



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ  
ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ  
ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΉΣΧΥΟΣ  
ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ  
ΙΣΧΥΟΣ

## **ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ 12-ΠΑΛΜΙΚΗΣ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗΣ ΑΝΟΡΘΩΤΙΚΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ**

**ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**

**ΠΟΛΑΚΗΣ Χ. ΕΥΑΓΓΕΛΟΣ**

**Επιβλέπων : ΣΤΕΦΑΝΟΣ Ν. ΜΑΝΙΑΣ**  
**ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ**

**ΑΘΗΝΑ, ΟΚΤΩΒΡΙΟΣ 2006**





ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΗΣΧΥΟΣ

ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΩΝ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ  
ΙΣΧΥΟΣ

## ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ 12-ΠΑΛΜΙΚΗΣ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗΣ ΑΝΟΡΘΩΤΙΚΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ

### ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Επιβλέπων : ΣΤΕΦΑΝΟΣ Ν. ΜΑΝΙΑΣ  
ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την ..... 2006.

.....  
Σ. ΜΑΝΙΑΣ  
ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ

.....  
Α. ΚΛΑΔΑΣ  
ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ

.....  
Σ. ΠΑΠΑΘΑΝΑΣΙΟΥ  
ΛΕΚΤΟΡΑΣ

.....  
ΠΟΛΑΚΗΣ Χ. ΕΥΑΓΓΕΛΟΣ

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



Copyright © ΠΟΛΑΚΗΣ Χ. ΕΥΑΓΓΕΛΟΣ , ΟΚΤΩΒΡΙΟΣ 2006

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.



## ***ΠΡΟΣΦΟΡΑ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ***

Η διπλωματική εργασία που ακολουθεί εκπληρώνει τους παρακάτω στόχους:

- Ανάλυση και μελέτη 12-παλμικής ελεγχόμενης ανορθωτικής διάταξης,
- Προσομοίωση με το πρόγραμμα Matlab (Simulink),
- Έλεγχος της τάσης εξόδου και των αρμονικών του ρεύματος εισόδου,
- Σύγκριση της 12-παλμικής ελεγχόμενης ανορθωτικής διάταξης με την 6-παλμική ανορθωτικής διάταξης.





## **ΠΕΡΙΛΗΨΗ ΕΡΓΑΣΙΑΣ**

Στην παρούσα διπλωματική εργασία μελετάται η ελεγχόμενη ανορθωτική διάταξη δώδεκα παλμών, μια συνήθης επιλογή για τη μετατροπή του εναλλασσόμενου ρεύματος σε πολύ καλής ποιότητας συνεχές, για εφαρμογές μεγάλης ισχύος, ενώ βρίσκει πολλές εφαρμογές στη μεταφορά όσο και στις ανανεώσιμες πηγές ενέργειας. Αποτελείται από δώδεκα θυρίστορ συνδεδεμένα σε δυο ομάδες των έξι, κάθε μια από τις οποίες δέχεται είσοδο από το τριφασικό δίκτυο. Στη μία ομάδα μεσολαβεί ένας μετασχηματιστής τα τυλίγματα του οποίου είναι συνδεδεμένα σε συνδεσμολογία αστέρα-αστέρα, ενώ η άλλη ομάδα είναι συνδεδεμένη με μετασχηματιστή αστέρα-τριγώνου, ώστε να επιτύχουμε την απαραίτητη μετατόπιση φάσης.

Συγκεκριμένα στο πρώτο κεφάλαιο, πραγματοποιείται μια εισαγωγή στην τεχνολογία των ηλεκτρονικών ισχύος, ενώ παράλληλα εξετάζονται συνοπτικά μια σειρά από ανορθωτικές διατάξεις μικρότερης πολυπλοκότητας.

Στο δεύτερο κεφάλαιο αναφέρονται οι κυριότερες εφαρμογές της 12-παλμικής ελεγχόμενης ανορθωτικής διάταξης στην μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας, όπου η διάταξη αυτή αποτελεί την επικρατέστερη επιλογή για περιπτώσεις διασύνδεσης δυο συστημάτων διαφορετικής συχνότητας όσο και στις ανανεώσιμες πηγές ενέργειας.

Στη συνέχεια, στο τρίτο κεφάλαιο, περιγράφεται η μελέτη της λειτουργίας της 12-παλμικής γέφυρας. Αρχικά εξετάζουμε τον κύριο στοιχείο της διάταξης, το θυρίστορ. Συνδυασμός ομάδων θυρίστορ αποτελούν τα quadrivalve, τα οποία αποτελούν τους ημιαγωγούς διακόπτες για τις γέφυρες του ανορθωτή.

Από την μαθηματική ανάλυση που πραγματοποιείται στο τέταρτο κεφάλαιο καθίσταται εμφανής η μειωμένη κυμάτωση του ρεύματος και της τάσης εξόδου καθώς και η καταστολή της 5<sup>ης</sup> και της 7<sup>ης</sup> αρμονικής συνιστώσας του ρεύματος εισόδου. Για τη σβέση των υπόλοιπων αρμονικών συνιστωσών εξετάζονται φίλτρα τόσο στην AC όσο και στην DC πλευρά της ανορθωτικής διάταξης.

Στη συνέχεια, κεφάλαιο 5, μελετώνται τεχνικές ελέγχου της 12-παλμικής ανορθωτικής διάταξης. Ιδιαίτερα αναπτύσσεται μια στρατηγική ελέγχου βασισμένη στο state-space προσεγγιστικό μοντέλο.

Προς στήριξη των παραπάνω θεωρητικών συμπερασμάτων πραγματοποιείται, κεφάλαιο 6, προσομοίωση σε περιβάλλον Matlab της 12-παλμικής ανορθωτικής

διάταξης όσο και άλλων τοπολογιών ανόρθωσης, για διάφορα φορτία και γωνίες έναυσης, ώστε να είναι δυνατή η σύγκριση των ανορθωτικών διατάξεων.

Τέλος στο έβδομο κεφάλαιο παρουσιάζονται τα συμπεράσματα της παραπάνω μελέτης, καθώς και προτάσεις για περαιτέρω μελέτη.

## ***ΠΕΡΙΛΗΨΗ ΕΡΓΑΣΙΑΣ (Αγγλικά)***

The subject of the following diploma thesis is the analysis of the 12-pulse controlled rectifier. The presented rectifier is widely used for AC/DC conversion, for large power applications as well as in turbine and photovoltaic systems. It consists of 12 thyristors divided into two groups of six. Each group is connected with the ac network through a power transformer.

The first chapter is an introduction to the technology of the power electronics together with a brief reference about more simple power rectifier topologies.

In the second chapter the applications of the twelve pulse rectifier are studied, in the power transmission, which is the most common way to connect two systems operating in different frequency such as Japan, as well as in turbine and photovoltaic systems.

The operation of the 12-pulse controlled rectifier is studied in detail at the third chapter. At first the fundamental element, the thyristor, is examined. Groups of thyristors connected suitably make the quadrivalve which are used as the semiconductor switches in the bridge operation.

The mathematical analysis of the presented rectifier is carried out in the fourth chapter. The above analysis demonstrates the decrease of the output voltage and current ripple. In addition to, the suspension of the 5<sup>th</sup> and 7<sup>th</sup> harmonic components of the input current can be succeeded. Filtering the 11<sup>th</sup> and 13<sup>th</sup> characteristic harmonics is also discussed in this chapter.

In fifth chapter a control method for 12-pulse rectifier is presented, using state-space average models and a PI controller.

The above theoretical analysis is further validated with simulation of the 12-pulse and 6-pulse controlled rectifiers using Matlab for variety of loads and firing angles.

The conclusions derived from the study of the 12-pulse controlled rectifier are presented in the 7<sup>th</sup> chapter, with suggestions for further study.



## ***ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ***

12-παλμική ελεγχόμενη ανορθωτική διάταξη, 6-παλμική ελεγχόμενη ανορθωτική διάταξη θυριστορ, ηλεκτρονικά ισχύος, ελεγχόμενος ανορθωτής, HVDC, αρμονικές συνιστώσες, PI ελεγκτής, state-space προσεγγιστικά μοντέλα, ενεργά φίλτρα, παθητικά φίλτρα



ΠΡΟΣΦΟΡΑ ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗΣ ΕΡΓΑΣΙΑΣ .....	7
ΠΕΡΙΛΗΨΗ ΕΡΓΑΣΙΑΣ .....	9
ΠΕΡΙΛΗΨΗ ΕΡΓΑΣΙΑΣ .....	11
ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ .....	13
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: Εισαγωγή .....	19
1.1 Η τεχνολογία των ηλεκτρονικών ισχύος.....	19
1.2 Ανορθωτικές Διατάξεις.....	24
1.2.1 Μη ελεγχόμενη πλήρης ανόρθωση με μετασχηματιστή μέσης λήψης. 25	
1.2.2 Μονοφασική ανορθωτική διάταξη με διόδους. ....	26
1.2.3 Τριφασική μη ελεγχόμενη ανορθωτική διάταξη.....	26
1.2.4 Μονοφασική ελεγχόμενη ημιανόρθωση.....	27
1.2.4 Μονοφασική ελεγχόμενη πλήρης ανόρθωση. ....	28
1.2.5 Τριφασική ανόρθωση κοινού σημείου.....	29
1.2.5 Ελεγχόμενη τριφασική ανόρθωση σε συνδεσμολογία γέφυρας. ....	30
1.2.6 Ασύμμετρη ημιελεγχόμενη ανορθωτική διάταξη.....	32
1.2.7 Ελεγχόμενη ανορθωτική διάταξη δώδεκα παλμών. ....	32
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: Εφαρμογές 12-παλμικής ελεγχόμενης ανορθωτικής διάταξης .....	35
2.1 12-παλμική ανορθωτική διάταξη για εφαρμογές στη μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας .....	35
2.2 Εφαρμογή της 12-παλμικής ανορθωτικής διάταξη στις ανανεώσιμες πηγές ενέργειας .....	37
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: Περιγραφή Λειτουργίας 12-παλμικής ελεγχόμενης ανορθωτικής Διάταξης .....	41
3.1 Ημιαγωγός διακόπτης θυρίστορ. ....	41
3.2 Ομάδες ημιαγωγών διακοπών .....	44
3.3 Εξοπλισμός 12-παλμικής ελεγχόμενης ανορθωτικής διάταξης.....	46
3.4 Γωνίες ανορθωτικών διατάξεων. ....	47
3.5 Λειτουργία ανορθωτικής διάταξης .....	49

3.6	Εξισώσεις μόνιμης κατάστασης 12-παλμικής διάταξης.....	57
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4: Μαθηματική Ανάλυση της 12-παλμικής</b>		
<b>ελεγχόμενης ανορθωτικής διάταξης.....</b>		
		<b>63</b>
4.1	Υπολογισμός DC τάσης εξόδου 12-παλμικής γέφυρας.....	63
4.2	Ρεύμα εξόδου 12-παλμικής ανορθωτικής διάταξης.....	67
4.3	Αρμονική ανάλυση 12-παλμικής ελεγχόμενης ανορθωτικής Διάταξης.....	72
4.4	Απορρόφηση άεργου ισχύος 12-παλμικής ελεγχόμενης ανορθωτικής Διάταξης.....	81
4.5	Φίλτρα εξάλειψης αρμονικών συνιστωσών.....	86
4.5.1	Σχεδίαση φίλτρων στην AC πλευρά της ανορθωτικής διάταξης.....	87
4.5.1.1	Σχεδιαστικά κριτήρια.....	87
4.5.1.2	Παράμετροι σχεδίασης.....	88
4.5.1.3	Ρυθμιζόμενα φίλτρα.....	90
4.5.1.4	Αυτορρυθμιζόμενα φίλτρα.....	95
4.5.1.5	Υψηλοπερατά φίλτρα.....	95
4.5.1.6	Απλουστευμένη επιλογή φίλτρων για την 12-παλμική ανορθωτική διάταξη	95
4.5.2	Φίλτρα στην DC πλευρά της ανορθωτικής διάταξης.....	96
4.5.3	Εφαρμογή υβριδικών φίλτρων στην 12-παλμική ανορθωτική διάταξη	98
4.5.3.1	Μορφή συστήματος και αρχές λειτουργίας.....	100
4.5.3.2	Σύστημα ελέγχου ενεργού φίλτρου (AF, Active Filter).....	104
4.5.3.4	Συμπεράσματα.....	112
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5: Σχεδιασμός Συστήματος ελέγχου 12-</b>		
<b>παλμικής ανορθωτικής διάταξης.....</b>		
		<b>115</b>
5.1	Εισαγωγή.....	115
5.2	Σύστημα ελέγχου 12-παλμικής ανορθωτικής διάταξης.....	119
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6: Προσομοίωση στο MATLAB.....</b>		
		<b>137</b>
6.1	Εισαγωγή.....	137
6.2	Προσομοίωση λειτουργίας 12 παλμικής γέφυρας σαν ανορθωτής.....	146
6.3	Προσομοίωση λειτουργίας 12-παλμικής γέφυρας σαν αντιστροφέας.....	171



6.5 Προσομοίωση με χρησιμοποίηση παθητικού φίλτρου στην AC πλευρά της ανορθωτικής διάταξης .....	176
<b>ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7: Συμπεράσματα.....</b>	<b>183</b>
<b>Βιβλιογραφία:.....</b>	<b>195</b>



# **ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: Εισαγωγή**

## **1.1 Η τεχνολογία των ηλεκτρονικών ισχύος**

Τα Ηλεκτρονικά Ισχύος (Power Electronics) είναι η τεχνολογία που αναπτύχθηκε τα τελευταία τριάντα χρόνια, παρέχοντας τον έλεγχο της ροής ηλεκτρικής ισχύος (μέσω της επεξεργασίας της ημιτονοειδούς τάσης) που παρέχεται από τις ηλεκτρικές εταιρίες, και τη μετατροπή της ηλεκτρικής ενέργειας από τη μια μορφή σε άλλη [1],[2].

Η τεραστία εξέλιξη που γνωρίζουν τα Ηλεκτρονικά Ισχύος οφείλεται στην ευεργετική συνεπίδραση συγκεκριμένων παραγόντων. Κατ' αρχήν, υπήρξαν επαναστατικές πρόοδοι στην μικροηλεκτρονική τεχνολογία που οδήγησαν στην ανάπτυξη γραμμικών ολοκληρωμένων κυκλωμάτων και ψηφιακών επεξεργαστών σημάτων που χρησιμοποιούνται στα κυκλώματα ελέγχου των Ηλεκτρονικών Συστημάτων Ισχύος (Power Electronic Systems). Επιπλέον παρόμοιες πρόοδοι στην κατασκευαστική τεχνολογία κατέστησαν δυνατή τη σημαντική βελτίωση των χαρακτηριστικών τάσης και ρεύματος των ημιαγωγικών στοιχείων και τη σημαντική αύξηση των διακοπτικών τους ταχυτήτων. Υπήρξε φυσικά και η –πάντα απαραίτητη– διεύρυνση της αγοράς και η δημιουργία συγκεκριμένου χώρου για τα Ηλεκτρονικά Ισχύος.

Στον πίνακα 1.1 παρουσιάζονται ορισμένες από τις βασικότερες εφαρμογές των Ηλεκτρονικών Συστημάτων Ισχύος. Το εύρος του πεδίου των εφαρμογών αυτών υποδεικνύει ταυτόχρονα και τη σπουδαιότητα της τεχνολογίας των Ηλεκτρονικών Ισχύος. Παρατηρώντας τον Πίνακα 1.1 γίνονται αμέσως κατανοητές οι πολλές διαστάσεις που έχει πλέον αποκτήσει, και συνεχίζει να λαμβάνει, η αγορά των ηλεκτρονικών ισχύος.

Η πρόοδος στη μικροηλεκτρονική κατασκευαστική τεχνολογία οδήγησε στην ανάπτυξη των υπολογιστών των τηλεπικοινωνιακών συστημάτων και των καταναλωτικών ηλεκτρονικών συσκευών που –όλα τους– απαιτούν σταθεροποιημένα ρυθμιζόμενα τροφοδοτικά και, συχνά, συστήματα αδιάλειπτου παροχής ισχύος. Το αυξανόμενο κόστος της ηλεκτρικής ενέργειας καθιστά επιτακτική τη χρησιμοποίηση της κατά τον πλέον αποδοτικό τρόπο και τα ηλεκτρονικά συστήματα ισχύος προσφέρουν την πιο φθηνή επιλογή. Αναμφίβολα καθώς τα ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος

θα βελτιώνονται σε επιδόσεις και ταυτόχρονα θα μειώνονται οι τιμές τους, όλο και περισσότερες εφαρμογές θα κάνουν χρήση της τεχνολογίας των Ηλεκτρονικών Ισχύος. Για παράδειγμα ο τομέας των ηλεκτρονικών για αυτοκίνηση είναι μια ταχέως αναπτυσσόμενη περιοχή εφαρμογής των ηλεκτρονικών ισχύος.

Καθώς τα ηλεκτρικά φορτία συχνά απαιτούν ή προτιμούν τροφοδοσία με χαρακτηριστικά τάσης διαφορετικά από αυτά της διαθέσιμης από τις ηλεκτρικές εταιρίες, η λειτουργία του μετατροπέα είναι να πραγματοποιεί τον επιθυμητό μετασχηματισμό με τις ελάχιστες απώλειες και όσο το δυνατό αποδεκτό κόστος. Γενικά ο μετατροπέας ελέγχει και μετατρέπει μια ηλεκτρική είσοδος μεγέθους  $V_i$  συχνότητας  $f_i$  και αριθμού φάσεων  $m_i$  σε μια ηλεκτρική έξοδο μεγέθους  $V_0$  συχνότητας  $f_0$  και αριθμού φάσεων  $m_0$ .

Η απαίτηση για ελάχιστες δυνατές απώλειες και το γεγονός ότι οι εφαρμογές ηλεκτρονικών ισχύος ποικίλουν από λίγα watts έως μερικές εκατοντάδες MWatt, επιβάλλουν το διακοπτικό τρόπο λειτουργίας των μετατροπέων ισχύος και πολλά ημιαγωγά στοιχεία ισχύος έχουν βελτιωθεί για αυτήν ακριβώς τη διακοπτική λειτουργία. Σε αντίθεση με τα γραμμικά ηλεκτρονικά (όπου τα ημιαγωγά στοιχεία είναι πολωμένα στην ενεργό περιοχή και λειτουργούν σαν ρυθμιζόμενες ωμικές αντιστάσεις με αποτέλεσμα να καταναλώνουν σημαντικό πόσο ενέργειας και η συνολική απόδοση του συστήματος να είναι χαμηλή), στους μετατροπέις ισχύος τα ημιαγωγά στοιχεία βρίσκονται είτε στην κατάσταση πλήρους αγωγής είτε στην κατάσταση πλήρους αποκοπής. Η απόδοση του μετατροπέα αυξάνεται και δεν υπάρχουν φαινόμενα υψηλής θέρμανσης των ημιαγωγών στοιχείων. Βεβαίως, η διακοπτική λειτουργία έχει σαν αποτέλεσμα την ασυνεχής ροή ενέργειας μέσα από τα στοιχεία. Απαιτείται λοιπόν προσωρινή αποθήκευση ή φιλτράρισμα ενέργειας ώστε η συνολική ροή ισχύος να καταστεί ομαλή και αποδεκτή τόσο από την πηγή όσο και από το φορτίο και οι διακόπτες να μην υποβάλλονται σε άσκοπες καταπονήσεις. Συνεπώς η σύνδεση διακοπών με επαγωγικά και χωρητικά στοιχεία φίλτρου ανάμεσα στην πηγή και το φορτίο συνιστά ουσιαστικά την τοπολογία ενός μετατροπέα, η δε λειτουργία μπορεί να θεωρηθεί σαν μια διάδοχη διαφορετικών τοπολογιών που επαναλαμβάνονται κυκλικά.

Υπάρχουν διάφορα κριτήρια βάσει των οποίων μπορεί να γίνει ταξινόμηση των μετατροπέων που χρησιμοποιούνται στα ηλεκτρονικά ισχύος. Μεταξύ των κριτηρίων αυτών είναι:

- Ο τύπος της μετατροπής που πραγματοποιείται,
- Ο τρόπος με τον οποίο γίνεται η μεταγωγή των ημιαγωγών διακοπών και
- Η δυνατότητα να μεταφέρουν ισχύ από την πηγή στο φορτίο και από το φορτίο στην πηγή.

Ανάλογα με τον τύπο της μετατροπής που πραγματοποιείται ένας μετατροπέας μπορεί να είναι ανορθωτής (rectifier, ac/dc), αντιστροφέας (inverter, dc/ac), καταμητής (chopper, dc/dc) ή ρυθμιστής εναλλασσόμενης τάσης/μετατροπέας συχνότητας (ac voltage controller/cycloconverter, ac/ac).

Όσον αφορά την μετάβαση των ημιαγωγών διακοπών, ο όρος αυτός συνηθίζεται να χρησιμοποιείται όταν τίθεται υπό συζήτηση το σβήσιμο των διακοπών. Αυτό συμβαίνει διότι το άνοιγμα (ή σβήσιμο) του διακόπτη είναι συνήθως πιο δύσκολο για το ημιαγωγό στοιχείο. Για τις διόδους και τους συνήθεις ελεγχόμενους ανορθωτές πυριτίου (Silicon Controlled Rectifiers SCRs - thyristors) είναι αδύνατο η σβέση να επιτευχθεί χωρίς εξωτερική βοήθεια. Η εξωτερική αυτή βοήθεια μπορεί να είναι η περιοδική αντιστροφή της τάσης μιας πηγής εναλλασσόμενης τάσης ή ενός εναλλασσόμενου φορτίου ή ακόμα και η αντί-ηλεκτρεγερτική δύναμη κάποιου κινητήρα. Στην περίπτωση αυτή γίνεται λόγος για φυσική μετάβαση (natural commutation) ή μετάβαση με τη βοήθεια της τάσης της γραμμής (line commutation) ή μετάβαση με τη βοήθεια του φορτίου (load commutation) ή εξωτερική μετάβαση (external commutation). Σε αυτές τις περιπτώσεις τα ημιαγωγικά στοιχεία ανοίγουν και κλείνουν σε φάση (phase locked) με τις κυματομορφές της τάσης του δικτύου, δηλαδή η διακοπτική λειτουργία έχει συχνότητα 50 (ή 60) Hz. Για αυτό και οι μετατροπείς αυτοί αναφέρονται σαν μετατροπείς δικτύου (line frequency converters) ή μετατροπείς ελεγχόμενοι από φάση (phase controlled converters).

Υπάρχει βέβαια και η εξαναγκασμένη μετάβαση (force commutation) ή αυτομετάβαση (self-commutation), όπου η σβέση των ημιαγωγικών διακοπών γίνεται με τη βοήθεια κυκλώματος που είναι ενσωματωμένο στην τοπολογία ισχύος ή αποτελεί μέρος του κυκλώματος ελέγχου. Αυτό συμβαίνει όταν η σβέση γίνεται με έλεγχο του ρεύματος στη βάση του ημιαγωγού διακόπτη (προκειμένου για διπολικά τρανζίστορ ισχύος, power BJTs), ή της τάσης στην πύλη του ημιαγωγού διακόπτη (προκειμένου για τρανζίστορ μεμονωμένης πύλης επίδρασης πεδίου ισχύος, power

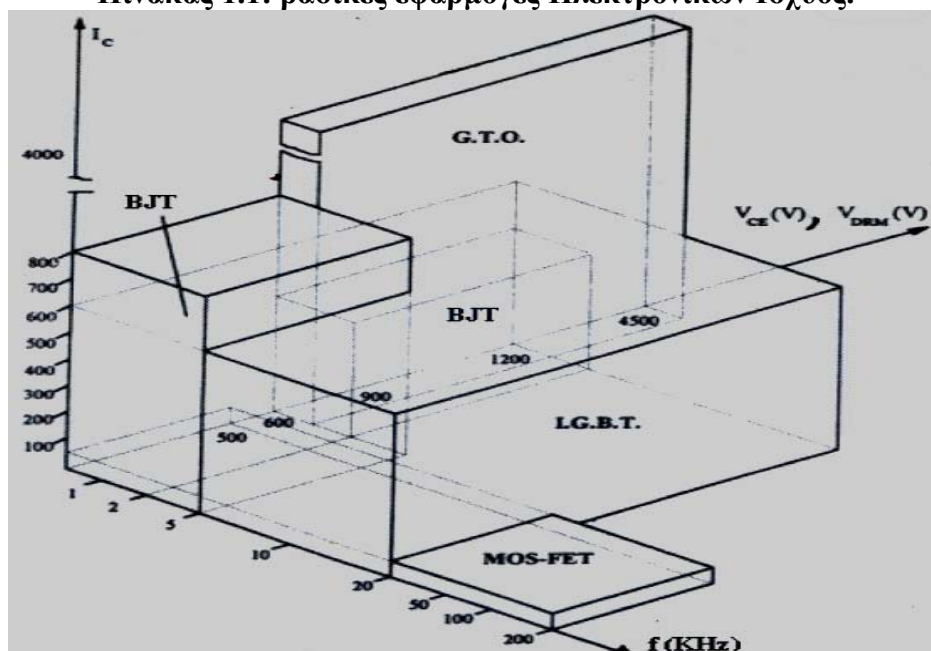
MOSFETs) και όταν η σβέση γίνεται με βοηθητικό κύκλωμα. Όταν υπάρχει εξαναγκασμένη μετάβαση, οι διακόπτες ανοίγουν και κλείνουν σε συχνότητες που είναι υψηλές σε σχέση με τη συχνότητα του δικτύου. Συχνά δε, έχει επικρατήσει οι μετατροπείς αυτοί να αναφέρονται σαν διακοπτικοί μετατροπείς (switching converters). Στο σχήμα 1.2 παρουσιάζονται οι δυνατότητες ισχύος και οι διακοπτικές συχνότητες διάφορων ημιαγωγικών διακοπτών.

