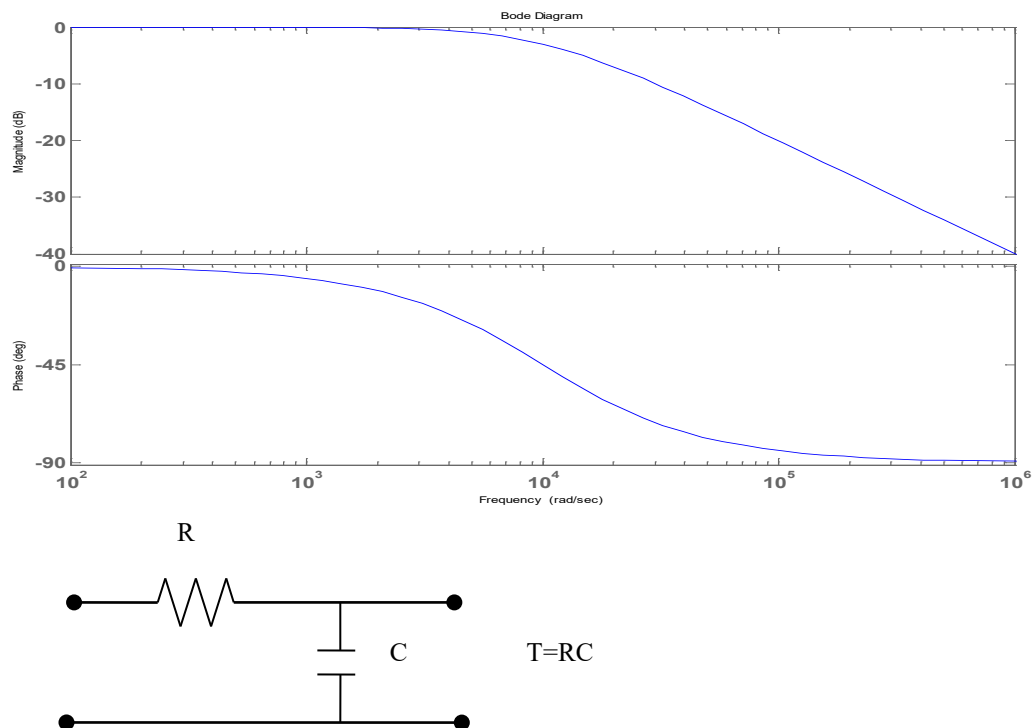


Σχήμα 2-9 Ρύθμιση της ισχύος με έλεγχο ρεύματος

Στον έλεγχο, το ρεύμα αναφοράς θα συγκρίνεται με το πραγματικό, δηλαδή το μετρούμενο ρεύμα του δικτύου, και με τη μέθοδο της υστέρησης που θα αναφερθεί παρακάτω θα αποφασίζεται η αγωγή ή όχι των ημιαγωγικών διακοπών ώστε η διαφορά επιθυμητού και πραγματικού ρεύματος να βρίσκεται μέσα σε προκαθορισμένα ελάχιστα όρια (hysteresis band).

Όπως φαίνεται από τους τύπους (2.23) και (2.24) τα ρεύματα αναφοράς σχετίζονται και με τη τάση του δικτύου $\tilde{V}_{dq}$. Η τάση του δικτύου μπορεί να περιέχει αρμονικές. Οι αρμονικές της τάσης δε θέλουμε να εμφανίζονται και στο ρεύμα. Γι' αυτό το λόγο πρέπει να καταστείλουμε τις αρμονικές είτε με απευθείας φιλτράρισμα της τάσης, είτε με φιλτράρισμα στο ρεύμα. Τα φίλτρα που χρησιμοποιούνται είναι βαθυπερατά.

Προφανώς θα ήταν επιθυμητό να καταστείλουμε όλες τις αρμονικές της τάσης ή του ρεύματος. Κάτι τέτοιο ωστόσο δεν είναι πολύ εύκολο γιατί απαιτούνται πολύπλοκα και ακριβά φίλτρα που ενώ θα καταστέλλουν όλες τις αρμονικές, ακόμα και μικρής τάξης, θα έχουν μικρό χρόνο απόκρισης ώστε να μην υφίσταται καθυστέρηση το σήμα. Γι' αυτό το λόγο αρκούμαστε στην καταστολή αρμονικών μεγάλης τάξης διότι αυτή πραγματοποιείται εύκολα με απλά φίλτρα που δεν εισάγουν καθυστερήσεις. Για παράδειγμα στην προσομοίωση χρησιμοποιήθηκε βαθυπερατό φίλτρο πρώτης τάξης με συνάρτηση μεταφοράς $\frac{1}{1+sT}$ όπου $T=10^{-4}$. Με το φίλτρο αυτό καταστέλλονται αρμονικές με κυκλική συχνότητα άνω των 10^4 rad/sec, δηλαδή με συχνότητα μεγαλύτερη από 1.6 kHz. Οι αρμονικές αυτές είναι συνήθως αρμονικές που προκαλούνται από τον μετατροπέα, λόγω της διακοπτικής του συχνότητας. Τα διαγράμματα bode πλάτους και φάσης καθώς και ένα ισοδύναμο R – C δίκτυο του φίλτρου φαίνονται στο Σχήμα 2-10.

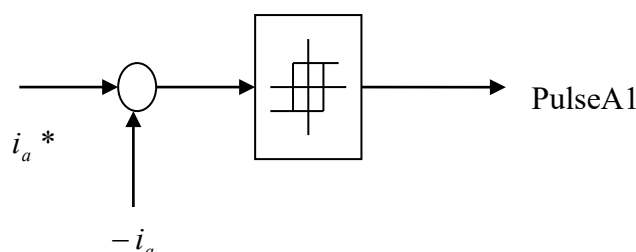


Σχήμα 2-10 Η απόσβεση που εισάγει το φίλτρο στο πλάτος του σήματος είναι για συχνότητες άνω των 10^4 rad/s 20db/dec. Στη θεμελιώδη συχνότητα που έχει η τάση ή το ρεύμα, δηλαδή στα 314 rad/sec, όπως φαίνεται από το διάγραμμα bode της φάσης, το φίλτρο εισάγει μια μικρή καθυστέρηση περίπου 1.8 μοίρες.

Αν το φίλτρο εξεταστεί από τη συστημική σκοπιά, εισάγει έναν πόλο $-1/T$ στο σύστημα μας. Η παρουσία του πόλου αυτού μπορεί να είναι καθοριστική για το σύστημα, δηλαδή τη συμπεριφορά του κατά τις μεταβολές ή ακόμα και την ευστάθεια. Μπορούμε να αποφύγουμε τη χρησιμοποίηση του φίλτρου αν θεωρήσουμε ότι ο μετατροπέας συνδέεται σε 'άπειρο' δίκτυο. Έτσι διασφαλίζουμε ότι στο σημείο κοινής σύνδεσης δεν θα εμφανιστούν αρμονικές τουλάχιστον λόγω της λειτουργίας του μετατροπέα. Σε πρώτη φάση με σκοπό να καθοριστούν οι παράμετροι του συστήματος ελέγχου θα θεωρήσουμε άπειρο δίκτυο και το φίλτρο θα αγνοηθεί.

2.8 Έλεγχος ρεύματος με τη μέθοδο της υστέρησης [7] Hysteresis Current Control

Στον έλεγχο υστέρησης, το επιθυμητό ρεύμα μιας φάσης, π.χ. το i_a^* , προστίθεται στο αντίθετο του μετρούμενου ρεύματος i_a . Το σφάλμα είναι είσοδος σε ένα συγκριτή που έχει μια καθορισμένη ζώνη υστέρησης $2h$. Όταν το ρεύμα υπερβεί τη τιμή i_a^*+h επιβάλλεται $\text{pulseA1}=0$, δηλαδή αρνητικό δυναμικό στον ακροδέκτη a. Η αντίθετη κατάσταση, δηλαδή $\text{pulseA1}=1$, επιβάλλεται όταν το ρεύμα γίνει μικρότερο της τιμής i_a^*-h , και τότε το δυναμικό γίνεται θετικό. Όσο το ρεύμα βρίσκεται μέσα στα προκαθορισμένα όρια $i_a^*\pm h$ οι διακόπτες δεν αλλάζουν κατάσταση. Οι ελεγκτές των φάσεων μπορεί να είναι ανεξάρτητοι ή εξαρτημένοι, δηλαδή να επικοινωνούν μεταξύ τους.



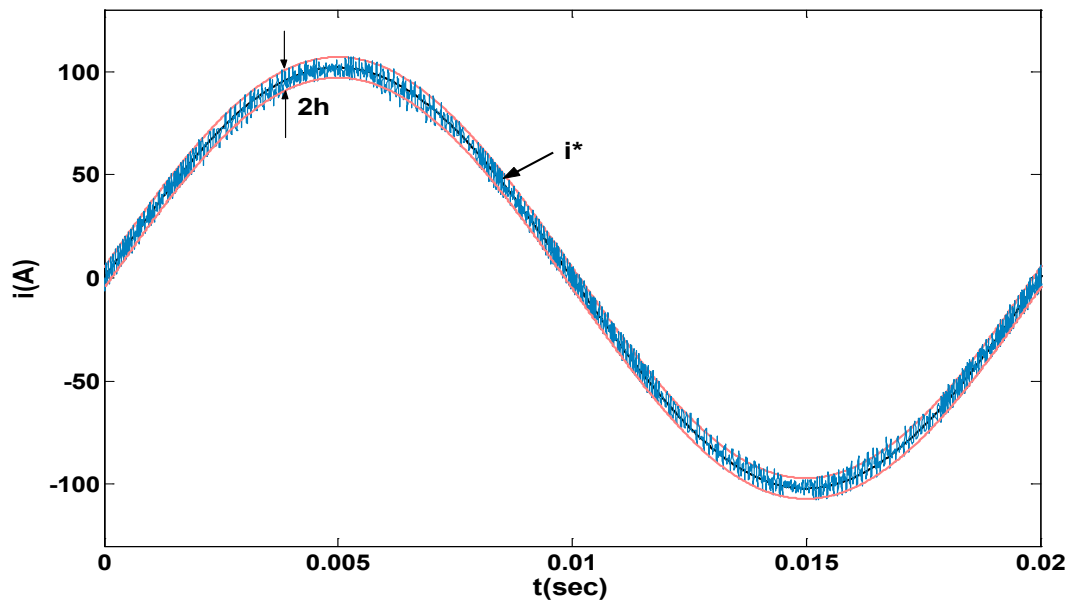
Σχήμα 2-11 Έλεγχος ρεύματος της φάσης a με τη μέθοδο της υστέρησης

Έλεγχος i_a	$\Delta i = i_a^* - i_a$	pulseA1	v_{ao}
$i_a > i_a^* + h$	$\Delta i < -h$	0	-Vdc/2
$i_a < i_a^* - h$	$\Delta i > h$	1	+Vdc/2
$i_a^* - h < i_a < i_a^* + h$	$-h < \Delta i < h$	Αμετάβλητα	

Πίνακας 2-1 Παράδειγμα ελέγχου για το ρεύμα της φάσης a

Αυτή η μέθοδος ελέγχου είναι απλή στην εφαρμογή και η δυναμική συμπεριφορά της είναι εξαιρετική. Επιπλέον είναι μια φτηνή λύση. Ωστόσο υπάρχουν κάποια μειονεκτήματα που μπορούν να εξαλειφθούν με τη χρήση επιπλέον συγκριτών και λογικής μνήμης ή με την τροποποίηση της μεθόδου που θα γίνει στην επόμενη παράγραφο.

Με το Simulink/Matlab έγινε προσομοίωση ενός μετατροπέα που λειτουργεί με τη μέθοδο της υστέρησης και συνδέεται σε ζυγό X.T. 230/400 V (Παράρτημα Π.2). Τα χαρακτηριστικά του μετατροπέα είναι: ισχύς εξόδου $S=50$ kVA με συντελεστή ισχύος $\cos\phi=1$, φίλτρο με $X_f=5\%$, ζώνη υστέρησης $2h$ που μεταβάλλεται και επίπεδο DC τάσης που τροφοδοτεί τον αντιστροφέα $V_{dc}=600$ V, επαρκές ώστε να είναι δυνατή η επιβολή των απαιτούμενων φασικών ρευμάτων. Ένα από τα φασικά ρεύματα που προέκυψε με τον έλεγχο υστέρησης φαίνεται στο Σχήμα 2-12.

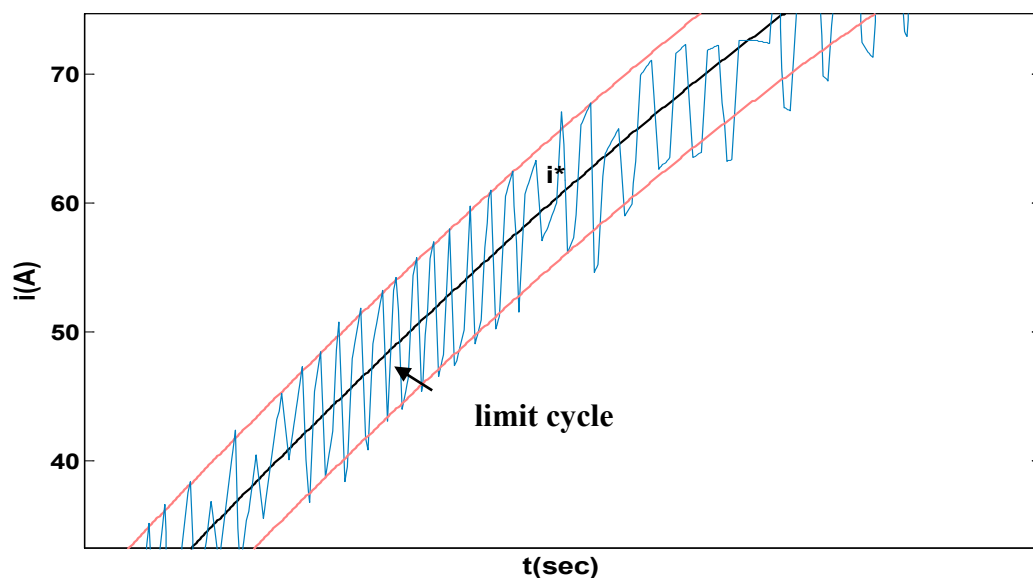


Σχήμα 2-12 Έλεγχος υστέρησης σε αντιστροφέα 50 kVA που συνδέεται στη ΧΤ

$$\text{Ρεύμα αναφοράς } i^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{50kVA}{400V} \sin(2\pi \cdot 50t) \cong 100 \sin(100\pi) \text{ (A)}$$

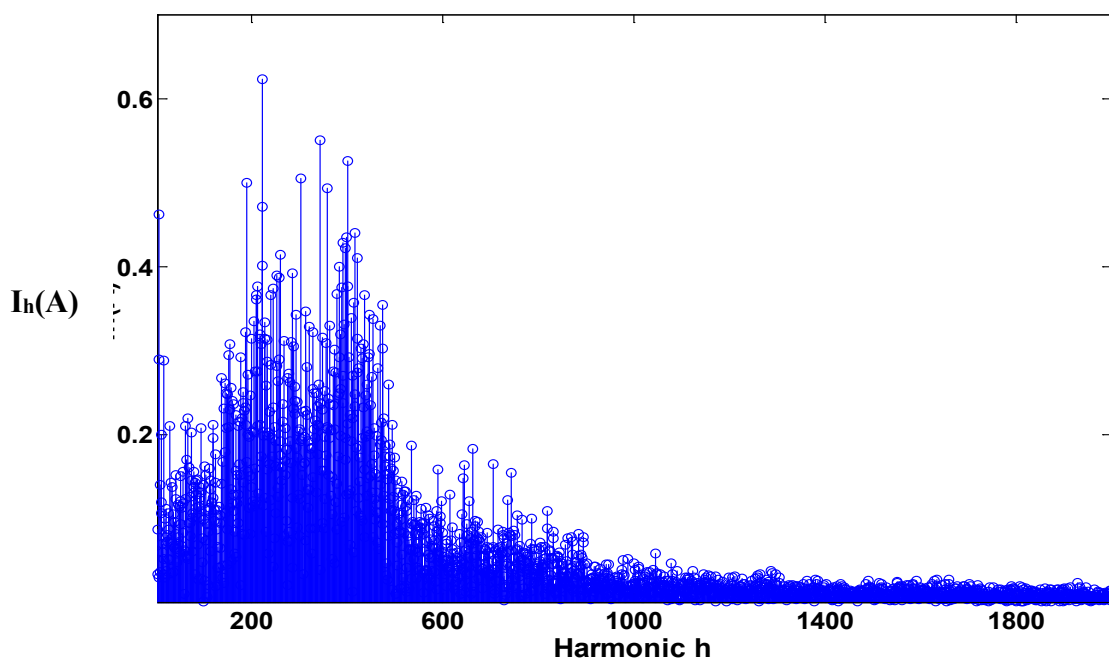
$$\text{Ζώνη υστέρησης } 2h = 2 \cdot 5 = 10\text{A}$$

Μειονέκτημα είναι ότι με αυτού του τύπου τον έλεγχο η διακοπτική συχνότητα δεν είναι σταθερή αλλά μεταβάλλεται στα διάφορα τμήματα της κυματομορφής αναφοράς σε κάθε περίοδο. Έτσι σε κάποιο τμήμα της κυματομορφής αναφοράς η διακοπτική συχνότητα μπορεί να γίνει ιδιαίτερα υψηλή (Σχήμα 2-13). Η μέγιστη διακοπτική συχνότητα εξαρτάται από τις παραμέτρους λειτουργίας του μετατροπέα και αποδεικνύεται ότι ισούται με $\frac{V_{dc}}{4hL_f}$. Δηλαδή όπως ήταν το αναμενόμενο η διακοπτική συχνότητα αυξάνεται όταν μειώνεται η ζώνη υστέρησης.



Σχήμα 2-13 Λεπτομέρεια του σχήματος 2-12 όπου φαίνεται μια υψίσυγχνη ταλάντωση του πραγματικού ρεύματος μέσα στη ζώνη υστέρησης (limit cycle). Σ' αυτό το τμήμα της κυματομορφής η διακοπτική συχνότητα είναι ιδιαίτερα υψηλή.

Η μεταβαλλόμενη διακοπτική συχνότητα αντικατοπτρίζεται και στο φάσμα του ρεύματος, το οποίο είναι ένα συνεχές φάσμα (Σχήμα 2-14). Δηλαδή το φάσμα εκτός από συχνότητες πολλαπλάσιες των 50 Hz, περιέχει και ενδιάμεσες αρμονικές ('interharmonics') αλλά και αρμονικές στη περιοχή από 0 έως 50 Hz ('subharmonics').



Σχήμα 2-14 Φάσμα του ρεύματος.

Πλάτος θεμελιώδους συνιστώσας $I_1 \cong 100\text{ A}$ και ζώνη υστέρησης $2h=10\text{ A}$

Διακριτότητα φάσματος: 5 Hz

Η θεμελιώδης συνιστώσα I_1 δε φαίνεται στο διάγραμμα

Για τη μέτρηση της αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος δε θα μπορούσαμε να χρησιμοποιήσουμε το THD γιατί στον υπολογισμό του THD λαμβάνονται υπόψη μόνο οι αρμονικές που εμφανίζονται σε συχνότητες ακέραια πολλαπλάσια των 50 Hz και αγνοούνται οι υπόλοιπες αρμονικές που στη περίπτωση μας έχουν υπολογίσιμο πλάτος. Για να μετρήσουμε την αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος ορίζουμε το μέγεθος [16]

$$\%Distortion = 100 \times \frac{I_{dis(rms)}}{I_{1(rms)}} = 100 \times \frac{\sqrt{\frac{1}{T} \int_T [i(t) - i_1(t)]^2 dt}}{I_{1(rms)}} \quad (2.25)$$

Το ρεύμα παραμόρφωσης $I_{dis(rms)}$ προκύπτει αν από το παραμορφωμένο ρεύμα αφαιρέσουμε την επιθυμητή τιμή του ρεύματος, δηλαδή την πρώτη αρμονική, και στη συνέχεια πάρουμε την rms τιμή του.

Το THD_i (Total Harmonic Distortion) μπορεί να θεωρηθεί ότι είναι η απλοποιημένη έκφραση του *Distortion* και ορίζεται ως

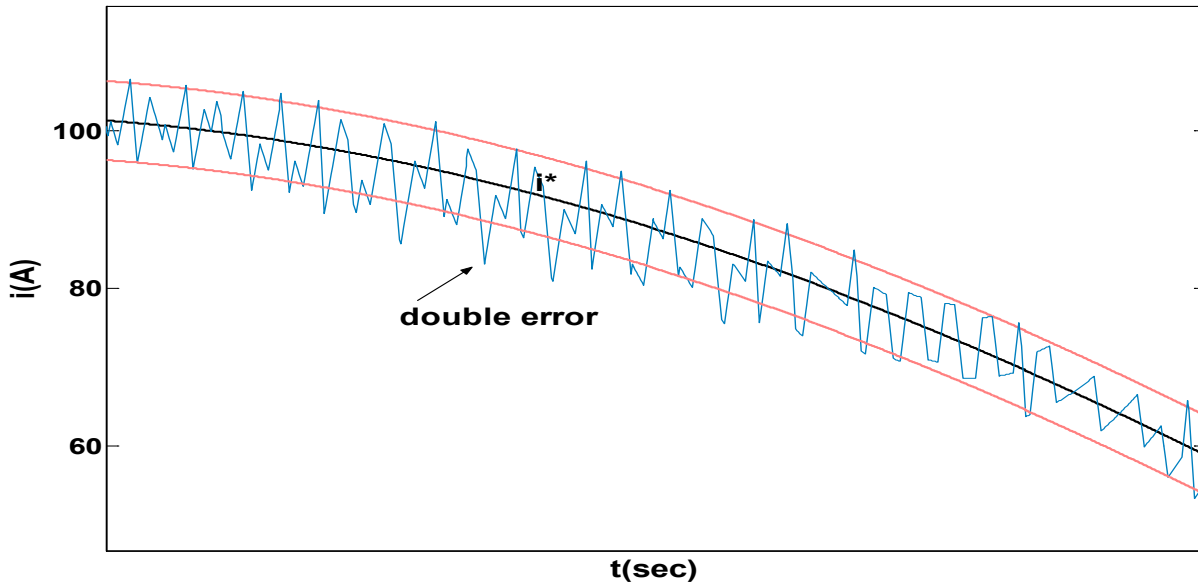
$$THD_i(\%) = 100 \times \frac{I_{dis}}{I_1} = 100 \times \frac{\sqrt{I^2 - I_1^2}}{I_1} = 100 \times \frac{1}{I_1} \sqrt{\sum_{h \neq 1} I_h^2} \quad (2.26)$$

Το THD_i θα χρησιμοποιείται όταν το φάσμα του ρεύματος είναι διακριτό.

Ο υπολογισμός γίνεται με τη βοήθεια του Matlab (βλ. Παράρτημα Π.1.3)

Για τη παραπάνω λειτουργία, δηλαδή για $I_1 \cong 100A$ και $2h=10 A$, προέκυψε παραμόρφωση 5%. Για το ίδιο πλάτος του ρεύματος και για $2h=20$ και $2h=4$ προέκυψε αντίστοιχα παραμόρφωση 9% και 2.5%. Όπως είναι λογικό με την μείωση της ζώνης υστέρησης μειώνεται και η αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος. Ωστόσο το 'κόστος' που πληρώνουμε για μικρότερη παραμόρφωση είναι μεγάλο, καθώς οι αρμονικές με την μείωση της ζώνης υστέρησης μετατοπίζονται όλο και πιο δεξιά στο φάσμα του ρεύματος, με αποτέλεσμα να αυξάνεται κατά πολύ η διακοπτική συχνότητα (ειδικά στα limit cycles). Στην μέθοδο της υστέρησης εκείνο που τελικά συμβαίνει είναι ότι η αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος δεν είναι αρκετά μικρή ώστε να μας 'αποζημιώσει' για τη μεγάλη διακοπτική συχνότητα που χρησιμοποιήσαμε.

Ο έλεγχος υστέρησης εμφανίζει και ένα επιπλέον μειονέκτημα : περιορίζει το σφάλμα του ρεύματος όχι μέσα στη ζώνη υστέρησης αλλά στο διπλάσιο της ζώνης υστέρησης (Σχήμα 2-15).

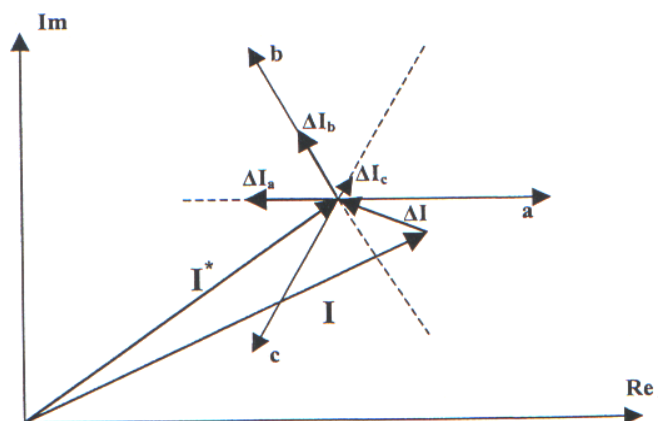


Σχήμα 2-15 Λεπτομέρεια του Σχήματος 2-12 όπου φαίνεται το ρεύμα να έχει διπλάσιο σφάλμα από το προβλεπόμενο. Τελικά το ρεύμα περιορίζεται σε ζώνη 4h και όχι σε ζώνη 2h.

Το ότι το ρεύμα δεν είναι αυστηρά περιορισμένο έπεται από το γεγονός ότι το ρεύμα κάθε φάσης καθορίζεται από πολλούς παραμέτρους που αν η δράση τους συνδιαστεί κατάλληλα το ρεύμα ξεφεύγει από τα όρια που έχουμε επιλέξει να βρίσκεται. Πιο συγκεκριμένα, το ρεύμα της φάσης a για παράδειγμα, που προκύπτει

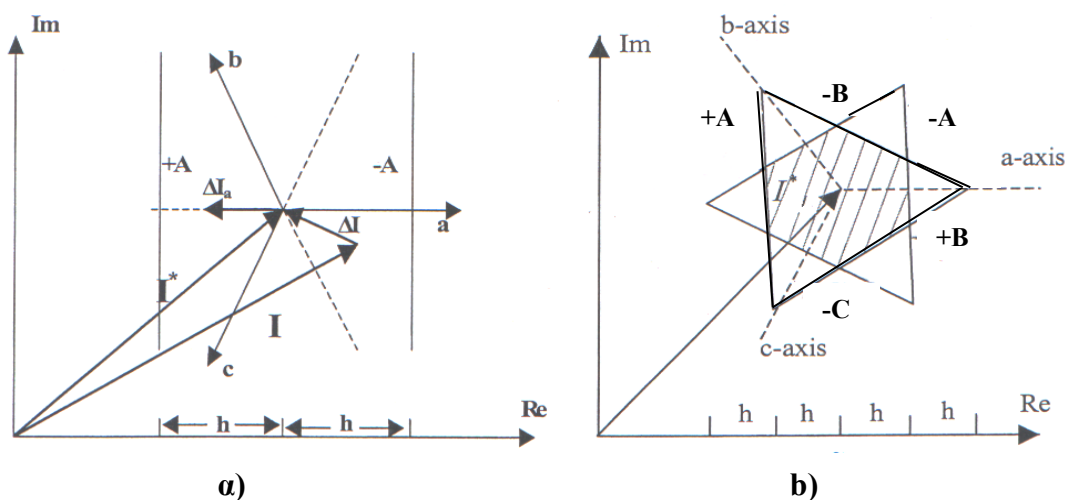
ως $\frac{v_{an} - v_{th}a}{Z_f(s) + Z_k(s)}$ εξαρτάται από την ΗΕΔ του δικτύου, την αντίσταση

βραχυκύκλωσης του δικτύου και την αντίσταση του φίλτρου και από την φασική τάση v_{an} η οποία εξαρτάται και από τις τρεις φάσεις σύμφωνα με τον τύπο $v_{an} = (2/3)v_{ao} - (1/3)v_{bo} - (1/3)v_{co}$. Έστω λοιπόν ότι $v_{ao} = V_{dc}/2$, $v_{bo} = -V_{dc}/2$, $v_{co} = -V_{dc}/2$, δηλαδή (pulseA1=1, pulseB1=0, pulseC1=0) και έστω επίσης ότι το ρεύμα i_a που προκύπτει είναι πάνω από το ανώτατο όριο. Ο ελεγκτής είναι σχεδιασμένος για να διορθώσει το ρεύμα της φάσης a, να αλλάξει τη κατάσταση του διακόπτη a από $V_{dc}/2$ σε $-V_{dc}/2$. Έτσι όμως η v_{an} προκύπτει μηδενική και πλέον το ρεύμα καθορίζεται από την ΗΕΔ του δικτύου και τις αντιστάσεις. Δηλαδή το ρεύμα είναι εκτός ελέγχου γιατί μπορεί και να αυξηθεί αν η $v_{th}a$ έχει κατάλληλη τιμή. Μπορούμε να αποδείξουμε ότι το σφάλμα του ρεύματος μπορεί να γίνει διπλάσιο από το προβλεπόμενο, αν το ρεύμα θεωρηθεί σε dq ακίνητο πλαίσιο. Σημειώστε ότι το ρεύμα δεν έχει μηδενική συνιστώσα άρα οπωσδήποτε θα ανήκει στο επίπεδο dq, δεν θα είναι δηλαδή τρισδιάστατο.



Σχήμα 2-16 Χωρικά διανύσματα του πραγματικού ρεύματος, του ρεύματος αναφοράς και της απόκλισης τους

Το σχήμα 2-16 δείχνει το ρεύμα αναφοράς $\tilde{i}^*$, το πραγματικό ρεύμα $\tilde{i}$ και το σφάλμα του ρεύματος $\Delta \tilde{i}$ όλα στο dq επίπεδο. Το σφάλμα $\Delta \tilde{i}$ μπορεί να αναλυθεί σε τρία σφάλματα Δi_a , Δi_b , Δi_c . Ο ελεγκτής υστέρησης επιβάλλει το κατάλληλο δυναμικό στη φάση a του αντιστροφέα όταν το Δi_a υπερβεί τη ζώνη υστέρησης. Η ζώνη υστέρησης οριοθετείται από τις δύο κάθετες στον άξονα a ευθείες, +A και -A (Σχήμα 2-17a). Οι δύο αυτές ευθείες τοποθετούνται σε απόσταση ίση με τη ζώνη υστέρησης από το άκρο του διανύσματος του ρεύματος αναφοράς. Η ζώνη υστέρησης είναι παράμετρος του συστήματος και μπορεί να μεταβάλλεται ανάλογα με τις λειτουργικές απαιτήσεις. Παρόμοια τοποθετούνται και οι οριακές ευθείες για τα ρεύματα των φάσεων b και c. Στο Σχήμα 2-17b φαίνεται το συνδυασμένο διακοπτικό διάγραμμα και για τις τρεις φάσεις. Η εξαγωνική περιοχή ορίζει τα όρια επιθυμητής λειτουργίας και μετακινείται συνεχώς αφού το διάνυσμα του ρεύματος αναφοράς μπορεί να αλλάζει με το χρόνο και η άκρη του συμπίπτει με το κέντρο της εξαγωνικής περιοχής.



Σχήμα 2-17 α) Σχηματική αναπαράσταση της ζώνης υστέρησης για τη φάση a
β) Διακοπτικό διάγραμμα ενός ελεγκτή υστέρησης στο μιγαδικό επίπεδο

Από το διακοπτικό διάγραμμα του Σχήματος 2-17(b) μπορεί να επιβεβαιωθεί ότι το μέγιστο σφάλμα του φασικού ρεύματος μπορεί να είναι διπλάσιο της ζώνης υστέρησης $2h$. Θεωρούμε πάλι, όπως και προηγουμένως, ότι η αρχική κατάσταση των διακοπών είναι ($\text{pulseA1}=1$, $\text{pulseB1}=0$, $\text{pulseC1}=0$) και ότι το μετρούμενο ρεύμα είναι πάνω από το ανώτατο όριο, δηλαδή ξεπερνά την οριακή ευθεία $+A$. Η επόμενη προκύπτουσα κατάσταση των διακοπών θα είναι ($\text{pulseA1}=0$, $\text{pulseB1}=0$, $\text{pulseC1}=0$) έτσι ώστε να μειωθεί το προκύπτον σφάλμα στο ρεύμα. Το σφάλμα όμως του φασικού ρεύματος μπορεί να αυξηθεί επιπλέον εξαιτίας είτε της ΗΕΔ είτε της μετακίνησης του διακοπτικού διαγράμματος λόγω της μεταβολής του διανύσματος του ρεύματος αναφοράς με τον χρόνο. Επομένως το σφάλμα του ρεύματος μπορεί να συνεχίσει να αυξάνει έως ότου συναντήσει την οριακή ευθεία $-C$ ή $-B$. Στην χειρότερη περίπτωση θα τις συναντήσει στο σημείο τομής τους όπου εμφανίζεται σφάλμα διπλάσιο της ζώνης υστέρησης.

Συνοψίζοντας τα μειονεκτήματα του ελέγχου υστέρησης:

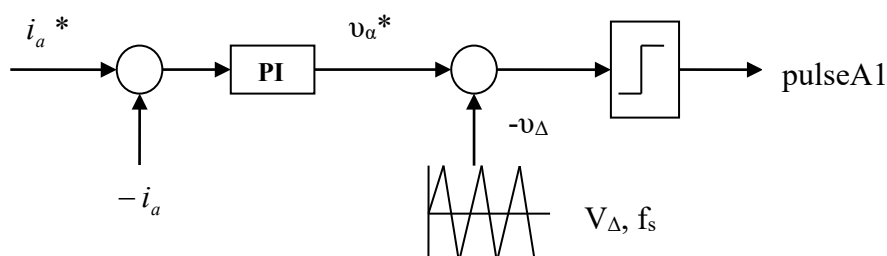
- Η διακοπτική συχνότητα μεταβάλλεται και μπορεί να γίνει ιδιαίτερα υψηλή.
- Το σφάλμα του ρεύματος δεν είναι αυστηρά περιορισμένο.
- Παράγονται αρμονικές τάσης και ρεύματος σε συχνότητες πολλαπλάσιες των 50 Hz, σε ενδιάμεσες συχνότητες (*‘interharmonics’*) και σε συχνότητες στην περιοχή από 0 έως 50 Hz (*‘subharmonics’*).

Η ποιότητα του διαμορφωμένου σήματος είναι γενικά χαμηλή, οπότε ο έλεγχος υστέρησης προτιμάται για λειτουργία μετατροπέα με υψηλή διακοπτική συχνότητα οπότε το διαμορφωμένο σήμα είναι βελτιωμένο. Με την αυξημένη διακοπτική συχνότητα όμως, οι απώλειες των διακοπών είναι μεγάλες και αυτό ίσως καθιστά προβληματική την εφαρμογή του ελέγχου σε χαμηλά επίπεδα ισχύος. Προκειμένου να ξεπεραστούν τα προβλήματα που δημιουργεί ο έλεγχος υστέρησης προτείνεται ο έλεγχος να γίνεται με τριγωνικό φέρον σήμα. Η νέα τεχνική ελέγχου περιγράφεται στην επόμενη παράγραφο.

2.9 Έλεγχος ρεύματος με τη μέθοδο της τεχνικής σύγκρισης ράμπας PI Current Control with Ramp Comparison

Η μεταβαλλόμενη διακοπτική συχνότητα που εμφανίζεται στον έλεγχο υστέρησης οδήγησε στην χρησιμοποίηση μιας βελτιωμένης μεθόδου στην οποία χρησιμοποιείται φέρον σήμα και η διακοπτική συχνότητα είναι σταθερή. Η μέθοδος αυτή ονομάζεται στη βιβλιογραφία έλεγχος ρεύματος με την τεχνική σύγκρισης ράμπας. Η αρχή λειτουργίας αυτής της μεθόδου είναι η παρακάτω:

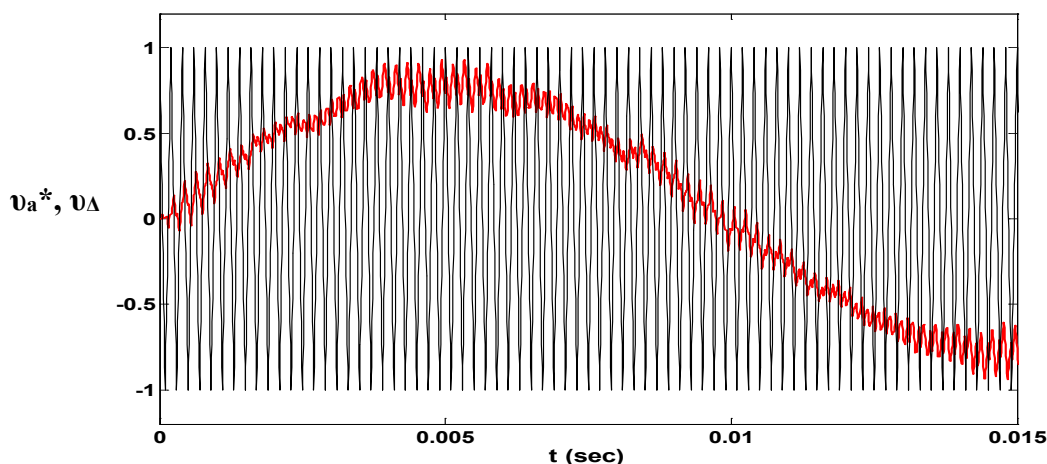
Το σφάλμα του ρεύματος ,π.χ της φάσης a, $i_a^* - i_a$ είναι η είσοδος σε ένα PI ελεγκτή. Η έξοδος του PI ελεγκτή συγκρίνεται με ένα φέρον σήμα ('ramp') το οποίο είναι τριγωνικής μορφής και σε συχνότητα κάποιων kHz . Ανάλογα αν το αποτέλεσμα της σύγκρισης είναι θετικό ή αρνητικό αποφασίζεται η αγωγή ή η σβέση των διακοπών.



Σχήμα 2-18 Έλεγχος ρεύματος της φάσης a με τη χρησιμοποίηση φέροντος.
Αν $v_a^* - v_Δ > 0$ τότε pulseA1=1 και αν $v_a^* - v_Δ < 0$ τότε pulseA1=0

Πιο συγκεκριμένα, αν η έξοδος v_a^* του PI ελεγκτή είναι μεγαλύτερη από την τριγωνική κυματομορφή $v_Δ$, επιβάλλεται θετικό δυναμικό ενώ αν είναι μικρότερη αρνητικό δυναμικό στον ακροδέκτη a του μετατροπέα. Η αλλαγή από θετικό σε αρνητικό δυναμικό και αντίστροφα είναι αναγκαστικό πλέον να γίνεται στη συχνότητα που το φέρον σήμα έχει και γι' αυτό το λόγο η διακοπτική συχνότητα δε θα παρουσιάζει μεταβλητότητα όπως συνέβαινε στη μέθοδο της υστέρησης.

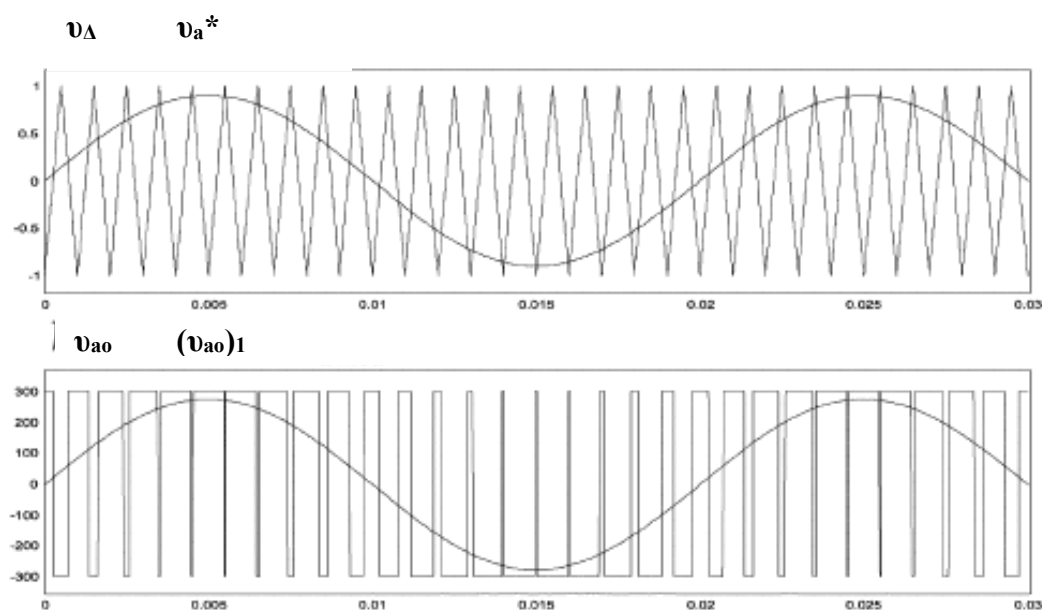
Η έξοδος του PI ελεγκτή, δηλαδή το σήμα v_a^* , είναι ένα ημιτονοειδές σήμα. Το σήμα αυτό έχει και κάποιες αρμονικές που του προσδίδουν παραμόρφωση (Σχήμα 2-19).



Σχήμα 2-19 Σύγκριση σήματος αναφοράς v_a^* και φέροντος $v_Δ$.

Μπορούμε να αποδείξουμε ότι αν το σήμα αναφοράς v_a^* έχει πλάτος μικρότερο από το πλάτος του τριγώνου, τότε η θεμελιώδης τάση του μετατροπέα συνδέεται με το σήμα αναφοράς με σχέση αναλογίας, δηλαδή:

$$(v_{an})_1 = (v_{ao})_1 = k_{\Delta} \cdot v_a^* \quad \text{όπου} \quad k_{\Delta} = \frac{1}{V_{\Delta}} \frac{V_{dc}}{2} \quad \text{και} \quad v_a^* < V_{\Delta} \quad (2.27)$$



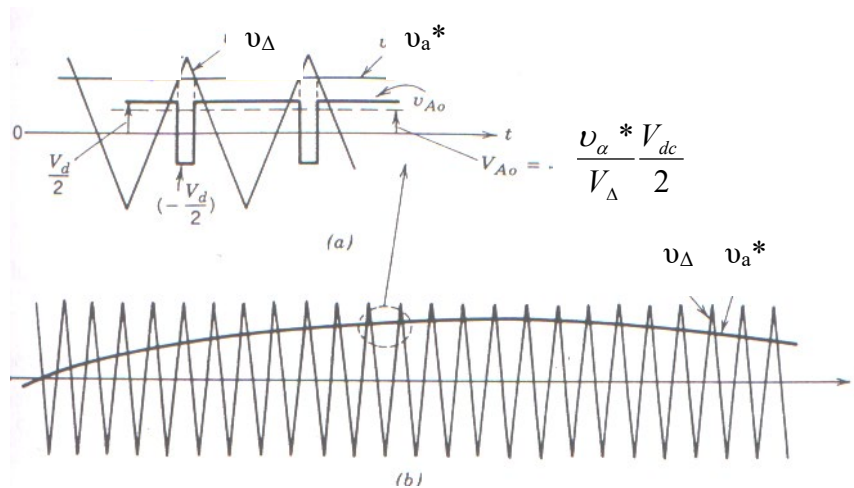
Σχήμα 2-20 Η $(v_{ao})_1$ και η v_a^* έχουν ίδια συχνότητα και ίδια φάση και τα πλάτη τους λόγο k_{Δ} . Στην περίπτωση αυτή $V_{\Delta}=1$, $V_{dc}=600$ V οπότε $k_{\Delta}=300$.