Υπάρχουν μετατροπείς που μεταφέρουν ενέργεια μόνο από την πηγή στο φορτίο ενώ υπάρχουν κι άλλοι που μπορούν να μεταφέρουν ισχύ και προς την αντίθετη κατεύθυνση, να λειτουργήσουν δηλαδή, με αναγεννητικό (regenerative) τρόπο.

Οικιακές Εφαρμογές	Ψύξη, Θέρμανση
	Φωτισμός
	Προετοιμασία Φαγητού
	Καταναλωτικά Ηλεκτρονικά Συστήματα
Εμπορικές Εφαρμογές	Ψύξη, Θέρμανση, Εξαερισμός
	Φωτισμός
	Εξοπλισμός, Αυτοματισμός Γραφείου
	Συστήματα Αδιάλειπτου Παροχής
Βιομηχανικές Εφαρμογές	Αντλίες, Συμπιεστές, Ανεμιστήρες
	Συστήματα Ηλεκτρικής Κίνησης
	Εργαλειομηχανές
	Φωτισμός
	Βιομηχανικά Lasers
	Θέρμανση με Επαγωγή
	Ηλεκτροσυγκόλληση
Μεταφορές	Έλεγχος της Κίνησης Ηλεκτροκίνητων Οχημάτων
	Φόρτιση Συσσωρευτών Ηλεκτροκίνητων Οχημάτων
	Ηλεκτροκίνητες Αμαξοστοιχίες
	Ηλεκτροκίνητες Λεωφορεία
	Υπόγειος Σιδηρόδρομος

Συστήματα Παροχής Ηλεκτρικής Ενέργειας	Μεταφορά Υψηλής Τάσης Συνεχούς Ρεύματος
	Στατική Αντιστάθμιση Αεργου ισχύος
	Ανανεώσιμες Πηγές Ενέργειας
	Συστήματα Αποθήκευσης Ενέργειας
Αεροδιαστημικές εφαρμογές	Συστήματα Ηλ. Τροφοδοσίας Διαστημικών Λεωφορείων
	Συστήματα Ηλ. Τροφοδοσίας Δορυφόρων
	Συστήματα Ηλ. Τροφοδοσίας Αεροσκαφών
Τηλεπικοινωνίες	Παλμοτροφοδοτικά
	Μετατροπείς dc/dc και ac/ac
	Συστήματα Αδιάλειπτου Παροχής
	Φορτιστές Συσσωρευτών

**Πίνακας 1.1: βασικές εφαρμογές Ηλεκτρονικών Ισχύος.**

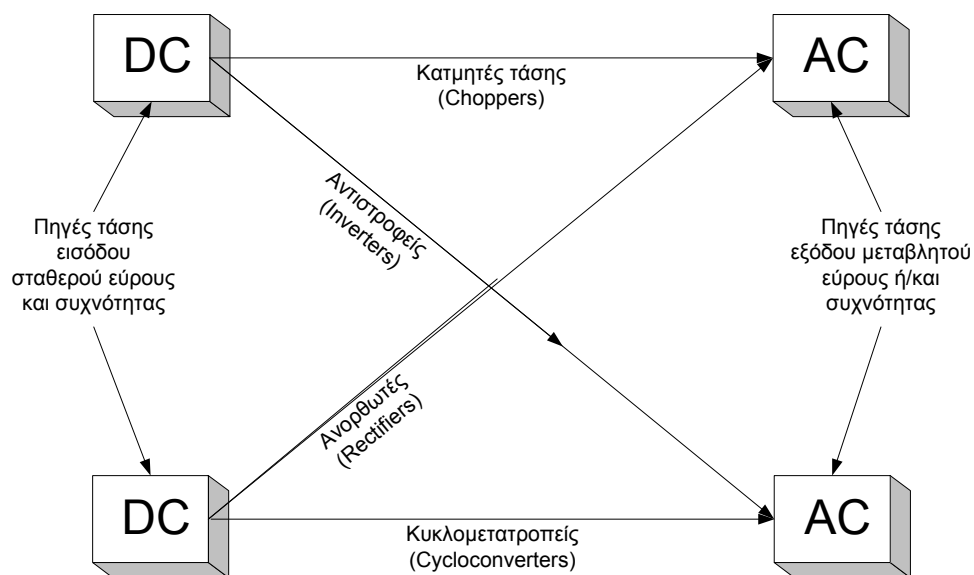


**Σχήμα 1.2: Δυνατότητες ισχύος και οι διακοπτικές συχνότητες διάφορων ημιαγωγικών διακοπών.[1]**

Τα πρώτα είδη των μετατροπέων ισχύος ήταν στρεφόμενοι ηλεκτρομηχανικοί μετατροπείς ισχύος, οι οποίοι είναι ηλεκτρικές μηχανές συνεχούς ρεύματος και εναλλασσόμενου ρεύματος συζευγμένες μηχανικά μεταξύ τους. Σήμερα, δε χρησιμοποιούνται πια οι στρεφόμενοι ηλεκτρομηχανικοί μετατροπείς και τη θέση τους έχουν πάρει οι σύγχρονοι στατοί ηλεκτρονικοί μετατροπείς ισχύος. Οι δυνατές μετατροπές ηλεκτρικής ισχύος με τους αντίστοιχους ηλεκτρονικούς μετατροπείς καταγράφονται στο σχήμα 1.3 [1]. Αναφερόμενοι στο σχήμα 1.3 διακρίνονται οι εξής

κατηγορίες ηλεκτρονικών μετατροπών ανάλογα με το είδος της μετατροπής ηλεκτρικής ισχύος:

1. Μετατροπείς συνεχούς τάσης (DC-DC Converters) ή κατατμητές συνεχούς τάσης (DC-Choppers). Μετατρέπουν τη συνεχή τάση μιας ορισμένης τιμής και πολικότητας σε συνεχή τάση άλλης τιμής και κατά περίπτωση άλλης πολικότητας.
2. Αντιστροφείς (DC-AC Inverters). Μετατρέπουν τη συνεχή τάση σε εναλλασσόμενη τάση με σταθερό ή μεταβαλλόμενο πλάτος και σταθερή ή μεταβαλλόμενη συχνότητα.
3. Ανορθωτές (AC-DC Rectifiers) Μετατρέπουν την εναλλασσόμενη τάση σε συνεχή τάση.
4. Κυκλομετατροπείς (Cycloconverters) ή ρυθμιστές εναλλασσόμενης τάσης. Μετατρέπουν την εναλλασσόμενη τάση μιας ορισμένης τιμής, συχνότητας και αριθμού φάσεων σε εναλλασσόμενη τάση άλλης τιμής, άλλης συχνότητας και κατά περίπτωση άλλου αριθμού φάσεων.



**Σχήμα 1.3: Δυνατές μετατροπές ηλεκτρικής ισχύος με τους αντίστοιχους μετατροπείς ισχύος.**

## 1.2 Ανορθωτικές Διατάξεις

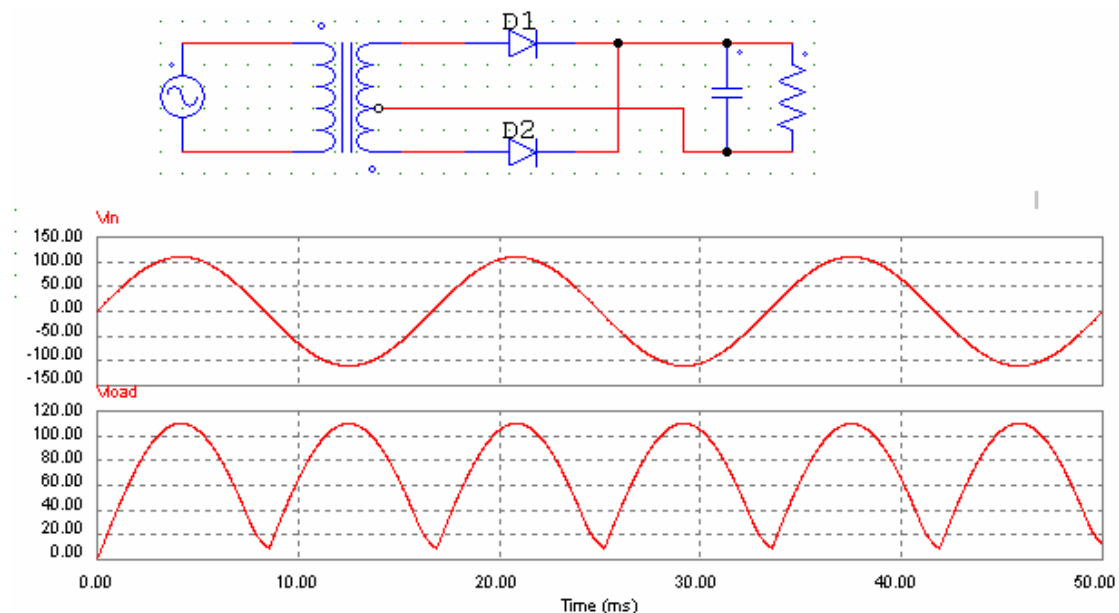
Όπως αναφέρθηκε και παραπάνω ανάλογα με το είδος του ημιαγωγού στοιχείου που χρησιμοποιείται, οι ανορθωτές διακρίνονται σε δυο κατηγορίες. Τις



ελεγχόμενες και τις μη ελεγχόμενες ανορθώσεις. Στις μη ελεγχόμενες ανορθώσεις οι γωνίες έναυσης και αγωγής εξαρτώνται μόνο από τη φύση του φορτίου. Οι μη ελεγχόμενες ανορθώσεις, που υλοποιούνται με διόδους, δεν έχουν την ικανότητα ελέγχου της τάσης εξόδου. Όμως εάν στα κυκλώματα αυτά η διόδος αντικατασταθεί από ένα θυρίστορ, τότε η γωνία έναυσης του θυρίστορ ελέγχεται από τον παλμό έναυσης του, και κατά συνέπεια μπορούμε να έχουμε έλεγχο της τάσης εξόδου της ανορθωτικής διάταξης. Στη συνέχεια εξετάζουμε διάφορες τοπολογίες ανορθωτικών διατάξεων.

### 1.2.1 Μη ελεγχόμενη πλήρης ανόρθωση με μετασχηματιστή μέσης λήψης.

Στο σχήμα 1.4 παρουσιάζεται μια από τις απλούστερες, μη ελεγχόμενες, πλήρεις ανορθώσεις. Για την εξομάλυνση της τάσης στην έξοδο της διάταξης χρησιμοποιείται πυκνωτής εξόδου. Από τα φάσματα συχνοτήτων της τάσης και του ρεύματος εξόδου, όπως αυτά εξάγονται από την ανάλυση που πραγματοποιήθηκε στο [1], οι κύριες αρμονικές συνιστώσες είναι η μηδενική και η δεύτερη, το πλάτος των οποίων είναι κατά πολύ μεγαλύτερο σε σύγκριση με τις υπόλοιπες αρμονικές συνιστώσες.



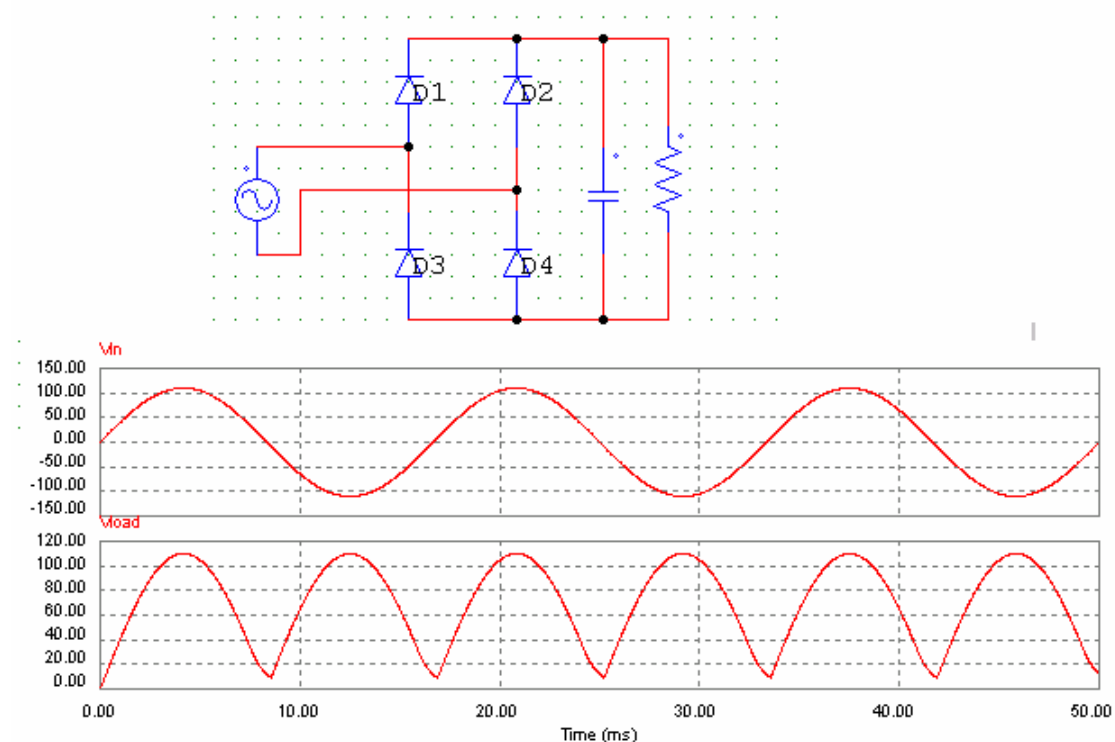
Σχήμα 1.4: Μη ελεγχόμενη πλήρης ανόρθωση με μετασχηματιστή μέσης λήψης.

### 1.2.2 Μονοφασική ανορθωτική διάταξη με διόδους.

Στο σχήμα 1.5 παρουσιάζεται η μονοφασική ανορθωτική διάταξη με διόδους, μη ελεγχόμενη, καθώς και οι βασικότερες κυματομορφές της. Οι κυματομορφές της ανόρθωσης αυτής είναι ίδιες με αυτές του σχήματος 1.4, ωστόσο τα πλεονεκτήματα της διάταξης αυτής σε σχέση με την ανόρθωση με μετασχηματιστή μέσης λήψης είναι:

- Απαιτεί απλούστερη κατασκευή μετασχηματιστή.
- Η καταπόνηση των διόδων είναι μισή από αυτή της μέσης λήψης και κατά συνέπεια μπορεί να αποδώσει διπλάσια ισχύ εξόδου.

Επομένως με το κόστος της χρησιμοποίησης δύο επιπλέον διόδων μπορεί να κατασκευαστεί μια πλήρης ανόρθωση με τα παραπάνω πλεονεκτήματα.

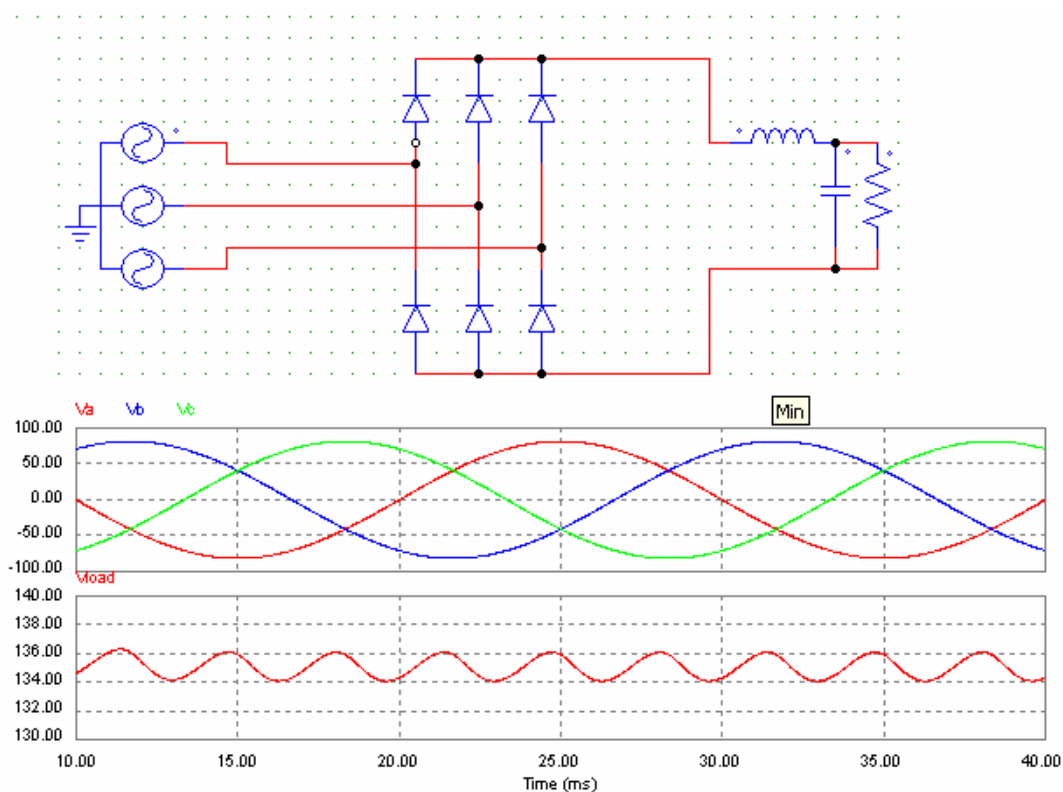


Σχήμα 1.5: Μονοφασική ανορθωτική διάταξη με διόδους

### 1.2.3 Τριφασική μη ελεγχόμενη ανορθωτική διάταξη.

Στο σχήμα 1.6 παρουσιάζεται η τριφασική ανορθωτική διάταξη με διόδους, καθώς και οι βασικότερες κυματομορφές της. Κατά τη λειτουργία αυτής της διάταξης πάντοτε άγει μια διάδος από την πάνω ομάδα διόδων και μια από την κάτω ομάδα

διόδων. Όπως μπορούμε να διαπιστώσουμε από τις κυματομορφές των σχημάτων 1.5 και 1.6, η μεν μονοφασική ανορθωτική διάταξη, έχει μόνο δυο παλμούς τάσης στην έξοδο ενώ στην τριφασική έξι, πράγμα το οποίο υποδεικνύει ότι η τριφασική ανόρθωση παρέχει τάση μικρότερης κυμάτωσης και κατά συνέπεια απαιτεί μικρότερο φίλτρο εξόδου για την εξομάλυνση την κυμάτωσης αυτής. Τέλος με την τριφασική ανόρθωση έχουμε τη δυνατότητα να πάρουμε μεγαλύτερη DC τάση στην έξοδο σε σχέση με τη μονοφασική και κατά συνέπεια να τροφοδοτήσουμε το φορτίο με μεγαλύτερη ισχύς.

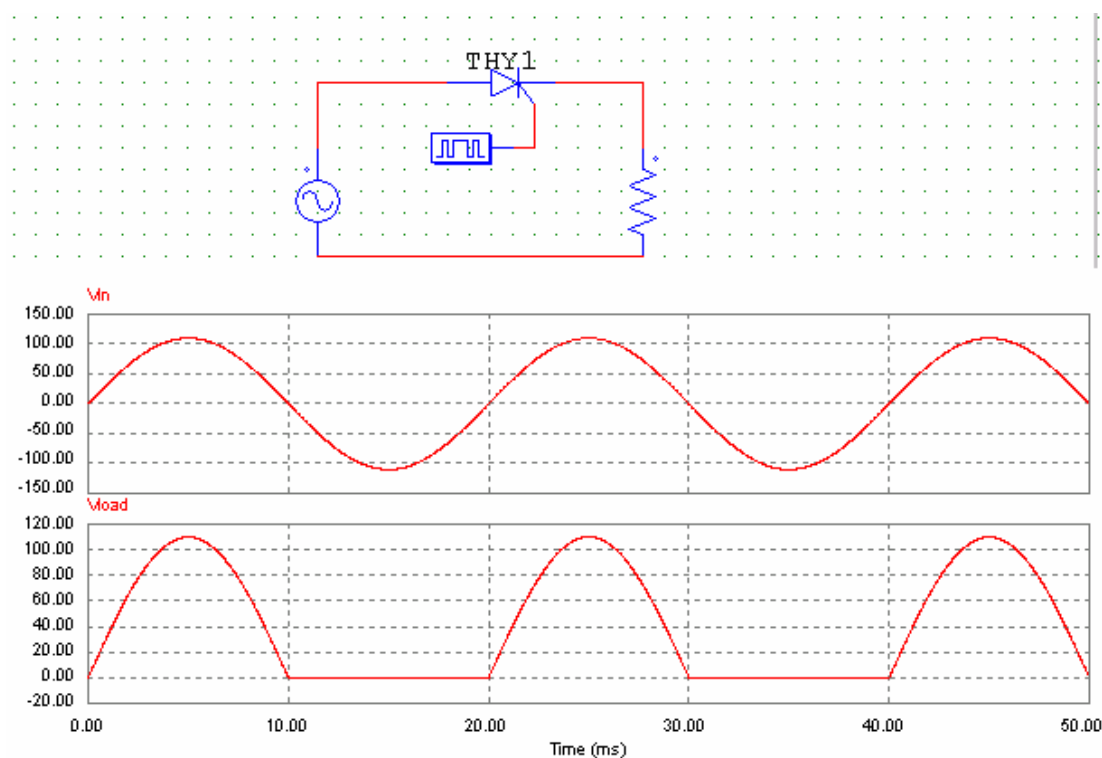


Σχήμα 1.6: Τριφασική μη ελεγχόμενη ανορθωτική διάταξη.

#### 1.2.4 Μονοφασική ελεγχόμενη ημιανόρθωση.

Στο σχήμα 1.7 παρουσιάζεται το κύκλωμα μια ελεγχόμενης ημιανόρθωσης με θυρίστορ. Όπως έχουμε ήδη αναφέρει το θυρίστορ είναι ένα ημιαγωγό στοιχείο ισχύος του οποίου, σε αντίθεση με τη δίοδο, την έναυση μπορούμε να ελέγξουμε μέσω της πύλης. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τον έλεγχο της τάσης στο φορτίο. Αυξομειώνοντας την γωνία έναυσης του θυρίστορ αυξομειώνεται και η DC τάση εξόδου της διάταξης. Όταν η γωνία έναυσης είναι μηδέν μοίρες έχουμε μέγιστη DC τάση στην έξοδο, ενώ όταν έχουμε γωνία  $180^\circ$  έχουμε μηδενική DC τάση. Εάν σαν

φορτίο θεωρήσουμε ένα κινητήρα συνεχούς ρεύματος, μέσω της ανορθωτικής διάταξης και με την κατάλληλη τεχνική ελέγχου, αυξομειώνοντας τη γωνία έναυσης των θυριστορ επιτυγχάνεται η αυξομείωση της τάσης στα άκρα του κινητήρα και κατά συνέπεια την μεταβολή της ταχύτητάς του.

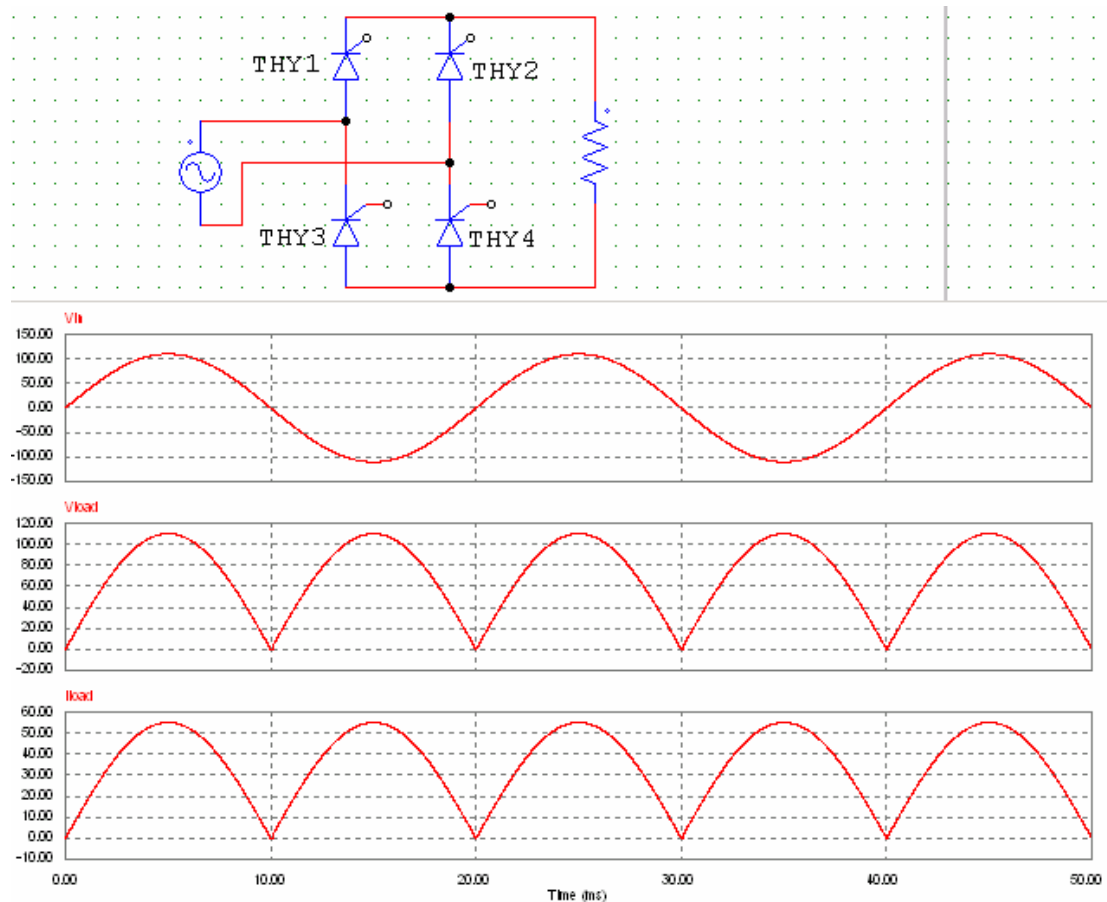


**Σχήμα 1.7: Μονοφασική ελεγχόμενη ημιανόρθωση.**

### **1.2.4 Μονοφασική ελεγχόμενη πλήρης ανόρθωση.**

Στο σχήμα 1.8 παρουσιάζεται το ηλεκτρονικό κύκλωμα ισχύος για την περίπτωση μια μονοφασικής ελεγχόμενης πλήρους ανόρθωσης με θυριστορ, καθώς και οι κυματομορφές της τάσης εισόδου και εξόδου και του ρεύματος εξόδου για την περίπτωση ωμικού φορτίου. Κατά την θετική ημιπερίοδο της τάσης τροφοδοσίας εφαρμόζονται παλμοί έναυσης στα θυριστορ (1) και (4) και εφόσον είναι θετικά πολωμένα μεταβαίνουν σε κατάσταση αγωγής, ενώ τα θυριστορ (2) και (3) δεν άγουν καθώς είναι αρνητικά πολωμένα. Το αντίθετο συμβαίνει κατά την αρνητική ημιπερίοδο. Αξίζει να σημειωθεί πως κατά την αρνητική ημιπερίοδο, όπου η τάση τροφοδοσίας είναι αρνητική, τα θυριστορ συνδέουν το φορτίο με την τάση τροφοδοσίας με τρόπο ώστε να εμφανίζεται θετική όπως και κατά την θετική ημιπερίοδο. Εάν σαν φορτίο θεωρήσουμε ένα κινητήρα συνεχούς ρεύματος, μέσω της ανορθωτικής διάταξης και με την τεχνική ελέγχου αυξομείωσης της γωνίας έναυσης

των θυριστορ επιτυγχάνεται η αυξομείωση της τάσης στα άκρα του κινητήρα και κατά συνέπεια η αυξομείωση της ταχύτητας του.