Η σχέση (2.27) δείχνει πώς το σήμα αναφοράς v_a^* επιδρά στη διαμόρφωση της τάσης του μετατροπέα. Μεταβάλλοντας το πλάτος του σήματος αυτού μεταβάλλουμε το πλάτος της τάσης του αντιστροφέα, ενώ μεταβάλλοντας τη διαφορά φάσης του με τη τάση του δικτύου, μπορούμε να λειτουργούμε τον μετατροπέα με οποιοδήποτε συντελεστή ισχύος, χωρητικό ή επαγωγικό, είτε σαν αντιστροφή είτε σαν ανορθωτή.

Απόδειξη της σχέσης (2.27) [4]

Αρχικά θεωρούμε ότι το σήμα αναφοράς v_a^* είναι ένα σταθερό σήμα. Τότε με τη σύγκριση με το τρίγωνο προκύπτει η v_{ao} του σχήματος 2.21(a). Η μέση τιμή της αν υπολογιστεί για μια περίοδο T_s προκύπτει:

$$V_{ao} = \frac{v_a^*}{V_{\Delta}} \cdot \frac{V_{dc}}{2} \quad (2.28)$$



Σχήμα 2-21 Σύγκριση του τριγωνικού σήματος v_{Δ} με το σήμα αναφοράς v_a^*

Ας υποθέσουμε τώρα ότι το v_a^* είναι ένα τυχαίο σήμα αλλά η τιμή του μεταβάλλεται πολύ λίγο μέσα στο σύντομο χρόνο της διακοπτικής περιόδου T_s (Σχήμα 2-21(b)). Έτσι μπορούμε να θεωρήσουμε το v_a^* σταθερό σε μια τέτοια περίοδο και να εφαρμόσουμε τη σχέση (2.28). Η σχέση αυτή μας δίνει τώρα τη στιγμιαία τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας της v_{ao} . Επομένως για κάθε χρονική στιγμή ισχύει:

$$(v_{ao})_1 = \frac{v_a^*}{V_{\Delta}} \cdot \frac{V_{dc}}{2} = \left(\frac{1}{V_{\Delta}} \frac{V_{dc}}{2} \right) v_a^* = k_{\Delta} v_a^* \quad (\text{προέκυψε η σχέση (2.27)})$$

Η σχέση (2.27) μπορεί να εκφραστεί και ως:

$$(v_{ao})_1 = \frac{1}{2} V_{dc} m_i \quad \text{όπου} \quad m_i = \frac{v_a^*}{V_{\Delta}} \leq 1 \quad (2.29)$$

Γενικά, για τη θεμελιώδη συνιστώσα κάθε φασικής τάσης του μετατροπέα μπορούμε να γράψουμε :

$$v_i = \frac{1}{2} V_{dc} m_i \quad \text{όπου} \quad m_i = \frac{v^*}{V_{\Delta}} \leq 1 \quad (2.30)$$

Η προϋπόθεση για να ισχύει η σχέση (2.30) είναι το σήμα αναφοράς να είναι μικρότερο του πλάτους του τριγωνικού σήματος, διότι στη περίπτωση που είναι μεγαλύτερο έχουμε υπερδιαμόρφωση ('overmodulation') και δεν ισχύει η αναλογία μεταξύ v_i και v^* .

Ο λόγος m_i ('modulation index') είναι πολύ σημαντικό μέγεθος αφενώς γιατί καθορίζει το πλάτος της φασικής τάσης του μετατροπέα και αφετέρου γιατί καθορίζει

δύο περιοχές λειτουργίας, τη γραμμική περιοχή (όταν $m_i \leq 1$) και τη περιοχή της υπερδιαμόρφωσης (όταν $m_i > 1$).

Όταν λειτουργούμε τον μετατροπέα στη γραμμική περιοχή η μέγιστη τιμή πλάτους που μπορούμε να πάρουμε είναι $V_{dc}/2$, για $m_i = 1$. Το γεγονός αυτό καθορίζει την επιλογή της DC τάσης. Δηλαδή αν για παράδειγμα θέλουμε να συνδεθούμε σε ένα δίκτυο 230/400 V τότε το πλάτος της v_i πρέπει να είναι τουλάχιστον $230 \cdot \sqrt{2} = 325V$ (αν θέλουμε να λειτουργούμε με χωρητικό ΣΙ), και για να είμαστε στη γραμμική περιοχή πρέπει

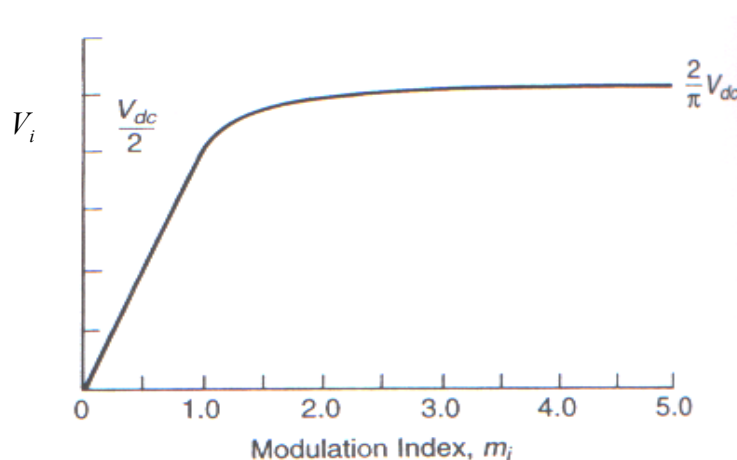
$$V_i = \frac{1}{2} V_{dc} m_i \leq \frac{1}{2} V_{dc} \Rightarrow V_{dc} \geq 2V_i \quad (2.31)$$

Επομένως η DC τάση πρέπει να είναι τουλάχιστον $2 \times 325 = 650$ V.

Η τάση εξόδου v_i μπορεί να εκφραστεί σε συνάρτηση με το v^* ακόμη και στην περίπτωση που έχουμε υπερδιαμόρφωση ($m_i > 1$), δηλαδή το σήμα αναφοράς έχει πλάτος μεγαλύτερο από το τριγωνικό σήμα. Στην περίπτωση αυτή, όπως ήδη αναφέραμε, δεν ισχύει η αναλογία $v_i = \frac{1}{2} V_{dc} m_i$. Ισχύει όμως [17]:

$$v_i = m_i \frac{V_{dc}}{2} \left[\sin^{-1} \left(\frac{1}{m_i} \right) + \left(\frac{1}{m_i} \right) \sqrt{1 - \left(\frac{1}{m_i} \right)^2} \right], \quad m_i > 1 \quad (2.32)$$

Το όριο της v_i για $m_i \rightarrow \infty$ είναι $\frac{4}{\pi} \frac{V_{dc}}{2}$. Αυτό είναι ένα αναμενόμενο αποτέλεσμα, γιατί η τιμή αυτή είναι η μέγιστη τάση που μπορούμε να πάρουμε από έναν μετατροπέα και παρουσιάζεται στην περίπτωση της τετραγωνικής διαμόρφωσης (Παράγραφος 1.5). Πρακτικά παίρνουμε αυτή τη τιμή τάσης, αν το πλάτος του σήματος αναφοράς γίνει 5 φορές το πλάτος του τριγώνου (Σχήμα 2-22).



Σχήμα 2-22 Πλάτος της θεμελιώδους φασικής τάσης του μετατροπέα σε συνάρτηση με το m_i

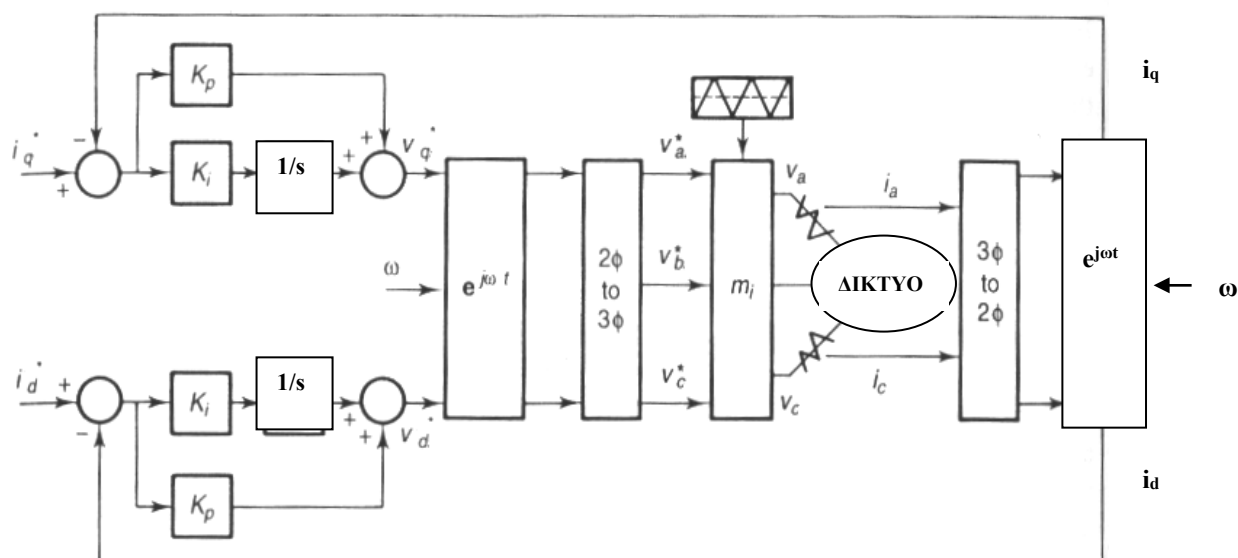
Η λειτουργία του μετατροπέα με μεγάλες τιμές m_i δεν ενδύκνεται γιατί όπως φαίνεται από το Σχήμα 2-22 το πλάτος του παραμένει περίπου σταθερό. Δηλαδή ο μετατροπέας πρακτικά δεν ελέγχεται αφού το πλάτος της τάσης εξόδου του δεν μεταβάλλεται όταν μεταβάλλεται το σήμα ελέγχου. Επιπλέον για μεγάλες τιμές του m_i , παρατηρούνται μεγάλες τιμές αρμονικών χαμηλής συχνότητας στην τάση και στο ρεύμα, όπως για τη λειτουργία τετραγωνικού παλμού. Ακριβώς για να αποφεύγονται αυτά τα μειονεκτήματα προτιμάται η λειτουργία στη γραμμική περιοχή, η οποία έχει ως αναγκαία συνθήκη τη σχέση (2.31).

2.9.1 PI έλεγχος

Γεννάται τώρα το ερώτημα πόσους και με ποια χαρακτηριστικά PI ελεγκτές θα χρησιμοποιήσουμε. Στο πρώτο σκέλος του ερωτήματος μπορούμε να απαντήσουμε εύκολα. Προφανώς δεν μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε 3 PI ελεγκτές, έναν για κάθε φάση γιατί τα τρία ρεύματα είναι εξαρτημένα. Επειδή ο μετατροπέας έχει ασύνδετο ουδέτερο, δηλαδή ισχύει $i_a+i_b+i_c=0$, μόνο τα δύο ρεύματα είναι ανεξάρτητες μεταβλητές. Επομένως θα χρησιμοποιήσουμε 2 PI ελεγκτές. Η πιο κοινή λύση είναι να μετασχηματίσουμε το ρεύμα σε d και q συνιστώσες και να χρησιμοποιηθούν 2 ελεγκτές, ένας για κάθε συνιστώσα του ρεύματος. Ο μετασχηματισμός dq μπορεί να γίνει είτε σε ακίνητο είτε σε στρεφόμενο πλαίσιο.

Αν ο μετασχηματισμός γίνει σε στρεφόμενο πλαίσιο και το πλαίσιο στρέφεται με τη συχνότητα της τάσης του δικτύου τότε τα ρεύματα i_d και i_q είναι DC και ο έλεγχος του ρεύματος απλοποιείται πολύ. Οι PI ελεγκτές που θα χρησιμοποιηθούν θα πρέπει να δίνουν μηδενικό σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση. Το μειονέκτημα της μεθόδου είναι ότι ο μετασχηματισμός απαιτεί την ακριβή γνώση της συχνότητας του δικτύου, ένα μέγεθος που είναι γενικά δύσκολο να εκτιμηθεί.

Όταν χρησιμοποιούμε μετασχηματισμό dq αυξάνεται λίγο η πολυπλοκότητα στην υλοποίηση, γιατί απαιτείται μετασχηματισμός των a,b,c μετρούμενων ρευμάτων στο dq πλαίσιο και στη συνέχεια αντίστροφος μετασχηματισμός στις εξόδους των PI ελεγκτών σε a,b,c (Σχήμα 2-23) [7].



Σχήμα 2-23 Διάγραμμα ελέγχου ρεύματος με σύγκριση ράμπας. Οι μεταβλητές του PI ελέγχου είναι μετασχηματισμένες στο σύγχρονο πλαίσιο.

Για να αποφασίσουμε για τα χαρακτηριστικά των ΠΙ ελεγχτών πρέπει προηγουμένως να αναλύσουμε τον ΠΙ έλεγχο:

Στον P έλεγχο (Proportional control) η έξοδος του ελεγκτή είναι αυστηρά ανάλογη του σφάλματος του ρεύματος:

$$v^* = K_p (i^* - i) \quad (2.33)$$

Ένα χαρακτηριστικό του P ελέγχου είναι ότι το σφάλμα δεν μπορεί ποτέ να μηδενιστεί. Στη μόνιμη κατάσταση, πρέπει να υπάρχει έστω ένα μικρό σφάλμα ώστε να λειτουργεί ως είσοδο στον ελεγκτή. Το σφάλμα μπορεί απλώς να μειωθεί χρησιμοποιώντας μεγάλο K_p .

Ένας τρόπος για να μηδενιστεί το σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση είναι να γίνει ολοκλήρωση στο σφάλμα:

$$v^* = K_i \int (i^* - i) dt \quad (2.34)$$

Η έξοδος v^* θα αυξάνεται όταν το σφάλμα είναι θετικό, θα μειώνεται όταν είναι αρνητικό και θα παραμένει σταθερή όταν το σφάλμα είναι μηδέν. Έτσι ένα σύστημα που ελέγχεται κατ' αυτόν τον τρόπο θα αλλάζει μέχρι το σφάλμα να γίνει ακριβώς μηδέν. Αυτό θα συμβεί ανεξαρτήτως του κέρδους του ελεγκτή. Δηλαδή ακόμα και ένας ολοκληρωτής με πολύ χαμηλό K_i θα παράγει μηδενικό σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση.

Αν συνδιαστούν οι δύο παραπάνω τύποι έλεγχου τότε η έξοδος του ελεγκτή θα είναι :

$$v^* = K_i \int (i^* - i) dt + K_p (i^* - i) \quad (2.35)$$

Ο έλεγχος αυτός ονομάζεται ΠΙ (Proportional – Integral).

Ένας γενικότερος έλεγχος είναι ο PID (Proportional – Integral – Differential) , όπου τότε η έξοδος είναι:

$$v^* = K_i \int (i^* - i) dt + K_p (i^* - i) + K_d \frac{d}{dt} (i^* - i) \quad (2.36)$$

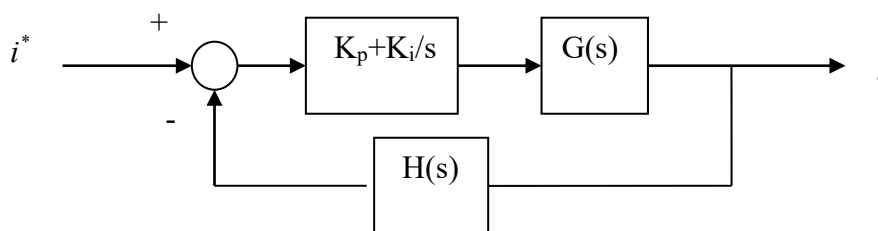
Ο ΠΙ έλεγχος χρησιμοποιείται πολύ συχνά στα ηλεκτρονικά ισχύος, ειδικά σε συστήματα με λίγες μόνο μεταβλητές κατάστασης. Το ερώτημα που δημιουργείται είναι γιατί να μη χρησιμοποιείται απλώς ολοκληρωτικός έλεγχος. Γιατί να υπάρχει ανάγκη για ΠΙ έλεγχο από τη στιγμή που ο ολοκληρωτικός λειτουργεί καλά ενώ μηδενίζει και το σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση. Το πρόβλημα με τον ολοκληρωτικό έλεγχο είναι η απόκριση του σε μεγάλες διαταραχές. Για παράδειγμα αν το ρεύμα μειωθεί απότομα, λόγω μιας αλλαγής στο φορτίο ή κάποιου προσωρινού προβλήματος, ο ολοκληρωτής θα αρχίσει να 'συσσωρεύει' ένα σφάλμα. Ο ολοκληρωτής θα οδηγήσει το ρεύμα σε μεγάλες τιμές για να ακυρώσει το σφάλμα. αλλά το ρεύμα θα παραμείνει υψηλό μέχρι να ακυρωθεί όλο το σφάλμα που έχει 'συσσωρεύσει' ο ολοκληρωτής. Για παράδειγμα, αν το επιθυμητό ρεύμα είναι 5 A και για διάστημα 1ms το πραγματικό ρεύμα πέσει στα 2 A, το σφάλμα που θα 'συσσωρευτεί' στον ολοκληρωτή είναι 3 mA.s. Αυτό το σφάλμα θα πρέπει να ακυρωθεί με κάποιο τρόπο, όπως με το να γίνει το ρεύμα 6 A για 3 ms. Δηλαδή θα

υπάρχει μια ανύψωση στο ρεύμα (overshoot) μέχρι το ρεύμα να επανέλθει ξανά στα 5 A. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται ‘integrator windup’.

Ένας τρόπος να μειώσουμε το πρόβλημα αυτό είναι να κρατήσουμε χαμηλό το κέρδος K_i και να έχουμε σχετικά υψηλό κέρδος K_p έτσι ώστε όταν εμφανίζεται μια μεγάλη διαταραχή το σφάλμα αμέσως να διορθώνεται από τον P ελεγκτή. Ένας άλλος τρόπος λύσης είναι να φτιάξουμε έναν ολοκληρωτή που να μην αυξάνει πέρα από ένα όριο την έξοδο του ώστε να εμποδίσουμε το γινόμενο $A \cdot s$ να αυξηθεί πολύ. Τα κυκλώματα που επιτελούν αυτό το σκοπό ονομάζονται αντι-windup [18].

Έστω τώρα ένα σύστημα στο οποίο θέλουμε να ελέγξουμε το ρεύμα. Στο πεδίο Laplace το σύστημα χαρακτηρίζεται από ένα κέρδος ανοιχτού βρόγχου $G(s)$ και μια συνάρτηση ανατροφοδότησης $H(s)$. Αν εισάγουμε έναν PI ελεγκτή στο σύστημα τότε η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου του συστήματος γίνεται:

$$i = \frac{(K_i + K_p \cdot s) \cdot G(s)}{s + K_p s G(s) H(s) + K_i G(s) H(s)} i^* \quad (2.37)$$



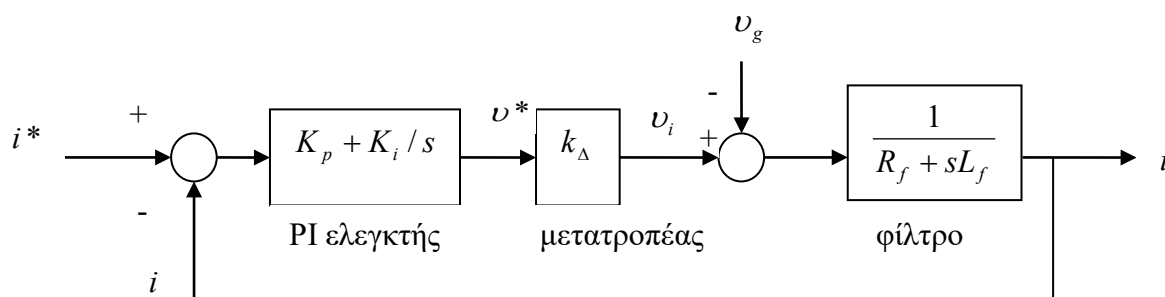
Σχήμα 2-24 Κλειστό σύστημα με PI ελεγκτή στο χώρο των Laplace

Ο PI ελεγκτής εισάγει όπως παρατηρούμε ένα μηδενικό στη συνάρτηση μεταφοράς, στη θέση $s = -K_i/K_p$, και ένα πόλο η θέση του οποίου προκύπτει από το μηδενισμό του παρανομαστή και εξαρτάται από τις συναρτήσεις $G(s)$ και $H(s)$. Από τη στιγμή που και το K_p και το K_i επιλέγονται από τον σχεδιαστή, η τοποθέτηση του πόλου γίνεται από τον σχεδιαστή. Ο σχεδιαστής πρέπει να επιλέξει που θα τοποθετήσει τον πόλο ώστε να ικανοποιούνται κάποιες λειτουργικές απαιτήσεις, όπως το σύστημα να είναι ευσταθές, να λειτουργεί καλά στην επιθυμητή περιοχή συχνοτήτων, να μην έχει μεγάλο overshoot το ρεύμα κλπ.

Παρακάτω θα γίνει η επιλογή των K_p και K_i με βάση ορισμένα κριτήρια και στη συνέχεια θα δοκιμαστεί το σύστημα με το πρόγραμμα Matlab.

2.9.2 Σχεδίαση και ανάλυση του συστήματος ελέγχου ρεύματος στο πεδίο Laplace

Όπως έχει ήδη αναφερθεί ο PI ελεγκτής δέχεται ως είσοδο το σφάλμα του ρεύματος $i^* - i$, ενώ η έξοδος του v^* είναι το σήμα που συγκρίνεται με το φέρον σήμα και προκύπτουν έτσι οι παλμοί των ημιαγωγικών διακοπών. Από την τάση του δικτύου v_i προκύπτει βάσει των χαρακτηριστικών του φίλτρου και των χαρακτηριστικών του δικτύου το ρεύμα i . Για τη σχεδίαση και ανάλυση θα θεωρήσουμε ότι ο μετατροπέας λειτουργεί στην γραμμική περιοχή, οπότε ισχύει η σχέση $v_i = k_\Delta v^*$, με το k_Δ να έχει σταθερή τιμή επειδή η DC τάση είναι σταθερή. Επίσης το δίκτυο έχει πολύ μεγάλη ισχύ βραχυκύκλωσης, οπότε πρακτικά η v_g είναι ανεξάρτητη από το ρεύμα και ίση με v_{th} . Το διάγραμμα βαθμίδων του συστήματος ελέγχου παριστάνεται στο Σχήμα 2-25 [19].



Σχήμα 2-25 Βρόχος ελέγχου ρεύματος μιας εκ των τριών φάσεων

Στο παραπάνω διάγραμμα βαθμίδων, για λόγους απλότητας, έχει παραληφθεί το φίλτρο μέτρησης του ρεύματος που χρησιμοποιείται στον κλάδο ανατροφοδότησης και το οποίο επηρεάζει σημαντικά τη δυναμική ελέγχου, περιορίζοντας το εύρος ζώνης του και άρα την ταχύτητα της απόκρισης σε ταχείες μεταβολές. Το φίλτρο αυτό παριστάνεται γενικά μέσω βαθμίδας καθυστέρησης 1^{ης} τάξης ($\frac{1}{1+sT}$).

Έτσι σύμφωνα με το παραπάνω διάγραμμα βαθμίδων η έξοδος i του συστήματος ελέγχου περιγράφεται από τη σχέση

$$\begin{aligned}
 i &= \frac{\frac{k_\Delta (K_p + K_i/s)}{R_f + sL_f}}{1 + \frac{k_\Delta (K_p + K_i/s)}{R_f + sL_f}} i^* - \frac{\frac{1}{R_f + sL_f}}{1 + \frac{k_\Delta (K_p + K_i/s)}{R_f + sL_f}} v_g \\
 &= \frac{k_\Delta (K_i + K_p \cdot s)}{s^2 L_f + s(K_p k_\Delta + R_f) + K_i \cdot k_\Delta} i^* - \frac{s}{s^2 L_f + s(K_p k_\Delta + R_f) + K_i \cdot k_\Delta} v_g
 \end{aligned} \tag{2.38}$$

Η σχέση (2.38) θα μπορούσε να απλοποιηθεί και περισσότερο αν θεωρούσαμε ότι το φίλτρο δεν έχει ωμική αντίσταση.

Όπως διαπιστώνουμε, το χαρακτηριστικό πολυώνυμο, δηλαδή ο παρανομαστής, είναι δευτεροβάθμια συνάρτηση, οπότε υπάρχουν δύο πόλοι. Από το κριτήριο του Routh διαπιστώνουμε ότι και οι δύο πόλοι βρίσκονται στο αριστερό μιγαδικό ημιεπίπεδο, δηλαδή το σύστημα είναι ευσταθές.

$$\begin{array}{c|cc} s^2 & L_f & K_i k_{\Delta} \\ s^1 & (K_p k_{\Delta} + R_f) & 0 \\ s^0 & K_i k_{\Delta} & \end{array}$$

$$L_f > 0, K_p k_{\Delta} + R_f > 0, K_i k_{\Delta} > 0$$

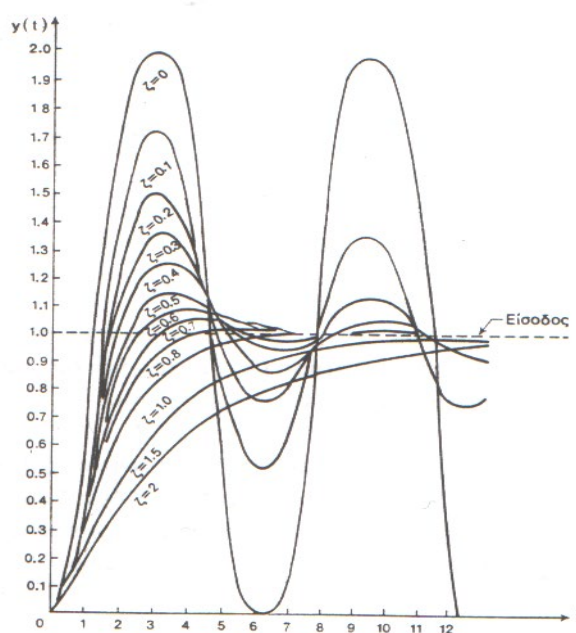
Επομένως ο παρανομαστής είναι της μορφής :

$$p(s) = K(s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2) \text{ με } \zeta > 0 \quad (2.39)$$

και οι πόλοι του, εν γένει μιγαδικοί αριθμοί, έχουν τη μορφή:

$$s_{1,2} = -\omega_0 \zeta \pm j\omega_0 \sqrt{1 - \zeta^2} = -\sigma \pm j\omega_n \quad (2.40)$$

Η επιλογή των K_p και K_i περνάει μέσα από την επιλογή των ζ και σ τα οποία καθορίζουν τη συμπεριφορά του συστήματος. Το ζ (σταθερά απόσβεσης) καθορίζει την ανύψωση του ρεύματος (overshoot) και τις ταλαντώσεις του σε μια βηματική μεταβολή του ρεύματος αναφοράς (Σχήμα 2-26). Το σ (συντελεστής απόσβεσης) ή το $1/\sigma$ (σταθερά χρόνου) καθορίζει τη ταχύτητα απόκρισης του ρεύματος σε μια μεταβολή. Όσο μεγαλύτερο κατ' απόλυτη τιμή πραγματικό μέρος έχουν οι ρίζες του παρανομαστή, δηλαδή όσο πιο αριστερά βρίσκονται στο αριστερό μιγαδικό ημιεπίπεδο, τόσο ταχύτερη είναι η απόκριση του συστήματος [20].



Σχήμα 2-26 Απόκριση γραμμικού συστήματος δεύτερης τάξης με διεγέρση τη μοναδιαία βηματική συνάρτηση

Με την επιλογή των παραμέτρων K_p και K_i θα επιδιώξουμε να έχουμε σχετικά μεγάλο ζ , πάνω από 0.7, έτσι ώστε να έχουμε μικρή ανύψωση και λίγες ταλαντώσεις, αλλά και μεγάλο σ , ώστε να έχουμε γρήγορη απόκριση.

2.9.3 Το κέρδος k_Δ του μετατροπέα

Όπως ήδη αναφέρθηκε όταν ο μετατροπέας λειτουργεί στη γραμμική περιοχή έχει ένα κέρδος $k_\Delta = V_{dc}/(2V_\Delta)$. Άρα για να καθορίσουμε το κέρδος k_Δ , θα πρέπει να καθορίσουμε το τριγωνικό σήμα και την DC τάση. Το πλάτος του τριγωνικού σήματος a_s είναι μοναδιαίο. Η τιμή του V_{dc} που θα επιλεγεί πρέπει, όπως αποδείχθηκε στην Παράγραφο 2.9, να είναι μεγαλύτερη από $2V_i$ όπου V_i το πλάτος της φασικής τάσης του μετατροπέα. Συνεπώς για να αποφασίσουμε για την τιμή του k_Δ πρέπει προηγουμένως να βρούμε σε τι περιοχή τιμών κυμαίνεται το V_i . Για να γίνει αυτό πρέπει να προσδιορίσουμε όλους εκείνους τους παράγοντες που το επηρεάζουν.

Το πλάτος V_i αποδεικνύεται ότι ισούται με :

$$\begin{aligned} V_i &= \sqrt{V_g^2 + \frac{4}{3}(QX_f + PR_f) + \frac{4(P^2 + Q^2)(X_f^2 + R_f^2)}{9V_g^2}} \\ &= \sqrt{V_g^2 + \frac{4}{3}S(X_f \sin \phi + R_f \cos \phi) + \frac{4S^2 Z_f^2}{9V_g^2}} \end{aligned} \quad (2.41)$$

Απόδειξη:

Το πλάτος της φασικής τάσης του αντιστροφέα συνδέεται με το πλάτος της φασικής τάση του δικτύου με τη σχέση:

$$\begin{aligned} \tilde{V}_i &= \tilde{V}_g + \tilde{I} \cdot \tilde{Z}_f = \tilde{V}_g + \left(\frac{2\tilde{S}}{3\tilde{V}_g} \right)^* (R_f + jX_f) = V_g + (R_f + jX_f) \frac{2(P - jQ)}{3V_g} = \\ &= V_g + \frac{2(QX_f + PR_f)}{3V_g} + j \frac{2(PX_f - QR_f)}{3V_g} \end{aligned} \quad (2.42)$$

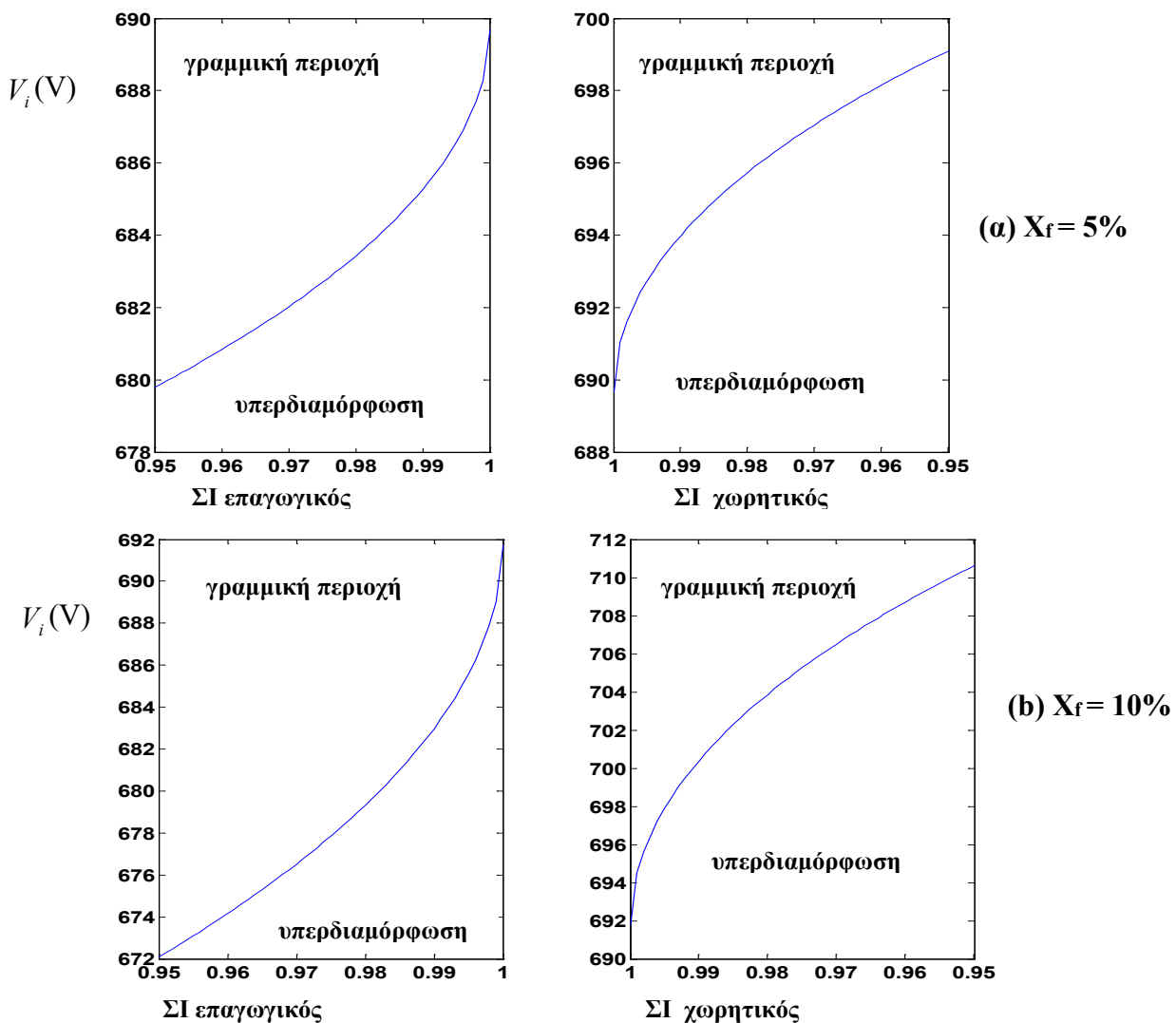
Αν $(\tilde{V}_i, \tilde{V}_g) \cong 0$ και $R_f = 0$ τότε προκύπτει ο προσεγγιστικός τύπος (2.22) : $V_i = V_g + \frac{2QX_f}{3V_g}$

Ενώ η ακριβής τιμή του πλάτους προκύπτει ως $V_i = \sqrt{(\text{real}(\tilde{V}_i))^2 + (\text{imag}(\tilde{V}_i))^2}$ από όπου καταλήγουμε στον τύπο (2.41).

Σύμφωνα με τον τύπο (2.41) η τάση του μετατροπέα εξαρτάται κυρίως από την τάση του δικτύου, την αντίδραση του φίλτρου και την άεργο ισχύ. Η ενεργός ισχύς δεν επηρεάζει αισθητά τη τάση του μετατροπέα και η αντίσταση του φίλτρου έχει πολύ μικρή τιμή. Προκειμένου να προσδιορίσουμε το εύρος τιμών της V_i πρέπει να προσδιορίσουμε το εύρος τιμών των παραπάνω μεγεθών.

- Η τάση του δικτύου μπορεί να έχει μια απόκλιση της τάξης του $\pm 5\%$.
- Το φίλτρο που θα χρησιμοποιηθεί μπορεί να έχει τιμή αντίδρασης 5% ή 10%
- Συνήθης περιοχή τιμών του συντελεστή ισχύος είναι μεταξύ 0.95 επαγωγικού και 0.95 χωρητικού.

Για τον προσδιορισμό του εύρους τιμών του V_i και κατά συνέπεια του V_{dc} , ας θεωρήσουμε την περίπτωση που το δίκτυο έχει τάση $1.05V_N$, που είναι και η ‘δυσμενέστερη’ περίπτωση γιατί απαιτείται αυξημένη DC τάση. Για συντελεστή ισχύος από 0.95 επαγωγικό έως 0.95 χωρητικό, θα υπολογίσουμε το V_i σε δύο περιπτώσεις, όταν ο μετατροπέας λειτουργεί με $X_f=5\%$ και όταν λειτουργεί με $X_f=10\%$. Αν η DC τάση είναι μεγαλύτερη από το διπλάσιο της τάσης του μετατροπέα τότε βρισκόμαστε στη γραμμική περιοχή, ενώ αν η DC τάση είναι μικρότερη από το διπλάσιο της τάσης του μετατροπέα έχουμε υπερδιαμόρφωση. Οι δύο αυτές περιοχές λειτουργίας παριστάνονται στα παρακάτω σχήματα που έγιναν με το πρόγραμμα Matlab.



Σχήμα 2-27 DC τάση και συντελεστής ισχύος

$$S=S_N, V_g=1.05V_N, R_f=0.5\% \text{ όπου } S_N=50 \text{ kVA και } V_N=230\sqrt{2} \text{ V}$$

Όπως είναι φανερό από τα διαγράμματα, η λειτουργία με χωρητικό ΣΙ απαιτεί τη μεγαλύτερη DC τάση. Επίσης για μεγαλύτερο φίλτρο, η DC τάση γίνεται ακόμα μεγαλύτερη. Επομένως η μέγιστη DC τάση απαιτείται για $\Sigma.I.=0.95$ χωρητικό και $X_f=10\%$ και προκύπτει 711 V. Άρα για να είμαστε πάντα στη γραμμική περιοχή πρέπει να επιλέξουμε DC τάση ίση ή μεγαλύτερη από 711 V. Ας επιλέξουμε $V_{dc}=720$ V. Με αυτήν την επιλογή η παράμετρος k_Δ προκύπτει $720/2=360$.

2.9.4 Τα κέρδη K_p , K_i του ελεγκτή

Η σχεδίαση του συστήματος ελέγχου θα ολοκληρωθεί με την επιλογή των κερδών K_p , K_i του ελεγκτή. Η επιλογή τους θα γίνει ακολουθώντας τα παρακάτω βήματα :

Βήμα 1: Ο παρανομαστής της συνάρτησης μεταφοράς κλειστού βρόγχου του συστήματος ελέγχου του ρεύματος είναι

$$p(s) = L_f(s^2 + \frac{K_p k_\Delta + R_f}{L_f}s + \frac{K_i k_\Delta}{L_f})$$

Σύμφωνα με όσα αναφέρθηκαν σε προηγούμενη παράγραφο (βλ. Παράγραφο 2.9.2)

η σταθερά χρόνου του ρεύματος είναι $\frac{2L_f}{K_p k_\Delta + R_f}$. Προκειμένου ο έλεγχος ρεύματος

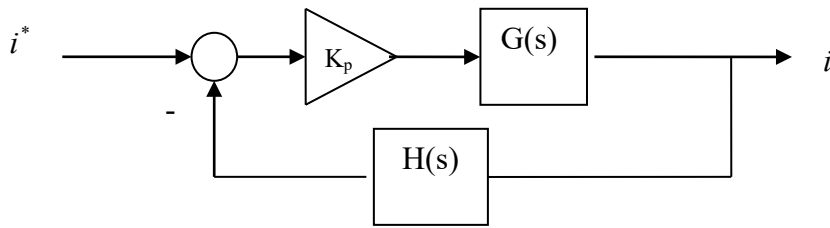
να λειτουργεί σωστά, πρέπει η σταθερά χρόνου του ρεύματος να είναι μεγαλύτερη από τη περίοδο του φέροντος σήματος, έτσι ώστε οι μεταβολές του ρεύματος να είναι πιο αργές από τις μεταβολές του φέροντος σήματος. Δηλαδή πρέπει να ισχύει

$$\frac{2L_f}{K_p k_\Delta + R_f} > T_s = \frac{1}{f_s} \Rightarrow K_p < \frac{2L_f f_s - R_f}{k_\Delta}.$$

Το φέρον σήμα επιλέγουμε να έχει συχνότητα 10 kHz οπότε

$$K_p < \frac{2 * 5.1 * 10^{-4} * 10^4 - 0.016}{360} \approx 0.028$$

Βήμα 2: Η συνάρτηση μεταφοράς $K_p + K_i/s$ του PI ελεγκτή μπορεί να γραφτεί και ως $K_p \frac{1+sT}{sT}$ με $T=K_p/K_i$ (Το T έχει διαστάσεις χρόνου). Οπότε η νέα περιγραφή του συστήματος ελέγχου είναι :



Σχήμα 2-28 Βρόχος ελέγχου ρεύματος

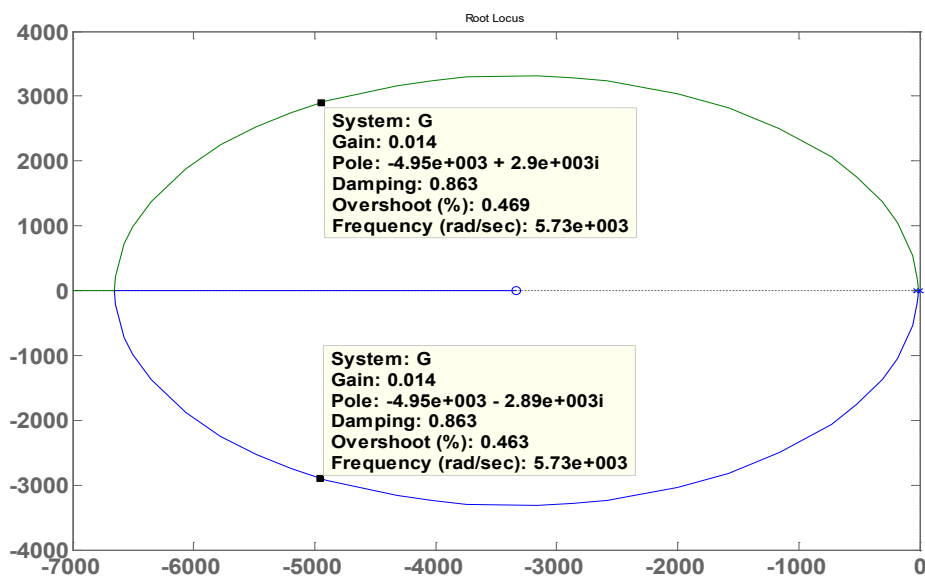
Όπου $G(s) = \frac{1+sT}{sT} k_{\Delta} \frac{1}{R_f + sL_f} = \frac{1+sT}{sT} 360 \frac{1}{(0.016 + s \cdot 5.1 \cdot 10^{-4})}$ και $H(s)=1$.

Η συνάρτηση μεταφοράς του κλειστού συστήματος είναι $\frac{K_p G(s)}{1 + K_p G(s)H(s)}$.

Χρησιμοποιώντας τη μέθοδο του W.R.Evans [20], βρίσκουμε τον γεωμετρικό τόπο ριζών του πολυωνύμου $1 + K_p G(s)H(s)$ με παράμετρο το K_p , για διάφορες τιμές του T .

Βήμα 3: Για κάθε γ.τ.ρ. που σχεδιάζουμε, αναζητούμε εκείνο το K_p που μας δίνει ρίζες με αρνητικό πραγματικό μέρος, με μικρό ‘overshoot’ και ‘damping’ άνω του 0.7. Από όλα τα K_p που θα βρούμε, εκείνο που θα επιλέξουμε τελικά πρέπει να είναι μικρότερο του 0.028, όπως δείξαμε στο βήμα 1.