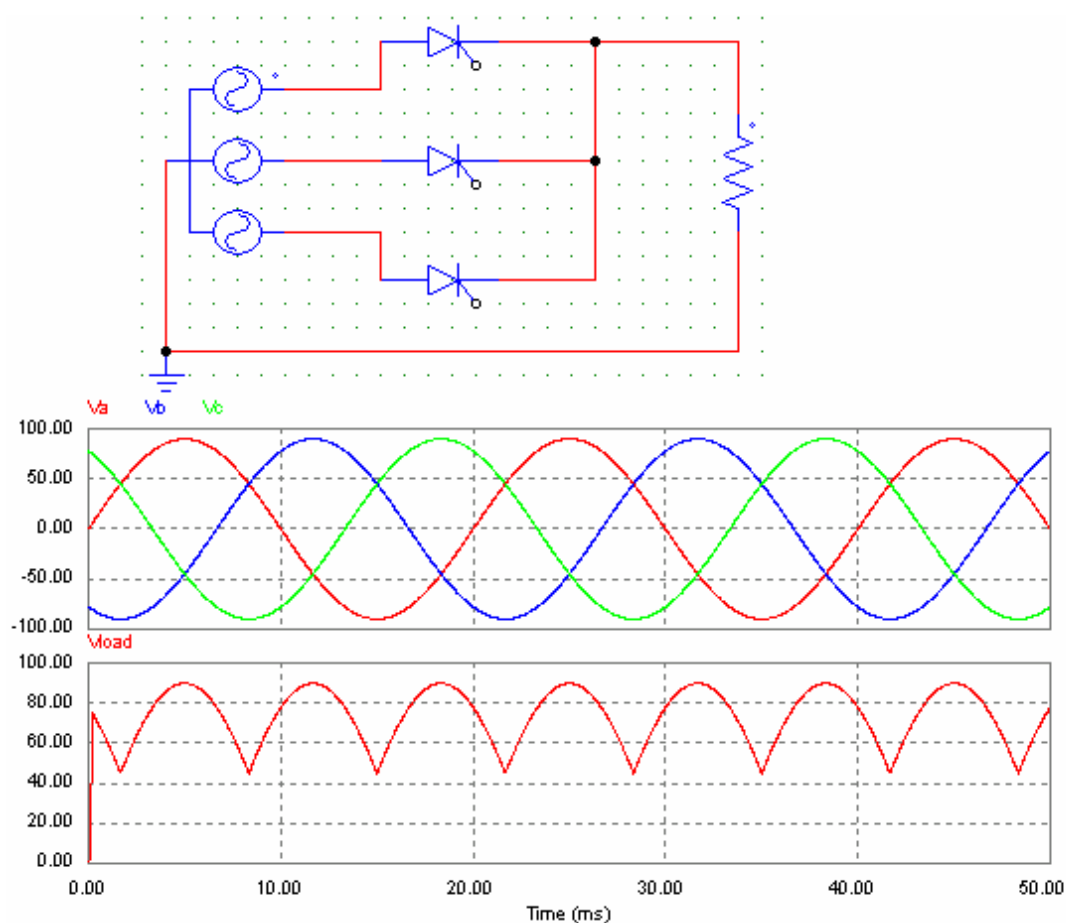


**Σχήμα 1.8: Μονοφασική ελεγχόμενη πλήρης ανόρθωση με θυριστορ, για ωμικό φορτίο και  $\alpha=0^\circ$ .**

### 1.2.5 Τριφασική ανόρθωση κοινού σημείου.

Στο σχήμα 1.9 παρουσιάζεται μια τριφασική ελεγχόμενη ανόρθωση κοινού σημείου. Η συνδεσμολογία δείχνει πως κάθε φάση εισόδου συνδέεται με ένα θυριστορ. Οι κυματομορφές της ανόρθωσης αυτής παρουσιάζονται στο ίδιο σχήμα. Εάν την τάση εισόδου αποτελούσαν  $m$  αριθμός φάσεων τότε η τάση εξόδου για κάθε κύκλο λειτουργίας έχει  $m$  αριθμό παλμών. Όταν αυξάνεται ο αριθμός των φάσεων αυξάνεται και ο αριθμός των παλμών της τάσης εξόδου, ενώ μειώνεται η κυμάτωση της τάσης εξόδου. Επομένως αν εφαρμοστεί κάποιο φίλτρο εξόδου για τη μείωση της κυμάτωσης αυτής, το μέγεθος του θα μειώνεται σε σχέση με την αύξηση του αριθμού φάσεων  $m$ . Πρέπει ωστόσο να σημειωθεί, πως αυξάνοντας τον αριθμό φάσεων  $m$  αυξάνει ο αριθμός των θυριστορ και το κόστος της ανόρθωσης, ενώ μειώνεται η αξιοπιστία του συστήματος. Το σοβαρότερο μειονέκτημα της ανόρθωσης αυτής, η

οποία για την περίπτωση της τριφασικής εισόδου ονομάζεται και ανόρθωση τριών παλμών, αποτελεί η δημιουργία ρευμάτων εισόδου που περιέχουν συνεχή συνιστώσα, πράγμα που δημιουργεί το πρόβλημα του μαγνητικού κορεσμού, εφόσον στην είσοδο της χρησιμοποιηθεί μετασχηματιστής. Το πρόβλημα αυτό μπορεί να λυθεί με τη χρήση ενός μετασχηματιστή, του οποίου τα τυλίγματα του δευτερεύοντος είναι συνδεδεμένα σε συνδεσμολογία Zig-Zag.

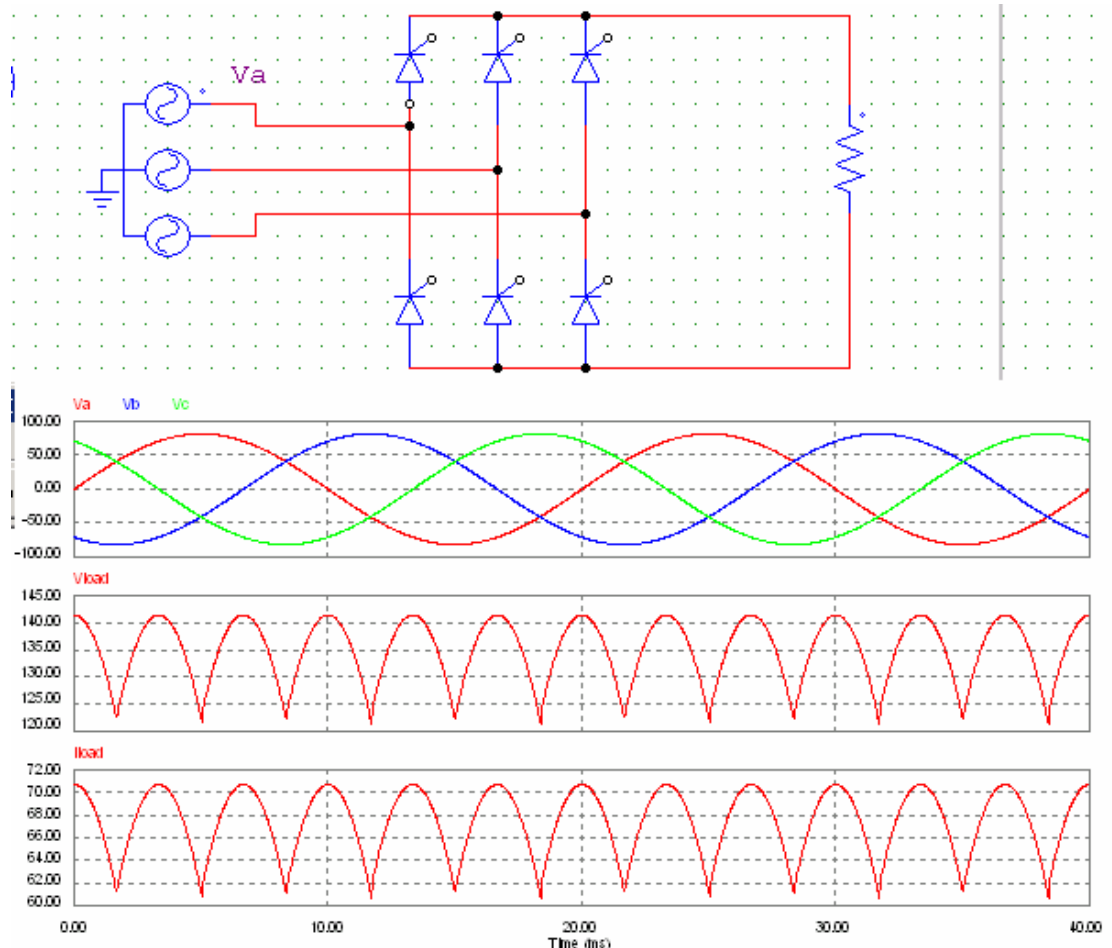


**Σχήμα 1.9:** Τριφασική ανόρθωση κοινού σημείου, με φορτίο R και κυματομορφές τάσεων εισόδου και ρεύματος εξόδου, με  $\alpha=0^\circ$ .

### 1.2.5 Ελεγχόμενη τριφασική ανόρθωση σε συνδεσμολογία γέφυρας.

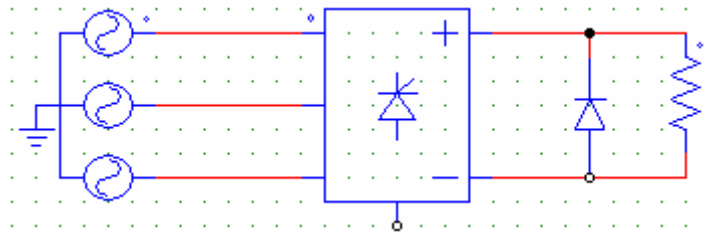
Το κύκλωμα της ανόρθωσης αυτής, το οποίο παρουσιάζεται στο σχήμα 1.10, αποτελεί μια από τις καλύτερες επιλογές στη μετατροπή του εναλλασσόμενου ρεύματος σε συνεχές. Αυτό οφείλεται στις δυνατότητες παροχής υψηλής ισχύος εξόδου και της μικρής κυμάτωσης της τάσης εξόδου. Ένα επιπλέον πλεονέκτημα της ανόρθωσης αυτής είναι ότι μπορεί να χρησιμοποιηθεί μετασχηματιστής εισόδου χωρίς να υπάρχει το πρόβλημα του μαγνητικού κορεσμού, όπως στην περίπτωση της

τριφασικής ανόρθωσης κοινού σημείου. Για κάθε περίοδο της τάσης εισόδου η τάση εξόδου αποτελείται από έξι παλμούς. Για το λόγο αυτό η ανόρθωση αυτή ονομάζεται πολλές φορές ανόρθωση έξι παλμών ή 6-παλμική ανορθωτική διάταξη.



**Σχήμα 1.10:** Ελεγχόμενη τριφασική ανόρθωση σε συνδεσμολογία γέφυρας, με φορτίο  $R$  και κυματομορφές τάσεων εισόδου, τάσης και ρεύματος εξόδου για  $\alpha=0^\circ$ .

Μια διαφορετική μορφή της 6-παλμικής ανορθωτικής διάταξης παρουσιάζεται στο σχήμα 1.11, όπου στα άκρα του φορτίου χρησιμοποιείται μια δίοδος ελεύθερης διέλευσης. Η δίοδος αυτή άγει όταν η τάση στο φορτίο εξόδου γίνει αρνητική. Σε ορισμένα χρονικά διαστήματα το δίκτυο και η ανόρθωση δεν τροφοδοτούν το φορτίο με αποτέλεσμα τα ημιαγωγά στοιχεία να μην επιβαρύνονται με θερμικές απώλειες. Ωστόσο η χρήση δίοδου ελεύθερης διέλευσης εμποδίζει τη λειτουργία του μετατροπέα ισχύος ως αντιστροφέα και του δίνει ιδιότητες μόνο ανόρθωσης.

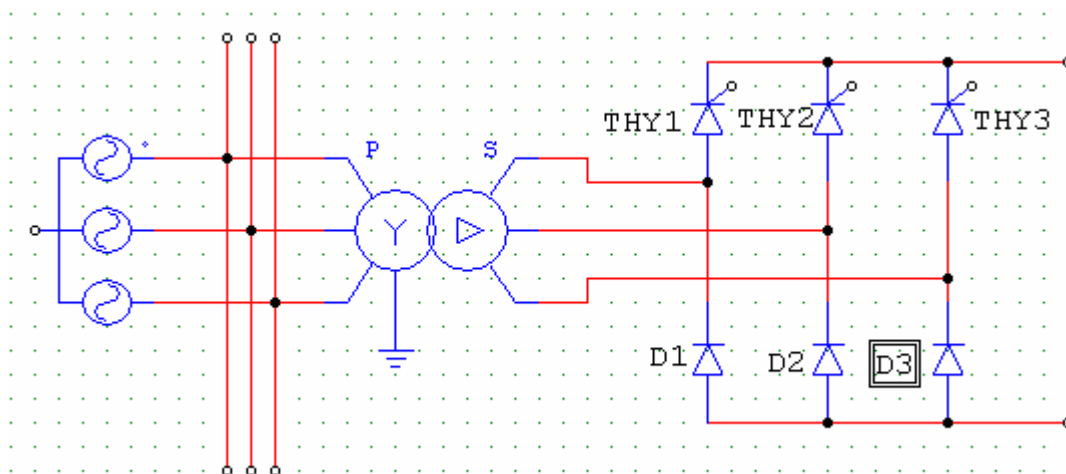


Σχήμα 1.11 : Τριφασική ανόρθωση με δίοδο ελεύθερης διέλευσης.

### 1.2.6 Ασύμμετρη ημieleγχόμενη ανορθωτική διάταξη

Στο σχήμα 1.12 παρουσιάζεται μια ασύμμετρη ημieleγχόμενη ανορθωτική διάταξη. Για την υλοποίηση της έχουν χρησιμοποιηθεί τόσο θυρίστορ όσο και δίοδοι. Η ασύμμετρη ανόρθωση μπορεί να θεωρηθεί ότι αποτελείται από δυο βαθμίδες: την επάνω βαθμίδα (ελεγχόμενη), με τρία θυρίστορ και την κάτω βαθμίδα (μη ελεγχόμενη), με τρεις δίοδους. Η γωνία έναυσης της θετικής βαθμίδας παίρνει τιμές από  $0 < \alpha < 180$  μοίρες, ενώ για την αρνητική, μη ελεγχόμενη βαθμίδα θα άγει εκείνη η δίοδος, της οποίας η κάθοδος είναι περισσότερο αρνητικά πολωμένη.

Η ασύμμετρη ημieleγχόμενη ανόρθωση δεν έχει τη δυνατότητα να λειτουργήσει σαν αντιστροφέας, διότι η τάση και το ρεύμα εξόδου της είναι παντοτε θετικά και κατά συνέπεια είναι μετατροπέας ενός τεταρτημόριου. Εκτός του ότι η ασύμμετρη ανόρθωση έχει μικρότερο κόστος υλοποίησης (αντί έξι θυρίστορ χρησιμοποιεί τρία θυρίστορ και τρεις δίοδους), έχει το πλεονέκτημα της μικρότερης κυμάτωσης εξόδου και κατά συνέπεια καλύτερο συντελεστή ισχύος εξόδου.



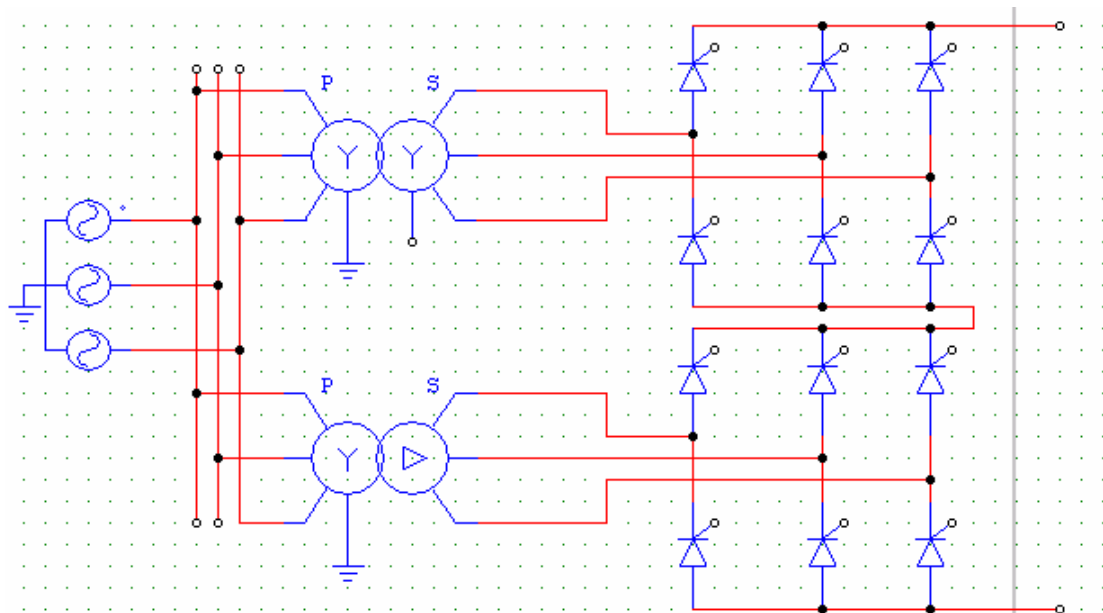
Σχήμα 1.12: Ασύμμετρη ημieleγχόμενη ανορθωτική διάταξη.

### 1.2.7 Ελεγχόμενη ανορθωτική διάταξη δώδεκα παλμών.

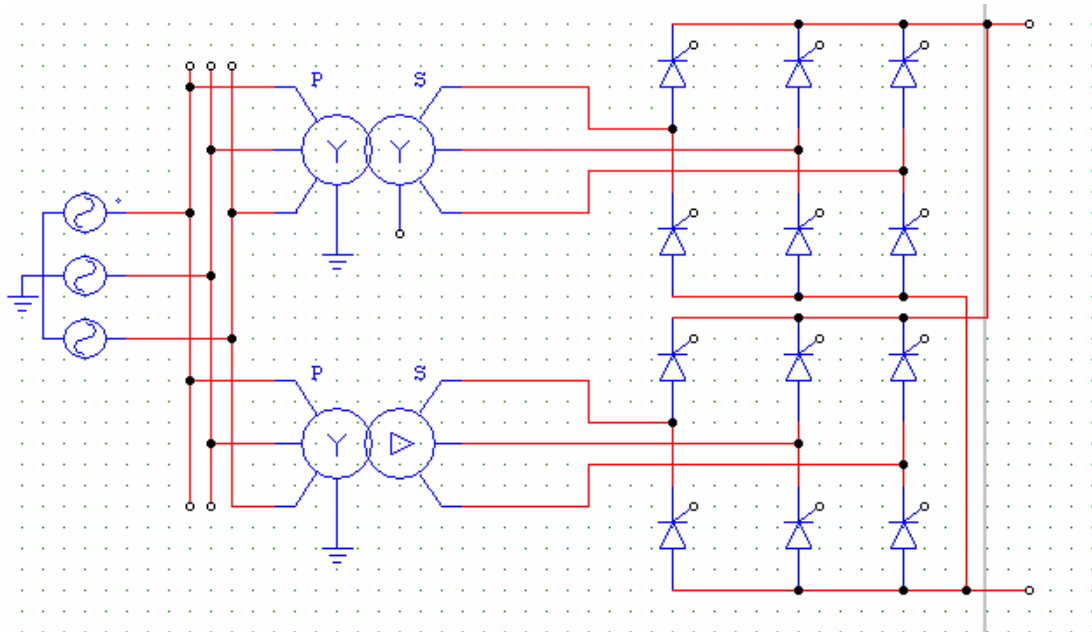


Εξέλιξη των παραπάνω ανορθωτικών διατάξεων αποτελεί η ανορθωτική διάταξη των δώδεκα παλμών. Όπως παρατηρούμε από το σχήμα 1.13 είναι μια τριφασική ελεγχόμενη πλήρης ανόρθωση, όπου συνήθως αναφέρεται ως 12-παλμική ανορθωτική διαταξη, λόγω της μορφής της τάσης εξόδου, το οποίο αποτελείται από δώδεκα ομοια τμήματα στη διάρκεια μιας περιόδου. Η ανορθωτική διάταξη των δώδεκα παλμών αποτελείται από δυο όμοιες βαθμίδες, που συνδέονται σε σειρά, σχήμα 1.13, ή παράλληλα, σχήμα 1.14. Η κάθε βαθμίδα σχηματίζεται από μια τριφασική γέφυρα με θυρίστορ. Δωδεκαπαλμικό ρεύμα εξόδου επιτυγχάνεται και με τη χρησιμοποίηση διόδων αντι θυρίστορ, ωστόσο στην περίπτωση αυτή η ανόρθωση δεν είναι ελεγχόμενη. Αντικείμενο της παρούσας εργασίας αποτελεί η μελέτη της 12-παλμικής ανορθωτικής διάταξης που υλοποιείται με την σε σειρά σύνδεση δύο τριφασικών ανορθωτικών γεφυρών με θυρίστορ.

Με τη χρησιμοποίηση επιπλέον βαθμίδων, είναι δυνατό να υλοποιηθούν ανορθωτικές διατάξεις υψηλότερου βαθμού παλμού (18, 24, 48 κ.τ.λ), η μελέτη των οποίων χωρίς να διαφέρει ουσιαστικά από την 12-παλμική, βρίσκεται πέρα από τους στόχους τις παρούσας εργασίας.



**Σχήμα 1.13:** Ανορθωτική διάταξη δώδεκα παλμών, από δυο όμοιες βαθμίδες, που συνδέονται σε σειρά.



**Σχήμα 1.14:** Ανορθωτική διάταξη δώδεκα παλμών, από δυο όμοιες βαθμίδες, που συνδέονται παράλληλα.

## ***ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: Εφαρμογές 12-παλμικής ελεγχόμενης ανορθωτικής διάταξης***

### ***2.1 12-παλμική ανορθωτική διάταξη για εφαρμογές στη μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας.***

Η μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας αναπτύχθηκε αρχικά με το συνεχές ρεύμα. Η διαθεσιμότητα των μετασχηματιστών και η ανάπτυξη και βελτίωση των μηχανών επαγωγής στην αρχή του 20<sup>ου</sup> αιώνα, οδήγησαν στη μεγαλύτερη χρήση του εναλλασσόμενου ρεύματος. Μέσω της έρευνας και ανάπτυξης στη Σουηδία στο Allmana Svenska Electriska Aktiebolaget (ASEA), ένα βελτιωμένο πλέγμα πολλών ηλεκτροδίων άρχισε να εφαρμόζεται για τις υψηλές ισχύεις από το 1929. Πειραματικές εγκαταστάσεις έγιναν στη δεκαετία του '30 στη Σουηδία και τις ΗΠΑ για να ερευνηθούν τη χρήση των βαλβίδων τόξων υδραργύρου στις διαδικασίες μετατροπής για την αλλαγή μετάδοσης και συχνότητας. Η μεταφορά Συνεχούς Ρεύματος έγινε πρακτικά δυνατή όταν μεγάλες αποστάσεις επρόκειτο να καλυφθούν ή όπου τα καλώδια το απαιτούσαν. Η αύξηση στην ανάγκη για την ηλεκτρική ενέργεια μετά από το δεύτερο παγκόσμιο πόλεμο υποκίνησε την έρευνα, ιδιαίτερα στη Σουηδία και στη Ρωσία. Το 1950, μια πειραματική γραμμή μετάδοσης των 200kV μήκους 116 km εγκαταστάθηκε από τη Μόσχα στην Κασίρα. Η πρώτη πειραματική γραμμή HVDC, με 12-παλμικούς ανορθωτές, που χτίστηκε το 1954 ήταν ένα υποβρύχιο καλώδιο 98 km με επίγεια επιστροφή μεταξύ του νησιού Gotland και της σουηδικής ηπειρωτικής χώρας.

Θυρίστορ εφαρμόστηκαν στη μετάδοση συνεχούς ρεύματος προς το τέλος της δεκαετίας του '60 και οι στερεάς κατάστασης βαλβίδες έγιναν μια πραγματικότητα. Το 1969, μια σύμβαση για τη σύνδεση συνεχούς ρεύματος στον ποταμό Eel, στον Καναδά ανατέθηκε ως πρώτη εφαρμογή των βαλβίδων στερεάς κατάστασης για τη μετάδοση HVDC, με 12-παλμικούς ανορθωτές. Σήμερα, η υψηλότερη λειτουργική τάση συνεχούς ρεύματος για τη μετάδοση συνεχούς ρεύματος είναι 600 kV για τη γραμμή μετάδοσης μήκους 785 km του σχεδίου Itaipu στη Βραζιλία. Η μετάδοση Συνεχούς ρεύματος είναι πλέον ένα αναπόσπαστο τμήμα της μεταφοράς της ηλεκτρικής ενέργειας σε πολλές χώρες σε όλο τον κόσμο.

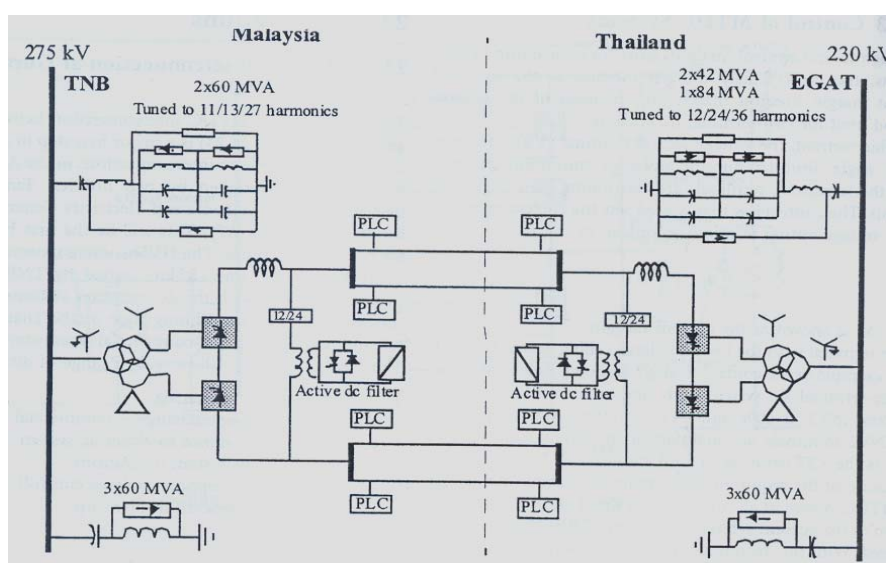
Το επίπεδο απωλειών σχεδιάζεται σε ένα σύστημα μεταφοράς και ρυθμίζεται από το μέγεθος του αγωγού που επιλέγεται. Οι αγωγοί συνεχούς και εναλλασσόμενου ρεύματος, είτε ως εναέριες γραμμές μετάδοσης είτε υποβρύχια καλώδια μπορούν να έχουν τις χαμηλότερες απώλειες αλλά με υψηλότερα έξοδα δεδομένου ότι το μεγαλύτερο μέγεθος θα οδηγήσει γενικά στις χαμηλότερες απώλειες αλλά θα κοστίζει περισσότερο. Όταν οι μετατροπείς DC-AC χρησιμοποιούνται για τη μετάδοση συνεχούς ρεύματος σε αντίθεση με το εναλλασσόμενο ρεύμα, είναι αποτέλεσμα της οικονομικής επιλογής που οδηγείται από έναν από τους ακόλουθους λόγους.

Μια εναέρια γραμμή μετάδοσης συνεχούς ρεύματος με τους πύργους της μπορεί να σχεδιαστεί για να είναι λιγότερο δαπανηρή ανά μονάδα μήκους από μια ισοδύναμη γραμμή εναλλασσόμενου ρεύματος με σκοπό να διαβιβάσει το ίδιο επίπεδο ηλεκτρικής ενέργειας. Εντούτοις οι σταθμοί μετατροπών συνεχούς ρεύματος σε κάθε άκρο είναι δαπανηρότεροι από τους σταθμούς μιας γραμμής εναλλασσόμενου ρεύματος και έτσι υπάρχει μια απόσταση ισοσκελίσης ανωτέρω της οποίας το συνολικό κόστος της μετάδοσης συνεχούς ρεύματος είναι λιγότερο από την εναλλακτική λύση μετάδοσης εναλλασσόμενου ρεύματος. Η γραμμή μετάδοσης συνεχούς ρεύματος έχει χαμηλότερη περιβαλλοντική επίδραση από μία ισοδύναμη γραμμή εναλλασσόμενου ρεύματος. Τα κύρια πλεονεκτήματα σε μια γραμμή μετάδοσης συνεχούς ρεύματος οφείλονται στα ηλεκτρικά και μαγνητικά πεδία που είναι συνεχή αντί για εναλλασσόμενα.

Εάν η μετάδοση γίνεται μέσω υποβρυχίου ή υπογείου καλωδίου, η απόσταση ισοσκελίσης είναι πολύ μικρότερη από την υπέργεια μετάδοση. Δεν είναι πρακτικό να έχουμε συστήματα καλωδίων εναλλασσόμενου ρεύματος σε συστήματα μετάδοσης που υπερβαίνουν τα 50 km αλλά αντίθετα τέτοια συστήματα συνεχούς ρεύματος είναι στη λειτουργία με μήκος ακόμη και 600 km. Όταν η ηλεκτρική ενέργεια πρέπει να διαβιβαστεί από τα υπόγεια ή υποθαλάσσια καλώδια, τα καλώδια εναλλασσόμενου ρεύματος γίνονται μη πρακτικά λόγω της παρασιτικής χωρητικότητας εάν υπερκαλύπτεται το κρίσιμο μήκος που για τις υποθαλάσσιες εφαρμογές είναι λιγότερο από 50 km. Για αποστάσεις μεγαλύτερες από αυτό το κρίσιμο μήκος με τη σημερινή τεχνολογία απαιτούνται τα καλώδια συνεχούς ρεύματος. Η επιλογή έγκειται σε κάθε σύστημα συγκεκριμένα, και οι οικονομικές εκτιμήσεις είναι αυτές που θα καθορίσουν το αποτέλεσμα της επιλογής.

Κάποια συστήματα ηλεκτρικής ενέργειας εναλλασσόμενου ρεύματος δεν είναι συγχρονισμένα στα γειτονικά δίκτυα ακόμη και αν οι φυσικές αποστάσεις μεταξύ

τους είναι αρκετά μικρές. Αυτό εμφανίζεται στην Ιαπωνία όπου η μισή χώρα είναι ένα δίκτυο 60 Hz και η άλλη μισή είναι ένα σύστημα 50 Hz. Είναι φυσικά αδύνατο να συνδέσει κανείς τα δύο με τις άμεσες μεθόδους εναλλασσόμενου ρεύματος προκειμένου να προχωρήσει σε ανταλλαγή ηλεκτρικής ενέργειας μεταξύ τους. Εντούτοις, εάν ένας σταθμός μετατροπών συνεχούς ρεύματος βρίσκεται σε κάθε σύστημα με μια διασύνδεση συνεχούς ρεύματος μεταξύ τους, είναι δυνατό να μεταφέρει την απαραίτητη ισχύ ακόμα κι αν τα συστήματα εναλλασσόμενου ρεύματος που συνδέονται έτσι παραμένουν ασύγχρονα. Στο σχήμα 2.1 σχεδιάζεται η διασύνδεση Μαλαισίας-Ταϊλάνδης με τη χρησιμοποίηση 12 παλμικής γέφυρας στην υλοποίηση των δύο υποσταθμών HVDC.



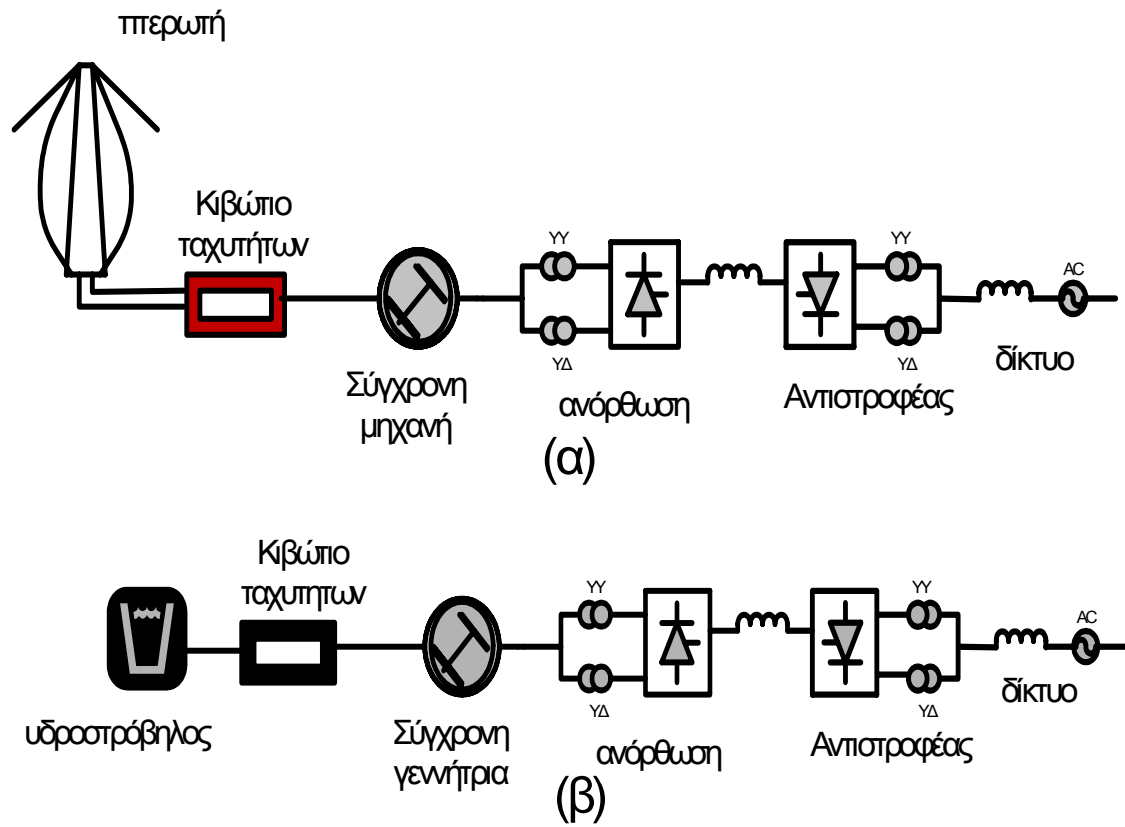
**Σχήμα 2.1: Σχηματικό διάγραμμα HVDC στη διασύνδεση Μαλαισίας-Ταϊλάνδης [2].**

## **2.2 Εφαρμογή της 12-παλμικής ανορθωτικής διάταξη στις ανανεώσιμες πηγές ενέργειας**

Στο σχήμα 2.2 παρουσιάζονται διάφορα συστήματα ανανεώσιμων πηγών ηλεκτρικής ενέργειας όπου χρησιμοποιούν διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος είτε για τον έλεγχο της τάσης εξόδου των είτε για την μετατροπή της ηλεκτρικής ενέργειας από μια μορφή σε μια άλλη.

Στο σχήμα 2.2 α σχεδιάζεται ένα σύστημα μετατροπής αιολικής ενέργειας σε ηλεκτρική. Επειδή η ταχύτητα της πτερωτής μεταβάλλεται με την ταχύτητα του άνεμου, ο οποίος προφανώς δεν μπορεί να είναι σταθερός, θα έχει σαν συνέπεια την μεταβολή της τάσης εξόδου της ανεμογεννήτριας. Επομένως για να διατηρήσουμε την τάση εξόδου σταθερή τόσο κατά πλάτος όσο και κατά συχνότητα, θα πρέπει να εφαρμοστεί κάποια διάταξη, η οποία θα επιτελεί ακριβώς αυτό το σκοπό. Έτσι ένας 12-παλμικός ανορθωτής συνδέεται στους ακροδέκτες μιας σύγχρονης μηχανής, η οποία συνδέεται με τη σειρά της με την φτερωτή δια μέσου του κιβώτιου ταχυτήτων της ανεμογεννήτριας. Το συνεχές ρεύμα εξόδου του ανορθωτή μετατρέπεται σε εναλλασσόμενο με τη βοήθεια αντιστροφέα, για να είναι δυνατή η σύνδεση της ανανεώσιμης πηγής με το ac δίκτυο. Ο αντιστροφέας έχει τη δυνατότητα, μέσω ανάδρασης, να διατηρεί την τάση εξόδου του συστήματος σταθερή, όταν υπάρχουν διάφορες διακυμάνσεις της ταχύτητας της πτερωτής της ανεμογεννήτριας.

Στο σχήμα 2.2β παρουσιάζεται ένα υδροηλεκτρικό σύστημα μετατροπής ενέργειας όπου συμπεριλαμβάνονται και οι διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος, και το οποίο ακολουθεί την ίδια ακριβώς δομή όπως και στην περίπτωση της ανεμογεννήτριας.



**Σχήμα 2.2: Διάφορα συστήματα ανανεώσιμων πηγών ενέργειας.**  
**(α) : Αιολικό σύστημα μετατροπής ενέργειας.**  
**(β) : Υδροηλεκτρικό σύστημα μετατροπής ενέργειας.**

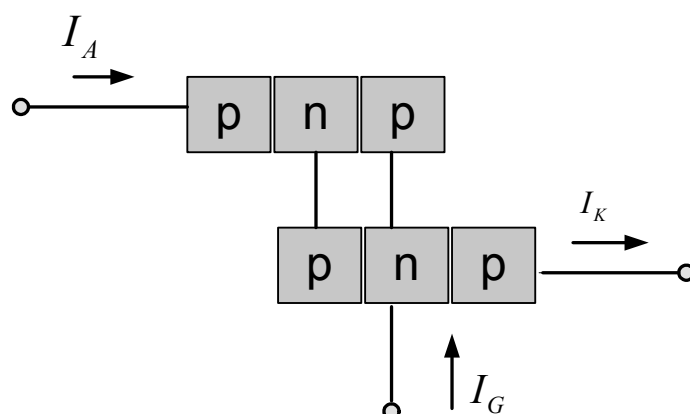




## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: Περιγραφή Λειτουργίας 12-παλμικής ελεγχόμενης ανορθωτικής Διάταξης

### 3.1 Ημιαγωγός διακόπτης θυρίστορ.

Βασικό δομικό στοιχείο της γέφυρας 12 παλμών αποτελεί το θυρίστορ (silicon controlled rectifier, SCR). Η εμφάνιση του οποίου στα τέλη του 1950, έφερε επανάσταση στους στατικούς μετατροπείς ισχύος. Στην πραγματικότητα ένα θυρίστορ αποτελεί το συνδυασμό δυο τρανζίστορ, όπως σχεδιάζεται στο σχήμα 3.1. Ο συλλέκτης από ένα pnp τρανζίστορ αποτελεί τη βάση για ένα npn τρανζίστορ και αντιστρόφως. Η λειτουργία του θυρίστορ βασίζεται πάνω στην αναπαραγωγική λειτουργία δυο συζευγμένων τρανζίστορ και ουσιαστικά μοντελοποιείται σαν μια συσκευή με τρεις ακροδέκτες και τέσσερα επίπεδα (4-layer, 3-terminal).



Σχήμα 3.1 : Βασική δομή θυρίστορ με  $I_A$  ρεύμα ανόδου,  $I_K$  ρεύμα καθόδου και ρεύμα πύλης  $I_G$ .

Η V-I (voltage-current) χαρακτηριστική της μονάδας θυρίστορ εμφανίζεται στο σχήμα 3.2. Με εφαρμογή παλμού ρεύματος στον ακροδέκτη της πύλης το θυρίστορ πολώνεται ορθά με αποτέλεσμα την μεταγωγή από κατάσταση υψηλής σύνθετης αντίστασης σε κατάσταση πολύ χαμηλής σύνθετης αντίστασης και προσεγγιστικά εμφανίζει χαρακτηριστικά ιδανικού διακόπτη.

Το θυρίστορ είναι δυνατόν να μεταφερθεί σε κατάσταση ανεπιθύμητης αγωγής (χωρίς την παρουσία παλμού έναυσης) σε δυο περιπτώσεις, με εφαρμογή αρκετά μεγάλης θετικής τάσης (από την άνοδο στην κάθοδο) ή με την ύπαρξη μεγάλου ρυθμού μεταβολής της τάσης στα άκρα του,  $\frac{dv}{dt}$ . Όταν το θυρίστορ μεταβεί

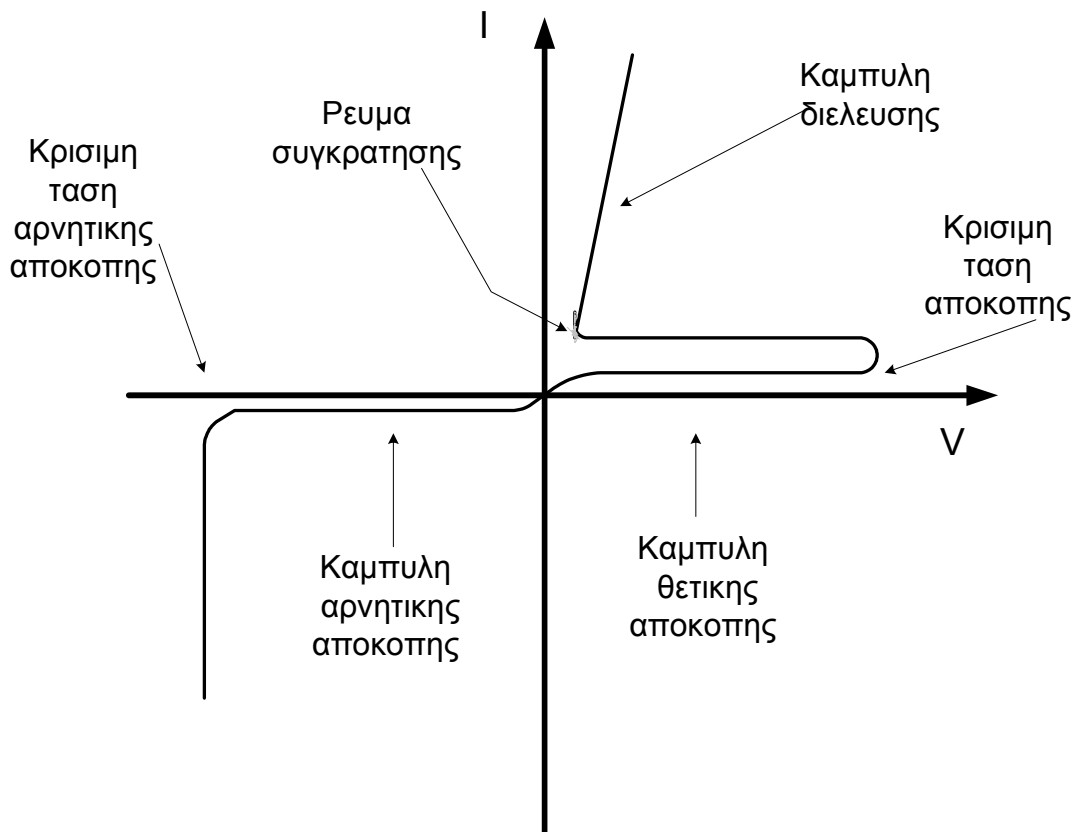
σε κατάσταση αγωγής μπορεί να σβέσει μόνον μειώνοντας το ρεύμα του κυκλώματος κάτω από μια κρίσιμη τιμή, η οποία ονομάζεται ρεύμα συγκράτησης.

Το θυρίστορ είναι δυνατό να καταστραφεί λόγω της ύπαρξης δυο φαινομένων.

Μεγάλη τάση ανάστροφης πολικότητας ή μεγάλος ρυθμός μεταβολής της τάσης  $\frac{dv}{dt}$ .

Για την αποφυγή των παραπάνω ανεπιθύμητων καταστάσεων όταν πραγματοποιείται εν σειρά σύνδεση δυο ανεξάρτητων θυρίστορ θα πρέπει να υπάρχει πάντα μέριμνα

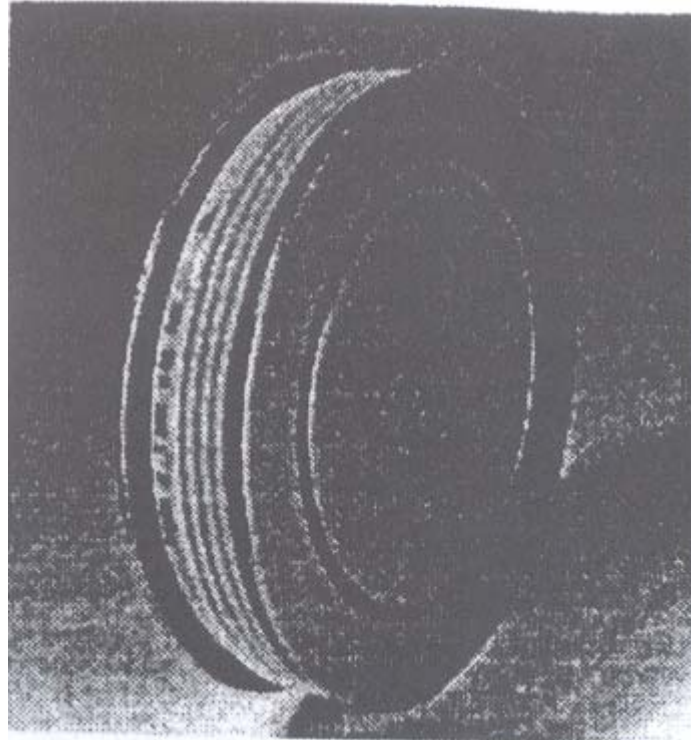
για την προστασία από υπερτάσεις, μεγάλα ρεύματα (over currents),  $\frac{dv}{dt}$ ,  $\frac{di}{dt}$ .



**Σχήμα 3.2: Χαρακτηριστική καμπύλη τάσης ρεύματος τυπικού θυρίστορ.**

Για την χρησιμοποίηση των θυρίστορ σε μια 12-παλμική γέφυρα κάποιου μεγάλης ισχύος ανορθωτή όπως στην περίπτωση του συστήματος HVDC, απαιτήθηκε η συνεχής βελτίωση των χαρακτηριστικών των θυρίστορ. Έτσι στα τέλη του 1960 τυπικές τιμές για ένα θυρίστορ ήταν για τη μεν μέγιστη τάση αποκοπής γύρω στα 1600 V ενώ για το ρεύμα που μπορούσε να ρέει μέσα του γύρω στα 1000 A, τη στιγμή που σήμερα το ρεύμα μπορεί να φτάνει και τα 4000 A σε μια 6-παλμική γέφυρα και το όριο των 10 KV σαν τάση αποκοπής δεν είναι μακριά. Υψηλότερες τιμές ρεύματος και τάσης είναι δυνατό να επιτευχθούν σήμερα όμως με το κόστος της

χειροτέρευσης άλλων χαρακτηριστικών του θυρίστορ. Ο κυριότερος παράγοντας στην επίτευξη υψηλότερων τάσεων είναι η ύπαρξη εξοπλισμού για την βελτίωση του χρόνου ανάκαμψης (forward recovery time), με αποτέλεσμα μεγαλύτερες γωνίες αγωγής  $\gamma$  κατά τη διάρκεια της αντίστροφης.



**Σχήμα 3.3: Θυρίστορ σε press pack housing.[3]**

Στο σχήμα 3.3 εμφανίζεται ένα θυρίστορ σε press pack housing, ενώ στο σχήμα 3.4 εμφανίζεται η γεωμετρία μιας τυπικής πύλης σε κάποιο θυρίστορ που χρησιμοποιείται σε εφαρμογές μεγάλης ισχύος. Το μαύρο χρώμα αντιπροσωπεύει το πυρίτιο ( $\text{SiO}_2$ ) ενώ με λευκό το μέταλλο.