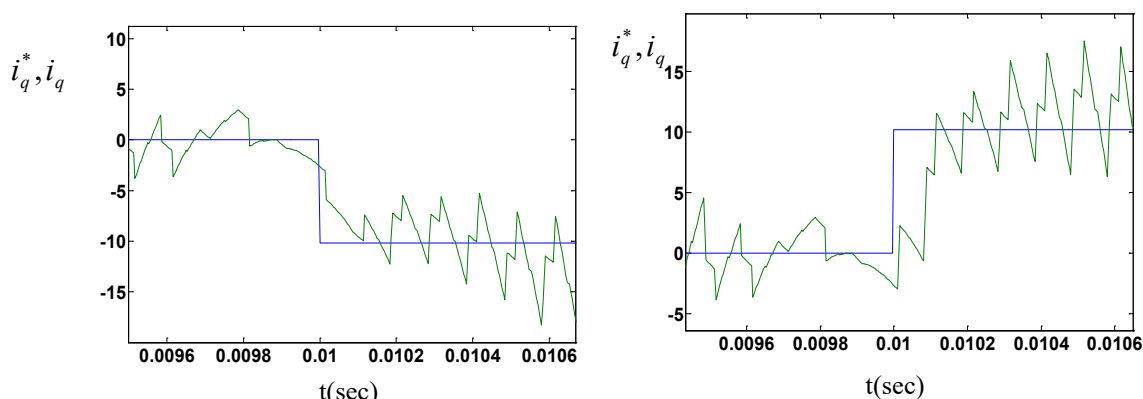
Μετά από τη σχεδίαση γ.τ.ρ. για $T=10^{-1}, 10^{-2}, 10^{-3}, 10^{-4}, 10^{-5}$ διαπιστώσαμε ότι για $T < 10^{-5}$ προκύπτουν $K_p > 0.1$. Επομένως επεκτερόνουμε τη διερεύνηση σε τιμές $T > 10^{-5}$. Μια καλή επιλογή φαίνεται να είναι η τιμή $T=3 \cdot 10^{-4}$.



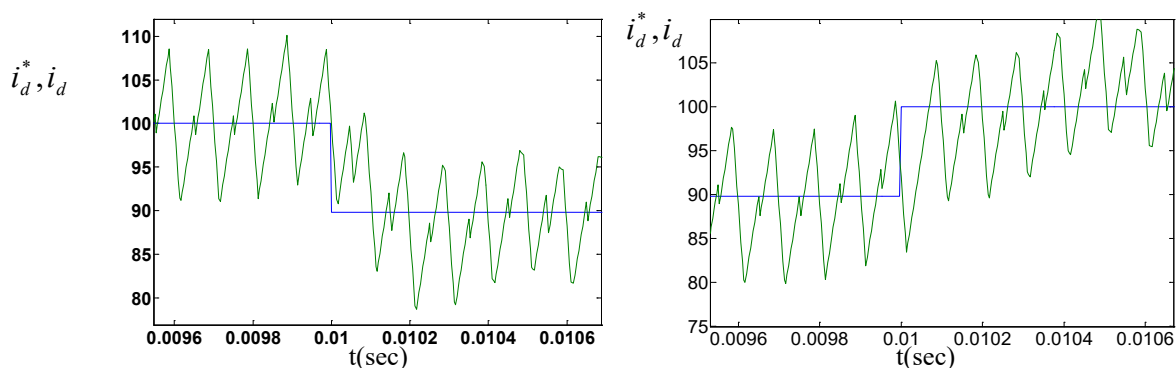
Σχήμα 2-29 Γ.τ.ρ. με παράμετρο το κέρδος K_p του PI ελεγκτή. Σταθερά χρόνου $T=3 \cdot 10^{-4}$ sec. Η σχεδίαση έγινε με τη βοήθεια του προγράμματος Matlab και της εντολής rlocus.

Από τον γ.τ.ρ. προέκυψε κέρδος $K_p=0.014$ που είναι κάτω από το όριο που θέσαμε στο βήμα 1. Για αυτή τη τιμή κέρδους η απόσβεση είναι ιδιαίτερα μεγάλη ($\text{damping}=0.863$) και η ανύψωση πολύ μικρή ($\text{overshoot}=0.5\%$). Οι ρίζες που προκύπτουν είναι οι $-4590 \pm j2900$. Δηλαδή ο συντελεστής απόσβεσης είναι 4590 και η σταθερά χρόνου είναι $1/4590 = 2.18 \cdot 10^{-4} \approx 0.2 \text{ msec}$. Αυτός ο χρόνος αν συγκριθεί με την περίοδο του ρεύματος, δηλαδή τα 20 msec, είναι 100 φορές μικρότερος, δηλαδή η απόκριση του συστήματος είναι αρκετά γρήγορη. Επίσης ο χρόνος αυτός είναι μεγαλύτερος από την περίοδο του τριγώνου $T_s=10^{-4}\text{sec}=0.1 \text{ msec}$ όπως εξάλλου ήταν και η απαίτηση στο βήμα 1.

Βήμα 4: Πλέον έχουμε καθορίσει όλες τις βαθμίδες του συστήματος ελέγχου και μπορούμε να διαπιστώσουμε πως συμπεριφέρεται το σύστημα μας στο πεδίο του χρόνου. Υπενθυμίζουμε ότι η DC τάση και η τάση του δικτύου δε μεταβάλλονται. Οι δοκιμές που θα γίνουν είναι: (α) βηματική μείωση και αύξηση του άεργου ρεύματος i_q^* κατά 10% και (β) βηματική μείωση και αύξηση του ενεργού ρεύματος i_d^* κατά 10%. Τα ρεύματα είναι μετασχηματισμένα στο σύγχρονο πλαίσιο αναφοράς οπότε οι τιμές τους είναι DC.



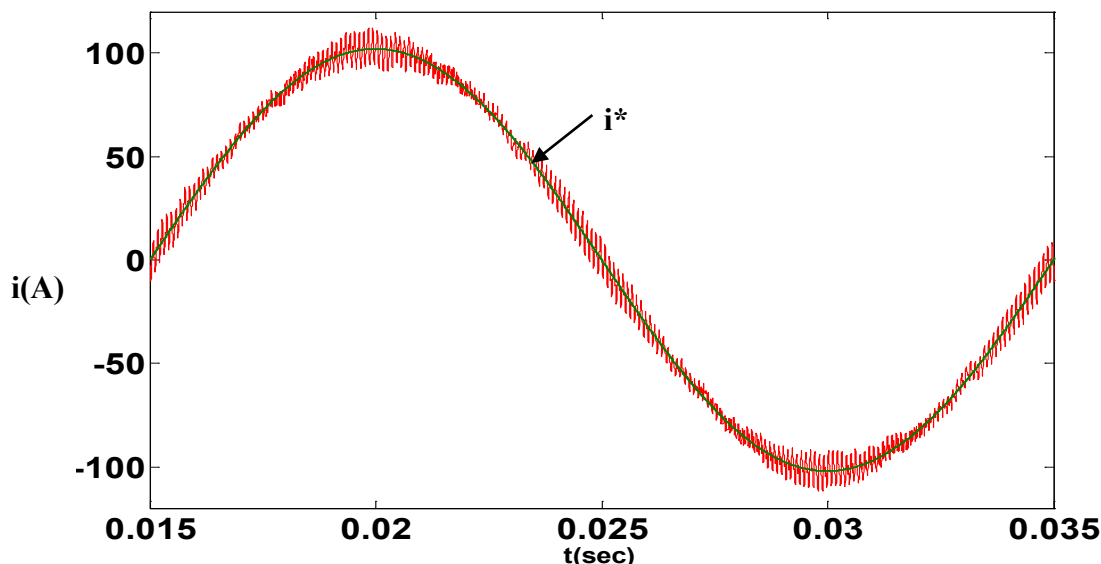
Σχήμα 2-30(a) βηματική μείωση και αύξηση του άεργου ρεύματος κατά 10%



Σχήμα 2-30(b) βηματική μείωση και αύξηση του ενεργού ρεύματος κατά 10%

Στα παραπάνω διαγράμματα φαίνεται ότι ο χρόνος απόκρισης είναι περί τα 0.2 msec και ότι το overshoot είναι χαμηλό. Δηλαδή με τα διαγράμματα επιβεβαιώνουμε ότι η επιλογή των παραμέτρων του συστήματος ελέγχου ήταν σωστή

και ο έλεγχος λειτουργεί επιτυχώς. Την επιτυχή λειτουργία του ελέγχου διαπιστώνουμε και αν μετασχηματίσουμε το ρεύμα από dq σε abc συνιστώσες. Από το διάγραμμα του Σχήματος 2-31 παρατηρούμε ότι πραγματικό ρεύμα και ρεύμα αναφοράς έχουν πρακτικά τις ίδιες τιμές κάθε χρονική στιγμή.

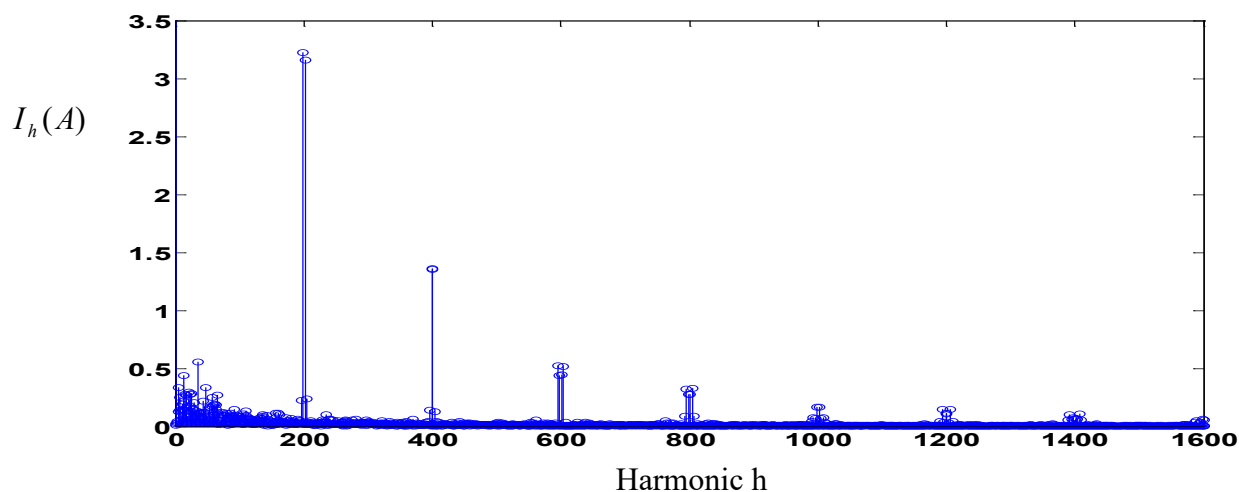


Σχήμα 2-31 Έλεγχος υστέρησης με φέρον σήμα σε μετατροπέα 50 kVA που συνδέεται στη XT

$$\text{Ρεύμα αναφοράς } i^* = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{50kVA}{400V} \sin(2\pi \cdot 50t) \cong 100 \sin(100\pi) \text{ (A)}$$

Συχνότητα φέροντος : 10 kHz

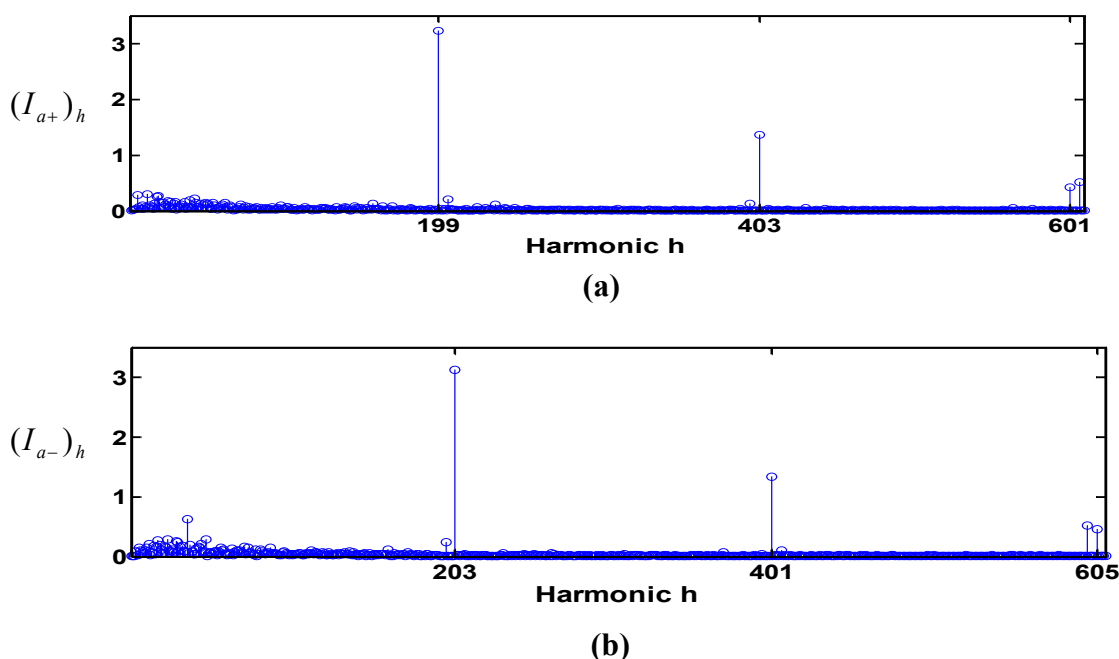
Η μεταβλητότητα που εμφανίζει το ρεύμα είτε το δούμε σε dq συνιστώσες είτε σε abc συνιστώσες οφείλεται στην αρμονική παραμόρφωση που του προσδίδει το φέρον σήμα. Αυτό είναι φανερό και από το φάσμα του ρεύματος (Σχήμα 2-32), στο οποίο παρατηρούμε ότι οι αρμονικές εμφανίζονται κοντά στη συχνότητα των 10 kHz και σε πολλαπλάσια αυτής, όπως ακριβώς συμβαίνει στην ημιτονική διαμόρφωση (SPWM) ή σε κάθε διαμόρφωση που χρησιμοποιεί φέρον σήμα σταθερής συχνότητας.



Σχήμα 2-32 Φάσμα του ρεύματος. Η θεμελιώδης συνιστώσα που έχει πλάτος $I_1=100\text{A}$ δε φαίνεται στο σήμα. Η διακοιτότητα του φάσματος είναι 50 Hz.

Με μια πιο λεπτομερή παρατήρηση του φάσματος διαπιστώνουμε ότι οι αρμονικές με τα μεγαλύτερα πλάτη είναι η 199 και η 203 ($I_{199} = I_{203} = 3.2A$) και η 401 και 403 ($I_{401} = I_{403} = 1.35A$). Έχοντας χρησιμοποιήσει $m_f=201$, συμπεραίνουμε ότι οι αρμονικές με τα μεγαλύτερα πλάτη είναι τάξης $m_f \pm 2$ και $2m_f \pm 1$, όπως ακριβώς και στη μέθοδο SPWM.

Ενδιαφέρον παρουσιάζει να βρούμε ποιες από τις αρμονικές είναι θετικής και ποιες αρνητικής ακολουθίας. Η διαδικασία με την οποία διαχωρίστηκαν οι αρμονικές περιγράφεται στο Παράρτημα (Π.1.4). Τα αποτελέσματα δείχνουν ότι συνιστώσες ρεύματος που εμφανίζονται σε συχνότητες τάξης $3k+1$ είναι θετικής ακολουθίας ενώ συνιστώσες που εμφανίζονται σε συχνότητες τάξης $3k-1$ είναι αρνητικής ακολουθίας. Πιο συγκεκριμένα η 199, η 403, η 601 κ.ο.κ είναι θετικής ακολουθίας και η 203, η 401, η 605 κ.ο.κ είναι αρνητικής ακολουθίας. Αυτό συμβαίνει γιατί για να προκύψουν οι φάσεις των διαφόρων συνιστωσών αρκεί να πολλαπλασιάσουμε τη φάση της θεμελιώδους συνιστώσας, η οποία είναι θετικής ακολουθίας (γιατί και το δίκτυο είναι θετικής ακολουθίας), με την τάξη της αρμονικής. Συνεπώς ισχύει $(3k+1) \cdot 2\pi/3 = 2k\pi + 2\pi/3$ και $(3k-1) \cdot 2\pi/3 = 2k\pi - 2\pi/3$.



Σχήμα 2-33 Φάσμα αρμονικών (a) θετικής ακολουθίας και (b) αρνητικής ακολουθίας

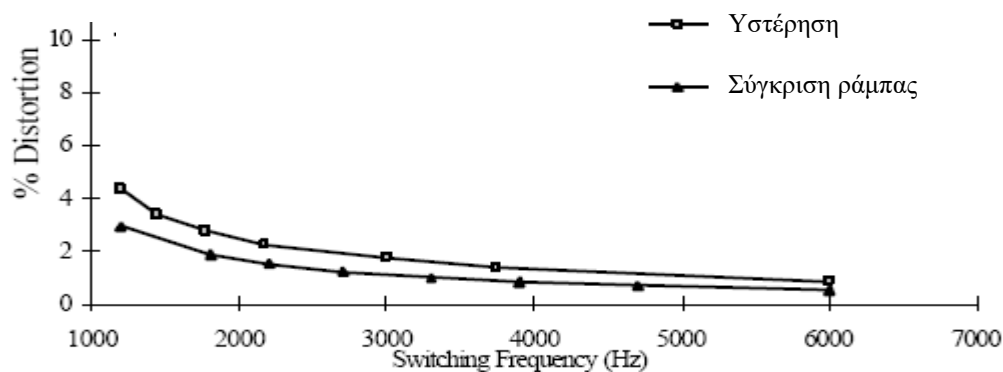
Επειδή στην περίπτωση μας το φάσμα είναι διακριτό, η μέτρηση της αρμονικής παραμόρφωσης του ρεύματος μπορεί να γίνει με το THD. Για τον υπολογισμό του THD λαμβάνουμε υπόψη όλες τις αρμονικές που έχουν τάξη μικρότερη από 3000, αφού οι αρμονικές με τάξη πάνω από 3000 έχουν πρακτικά μηδενικό πλάτος. Ο υπολογισμός έδωσε $THD=5\%$.

2.10 Σύγκριση του ελέγχου υστέρησης με την τεχνική σύγκρισης ράμπας

Και οι δύο μέθοδοι ελέγχου είναι κλειστού βρόχου. Ο έλεγχος υστέρησης δε χρησιμοποιεί φέρον σήμα ενώ η τεχνική σύγκρισης ράμπας χρησιμοποιεί. Από αυτό το γεγονός προκύπτουν και οι βασικές διαφορές τους. Στην τεχνική σύγκρισης ράμπας, όπως και σε κάθε μέθοδο που χρησιμοποιεί φέρον σήμα, ο μετατροπέας λειτουργεί με σταθερή διακοπτική συχνότητα. Το ρεύμα έχει διακριτό φάσμα, χωρίς δηλαδή την παρουσία ενδιάμεσων αρμονικών και αρμονικών στη περιοχή από 0 έως 50 Hz (υπό την προϋπόθεση βέβαια ότι σήμα ελέγχου και φέρον σήμα είναι συγχρονισμένα) ενώ οι αρμονικές με τα μεγαλύτερα πλάτη συγκεντρώνονται κοντά στη διακοπτική συχνότητα και σε πολλαπλάσια αυτής. Αντίθετα στη μέθοδο της υστέρησης ο μετατροπέας λειτουργεί με μεταβλητή διακοπτική συχνότητα, το φάσμα του ρεύματος είναι συνεχές ενώ οι αρμονικές με τα μεγαλύτερα πλάτη δεν είναι εντοπισμένες σε συγκεκριμένες συχνότητες. Το φάσμα του ρεύματος στη μέθοδο με φέρον σήμα μετατοπίζεται δεξιά με την αύξηση της διακοπτικής συχνότητας ενώ στη μέθοδο χωρίς φέρον το φάσμα μετατοπίζεται δεξιά με τη μείωση της ζώνης υστέρησης.

Η μέτρηση της παραμόρφωσης του ρεύματος μας δίνει λίγο μεγαλύτερες τιμές στη μέθοδο της υστέρησης. Αυτό ισχύει κυρίως για διακοπτική συχνότητα μέχρι 6 kHz, γιατί για πάνω από 6 kHz η παραμόρφωση είναι μικρή και για τις δύο μεθόδους [16] (Σχήμα 2-34). Επομένως αν θέλουμε να παράγουμε ένα ρεύμα με συγκεκριμένο ποσοστό παραμόρφωσης, με τη μέθοδο της υστέρησης θα χρειαστούμε λίγο μεγαλύτερη διακοπτική συχνότητα. Αυτό πρακτικά σημαίνει μεγαλύτερο κόστος μετατροπέα, μεγαλύτερες απώλειες στους διακόπτες και μεγαλύτερη ηλεκτρομαγνητική παρενόχληση. Βεβαίως το μεγαλύτερο κόστος του μετατροπέα αντισταθμίζεται από το μικρότερο κόστος του συστήματος ελέγχου, γιατί ο έλεγχος υστέρησης υλοποιείται απλά και φτηνά, σε αντίθεση με την τεχνική σύγκρισης ράμπας που έχει πολύπλοκη και άρα ακριβή υλοποίηση.

Οι δύο μέθοδοι έχουν και κοινά χαρακτηριστικά, όπως είναι η απόκριση τους. Και στις δύο μεθόδους το ρεύμα έχει πολύ γρήγορη απόκριση. Επίσης και οι δύο μέθοδοι απαιτούν μεγάλη DC τάση ώστε να είναι δυνατή η επιβολή των απαιτούμενων φασικών ρευμάτων.



Σχήμα 2-34 Σύγκριση της παραμόρφωσης των δύο μεθόδων ελέγχου [13].

Στον Πίνακα 2-2 είναι συγκεντρωμένα τα χαρακτηριστικά των δύο μεθόδων ελέγχου.

Έλεγχος Υστέρησης	Τεχνική Σύγκρισης Ράμπας
Κλειστού βρόχου χωρίς φέρον	Κλειστού βρόχου με φέρον
Μεταβλητή διακοπτική συχνότητα	Σταθερή διακοπτική συχνότητα
Συνεχές φάσμα, subharmonics, interharmonics	Διακριτό φάσμα, ομοιότητες με την SPWM
Παράμετρος λειτουργίας η ζώνη υστέρησης h	Παράμετρος λειτουργίας η διακοπτική συχνότητα f_s
Απλή υλοποίηση	Πολύπλοκη υλοποίηση
Απαιτούν μεγάλη DC τάση	
Μικρή παραμόρφωση	
Γρήγορη απόκριση	

Πίνακας 2-2 Τα χαρακτηριστικά των δύο μεθόδων ελέγχου

Κεφάλαιο 3

ΕΛΕΓΧΟΣ ΙΣΧΥΟΣ

Στο προηγούμενο κεφάλαιο αναλύθηκε ο έλεγχος ρεύματος σε ένα μετατροπέα που συνδέεται στο δίκτυο και έγινε σύγκριση δύο μεθόδων ελέγχου ρεύματος, της υστέρησης και της τεχνικής σύγκρισης ράμπας. Η σύγκριση έγινε αξιολογώντας τα ρεύματα που παράγονται, όταν τα ρεύματα αναφοράς είναι τέλεια ημίτονα και η DC τάση έχει την απαιτούμενη τιμή ώστε να είναι εφικτός ο έλεγχος ρεύματος. Ωστόσο σε μια πραγματική κατάσταση λειτουργίας, τα ρεύματα αναφοράς δεν είναι πάντα τέλεια ημίτονα και η DC τάση δεν έχει πάντα την απαιτούμενη τιμή. Αυτό συμβαίνει επειδή τα ρεύματα αναφοράς προκύπτουν από ένα σύστημα ελέγχου το οποίο έχει σαν εισόδους του τις τάσεις του δικτύου, την επιθυμητή μιγαδική ισχύ και τον επιθυμητό συντελεστή ισχύος (Σχήμα 3-1). Επομένως αν η τάση είναι ασύμμετρη, αν περιέχει αρμονικές ή βυθίσεις, αν η συχνότητα της μεταβάλλεται, αν η ισχύς ή ο συντελεστής ισχύος μεταβληθούν, τα ρεύματα δε θα είναι τέλεια ημίτονα ή ισοδύναμα τα ρεύματα i_d^*, i_q^* δε θα είναι συνεχή. Επίσης η τιμή της DC τάσης εξαρτάται από την ισχύ που εισέρχεται προς και εξέρχεται από την DC πλευρά του μετατροπέα, οπότε σε δυναμικές συνθήκες η DC τάση μπορεί να παρουσιάζει αποκλίσεις από την τιμή αναφοράς.

Στο 3^ο κεφάλαιο λοιπόν προσομοιώνεται η λειτουργία του μετατροπέα και του συστήματος ελέγχου όταν οι συνθήκες είναι πραγματικές και όχι ιδανικές. Η προσομοίωση γίνεται με το πρόγραμμα Matlab και από τις δύο μεθόδους ελέγχου που αναπτύχθηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο επιλέγεται να χρησιμοποιηθεί η τεχνική σύγκρισης ράμπας (Σχήμα 3-2). Τα συμπεράσματα στα οποία καταλήγουμε είναι ίδια αν χρησιμοποιήσουμε τη μέθοδο της υστέρησης, αφού τα όσα σχολιάζονται δεν αφορούν τον έλεγχο ρεύματος αλλά τον έλεγχο ισχύος, δηλαδή το σύστημα που από την ισχύ και την τάση παράγει τα ρεύματα αναφοράς.

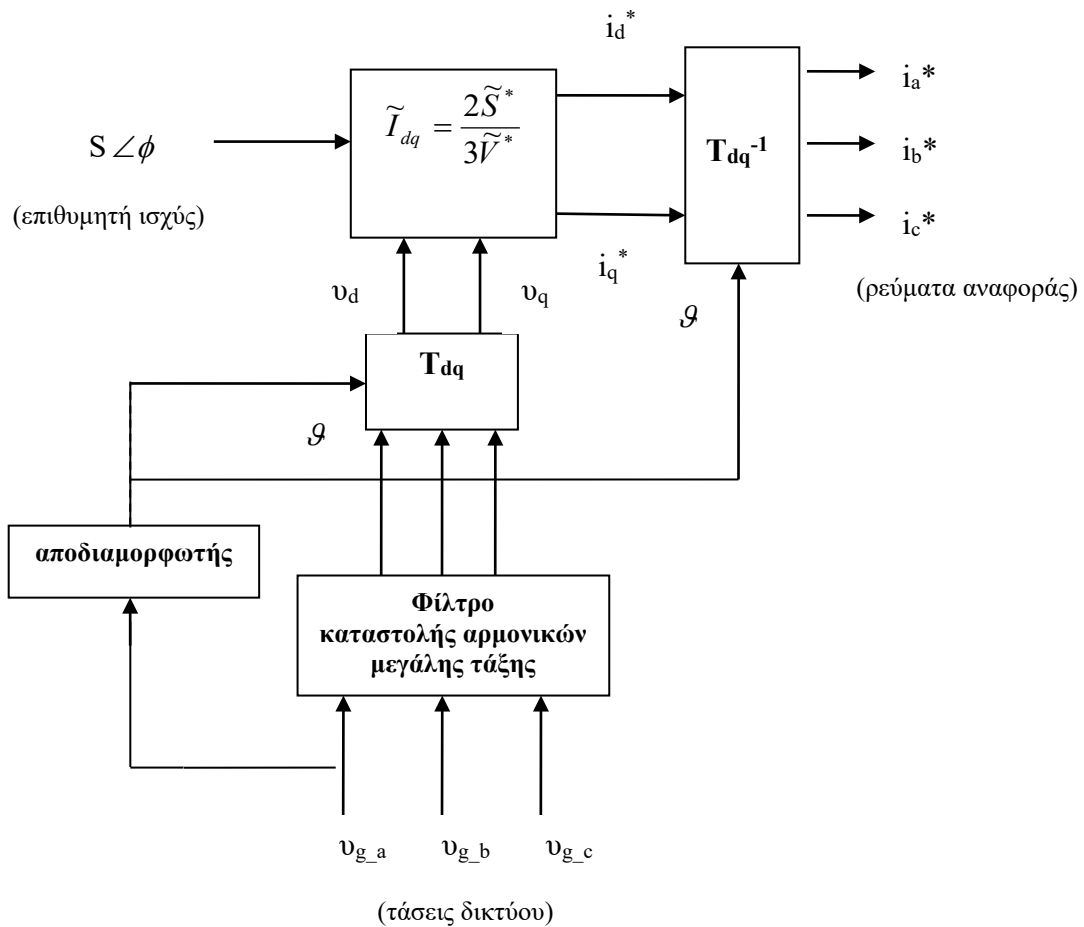
Οι καταστάσεις λειτουργίας που θα προσομοιωθούν θα είναι μόνιμες και μεταβατικές.

Οι μόνιμες καταστάσεις είναι:

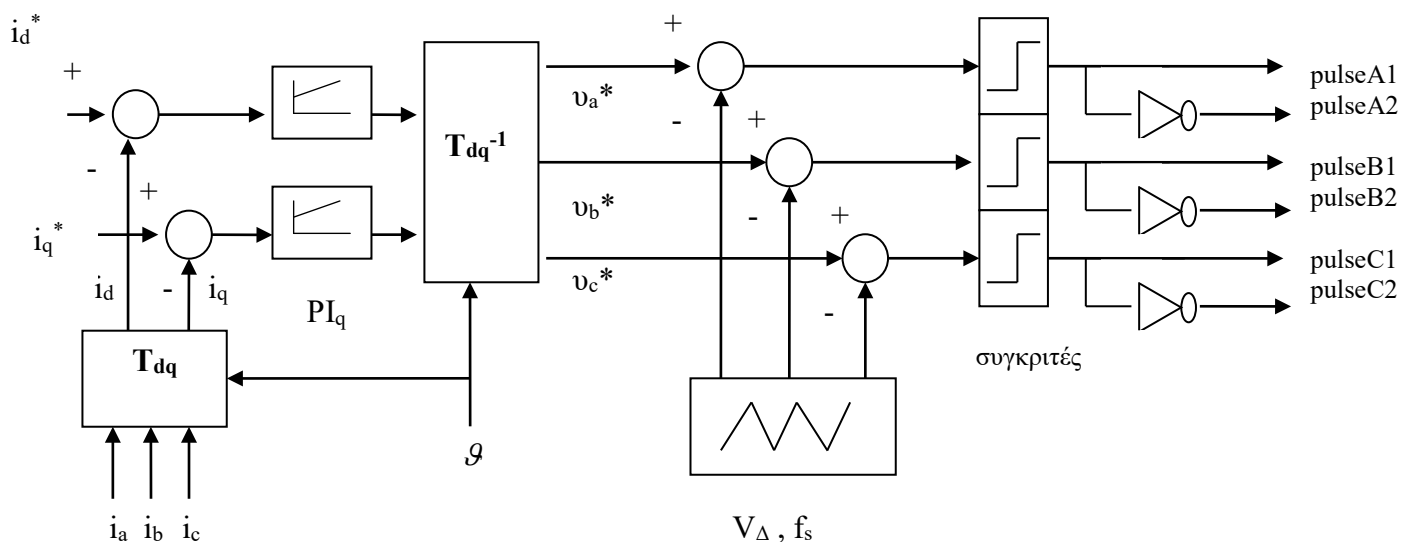
- Λειτουργία με συντελεστή ισχύος μοναδιαίο, επαγωγικό και χωρητικό
- Λειτουργία με χωρητικό συντελεστή ισχύος και χαμηλή DC τάση (περίπτωση υπερδιαμόρφωσης)
- Λειτουργία σε μη συμμετρικό δίκτυο
- Λειτουργία σε δίκτυο με μεταβλητή συχνότητα
- Λειτουργία σε δίκτυο με αρμονική παραμόρφωση
- Λειτουργία σε δίκτυο με μικρή στάθμη βραχυκύκλωσης

Οι μεταβατικές καταστάσεις είναι:

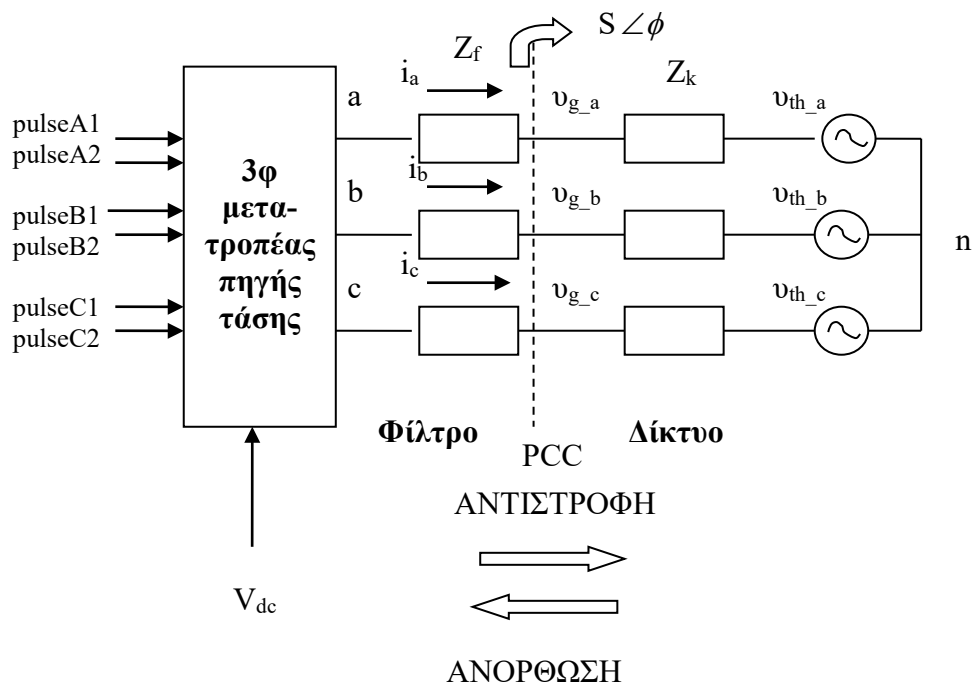
- Βηματική μεταβολή της ενεργού και αέργου ισχύος
- Μονοφασική και τριφασική βύθιση της τάσης



Σχήμα 3-1 Σύστημα ελέγχου ισχύος: το σύστημα που από την επιθυμητή ισχύ και τις τάσεις του δικτύου παράγει τα ρεύματα αναφοράς



Σχήμα 3-2 Σύστημα ελέγχου ρεύματος με την τεχνική σύγκρισης ράμπας: το σύστημα που από τα πραγματικά ρεύματα και τα ρεύματα αναφοράς παράγει τους παλμούς των ημιαγωγικών διακοπών



Σχήμα 3-3 Τριφασικός μετατροπέας πηγής τάσης που συνδέεται στο δίκτυο μέσω αντίστασης προσαρμογής (φίλτρο)

Μετατροπέας & Φίλτρο	Δίκτυο	Έλεγχος Ρεύματος
$S_N=50 \text{ kVA}$	X.T. 230/400 V	αναλογικός
$V_N=230/400 \text{ V}$	$R_k / X_k=2$	σε dq στρεφόμενο πλαίσιο
ημιαγωγικοί διακόπτες :ιδανικοί		αποδιαμόρφωση τάσης: με zero-crossing detector
$X_f= 5\% \Rightarrow 510 \mu\text{H} / \text{φάση}$		φέρων : $f_s=10 \text{ kHz}$, $V_\Delta=1$ (μη συγχρονισμένο)
$R_f= 0.1X_f \Rightarrow 16\text{m}\Omega / \text{φάση}$		PI ελεγχτής: $K_p=0.014$, $K_i=3 \cdot 10^{-4}$
Sampling frequency (F_s): 300 kHz Nyquist frequency ($F_N=F_s/2$): 150 kHz Διακριτότητα φάσματος ($\Delta f = F_s / N_{\text{fft}}$) : 50 Hz		

Πίνακας 3-1 Παράμετροι του μοντέλου προσομοίωσης

Βασικές θεωρήσεις και παραδοχές της ανάλυσης και των αποτελεσμάτων του παρόντος κεφαλαίου είναι οι ακόλουθες:

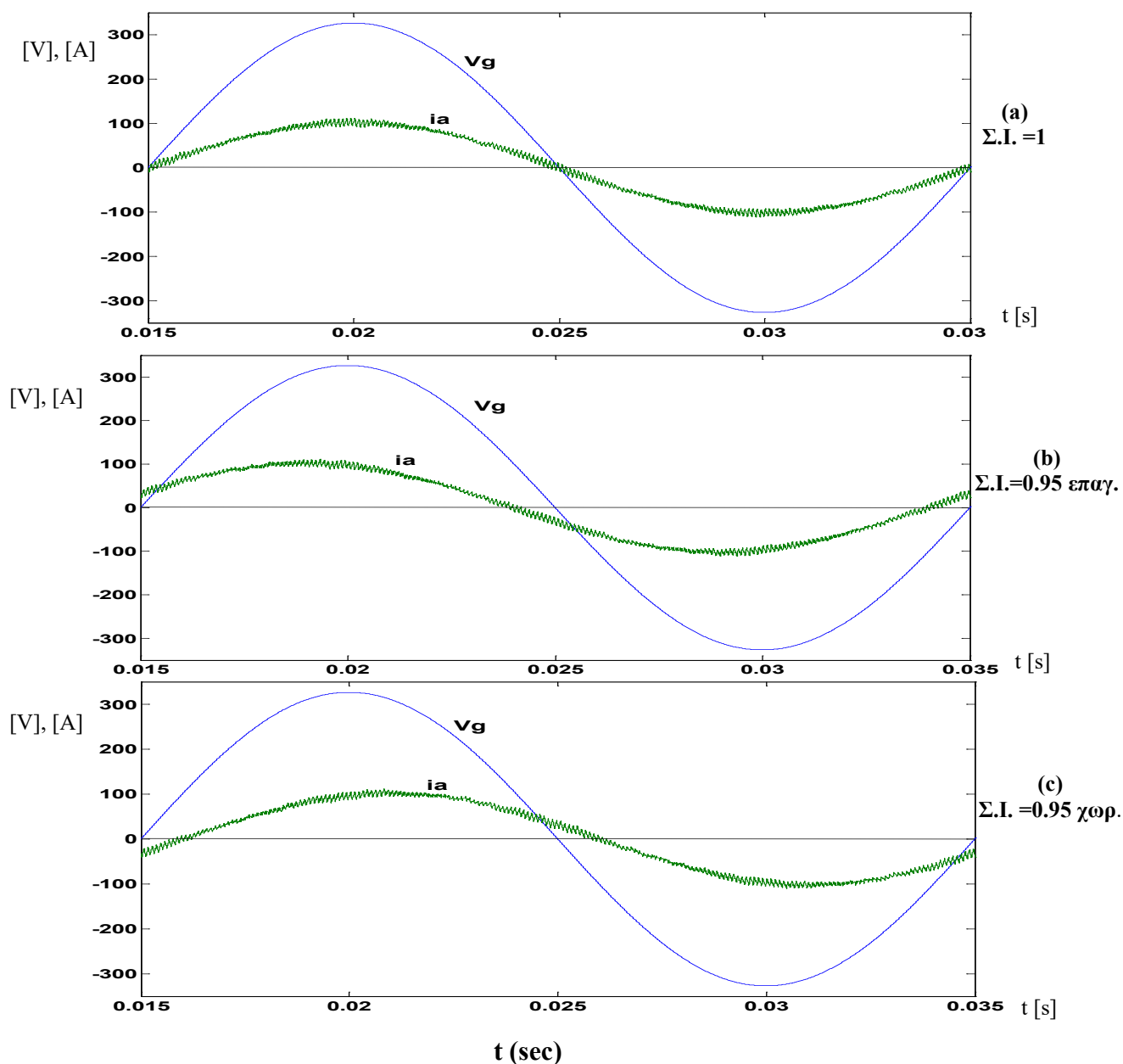
- Υποθέτουμε ότι η V_{dc} είναι σταθερή και δεν μεταβάλλεται οποιαδήποτε ισχύ και αν παίρνουμε από τη πηγή DC τάσης .
- Οι συγκριτές λειτουργούν ως εξής: αν η είσοδος τους είναι θετική η έξοδος τους είναι μονάδα και αν η είσοδος είναι αρνητική η έξοδος είναι μηδέν.
- Ο έλεγχος που χρησιμοποιήθηκε είναι αναλογικός. Μια προοπτική συνέχισης της διπλωματικής είναι η μετατροπή του σε ψηφιακό δειγματοληπτώντας τα αναλογικά σήματα [9].
- Τα διαγράμματα έγιναν με το MATLAB και η αριθμητική μέθοδος ολοκλήρωσης που χρησιμοποιήσαμε στην προσομοίωση ήταν η Dormand-Prince σταθερού βήματος [21].
- Για τη *Fourier* ανάλυση κάθε σήματος αμελήσαμε την πρώτη περίοδο στην οποία συμβαίνουν διάφορα μεταβατικά φαινόμενα. Η διακριτότητα του φάσματος είναι 50 Hz. Αν χρησιμοποιούσαμε μικρότερη διακριτότητα το φάσμα δε θα άλλαζε καθώς δεν υπάρχουν ενδιάμεσες αρμονικές όταν χρησιμοποιείται φέρον.

Στο Παράρτημα αναφέρεται αναλυτικά το μοντέλο που δημιουργήθηκε στο Simulink (Π.2).