**Σχήμα 3.4: Γεωμετρία μιας τυπικής πύλης θυρίστορ που χρησιμοποιείται σε εφαρμογές μεγάλης ισχύος.[3]**

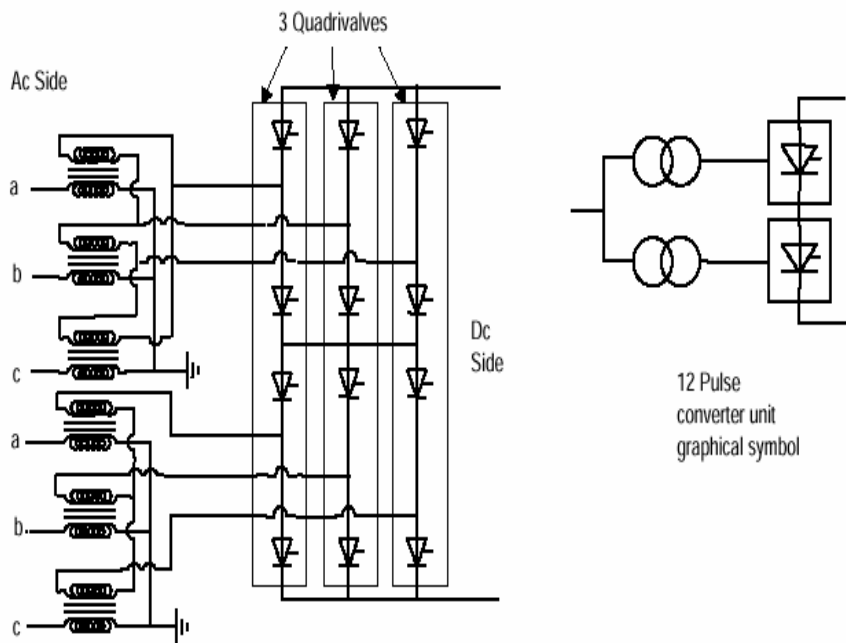
Θυρίστορ που ενεργοποιούνται από ηλεκτρικό πεδίο (electrically-triggered, ETT) όσο και από ακτινοβολία (light-triggered, LTT) είναι στη διάθεση των κατασκευαστών μεγάλων μετατροπέων ισχύος. Οι δυο παραπάνω τύποι θυρίστορ έχουν σχεδόν πανομοιότυπη δομή με τη διάφορα ότι στη περίπτωση του LTT έχουμε φωτοευαίσθητη πύλη, όπου η συσκευή μεταβαίνει σε κατάσταση αγωγής κάτω από την επίδραση πηγής εκπομπής φωτός.

Τυπικές τιμές διαμέτρου δισκίου 100 mm και 150 mm χρησιμοποιούνται για τις ETT και LTT συσκευές, δίνοντας μέγιστες τάσης αποκοπής περίπου 7500 V και 8800 V και ρεύματα αγωγής 2100 A και 3500 A αντιστοίχως.

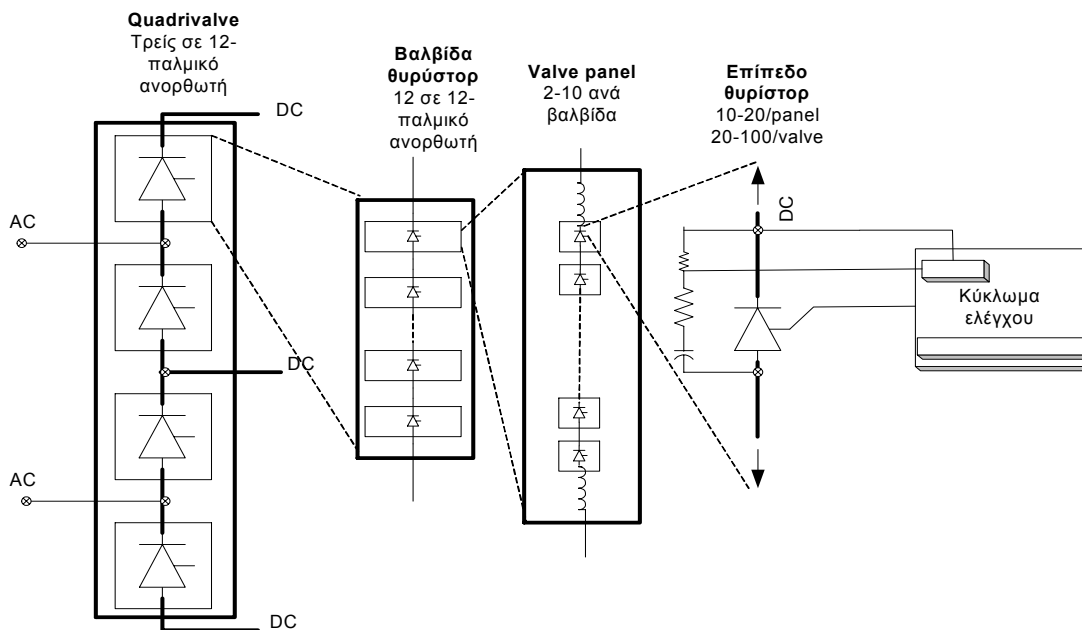
Παρά την συνεχή βελτίωση των χαρακτηριστικών των αυτόνομων μονάδων θυρίστορ δεν υπάρχει η απαίτηση για αλματώδη βελτίωση, και αυτό λόγω της ύπαρξης των ομάδων θυρίστορ, όπου μεμονωμένες μονάδες θυρίστορ είναι δυνατό να συνδυαστούν και να προκύψουν κυκλώματα απεριόριστης ισχύος.

### **3.2 Ομάδες ημιαγωγών διακοπών**

Το σχήμα 3.5 καταδεικνύει τη χρήση δύο τριφασικών μετασχηματιστών συνδεσμολογίας Y-Y και Y-Δ. Η γωνία της τάσης για κάθε ομάδα των έξι θυρίστορ έχουν μια διαφορά φάσης 30 μοιρών, που χρησιμοποιείται για να ακυρώσει 5<sup>η</sup> και 7<sup>η</sup> αρμονική ρεύματος στην ac πλευρά και την 6<sup>η</sup> αρμονική τάσης στην πλευρά συνεχούς ρεύματος, με συνέπεια μια σημαντική οικονομία σε φίλτρα. Το σχήμα 3.5 επίσης παρουσιάζει το περίγραμμα γύρω από κάθε μια από τις τρεις ομάδες τεσσάρων ημιαγωγών διακοπών σε έναν ενιαίο κάθετο σωρό. Αυτοί είναι γνωστοί ως «quadrivalves» και συγκεντρώνονται ως μια δομή διακοπών με τη συσσώρευση τεσσάρων διακοπών στη σειρά. Δεδομένου ότι η εκτίμηση τάσης που επιβάλλεται στα θυρίστορ είναι κάποια KV, ένας τετραπλός διακόπτης των 500 KV μπορεί να έχει εκατοντάδες μεμονωμένα θυρίστορ που συνδέονται σε σειρά σε ενότητες θυρίστορ. Ένα «quadrivalve» για έναν ανορθωτή υψηλής τάσης είναι μηχανικά αρκετά ψηλό και μπορεί να ανασταλεί από το ανώτατο ύψος της αίθουσας διακοπών, ειδικά σε θέσεις ευαίσθητες στους σεισμούς.



**Σχήμα 3.5:** Τοπολογία ανορθωτικής διάταξης δώδεκα παλμών με δύο μετασχηματιστές. Ένας σε συνδεσμολογία αστέρα-αστέρα και άλλος σε συνδεσμολογία αστέρα- τρίγωνο.



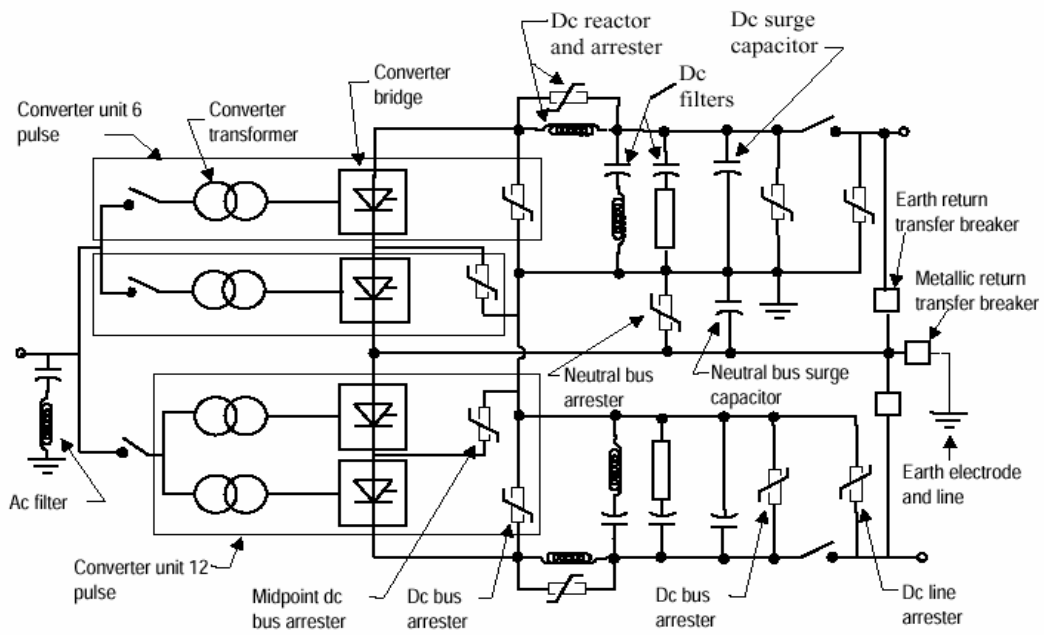
**Σχήμα 3.2:** Λεπτομέρειες 12-παλμικής ανορθωτικής διάταξης.

### **3.3 Εξοπλισμός 12-παλμικής ελεγχόμενης ανορθωτικής διάταξης.**

Ο κεντρικός εξοπλισμός ενός σταθμού συνεχούς ρεύματος [2] είναι οι μετατροπείς που στεγάζονται συνήθως μέσα σε μια αίθουσα διακοπών. Το σχήμα 3.7 παρουσιάζει ένα παράδειγμα του ηλεκτρικού εξοπλισμού που απαιτείται για έναν σταθμό συνεχούς ρεύματος. Σε αυτό το παράδειγμα, παρουσιάζονται δύο πόλοι, που είναι και η συνηθισμένη περίπτωση, και είναι γνωστή ως διαμόρφωση "bipole". Μερικά συστήματα καλωδίων συνεχούς ρεύματος έχουν μόνο έναν πόλο και μπορούν είτε να χρησιμοποιήσουν το έδαφος ως επιστροφή, όταν το επιτρέπει, είτε ένα πρόσθετο καλώδιο.

Στο το σχήμα 3.7, παρατηρούμε πως ο ουσιαστικός εξοπλισμός σε έναν σταθμό συνεχούς ρεύματος εκτός από τις ομάδες διακοπών περιλαμβάνει και τους μετασχηματιστές. Ο σκοπός τους είναι να μετασχηματίσουν την εναλλασσόμενη τάση με την οποία το σύστημα συνεχούς ρεύματος συνδέεται έτσι ώστε η σωστή τάση να παραχθεί από τις γέφυρες ανορθωτικών διατάξεων.

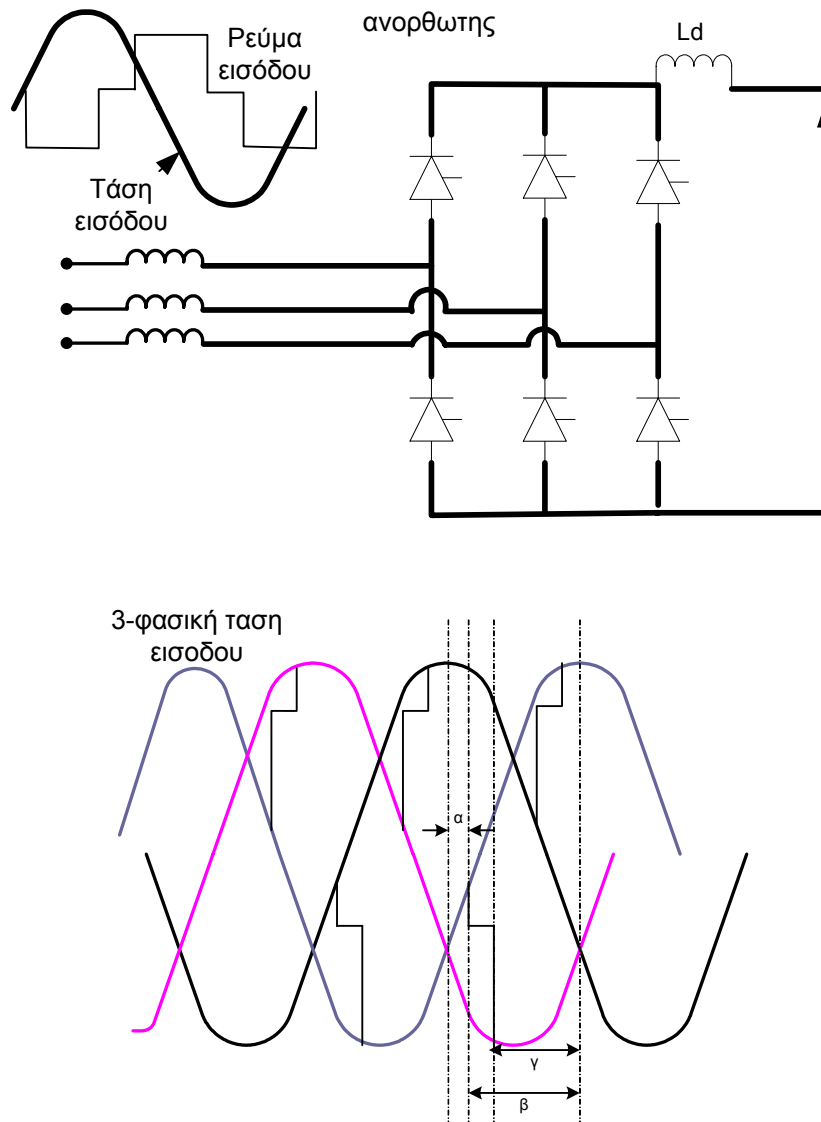
Τα δευτερεύοντα των μετασχηματιστών συνδέονται με τις γέφυρες των ανορθωτικών διατάξεων. Ο μετασχηματιστής βρίσκεται στην αυλή διακοπών, και εάν οι γέφυρες των ανορθωτικών διατάξεων βρίσκονται στην αίθουσα διακοπών, η σύνδεση πρέπει να γίνει μέσω του τοίχου της. Αυτό ολοκληρώνεται με δύο τρόπους. Αρχικά, με απομονωμένες τις μπάρες τροφοδότησης, όπου οι αγωγοί στεγάζονται μονωμένα με το πετρέλαιο ή SF6 ως μονωτικό μέσο και με τους δακτυλίους τοίχων. Όταν εφαρμόζονται στις τάσεις συνεχούς ρεύματος (σε 400 KV και άνω), οι δακτύλιοι τοίχων απαιτούν ιδιαίτερο σχεδιασμό και φροντίζεται να αποφεύγεται η εξωτερική ή εσωτερική διακοπή της μόνωσης.



**Σχήμα 3.7:** Παράδειγμα ενός υποσταθμού με ανορθωτικές διατάξεις[4].

### 3.4 Γωνίες ανορθωτικών διατάξεων.

Το σχήμα 3.8 παρουσιάζει διάφορες ηλεκτρικές γωνίες που καθορίζουν τη λειτουργία των γεφυρών μετατροπών. Αυτές οι γωνίες υπολογίζονται σχετικά με τις τριφασικές τάσεις στην πλευρά των διακοπών και είναι βασισμένες σε συνθήκες μόνιμης κατάστασης με μια αρμονικά ελεύθερη και εξιδανικευμένη τριφασική τάση. Ισχύουν και για τους αντιστροφείς και για τους ανορθωτές.



**Σχήμα 3.8:Κυματομορφές τάσης και ρεύματος εισόδου σε 3-φ ελεγχόμενη ανορθωτική γέφυρα 6 παλμών.**

- ο Γωνία  $\alpha$ . έναυσης ή καθυστέρησης Ο χρόνος που εκφράζεται στο ηλεκτρικό γωνιακό μέτρο από το μηδενικό πέρασμα της εξιδανικευμένης ημιτονοειδούς τάσης στην αρχική στιγμή της θετικής αγωγής ρεύματος. Αυτή η γωνία ελέγχεται από την πηγή παλμών πύλης και εάν μικρότερη από  $90^0$ , η γέφυρα μετατροπέων είναι ένας ανορθωτής και εάν μεγαλύτερη από  $90^0$ , είναι ένας αντιστροφέας. Αυτή η γωνία αναφέρεται συχνά ως γωνία πυροδότησης.



- Γωνία β προόδου. Ο χρόνος που εκφράζεται στο ηλεκτρικό γωνιακό μέτρο από την αρχική στιγμή της θετικής αγωγής ρεύματος στο επόμενο μηδενικό πέρασμα της εξιδανικευμένης ημιτονοειδούς τάσης. Η γωνία της προόδου β σχετίζεται με τη γωνία α ως εξής:  $\beta = 180^\circ - \alpha$
- Γωνία μ επικάλυψης. Η διάρκεια της μετατροπής μεταξύ δύο διακοπών, που εκφράζεται στο ηλεκτρικό γωνιακό μέτρο.
- Γωνία εξάλειψης γ ή σβέσης. Ο χρόνος που εκφράζεται στο ηλεκτρικό γωνιακό μέτρο από το τέλος της τρέχουσας αγωγής στο επόμενο μηδενικό πέρασμα της εξιδανικευμένης ημιτονοειδούς τάσης. Η γ εξαρτάται από τη γωνία της προόδου β και τη γωνία επικάλυψης μ και καθορίζεται από τη σχέση:  $\gamma = \beta - \mu$

### 3.5 Λειτουργία ανορθωτικής διάταξης

Η γέφυρα της ανορθωτικής διάταξης των έξι παλμών ως βασική μονάδα ανόρθωσης χρησιμοποιείται εξίσου καλά για τη λειτουργία όπου η ηλεκτρική ισχύς ρέει από την πλευρά εναλλασσόμενου ρεύματος στην πλευρά συνεχούς ρεύματος όσο και στην αντιστροφή όπου η ροή ισχύος είναι από την πλευρά συνεχούς ρεύματος στην πλευρά εναλλασσόμενου ρεύματος. Τα θυρίστορ λειτουργούν ως διακόπτες που ανοίγουν και άγουν όταν λαμβάνουν παλμό στην πύλη και είναι ορθά πολωμένοι. Ένας διακόπτης θα άγει το ρεύμα σε μια κατεύθυνση και θα περάσει σε αποκοπή μόνο όταν εφαρμοστεί τάση ανάστροφης πολικότητας στα άκρα του ή το ρεύμα μηδενιστεί. Αυτή η διαδικασία είναι γνωστή ως μετατροπή γραμμής.

Ένα σημαντικό γνώρισμα του θυρίστορ είναι ότι μόλις μειωθεί το ρεύμα αγωγής του σε μηδέν, όταν είναι ανάστροφα πολωμένο και ο παλμός αφαιρείται, μια πάρα πολύ απότομη αύξηση στο μέγεθος της θετικής επιβαλλόμενης τάσης θα αναγκάσει το θυρίστορ για να ανοίξει ακούσια και να άγει. Το σχέδιο της γέφυρας των ημιαγωγών διακοπών θα πρέπει να εξασφαλίσει ότι μια τέτοια κατάσταση δεν θα πρέπει να εμφανίζεται κατά τη λειτουργία των μετατροπέων ισχύος.

Η ανόρθωση ή η αντιστροφή για τους ανορθωτές 12-παλμών ολοκληρώνεται μέσω μιας διαδικασίας γνωστής ως φυσική μετατροπή ή μετατροπή γραμμής. Η

γέφυρα διακοπών λειτουργεί έτσι ώστε η τάση εναλλασσόμενου ρεύματος να μεταστρέφεται διαδοχικά για να παρέχει πάντα μια συνεχή τάση. Με τη μετατροπή γραμμής, η τάση εναλλασσόμενου ρεύματος στον ανορθωτή πρέπει να παρασχεθεί από τα δίκτυα εναλλασσόμενου ρεύματος και πρέπει να είναι τριφασική και σχετικά χωρίς αρμονικές όπως απεικονίζεται στο Σχήμα 3.8. Όταν κάθε διακόπτης ανοίγει, θα αρχίσει να άγει το ρεύμα, ενώ το ρεύμα αρχίζει να μειώνεται σε μηδέν στον επόμενο διακόπτη που κλείνει. Η μετατροπή είναι η διαδικασία της μεταφοράς του ρεύματος μεταξύ οποιωνδήποτε δύο διακοπών μετατροπέων και με τους δύο ημιαγωγούς διακόπτες να φέρουν το ρεύμα ταυτόχρονα κατά τη διάρκεια αυτής της διαδικασίας.

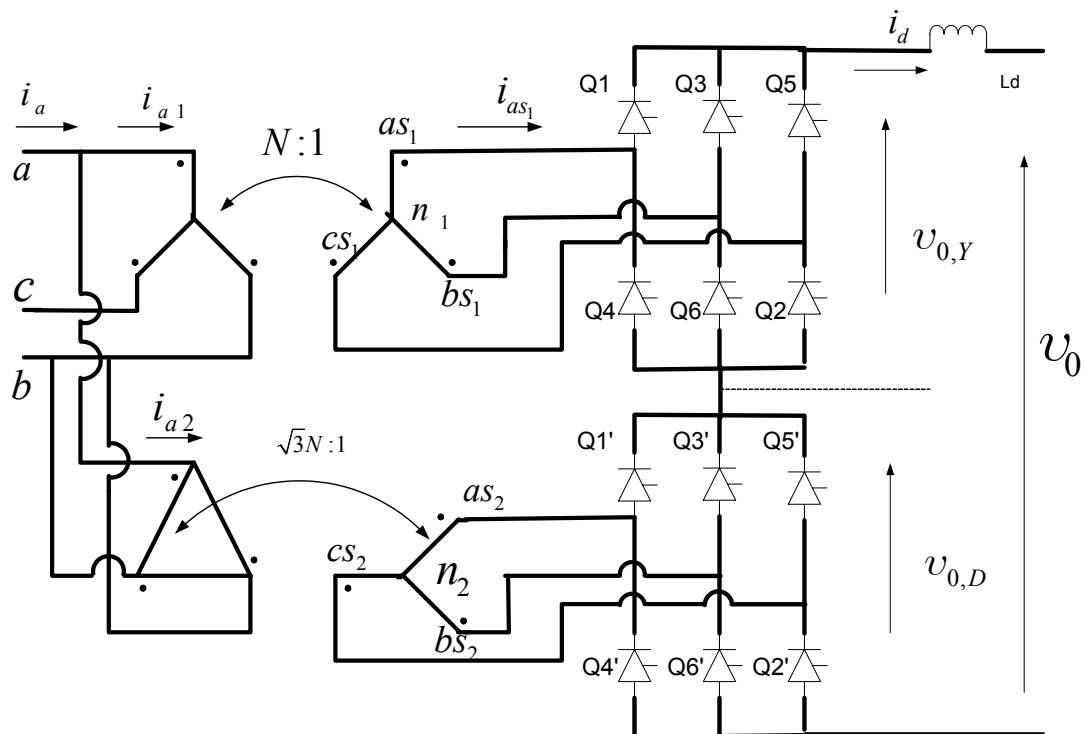
Μελετώντας τη διαδικασία ανόρθωσης παρατηρούμε τα εξής: κάθε ημιαγωγός διακόπτης θα ανοίξει όποτε λαμβάνει έναν παλμό στην πύλη του και η τάση στα άκρα του γίνεται θετικότερη από την τάση του διακόπτη που ήδη άγει. Η τρέχουσα ροή μέσω του διακόπτη διεύθυνσης δεν αλλάζει στιγμιαία επειδή η μεταφορά γίνεται μέσω τυλιγμάτων μετασχηματιστών.

Η άεργη αντίσταση διαρροής των τυλιγμάτων των μετασχηματιστών είναι επίσης η άεργη αντίσταση μετατροπής εφ' όσον τα φίλτρα εναλλασσόμενου ρεύματος βρίσκονται στην πλευρά εναλλασσόμενου ρεύματος του μετασχηματιστή εισόδου. Η επαγωγική αντίσταση μετατροπής στον ανορθωτή παρουσιάζεται ως ισοδύναμη επαγωγική αντίσταση  $X_c$  στο σχήμα 3.8. Το άθροισμα όλων των ρευμάτων των διακοπών που μεταφέρονται την πλευρά συνεχούς ρεύματος και μέσω της αντίδρασης στην dc πλευρά είναι το τρέχον dc ρεύμα. Αυτό έχει σχετικά μικρή κυμάτωση λόγω της αυτεπαγωγής των μετατροπέων συνεχούς ρεύματος.

Λόγω της διαδικασίας μετατροπής, ένα μη-ημιτονοειδές ρεύμα λαμβάνεται από το σύστημα εναλλασσόμενου ρεύματος στον ανορθωτή (το  $i_{vr}$  στο σχήμα 3.8). Το  $i_{vr}$  έχει υστέρηση φάσης σε σχέση με την εναλλασσόμενη τάση. Αυτό το μη-ημιτονοειδές τρέχον κύμα αποτελείται από τη θεμελιώδη συχνότητα εναλλασσόμενου ρεύματος συν τις υψηλότερες αρμονικές που λαμβάνονται από, και που εγχέονται, σε κάθε σύστημα εναλλασσόμενου ρεύματος. Τα φίλτρα εναλλασσόμενου ρεύματος εκτρέπουν τις αρμονικές από την είσοδο του συστήματος εναλλασσόμενου ρεύματος με την προσφορά μιας χαμηλής σύνθετης αντίστασης που επιτρέπει στην τάση ανόρθωσης για να είναι σχετικά αρμονικά ελεύθερη ( $U_{Lr}$  στο σχήμα 3.8).

Η ροή ισχύος μπορεί να αντιστραφεί στη γραμμή συνεχούς ρεύματος με την αλλαγή της πολικότητας της συνεχούς τάσης. Η διπλή λειτουργία των γεφυρών

μετατροπέων είτε ως ανορθωτή είτε ως αντιστροφέα επιτυγχάνεται μέσω του ελέγχου των παλμών.