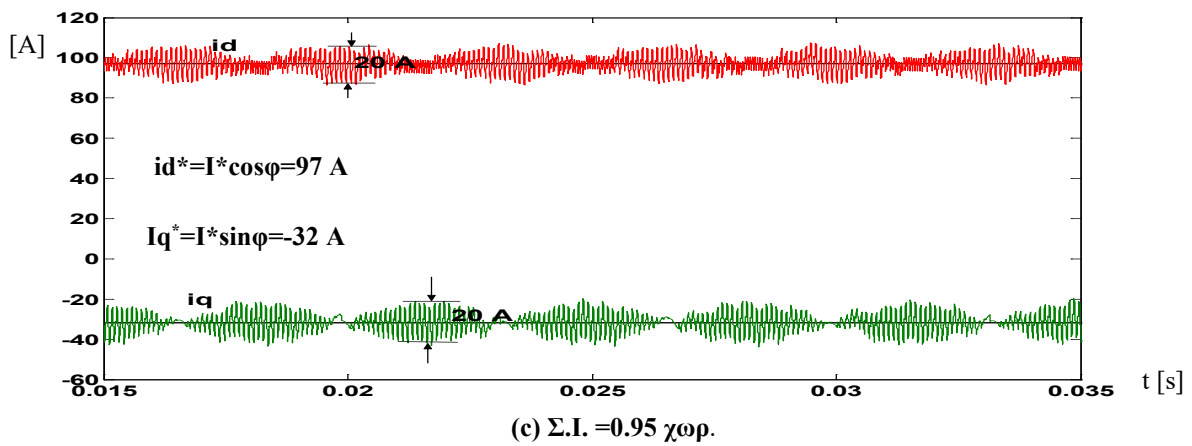
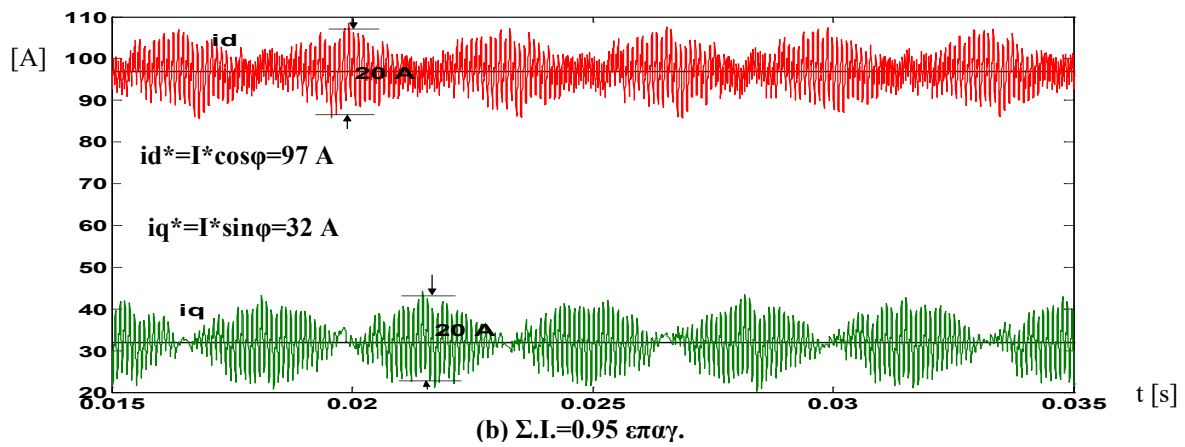
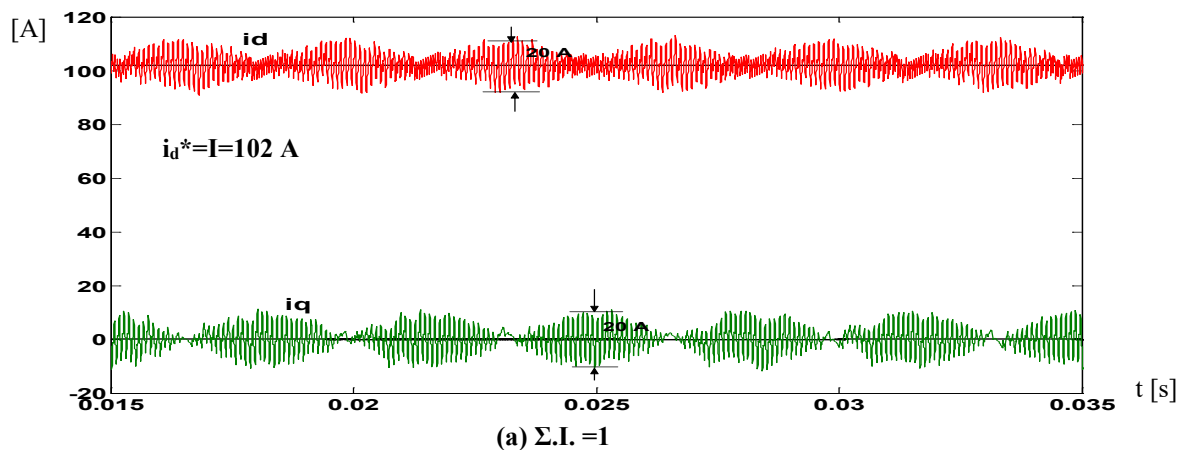
3.1 Μετατροπέας που συνδέεται σε 'άπειρο' δίκτυο και λειτουργεί με Σ.Ι. μοναδιαίο, επαγωγικό και χωρητικό

	$V_{th(rms)}=230\text{ V}$
	$S_k \gg 50\text{ kVA}$
$S=50\text{ kVA}$	$\omega = 2\pi \cdot 50\text{ rad/s}$
$\Sigma.I.=1, 0.95\text{ επαγ.}, 0.95\text{ χωρ.}$	ασυμμετρία δικτύου : -
$V_{dc}=720\text{ V}$	αρμονικές δικτύου: -
	φίλτρο μέτρησης τάσης : -
Χρόνος προσομοίωσης : 1 sec (50 περίοδοι)	

Πίνακας 3-2 Παράμετροι λειτουργίας



Σχήμα 3-4 Λειτουργία μετατροπέα με μοναδιαίο Σ.Ι (ρεύμα και τάση έχουν τη ίδια φάση), με επαγωγικό Σ.Ι. (το ρεύμα προηγείται της τάσης) και με χωρητικό Σ.Ι. (το ρεύμα καθυστερεί της τάσης).



Σχήμα 3-5 Πραγματικά ρεύματα και ρεύματα αναφοράς σε dq πλαίσιο που στρέφεται με τη συχνότητα της τάσης.

Τα i_d^* και i_q^* είναι DC ρεύματα γιατί το πλαίσιο αναφοράς στρέφεται με τη συχνότητα της τάσης. Από ανάλυση που έγινε στο κεφάλαιο 2, προέκυψε ότι $i_d^* = I \cos \phi$ και $i_q^* = I \sin \phi$. Το ρεύμα i_d^* εξαρτάται από την ενεργό ισχύ και το ρεύμα i_q^* εξαρτάται από την άεργο ισχύ. Στην περίπτωση με $\Sigma.I.=1$, όπου η άεργος ισχύς είναι μηδέν το i_q^* είναι μηδέν και το i_d^* έχει τη μέγιστη τιμή του, όσο δηλαδή είναι το πλάτος του ρεύματος. Αν ο $\Sigma.I.$ γίνει επαγωγικός, τότε σύμφωνα με τις συμβάσεις που έχουμε κάνει, η γωνία ϕ του ρεύματος είναι θετική και το i_q^* προκύπτει θετικό, ενώ για χωρητικό $\Sigma.I.$ η γωνία ϕ είναι αρνητική και το i_q^* και αυτό αρνητικό.

Η κυμάτωση που έχουν τα πραγματικά ρεύματα i_d , i_q γύρω από τα ρεύματα αναφοράς οφείλεται στις αρμονικές. Το εύρος της κυμάτωσης αυτής είναι από 0 έως 10 A. Μάλιστα όταν το ενεργό ρεύμα έχει μέγιστη κυμάτωση, το άεργο έχει ελάχιστη και αντίστροφα. Αυτό ερμηνεύεται ως εξής: η πρώτη αρμονική του ρεύματος ως προς το πλαίσιο δεν στρέφεται. Οι υπόλοιπες όμως αρμονικές, που είναι υπεύθυνες για την παραμόρφωση του ρεύματος, είναι στρεφόμενα διανύσματα και οι προβολές τους στους dq άξονες μας δίνουν την παραμόρφωση στα dq ρεύματα. Έτσι λοιπόν όταν τα διανύσματα αυτά έχουν όλα την κατεύθυνση του d άξονα, έχουμε μέγιστη παραμόρφωση στο ρεύμα i_d και μηδενική παραμόρφωση στο ρεύμα i_q , ενώ όταν τα διανύσματα έχουν την κατεύθυνση του q άξονα, έχουμε αντίστροφα μέγιστη παραμόρφωση στο i_q και μηδενική στο i_d .

Η τάση του μετατροπέα προκύπτει σε κάθε περίπτωση από τη σχέση $\tilde{V}_i = \tilde{V}_g + \tilde{I}_1 \tilde{Z}_f$, όπου όλα τα ηλεκτρικά μεγέθη παριστάνονται με τα πλάτη τους. Το διάνυσμα της τάσης του δικτύου έχει τιμή $\tilde{V}_g = 400 \sqrt{\frac{2}{3}} \angle 0^\circ$ V και η σύνθετη αντίσταση τιμή $\tilde{Z}_f = 0.161 \angle 84.29^\circ \Omega$. Το διάνυσμα της πρώτης αρμονικής του ρεύματος προέκυψε από *Fourier* ανάλυση και έχει τιμή:

$$\tilde{I}_1 = 102.07 \angle 0^\circ \text{ A για } \cos \phi = 1$$

$$\tilde{I}_1 = 102.07 \angle 18.19^\circ \text{ A για } \cos \phi = 0.95 \text{ επαγ.}$$

$$\tilde{I}_1 = 102.07 \angle -18.19^\circ \text{ A για } \cos \phi = 0.95 \text{ χωρ.}$$

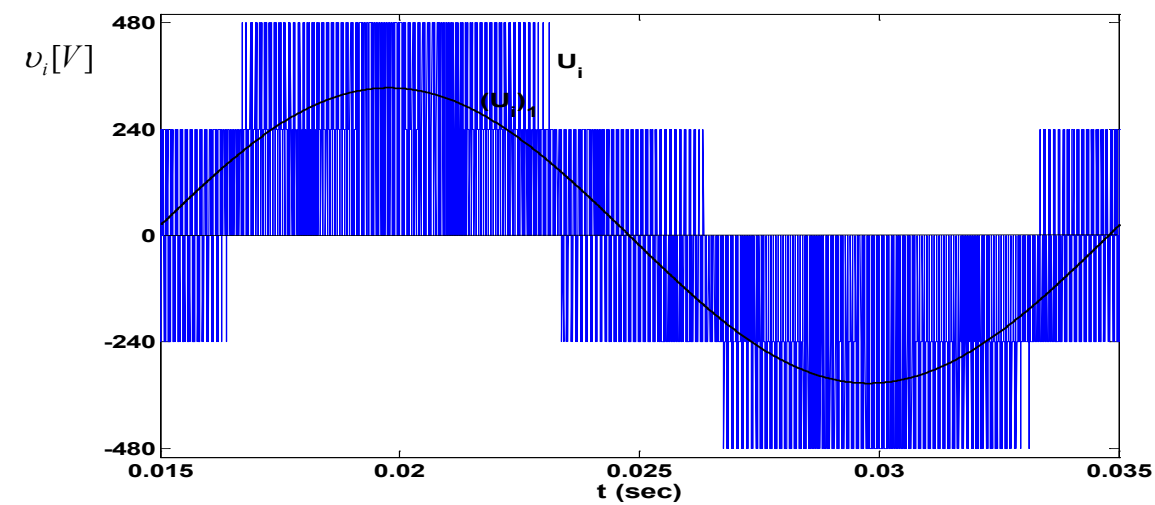
Οπότε μπορεί να υπολογιστεί το διάνυσμα της τάσης του μετατροπέα:

$$\tilde{V}_i = 328.6 \angle 2.9^\circ \text{ V για } \cos \phi = 1$$

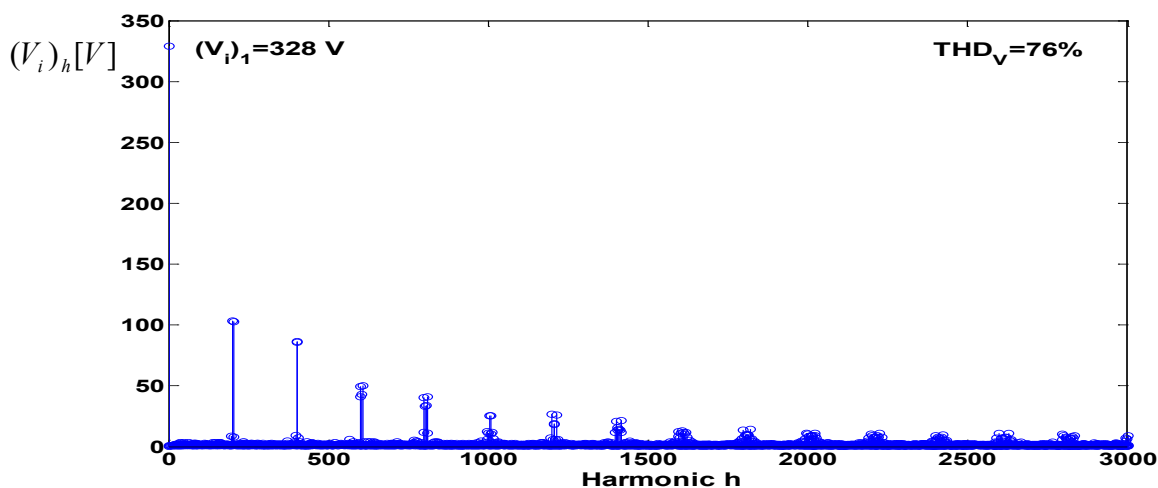
$$\tilde{V}_i = 323.4 \angle 2.9^\circ \text{ V για } \cos \phi = 0.95 \text{ επαγ.}$$

$$\tilde{V}_i = 333.6 \angle 2.6^\circ \text{ V για } \cos \phi = 0.95 \text{ χωρ.}$$

Στις ίδιες τιμές καταλήγουμε και αν κάνουμε *Fourier* ανάλυση στην τάση του μετατροπέα που προέκυψε από την προσομοίωση. Στο Σχήμα 3-6 παρουσιάζεται η κυματομορφή της τάσης και στο Σχήμα 3-7 το φάσμα της όταν ο $\Sigma.I.$ είναι μονάδιαιος.



(a)



(b)

Σχήμα 3-6 (a) Κυματομορφή και (b) φάσμα της τάσης του μετατροπέα για $\Sigma.I=1$

Παρατηρούμε ότι για κάθε $\Sigma.I$, η γωνία της τάσης του μετατροπέα είναι θετική, δηλαδή το διάνυσμα $\tilde{V}_i$ προηγείται του διανύσματος $\tilde{V}_g$. Αυτό σημαίνει ότι ο μετατροπέας λειτουργεί ως αντιστροφέας, δηλαδή προσφέρει ενεργό ισχύ στο δίκτυο. Επίσης το πλάτος της τάσης του μετατροπέα αυξάνεται όσο πηγαίνουμε από επαγωγικό σε χωρητικό συντελεστή ισχύος. Αυτή η αύξηση οφείλεται στην αύξηση του πλάτους του σήματος ελέγχου. Σε καμία περίπτωση, ωστόσο, το σήμα ελέγχου δεν αυξάνεται τόσο ώστε να υπερβεί το πλάτος του τριγωνικού σήματος. Αυτό συμβαίνει γιατί η DC τάση που έχουμε εφαρμόσει είναι πάντα μεγαλύτερη από το διπλάσιο του πλάτους της τάσης του μετατροπέα. Στην περίπτωση μας αυτό ισχύει αφού $720 > (2 \times 333.6)$.

Μέτρηση της ισχύος

Επειδή το δίκτυο είναι συμμετρικό, η φαινόμενη ισχύ είναι ίση με $S_e = \sqrt{3}V_{ll}I = 3V_{ln}I$. Στη περίπτωση μας είναι $V_{ln} = 400/\sqrt{3}$ V ενώ η *rms* τιμή του ρεύματος υπολογίστηκε $I = 72.27$ A και για τους τρεις συντελεστές ισχύος.

Η τάση δεν περιέχει αρμονικές οπότε $(V_{ln})_1 = V_{ln} = 400/\sqrt{3}$ V ενώ το ρεύμα, όπως προέκυψε από *Fourier* ανάλυση, έχει θεμελιώδη συνιστώσα με *rms* τιμή $I_1 = 72.17$ και $THD_i = 5.3\%$ και για τους τρεις συντελεστές ισχύος. Επομένως η θεμελιώδης φαινόμενη ισχύς είναι $S_{e1} = 3V_{ln}I_1$. Η θεμελιώδης φαινόμενη ισχύς μπορεί να διαχωριστεί σε θεμελιώδη ενεργό ισχύ $P_1 = 3V_{ln}I_1 \cos \phi$ και θεμελιώδη άεργο ισχύ $Q_1 = 3V_{ln}I_1 \sin \phi$ όπου ϕ η γωνία του ρεύματος I_1 ως προς τη φασική τάση V_{ln} . Η μη θεμελιώδης φαινόμενη ισχύ $S_{eN} = \sqrt{S_e^2 - S_{e1}^2}$ στη γενική περίπτωση αποτελείται από τους όρους D_{e1}, D_{eV}, S_{eH} αλλά στην περίπτωση μας υπάρχει μόνο ο όρος D_{e1} γιατί η τάση δεν έχει αρμονική παραμόρφωση.

$$\text{Δηλαδή ισχύει } S_{eN} = D_{e1} = 3V_{ln}I_H = 3V_{ln}I_1 \frac{I_H}{I_1} = (3V_{ln}I_1)THD_i = S_{e1} \cdot THD_i \quad (3.1)$$

Το D_{e1} μπορεί να προκύψει ακόμα και αν δεν είναι γνωστό το I_1 ή το S_{e1} :

$$I^2 = I_1^2 + I_H^2 = I_1^2 + THD_i^2 I_1^2 = I_1^2 (1 + THD_i^2) \Rightarrow I_1 = \frac{I}{\sqrt{1 + THD_i^2}}$$

$$\Rightarrow D_{e1} = 3V_{ln}I_1 THD_i = 3V_{ln} I \frac{THD_i}{\sqrt{1 + THD_i^2}} = S_e \frac{THD_i}{\sqrt{1 + THD_i^2}} \quad (3.2)$$

Επειδή η ισχύς S_{eH} είναι μηδενική, θα είναι μηδενική και η ενεργός ισχύς των αρμονικών συνιστωσών P_H , οπότε η ολική ενεργός ισχύς P θα ισούται με την θεμελιώδη ενεργό ισχύ P_1 . Επομένως μπορεί να υπολογιστεί η ολική άεργος ισχύς ως $N = \sqrt{S_e^2 - P^2} = \sqrt{S_e^2 - P_1^2}$.

Όλοι οι υπολογισμοί βρίσκονται στους Πίνακες 3-3, 3-4, 3-5.

$$S_{base} = S_{e1} = 3V_{e1}I_{e1} = 3 \times \frac{400}{\sqrt{3}} \times 72.17 = 50 \text{ kVA}$$

(%)	Ισχύς όλων των συνιστωσών	Ισχύς θεμελειώδους	Ισχύς αρμονικών
Φαινόμενη	$S_e = 100.14$	$S_{e1} = 100$	$S_{eN} = 5.3$
Ενεργός	$P = 100$	$P_1 = 100$	$P_H = 0$
Άεργος	$N = 5.3$	$Q_1 = 0$	$D_{e1} = 5.3$
Συντελεστές	$PF_e = P / S_e = 0.999$	$PF_{e1} = P_1 / S_{e1} = 1$	

Πίνακας 3-3 Κανονικοποιημένες ισχύεις για Σ.Ι.=1

(%)	Ισχύς όλων των συνιστωσών	Ισχύς θεμελειώδους	Ισχύς αρμονικών
Φαινόμενη	$S_e = 100.14$	$S_{e1} = 100$	$S_{eN} = 5.3$
Ενεργός	$P = 95$	$P_1 = 95$	$P_H = 0$
Άεργος	$N = 31.67$	$Q_1 = 31.67$ καταναλισκόμενη	$D_{e1} = 5.3$
Συντελεστές	$PF_e = P / S_e = 0.949$	$PF_{e1} = P_1 / S_{e1} = 0.95$	

Πίνακας 3-4 Κανονικοποιημένες ισχύεις για Σ.Ι.=0.95 επαγ.

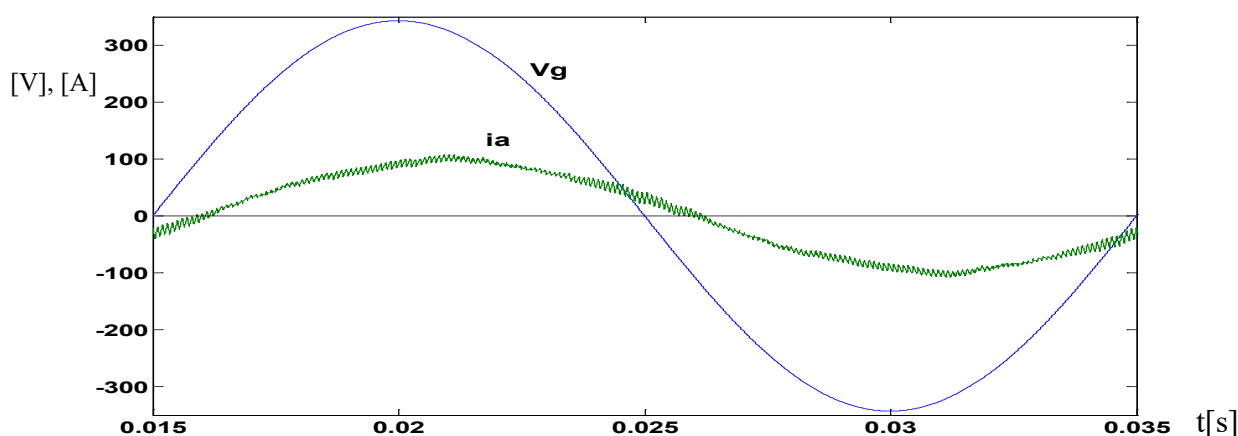
(%)	Ισχύς όλων των συνιστωσών	Ισχύς θεμελειώδους	Ισχύς αρμονικών
Φαινόμενη	$S_e = 100.14$	$S_{e1} = 100$	$S_{eN} = 5.3$
Ενεργός	$P = 95$	$P_1 = 95$	$P_H = 0$
Άεργος	$N = 31.67$	$Q_1 = 31.67$ παραγόμενη	$D_{e1} = 5.3$
Συντελεστές	$PF_e = P / S_e = 0.949$	$PF_{e1} = P_1 / S_{e1} = 0.95$	

Πίνακας 3-5 Κανονικοποιημένες ισχύεις για Σ.Ι.=0.95 χωρ.

3.2 Μετατροπέας που συνδέεται σε ‘άπειρο’ δίκτυο και λειτουργεί με υπερδιαμόρφωση

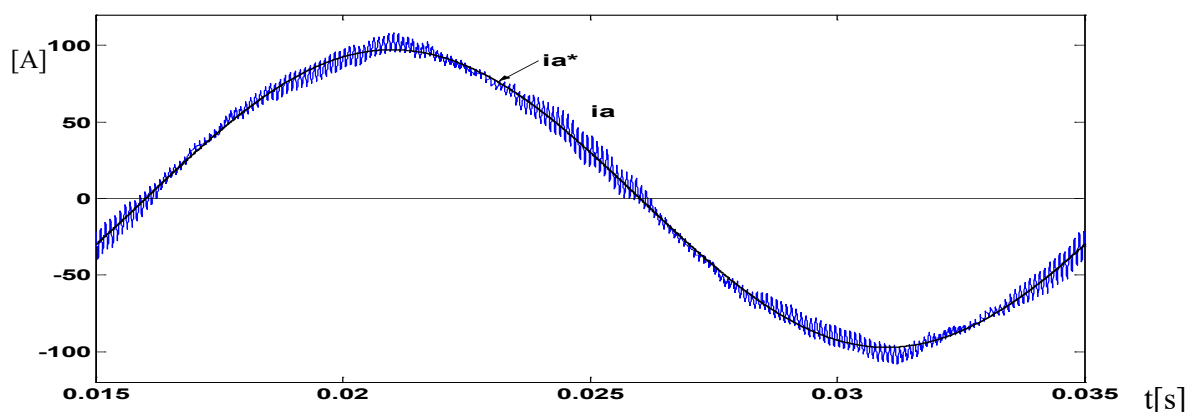
	$V_{th(rms)}=241.5 \text{ V}$
	$S_k \gg 50 \text{ kVA}$
$S=50 \text{ kVA}$	$\omega = 2\pi \cdot 50 \text{ rad/s}$
$\Sigma.I.=0.95 \text{ χωρ.}$	ασυμμετρία δικτύου : -
$V_{dc}=650 \text{ V}$	αρμονικές δικτύου: -
	φίλτρο μέτρησης τάσης : -
Χρόνος προσομοίωσης : 1 sec (50 περίοδοι)	

Πίνακας 3-6 Παράμετροι λειτουργίας

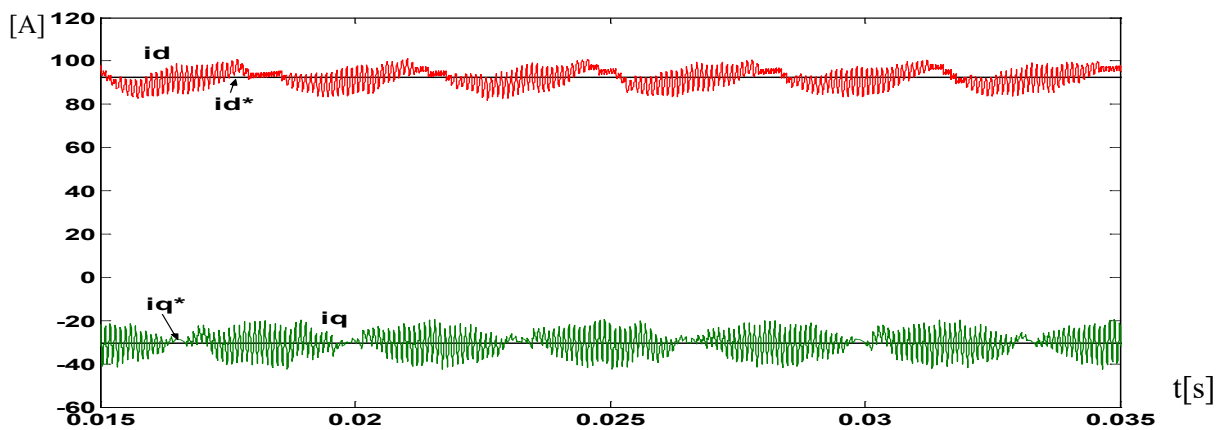


Σχήμα 3-7 Κυματομορφές τάσης και ρεύματος
όταν $\Sigma.I.=0.95$ χωρητικός, $V_g=1.05V_N$, $V_{dc}=650 \text{ V}$

Στην περίπτωση που εξετάζουμε η DC τάση δεν επαρκεί για την λειτουργία του μετατροπέα στη γραμμική περιοχή. Αυτό συμβαίνει γιατί ο μετατροπέας λειτουργεί με χωρητικό $\Sigma.I.=0.95$ και η τάση του ζυγού της χαμηλής τάσης είναι αυξημένη σε σχέση με την ονομαστική τιμή της κατά 5%. Σύμφωνα με τα διαγράμματα που παρουσιάστηκαν στο προηγούμενο κεφάλαιο, για μια τέτοια λειτουργία απαιτείται DC τάση τουλάχιστον 698 V. Εδώ η τάση είναι 650 V, άρα ο μετατροπέας θα λειτουργεί με υπερδιαμόρφωση.



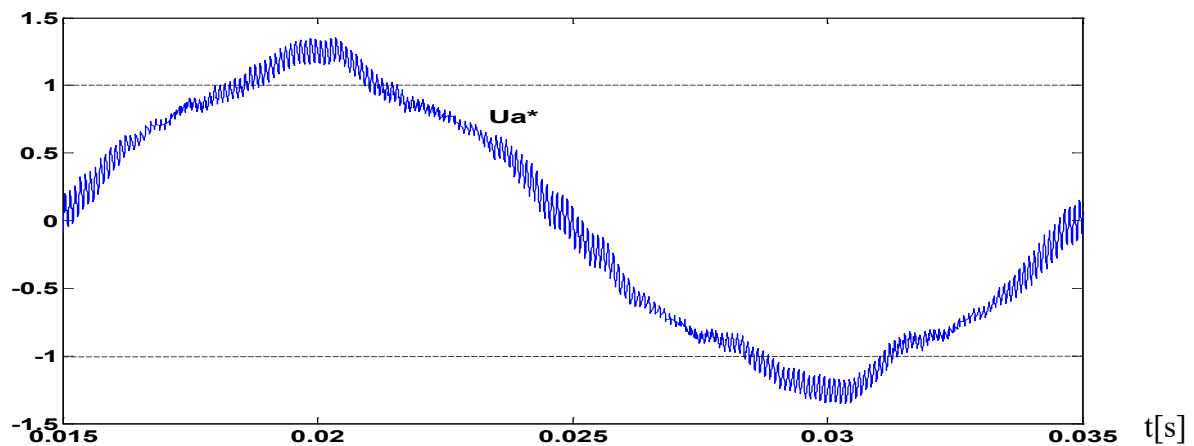
Σχήμα 3-8 Πραγματικό ρεύμα και ρεύμα αναφοράς φάσης a



Σχήμα 3-9 Πραγματικό ρεύμα και ρεύμα αναφοράς στο dq πλαίσιο

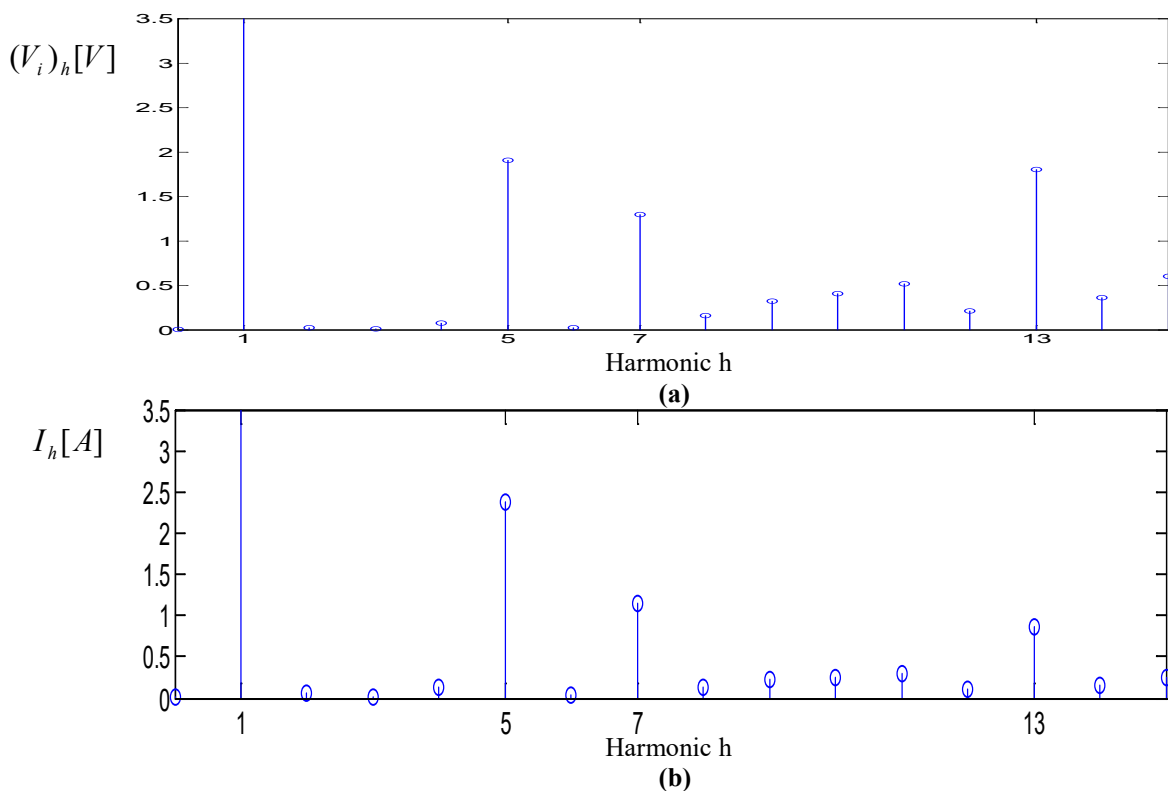
Λόγω υπερδιαμόρφωσης, το ρεύμα εμφανίζεται παραμορφωμένο είτε το δούμε στο abc πλαίσιο, είτε στο dq. Αν τα Σχήματα 3-8, 3-9 συγκριθούν με τα αντίστοιχα σχήματα της προηγούμενης παραγράφου όπου είχαμε λειτουργία στη γραμμική περιοχή, διαπιστώνουμε ότι το ρεύμα σε αυτή τη περίπτωση έχει αρμονικές χαμηλής τάξης οι οποίες οφείλονται στην υπερδιαμόρφωση.

Την υπερδιαμόρφωση την διαπιστώνουμε πρωτογενώς από το σήμα ελέγχου, το οποίο στις κορυφές του υπερβαίνει το πλάτος του τριγώνου (Σχήμα 3-10).



Σχήμα 3-10 Σήμα ελέγχου στη λειτουργία υπερδιαμόρφωσης.

Κάνοντας *Fourier* ανάλυση στην τάση και το ρεύμα μπορούμε να μετρήσουμε τα πλάτη των αρμονικών χαμηλής συχνότητας. Τα φάσματα παρουσιάζονται στο Σχήμα 3-11.



Σχήμα 3-11 Λεπτομέρεια του φάσματος (a) της τάσης του μετατροπέα και (b) του ρεύματος του μετατροπέα

Από το φάσμα της τάσης του μετατροπέα διαπιστώσαμε πλάτος θεμελιώδους τάσης 349 V. Άρα πράγματι η απαιτούμενη DC τάση ήταν τουλάχιστον $2 \cdot 349 = 698$ V. Επίσης από το φάσμα διαπιστώσαμε δύο πράγματα. Πρώτον ότι εμφανίζονται κάποιες αρμονικές χαμηλής τάξης (5, 7, 13) που δεν εμφανίζονταν στη γραμμική λειτουργία και δεύτερον ότι το THD της τάσης είναι τώρα μικρότερο σε σχέση με τη λειτουργία στη γραμμική περιοχή, 60% έναντι 76%. Το τελευταίο που διαπιστώσαμε , αν και φαίνεται παράδοξο, είναι σωστό συμπέρασμα. Γιατί μπορεί να εμφανίζονται περισσότερες αρμονικές συνιστώσες γύρω από τη συχνότητα m_f και τα πολλαπλάσια της, ωστόσο οι μεγάλες συνιστώσες που καθορίζουν το THD δεν έχουν τόσο μεγάλη τιμή όσο στη γραμμική λειτουργία. Το γεγονός αυτό το επιβεβαιώσαμε και από τη βιβλιογραφία [4].

Οι αρμονικές χαμηλής τάξης που εμφανίζονται στην τάση, επειδή ακριβώς η τάξη τους είναι μικρή, δεν θα κατασταλούν από το φίλτρο και επομένως θα περάσουν στο ρεύμα. Το ρεύμα οφείλει το μεγάλο THD (6% έναντι 5% που είχαμε στην γραμμική λειτουργία) στις αρμονικές αυτές. Με μια πιο αναλυτική προσέγγιση μπορούμε να βρούμε ποιες είναι οι τιμές για αυτές τις αρμονικές ρεύματος. Από το φάσμα της τάσης διαπιστώνουμε ότι $V_5 = 2$ V , $V_7 = 1.5$ V και $V_{13} = 2$ V. Η αντίδραση του φίλτρου είναι σε ανά μονάδα 5%, οπότε σε Ω είναι $0.05 \cdot (400^2 / 50000) = 0.16 \Omega$. Επομένως τα αντίστοιχα αρμονικά ρεύματα είναι $I_5 = 2 / (5 \cdot 0.16) = 2.5$ A, $I_7 = 1.5 / (7 \cdot 0.16) = 1.3$ A και $I_{13} = 2 / (13 \cdot 0.16) = 1$ A. Οι τιμές αυτές επιβεβαιώνονται από τη Fourier ανάλυση του ρεύματος. Η εμφάνιση αυτών των αρμονικών μας αποθαρρύνει από το να επιβάλλουμε μη γραμμική λειτουργία στον μετατροπέα.

3.3 Μετατροπείας που συνδέεται σε 'άπειρο' μη συμμετρικό δίκτυο

	$V_{th(rms)}=230\text{ V}$
	$S_k \gg 50\text{ kVA}$
$S=50\text{ kVA}$	$\omega = 2\pi \cdot 50\text{ rad/s}$
$\Sigma.I.=1$	ασυμμετρία δικτύου : $V_-/V_+=5\%$
$V_{dc}=720\text{ V}$	αρμονικές δικτύου: -
	φίλτρο μέτρησης τάσης : -
Χρόνος προσομοίωσης : 1 sec (50 περίοδοι)	

Πίνακας 3-7 Παράμετροι λειτουργίας

Σ' αυτήν τη παράγραφο εξετάζεται η λειτουργία του μετατροπέα που συνδέεται σε ασύμμετρο δίκτυο. Ένα ασύμμετρο τριφασικό σύστημα μπορεί πάντα να αναλυθεί σε θετική, αρνητική και ομοπολική (ή μηδενική) ακολουθία. Η διαδικασία ανάλυσης περιγράφεται στο Παράρτημα (Π.1.4). Το δίκτυο στο οποίο συνδέεται ο μετατροπέας στη προκειμένη περίπτωση έχει μόνο θετική και αρνητική ακολουθία. Οπότε η τάση του δικτύου εκφράζεται σαν επαλληλία δύο τάσεων, μιας τάσης θετικής ακολουθίας και μιας τάσης αρνητικής ακολουθίας :

$$\begin{aligned}v_{g_a} &= (V_+) \cos(\omega t) + (V_-) \cos(\omega t + w) = V \cos(\omega t) + d \cdot V \cos(\omega t + w) \\v_{g_b} &= (V_+) \cos(\omega t - 2\pi/3) + (V_-) \cos(\omega t + 2\pi/3 + w) = V \cos(\omega t - 2\pi/3) + d \cdot V \cos(\omega t + 2\pi/3 + w) \\v_{g_c} &= (V_+) \cos(\omega t + 2\pi/3) + (V_-) \cos(\omega t - 2\pi/3 + w) = V \cos(\omega t + 2\pi/3) + d \cdot V \cos(\omega t - 2\pi/3 + w)\end{aligned}$$

Οι παραπάνω τρεις εκφράσεις για τις τάσεις του δικτύου ισοδυναμούν με την εξής μία έκφραση: $v_g = V[\cos(\omega t + \alpha) + d \cos(\omega t + w - \alpha)]$

Όπου: $\alpha = 0$ για τη φάση a

$\alpha = -2\pi/3$ για τη φάση b

$\alpha = +2\pi/3$ για τη φάση c

και V το πλάτος της θετικής ακολουθίας

Μπορούμε να διαπιστώσουμε την ασυμμετρία αν αθροίσουμε τα συνημίτονα:

$$\left| \begin{aligned} \cos(\omega t + \alpha) + d \cdot \cos(\omega t + w - \alpha) &= D(\alpha) \cdot \cos(\omega t + \delta(\alpha)) \\ D(\alpha) &= \sqrt{1 + d^2 + 2 \cdot d \cdot \cos(w - 2\alpha)} \\ \delta(\alpha) &= \alpha + \tan^{-1} \left(\frac{d \cdot \sin(w - 2\alpha)}{1 + d \cdot \cos(w - 2\alpha)} \right) \end{aligned} \right. \quad (3.3)$$

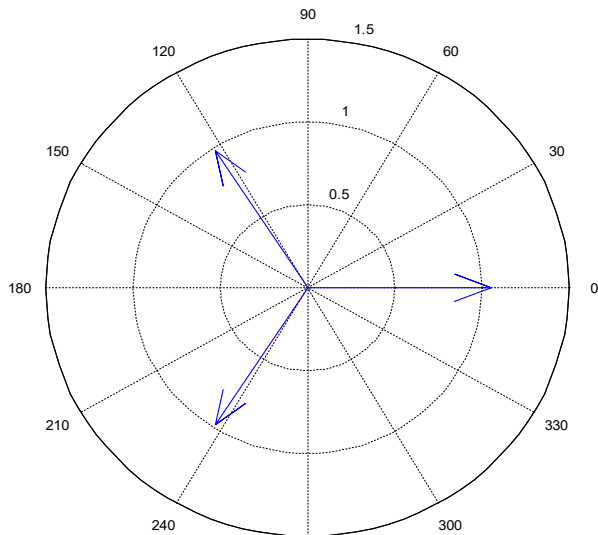
Οπότε οι τάσεις του δικτύου έχουν τη μορφή: $v_{g_a} = V \cdot D_a \cdot \cos(\omega t + \delta_a)$

$$v_{g_b} = V \cdot D_b \cdot \cos(\omega t + \delta_b)$$

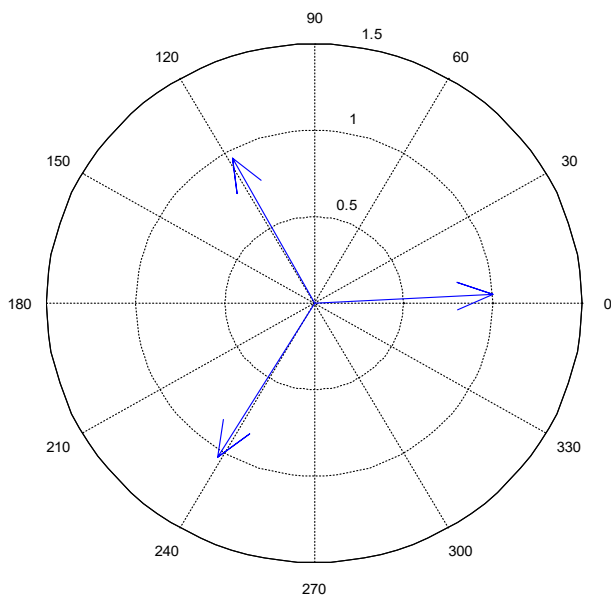
$$v_{g_c} = V \cdot D_c \cdot \cos(\omega t + \delta_c)$$

Όπως προκύπτει, και τα μέτρα των τάσεων των τριών φάσεων δεν είναι ίσα και οι μεταξύ τους γωνίες δεν είναι 120° . Δηλαδή υπάρχει και ασυμμετρία στα μέτρα άλλα και στις γωνίες των φάσεων.

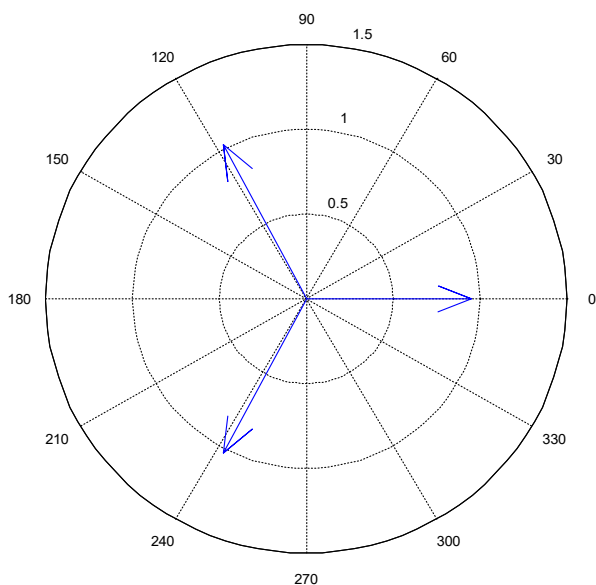
Για $d=0.05$ και για γωνίες $w = 0^0$, 90^0 και 180^0 υπολογίζουμε από τον τύπο (3.3) τα πλάτη και τις γωνίες του τριφασικού συστήματος και στη συνέχεια με τη βοήθεια του Matlab (βλ. Παράρτημα Π.1.5) κάνουμε τα πολικά διαγράμματα.



	$w = 0^0$
$D_a \angle \delta_a$	$1.0500 \angle 0^0$
$D_b \angle \delta_b$	$0.9760 \angle -122.6^0$
$D_c \angle \delta_c$	$0.9760 \angle 122.6^0$



	$w = 90^0$
$D_a \angle \delta_a$	$1.0012 \angle 2.9^0$
$D_b \angle \delta_b$	$1.0436 \angle -121.4^0$
$D_c \angle \delta_c$	$0.9570 \angle 118.6^0$



	$w = 180^0$
$D_a \angle \delta_a$	$0.9500 \angle 0^0$
$D_b \angle \delta_b$	$1.0259 \angle -117.6^0$
$D_c \angle \delta_c$	$1.0259 \angle 117.6^0$

Για γωνία $w=0$ η φάση a είναι μεγαλύτερη από V , για γωνία 90° οι a και b είναι μεγαλύτερες από V και για γωνία 180° οι b και c είναι μεγαλύτερες από V , όπου V είναι το πλάτος της τάσης θετικής ακολουθίας. Παρόλο που η τάση για ορισμένες φάσεις είναι αυξημένη, δεν εμφανίζεται υπερδιαμόρφωση γιατί έχουμε θεωρήσει αρκετά μεγάλη τιμή DC τάσης.

Προκειμένου να βρούμε τι ρεύματα προκαλούν οι τάσεις αυτής της μορφής, θα μετασχηματίσουμε τις τάσεις στο dq πλαίσιο. Στη συνέχεια με γνωστή την επιθυμητή ισχύ θα βρούμε το ρεύμα στο dq πλαίσιο και τέλος θα μετασχηματίσουμε το dq ρεύμα σε ρεύματα abc . Ο μετασχηματισμός από abc σε dq και αντίστροφα γίνεται γιατί έτσι τα ρεύματα προκύπτουν ευκολότερα. Το πρόβλημα δηλαδή θα μπορούσε να λυθεί και χωρίς τη χρήση του μετασχηματισμού dq αλλά δυσκολότερα. Γενικά ο μετασχηματισμός dq είναι σε τέτοιες περιπτώσεις ένα πολύ χρήσιμο εργαλείο και μάλιστα αν γίνεται στο σύγχρονο πλαίσιο διαχωρίζει την θετική και την αρνητική ακολουθία σε δύο σήματα, ένα DC και ένα ημιτονοειδές με συχνότητα 2ω .

Το αποτέλεσμα στο οποίο θα καταλήξουμε για τα ρεύματα είναι ανεξάρτητο από την επιλογή της γωνίας ϑ του μετασχηματισμού. Οποιαδήποτε ϑ και αν χρησιμοποιήσουμε, δηλαδή με οποιαδήποτε γωνιακή ταχύτητα ω_{dq} και αν στρέφεται το πλαίσιο dq , τα ρεύματα που θα προκύψουν είναι τα ίδια. Προκειμένου να αναδείξουμε το γεγονός αυτό, δε θα χρησιμοποιήσουμε συγκεκριμένη γωνιακή ταχύτητα ω_{dq} αλλά τυχαία.

Μετασχηματισμός από v_a, v_b, v_c σε v_d, v_q

Χρησιμοποιώντας τον πίνακα $T(\vartheta) = T(\omega_{dq}t)$ μετασχηματίζουμε τις τάσεις από abc σε dq συνιστώσες (βλ. παράγραφο 2.2) και έτσι προκύπτει :

$$\begin{cases} v_d = V[\cos((\omega - \omega_{dq})t) + d \cdot \cos((\omega + \omega_{dq})t + w)] \\ v_q = V[\sin((\omega - \omega_{dq})t) - d \cdot \sin((\omega + \omega_{dq})t + w)] \end{cases}$$

$$\Rightarrow \tilde{v}_{dq} = v_d + jv_q = V(e^{j(\omega - \omega_{dq})t} + d \cdot e^{-j((\omega + \omega_{dq})t + w)}) = V(e^{j\theta_1} + d \cdot e^{-j\theta_2}) \quad (3.4)$$

Για πλαίσιο συγχρονισμένο με τη θετική ακολουθία της τάσης, δηλαδή $\omega_{dq} = \omega$, θα ισχύει $\theta_1 = 0$ και $\theta_2 = 2\omega t + w$.

Προσδιορισμός του ρεύματος αναφοράς σε dq συνιστώσες

Με γνωστή την τάση του δικτύου σε dq συνιστώσες και γνωστή την ισχύ που επιθυμούμε να εγχύσουμε στο δίκτυο, μπορούμε να βρούμε το επιθυμητό ρεύμα σε dq συνιστώσες :

Έστω $\tilde{S} = S.e^{-j\phi}$.

$$\begin{aligned}\tilde{S} = \frac{3}{2} \tilde{v}_{dq} \tilde{i}_{dq}^* &\Rightarrow \tilde{i}_{dq} = \frac{2}{3} \frac{\tilde{S}^*}{\tilde{v}_{dq}^*} \\ &= \frac{2}{3} \frac{S(e^{-j\phi})^*}{V(e^{j\theta_1} + d.e^{-j\theta_2})^*} \\ &= \frac{2}{3} \frac{S e^{j\phi} (e^{j\theta_1} + d.e^{-j\theta_2})}{V(e^{-j\theta_1} + d.e^{j\theta_2})(e^{j\theta_1} + d.e^{-j\theta_2})} \\ &= \frac{2S}{3V} \frac{(e^{j\theta_1} + d.e^{-j\theta_2})}{1 + d^2 + 2.d.\cos(\theta_1 + \theta_2)} e^{j\phi} \\ &= \frac{2S}{3V} \frac{(e^{j\theta_1} + d.e^{-j\theta_2})}{1 + d^2 + 2.d.\cos(2\omega t + w)} e^{j\phi}\end{aligned}$$

$$\left| \begin{aligned} \tilde{i}_{dq} &= A(t).e^{j\theta_1}.e^{j\phi} + d.A(t).e^{-j\theta_2}.e^{j\phi} = A(t)(e^{j\theta_1} + d.e^{-j\theta_2})e^{j\phi} \\ \text{όπου } A(t) &= \frac{2S}{3V} \frac{1}{1 + d^2 + 2.d.\cos(2\omega t + w)}, \theta_1 = (\omega - \omega_{dq})t, \theta_2 = (\omega + \omega_{dq})t + w \end{aligned} \right|$$

$$\Rightarrow \begin{cases} i_d = A(t)[\cos((\omega - \omega_{dq})t + \phi) + d.\cos((\omega + \omega_{dq})t + w - \phi)] \\ i_q = A(t)[\sin((\omega - \omega_{dq})t + \phi) - d.\sin((\omega + \omega_{dq})t + w - \phi)] \end{cases} \quad (3.5)$$

Όλα τα παραπάνω ρεύματα είναι ρεύματα αναφοράς, δηλαδή ρεύματα που σε άλλες περιπτώσεις μέσα στην εργασία συμβολίζαμε με δείκτη '*'. Ωστόσο εδώ (και μόνον εδώ) για να μη γίνει σύγχυση με το σύμβολο του συζυγούς, δεν υιοθετήθηκε αυτός ο συμβολισμός.

Επειδή στη συνέχεια θα κάνουμε ανάλυση Fourier στο ρεύμα, θα ήταν χρήσιμο να αναπτύξουμε την παράσταση $A(t)$ σε σειρά Maclaurin :

$$A(t)_{(p.u.)} = \frac{1}{1 + d^2 + 2.d.\cos(2\omega t + w)} = \frac{1}{1 + d^2} \frac{1}{(1 + \frac{2.d}{1 + d^2} \cos(2\omega t + w))}$$

Έστω $x = \frac{2.d}{1 + d^2} \cos(2\omega t + w)$. Επειδή ισχύει $|x| < 1$ μπορούμε να προσεγγίσουμε το $A(t)_{(p.u.)}$ με

το πολυώνυμο $1 - x + x^2 - x^3 + \dots$. Οπότε :

$$\begin{aligned} A(t)_{(p.u.)} &= \frac{1}{1 + d^2} \left\{ 1 - \left(\frac{2.d}{1 + d^2} \right) \cos(2\omega t + w) + \left(\frac{2.d}{1 + d^2} \right)^2 \cos^2(2\omega t + w) \right. \\ &\quad \left. - \left(\frac{2.d}{1 + d^2} \right)^3 \cos^3(2\omega t + w) + \dots \right\} \end{aligned}$$

Για $d=0.05$ είναι $\left(\frac{2d}{1+d^2}\right)^3 < 8d^3 = 10^{-3}$ οπότε αν αγνοήσουμε όλους τους όρους από το x^3 και πάνω δεν κάνουμε σφάλμα μεγαλύτερο από 10^{-3} .

$$A(t)_{(p.u.)} \approx \frac{1}{1+d^2} \left\{ 1 - \left(\frac{2d}{1+d^2}\right) \cos(2\omega t + w) + \left(\frac{2d}{1+d^2}\right)^2 \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos(4\omega t + 2w)\right) \right\}$$

$$\Rightarrow A(t)_{(p.u.)} \approx A_0 - A_2 \cdot \cos(2\omega t + w) + A_4 \cdot \cos(4\omega t + 2w) \quad (3.6)$$

$$A_0 = \frac{1}{1+d^2} + \frac{1}{2} \frac{(2d)^2}{(1+d^2)^3} = \frac{1+4d^2+d^4}{(1+d^2)^3} \approx \frac{1+(2d)^2}{(1+d^2)^3} \quad (3.7a)$$

$$A_2 = \frac{2d}{(1+d^2)^2} \approx 2d \cdot A_0 \quad (3.7b)$$

$$A_4 = \frac{2d^2}{(1+d^2)^3} \approx 2d^2 \cdot A_0 \quad (3.7c)$$

Μετασχηματισμός από i_d^*, i_q^* σε i_a^*, i_b^*, i_c^*

Μετασχηματίζοντας σε abc συνιστώσες με τον πίνακα $T^{-1}(\theta) = T^{-1}(\omega_{dq}t)$ προκύπτει (βλ. Παράγραφο 2.2) :

$$\begin{aligned} i_a^* &= A(t) \cos(\omega t + \phi) + d \cdot A(t) \cos(\omega t + w - \phi) \\ i_b^* &= A(t) \cos(\omega t - 2\pi/3 + \phi) + d \cdot A(t) \cos(\omega t + 2\pi/3 + w - \phi) \\ i_c^* &= A(t) \cos(\omega t + 2\pi/3 + \phi) + d \cdot A(t) \cos(\omega t - 2\pi/3 + w - \phi) \end{aligned}$$

$$\text{ή πιο συνοπτικά } i^* = A(t) [\cos(\omega t + \alpha + \phi) + d \cos(\omega t - \alpha + w - \phi)] \quad (3.8)$$

$$\begin{aligned} \text{Όπου: } \alpha &= 0 && \text{για τη φάση a} \\ \alpha &= -2\pi/3 && \text{για τη φάση b} \\ \alpha &= +2\pi/3 && \text{για τη φάση c} \end{aligned}$$

Αντικαταθιστώντας στη σχέση (3.8) το πολυώνυμο $A(t)$ θα προκύψουν οι πρώτοι όροι της σειράς Fourier του ρεύματος.

$$i^* \approx \frac{2S}{3V} A_0 (1 - 2d \cdot \cos(2\omega t + w) + 2d^2 \cos(2\omega t + 2w)) (\cos(\omega t + \alpha + \phi) + d \cos(\omega t - \alpha + w - \phi))$$

$$\text{όπου } A_0 \approx \frac{1+(2d)^2}{(1+d^2)^3}$$

Μετά από πράξεις και αγνοώντας τους όρους που περιέχουν δυνάμεις του d με εκθέτη μεγαλύτερο από 2 καταλήγουμε στο ανάπτυγμα του ρεύματος

$$i^* \approx \frac{2S}{3V} (\cos(\omega t + \alpha + \phi) - d \cdot \cos(3\omega t + \alpha + w + \phi)) \quad (3.9)$$

Ο τύπος ισχύει με σφάλμα όχι μεγαλύτερο του d^2 .

Δηλαδή το ρεύμα αναφοράς κάθε φάσης έχει θεμελιώδη συνιστώσα

$$\tilde{I}_1^* = \frac{2S}{3V} \angle \alpha + \phi \text{ και τρίτη αρμονική, η οποία είναι θετικής ακολουθίας, ίση με}$$

$$\tilde{I}_3^* = -d \frac{2S}{3V} \angle \alpha + w + \phi = d \frac{2S}{3V} \angle \alpha + 180^\circ + w + \phi$$

Όπου $Se^{-j\phi}$: η επιθυμητή μιγαδική ισχύς

de^{jw} : ο λόγος αρνητικής προς θετικής ακολουθίας της τάσης

V : το πλάτος της θετικής ακολουθίας της τάσης

Καταλήγουμε λοιπόν στο συμπέρασμα ότι το ρεύμα αναφοράς που προκύπτει κατά τη λειτουργία του μετατροπέα σε ασύμμετρο δίκτυο, περιέχει αρμονικές χαμηλής τάξης. Μάλιστα αν το πλάτος της αρνητικής ακολουθίας της τάσης είναι d φορές του πλάτους της θετικής ακολουθίας τότε και η τρίτη αρμονική του ρεύματος αναφοράς είναι επίσης d φορές της πρώτης αρμονικής. Οι υπόλοιπες αρμονικές πρακτικά έχουν αμελητέο πλάτος. Στην προκειμένη περίπτωση το ρεύμα αναφοράς και κατά συνέπεια και το πραγματικό ρεύμα θα έχει τρίτη αρμονική που θα είναι το 5% της θεμελιώδους.

Με προσομοίωση που έγινε με το πρόγραμμα Matlab/Simulink διαπιστώσαμε την ορθότητα των συμπερασμάτων. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης φαίνονται στον Πίνακα 3-8 και στα Σχήματα 3-12, 3-13, 3-14.

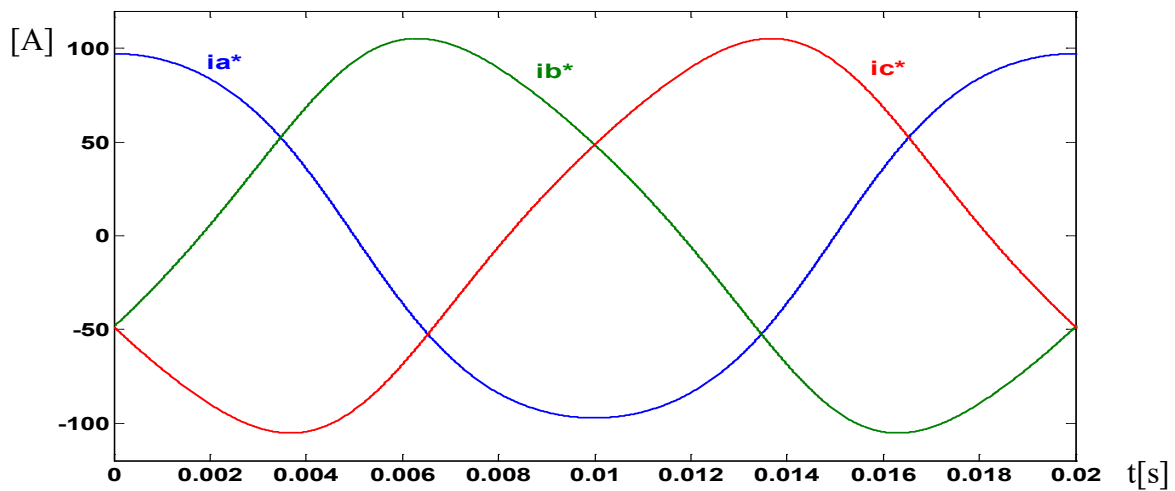
$$V_{base} = \sqrt{\frac{2}{3}} 400 = 326.60V, d = 5\%$$

(%)	$\tilde{V}_a$	$\tilde{V}_b$	$\tilde{V}_c$
$w = 0^\circ$	$105 \angle 0^\circ$	$97.6 \angle -122.6^\circ$	$97.6 \angle 122.6^\circ$
$w = 90^\circ$	$100 \angle 2.9^\circ$	$104 \angle -121.4^\circ$	$96 \angle 118.6^\circ$
$w = 180^\circ$	$95 \angle 0^\circ$	$103 \angle -117.6^\circ$	$103 \angle 117.6^\circ$

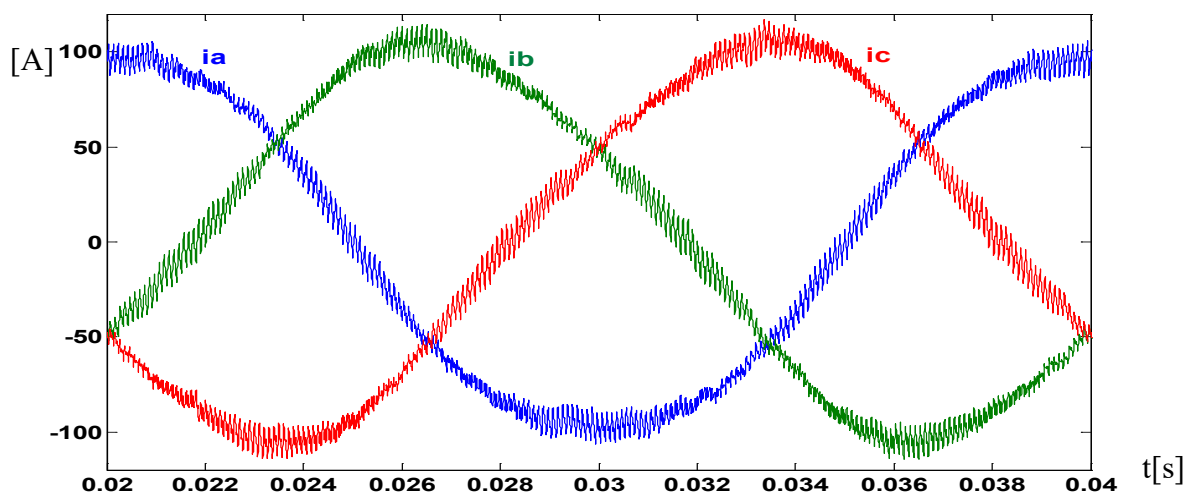
$$I_{base} = \frac{2S}{3V} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{50000}{400} = 102.06A, \phi = 0$$

(%)	$(\tilde{I}_a^*)_1$	$(\tilde{I}_b^*)_1$	$(\tilde{I}_c^*)_1$
$w = 0^\circ, 90^\circ, 180^\circ$	$100 \angle 0^\circ$	$100 \angle -120^\circ$	$100 \angle 120^\circ$
(%)	$(\tilde{I}_a^*)_3$	$(\tilde{I}_b^*)_3$	$(\tilde{I}_c^*)_3$
$w = 0^\circ$	$5 \angle 180^\circ$	$5 \angle 60^\circ$	$5 \angle -60^\circ$
$w = 90^\circ$	$5 \angle -90^\circ$	$5 \angle 150^\circ$	$5 \angle 30^\circ$
$w = 180^\circ$	$5 \angle 0^\circ$	$5 \angle -120^\circ$	$5 \angle 120^\circ$

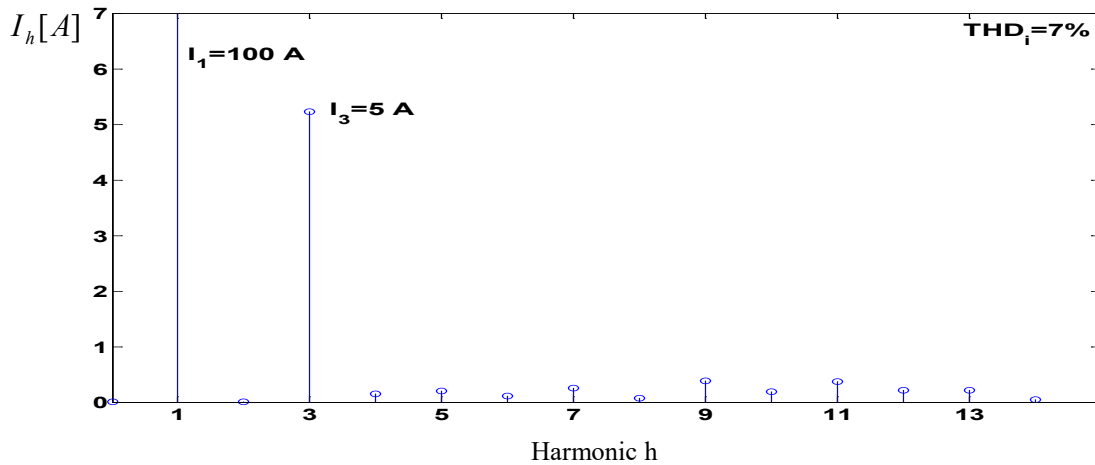
Πίνακας 3-8 Κανονικοποιημένες τάσεις και κανονικοποιημένα ρεύματα αναφοράς σε ασύμμετρο δίκτυο



Σχήμα 3-12 Ρεύματα αναφοράς για ασυμμετρία 5% με γωνία $w=0$ και Σ.Ι. μονάδα. Σ' αυτό το διάγραμμα είναι ευδιάκριτη η παραμόρφωση χαμηλής τάξης.



Σχήμα 3-13 Πραγματικά ρεύματα για ασυμμετρία 5% με γωνία $w=0$ και Σ.Ι. μονάδα. Τα πραγματικά ρεύματα έχουν την παραμόρφωση του ρεύματος αναφοράς και την παραμόρφωση που τους προσδίδει η μέθοδος διαμόρφωσης.



Σχήμα 3-14 Fourier ανάλυση και THD του i_a . Στο φάσμα του ρεύματος εμφανίζεται τρίτη αρμονική με πλάτος περίπου 5 A όταν η θεμελιώδης αρμονική είναι περίπου 100 A. Επομένως η ασυμμετρία τάσεων αποδεδειγμένα πλέον δημιουργεί τρίτη αρμονική στο ρεύμα με πλάτος ίσο με το 5% της θεμελιώδους. Η τρίτη αρμονική είναι και ο λόγος που το THD του ρεύματος εμφανίζεται αυξημένο, 7% έναντι 5% που ήταν στην περίπτωση που δεν υπήρχε ασυμμετρία.

Μέτρηση της ισχύος

Σύμφωνα με το πρότυπο 1459 της IEEE, ο υπολογισμός της φαινόμενης ισχύος (σε ένα δίκτυο χωρίς ουδέτερο αγωγό) πρέπει να γίνεται με τον τύπο

$$S_e = 3V_e I_e = 3 \sqrt{\frac{(V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2)}{9}} \sqrt{\frac{I_a^2 + I_b^2 + I_c^2}{3}} \quad (3.10)$$

Στη περίπτωση που εξετάζουμε μόνο η τάση είναι ασύμμετρη, δηλαδή για το ρεύμα ισχύει $I_a = I_b = I_c$ οπότε ο τύπος (3.10) μπορεί να απλοποιηθεί

$$S_e = 3V_e I_e = \sqrt{V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2} I \quad (3.11)$$

Για ασυμμετρία $d = 5\%$ με $w = 0$, οι *rms* τιμές των φασικών τάσεων του δικτύου είναι

$$V_{ab} = 410.5 \text{ V} \quad , \quad V_{bc} = 379.8 \text{ V} \quad , \quad V_{ca} = 410.5 \text{ V}$$

Και για $\Sigma.I=1$ η *rms* τιμή του φασικού ρεύματος μετρήθηκε $I = 72.3 \text{ A}$

Από *Fourier* ανάλυση που έγινε στο ρεύμα διαπιστώθηκε *rms* τιμή πρώτης αρμονικής $I_1 = 72.1 \text{ A}$ και $THD_i = 7.3 \%$

Οπότε μπορεί να υπολογιστεί η θεμελιώδης φαινόμενη ισχύς από τη σχέση

$$S_{e1} = 3V_{e1} I_{e1} = 3V_e I_{e1} = \sqrt{V_{ab}^2 + V_{bc}^2 + V_{ca}^2} I_1 \quad (3.12)$$

Σύμφωνα πάντα με το πρότυπο της IEEE η S_{e1} μπορεί να εκφραστεί και σε συνάρτηση με τις ακολουθίες των τάσεων και των ρευμάτων

$$S_{e1}^2 = 3^2 [(V_1^+)^2 + (V_1^-)^2 + \frac{(V_1^0)^2}{2}] \cdot [(I_1^+)^2 + (I_1^-)^2 + 4(I_1^0)^2] \quad (3.13)$$

Στην περίπτωση μας μόνο η τάση είναι ασύμμετρη και μάλιστα δεν έχει μηδενική ακολουθία, οπότε η παραπάνω έκφραση απλοποιείται

$$S_{e1}^2 = (3V_1^+ I_1^+)^2 + (3V_1^- I_1^-)^2 \quad (3.14)$$

Δηλαδή η θεμελιώδης φαινόμενη ισχύς διαχωρίζεται σε θεμελιώδη ισχύ θετικής ακολουθίας $S_1^+ = 3V_1^+ I_1^+$ και θεμελιώδη ισχύ $S_{U1} = 3V_1^- I_1^-$ που υπάρχει λόγω της αρνητικής ακολουθίας της τάσης.

Η θεμελιώδης ισχύς θετικής ακολουθίας S_1^+ μπορεί μάλιστα να διαχωριστεί σε ενεργό ισχύ $P_1^+ = 3V_1^+ I_1^+ \cos \theta_1^+$ και άεργο ισχύ $Q_1^+ = 3V_1^+ I_1^+ \sin \theta_1^+$.

Για τις ισχείς S_{eN} , D_{eI} και N ισχύουν οι τύποι

$$S_{eN} = D_{eI} = S_{e1} \cdot THD_i$$

$$N = \sqrt{S_e^2 - P_1^2}$$

Όλοι οι παραπάνω υπολογισμοί εμφανίζονται στον Πίνακα 3-9

$S_{base} = S_{e1} = 3V_{e1} I_{e1} = 50 \text{ kVA}$			
(%)	Ισχύς όλων των συνιστωσών	Ισχύς θεμελιώδους	Ισχύς αρμονικών
Φαινόμενη	$S_e = 100.3$	$S_{e1} = 100$ $S_1^+ = 99.9$ $S_{U1} = 5$	$S_{eN} = 7.3$
Ενεργός	$P = 100$	$P_1 = 100$ $P_1^+ = 99.9$	$P_H = 0$
Άεργος	$N = 7.7$	$Q_1 = 0$ $Q_1^+ = 0$	$D_{eI} = 7.3$
Συντελεστές	$PF_e = P / S_e = 0.997$	$PF_{e1} = P_1 / S_{e1} = 1$ $PF_1^+ = P_1^+ / S_1^+ = 1$	

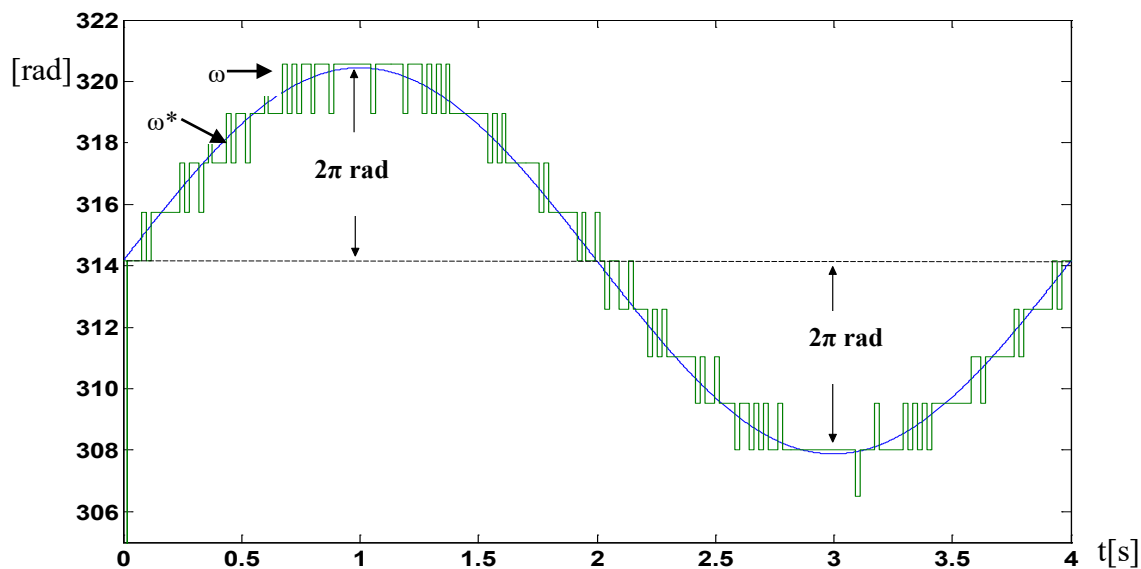
Πίνακας 3-9 Κανονικοποιημένες ισχείς για λειτουργία μετατροπέα σε ασύμμετρο δίκτυο

3.4 Μετατροπéας που συνδέεται σε ‘άπειρο’ δίκτυο με μεταβλητή συχνότητα

	$V_{th(rms)}=230\text{ V}$
	$S_k \gg 50\text{ kVA}$
$S=50\text{ kVA}$	$\omega^* = 2\pi \cdot (50 + \sin(\pi t/2))\text{ rad/s}$
$\Sigma I.=1$	ασυμμετρία δικτύου : -
$V_{dc}=720\text{ V}$	αρμονικές δικτύου: -
	φίλτρο μέτρησης τάσης : -
Χρόνος προσομοίωσης : 4 sec	

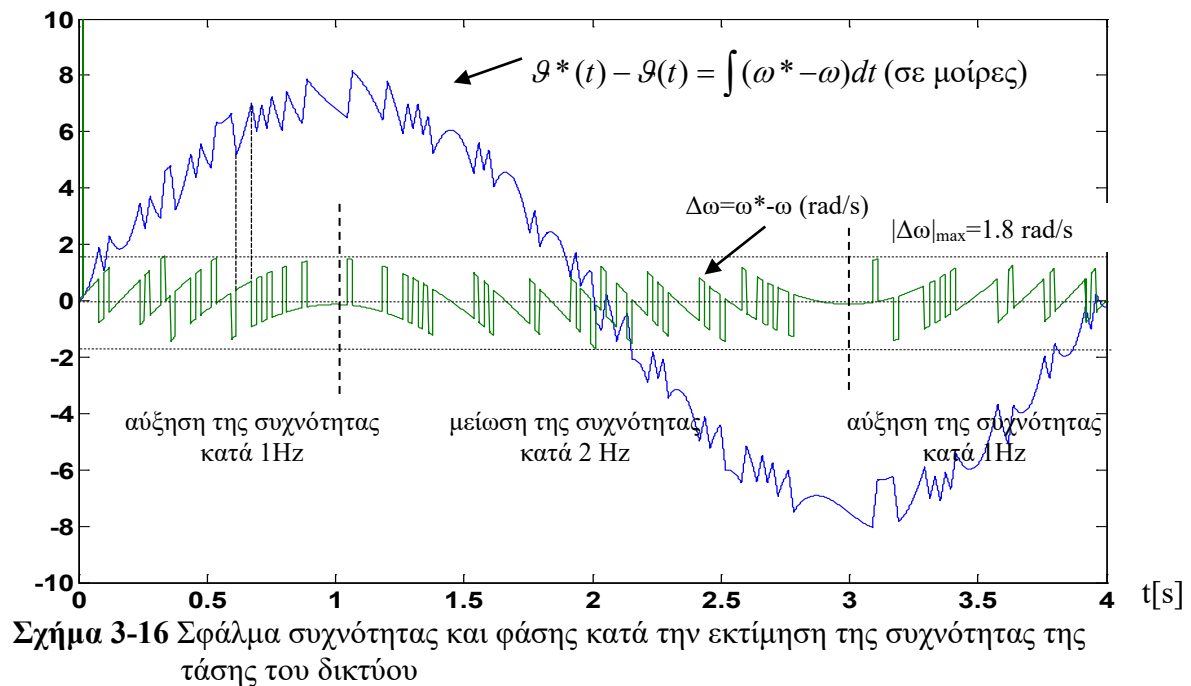
Πίνακας 3-10 Παράμετροι λειτουργίας

Στο Σχήμα 3-15 φαίνεται η κυκλική συχνότητα της τάσης του δικτύου ω^* και η εκτιμώμενη κυκλική συχνότητα ω (ή ω_{dq}), που προέκυψε με τη μέθοδο ανίχνευσης των μηδενισμών της τάσης.



Σχήμα 3-15 Πραγματική και εκτιμώμενη κυκλική συχνότητα της τάσης του δικτύου

Όπως είναι φανερό δεν υπάρχει απόλυτη ταύτιση της πραγματικής και της εκτιμώμενης συχνότητας, δηλαδή το πλαίσιο dq δεν θα στρέφεται ακριβώς με τη συχνότητα του δικτύου όπως είναι το επιθυμητό. Αν ολοκληρώσουμε το σφάλμα $\Delta\omega = \omega^* - \omega$ προκύπτει το σφάλμα που υπάρχει ανάμεσα στη φάση της τάσης και τη φάση του στεφόμενου πλαισίου (Σχήμα 3-16).



Σχήμα 3-16 Σφάλμα συχνότητας και φάσης κατά την εκτίμηση της συχνότητας της τάσης του δικτύου

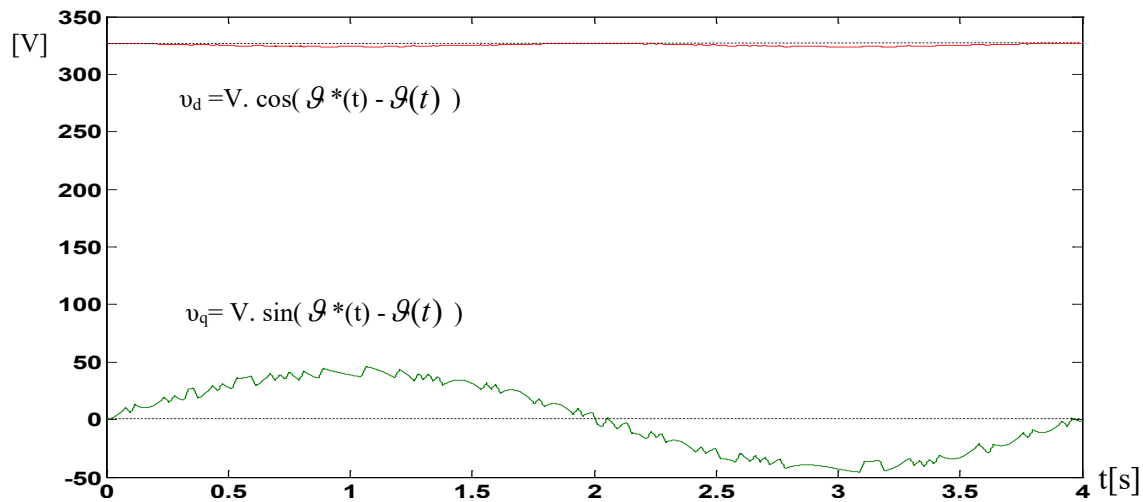
Από το Σχήμα 3-16 διαπιστώνουμε ότι το μέγιστο σφάλμα στην εκτίμηση της συχνότητας είναι 1.8 rad/s, δηλαδή 0.3 Hz. Επίσης διαπιστώνουμε ότι το σφάλμα της φάσης αυξάνεται όταν το σφάλμα της συχνότητας είναι θετικό και μειώνεται όταν το σφάλμα της συχνότητας είναι αρνητικό. Με διακεκομμένες γραμμές φαίνεται μια περίπτωση όπου το σφάλμα της συχνότητας ήταν θετικό και έτσι το σφάλμα της φάσης είχε θετική κλίση, δηλαδή αυξήθηκε.

Στο πρώτο δευτερόλεπτο, όπου έχουμε αύξηση της συχνότητας του δικτύου, το σφάλμα της φάσης περισσότερο αυξάνεται παρά μειώνεται με αποτέλεσμα στο τέλος του πρώτου δευτερολέπτου το σφάλμα που έχει συσσωρευτεί να είναι 7 μοίρες. Στο δεύτερο δευτερόλεπτο, όπου η συχνότητα του δικτύου μειώνεται, το σφάλμα που έχει συσσωρευτεί αρχίζει να μειώνεται διότι το σφάλμα της φάσης περισσότερο μειώνεται παρά αυξάνεται, οπότε στο τέλος του δεύτερου δευτερολέπτου το σφάλμα είναι μηδενικό. Όμοια είναι τα αποτελέσματα και για τα επόμενα δύο δευτερόλεπτα, μόνο που το σφάλμα είναι αρνητικό.

Αν είχαμε ιδανική εκτίμηση της φάσης θα ίσχυε $g^*(t) = g(t)$, δηλαδή το σύστημα τάσεων και το πλαίσιο αναφοράς θα είχαν την ίδια φάση και η τάση θα ήταν DC μέγεθος. Στη γενική περίπτωση όμως που δεν υπάρχει απόλυτος συγχρονισμός μεταξύ συστήματος τάσεων και πλαισίου αναφοράς, ο μετασχηματισμός dq δίνει :

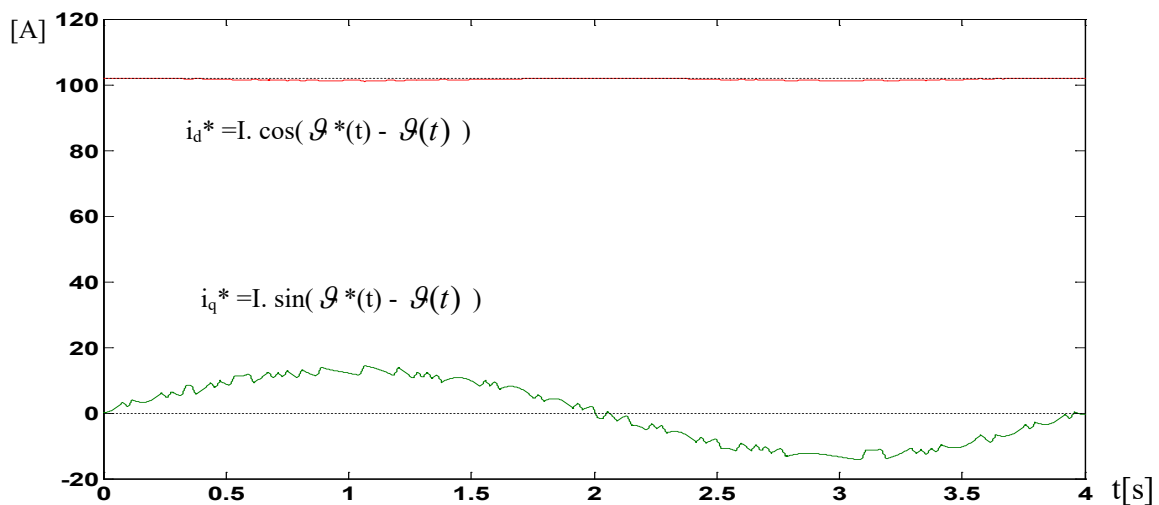
$$\begin{aligned} u_d &= V \cdot \cos(g^*(t) - g(t)) \\ u_q &= V \cdot \sin(g^*(t) - g(t)) \end{aligned} \quad (3.15)$$

Το σφάλμα της φάσης κυμαίνεται από 0 έως 7 μοίρες. Οπότε το συνημίτονο θα κειμένεται από 1 έως 0.99 και το ημίτονο από 0 έως 0.12. Επομένως η d συνιστώσα της τάσης θα είναι περίπου σταθερή ενώ η q συνιστώσα θα έχει μια σχετικά μεγάλη διακύμανση (Σχήμα 3-17).



Σχήμα 3-17 Διακεκομμένη γραμμή : v_q και v_d όταν $\theta^*(t) = \theta(t)$
 Συνεχής γραμμή : v_q και v_d όταν $\theta^*(t) \neq \theta(t)$

Τα ρεύματα αναφοράς που προκύπτουν έχουν και αυτά τις ίδιες διακυμάνσεις. Στη περίπτωση μας, που ο συντελεστής ισχύος είναι μονάδα, το ενεργό ρεύμα θα ταλαντώνεται γύρω από την τιμή 102 και το άεργο ρεύμα γύρω από τη τιμή 0.



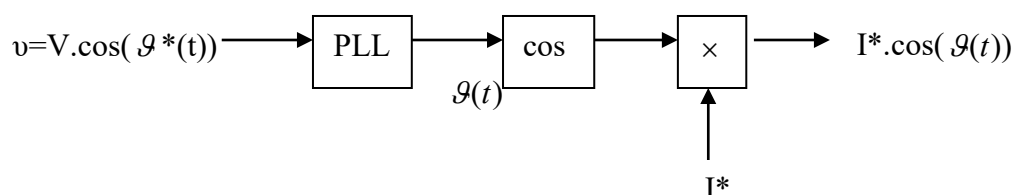
Σχήμα 3-18 Διακεκομμένη γραμμή : i_q^* και i_d^* όταν $\theta^*(t) = \theta(t)$
 Συνεχής γραμμή : i_q^* και i_d^* όταν $\theta^*(t) \neq \theta(t)$

Οι μεταβολές των ρευμάτων αναφοράς i_d^* και i_q^* δεν είναι απότομες και το πραγματικό ρεύμα μπορεί να τις ακολουθήσει επιτυχώς. Αυτό οφείλεται και στην πολύ καλή σχεδίαση του συστήματος ελέγχου που κάναμε.

Μετασχηματίζοντας το πραγματικό ρεύμα σε abc συνιστώσες απαλείφεται η εκτιμώμενη φάση $\vartheta(t)$ και το πραγματικό ρεύμα έχει τη φάση του δικτύου $\vartheta^*(t)$. Άρα το σφάλμα στην εκτίμηση της φάσης δεν είχε καμία επίπτωση στα παραγόμενα από το σύστημα ελέγχου μεγέθη οπότε το πραγματικό ρεύμα προέκυψε κανονικά με συχνότητα ίδια με αυτή της τάσης.

Τώρα μπορούμε να δικαιολογήσουμε την επιλογή του ανιχνευτή μηδενισμών σαν μέσο για την εκτίμηση της φάσης. Η επιλογή αυτή έγινε γιατί όπως δείξαμε δεν απαιτείται μεγάλη ακρίβεια στην εκτίμηση οπότε δεν υπήρχε λόγος να χρησιμοποιηθεί ένας αποδιαμορφωτής φάσης που θα παρείχε μεγάλη ακρίβεια και θα ήταν παράλληλα ακριβός και πολύπλοκος (όπως ένα PLL).

Θα χρησιμοποιούσαμε PLL στην περίπτωση που υλοποιούσαμε τον έλεγχο ρεύματος με τον παρακάτω τρόπο [22].



Σχήμα 3-19 Εναλλακτικός τρόπος παραγωγής των ρευμάτων αναφοράς

Στην περίπτωση αυτή η εκτιμώμενη φάση είναι η φάση που έχει το ρεύμα αναφοράς, οπότε τα σφάλματα στην εκτίμηση θα εμφανίζονται και στο ρεύμα αναφοράς.

3.5 Μετατροπείας που συνδέεται σε ‘άπειρο’ δίκτυο με αρμονική παραμόρφωση

	$V_{th(rms)}=200\text{ V}$
	$S_k \gg 50\text{ kVA}$
$S=50\text{ Kva}$	$\omega = 2\pi \cdot 50\text{ rad/s}$
$\Sigma I.=1$	ασυμμετρία δικτύου : -
$V_{dc}=720\text{ V}$	αρμονικές δικτύου: 5 ^η , 7 ^η , 11 ^η , 13 ^η
	φίλτρο μέτρησης τάσης : -
Χρόνος προσομοίωσης : 1 sec (50 περίοδοι)	

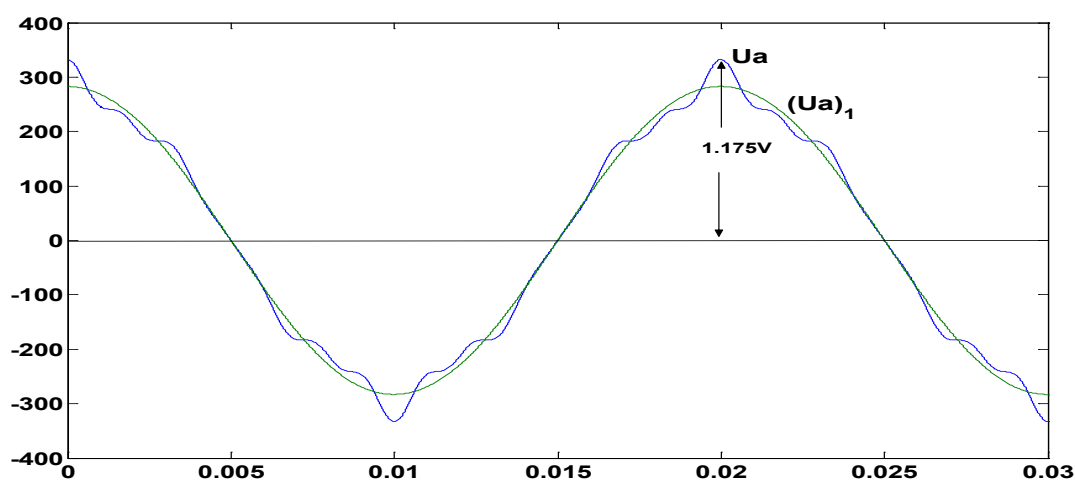
Πίνακας 3-11 Παράμετροι λειτουργίας

Από τις αρμονικές που περιέχει το δίκτυο η 5^η και η 11^η είναι αρνητικής ακολουθίας και η 7^η και η 13^η είναι θετικής ακολουθίας. Οι τιμές που έχουμε θεωρήσει για τα πλάτη των αρμονικών αυτών είναι οι μέγιστες δυνατές που μπορούν να υπάρχουν σε ένα δίκτυο Χ.Τ. σύμφωνα με τα διεθνή πρότυπα της IEC [20].