Σχήμα 3.9: 12-παλμική ανορθωτική διάταξη.

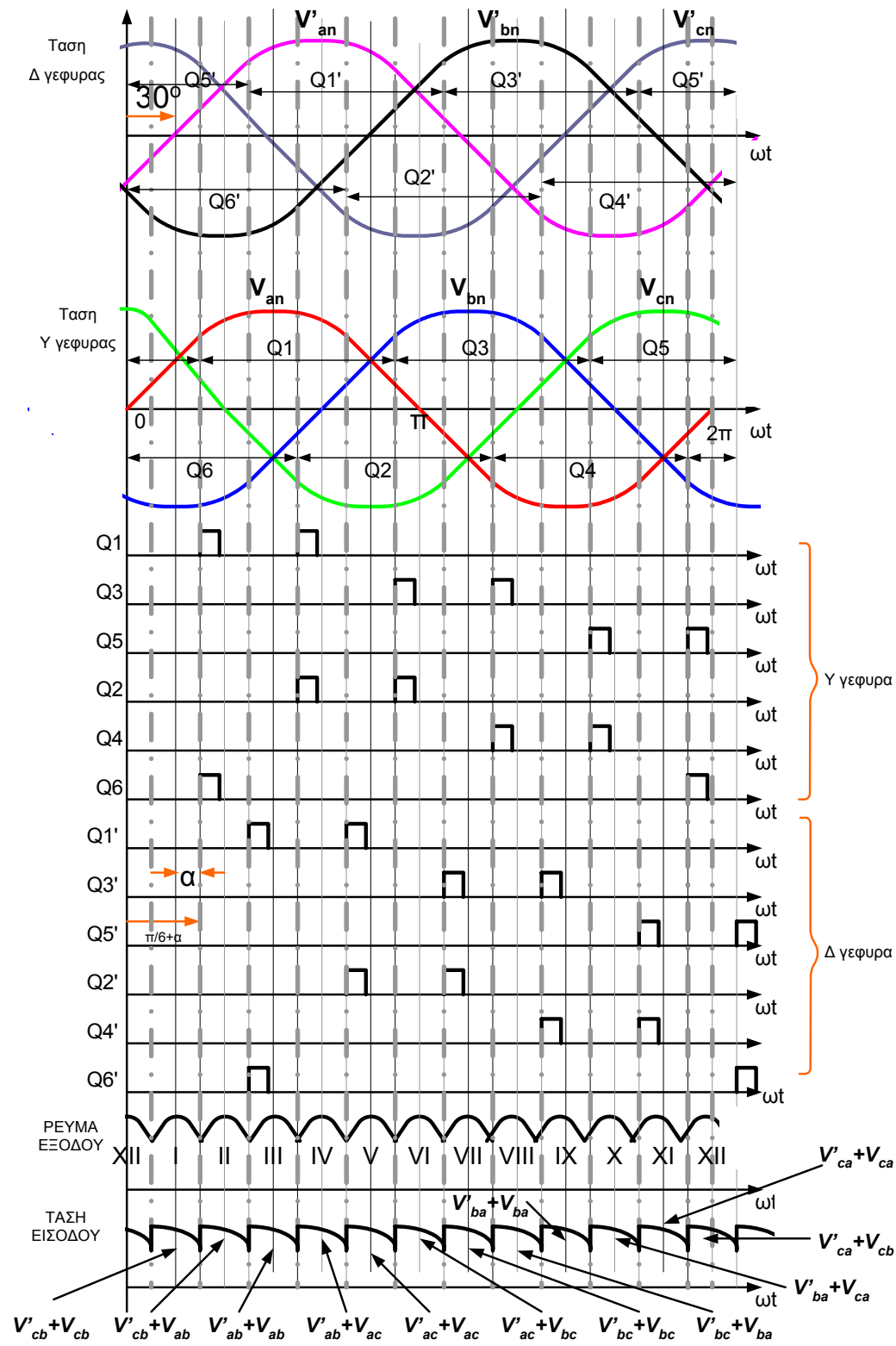
Στο παραπάνω σχήμα (3.9) παρουσιάζεται το σχηματικό διάγραμμα του 12 παλμικού ελεγχόμενου ανορθωτή. Στο σχήμα αυτό έχουμε σημειώσει τα αντίστοιχα θυρίστορ με τα σύμβολα Q1,Q2,Q3,Q4,Q5,Q6, για το πάνω κομμάτι (επάνω γέφυρα, γέφυρα I) και Q1',Q2',Q3',Q4',Q5',Q6', τα αντίστοιχα θυρίστορ για το κάτω κομμάτι (κάτω γέφυρα, γέφυρα II). Κάθε ομάδα από έξι θυρίστορ αποτελεί μια γέφυρα και συνδέεται με το δευτερεύον ενός μετασχηματιστή. Η γέφυρα I συνδέεται με το δευτερεύον ενός μετασχηματιστή τύπου Αστέρα-Αστέρα τα τυλίγματα του οποίου τόσο για το πρωτεύον όσο και για το δευτερεύον είναι πεπλεγμένα σε συνδεσμολογία αστέρα. Αντίστοιχα η κάτω γέφυρα συνδέεται με το δευτερεύον ενός μετασχηματιστή τύπου Αστέρα-Τρίγωνου. Στην περίπτωση αυτή τα τυλίγματα του πρωτεύοντος συνδέονται σε αστέρα ενώ τα τυλίγματα του δευτερεύοντος συνδέονται σε συνδεσμολογία τρίγωνου. Χρησιμοποιώντας τον δεύτερο μετασχηματιστή τύπου Αστέρα-Τρίγωνου έχουμε μια ολίσθηση φάσης κατά 30 μοίρες των τάσεων στα τυλίγματα του δευτερεύοντος σε σχέση με τα τυλίγματα του πρωτεύοντος.

Συγκεκριμένα η τάση της γραμμής  $V_{ab}$ , στη πλευρά του Y, προπορεύεται της τάσεως στη πλευρά Δ  $V_{AB}$ , κατά 30 μοίρες.

$$v_{ab} = \sqrt{3}v_{an} \underline{30^\circ}$$

Τα θυρίστορ Q1, Q4 συνδέονται με την φασική τάση της οποίας η φάση είναι 0 μοίρες, τα Q3, Q6 συνδέονται με την φασική τάση της οποίας η φάση είναι 120 μοίρες, τα Q5, Q2 συνδέονται με την φασική τάση της οποίας η φάση είναι 240 μοίρες, τα Q1', Q4' συνδέονται με την φασική τάση της οποίας η φάση είναι 30 μοίρες, τα Q3', Q6' συνδέονται με την φασική τάση της οποίας η φάση είναι 150 μοίρες, τα Q5', Q2' συνδέονται με την φασική τάση της οποίας η φάση είναι 270 μοίρες.

Για να λειτουργήσει η διάταξη αυτή θα πρέπει να έχουμε κλειστό κύκλωμα που δημιουργείται από τέσσερα θυρίστορ, δυο της γέφυρας I και δυο της γέφυρας II. Στο σχήμα 3.12 παρατηρούμε την κυματομορφή του ρεύματος εξόδου, όπου αποτελείται από δώδεκα όμοια τμήματα διάρκειας 1.6 msec. Κάθε ένα από αυτά τα τμήματα σχηματίζεται από τη ταυτόχρονη αγωγή τεσσάρων θυρίστορ.



**Σχήμα 3.12:**Κυματομορφες ρεύματος και τάσης εξόδου 12 παλμικής ανορθωτικής διάταξης με RL φορτίο και γωνία έναυσης  $\alpha=30^\circ$ .

Η πυροδότηση των ημιαγωγών αυτών στοιχείων ελέγχεται με εφαρμογή παλμών τάσης στην πύλη τους. Η σβέση, ωστόσο πραγματοποιείται από την ίδια την

λειτουργία του κυκλώματος, όταν εφαρμοστεί τάση ανάστροφης πολικότητας ανάμεσα στην πηγή (source) και την υποδοχή (drain), όπως αναφέρεται λεπτομερέστερα σε αντίστοιχο κεφαλαίο. Ο συνδυασμός των θυρίστορ όπου άγουν σε κάθε περιοχή λειτουργίας, προκύπτει από το συνδυασμό των κυματομορφών των φασικών τάσεων και των παλμών έναυσης σε κάθε στοιχείο. Στο σχήμα 3.12 αναλύονται λεπτομερέστατα οι απαιτούμενοι παλμοί για την σωστή λειτουργία του ανορθωτή. Με τη βοήθεια του σχήματος 3.12 προκύπτει η παρακάτω ακολουθία αγωγής:

I	Q1,Q6,Q5',Q6'
II	Q1,Q6,Q1',Q6'
III	Q1,Q2,Q1',Q6'
IV	Q1,Q2,Q1'Q2'
V	Q2,Q3,Q1',Q2'
VI	Q2,Q3,Q2',Q3'
VII	Q3,Q4,Q2',Q3'
VIII	Q3,Q4,Q3',Q4'
IX	Q4,Q5,Q3',Q4'
X	Q4,Q5,Q5',Q5',
XI	Q5,Q6,Q4',Q5'
XII	Q5,Q6,Q5',Q6'

**Πίνακας 3.5: Ακολουθία αγωγής των θυρίστορ στην 12-παλμική γέφυρα.**

Ανάλογα με τις απαιτήσεις που υπάρχουν σε κάθε περίπτωση η δωδεκαπαλμική ανορθωτική διάταξη μπορεί να λειτουργήσει για διάφορες γωνίες έναυσης, έτσι για παράδειγμα για γωνίες από 0 έως 90 έχουμε λειτουργία ανορθωτή ενώ για γωνίες μεγαλύτερες των 90 μοιρών έχουμε λειτουργία αντιστροφέα. Ειδικά για τη περίπτωση των μηδέν μοιρών έχουμε μη ελεγχόμενη ανόρθωση και ουσιαστικά η λειτουργία των θυρίστορ ταυτίζεται με απλές διόδους.

Οι γωνίες έναυσης υπολογίζονται από το πρώτο σημείο τομής των φασικών τάσεων εισόδου. Επομένως για την γέφυρα I υπολογίζονται από τις 30<sup>0</sup> ενώ για την γέφυρα II από τις 0<sup>0</sup>. Αυτό συμβαίνει διότι λόγω του μετασχηματιστού Αστέρα-

Τρίγωνου όπως προείπαμε έχουμε ολίσθηση φάσης κατά  $30^\circ$  στα τυλίγματα του δευτερευόντως σε σχέση με τα αυτά του πρωτεύοντος. Τα θυρίστορ της κάθε γέφυρας των οποίων η πηγή (source) συνδέεται απευθείας με τα δευτερεύοντα τυλίγματα των μετασχηματιστών ανήκουν στη θετική ομάδα δηλαδή τα θυρίστορ Q1, Q2, Q3, Q7, Q8, Q9 ενώ τα θυρίστορ των οποίων η υποδοχή (drain) είναι αυτή η οποία είναι συνδεδεμένη απευθείας με το μετασχηματιστή (τροφοδοσία) στην αρνητική δηλαδή τα Q4, Q5, Q6, Q10, Q11, Q12. Οι παλμοί έναυσης των θυρίστορ μιας ομάδας έχουν μεταξύ τους διαφορά φάσης  $120^\circ$  ενώ τα θυρίστορ της αρνητικής ομάδας αρχίζουν να άγουν μετά από  $180^\circ$  από τα αντίστοιχα της θετικής, για παράδειγμα αν  $\alpha+30$  μοίρες είναι η γωνία έναυσης του Q1 τότε η γωνία έναυσης του αντιστοίχου του στην αρνητική ομάδα δηλαδή του Q4 θα είναι  $\alpha+30+180$  μοίρες

Για να αποφευχθεί η ανεπιθύμητη σβέση ενός θυρίστορ λόγω της μετάβασης κάποιου αλλού, ένας επιπλέον παλμός έναυσης προστίθεται για κάθε θυρίστορ στη γωνία εκείνη όπου γίνεται η μετάβαση κάποιου αλλού θυρίστορ δηλαδή σε απόσταση 60 μοιρών η 6,66 msec από τον κύριο παλμό έναυσης του. Έτσι κάθε θυρίστορ τροφοδοτείται από δύο παλμούς με διαφορά φάσης  $60^\circ$  μεταξύ τους. Παρακάτω θα υπολογίσουμε τις μοίρες και τις χρονικές στιγμές εφαρμογής των παλμών.

Θεωρούμε ως γωνία  $\alpha=18^\circ$ . Οπότε αρχικά για την γέφυρα I θα έχουμε

- Q1:  $30+18=48^\circ$  δηλ 2.66 msec πρώτος παλμός και  $2.66+3.33=5.99$  msec ο δεύτερος παλμός
- Q2:  $30+18+180=218^\circ$  δηλ 9.33 msec πρώτος παλμός και  $9.33+3.33=12.66$  msec ο δεύτερος παλμός
- Q3:  $30+18+240=288^\circ$  δηλ 16 msec πρώτος παλμός και  $16+3.33=19.33$  msec ο δεύτερος παλμός
- Q4:  $30+18+180=228^\circ$  δηλ 12.66 msec πρώτος παλμός και  $12.66+3.33=15.99$  msec ο δεύτερος παλμός
- Q5:  $30+18+180+120=348^\circ$  δηλ 19.33 msec πρώτος παλμός και  $19.33+3.33=22.66$  ή 2,66 msec ο δεύτερος παλμός

- $Q6: 30 + 18 + 180 + 240 = 468^\circ$  ,

ή

$$468^\circ - 360^\circ = 108^\circ$$

δηλ 6 msec πρώτος παλμός και  $6 + 3.33 = 9.33$  msec ο δεύτερος παλμός

Αντιστοίχως στην κάτω γέφυρα II

- $Q1': 18^\circ$  δηλ 1 msec πρώτος παλμός και 4.33 msec ο δεύτερος παλμός.
- $Q2': 18 + 120 = 138^\circ$  δηλ 7.66 msec πρώτος παλμός και 10.99 msec ο δεύτερος παλμός.
- $Q3': 18 + 240 = 258^\circ$  δηλ 14.33 msec πρώτος παλμός και 17.66 msec ο δεύτερος παλμός.
- $Q4': 18 + 180 = 198^\circ$  δηλ 11 msec πρώτος παλμός και 14.33 msec ο δεύτερος παλμός
- $Q5': 18 + 180 + 120 = 318^\circ$  δηλ 17.66 msec πρώτος παλμός και 0.99 msec ο δεύτερος παλμός
- $Q6': 18 + 180 + 240 = 438^\circ$  δηλ 4.33 msec πρώτος παλμός και 7.66 msec ο δεύτερος παλμός

Οι παραπάνω αφαιρέσεις από τις  $360^\circ$  -όπου έγιναν- εξηγούνται από το γεγονός ότι θέλουμε να μελετήσουμε το φαινόμενο σε μιας περιόδου κατά τη μόνιμη κατάσταση, όπου ως γνωστό  $f=50\text{Hz}$  ή  $T=20\text{msec}$  ή  $2\pi$  σε μοίρες, έτσι θέλουμε να παρατηρήσουμε τους παλμούς στο διάστημα από 0 έως  $2\pi$ .

Τα παραπάνω αποτελέσματα φαίνονται στον πίνακα που ακολουθεί:



			1 <sup>ος</sup> παλμός (σε msec)	2 <sup>ος</sup> παλμός (σε msec)
ΓΕΦΥΡΑ Υ	ΘΕΤΙΚΗ ΟΜΑΔΑ	Q1	2.66	5.99
		Q3	16	19.33
		Q5	19.33	22.66
	ΑΡΝΗΤΙΚΗ ΟΜΑΔΑ	Q4	12.66	15.99
		Q6	6	9.33
		Q2	9.33	12.66
ΓΕΦΥΡΑ Δ	ΘΕΤΙΚΗ ΟΜΑΔΑ	Q1'	1	4.33
		Q3'	14.33	17.66
		Q5'	17.66	0.99
	ΑΡΝΗΤΙΚΗ ΟΜΑΔΑ	Q4'	11	14.33
		Q6'	4.33	7.66
		Q2'	7.68	10.99

**Πίνακας 3.6: χρονικές στιγμές παλμών έναυσης 12-παλμικής γέφυρας.**

Στο σχήμα 3.13α μπορούμε να παρατηρήσουμε τους παλμούς έναυσης για γωνία έναυσης ίση με 18° για την πάνω γέφυρα(που συνδέεται με το μετασχηματιστή ΥΥ), ενώ στο σχήμα 3.13β εμφανίζονται οι παλμοί έναυσης επίσης για γωνία 18° , αλλά για την κάτω γέφυρα , όπου συνδέεται με τον μετασχηματιστή ΥΔ.

### **3.6 Εξισώσεις μόνιμης κατάστασης 12-παλμικής διάταξης**

Είναι χρήσιμο να εκφραστεί η επαγωγική αντίσταση μετατροπής μιας γέφυρας μετατροπέων 6 παλμών στην ανά-μονάδα βάση ισχύος του  $S_N$  της ανορθωτικής διάταξης ως εξής:

$$S_N = \sqrt{2} U_{VN} I_{dN} \quad (3.6.1)$$

όπου  $I_{dN}$  είναι το συνεχές και  $U_{VN}$  είναι η εκτιμημένη φασική τάση στη στον ημιαγωγό διακόπτη ή τη δευτεροβάθμια πλευρά του μετασχηματιστή μετατροπέων. Συνήθως η εκτίμηση ισχύος γεφυρών μετατροπέων συνεχούς ρεύματος είναι γνωστή από το

εκτιμώμενο τρέχον  $I_{JN}$  και την εκτιμημένη τάση  $U_{JN}$ . Το σχέδιο της γέφυρας μετατροπής εξαρτάται πολύ από την επαγωγική αντίσταση  $X_c$  μετατροπής και συνεπώς το μέτρο της καθορίζεται και είναι γνωστή. Στις σύγχρονες γέφυρες μετατροπών 12-παλμων είναι συνήθως στη σειρά  $0.1 < X_\gamma < 0,15$  ανά μονάδα όπου 1,0 ανά μονάδα είναι  $(U_{VN})^2/S_N$  ohms.

Μια εύλογη προσέγγιση για τον συντελεστή ισχύος μιας γέφυρας μετατροπών δίνεται από την ακόλουθη έκφραση για έναν ανορθωτή. Σημειωτέον ότι η γωνία  $\alpha$  καθυστέρησης είναι συνήθως γνωστή ή καθορισμένη. Παραδείγματος χάριν, η κανονική τιμή μόνιμης κατάστασης της γωνίας καθυστέρησης για έναν ανορθωτή μπορεί να είναι  $10^\circ < \alpha < 18^\circ$  και ο χαμηλότερος κανονικός συντελεστής ισχύος για κανονική λειτουργία θα είναι όταν  $\alpha = 18^\circ$ :

$$\text{Συντελεστής Ισχύος} = \cos(\theta) = \cos(\alpha) - 0,5 X_c (I_d / I_{dN}) \quad (3.6.2)$$

και για έναν αντιστροφέα:

$$\text{Συντελεστής Ισχύος} = \cos(\theta) = \cos(\gamma) - 0,5 X_c (I_d / I_{dN}) \quad (3.6.3)$$

όπου  $I_d$  είναι το συνεχές ρεύμα φορτίου και το  $I_{dN}$  είναι εκτιμημένο συνεχές ρεύμα και  $\theta$  είναι η γωνία του συντελεστή ισχύος. Για τον αντιστροφέα, η κανονική εκτιμημένη γωνία σβέσης θεωρείται στο σχέδιο γέφυρας μετατροπών, συνήθως  $\gamma = 18^\circ$ . Αγνοώντας τις απώλειες στην ανορθωτική γέφυρα, η ισχύς που ρέει μέσω αυτής  $P_d$  είναι:

$$P_d = I_d U_d \quad (3.6.4)$$

όπου  $I_d$  είναι το ρέον συνεχές ρεύμα μέσω της γέφυρας και  $U_d$  είναι η αναπτυσσόμενη τάση πέρα από τη γέφυρα μετατροπών. Υπολογίζοντας τη γωνία  $\theta$  του συντελεστή ισχύος από την εξίσωση (3.6.2) ή (3.6.3) και την  $P_d$  από την εξίσωση (3.6.4), η άεργος ισχύς  $Q_L$  που απαιτείται από τη γέφυρα μετατροπής εναλλασσόμενου ρεύματος είτε στο ανορθωτή είτε τον αντιστροφέα είναι:

$$Q_L = P_d \tan(\theta) \quad (3.6.5)$$

Μπορεί η φασική τάση στο διακόπτη  $U_{VN}$  να μην είναι γνωστή. Είναι δυνατό να υπολογιστεί τι τιμή πρέπει να έχει εάν ο συντελεστής ισχύος  $\cos(\theta)$  είναι γνωστός από την εξίσωση (3.6.2) ή (3.6.3). Κατόπιν μια καλή εκτίμηση του  $U_{VN}$  είναι:

$$U_{VN} = U_{dN} / [ 1.35 \cos(\theta) ] \quad (3.6.6)$$

Όταν η  $U_{VN}$  είναι γνωστή, είναι δυνατό να εκτιμηθεί η βάση ισχύος των μετασχηματιστών μετατροπής με την εξίσωση (3.6.1). Μπορεί να είναι απαραίτητο να καθοριστεί η γωνία επικάλυψης  $\mu$ . Στον ανορθωτή, η ακόλουθη, κατά προσέγγιση, έκφραση μπορεί να εφαρμοστεί όταν είναι γνωστές η γωνία καθυστέρησης  $\alpha$ , η επαγωγική αντίσταση  $X_c$  ανά-μονάδα και το ρέον συνεχές ρεύμα  $I_d$ :

$$\cos(\alpha + \mu) = \cos(\alpha) - X_c I_d / I_{dN} \quad (3.6.7)$$

Ομοίως στον αντιστροφέα, η γωνία σβέσης  $\gamma$  είναι συνήθως γνωστή για τη μόνιμη κατάσταση έτσι ώστε:

$$\cos(\gamma + \mu) = \cos(\gamma) - X_c I_d / I_d \quad (3.6.8)$$

Η γωνία καθυστέρησης  $\alpha$  στον αντιστροφέα δεν μπορεί να είναι εκ των προτέρων γνωστή αλλά μόλις καθοριστούν η γωνία σβέσης  $\gamma$  και η γωνία επικάλυψης  $\mu$ , προκύπτει:

$$\alpha = 180^\circ - (\gamma + \mu) \quad (3.6.9)$$

Είναι επίσης δυνατό να καθοριστεί ο ονομαστικός λόγος τάσεων της ανορθωτικής διάταξης όταν είναι γνωστή η τάση στο δευτερεύον του Μ/Σ τάση  $U_{VN}$  και εάν στην πλευρά του εναλλασσόμενου ρεύματος η φασική  $U_{LN}$  είναι επίσης γνωστή. Με βάση τις φασικές τάσεις, ο ονομαστικός λόγος τάσεων της ανορθωτικής διάταξης  $TR_N$  είναι:

$$TR_N = \frac{\text{Φασική τάση στη πλευρά της γέφυρας}}{\text{Φασική τάση στην πλευρά ac}} = U_{VN} / U_{LN} \quad (3.6.10)$$

Κατά τη διάρκεια της λειτουργίας μιας γέφυρας μετατροπέων, ο on-line εξασφαλίζει ότι η γωνία καθυστέρησης  $\alpha$  σε έναν ανορθωτή έχει την επιθυμητή κανονική λειτουργούσα τιμή της. Ομοίως στον αντιστροφέα, διατηρεί τη λειτουργία του αντιστροφέα σε επιθυμητό επίπεδο της συνεχούς τάσης  $U_d$  ή γωνίας σβέσης  $\gamma$ . Γνώση των επιθυμητών επιπέδων της συνεχούς τάσης ( $U_d$ ), του συνεχούς ρεύματος  $I_d$ , της ονομαστικής αναλογίας  $TR_N$  της ανορθωτικής διάταξης, του επιπέδου της δευτερεύουσας τάσης εναλλασσόμενου ρεύματος  $U_L$ , και της γωνίας εξάλειψης  $\gamma$  (εάν έχουμε αντιστροφέα) ή γωνία  $\alpha$  καθυστέρησης (εάν

έχουμε ανορθωτή), μας δίνει τη δυνατότητα να βρούμε την ανά-μονάδα αναλογία TR της ανορθωτικής διάταξης από την έκφραση:

$$TR = \frac{U_d + U_{dN} \frac{I_d}{I_{dN}} \frac{X_c}{2 \cos(\phi) - X_c}}{1.35 TR_N U_L \cos(\phi)} \quad (3.6.11)$$

όπου  $X_c$  είναι η επαγωγική αντίσταση για τη γέφυρα μετατροπών στο ανά-μονάδα σύστημα και  $\phi = \alpha$  για έναν ανορθωτή και  $\phi = \gamma$  για τον αντιστροφέα. Το  $I_{dN}$  είναι το συνεχές ρεύμα για τη γέφυρα μετατροπών και  $U_{dN}$  είναι η συνεχής τάση λειτουργίας του.

Οι εξισώσεις (3.6.1) έως (3.6.11) περιγράφουν τη μόνιμη κατάσταση και είναι εύλογα ακριβείς εκφράσεις περιγράφοντας την κατάσταση μιας γέφυρας ανόρθωσης υπό τους ιδανικούς όρους. Ο καθορισμός της απόδοσης και της λειτουργίας μιας γέφυρας ανόρθωσης σε μεταβατικές συνθήκες απαιτεί τη χρήση ενός κατάλληλου προγράμματος ηλεκτρομαγνητικής προσομοίωσης με την ικανότητα της διαμόρφωσης των διακοπών της ανορθωτικής διάταξης μέσω συστήματος ελέγχου που παράγει τους παλμούς στους διακόπτες.