Η τάσεις των τριών φάσεων του δικτύου περιγράφονται από τις παρακάτω εκφράσεις :

$$\begin{aligned}
 v_{g_a} &= V\cos(\omega t) + 0.06V\cos(5\omega t) + 0.05V\cos(7\omega t) + 0.035V\cos(11\omega t) + 0.03V\cos(13\omega t) \\
 v_{g_b} &= V\cos(\omega t - 2\pi/3) + 0.06V\cos(5\omega t + 2\pi/3) + 0.05V\cos(7\omega t - 2\pi/3) + 0.035V\cos(11\omega t + 2\pi/3) + 0.03V\cos(13\omega t - 2\pi/3) \\
 v_{g_c} &= V\cos(\omega t + 2\pi/3) + 0.06V\cos(5\omega t - 2\pi/3) + 0.05V\cos(7\omega t + 2\pi/3) + 0.035V\cos(11\omega t - 2\pi/3) + 0.03V\cos(13\omega t + 2\pi/3)
 \end{aligned}$$

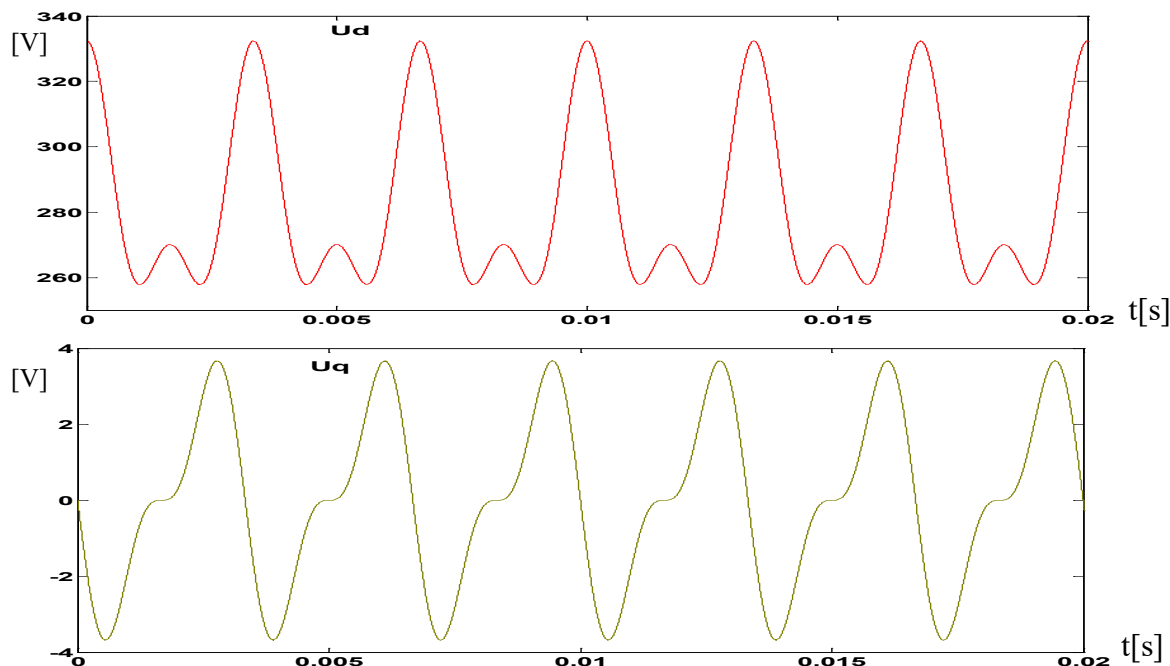
Οι αρμονικές από τις οποίες αποτελείται η τάση της φάσης a παίρνουν ταυτόχρονα τις μέγιστες και ελάχιστες τιμές τους όταν $\omega t = 0, \pi, 2\pi$ κ.ο.κ. Επομένως η τάση τις χρονικές στιγμές 0, T/2, T κ.ο.κ. θα έχει τιμή ίση με $(1+0.06+0.05+0.035+0.03)V=1.175V$ (Σχήμα 3-20).



Σχήμα 3-20 Τάση δικτύου με παραμόρφωση χαμηλών συχνοτήτων. Λόγω των φάσεων των αρμονικών έχουμε την περίπτωση ‘crest factor’.

Με τόσο μεγάλη τιμή τάσης στις κορυφές του παραμορφωμένου σήματος, αν η V είχε ονομαστική τιμή, θα είχαμε λειτουργία υπερδιαμόρφωσης στον μετατροπέα. Γι' αυτό το λόγο επιλέγουμε μια πιο χαμηλή τιμή για τη V από την ονομαστική, ώστε το σήμα ελέγχου να είναι πάντα μικρότερο από το τρίγωνο και να μπορέσουμε να παρατηρήσουμε την επίδραση των αρμονικών της τάσης στον έλεγχο ρεύματος, χωρίς να έχουμε πρόσθετες αρμονικές που οφείλονται στην υπερδιαμόρφωση.

Αν μετασχηματίσουμε τη τάση σε συνιστώσες d και q παίρνουμε τα παρακάτω διαγράμματα :



Σχήμα 3-21 Παραμορφωμένη τάση δικτύου μετασχηματισμένη στο σύγχρονο πλαίσιο dq

Από τα διαγράμματα αυτά μπορούμε να παρατηρήσουμε ότι η u_d έχει DC συνιστώσα ενώ η u_q όχι. Επίσης στο διάγραμμα της u_d είναι προφανής η 6^η και 12^η αρμονική ενώ στο διάγραμμα της u_q είναι προφανής η 6^η αρμονική και λιγότερο προφανής η 12^η. Μπορούμε να εξηγήσουμε την παρουσία των αρμονικών αυτών μετασχηματίζοντας ξεχωριστά κάθε συνιστώσα της τάσης στο σύγχρονο πλαίσιο dq:

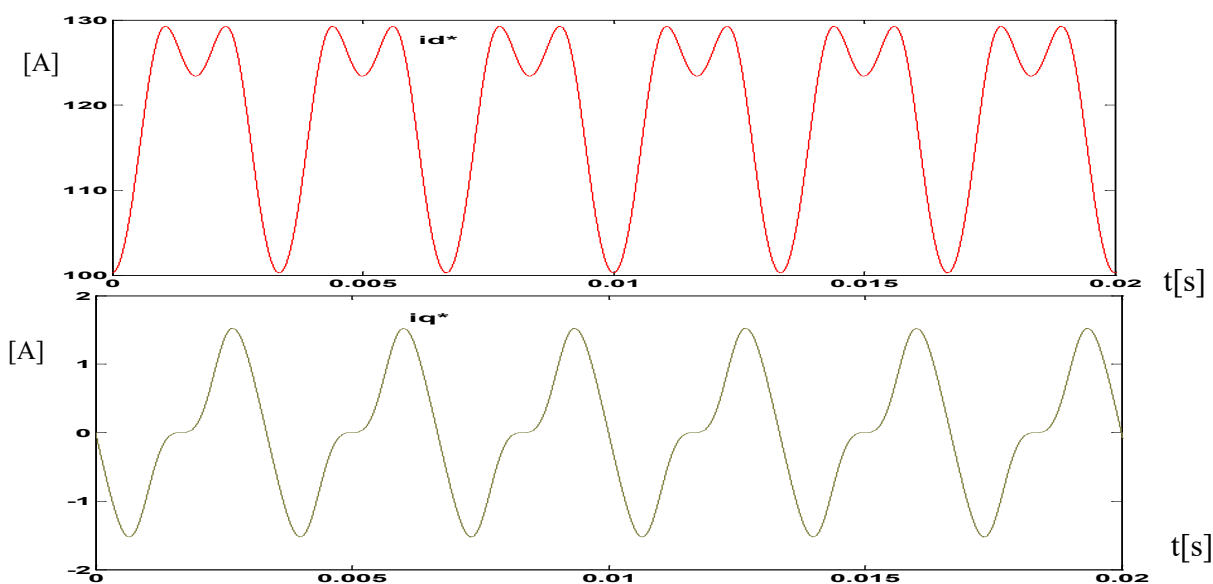
h	ακολουθία	u_d	u_q
1 ^η	+	$V_1 \cdot \cos((\omega - \omega)t) = V_1$	$V_1 \cdot \sin((\omega - \omega)t) = 0$
5 ^η	-	$V_5 \cdot \cos((5\omega + \omega)t) = V_5 \cdot \cos(6\omega t)$	$-V_5 \cdot \sin((5\omega + \omega)t) = -V_5 \cdot \sin(6\omega t)$
7 ^η	+	$V_7 \cdot \cos((7\omega - \omega)t) = V_7 \cdot \cos(6\omega t)$	$V_7 \cdot \sin((7\omega - \omega)t) = V_7 \cdot \sin(6\omega t)$
11 ^η	-	$V_{11} \cdot \cos((11\omega + \omega)t) = V_{11} \cdot \cos(12\omega t)$	$-V_{11} \cdot \sin((11\omega + \omega)t) = -V_{11} \cdot \sin(12\omega t)$
13 ^η	+	$V_{13} \cdot \cos((13\omega - \omega)t) = V_{13} \cdot \cos(12\omega t)$	$V_{13} \cdot \sin((13\omega - \omega)t) = V_{13} \cdot \sin(12\omega t)$

Πίνακας 3-12 Μετασχηματισμός των συνιστωσών της τάσης στο σύγχρονο πλαίσιο dq

Αθροίζοντας τις d συνιστώσες : $v_d = V_1 + (V_5 + V_7) \cdot \cos(6\omega t) + (V_{11} + V_{13}) \cdot \cos(12\omega t)$
 $= V(1 + 0.11\cos(6\omega t) + 0.065\cos(12\omega t))$
 Αθροίζοντας τις q συνιστώσες: $v_q = (-V_5 + V_7) \cdot \sin(6\omega t) + (-V_{11} + V_{13}) \cdot \sin(12\omega t)$
 $= V(-0.01 \cdot \sin(6\omega t) - 0.005 \cdot \sin(12\omega t))$

Η συγκεκριμένη τάση δικτύου όταν αναλύεται σε dq συνιστώσες έχει το χαρακτηριστικό να δίνει πολύ μεγάλη παραμόρφωση στην d συνιστώσα (11% η 6^η αρμονική και 6.5% η 12^η αρμονική) και πολύ μικρή στην q συνιστώσα (1% η 6^η αρμονική και μόλις 5‰ η 12^η αρμονική). Μάλιστα η παραμόρφωση στην d συνιστώσα είναι η μέγιστη δυνατή που μπορεί να υπάρξει γιατί αθροίζονται τα πλάτη της 5^{ης} και 7^{ης} αρμονικής και τα πλάτη της 11^{ης} και 13^{ης}, ενώ η παραμόρφωση στην q συνιστώσα είναι η ελάχιστη δυνατή γιατί αφαιρούνται τα πλάτη της 5^{ης} και 7^{ης} αρμονικής και τα πλάτη 11^{ης} και 13^{ης}.

Τα ρεύματα αναφοράς που θα προκύψουν θα εξαρτώνται από τις τάσεις και από την ενεργό ισχύ, δεδομένου ότι ο Σ.Ι. είναι μονάδα και δεν έχουμε άεργο ισχύ:



Σχήμα 3-22 Ρεύμα αναφοράς μετασχηματισμένο στο dq σύγχρονο πλαίσιο

Το ρεύμα αναφοράς i_q^* επειδή η τάση v_q είχε πολύ μικρή τιμή είναι σχεδόν αμελητέο. Το πλάτος του είναι μόλις το 1% του ρεύματος i_d^* . Η μορφή που έχει το ρεύμα i_d^* μπορεί να εξηγηθεί ως εξής :

Το ρεύμα αυτό προέκυψε από τον τύπο (2.17): $i_d^* = \frac{2}{3} \cdot \frac{(P^* \cdot v_d + Q^* \cdot v_q)}{(v_d^2 + v_q^2)}$

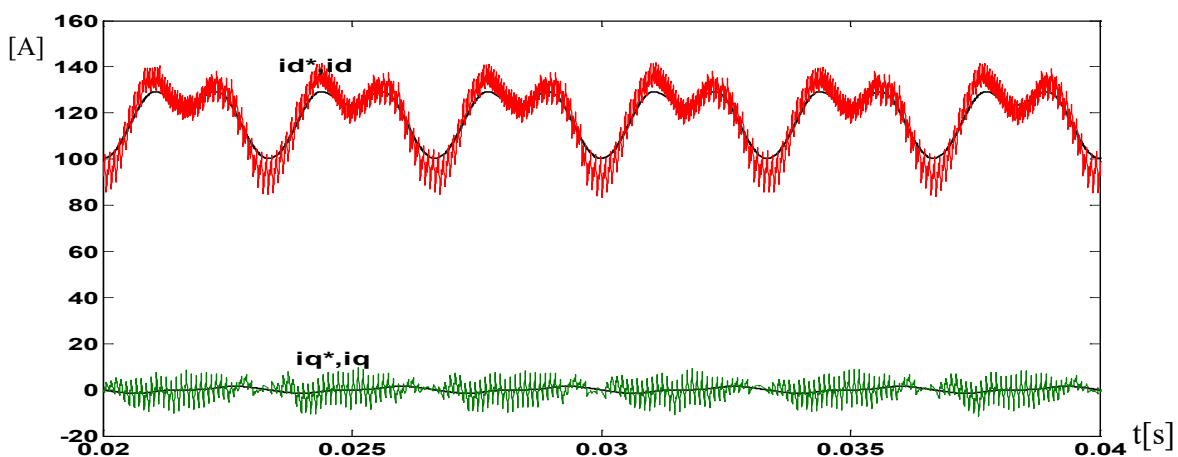
Επειδή Σ.Ι.=1 είναι $Q^*=0$, ενώ μπορούμε ακόμα να θεωρήσουμε λόγω της πολύ μικρής τιμής του v_q ότι $v_d^2 + v_q^2 \approx v_d^2$. Επομένως ο τύπος (2.17) για τη περίπτωση μας διαμορφώνεται ως εξής:

$$i_d^* \approx \frac{2}{3} \cdot \frac{P^* \cdot v_d}{v_d^2} = \frac{2P^*}{3} \cdot \frac{1}{v_d}. \text{ Δηλαδή το ρεύμα } i_d^* \text{ προκύπτει αν πάρουμε για κάθε}$$

χρονική στιγμή το αντίστροφο της τάσης v_d και πολλαπλασιάσουμε με $2P/3$. Έτσι εξηγείται γιατί όταν η τάση έχει ελάχιστο το ρεύμα έχει μέγιστο και αντίστροφα.

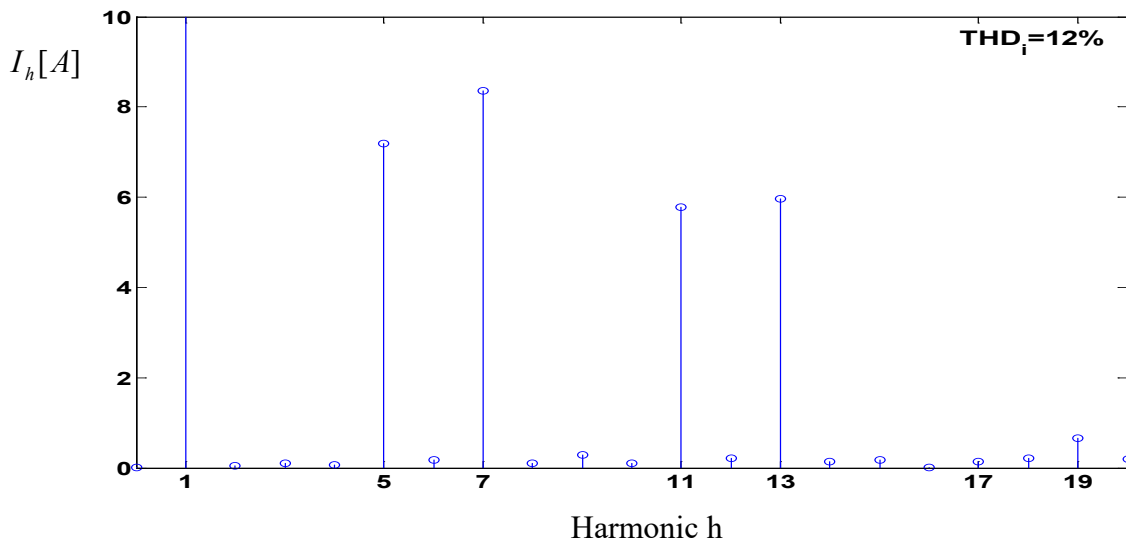
Από *Fourier* ανάλυση που κάναμε στα ρεύματα i_d^* και i_q^* διαπιστώσαμε ότι η παραμόρφωση τους σε ποσοστό % είναι περίπου ίδια με τη παραμόρφωση των τάσεων v_d και v_q . Δεν θα μπορούσαν βέβαια οι αρμονικές ρευμάτων να έχουν ακριβώς το ίδιο πλάτος με τις αρμονικές των τάσεων, γιατί η σχέση που συνδέει τάσεις και ρεύματα δεν είναι γραμμική. Έτσι έχουμε μια μικρή μείωση στην 6^η και 12^η αρμονική των ρευμάτων και την εμφάνιση 18^{ης} και 24^{ης} αρμονικής με μικρά πλάτη. Ειδικότερα, η 6^η αρμονική του ρεύματος i_d^* ήταν 10.5% και η 12^η αρμονική ήταν 6% (ενώ της τάσης v_d ήταν 11% και 6.5% αντίστοιχα).

Λόγω της μεγάλης παραμόρφωσης που έχει το ρεύμα αναφοράς i_d^* , το πραγματικό ρεύμα i_d δεν μπορεί να ακολουθήσει τις γρήγορες μεταβολές του. Ειδικότερα, δεν μπορεί να ακολουθήσει τις μεταβολές της 6^{ης} αρμονικής που είναι αρκετά μεγάλες, οπότε παρουσιάζει αποκλίσεις από το ρεύμα αναφοράς. Αντίθετα το πραγματικό ρεύμα i_q δεν παρουσιάζει αποκλίσεις από το ρεύμα αναφοράς i_q^* (Σχήμα 3-23).



Σχήμα 3-23 Πραγματικό ρεύμα και ρεύμα αναφοράς μετασχηματισμένα στο dq σύγχρονο πλαίσιο

Μετασχηματίζοντας τα ρεύματα αναφοράς σε abc συνιστώσες και με ανάλυση *Fourier* διαπιστώνουμε ότι η 5^η και 7^η αρμονική οφείλουν την ύπαρξη τους στις 6^{ες} αρμονικές των d και q ρευμάτων διότι το άθροισμα τους μας δίνει την 6^η αρμονική του d ρεύματος και η διαφορά τους την 6^η αρμονική του q ρεύματος. Ομοίως και την 11^η και 13^η αρμονική. Οι υπόλοιπες συνιστώσες είναι μικρού πλάτους. Η διαφορά με το φάσμα της τάσης είναι ότι στο ρεύμα η 5^η αρμονική έχει μικρότερο πλάτος από την 7^η και η 11^η μικρότερο πλάτος από την 13^η (Σχήμα 3-24).



Σχήμα 3-24 Φάσμα του ρεύματος που προέκυψε από τη λειτουργία του μετατροπέα σε παραμορφωμένο δίκτυο. Το THD του ρεύματος οφείλει την μεγάλη τιμή του (12% έναντι 5% που ήταν σε μη παραμορφωμένο δίκτυο) στις αρμονικές χαμηλής τάξης (5^η, 7^η, 11^η, 13^η).

Μέτρηση της ισχύος

Όταν ένα παραμορφωμένο ρεύμα εγχύεται σε ένα παραμορφωμένο δίκτυο, τότε εκτός από τη θεμελιώδη συνιστώσα και οι αρμονικές του ρεύματος μεταφέρουν ενεργό ισχύ από ή προς το δίκτυο. Η ενεργός ισχύς κάθε συνιστώσας του ρεύματος υπολογίζεται από τον τύπο $P_h = \text{Re} \left\{ \frac{3}{2} (\tilde{V}_a)_h (\tilde{I}_a^*)_h \right\}$ (όπου εδώ ο χαρακτήρας ‘*’ σημαίνει συζυγές) και η συνολική ενεργός ισχύς είναι το αλγεβρικό άθροισμα των ισχύων P_h . Οι υπολογισμοί έγιναν στον Πίνακα 3-13.

h	$(\tilde{V}_a)_h$ (V)	$(V_a)_h$ (%)	$(\tilde{I}_a^*)_h$ (A)	$(I_a^*)_h$ (%)	$(\tilde{I}_a)_h$ (A)	$(I_a)_h$ (%)	P_h (W)
1	$200\sqrt{2} \angle 0$	100%	$118.75 \angle 0$	100%	$118.75 \angle 0$	100%	50381
5	$12\sqrt{2} \angle 0$	6%	$5.55 \angle 180^0$	4.7%	$7.19 \angle 189^0$	6.1%	-181
7	$10\sqrt{2} \angle 0$	5%	$6.75 \angle 180^0$	5.7%	$8.35 \angle 185^0$	7.0%	-176
11	$7\sqrt{2} \angle 0$	3.5%	$3.3 \angle 180^0$	2.8%	$5.78 \angle 180^0$	4.9%	-86
13	$6\sqrt{2} \angle 0$	3%	$3.8 \angle 180^0$	3.2%	$5.97 \angle 175^0$	5.0%	-76
17	-	-	$0.3 \angle 0$	0.2%	$0.15 \angle 18^0$	0.1%	-
19	-	-	$0.5 \angle 0$	0.4%	$0.66 \angle -12^0$	0.6%	-
							$P_H = -519$
							$P = 49862$

Πίνακας 3-13 Υπολογισμός της ενεργού ισχύος παραμόρφωσης P_H και της συνολικής ενεργού ισχύος P

Η ορθότητα των υπολογισμών αποδεικνύεται αν η ισχύς υπολογιστεί και με δεύτερο τρόπο: επειδή ο μετατροπέας είναι ιδανικός, δηλαδή δεν έχουμε απώλειες ισχύος στους διακόπτες, η ισχύς P_{dc} που εισέρχεται στο μετατροπέα από την DC πλευρά ισούται με το άθροισμα της ενεργού ισχύος P που εγχύεται στο δίκτυο και της ενεργού ισχύος P_{R_f} που καταναλώνεται στις ωμικές αντιστάσεις του φίλτρου.

$$\text{Δηλαδή η } P \text{ υπολογίζεται ως } P_{dc} - P_{R_f} = V_{dc} \bar{i}_{dc} - 3I_{(rms)}^2 R_f$$

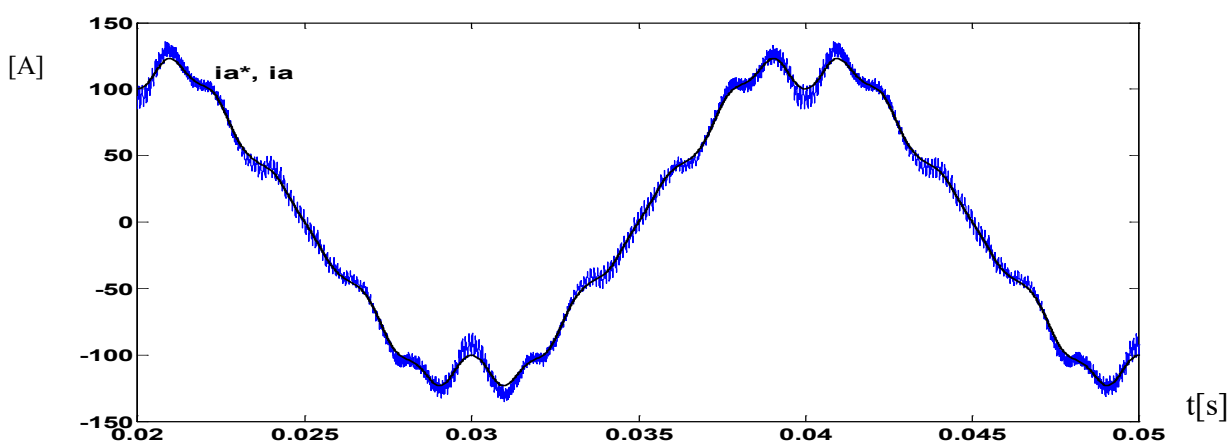
Η μέση τιμή του ρεύματος εισόδου στον αντιστροφέα υπολογίστηκε $\bar{i}_{dc} = 69.73 \text{ A}$

Ενώ η rms τιμή του φασικού ρεύματος υπολογίστηκε $I_{(rms)} = 84.57 \text{ A}$

Και μετά από πράξεις $P = 49862 \text{ W}$

Από τον Πίνακα 3-13 παρατηρούμε ότι οι αρμονικές του ρεύματος 5, 7, 11 και 13 έχουν phasor με γωνία στο δεύτερο ή τρίτο τεταρτημόριο. Αυτό σημαίνει ότι έχουμε ροή ενεργού ισχύος από το δίκτυο προς τον μετατροπέα, όπως γίνεται κατά τη λειτουργία ανορθωτή. Γι' αυτό το λόγο η ενεργός ισχύς αυτών των συνιστωσών προκύπτει αρνητική. Επίσης για τον ίδιο λόγο η κυματομορφή του ρεύματος έχει τη μορφή που φαίνεται στο Σχήμα 3-25. Οι κορυφές της κυματομορφής του ρεύματος παρουσιάζουν μια βύθιση γιατί τις χρονικές στιγμές που η θεμελειώδης συνιστώσα παίρνει τη μέγιστη/ελάχιστη τιμή της, οι αρμονικές που έχουν διαφορά φάσης περίπου 180° ως προς τη θεμελειώδη συνιστώσα, παίρνουν την ελάχιστη/μέγιστη τιμή τους.

Το συμπέρασμα στο οποίο καταλήξαμε, ότι δηλαδή οι αρμονικές ρεύματος χαμηλών συχνοτήτων που εγχύονται σε ένα παραμορφωμένο δίκτυο έχουν phasor στο δεύτερο και τρίτο τεταρτημόριο, δε μπορεί να γενικευτεί για όλα τα δίκτυα καθώς η προσομοίωση έγινε για ένα συγκεκριμένο δίκτυο με την παραμόρφωση που περιγράψαμε. Για να είναι γενικό το συμπέρασμα πρέπει να εξεταστούν και άλλα δίκτυα με αρμονικές που θα έχουν άλλες φάσεις.



Σχήμα 3-25 Κυματομορφή του ρεύματος που εγχύεται σε παραμορφωμένο δίκτυο

Οι υπόλοιπες ισχύς προκύπτουν από τους παρακάτω τύπους και τα αποτελέσματα παρουσιάζονται στον Πίνακα 3-14.

$$S_e = 3V_e I_e, \quad S_{e1} = 3V_{e1} I_{e1}, \quad S_{eN} = \sqrt{S_e^2 - S_{e1}^2}, \quad D_{e1} = S_{e1} THD_i,$$

$$D_{eV} = S_{e1} THD_V, \quad S_{eH} = S_{e1} THD_i \cdot THD_V, \quad D_{eH} = \sqrt{S_{eH}^2 - P_H^2}, \quad N = \sqrt{S_e^2 - P^2}$$

Όπου $V_e = V_{In(rms)} = 200.82 \text{ V}$ $V_{e1} = (V_{In(rms)})_1 = 200 \text{ V}$ $THD_V = 9\%$
 $I_e = I_{(rms)} = 84.57 \text{ A}$ $I_{e1} = (I_{(rms)})_1 = 83.97 \text{ A}$ $THD_i = 12\%$

$$S_{base} = S_{e1} = 3V_{e1} I_{e1} = 3 \times 200 \times 83.97 = 50381 \text{ VA}$$

(%)	Ισχύς όλων των συνιστωσών	Ισχύς θεμελειώδους	Ισχύς αρμονικών
Φαινόμενη	$S_e = 101.13$	$S_{e1} = 100$	$S_{eN} = 16.18$
Ενεργός	$P = 98.97$	$P_1 = 100$	$P_H = -1.03$
Άεργος	$N = 20.79$	$Q_1 = 0$	$D_{e1} = 12$ $D_{eV} = 9$ $D_{eH} = 0.32$
Συντελεστές	$PF_e = P / S_e = 0.979$	$PF_{e1} = P_1 / S_{e1} = 1$	

Πίνακας 3-14 Κανονικοποιημένες ισχύς για λειτουργία του μετατροπέα σε παραμορφωμένο δίκτυο

3.6 Μετατροπέας που συνδέεται σε δίκτυο με μικρή ισχύ βραχυκύκλωσης

	$V_{th(rms)}=230\text{ V}$
	$S_k=500\text{ kVA}$
$S=50\text{ kVA}$	$\omega =2\pi.50\text{ rad/s}$
$\Sigma.I.=1$	ασυμμετρία δικτύου : -
$V_{dc}=720\text{ V}$	αρμονικές δικτύου: -
	φίλτρο μέτρησης τάσης : 1 ^{ης} τάξης με σταθερά χρόνου $T=10^{-4}$
Χρόνος προσομοίωσης : 1 sec (50 περίοδοι)	

Πίνακας 3-15 Παράμετροι λειτουργίας

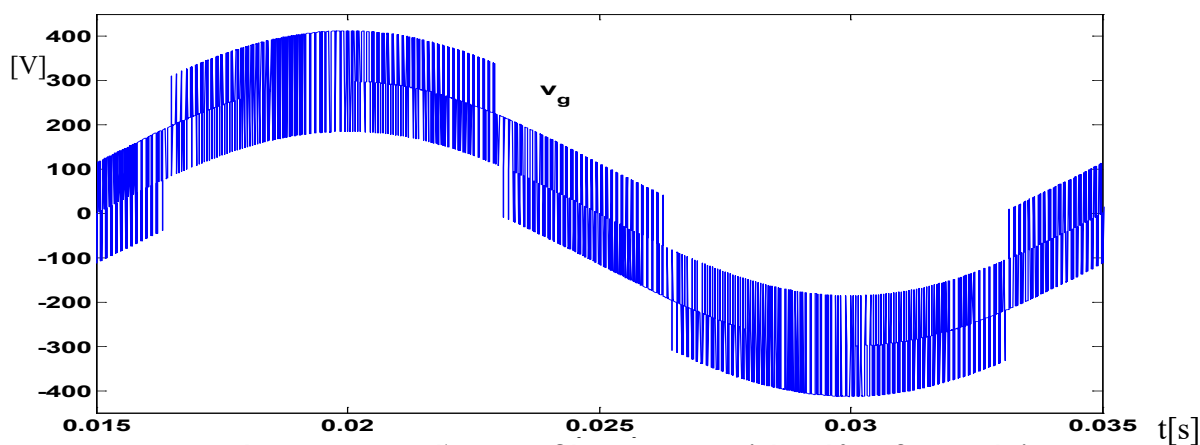
Επειδή το δίκτυο που συνδέεται ο μετατροπέας δεν έχει άπειρη ισχύ βραχυκύκλωσης, η τάση v_g στο σημείο κοινής σύνδεσης δεν θα είναι ίση με τη v_{th} του δικτύου. Η v_g , σύμφωνα με όσα έχουν αναφερθεί στην Παράγραφο 1.10, θα περιέχει αρμονικές που το πλάτος τους θα εξαρτάται από τις αρμονικές της τάσης του μετατροπέα και από τη στάθμη βραχυκύκλωσης του δικτύου. Προκειμένου να καταστειλούμε τις αρμονικές υψηλής συχνότητας της τάσης του δικτύου χρησιμοποιούμε βαθυπερατό φίλτρο πρώτης τάξης με σταθερά χρόνου $T=10^{-4}$. Το

φίλτρο αυτό αποσβένει τις αρμονικές της τάσης με $f > \frac{10^4}{2\pi} \approx 1.6\text{kHz}$. Έτσι το ρεύμα αναφοράς που προκύπτει από την επιθυμητή ισχύ και την τάση του δικτύου δε θα περιέχει αρμονικές μεγάλης τάξης, οπότε δε θα έχει απότομες μεταβολές οι οποίες θα μπορούσαν να επηρεάσουν τη σωστή λειτουργία του ελέγχου ρεύματος.

Το μεονέκτημα του φίλτρου είναι ότι εισάγει μια καθυστέρηση στη θεμελιώδη συνιστώσα της τάσης, η οποία υπολογίστηκε από το διάγραμμα bode του φίλτρου 1.8 μοίρες (Παράγραφος 2.7). Επομένως η πραγματική διαφορά φάσης μεταξύ τάσης και ρεύματος θα αποκλίνει κατά 1.8 μοίρες από την επιθυμητή διαφορά φάσης.

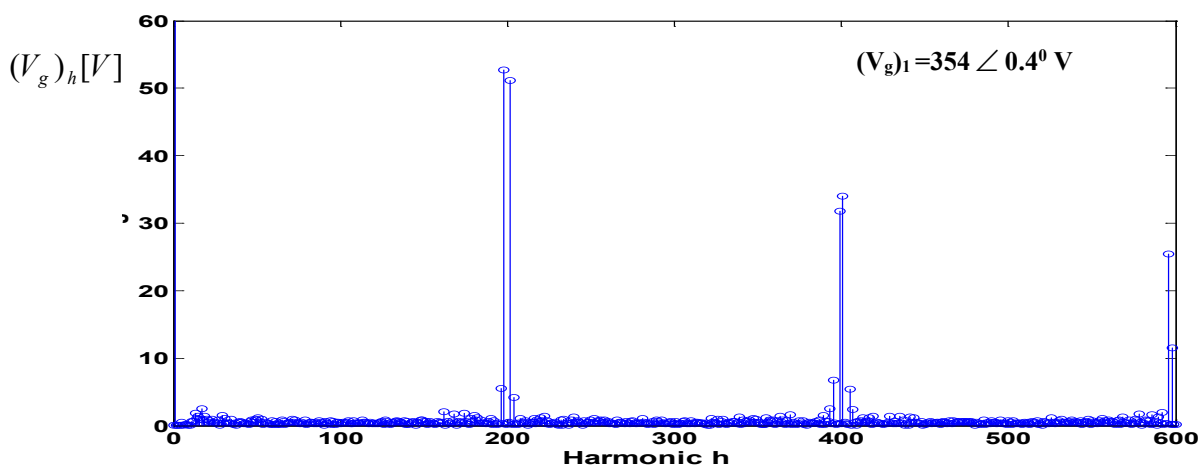
Η εκτίμηση της φάσης της τάσης γίνεται με το τροποποιημένο σχήμα του ‘zero-crossing detection’ που παρουσιάστηκε στην Παράγραφο 2.5.2, και το οποίο μπορεί να αποδιαμορφώσει τη θεμελιώδη συνιστώσα της τάσης του δικτύου παρουσία αρμονικών.

Τάση δικτύου



Σχήμα 3-26 Η τάση που εμφανίζεται σε δίκτυο με χαμηλή στάθμη βραχυκύκλωσης λόγω της λειτουργίας μετατροπέα

Από το Σχήμα 3-26 η τάση του δικτύου φαίνεται να έχει μια παραμόρφωση υψηλής συχνότητας. Εδώ πρέπει να επισημανθεί ότι η παραμόρφωση αυτή δεν υπάρχει σε ένα πραγματικό δίκτυο όπου υπάρχει φίλτρο LC ή διάφορες χωρητικότητες που δρούν ως φίλτρα και καταστέλλουν τις ανώτερες αρμονικές. Η τάση ενός πραγματικού δικτύου έχει πολύ μικρότερη παραμόρφωση και γι' αυτό το λόγο η κυματομορφή του Σχήματος 3-26 είναι ίσως παραπλανητική.



Σχήμα 3-27 Φάσμα της τάσης του δικτύου

Οι αρμονικές της τάσης του δικτύου εμφανίζονται γύρω από τη διακοπτική συχνότητα και γύρω από πολλαπλάσια της διακοπτικής συχνότητας όπως ακριβώς και οι αρμονικές της τάσης του μετατροπέα (Σχήμα 3-27).

Τα πλάτη τους μπορούν να προκύψουν και θεωρητικά από τα πλάτη των αρμονικών της τάσης του μετατροπέα και από τη στάθμη βραχυκύκλωσης σύμφωνα με τη σχέση :

$$(v_g)_h = \frac{\frac{S_N}{S_k}}{\frac{S_N}{S_k} + X_{f(p.u.)}} (v_i)_h \quad (3.16)$$

Στην περίπτωση μας όπου $S_k=500$ kVA η σχέση (3.16) γίνεται :

$$(v_g)_h = \frac{\frac{50}{500}}{\frac{50}{500} + 0.05} (v_i)_h = \frac{0.1}{0.1 + 0.05} (v_i)_h = 0.667(v_i)_h$$

Δηλαδή οι αρμονικές του δικτύου είναι το 66.7% των αρμονικών του μετατροπέα.

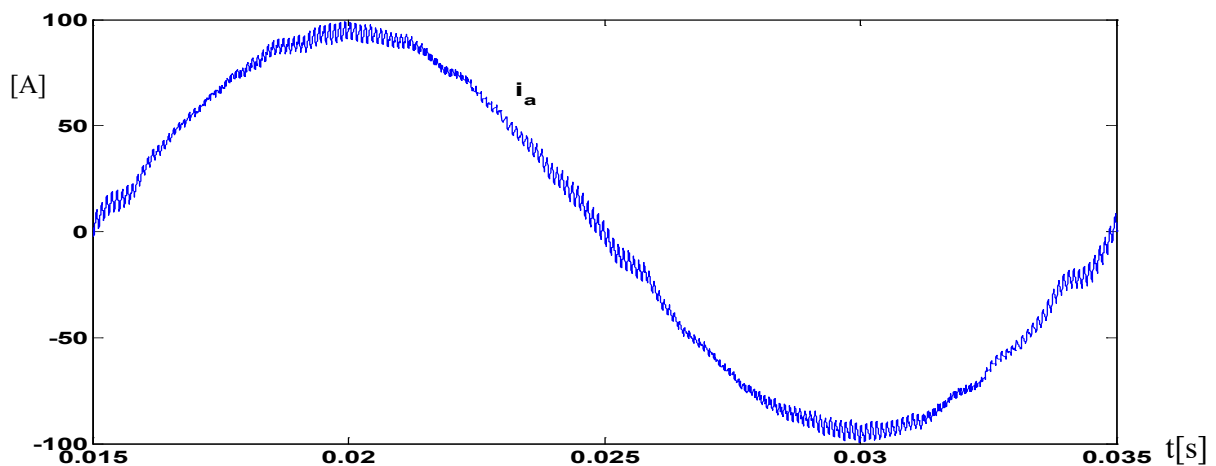
Με στάθμη βραχυκύκλωσης $S_k=1$ MVA η σχέση (3.16) γίνεται : $(v_g)_h = 0.5 (v_i)_h$

με $S_k=2$ MVA : $(v_g)_h = 0.33 (v_i)_h$

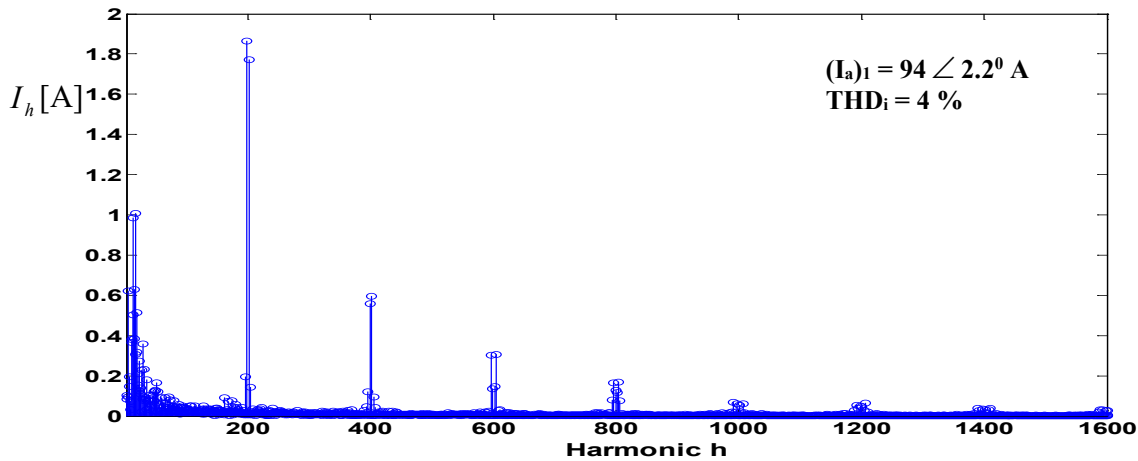
με $S_k=5$ MVA : $(v_g)_h = 0.17 (v_i)_h$

Από τα αποτελέσματα που παίρνουμε από τη σχέση (3.16) διαπιστώνουμε ότι πάνω από 5 MVA στάθμη βραχυκύκλωσης, οι αρμονικές της τάσης του μετατροπέα που μεταφέρονται στην τάση του δικτύου είναι πρακτικά αμελητέες. Δηλαδή πάνω από τα 5 MVA μπορούμε να θεωρήσουμε ότι το δίκτυο πρακτικά είναι 'άπειρο'.

Ρεύμα που εγχύεται στο δίκτυο



Σχήμα 3-28 Ρεύμα που εγχύεται σε δίκτυο με χαμηλή στάθμη βραχυκύκλωσης, κατά τη λειτουργία μετατροπέα



Σχήμα 3-29 Φάσμα του ρεύματος

Από τα Σχήματα 3-28, 3-29 παρατηρούμε ότι το ρεύμα έχει πολύ μικρή παραμόρφωση. Οι αρμονικές του δεν ξεπερνούν τα 2 A και το THD είναι μόλις 4%. Σε άπειρο δίκτυο το THD ήταν 5% και το μέγιστο πλάτος αρμονικής 3.2 A. Παρατηρούμε δηλαδή ότι το ρεύμα έχει μικρότερη παραμόρφωση όταν ο μετατροπέας λειτουργεί σε δίκτυο με μικρή στάθμη βραχυκύκλωσης. Αυτό εξηγείται με τη σχέση που έχει αποδειχθεί στην Παράγραφο 1.10, δηλαδή

$$i_{h(p.u.)} = \frac{(v_i)_{h(p.u.)}}{(\frac{S_N}{S_k} + X_{f(p.u.)})h} \quad (3.17)$$

Δηλαδή όσο μικρότερη στάθμη βραχυκύκλωσης έχει το δίκτυο τόσο μικρότερα είναι τα πλάτη των αρμονικών ρεύματος.

Ενεργός και άεργος ισχύς

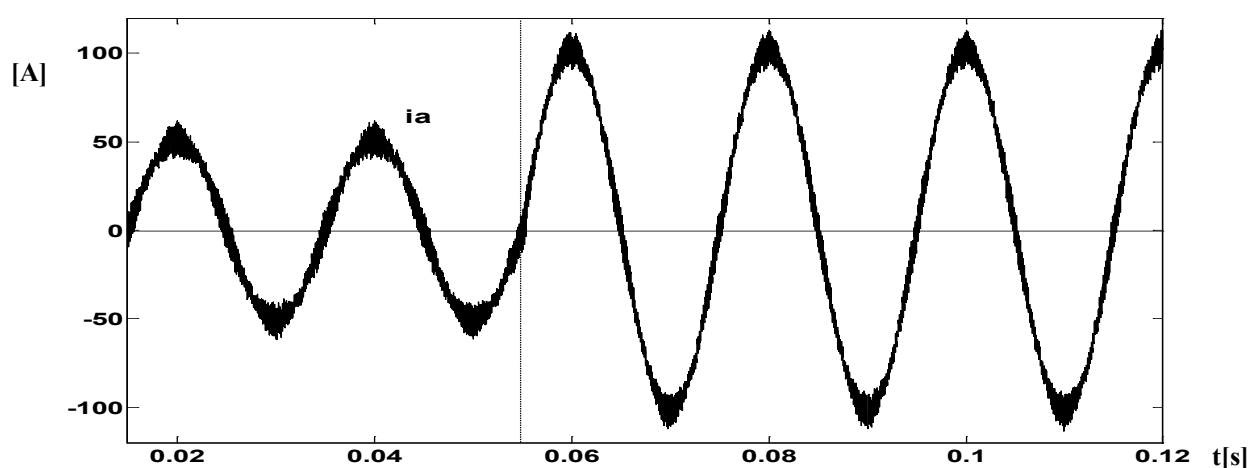
Από την προσομοίωση βρήκαμε ότι η τάση είναι $354 \angle 0.4^\circ$ V και το ρεύμα $94 \angle 2.2^\circ$ A. Επομένως η διαφορά φάσης τάσης και ρεύματος δεν είναι μηδέν, όπως ήταν το επιθυμητό, αλλά 1.8 μοίρες. Το σφάλμα αυτό οφείλεται στην καθυστέρηση που προκάλεσε το βαθυπερατό φίλτρο στη τάση. Επομένως η άεργος ισχύς της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης που καταναλώνεται από σφάλμα είναι ίση με $Q_1 = (3/2) * 354 * 94 * \sin(1.8^\circ) = 1568$ VA. Ενώ η ενεργός ισχύς είναι : $P_1 = (3/2) * 354 * 94 * \cos(1.8^\circ) = 49889$ W.

3.7 Βηματική μεταβολή της ενεργού και αέργου ισχύος

Προκειμένου να εξεταστεί η δυναμική συμπεριφορά του συστήματος ελέγχου της ισχύος, θα γίνουν βηματικές μεταβολές στην ενεργό και άεργο ισχύ και θα παρατηρηθεί η απόκριση του ρεύματος εξόδου του μετατροπέα. Οι βηματικές μεταβολές δεν είναι ρεαλιστικές μεταβολές, καθώς στην πραγματικότητα οι μεταβολές που συμβαίνουν δεν μπορεί να είναι τόσο απότομες. Ωστόσο η βηματική απόκριση των συστημάτων είναι μία από τις προδιαγραφές των συστημάτων ελέγχου και γι' αυτό πρέπει να ελέγχεται.

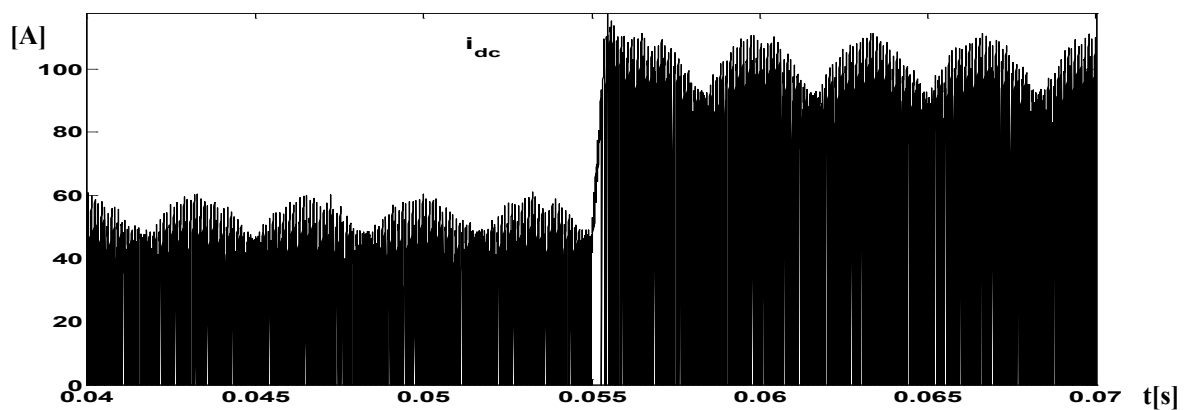
Βηματική αύξηση της ενεργού ισχύος κατά 50%

Η ενεργός ισχύς αυξάνεται από 25 kW σε 50 kW. Ο συντελεστής ισχύος είναι σταθερός και ίσος με τη μονάδα. Οπότε η άεργος ισχύς είναι συνεχώς μηδενική. Όπως φαίνεται στο Σχήμα 3-30, με το διπλασιασμό της ισχύος διπλασιάστηκε το πλάτος του ρεύματος ενώ η φάση του ρεύματος δεν άλλαξε αφού δεν άλλαξε και ο συντελεστής ισχύος. Η μεταβολή έγινε τη χρονική στιγμή $t=0.055$ sec και όπως είναι φανερό από το σχήμα, η απόκριση του ρεύματος είναι σχεδόν ακαριαία.



Σχήμα 3-30 Το ρεύμα εξόδου του μετατροπέα κατά τη βηματική μεταβολή της ενεργού ισχύος από 25 kW σε 50 kW τη χρονική στιγμή $t=0.055$ sec.

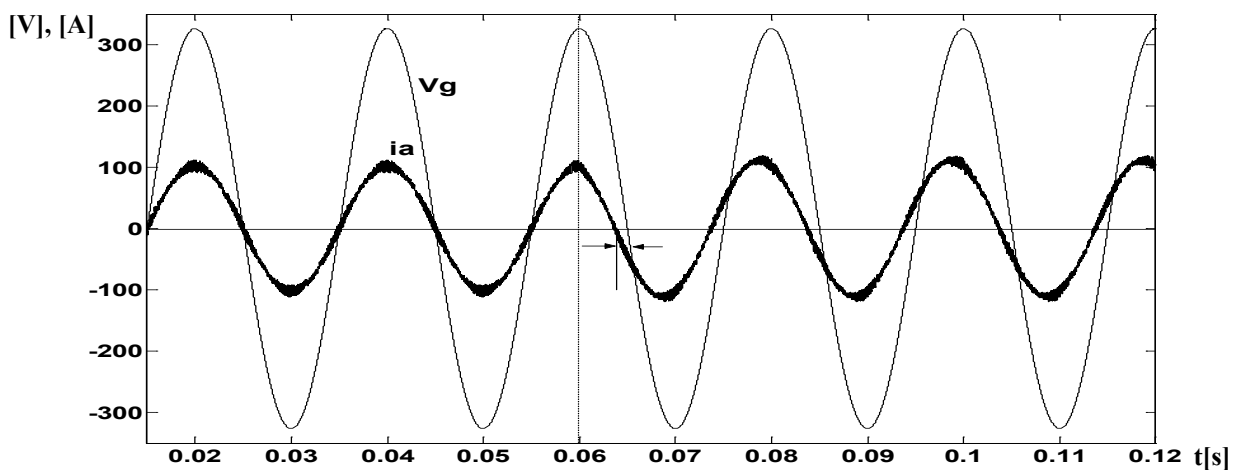
Επειδή διπλασιάστηκε η ισχύς εξόδου του μετατροπέα, διπλασιάστηκε και η ισχύς εισόδου του. Και επειδή η DC τάση παρέμεινε σταθερή, έπρεπε για να πραγματοποιηθεί η μεταβολή να διπλασιαστεί το ρεύμα εισόδου του μετατροπέα. Στο Σχήμα 3-31 παρουσιάζεται η μεταβολή του ρεύματος εισόδου.



Σχήμα 3-31 Το ρεύμα εισόδου του μετατροπέα κατά τη βηματική μεταβολή της ενεργού ισχύος.

Βηματική μεταβολή της αέργου ισχύος

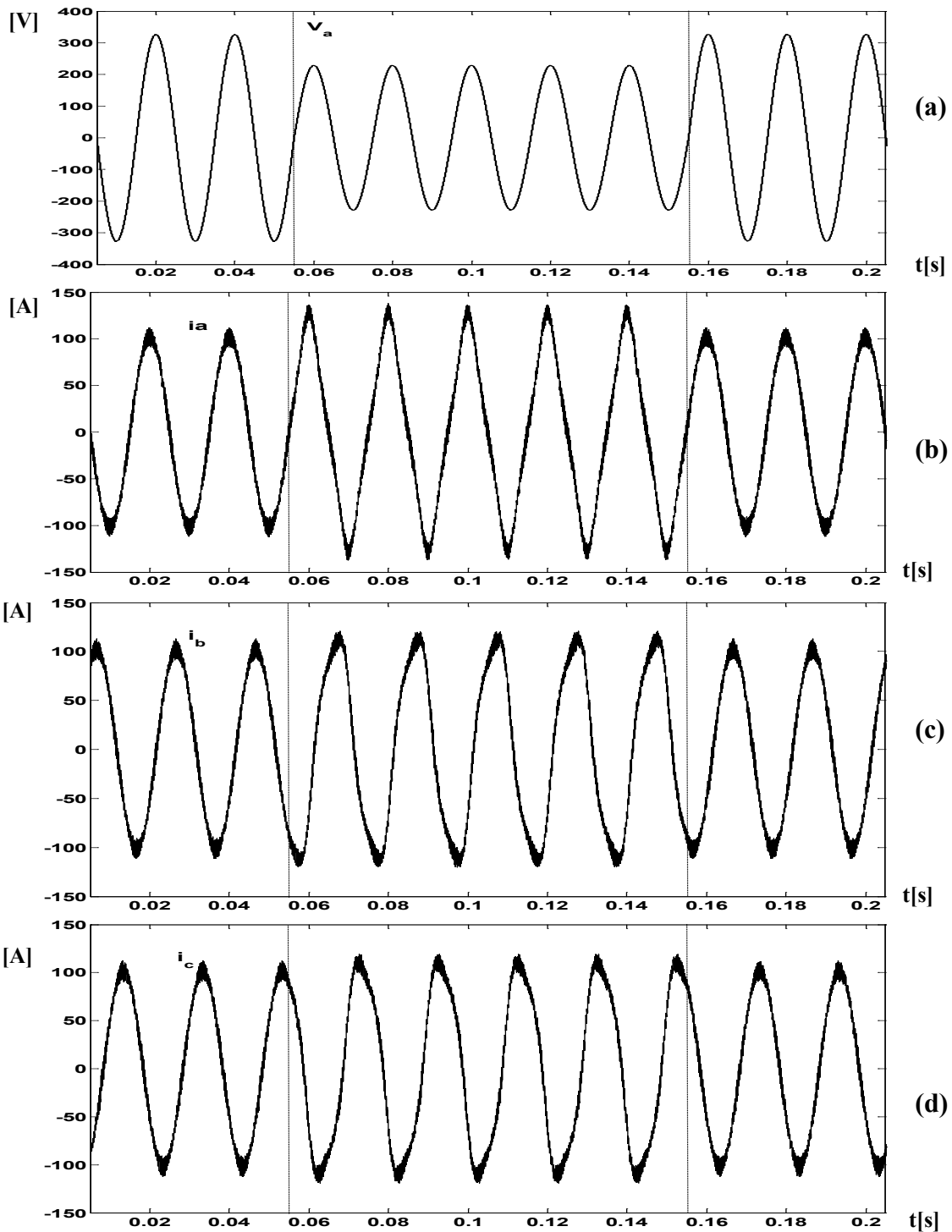
Ο συντελεστής ισχύος από μοναδιαίος γίνεται επαγωγικός με τιμή 0.9. Έτσι, όπως φαίνεται από το Σχήμα 3-32, μέχρι τη χρονική στιγμή $t=0.06$ sec το ρεύμα είναι σε φάση με την τάση του δικτύου και στη συνέχεια παρουσιάζει μια προπορεία $\cos^{-1}(0.9) = 25.8^\circ$ ή 0.0014 sec. Το πλάτος του ρεύματος παραμένει σταθερό γιατί παραμένει σταθερό και το μέτρο της μιγαδικής ισχύος που εγχύεται στο δίκτυο. Και σ' αυτή τη μεταβολή διαπιστώνουμε ότι το ρεύμα αποκρίνεται σχεδόν ακαριαία.



Σχήμα 3-32 Το ρεύμα εξόδου του μετατροπέα κατά τη βηματική μεταβολή του συντελεστή ισχύος από μονάδα σε 0.9 επαγωγικό τη χρονική στιγμή $t=0.6$ sec.

3.8 Βηματική μεταβολή της τάσης του δικτύου

Βύθιση της τάσης της φάσης a κατά 30%



Σχήμα 3-33 (a) Βηματική βύθιση της τάσης της φάσης a
(b),(c),(d) Τα ρεύματα των τριών φάσεων λόγω της βύθισης της τάσης

Η μεταβολή της τάσης μόνο σε μία από τις τρεις φάσεις του δικτύου προκαλεί ασυμμετρία στο δίκτυο και αυτό έχει ως αποτέλεσμα, σύμφωνα με όσα αναφέρθηκαν στην Παράγραφο 3.3, τα ρεύματα να προκύπτουν παραμορφωμένα. Για να μετρήσουμε την παραμόρφωση, σύμφωνα με τη ίδια παράγραφο, χρειαζόμαστε το λόγο αρνητικής προς θετικής ακολουθίας της τάσης τον οποίο συμβολίσαμε με $d\angle w$. Οπότε χρειάζεται να αναλύσουμε την τάση του δικτύου σε ακολουθίες:

Η τάση του δικτύου εμφανίζει μόνο ασυμμετρία στο μέτρο δηλαδή

$$\begin{aligned}v_a &= (1-k).V.\cos(\omega t) = (1-k)V.\operatorname{Re} al\{e^{j\omega t}\} \\v_b &= V.\cos(\omega t - 2\pi/3) = V.\operatorname{Re} al\{e^{j\omega t}e^{-j2\pi/3}\} \\v_c &= V.\cos(\omega t + 2\pi/3) = V.\operatorname{Re} al\{e^{j\omega t}e^{j2\pi/3}\}\end{aligned}$$

όπου k η βύθιση τάσης στη φάση a

$$\begin{aligned}\tilde{v}_a &= (1-k).V.e^{j\omega t} \\ \Rightarrow \tilde{v}_b &= V.e^{-j2\pi/3}e^{j\omega t} \\ \tilde{v}_c &= V.e^{j2\pi/3}e^{j\omega t}\end{aligned} \quad \Rightarrow \quad \begin{pmatrix} \tilde{v}_a \\ \tilde{v}_b \\ \tilde{v}_c \end{pmatrix} = V \begin{pmatrix} 1-k \\ a^2 \\ a \end{pmatrix} e^{j\omega t} \quad \text{όπου } a = e^{j2\pi/3}$$

Η ανάλυση της τάσης σε ακολουθίες θα μας δώσει (βλ. Παράρτημα Π.1.4)

$$\begin{pmatrix} \tilde{v}_{a0} \\ \tilde{v}_{\alpha+} \\ \tilde{v}_{\alpha-} \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{pmatrix} V \begin{pmatrix} 1-k \\ a^2 \\ a \end{pmatrix} e^{j\omega t} = \frac{1}{3} V \begin{pmatrix} -k \\ 3-k \\ -k \end{pmatrix} e^{j\omega t}$$

Δηλαδή η τάση περιέχει και ομοπολική συνιστώσα ενώ ο λόγος αρνητικής προς θετικής συνιστώσας είναι

$$\frac{\tilde{v}_-}{\tilde{v}_+} = \frac{-k}{3-k} = \frac{k}{3-k} \angle 180^\circ$$

Δηλαδή σύμφωνα με όσα αναφέρθηκαν στην Παράγραφο 3.3 είναι $d=k/(3-k)$ και $w=180^\circ$. Η ύπαρξη ομοπολικής ακολουθίας στην τάση δεν έχει καμία επίπτωση στα ρεύματα που παράγονται από το σύστημα ελέγχου αφού το ρεύμα δεν μπορεί να έχει ομοπολική συνιστώσα. Οπότε εφαρμόζονται τα συμπεράσματα της Παραγράφου 3.3, σύμφωνα με τα οποία το ρεύμα (αναφοράς και πραγματικό) θα έχει θεμελιώδη συνιστώσα

$$\tilde{I}_1 = \frac{2S}{3V_+} \angle \alpha + \phi = \frac{1}{(3-k)} \frac{2S}{V} \angle \alpha + \phi \quad (3.18)$$

και τρίτη αρμονική

$$\begin{aligned}\tilde{I}_3 &= d \frac{2S}{3V_+} \angle \alpha + 180^\circ + w + \phi \\ &= \frac{k}{(3-k)} \frac{2S}{V(3-k)} \angle \alpha + 180^\circ + 180^\circ + \phi = \frac{k}{(3-k)^2} \frac{2S}{V} \angle \alpha + \phi\end{aligned}\quad (3.19)$$

όπου $Se^{-j\phi}$ η επιθυμητή μιγαδική ισχύς και $\alpha = 0, -2\pi/3, +2\pi/3$ για τις φάσεις a, b, c αντίστοιχα.

Από τους τύπους (3.18) και (3.19) για βύθιση τάσης $k=30\%$, φαινομένη ισχύς $S=50\text{kVA}$, συντελεστή ισχύος μονάδα (δηλαδή $\phi=0$) και πλάτος των φασικών τάσεων b και c $V=\sqrt{\frac{2}{3}} 400 \text{ V}$, μπορούν να προκύψουν οι θεμελιώδεις και οι τρίτες αρμονικές συνιστώσες όλων των φασικών ρευμάτων (Πίνακας 3-16).

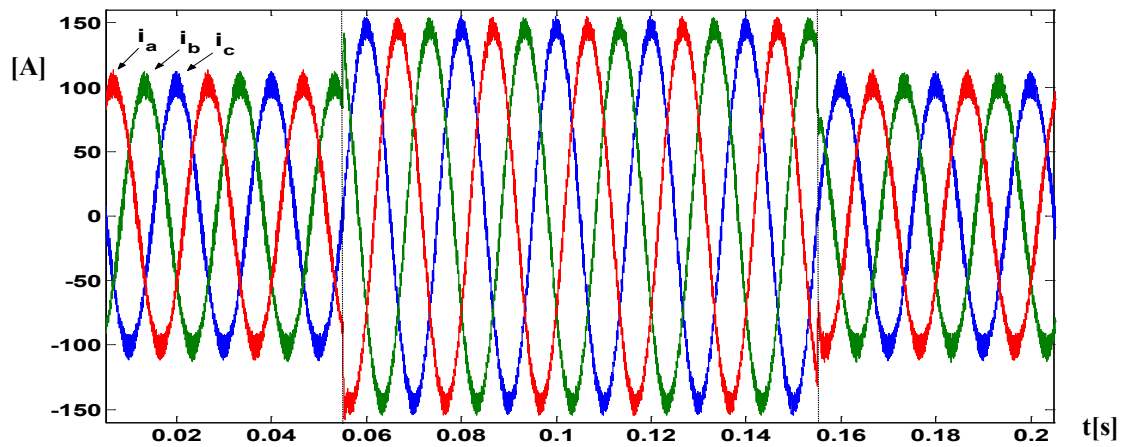
(A)	$\tilde{I}_1$	$\tilde{I}_3$
a	$113.4 \angle 0^\circ$	$12.6 \angle 0^\circ$
b	$113.4 \angle -120^\circ$	$12.6 \angle -120^\circ$
c	$113.4 \angle 120^\circ$	$12.6 \angle 120^\circ$

Πίνακας 3-16 Θεμελιώδης και τρίτη αρμονική του ρεύματος κάθε φάσης

Οι ίδιες τιμές προκύπτουν και από την ανάλυση *Fourier* των ρευμάτων στο χρονικό διάστημα 0.06 - 0.14 sec, επιβεβαιώνοντας την ορθότητα της παραπάνω ανάλυσης.

Στην προσομοίωση θεωρήσαμε ότι η τάση έχει, κατά τη διάρκεια της βύθισης, μόνο ασυμμετρία μέτρου. Στις βυθίσεις όμως μπορεί να παρατηρηθεί ασυμμετρία και στη φάση. Η περίπτωση η τάση να έχει ασυμμετρία και μέτρου και φάσης έχει ήδη αναλυθεί στην Παράγραφο 3.3 και δε θεωρήθηκε σκόπιμο να επαναληφθεί.

Τριφασική βύθιση της τάσης κατά 30%



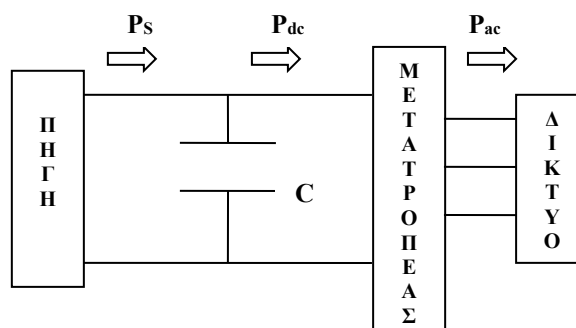
Σχήμα 3-34 Τα ρεύματα των τριών φάσεων λόγω της τριφασικής βύθισης της τάσης

Όπως φαίνεται από το Σχήμα 3-34 η βύθιση της τάσης και στις τρεις φάσεις κατά 30% προκαλεί, για όσο χρόνο διαρκεί, αύξηση στα πλάτη των ρευμάτων κατά το ίδιο ποσοστό. Εδώ τα ρεύματα δεν έχουν παραμόρφωση χαμηλής συχνότητας διότι το δίκτυο παραμένει συμμετρικό κατά τη διάρκεια της βύθισης.

Κεφάλαιο 4

ΕΛΕΓΧΟΣ DC ΤΑΣΗΣ

Η ισχύς που εισέρχεται στον μετατροπέα από την DC πλευρά μπορεί να προέρχεται είτε από μπαταρία είτε από άλλη πηγή. Αν χρησιμοποιείται μπαταρία τότε η DC τάση παραμένει συνεχώς σταθερή. Αν όμως χρησιμοποιείται άλλη πηγή, όπως ένας μετατροπέας DC/DC ή ένας μετατατροπέας AC/DC, η τάση δεν έχει συνεχώς σταθερή τιμή και γι' αυτό το λόγο χρησιμοποιούμε έναν πυκνωτή, ο οποίος συμπεριφέρεται ως πηγή τάσης και επιπλέον εξομαλύνει τις μεταβολές της. Στην πραγματικότητα η DC τάση δεν μπορεί να είναι ποτέ σταθερή και θα παρουσιάζει κάποια διακύμανση ανάλογα με την ισχύ που εισέρχεται προς και εξέρχεται από την DC πλευρά. Το γεγονός αυτό μπορεί να εξηγηθεί με τη βοήθεια του Σχήματος 4-1.



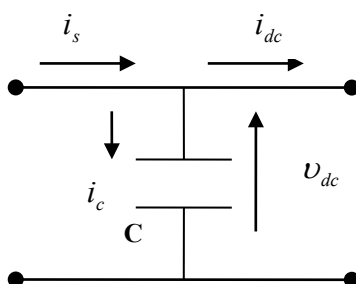
Σχήμα 4-1 Ροή ενεργού ισχύος κατά τη λειτουργία του μετατροπέα ως αντιστροφέα

Έστω ότι η ισχύς που μπορεί να δώσει η πηγή είναι P_s και η ισχύς που απαιτεί το δίκτυο είναι P_{ac} . Θα θεωρήσουμε ότι η ισχύς που φτάνει στο δίκτυο είναι ίση με την ισχύ που εισέρχεται στον αντιστροφέα, δηλαδή $P_{dc}=P_{ac}$, επειδή οι απώλειες του μετατροπέα είναι αμελητέες. Αν $P_{dc}>P_s$ ο πυκνωτής θα εκφορτιστεί δίνοντας μέρος της ισχύος του στο δίκτυο. Αν $P_s>P_{dc}$ τότε το πλεόνασμα της ισχύος από την πηγή θα φορτίσει τον πυκνωτή. Έτσι ο πυκνωτής καθώς φορτίζεται και εκφορτίζεται μεταβάλλει την DC τάση του.

Προκειμένου λοιπόν να επιτύχουμε μια σταθερή DC τάση θα χρησιμοποιήσουμε ένα σύστημα ελέγχου που να ρυθμίζει την ισχύ P_{dc} που εισέρχεται στον μετατροπέα και θα επιλέξουμε μία κατάλληλη τιμή χωρητικότητας για τον πυκνωτή ώστε η διακύμανση της DC τάσης να είναι μέσα σε καθορισμένα ελάχιστα όρια. Πρακτικά όσο μεγαλύτερη είναι η χωρητικότητα τόσο μικρότερη είναι η διακύμανση στην τάση. Από προδιαγραφές μετατροπέων του εμπορίου βρήκαμε ότι είναι λογική επιλογή για έναν μετατροπέα 50 kVA μια τιμή χωρητικότητας 3 mF.

Παραπάνω εξηγήθηκε ο ρόλος του πυκνωτή κατά τη λειτουργία του μετατροπέα ως αντιστροφέα. Απολύτως όμοια λειτουργεί ο πυκνωτής και κατά τη λειτουργία του μετατροπέα ως ανορθωτή. Απλώς στη περίπτωση αυτή έχουμε ροή ενεργού ισχύος με αντίστροφη φορά, από το δίκτυο προς την πηγή, και σύμφωνα με τις συμβάσεις που έχουμε κάνει για τα πρόσημα των ισχύων και των ρευμάτων θα ισχύει $P_{dc}<0$, $P_s<0$ και $I_{dc}<0$, $I_s<0$.

4.1 Βρόχος ελέγχου DC τάσης



Σχήμα 4-2 Η τοπολογία της DC πλευράς του μετατροπέα

Έστω i_s το ρεύμα της πηγής (s:source), i_c το ρεύμα του πυκνωτή (c:capacitor) και i_{dc} το DC ρεύμα εισόδου του μετατροπέα (όλες οι τιμές είναι στιγμιαίες). Για το ρεύμα του πυκνωτή ισχύει :

$$i_c = C \frac{dv_{dc}}{dt} \Rightarrow i_c = s.C v_{dc} \quad (\text{όπου } s=d/dt) \quad (4.1)$$

Το DC ρεύμα εξαρτάται από τα ρεύματα εξόδου και τη μέθοδο διαμόρφωσης, δηλαδή:

$$i_{dc} = (pulseA1).i_a + (pulseB1).i_b + (pulseC1).i_c \quad (4.2)$$

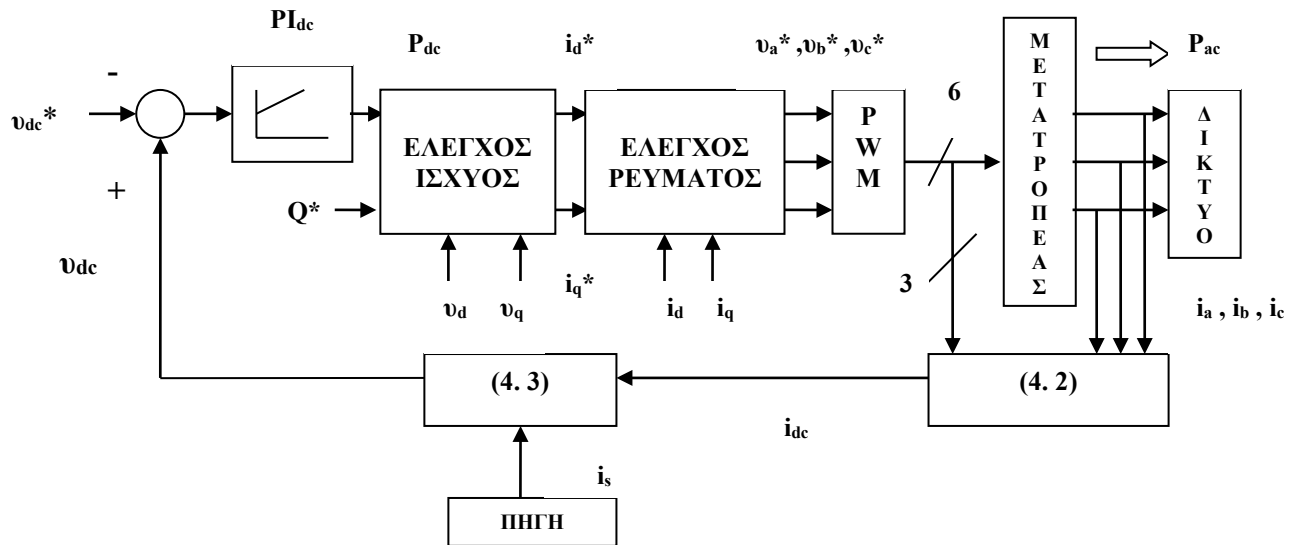
(Η απόδειξη έγινε στην Παράγραφο 1.2)

Από τον πρώτο νόμο του *Kirchoff* στον κόμβο του πυκνωτή (Σχήμα 4-2) ισχύει:

$$C \frac{dv_{dc}}{dt} = i_c = i_s - i_{dc} \Rightarrow s.C v_{dc} = i_s - i_{dc} \Rightarrow v_{dc} = \frac{i_s - i_{dc}}{sC} \quad (4.3)$$

Η σταθεροποίηση της DC τάσης θα γίνει με βρόχο ελέγχου, όπου θα συγκρίνεται η επιθυμητή τιμή με την πραγματική και θα ρυθμίζεται η ενεργός ισχύς που θα εγχύεται στο δίκτυο.

Πιο αναλυτικά: από τη σχέση (4.3) προκύπτει η πραγματική τιμή της DC τάσης, η οποία προστίθεται στο αντίθετο της επιθυμητής τιμής. Το σφάλμα εισέρχεται σε ένα ΠΙ ελεγκτή, η έξοδος του οποίου είναι η επιθυμητή ενεργός ισχύς από την οποία θα προκύψει το επιθυμητό ρεύμα. Στη συνέχεια με το βρόχο ελέγχου ρεύματος θα προκύψουν οι παλμοί των ημιαγωγικών διακοπών και τα ρεύματα εξόδου οπότε από τη σχέση (4.2) θα καθοριστεί το DC ρεύμα. Τέλος από τη σχέση (4.3) θα προκύψει η νέα τιμή της DC τάσης και έτσι θα κλείσει ο βρόχος. Σχηματικά όλα τα παραπάνω αναπαριστώνται στο Σχήμα 4-3.



Σχήμα 4-3 Βρόχος ελέγχου DC τάσης.

Ο έλεγχος ρεύματος που αναφέρεται στο σχήμα αφορά είτε τη μέθοδο της υστέρησης είτε την τεχνική σύγκρισης ράμπας

Επειδή τα κέρδη του PI ελεγκτή είναι θετικά, αν $v_{dc} > v_{dc}^*$ η ισχύς p_{dc} που εισέρχεται στον αντιστροφέα αυξάνεται, οπότε ο πυκνωτής εκφορτίζεται και μειώνει την DC τάση του, ενώ αν $v_{dc} < v_{dc}^*$ η ισχύς p_{dc} μειώνεται, οπότε ο πυκνωτής φορτίζεται και αυξάνει την DC τάση του.

4.2 Σχεδίαση και ανάλυση του συστήματος ελέγχου DC τάσης στο πεδίο Laplace

Η ισχύς p_{dc} είναι το γινόμενο $v_{dc}i_{dc}$. Επίσης από τον πρώτο νόμο του Kirchhoff στον κόμβο του πυκνωτή ισχύει (Σχήμα 4.2) : $i_{dc} = i_s - i_c$. Και από τη σχέση (4.1) : $i_{dc} = i_s - sCv_{dc}$. Επομένως η ισχύς έχει την έκφραση:

$$p_{dc} = v_{dc}i_{dc} = v_{dc}(i_s - sCv_{dc}) = g(v_{dc}, i_s) \quad (4.4)$$

Δηλαδή η ισχύς είναι μια μη γραμμική συνάρτηση g της τάσης του πυκνωτή και του ρεύματος της πηγής. Για τη σχεδίαση του συστήματος ελέγχου είναι απαραίτητη η γραμμικοποίηση της έκφρασης (4.4). Η γραμμικοποίηση μπορεί να γίνει με χρήση του αναπτύγματος Taylor και παράλειψη των όρων ανώτερης τάξης. Πιο συγκεκριμένα, έστω η συνάρτηση μιας μεταβλητής $u=g(i)$. Αναπτύσσοντας κατά Taylor γύρω από κάποιο αρχικό σημείο προκύπτει

$$u = u_0 + \left. \frac{dg}{di} \right|_0 \Delta i + \frac{1}{2!} \left. \frac{d^2g}{di^2} \right|_0 (\Delta i)^2 + \dots \quad (4.5)$$

Εάν η απόκλιση $\Delta i = i - i_0$ της ανεξάρτητης μεταβλητής i είναι μικρή, τότε οι όροι 2^{ης} και ανώτερης τάξης στη παραπάνω σχέση μπορούν να αγνοηθούν, οδηγώντας στη γραμμικοποιημένη μορφή της αρχικής σχέσης :

$$u \approx u_0 + \left. \frac{dg}{di} \right|_0 \Delta i \Rightarrow \Delta u \approx \left. \frac{dg}{di} \right|_0 \Delta i \quad (4.6)$$

Με τον ίδιο τρόπο αντιμετωπίζονται οι συναρτήσεις πολλών μεταβλητών. Δηλαδή αν η συνάρτηση είναι η $u = g(i, j)$ τότε η γραμμικοποιημένη μορφή της είναι :

$$u \approx u_0 + \left. \frac{\partial g}{\partial i} \right|_0 \Delta i + \left. \frac{\partial g}{\partial j} \right|_0 \Delta j \Rightarrow \Delta u \approx \left. \frac{\partial g}{\partial i} \right|_0 \Delta i + \left. \frac{\partial g}{\partial j} \right|_0 \Delta j \quad (4.7)$$

Γραμμικοποίηση της σχέσης (4.4)

Η γραμμικοποίηση θα γίνει γύρω από το σημείο $(v_{dc,0}, i_{dc,0})$:

$$\begin{aligned} p_{dc} = v_{dc} i_{dc} &\Rightarrow \Delta p_{dc} = \left. \frac{\partial p}{\partial v_{dc}} \right|_0 \Delta v_{dc} + \left. \frac{\partial p}{\partial i_{dc}} \right|_0 \Delta i_{dc} \\ &= i_{dc,0} \Delta v_{dc} + v_{dc,0} \Delta i_{dc} \\ &= i_{dc,0} \Delta v_{dc} + v_{dc,0} \Delta (i_s - s C v_{dc}) \\ &= i_{dc,0} \Delta v_{dc} + v_{dc,0} \Delta i_s - s C v_{dc,0} \Delta v_{dc} \\ &= (i_{dc,0} - s C v_{dc,0}) \Delta v_{dc} + v_{dc,0} \Delta i_s \end{aligned} \quad (4.8)$$

Η ισχύς p_{dc} είναι η έξοδος του ΠΙ ελεγκτή, άρα μπορεί να εκφραστεί και ως :

$$p_{dc} = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (v_{dc} - v_{dc}^*) \Rightarrow \Delta p_{dc} = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) (\Delta v_{dc} - \Delta v_{dc}^*) \quad (4.9)$$

Απαλείφοντας το Δp_{dc} από τις σχέσεις (4.8) και (4.9) προκύπτει :

$$\Delta v_{dc} = \frac{s K_p + K_i}{s^2 C v_{dc,0} + s(K_p - i_{dc,0}) + K_i} \Delta v_{dc}^* + \frac{s v_{dc,0}}{s^2 C v_{dc,0} + s(K_p - i_{dc,0}) + K_i} \Delta i_s \quad (4.10)$$

Από τον παρανομαστή των κλασμάτων, το χαρακτηριστικό πολώνυμο όπως λέγεται, μπορούμε να εξακριβώσουμε αν το σύστημα είναι ευσταθές.

Κριτήριο του Routh :

$$\begin{array}{l|ll} s^2 & C v_{dc,0} & (K_p - i_{dc,0}) \\ s^1 & (K_p - i_{dc,0}) & 0 \\ s^0 & K_i & \end{array}$$

$C v_{dc,0} > 0$, $K_i > 0$. Ο όρος $(K_p - i_{dc,0})$ μπορεί να είναι θετικός ή αρνητικός. Συγκεκριμένα είναι πάντα θετικός όταν ο μετατροπέας λειτουργεί ως ανορθωτής, γιατί $i_{dc} < 0$, και μπορεί να είναι θετικός ή αρνητικός όταν ο μετατροπέας λειτουργεί ως αντιστροφέας. Προκειμένου λοιπόν να εξασφαλίσουμε την ευστάθεια του συστήματος πρέπει να επιλέξουμε $K_p > i_{dc,0} = \frac{P_{dc,0}}{v_{dc,0}}$.

4.3 Τα κέρδη K_p , K_i του ελεγκτή

Τα κέρδη K_p , K_i θα επιλεγούν έτσι ώστε η απόκριση του συστήματος ελέγχου της DC τάσης να είναι πιο αργή από την απόκριση του συστήματος ελέγχου του ρεύματος. Στον έλεγχο ρεύματος οι ρίζες του παρανομαστή της συνάρτησης μεταφοράς ήταν $-4590 \pm j2900$ (βλ. Παράγραφο 2.9.4). Προκειμένου το σύστημα ελέγχου DC τάσης να έχει πιο αργή απόκριση πρέπει οι ρίζες του παρανομαστή της συνάρτησης μεταφοράς του να έχουν πραγματικό μέρος μεγαλύτερο από -4590.

Ο παρανομαστής που θα δώσει τις ρίζες είναι ο $p(s) = s^2 C v_{dc,0} + s(K_p - i_{dc,0}) + K_i$.

Ο $p(s)$ έχει τη μορφή $p(s) = K(s^2 + 2\zeta\omega_0 s + \omega_0^2)$

$$\text{με } \zeta = \frac{K_p - i_{dc,0}}{2\sqrt{K_i C v_{dc,0}}} \text{ και } \omega_0 = \sqrt{\frac{K_i}{C v_{dc,0}}}$$

Οι ρίζες του είναι οι $s_{1,2} = -\omega_0\zeta \pm j\omega_0\sqrt{1-\zeta^2}$ όταν $0 < \zeta < 1$.

Επομένως πρέπει το πραγματικό μέρος των ριζών $-\omega_0\zeta$ να είναι μεγαλύτερο από -4590. Δηλαδή προκύπτει η ανισότητα

$$-\sqrt{\frac{K_i}{C v_{dc,0}}} \frac{K_p - i_{dc,0}}{2\sqrt{K_i C v_{dc,0}}} > -4590 \Rightarrow \frac{K_p - i_{dc,0}}{2C v_{dc,0}} < 4590 \quad (4.11)$$

Θέλουμε επίσης το ζ , το οποίο καθορίζει την απόκριση του συστήματος στις βηματικές μεταβολές να είναι μεγαλύτερο από 0.7 και μικρότερο από 1 , προκειμένου η μεταβλητή του ελέγχου να έχει μικρό ‘overshoot’ και λίγες ταλαντώσεις σε μία βηματική μεταβολή. Οπότε προκύπτει η δεύτερη συνθήκη :

$$0.7 < \frac{K_p - i_{dc,0}}{2\sqrt{K_i C v_{dc,0}}} < 1 \quad (4.12)$$

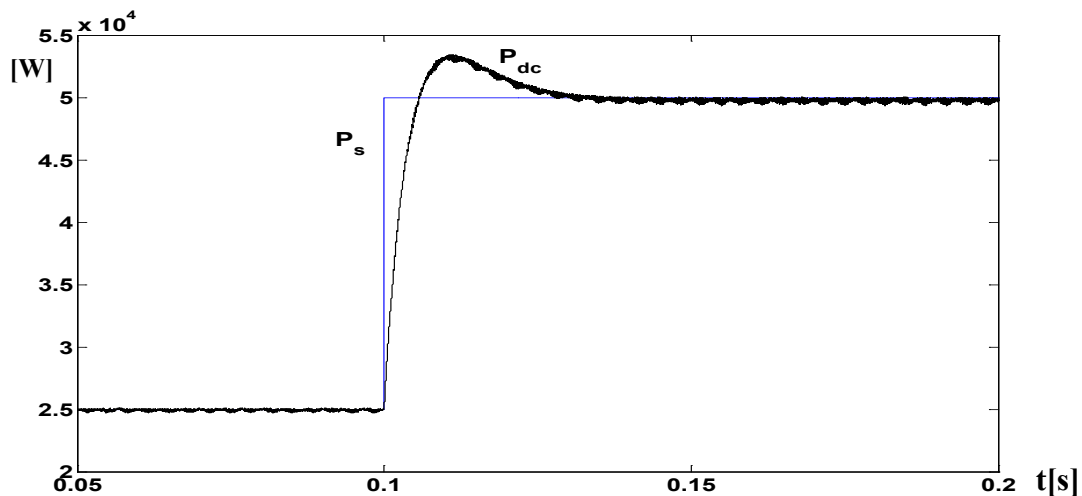
Για $C=3 \cdot 10^{-3} \text{ F}$, $v_{dc,0} = 720 \text{ V}$ και $i_{dc,0} = 70 \text{ A}$ μπορούμε από τις συνθήκες (4.11) και (4.12) να βρούμε τα K_p και K_i .

Τελικά επιλέγουμε $K_p=8 \cdot 10^2$ και $K_i=8 \cdot 10^4$. Με αυτές τις τιμές των κερδών θεωρητικά παίρνουμε σταθερά χρόνου περίπου 6 msec και σταθερά απόσβεσης (damping) περίπου 0.9. Οι τιμές για τις σταθερές χρόνου και απόσβεσης είναι περίπου οι ίδιες ακόμα και αν οι υπολογισμοί γίνουν για μικρό ρεύμα $i_{dc,0}$. Οπότε περιμένουμε ο μετατροπέας να έχει την ίδια συμπεριφορά για κάθε ρεύμα $i_{dc,0}$.

4.4 Η απόκριση του ελέγχου DC τάσης σε μεταβατικές καταστάσεις λειτουργίας

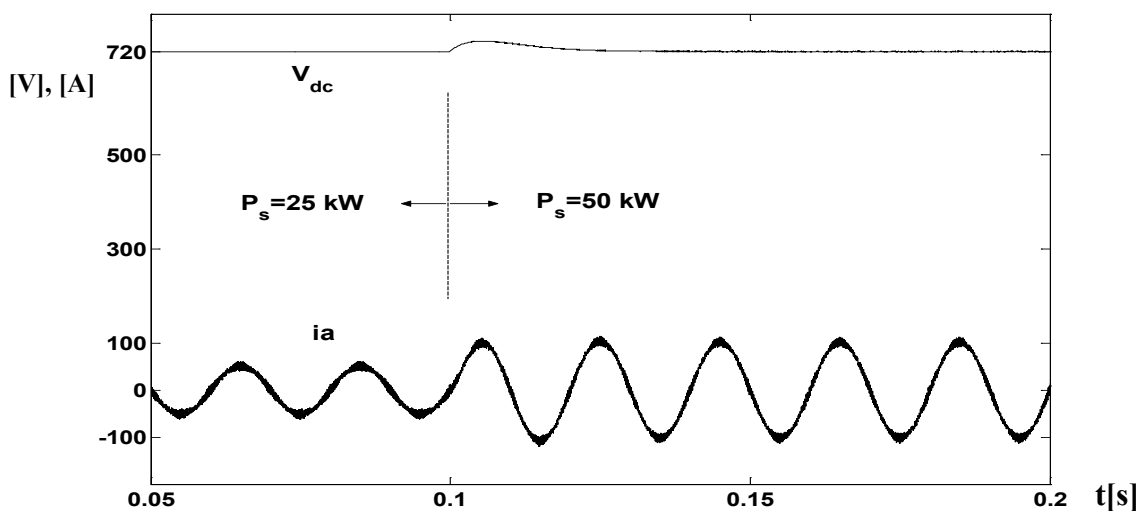
4.4.1 Βηματική μεταβολή της ισχύος της πηγής

Ο μετατροπέας λειτουργεί ως αντιστροφέας και η ισχύς P_s που δίνει η πηγή μεταβάλλεται βηματικά κατά 50%, από 25 kW σε 50 kW.