Όταν μια γέφυρα μετατροπής λειτουργεί ως αντιστροφέας, ένας ημιαγωγός διακόπτης θα κλείσει όταν το άγον ρεύμα μειωθεί σε μηδέν και η τάση που αναπτύσσεται στα άκρα του παραμένει αρνητική. Η περίοδος για την οποία ο ημιαγωγός διακόπτης μένει αρνητικά πολωμένος είναι η γωνία εξάλειψης  $\gamma$ , διάρκεια πέρα από την οποία γίνεται ορθά πολωμένος. Χωρίς παλμούς, ο διακόπτης θα μείνει ιδανικά μη αγωγίμος, ακόμα κι αν είναι θετικά πολωμένος.

Ο αντιστροφέας απαιτεί μια ελάχιστη περίοδο αρνητικής εφαρμοζόμενης τάσης ή ελάχιστης γωνίας εξάλειψης  $\gamma$  έτσι ώστε η μη αγωγή παρά τη θετική πόλωση να είναι επιτυχής. Εάν η διεξαγωγή αρχίσει χωρίς παλμό έχουμε την λεγόμενη αποτυχία μετατροπής. Αυτό οδηγεί επίσης σε μια άμεση αποτυχία στο να διατηρηθεί το ρεύμα στον κλάδο της ανορθωτικής διάταξης καθώς το ρεύμα επιστρέφει στον διακόπτη που βρισκόταν σε αγωγή και ο οποίος απέτυχε να αντέξει στην θετική πόλωση.

Αποτυχία μετατροπής σε μια γέφυρα μετατροπής που λειτουργεί ως αντιστροφέας μπορεί να οφείλεται σε οποιονδήποτε από τους παρακάτω λόγους: όταν το συνεχές ρεύμα που εισρέει στον αντιστροφέα παρουσιάζει αύξηση αναγκάζει τη

γωνία επικάλυψης  $\mu$  να αυξηθεί, τη γωνία εξάλειψης  $\gamma$  να μειωθεί οδηγώντας πιθανά στο σημείο όπου ο διακόπτης είναι ανίκανος να διατηρήσει τη μη αγωγή παρά τη θετική πόλωση. Αυτό έχει τη μέγιστη επίδραση στην αρχή αποτυχίας μετατροπής.

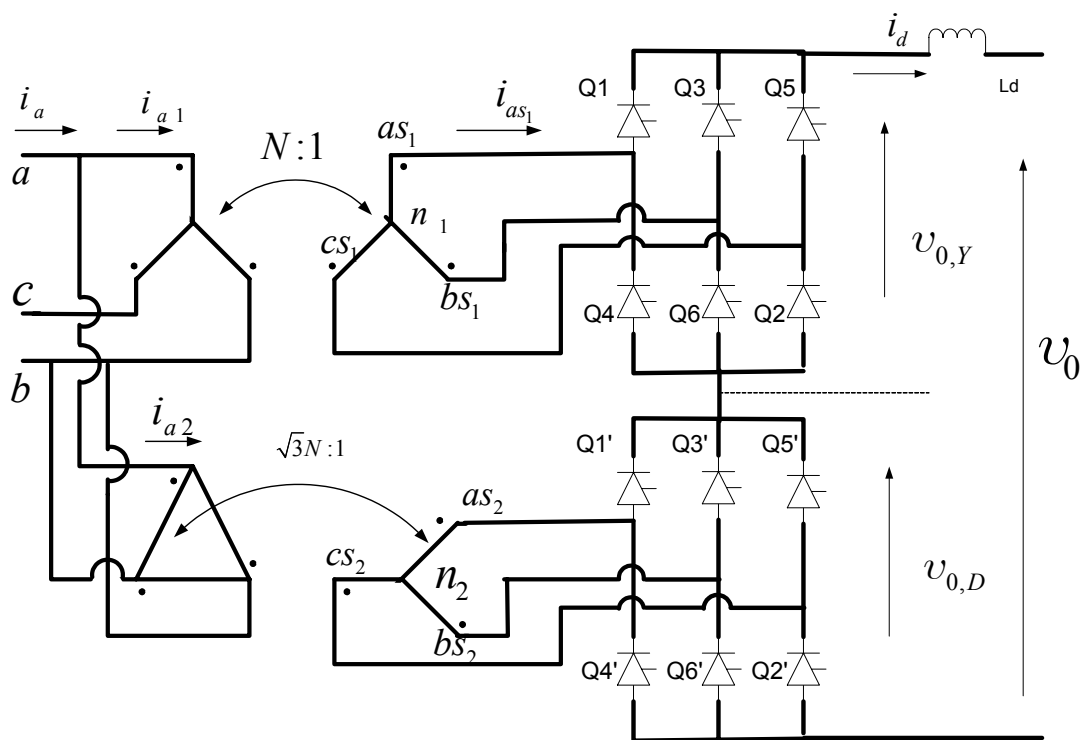
Όταν το μέγεθος της εναλλασσόμενης τάσης σε μια ή περισσότερες φάσεις μειωθεί ή είναι παραμορφωμένη αναγκάζει τη γωνία εξάλειψης να είναι ανεπαρκής σε σχέση με την τιμή που η μετατροπή απαιτεί. Μια μετατόπιση γωνίας φάσης στην εναλλασσόμενη τάση μπορεί να προκαλέσει την αποτυχία μετατροπής. Εντούτοις, η μείωση μεγέθους εναλλασσόμενης τάσης και όχι η αντίστοιχη μετατόπιση φάσης είναι ο κυρίαρχος παράγοντας που καθορίζει την αρχή των αποτυχιών μετατροπής. Μια τιμή  $\gamma = 18^\circ$  είναι συνηθισμένη για τους περισσότερους αντιστροφείς. Η αύξηση της  $\gamma$  σε τιμές  $25^\circ$ ,  $30^\circ$  ή υψηλότερες θα μειώσει την πιθανότητα αποτυχίας μετατροπής (με παράλληλη αύξηση της ζήτησης σε άεργο ισχύ από τον αντιστροφέα). Η τιμή του ρεύματος πριν από την αποτυχία μετατροπής επηρεάζει επίσης τους όρους με τους οποίους μια αποτυχία μετατροπής μπορεί να εμφανιστεί. Μια αποτυχία μετατροπής μπορεί ευκολότερα να συμβεί αν το ρεύμα προ-διαταραχής είναι στο πλήρες σε σχέση με μία λειτουργία χαμηλού φορτίου. Γενικά, όσο πιο σταθερή είναι η εναλλασσόμενη τάση στην οποία συνδέονται οι αντιστροφείς με απουσία διαταραχών στα συνδεδεμένα συστήματα εναλλασσόμενου ρεύματος, τόσο μικρότερη πιθανότητα έχουμε για αποτυχίες μετατροπής.



## **ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4: Μαθηματική Ανάλυση της 12-παλμικής ελεγχόμενης ανορθωτικής διάταξης**

### **4.1 Υπολογισμός DC τάσης εξόδου 12-παλμικής γέφυρας**

Για την περίπτωση όπου η γέφυρα χρησιμοποιείται σαν ανορθωτική διάταξη, η dc τάση εξόδου όπως αυτή φαίνεται στα αντίστοιχα σχήματα ισούται με το άθροισμα των τάσεων εξόδου των δυο γεφυρών πάνω και κάτω όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (4.1).



**Σχήμα 4.1: Σχηματική αναπαράσταση ανορθωτικής διάταξης 12-παλμων.**

Έτσι θα ισχύει

$$v_o = v_{o,Y} + v_{o,\Delta} \tag{4.1.1}$$

όμως

$$v_{o,Y} = \overline{V}_o + \sum_{n=6,12,18}^{\infty} \widehat{V}_{o,n} \cos(n\omega t - \vartheta_n) \quad (4.1.2)$$

Η μέση τιμή ενός παλμού της τάσης εξόδου είναι και η μέση τιμή αυτής και δίνεται από την ακόλουθη σχέση.

$$\overline{V}_o = \frac{1}{T} \int_{(\frac{T}{12})-a}^{(\frac{T}{12})+a} v_{ab} dt = \frac{1}{\pi/3} \int_{a-\pi/6}^{a+\pi/6} v_{ab} d\omega t \quad (4.1.3)$$

αν στην παραπάνω σχέση αντικαταστήσουμε την τιμή του  $v_{ab}$  από την

$$v_{ab} = \sqrt{2}\sqrt{3}V_m \sin \omega t = V_m \sqrt{6} \sin \omega t \quad (4.1.4)$$

Τότε

$$\overline{V}_o = \frac{3}{\pi} \int_{a-\pi/6}^{a+\pi/6} \sqrt{6}V_m \sin(\omega t) d\omega t = \frac{3\sqrt{6}}{\pi} V_m \cos a \quad (4.1.5)$$

όπου

$V_m$  = ενεργός τιμή της φασικής τάσης εισόδου

$\widehat{V}_{o,n}$  = πλάτος της n-οστής αρμονικής συνιστώσας της τάσης εξόδου =  $\sqrt{a_n^2 + b_n^2}$

Για τους συντελεστές  $a_n$  και  $b_n$  ισχύουν αντίστοιχα:

$$a_n = \frac{6}{\pi} \int_{a+\pi/3}^{a+2\pi/3} v_o \sin(n\omega t) d\omega t \quad (4.1.6)$$

$$b_n = \frac{6}{\pi} \int_{a+\pi/3}^{a+2\pi/3} v_o \cos(n\omega t) d\omega t \quad (4.1.7)$$

και  $\theta_n = \tan^{-1}(\frac{a_n}{b_n})$  με  $n = 6, 12, 18, 24$



Τέλος η ενεργός τιμή της τάσης εξόδου (πάντα για την γέφυρα I όπου δέχεται τροφοδοσία από 3-φασικό Μ/Σ συνδεσμολογίας ΥΥ) θα είναι

$$\begin{aligned}\tilde{V}_o &= \left[ \frac{3}{\pi} \int_{a+\pi/3}^{a+2\pi/3} (\sqrt{6}V_m \sin(\omega t))^2 d\omega t \right]^{1/2} = \\ &= \sqrt{6}V_m \left( 0.5 + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cos 2a \right)^{1/2}\end{aligned}\quad (4.1.8)$$

Ακολουθώντας όμοια ανάλυση και για την γέφυρα II του ανορθωτή 12 παλμών και λαμβάνοντας υπόψη το γεγονός ότι οι φασικές τάσεις εισόδου του είναι μετατοπισμένες κατά 30° οδηγούμαστε σε ανάλογα αποτελέσματα. Άρα η συνολική Τάση Εξόδου ( $V_{dc}$ ) της εν σειράς σύνδεσης των δυο ανορθωτών 6-παλμών είναι:

$$\overline{V_{o,12\pi}} = \overline{V_{o,Y}} + \overline{V_{o,\Delta}} = 2 \times (3 \times \sqrt{6} \times V_m \cos a / \pi) \quad (4.1.9)$$

και για  $a=18^\circ$  υπολογίζεται:

$$\overline{V_{o,12\pi}} = 140.5V$$

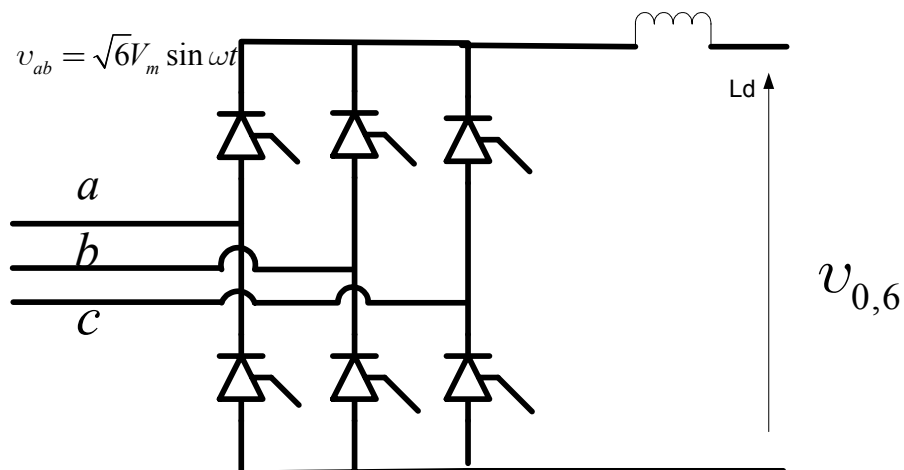
ενώ για την RMS τιμή της τάσης εξόδου θα ισχύει

$$\begin{aligned}\tilde{V}_o &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V^2 dt} = \sqrt{\frac{6}{\pi} \int_{a+\pi/6}^{a+\pi/3} (\sqrt{6}V_m \sin \omega t)^2 d\omega t} \\ &= \sqrt{\frac{6}{\pi} 6V_m^2 \int_{a+\pi/6}^{a+\pi/3} (\sin \omega t)^2 d\omega t} \\ &= \sqrt{6}V_m \sqrt{\frac{6}{\pi} \left[ \int_{a+\pi/6}^{a+\pi/3} (\sin \omega t)^2 d\omega t \right]} \\ &= \sqrt{6}V_m \sqrt{\frac{6}{\pi} \left[ \int_{a+\pi/6}^{a+\pi/3} \left( \frac{1 - \sin 2\omega t}{2} \right) d\omega t \right]}\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \sqrt{6}V_m \sqrt{\frac{6}{\pi} \left[ \frac{1}{2} \underbrace{\left( \alpha + \frac{\pi}{3} - \alpha - \frac{\pi}{6} \right)}_{\frac{\pi}{12}} - \frac{1}{4} \underbrace{[\sin 2\omega t]_{\alpha + \frac{\pi}{3}}^{\alpha + \frac{\pi}{6}}}_{-\frac{1}{4} \sin 2\alpha} \right]} \\
&= \sqrt{6}V_m \left( \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3}{2\pi} \cos 2\alpha} \right) \tag{4.1.10}
\end{aligned}$$

Με  $V_Q = \text{μέγιστη τιμή της τάσης των θυρίστορ} = \sqrt{6}V_m$

Θα μελετήσουμε την κυμάτωση της τάσης εξόδου του 12-παλμικού ανορθωτή σε σχέση με την 6-παλμική γέφυρα, η συνδεσμολογία της οποίας παρουσιάζεται στο σχήμα 4.2.



Σχήμα 4.3: Συνδεσμολογία 6-παλμικού ανορθωτή.

Για δεδομένη τάση εισόδου και γωνία έναυσης των θυρίστορ θα υπολογίσουμε την κυμάτωση της τάσης εξόδου. Αρχικά για την περίπτωση του 12-παλμικού ανορθωτή, σύμφωνα με την παραπάνω μελέτη η μέση τιμή της τάσης για  $\alpha=18^\circ$  και  $V_{im}=380V$  προκύπτει:

$$\overline{V_{o,12}} = 2 \times 3 \times \sqrt{6} \times V_m \cos \alpha / \pi = 4.45V_m$$

ενώ η RMS τιμή της τάσης :

$$\widetilde{V_{o,12}} = \sqrt{6}V_m \left( \sqrt{\frac{1}{2} + \frac{3}{2\pi} \cos 2\alpha} \right)$$

Όποτε:

$$\underline{\text{Κυμάτωση της τάσης εξόδου(12-pulse)}}=V_{RI,12} = \sqrt{\widetilde{V}_{o,12}^2 - \overline{V}_{o,12}^2} = 1.407V_m \quad (4.1.11)$$

$$\underline{\text{Συντελεστής κυμάτωσης τάσης εξόδου(12-pulse)}}=V_{RI,12} / \overline{V}_{o,12} = 0.31V_m \quad (4.1.12)$$

Αναφορικά με την 6-παλμική γέφυρα όπως είναι γνωστό από τη βιβλιογραφία η μέση τιμή της τάσης εξόδου και η RMS τιμή της δίνονται από τις παρακάτω εξισώσεις:

$$\overline{V}_{o,6} = 3 \times \sqrt{6} \times V_m \cos a / \pi = 2.223V_m$$

$$\widetilde{V}_{o,6} = \sqrt{6}V_m \sqrt{\left(0.5 + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cos 2a\right)}$$

συνεπώς

$$\underline{\text{Κυμάτωση της τάσης εξόδου(6-pulse)}}=V_{RI,6} = \sqrt{\widetilde{V}_{o,6}^2 - \overline{V}_{o,6}^2} = 1.26V \quad (4.1.13)$$

$$\underline{\text{Συντελεστής κυμάτωσης τάσης εξόδου(6-pulse)}}=V_{RI,6} / \overline{V}_{o,6} = 0.566V_m \quad (4.1.14)$$

Τέλος υπολογίζουμε την κυμάτωση της τάσης εξόδου όταν χρησιμοποιείται ο 2-παλμικός ανορθωτής με βάση τους τύπους που ακολουθούν:

$$\overline{V}_{o,2} = 2 \times \sqrt{2} \times V_m \cos a / \pi = 325.54V$$

Από τα αποτελέσματα των εξισώσεων (4.1.11), (4.1.12), (4.1.13) και (4.1.14) παρατηρούμε πως η σταθερά κυμάτωσης της τάσης εξόδου στην περίπτωση 12-παλμικής ανορθωτικής διάταξης είναι εμφανώς μικρότερη σε σχέση με την κυμάτωση που εμφανίζει μια εξαπαλμική ανορθωτική διάταξη στο φορτίο δηλαδή στην έξοδο της. Το γεγονός αυτό αποτελεί ένα συγκριτικό πλεονέκτημα της 12-παλμικής ανορθωτικής διάταξης έναντι τόσο της εξαπαλμικής διάταξης όσο και των ανορθωτικών διατάξεων χαμηλότερου βαθμού παλμών, όπως η 2-παλμική.

## 4.2 Ρεύμα εξόδου 12-παλμικής ανορθωτικής διάταξης

Για τον υπολογισμό του ρεύματος εξόδου θεωρούμε πως η 12-παλμική διάταξη τροφοδοτεί φορτίο R-L. Η σύνθετη μιγαδική αντίσταση του φορτίου ισούται με :

$$Z = R + jL\omega \quad (4.2.1)$$

ενώ το μέτρο της :

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (L\omega)^2} \quad (4.2.2)$$

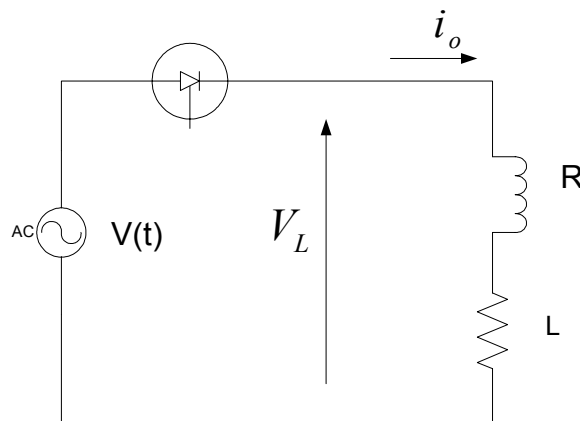
όποτε

$$Z = |Z| \angle \phi \quad (4.2.3)$$

με

$$\phi = \tan^{-1} \left( \frac{R}{L\omega} \right) \quad (4.2.3)$$

Από το σχήμα 4.1, η θετική ή αρνητική τάση που εφαρμόζεται σε κάθε θυρίστορ εξαρτάται από τις τάσεις εισόδου και από την κατάσταση αγωγής των υπόλοιπων θυρίστορ της ανόρθωσης. Για παράδειγμα η πτώση τάσης του θυρίστορ  $Q_1$  είναι θεωρητικά ίση με μηδέν (στην πράξη όμως είναι ίση με ένα έως τρία volt όταν το θυρίστορ άγει). Για παράδειγμα όταν άγουν τα θυρίστορ  $Q_1, Q_6, Q_1', Q_6'$  προκύπτει το ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 4.4.



**Σχήμα 4.4: Ισοδύναμο κύκλωμα για RL φορτίο.**

Η τάση στα άκρα του φορτίου  $V_L$  προκύπτει ως εξής σύμφωνα με το σχήμα 4.1 :

$$v_L = v_{0,Y} + v_{0,D} \text{ , με } v_{ab} = v_{0,D} \quad \text{και} \quad v_{ab}' = v_{0,Y} \text{ προκύπτει:} \quad (4.2.4)$$

$$v_L = v_{ab} + v_{ab}'$$

με

$$v_{ab} = v_{an} + v_{nb} = v_{an} - v_{bn} \quad (4.2.5)$$

και

$$v_{ab}' = v_{an}' + v_{nb}' = v_{an}' - v_{bn}' \quad (4.2.6)$$

όπου  $v_{an}, v_{bn}, v_{an}', v_{bn}'$  είναι η φασικές τάσεις των γραμμών ως προς ουδέτερο.

Οπότε

$$\begin{aligned} v_{an} &= \sqrt{3}V_m \sin(\omega t) \\ v_{an}' &= \sqrt{3}V_m \sin(\omega t + 30^\circ) \\ v_{bn} &= \sqrt{3}V_m \sin(\omega t + 120^\circ) \\ v_{bn}' &= \sqrt{3}V_m \sin(\omega t + 150^\circ) \end{aligned} \quad (4.2.7)$$

με  $V_m$  συμβολίζεται η ενεργός τιμή της φασικής τάσης εισόδου επομένως

$$v_{ab} = v_{an} - v_{bn} = \sqrt{3}V_m \angle 30^\circ \quad (4.2.8)$$

$$v_{ab}' = v_{an}' - v_{bn}' = \sqrt{3}V_m \angle 0^\circ \quad (4.2.9)$$

Συμπεραίνουμε λοιπόν ότι η τάση που εφαρμόζεται στο φορτίο δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$\begin{aligned} v_L &= \sqrt{6}V_m (1 \angle 30^\circ + 1 \angle 0^\circ) \\ &= \sqrt{6}V_m \left( \frac{\sqrt{3}}{2} + \frac{1}{2}j + 1 \right) \\ &= \sqrt{6}V_m \left( \frac{2\sqrt{2+\sqrt{3}}}{2} \right) \angle 15^\circ \\ &= V_m \sqrt{\underbrace{6(2+\sqrt{3})}_K} \angle 15^\circ \\ \Rightarrow v_L &= V_m \sqrt{K} \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{12}\right) \end{aligned} \quad (4.2.10)$$

Στο σημείο αυτό θα πρέπει να εξηγηθεί πως λόγω του δεύτερου μετασχηματιστή Αστέρα-Τριγώνου η φασική τάση της γραμμής ισούται με  $\frac{E}{\sqrt{3}}$  όπου E η πολική τάση, όμως ο λόγος μετασχηματισμού του τριφασικού μετασχηματιστή ισούται με  $\sqrt{3}:1$  άρα προκύπτει κοινό μέτρο της φασικής τάσης εισόδου και για τις δύο γέφυρες.