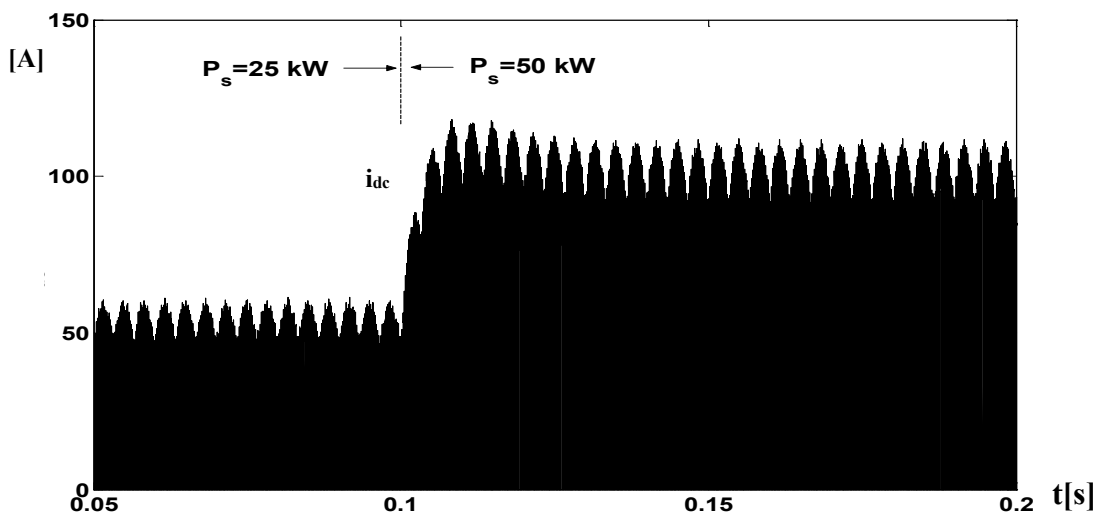
Σχήμα 4-4 Η ισχύς εισόδου του μετατροπέα κατά τη βηματική μεταβολή της ισχύος της πηγής από 25 kW σε 50 kW τη χρονική στιγμή 0.1 sec

Όπως παρατηρούμε από το Σχήμα 4-4, η έξοδος του PI ελεγκτή, δηλαδή η ισχύς P_{dc} έχει εξαιρετική δυναμική συμπεριφορά. Η P_{dc} σταθεροποιείται περίπου μέσα σε χρόνο μιας περιόδου.



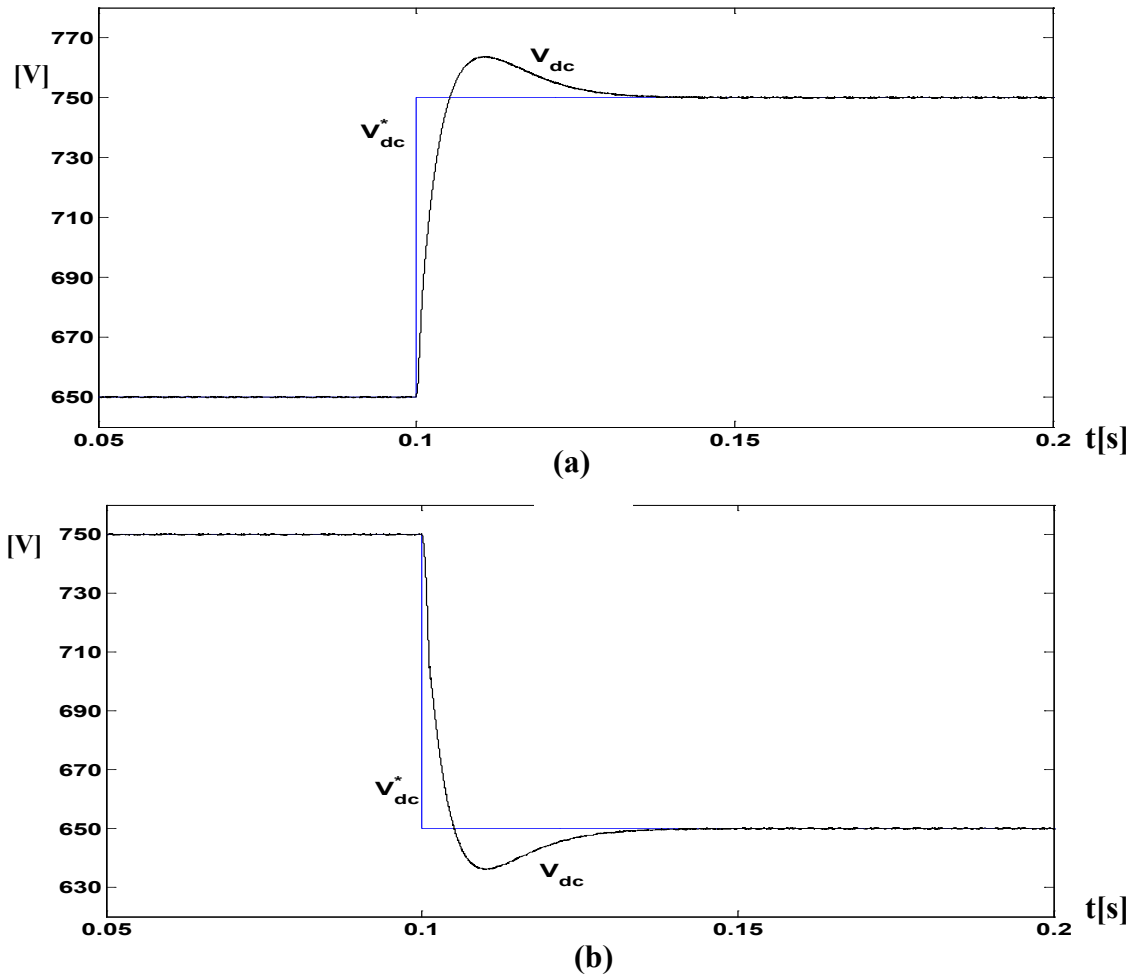
Σχήμα 4-5 Η DC τάση και το ρεύμα εξόδου του μετατροπέα κατά τη βηματική μεταβολή της ισχύος της πηγής

Στο Σχήμα 4-5 μπορούμε να δούμε την απόκριση του ρεύματος και της DC τάσης στη βηματική μεταβολή της ισχύος, δηλαδή μπορούμε να δούμε τη δυναμική συμπεριφορά και του ελέγχου ρεύματος και του ελέγχου τάσης. Παρατηρούμε ότι ο έλεγχος ρεύματος αύξησε στο διπλάσιο το πλάτος του ρεύματος εξόδου και ο έλεγχος τάσης διατήρησε σταθερή την DC τάση. Η ταχύτητα απόκρισης του ρεύματος είναι μεγαλύτερη από την ταχύτητα απόκρισης της DC τάσης, αφού το ρεύμα παίρνει την επιθυμητή του τιμή σχεδόν ακαριαία ενώ η DC τάση σταθεροποιείται περίπου μετά από μία περίοδο.



Σχήμα 4-6 Το ρεύμα εισόδου του μετατροπέα κατά τη βηματική μεταβολή της ισχύος της πηγής. Επειδή η ισχύς διπλασιάζεται και η DC τάση παραμένει σταθερή, το ρεύμα εισόδου διπλασιάζεται.

4.4.2 Βηματική μεταβολή της DC τάσης αναφοράς



Σχήμα 4-7 (a)Βηματική αύξηση και (b) βηματική μείωση της DC τάσης κατά 100 V τη χρονική στιγμή $t=0.1$ sec.

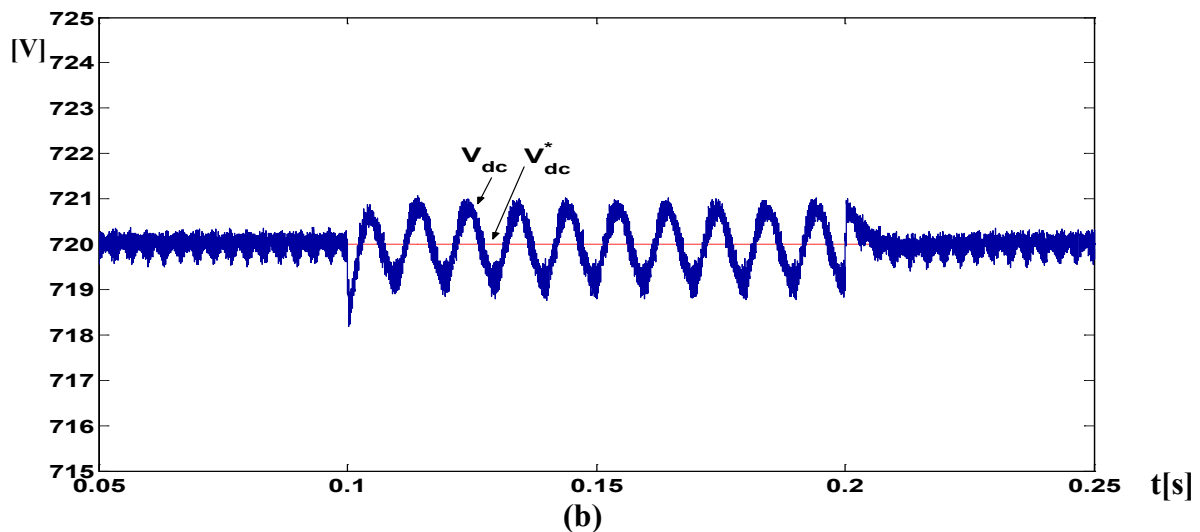
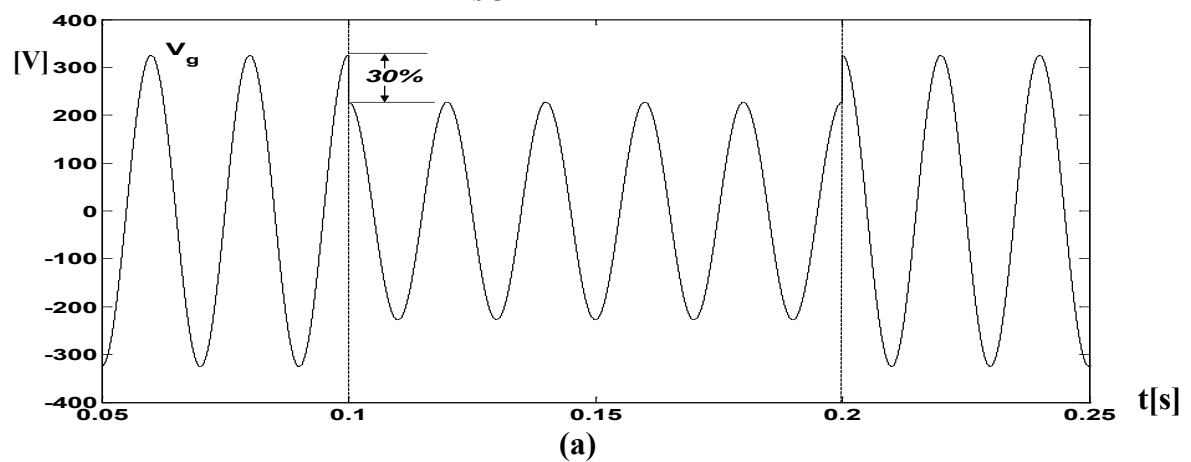
Με τη βηματική μεταβολή που πραγματοποιήσαμε, διαπιστώνουμε ότι το overshoot της DC τάσης είναι περίπου 15% και ο χρόνος απόκρισης (δηλαδή ο χρόνος που απαιτείται για να φτάσει η τάση στο 63.78% της τελικής τιμής της) είναι περίπου 10 msec.

4.4.3 Βηματική μεταβολή της τάσης του δικτύου

Μονοφασική βύθιση της τάσης του δικτύου κατά 30%

Αν κατά τη λειτουργία του μετατροπέα παρουσιαστεί μια βύθιση στην τάση της μιας φάσης του δικτύου, τότε δημιουργείται ασυμμετρία στο δίκτυο. Όπως έχει αποδειχθεί στην Παράγραφο 3.8, τα ρεύματα αναφοράς, που προκύπτουν από το σύστημα ελέγχου της ισχύος, και τα πραγματικά ρεύματα, που προκύπτουν από το σύστημα ελέγχου του ρεύματος, περιέχουν αρμονικές χαμηλής τάξης. Αρμονικές χαμηλής τάξης θα εμφανιστούν όμως και στο ρεύμα εισόδου του μετατροπέα και

όπως υποδεικνύει η σχέση $v_{dc} = \frac{i_s - i_{dc}}{sC}$ και στην DC τάση.

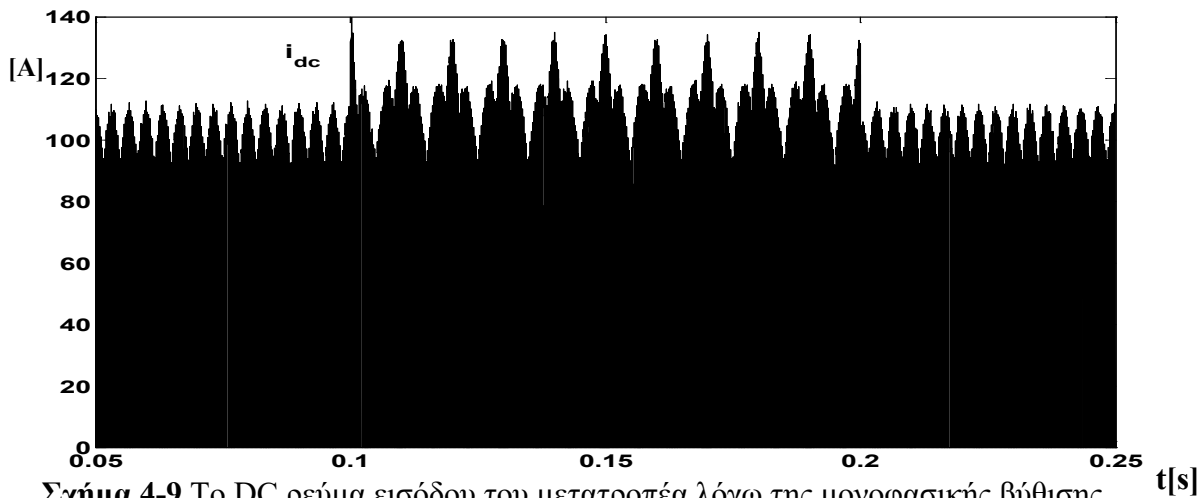


Σχήμα 4-8 (a) Μονοφασική βύθιση της τάσης του δικτύου

(b) Η DC τάση λόγω της μονοφασικής βύθισης της τάσης του δικτύου.

Αν και η βύθιση είχε αρκετά μεγάλη τιμή (30%), η διακύμανση της DC

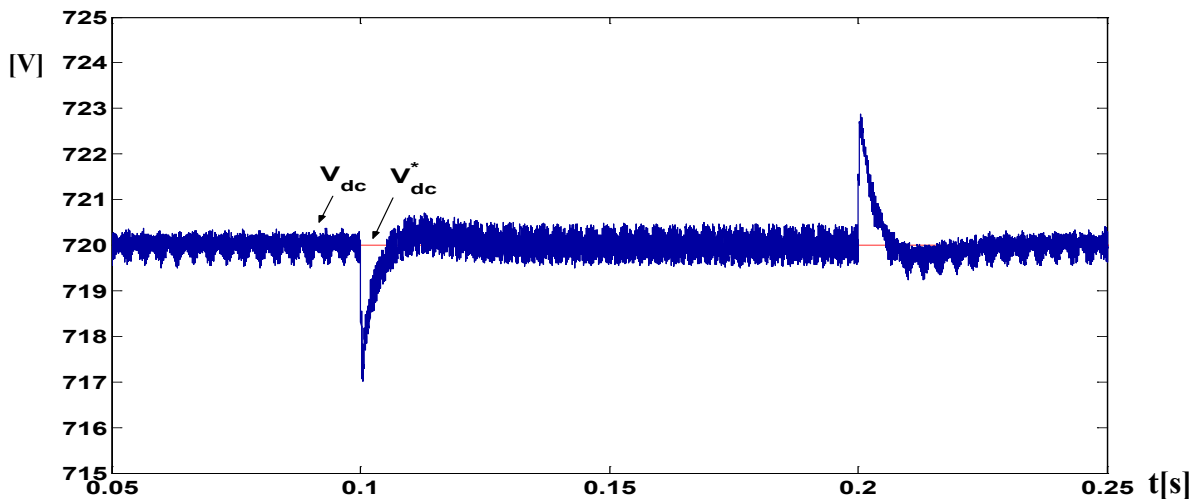
τάσης ήταν ελάχιστη: $\pm \frac{1}{720}V = \pm 0.1\%$



Σχήμα 4-9 Το DC ρεύμα εισόδου του μετατροπέα λόγω της μονοφασικής βύθισης της τάσης του δικτύου. Στο διάστημα 0.1-0.2 sec, δηλαδή για όσο διαρκεί η βύθιση, το DC ρεύμα έχει δεύτερη αρμονική. Η ύπαρξη της οφείλεται στις αρμονικές τρίτης τάξης των ρευμάτων εξόδου του μετατροπέα.

Τρυφασική βύθιση της τάσης του δικτύου κατά 30%

Όταν η βύθιση της τάσης του δικτύου είναι τριφασική, η DC τάση παραμένει σταθερή στην τιμή αναφοράς. Μόνο τις χρονικές στιγμές που συμβαίνει η πτώση και η ανύψωση της τάσης παρουσιάζει μια μικρή πτώση και ανύψωση αντίστοιχα, η οποία διορθώνεται αμέσως από το σύστημα ελέγχου.



Σχήμα 4-10 Η DC τάση λόγω της τριφασικής βύθισης της τάσης του δικτύου που συμβαίνει το χρονικό διάστημα 0.1 – 0.2 sec.

Από όλες τις βηματικές μεταβολές που πραγματοποιήθηκαν μπορούμε γενικά να πούμε ότι το σύστημα ελέγχου της DC τάσης έχει εξαιρετική δυναμική συμπεριφορά.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

Π.1 Υπολογισμοί με το Matlab

Π.1.1 Fourier ανάλυση του σήματος $x(t)$ (Το $x(t)$ μπορεί να είναι τάση ή ρεύμα)

Έστω δείγμα σημείων χρονοσειράς σήματος $x(t)$, η οποία έχει μετρηθεί με συχνότητα δειγματοληψίας F_s . Η ανώτερη συχνότητα για την οποία μπορεί να υπολογιστεί το φασματικό περιεχόμενο του σήματος είναι η συχνότητα Nyquist (ή αποκοπή) $F_N = F_s/2$.

Χρησιμοποιώντας τον διακριτό μετασχηματισμό Fourier, και ειδικότερα την ψηφιακή υλοποίησή του μέσω του FFT, υπολογίζονται άμεσα τα πλάτη και οι φασικές γωνίες των αρμονικών του σήματος []. Συγκεκριμένα, χρησιμοποιώντας αριθμό N_{fft} διαδοχικών χρονικών τιμών του σήματος, από τον FFT προκύπτει ακολουθία N_{fft} μιγαδικών αριθμών.

Δεδομένου ότι χρησιμοποιούνται N_{fft} ανεξάρτητες τιμές εισόδου (δείγματα του σήματος $x(t)$), ο μετασχηματισμός παράγει επίσης N_{fft} ανεξάρτητες τιμές στο πεδίο της συχνότητας. Οι συντελεστές όμως του μετασχηματισμού Fourier είναι μιγαδικοί και άρα μόνο οι $N_{fft}/2$ από αυτούς είναι ανεξάρτητοι.

Η διακριτοτητα του φάσματος είναι $\Delta f = F_s/N_{fft}$. Θέλοντας να πετυχουμε διακριτοτητα $\Delta f = 50$ Hz επιλεγουμε

$$N_{fft} = F_s / 50 ;$$

Τότε ο αριθμός των αρμονικών που παράγονται είναι $N_{fft}/2 = F_s/100$. Δηλαδή οι συχνότητες είναι: 0, 50, 100 ... $(N_{fft}/2) * 50$ το οποίο γράφεται ως

$$f = [0 : N_{fft}/2] * 50 ;$$

Ο πίνακας X έχει διάσταση $(F_s+1) \times 2$ με την πρώτη στήλη να περιέχει το χρόνο και τη δεύτερη τις τιμές του σήματος x . Προφανώς για την ανάλυση Fourier χρησιμοποιούμε τη δεύτερη στήλη.

Επειδή στην πρώτη περίοδο συμβαίνουν διάφορα μεταβατικά φαινόμενα θέλουμε να την εξαιρέσουμε από τη δειγματοληψία και σκεφτόμαστε ως εξής: Η διάρκεια του σήματος είναι 1 sec και επειδή το σήμα έχει θεμελιώδη συνιστώσα 50 Hz δηλαδή περίοδο 1/50 sec, μέσα σε 1 sec παίρνουμε 50 περιόδους. Από κάθε περίοδο λοιπόν δειγματοληπτούνται $F_s/50$ σημεία. Άρα η δειγματοληψία της πρώτης περιόδου τελειώνει στο σημείο $F_s/50$ και η δειγματοληψία της δεύτερης περιόδου αρχίζει στο επόμενο σημείο δηλαδή στο $F_s/50 + 1$.

$$FX = \text{fft}(X(F_s/50+1 : F_s+1, 2), N_{fft}) ;$$

Το στοιχείο $FX(1)/N_{fft}$ αντιστοιχεί στην DC συνιστώσα του σήματος ενώ το $FX(N_{fft}/2+1)/N_{fft}$ αντιστοιχεί στην ανώτερη συχνότητα, δηλαδή στη συχνότητα

Nyquist. Τα υπόλοιπα στοιχεία, δηλαδή από FX(2) έως FX(N_{fft}/2), συνδέονται με τις αρμονικές του σήματος με τη σχέση 2*FX(k)/N_{fft}.

```
FX (2: Nfft/2) =2*FX (2: Nfft/2) ;
```

```
Fourier_X=FX (1: Nfft/2+1)/Nfft;
```

Π.1.2 Απεικόνιση του φάσματος του σήματος x(t)

```
stem (f/50,abs (Fourier_X) , '-' ) ;
```

Στον οριζόντιο άξονα φαίνεται η τάξη h της αρμονικής ενώ στον κάθετο τα πλάτη των αρμονικών του σήματος. Η απόλυτη τιμή abs χρησιμοποιείται για να πάρουμε το μέτρο των μιγαδικών αριθμών.

Π.1.3 THD του x(t)

Το THD είναι ένα κλάσμα με αριθμητή την τετραγωνική ρίζα του αθροίσματος των τετραγώνων των αρμονικών από τη 2η και πάνω και παρανομαστή τη θεμελιώδη συνιστώσα X₁. Επομένως για τον αριθμητή χρειάζονται τα στοιχεία 3..N_{fft}/2+1 του πίνακα Fourier_X και για τον παρανομαστή το στοιχείο 2.

```
NUM=0;
for j= (3: Nfft/2+1)
    NUM=NUM+ (abs (Fourier_X (j))) ^2;
end
THD=100*sqrt (NUM)/abs (Fourier_X (2));
```

Το THD εκφράζεται σε ποσοστό %.

Π.1.4 Ανάλυση του ρεύματος σε ακολουθίες

Μαθηματική διατύπωση του προβλήματος των συμμετρικών συνιστωσών:

Ας θεωρήσουμε το τριφασικό σύστημα των φασικών διανυσμάτων, που ορίζεται από τις παρακάτω εξισώσεις :

$$\begin{aligned}\tilde{I}_a &= \tilde{I}_{a1} + \tilde{I}_{a2} + \tilde{I}_{a3} \\ \tilde{I}_b &= \tilde{I}_{b1} + \tilde{I}_{b2} + \tilde{I}_{b3} \\ \tilde{I}_c &= \tilde{I}_{c1} + \tilde{I}_{c2} + \tilde{I}_{c3}\end{aligned}\tag{Π.1}$$

όπου :

$\tilde{I}_a, \tilde{I}_b, \tilde{I}_c$: ένα ασύμμετρο τριφασικό σύστημα φασικών διανυσμάτων

$\tilde{I}_{a1}, \tilde{I}_{b1}, \tilde{I}_{c1}$: το πρώτο συμμετρικό τριφασικό σύστημα φασικών διανυσμάτων με γωνία $2\pi/3$ μεταξύ των συνιστωσών a,b,c

$\tilde{I}_{a2}, \tilde{I}_{b2}, \tilde{I}_{c2}$: το δεύτερο συμμετρικό τριφασικό σύστημα φασικών διανυσμάτων με γωνία $2*2\pi/3 = 4\pi/3$ μεταξύ των συνιστωσών a,b,c

$\tilde{I}_{a3}, \tilde{I}_{b3}, \tilde{I}_{c3}$: το τρίτο συμμετρικό τριφασικό σύστημα φασικών διανυσμάτων με γωνία $3*2\pi/3 = 2\pi$ μεταξύ των συνιστωσών a,b,c, δηλαδή τα φασικά διανύσματα με δείκτη 3 έχουν την ίδια γωνία.

Εάν ορίσουμε τον τελεστή α ως :

$$a = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (\text{Π.2})$$

τότε με μαθηματική επεξεργασία της σχέσης (Π.1), μπορούμε να καταλήξουμε στην παρακάτω έκφραση :

$$\begin{aligned} \tilde{I}_{a1} &= \frac{1}{3}(\tilde{I}_a + a\tilde{I}_b + a^2\tilde{I}_c) \\ \tilde{I}_{a2} &= \frac{1}{3}(\tilde{I}_a + a^2\tilde{I}_b + a\tilde{I}_c) \\ \tilde{I}_{a3} &= \frac{1}{3}(\tilde{I}_a + \tilde{I}_b + \tilde{I}_c) \end{aligned} \quad (\text{Π.3})$$

Επειδή η τελευταία εξίσωση της σχέσης (Π.3) είναι η πιο απλή, ορίζουμε το δείκτη 3 σαν δείκτη 0 και τη γράφουμε πρώτη. Συνεπώς, φτάνουμε στην επόμενη μαθηματική διατύπωση :

$$\begin{aligned} \tilde{I}_{a0} &= \frac{1}{3}(\tilde{I}_a + \tilde{I}_b + \tilde{I}_c) \\ \tilde{I}_{a1} &= \frac{1}{3}(\tilde{I}_a + a\tilde{I}_b + a^2\tilde{I}_c) \\ \tilde{I}_{a2} &= \frac{1}{3}(\tilde{I}_a + a^2\tilde{I}_b + a\tilde{I}_c) \end{aligned} \quad (\text{Π.4})$$

η οποία σε μητρική μορφή γράφεται ως εξής :

$$\begin{bmatrix} \tilde{I}_{a0} \\ \tilde{I}_{a1} \\ \tilde{I}_{a2} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{I}_a \\ \tilde{I}_b \\ \tilde{I}_c \end{bmatrix} \quad (\text{Π.5})$$

όπου : ο δείκτης 0 αναφέρεται ως 'μηδενική ακολουθία'
ο δείκτης 1 αναφέρεται ως 'θετική ακολουθία'
ο δείκτης 2 αναφέρεται ως 'αρνητική ακολουθία'

Στην εργασία για να μην γίνεται σύγχυση των ακολουθιών με την τάξη των αρμονικών, συμβολίσαμε τη θετική ακολουθία με '+' και την αρνητική με '-'.

Συμφωνα με τα παραπάνω η ανάλυση των τριών φασικών ρευμάτων $\tilde{I}_a, \tilde{I}_b, \tilde{I}_c$ σε ακολουθίες γίνεται με το Matlab ως εξής :

```
a=exp (i*2*pi/3);
zero_sequence_Ia=1/3*(Ia+Ib+Ic);
positive_sequence_Ia=1/3*(Ia+a*Ib+a^2*Ic);
negative_sequence_Ia=1/3*(Ia+a^2*Ib+a*Ic);
```

Π.1.5 Πολικό διάγραμμα τάσεων ασύμμετρου τριφασικού συστήματος

Το ασύμμετρο τριφασικό σύστημα αποτελείται από θετική και αρνητική ακολουθία. Έστω

```
u1=exp(-2*pi/3*i);
u2=exp(2*pi/3*i);
```

Οπότε η θετική ακολουθία η οποία έχει μοναδιαίο πλάτος είναι

$$(\tilde{V}_a, \tilde{V}_b, \tilde{V}_c)_+ = (1, e^{-j\frac{2\pi}{3}}, e^{j\frac{2\pi}{3}}) = (1, u_1, u_2) \quad (\text{Π.6})$$

Η αρνητική ακολουθία είναι το 0.05 του πλάτους της αρνητικής ακολουθίας και με γωνία ϕ ως προς τη θετική ακολουθία, η οποία μπορεί να έχει οποιαδήποτε τιμή

```
d=0.05;
fi=input('fi=');
```

Οπότε η αρνητική ακολουθία είναι

$$(\tilde{V}_a, \tilde{V}_b, \tilde{V}_c)_- = (1, e^{j\frac{2\pi}{3}}, e^{-j\frac{2\pi}{3}}) de^{j\phi} = (1, u_2, u_1) de^{j\phi}$$

Και αν ορίσουμε

```
u=d*exp(fi*i);
```

τότε η αρνητική ακολουθία είναι

$$(\tilde{V}_a, \tilde{V}_b, \tilde{V}_c)_- = (1, u_2, u_1) u = (u, u_2 u, u_1 u) \quad (\text{Π.7})$$

Επομένως το άθροισμα θετικής και αρνητικής ακολουθίας είναι το άθροισμα των σχέσεων (Π.6) και (Π.7).

$V(1) = (1+u) ;$
 $V(2) = (u1+u2*u) ;$
 $V(3) = (u2+u1*u) ;$

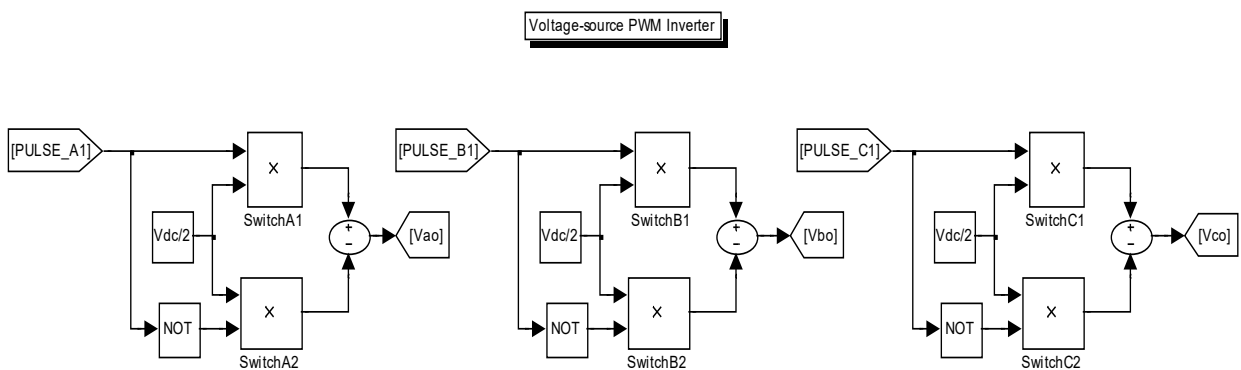
Η απεικόνιση σε πολικό διάγραμμα των τριών διανυσμάτων γίνεται με την εντολή

`compass (V) ;`

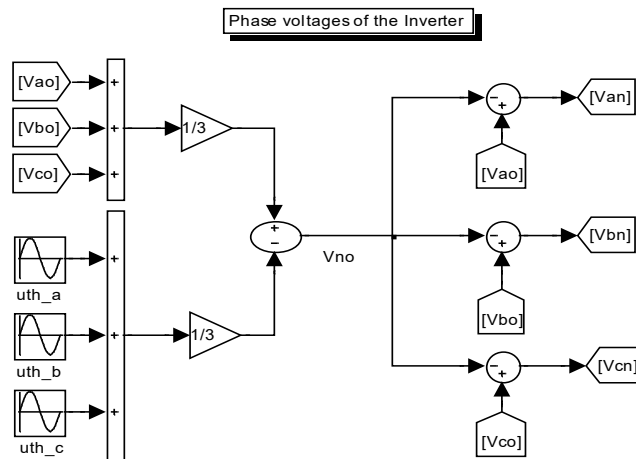
Π.2 Προσομοίωση με το Simulink

Π.2.1 Τριφασικός μετατροπέας PWM τύπου πηγής τάσης

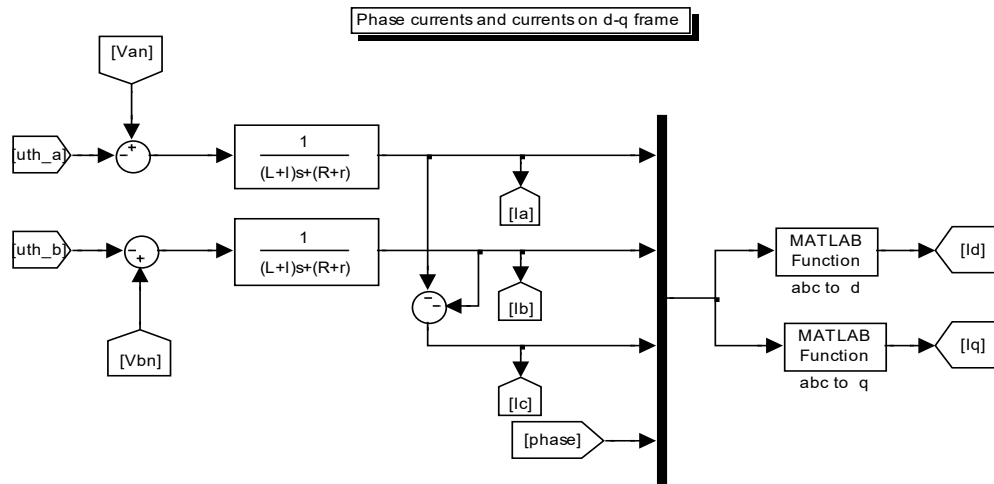
Τάσεις ως προς τη μεσαία λήψη 'ο' του μετατροπέα



Τάσεις ως προς τον ουδέτερο 'n' του φορτίου (ενεργητικού ή παθητικού)

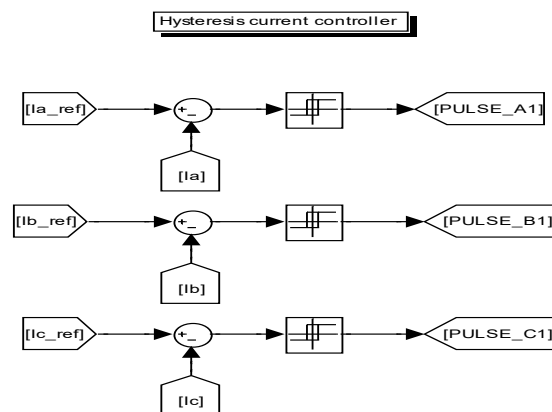


Φασικά ρεύματα και ρεύματα στο dq πλαίσιο

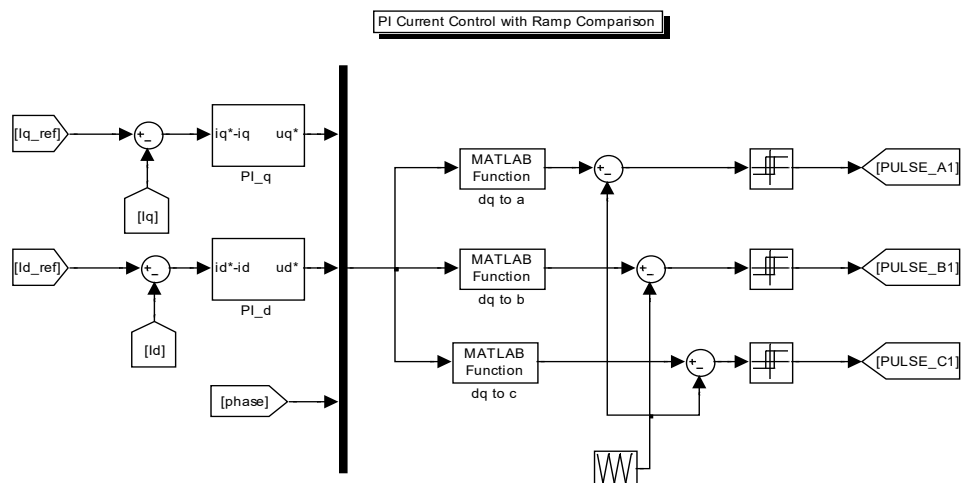


Π.2.2 Μέθοδοι ελέγχου ρεύματος

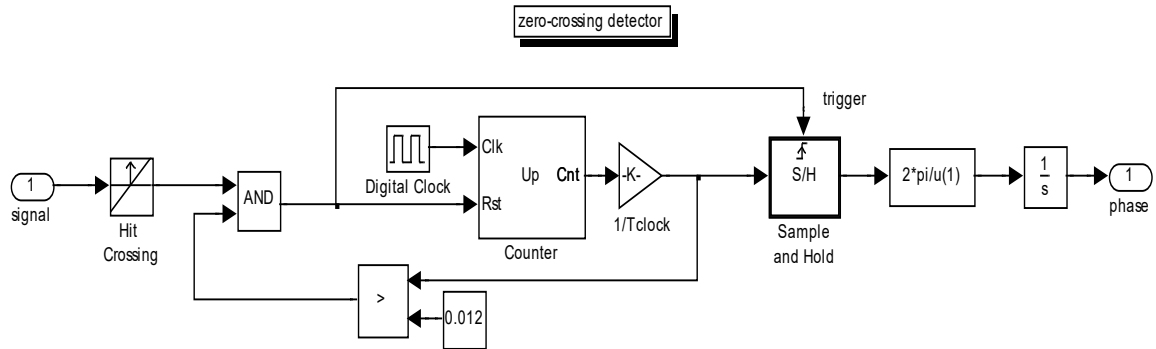
Υστέρηση



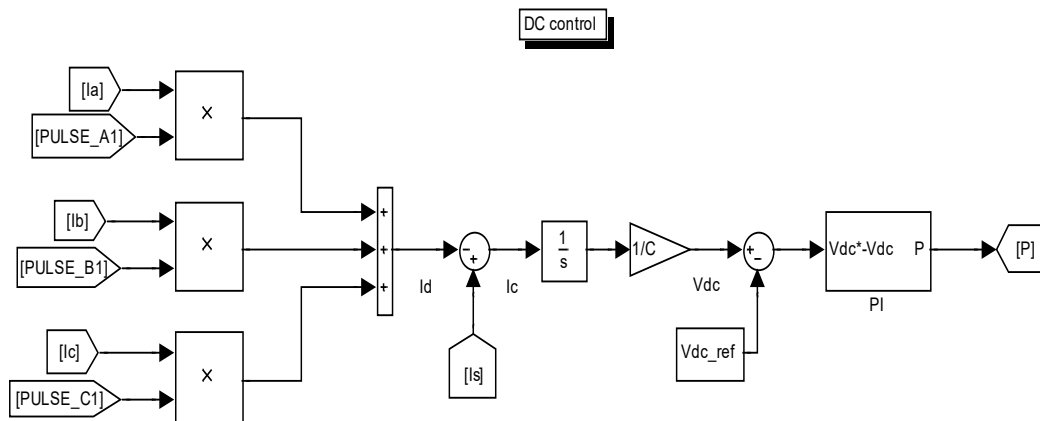
Τεχνική σύγκρισης ράμπας



Π.2.3 Αποδιαμορφωτής



Π.2.4 Έλεγχος DC τάσης



ΑΝΑΦΟΡΕΣ

- [1] J.D.Van Wyk. ‘Power Electronic Converters for Drives’ Chapter 3 of Bimal K. Bose ‘Power Electronics and Variable Frequency Drives’ IEEE 1996
- [2] Hugh Rudnick, Juan Dixon, Luis Morán ‘Delivering Clean and Pure Power: Active Power Filters as a solution to power quality problems in distribution networks’ IEEE power & energy magazine Sept./Octob. 2003
- [3] Yang Ye Kazerani, M. Quintana ‘Current-Source Converter based STATCOM: modeling and control’ IEEE Trans. Ind. Appl., vol 20, pp 795-800. Apr. 2005
- [4] Mohan, Undeland, Robbins, ‘Power Electronics – Converters, Applications and Design’ WILEY Third Edition 2003
- [5] D. Grahame Holmes, Thomas A. Lipo ‘Pulse Width Modulation for Power Converters – Principles and Practice’ IEEE 2003
- [6] J. Holtz, ‘Pulse Width Modulation for Electronic Power Converters’ Chapter 4 of Bimal K. Bose, ‘Power Electronics and Variable Frequency Drives’ IEEE 1996
- [7] R. D. Lorenz, T.A.Lipo, Q.W.Novotny, ‘Motion Control with Induction Motors’ Chapter 5 of Bimal K. Bose, ‘Power Electronics and Variable Frequency Drives’ IEEE 1996
- [8] Σταύρος Αθ. Παπαθανασίου, ‘Σύνδεση Εγκαταστάσεων Παραγωγής στα Δίκτυα Διανομής’ Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο, Σεπτέμβριος 2003
- [9] Michael Lindgren, ‘Modeling and Control of Voltage Source Converters Connected to the Grid’ Ph.D, Chalmers University of Technology, Göteborg, Nov.1998
- [10] IEEE Std 1459-2000 ‘Definitions for the Measurement of Electric Power Quantities Under Sinusoidal, Nonsinusoidal, Balanced or Unbalanced Conditions’
- [11] Alexander Eigeles Emanuel, ‘Summary of IEEE Standard 1459’ IEEE Trans.on Industry Applications, vol. 40, pp. 869-876, May/June 2004
- [12] Βασιλείου Κ. Παπαδιά, ‘Ανάλυση Συστήματος Ηλεκτρικής Ενέργειας – Μόνιμη κατάσταση Λειτουργίας’ Εθνικό Μετσόβιο Πολυτεχνείο 1985
- [13] Masoud Karimi-Ghartemani, M. Reza Iravani, ‘A Method for Synchronization of Power Electronic Converters in Polluted and Variable-Frequency Environment’, vol. 19, pp 1263-70, Aug. 2004
- [14] Hilmy Awad, Jan Svensson, M. J. Bollen, ‘Tuning Software Phase-Locked Loop for Series Connected Converters’, vol. 20, pp 300-308, Jan. 2005
- [15] Παναγιώτης Γ. Κωπτής, ‘Διαμόρφωση και Μετάδοση Σημάτων’ Τζιόλα 2003
- [16] J. W. Dixon, ‘Three-Phase Controlled Rectifiers’ Chapter 12 of Muhammad Rashid ‘Power Electronics Handbook’ Elsevier 2001
- [17] Ahmet M. Hava, Russel J. Kerkman, Thomas A. Lipo, ‘Carrier-Based PWM VSI Overmodulation Strategies: Analysis, Comparison and Design’, vol.13, pp 674-689, July 1998
- [18] Philip T. Krein, ‘Elements of Power Electronics’ Oxford University Press 1998
- [19] Luis A. Morán, Juan W. Dixon, Rogel R. Wallace, ‘A Three-Phase Active Power Filter Operating with Fixed Switching Frequency for Reactive Power and Current Harmonic Compensation’, vol. 42, pp. 402-408, Aug. 1995

- [20] Π. Ν. Παρασκευόπουλος, 'Εισαγωγή στον Αυτόματο Έλεγχο, Τόμος Α: Θεωρία, Αθήνα 2001
- [21] Εγχειρίδιο του Matlab 'Using Matlab' June 2001
- [22] José R. Rodríguez, Juan W. Dixon, José R. Espinoza, Jorge Pontt, Pablo Lezana, 'PWM Regenerative Rectifiers: State of the Art', vol. 52, pp 5-22, Feb. 2005
- [23] IEC 61000-2-2:1990 Electromagnetic compatibility (EMC) -- Part 2: Environment – Section 2: Compatibility levels for low-frequency conducted disturbances and signalling in public low-voltage power supply systems.