Με βάση το σχήμα 4.4 γράφεται η παρακάτω διαφορική εξίσωση, που περιγράφει τη λειτουργία του κυκλώματος, με την προϋπόθεση ότι το ρεύμα στο φορτίο μπορεί να θεωρηθεί διακοπτόμενο (δηλαδή παίρνει μηδενικές τιμές κατά τη διάρκεια μιας περιόδου από 0 έως  $2\pi$ ):

$$L \frac{\partial i}{\partial t} + Ri = \sqrt{K} V_m \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{12}\right) \quad (4.2.11)$$

Η λύση της παραπάνω διαφορικής εξίσωσης αποτελείται από δυο όρους, το ρεύμα κατά τη μεταβατική κατάσταση και το ρεύμα κατά στην μόνιμη κατάσταση. Ο όρος της μόνιμης κατάστασης προκύπτει:

$$i_F = \frac{\sqrt{K} \cdot V_m}{|Z|} \angle -\phi \quad (4.2.12)$$

ή

$$i_F = \frac{\sqrt{K} \cdot V_m}{|Z|} \sin(\omega t - \phi) \quad (4.2.13)$$

με  $K = \sqrt{6(2 + \sqrt{3})}$ . Για την ανάλυση της μεταβατικής κατάστασης θεωρώ την παρακάτω διαφορική εξίσωση καθώς το ρεύμα  $i_N$  της μεταβατικής κατάστασης δεν επηρεάζεται από την τάση εισόδου.

$$L \frac{\partial i}{\partial t} + Ri = 0 \quad (4.2.14)$$

η οποία έχει λύση της μορφής:

$$i = A e^{-\frac{R}{L}t} \quad (4.2.15)$$

επομένως το ρεύμα στην δε πλευρά του ανορθωτή θα προκύψει

$$i = i_F + i_N \quad (4.2.16)$$

ή

$$i = \frac{\sqrt{K} V_m}{|Z|} \sin(\omega t - \phi) + A e^{-\frac{R}{L}t} \quad (4.2.17)$$

όμως για  $\omega t = \frac{\pi}{12} + a \Rightarrow t = \left(\frac{\pi}{12} + a\right) \frac{1}{\omega}$ ,  $i = 0$  επομένως η παραπάνω σχέση μετασχηματίζεται σε:

$$0 = \frac{\sqrt{K} V_m}{|Z|} \sin\left(a + \frac{\pi}{12} - \phi\right) + A e^{-\frac{R}{L}\left(a + \frac{\pi}{12}\right) \frac{1}{\omega}}$$

$$\Rightarrow A = \frac{\sqrt{KV_m}}{|Z|} \sin\left(a + \frac{\pi}{12} - \phi\right) e^{\frac{R}{L\omega}\left(a + \frac{\pi}{12}\right)} \quad (4.2.18)$$

δηλαδή βρέθηκε η τιμή της σταθεράς A και άρα το ρεύμα ισούται με

$$i = \frac{\sqrt{KV_m}}{|Z|} \sin(\omega t - \phi) + \frac{\sqrt{KV_m}}{|Z|} \sin\left(a + \frac{\pi}{12} - \phi\right) e^{\frac{R}{L\omega}\left(a + \frac{\pi}{12}\right)} e^{-\frac{R}{L}t} \quad (4.2.19)$$

ενώ μετά την εκτέλεση των πράξεων και λαμβάνοντας υποψιών ότι

$$e^{\frac{R}{L\omega}\left(a + \frac{\pi}{12}\right)} e^{-\frac{R}{L}t} = e^{\frac{R}{L}\left(a + \frac{\pi}{12} - \omega t\right)} = e^{\left(a + \frac{\pi}{12} - \omega t\right) \frac{R}{L\omega}}$$

καθώς και

$$\frac{R}{L\omega} = \tan \phi$$

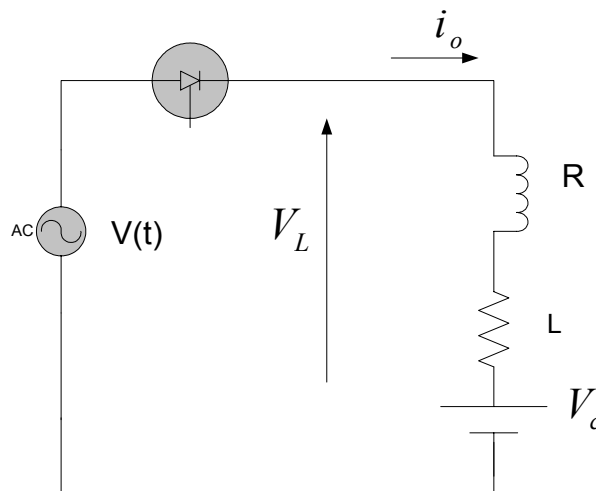
η άνωθεν σχέση μετατρέπεται στην:

$$i = \frac{\sqrt{KV_m}}{|Z|} \left[ \sin(\omega t - \phi) + \sin\left(a + \frac{\pi}{12} - \phi\right) e^{\frac{a + \frac{\pi}{12} - \omega t}{\tan \phi}} \right] \quad (4.2.20)$$

για  $a + \frac{\pi}{12} < \omega t < a + \frac{\pi}{12} + \gamma$

Η οποία εκφράζει το ρεύμα εξόδου του 12-παλμικού ανορθωτή, για φορτίο R-L.

Στην περίπτωση όπου εκτός από ένα φορτίο (που αποτελείται από μια αντίσταση και ένα πηνίο), προστεθεί και μια αντι-ηλεκτρεγερτική δύναμη, όπως φαίνεται στο σχήμα 4.5, θα πρέπει να δοθεί προσοχή, εάν η γωνία έναυσης των θυρίστορ α είναι πριν η μετά την γωνία κατά την οποία η τάση εισόδου έχει την ίδια τιμή με την τάση  $V_c$ .



**Σχήμα 4.5: Ισοδύναμο κύκλωμα για φορτίο RL με αντιηλεκτρεγερτική δύναμη.**

Εάν η γωνία εναυσης  $\alpha$  είναι μικρότερη από την γωνία  $\underline{n}$ , τότε το θυρίστορ δεν θα μπορέσει να μεταβεί σε κατάσταση αγωγής διότι τη στιγμή που εφαρμόζεται ο παλμός εναυσης σε κάποιο θυρίστορ, η τάση στα άκρα του ( $V_{AK} = V - V_C$ ) είναι αρνητική. Αν όμως ο παλμός στο θυρίστορ αυτό εφαρμοστεί μετά από τη γωνία  $\underline{n}$ , τότε  $V_{AK} > 0$  και επομένως το θυρίστορ είναι σε θέση να μεταβεί σε κατάσταση αγωγής διότι είναι θετικά πολωμένο. Η γωνία  $\underline{n}$  όπου  $V(t) = V_C$ , δίνεται από τη σχέση που ακολουθεί (σε red):

$$\underline{n} = \sin^{-1} \left( \frac{V_C}{\sqrt{2}V} \right) = \sin^{-1} m \quad (4.2.21)$$

Εφαρμόζοντας την ίδια λογική όπως και στην περίπτωση χωρίς αντί-ηλεκτρεγερτική δύναμη μπορούμε να υπολογίσουμε το ρεύμα εξόδου του ανορθωτή και στην παρούσα τοπολογία.

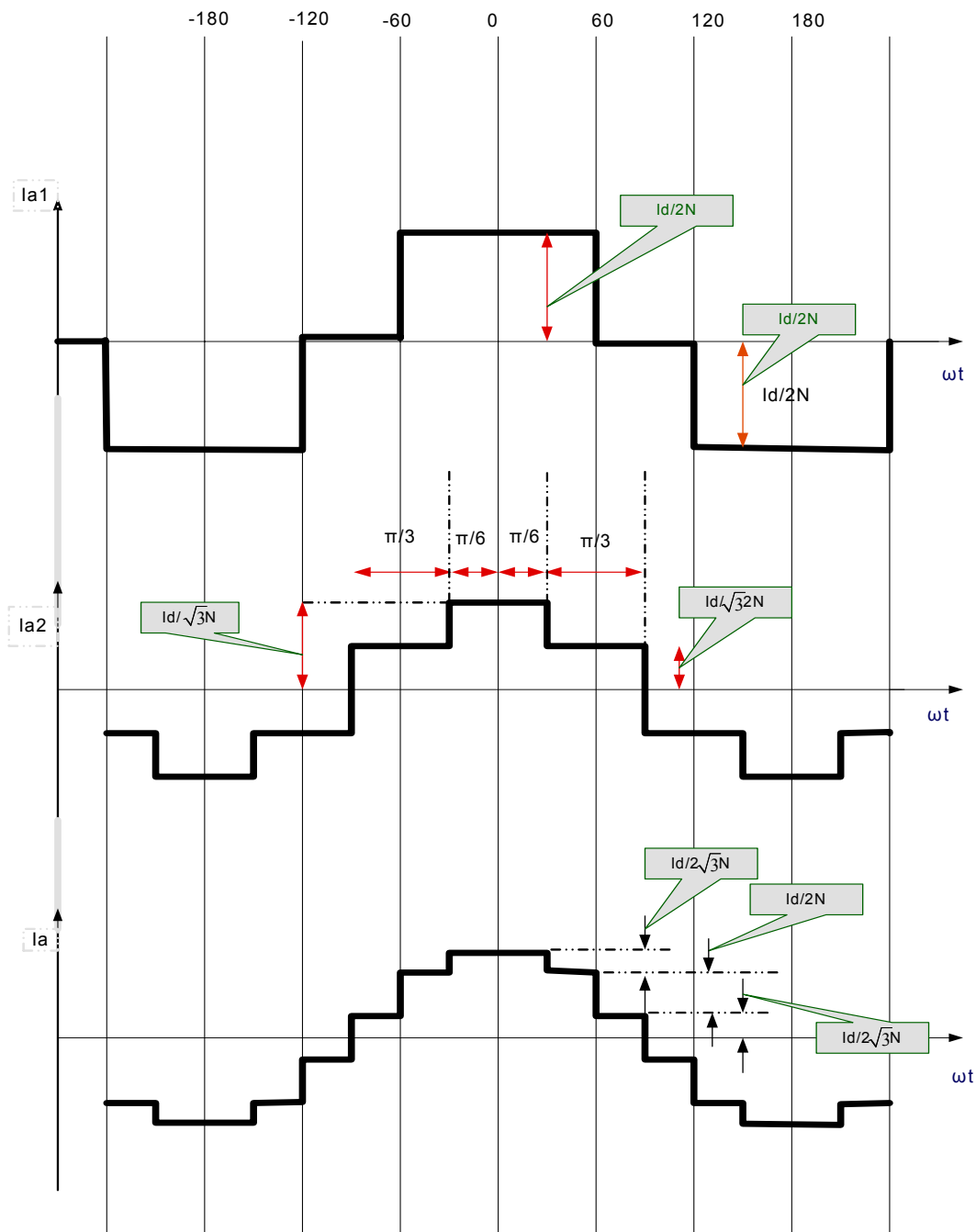
$$i = \frac{\sqrt{K}V_m}{|Z|} \left[ \sin(\omega t - \phi) - \left[ \frac{m}{\cos \phi} - \left[ \frac{m}{\cos \phi} - \sin \left( a + \frac{\pi}{12} - \phi \right) e^{\frac{a + \frac{\pi}{12} - \omega t}{\tan \phi}} \right] \right] \right] \quad (4.2.22)$$

$$\text{για } a + \frac{\pi}{12} < \omega t < a + \frac{\pi}{12} + \gamma$$

### 4.3 Αρμονική ανάλυση 12-παλμικής ελεγχόμενης ανορθωτικής Διάταξης

Μια από τις βασικές συνιστώσες στην μελέτη μιας ανορθωτικής διάταξης αποτελούν οι αρμονικές συνιστώσες που η διάταξη εγχέουν στο δίκτυο από το οποίο τροφοδοτούνται. Οι συνέπειες της παρουσίας των αρμονικών συνιστωσών έχουν αναφερθεί ευρέως στη βιβλιογραφία και έχουν ως συνέπεια την ανάπτυξη μη ασφαλών ρευμάτων στον





**Σχήμα 4.6:** Ρεύματα στην ac πλευρά της 12-παλμικής ανορθωτικής διάταξης (σε μια φάση).

συνεπώς, η παρουσία των αρμονικών ρεύματων αυτών, που είναι μεγαλύτερο των τριφασικών συστημάτων, την υπερθέρμανση όσο και τη μείωση της ζωής των μετασχηματιστών, ο υποβιβασμός των κυματομορφών της τάσης, όπως και η δυσλειτουργία συγκεκριμένων συστημάτων προστασίας. Στην πραγματικότητα τα κυκλώματα των ανορθωτικών διατάξεων μολύνουν με αρμονικά ρεύματα το ac δίκτυο μεταφοράς ισχύος και η εξάπλωση του ηλεκτρονικού εξοπλισμού συμβάλλει στην όξυνση του προβλήματος αυτού.

Προτού ασχοληθούμε με μεθόδους εξάλειψης των αρμονικών συνιστωσών, όπως είναι τα ενεργά, και τα παθητικά φίλτρα, θα μελετήσουμε την αρμονική συμπεριφορά της 12-παλμικής ανορθωτικής διάταξης.

Έστω η  $i_a$  συνάρτηση του ρεύματος του ac δικτύου. Επίσης έστω ότι  $i_{a1}(t) = x_1(t)$ ,  $i_{a2}(t) = x_2(t)$  είναι τα ρεύματα που εισέρχονται στην γέφυρα I και στην κάτω γέφυρα II αντιστοίχως, όπως αυτές φαίνονται στο σχήμα 4.7. Υποθέτουμε ακόμα ότι το ρεύμα στο φορτίο είναι σταθερό με  $L\omega \gg R$ . Τα σήματα αυτά είναι συνεχή άρα τα αναπτύγματα τους σε σειρές Fourier είναι τα ακόλουθα.

$$x_1(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} a_m \cos(m\omega_0 t) + \sum_{m=1}^{\infty} b_m \sin(m\omega_0 t) \quad 4.3.1$$

και

$$x_2(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} a_m \cos(m\omega_0 t) + \sum_{m=1}^{\infty} b_m \sin(m\omega_0 t) \quad 4.3.2$$

Επιλέγουμε την γέφυρα I αρχικά. Καθώς το σήμα είναι περιοδικό με περίοδο 20μsec ή  $2\pi$  μελετάμε το φαινόμενο στη διάρκεια μιας περιόδου. Οι παραπάνω συντελεστές  $a_m$ ,  $b_m$  και  $a_0$  δίνονται από τους τύπους που ακολουθούν:

$$a_m = \frac{2}{T} \int_T x_1(t) \cos(m\omega_0 t) dt \quad 4.3.3$$

$$b_m = \frac{2}{T} \int_T x_1(t) \sin(m\omega_0 t) dt \quad 4.3.4$$

$$\frac{a_0}{2} = \frac{1}{T} \int_T x_1(t) dt \quad 4.3.5$$

παρατηρούμε ακόμα ότι το σήμα είναι άρτιο καθώς  $x_1(t) = x_1(-t)$  οπότε για το συντελεστή  $b_m$  ισχύει

$$b_m \triangleq 0$$

ενώ το  $a_m$  ισούται με

$$a_m = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} x_1(t) \cos(m\omega_0 t) dt \quad 4.3.6$$

Επομένως:

$$a_m = \frac{4}{2\pi} \int_0^{\pi} x_1(t) \cos(m\theta) d\theta \quad 4.3.7$$

διότι  $T=2\pi$ . Απο το σχήμα 4.2 παρατηρούμε για το σήμα  $x_1(t)$

$$x_1(t) = \begin{cases} \frac{I_d}{2N}, & 0 < \theta < \pi/3 \\ 0, & \pi/3 < \theta < 2\pi/3 \\ -\frac{I_d}{2N}, & 2\pi/3 < \theta < \pi \end{cases} \quad 4.3.8$$

επομένως υπολογίζοντας το ολοκλήρωμα

$$\begin{aligned} a_m &= \frac{4}{2\pi} \int_0^{\pi} x_1(t) \cos(m\theta) d\theta = \\ &= \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi/3} \frac{I_d}{2N} \cos(m\theta) d\theta + 0 - \frac{2}{\pi} \int_{2\pi/3}^{\pi} \frac{I_d}{2N} \cos(m\theta) d\theta \\ &= \frac{2}{\pi} \frac{I_d}{2Nm} \left( \int_0^{\pi/3} \cos(m\theta) d\theta - \int_0^{\pi/3} \cos(m\theta) d\theta \right) \\ &= \frac{2}{\pi} \frac{I_d}{2Nm} \left( \sin(m\pi/3) - \overbrace{\sin 0}^0 + \sin(m2\pi/3) - \overbrace{\sin(\pi m)}^0 \right) \\ &= \frac{2}{\pi} \frac{I_d}{2Nm} (\sin(m\pi/3) + \sin(m2\pi/3)) \end{aligned}$$

όμως για τον όρο  $a_0$

$$\begin{aligned} \frac{a_0}{2} &= \frac{1}{T} \int_T x_1(t) dt \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} x_1(t) dt = 0 \end{aligned}$$

γεγονόςπου μας οδηγεί στο συμπέρασμα για το αρχικό μας σήμα

$$x_1(t) = \underbrace{\frac{a_0}{2}}_0 + \sum_{m=1}^{\infty} a_m \cos(m\omega_0 t) + \underbrace{\sum_{m=1}^{\infty} b_m \sin(m\omega_0 t)}_0$$

$$= \sum_{m=1}^{\infty} a_m \cos(m\theta)$$

$$= a_1 \cos(\theta) + a_2 \cos(2\theta) + a_3 \cos(3\theta) + a_4 \cos(4\theta) + \dots$$

όπου

$$a_1 = \frac{2I_d}{N\pi} \sin(\pi/2) \sin(\pi/6) = \frac{\sqrt{3}I_d}{N\pi}$$

$$a_2 = \sin \pi \sin(\pi/3) \frac{2I_d}{N\pi 2} = 0$$

$$a_3 = \sin(3\pi/2) \sin(\pi/2) \frac{2I_d}{N\pi 3} = 0$$

$$a_4 = \sin(2\pi) \sin(2\pi/3) \frac{2I_d}{N\pi 4} = 0$$

$$a_5 = \sin(5\pi/2) \sin(5\pi/6) \frac{2I_d}{N\pi 5} = -\frac{2I_d}{N\pi 5} \frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$a_6 = \sin(6\pi/2) \sin(6\pi/6) \frac{2I_d}{N\pi 6} = 0$$

$$a_7 = \sin(7\pi/2) \sin(7\pi/6) \frac{2I_d}{N\pi 7} = \frac{2I_d}{N\pi 7} \frac{\sqrt{3}}{2}$$

$$a_{11} = \sin(11\pi/2) \sin(11\pi/6) \frac{2I_d}{N\pi 11} = -\frac{2I_d}{N\pi 11} \frac{\sqrt{3}}{2}$$

Συνδυάζοντας τα παραπάνω αποτελέσματα προκύπτει το ρεύμα που ρέει στο ac δίκτυο. Έτσι σε κάθε φάση της τριφασικής συστοιχίας των μετασχηματιστών, των οποίων τα τόσο τα πρωτεύοντα όσο και τα δευτερεύοντα τυλίγματα είναι συνδεδεμένα κατά αστέρα, το ρεύμα προκύπτει ως :

$$i_{a1} = \frac{2\sqrt{3}}{2N\pi} I_d (\cos\theta - \frac{1}{5}\cos 5\theta + \frac{1}{7}\cos 7\theta - \frac{1}{11}\cos 11\theta + \frac{1}{13}\cos 13\theta \dots) \quad 4.3.9$$

Ακολουθώντας την ίδια μέθοδο είναι δυνατό να υπολογιστεί το φασικό ρεύμα που ρέει στα πρωτεύοντα τυλίγματα του τριφασικού μετασχηματιστή ο οποίος είναι συνδεδεμένος κατά Αστέρα τρίγωνο. Σε αυτήν την περίπτωση χρησιμοποιώντας το σχήμα 4.1 το σήμα  $i_{a2}(t) = x_2(t)$  ισούται με :

$$x_2(t) = \begin{cases} \frac{I_d}{\sqrt{3}N}, 0 < \theta < \pi/6 \\ \frac{I_d}{2\sqrt{3}N}, \pi/6 < \theta < \pi/2 \\ -\frac{I_d}{2\sqrt{3}N}, \pi/2 < \theta < 5\pi/6 \\ -\frac{I_d}{\sqrt{3}N}, 5\pi/6 < \theta < \pi \end{cases} \quad 4.3.10$$

Όποτε και πάλι

$$b_m \triangleq 0$$

ενώ το  $a_m$  ισούται με

$$a_m = \frac{4}{T} \int_0^{T/2} x_2(t) \cos(m\omega_0 t) dt$$

Επομένως

$$a_m = \frac{4}{2\pi} \int_0^\pi x_2(t) \cos(m\theta) d\theta$$

για  $x_2(t)$  ίσο με

$$x_2(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{m=1}^{\infty} a_m \cos(m\omega_0 t) + \sum_{m=1}^{\infty} b_m \sin(m\omega_0 t)$$

Άρα επιλύοντας το ολοκλήρωμα ο συντελεστής  $a_m$  προκύπτει:

$$a_m = \frac{2}{\pi} \left[ \int_0^{\pi/6} x_2(t) \cos(m\theta) d\theta \right.$$

$$+ \int_{\pi/6}^{\pi/2} x_2(t) \cos(m\theta) d\theta$$

$$+ \int_{\pi/2}^{5\pi/6} x_2(t) \cos(m\theta) d\theta$$

$$\left. + \int_{5\pi/6}^{\pi} x_2(t) \cos(m\theta) d\theta \right]$$

όποτε

$$a_m = \frac{2}{\pi} \left[ \int_0^{\pi/6} \frac{I_d}{\sqrt{3}N} \cos(m\theta) d\theta \right.$$

$$+ \int_{\pi/6}^{\pi/2} \frac{I_d}{2\sqrt{3}N} \cos(m\theta) d\theta$$

$$- \int_{\pi/2}^{5\pi/6} \frac{I_d}{2\sqrt{3}N} \cos(m\theta) d\theta$$

$$\left. - \int_{5\pi/6}^{\pi} \frac{I_d}{\sqrt{3}N} \cos(m\theta) d\theta \right]$$

$$= \frac{2I_d}{\pi\sqrt{3}Nm} \left[ \sin\left(\frac{m\pi}{6}\right) - \sin 0^\circ + \frac{\sin(m\pi/2) - \sin(m\pi/6)}{2} - \right.$$

$$\left. - \left( \frac{\sin(m5\pi/6) - \sin(m\pi/2)}{2} \right) - (\sin(m\pi/6) - \sin(m5\pi/6)) \right]$$

Από την παραπάνω σχέση για διάφορες τιμές του m λαμβάνουμε τις αρμονικές συνιστώσες. Όποτε

$$m = 1 \Rightarrow a_1 = \frac{2I_d}{\pi\sqrt{3}N} \frac{3}{2} = \frac{I_d\sqrt{3}}{\pi N}$$

$$m = 2 \Rightarrow a_2 = 0$$

$$m = 3 \Rightarrow a_3 = 0$$

$$m = 4 \Rightarrow a_4 = 0$$

$$m = 5 \Rightarrow a_5 = \frac{2I_d\sqrt{3}}{2\pi N5}$$

⋮  
⋮

Επομένως με γνωστές τις τιμές των συντελεστών προκύπτει η δεύτερη συνιστώσα του ρεύματος που ρέει στο ac δίκτυο. Έτσι σε κάθε φάση της τριφασικής συστοιχίας των μετασχηματιστών, των οποίων τα τόσο τα πρωτεύοντα είναι συνδεδεμένα κατά αστέρα ενώ τα δευτερεύοντα τυλίγματα είναι συνδεδεμένα κατά τρίγωνο, το ρεύμα προκύπτει ως :

$$i_{a2} = \frac{2\sqrt{3}}{2N\pi} I_d (\cos\theta + \frac{1}{5}\cos 5\theta - \frac{1}{7}\cos 7\theta - \frac{1}{11}\cos 11\theta + \frac{1}{13}\cos 13\theta \dots) \quad (4.3.11)$$

Όμως το ολικό ρεύμα που κυκλοφορεί στο ac δίκτυο ισούται με το άθροισμα των ρευμάτων των πρωτεύοντων των δυο μετασχηματιστών, δηλαδή

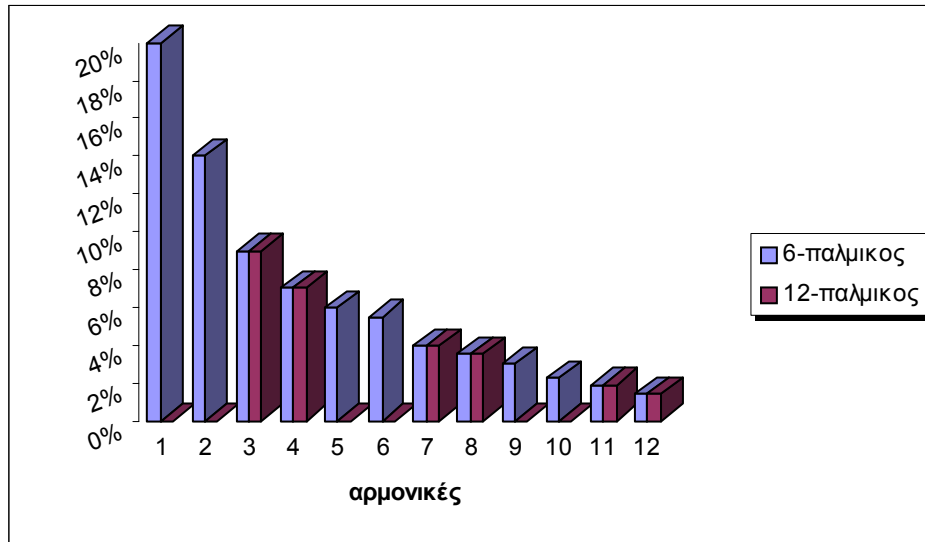
$$i_a = i_{a1} + i_{a2} \quad (4.3.12)$$

Αντικαθιστώντας τις τιμές των δυο παραπάνω συνιστωσών προκύπτει το ολικό ρεύμα ίσο με:

$$i_a = \frac{2\sqrt{3}}{N\pi} I_d (\cos\theta - \frac{1}{11}\cos 11\theta + \frac{1}{13}\cos 13\theta \dots) \quad (4.3.13)$$

Παρατηρούμε από την παραπάνω έκφραση του ρεύματος (4.3.13) ότι έχουμε απόσβεση δυο αρμονικών συνιστωσών, της 5<sup>ης</sup> και της 7<sup>ης</sup>. Αυτό αποτελεί ένα ουσιαστικό πλεονέκτημα της χρησιμοποίησης του 12-παλμικού ανορθωτή στις διατάξεις ισχύος. Ωστόσο, το ρεύμα εισόδου συνεχίζει να εμφανίζει ανώτερες αρμονικές συνιστώσες (11<sup>η</sup>, 13<sup>η</sup> κ.λ.π.) για την σβέση των οποίων, χρησιμοποιούμε αρμονικά φίλτρα, όπως θα μελετηθεί παρακάτω.

Στο παρακάτω σχήμα που ακολουθεί (σχήμα 4.8) παρατηρούμε την διάφορα στις αρμονικές συνιστώσες του ρεύματος εισόδου στις περιπτώσεις του 6-παλμικού και του 12-παλμικού ανορθωτή.



**Σχήμα 4.8: Αρμονικές συνιστώσες, του ρεύματος εισόδου, στον 6-παλμικό και στον 12-παλμικό ανορθωτή.**

Για τον υπολογισμό του THD (Total Harmonic Distortion) εφαρμόζουμε την παρακάτω εξίσωση:

$$THD = 100\% \times \sqrt{\frac{\sum_{h=2}^{\infty} i(h)^2}{i(1)^2}} = 100\% \times \sqrt{\frac{\sum_{h=2}^{\infty} \widetilde{I}_{a,h}^2}{\widetilde{I}_{a,1}^2}} = 100\% \times \sqrt{\frac{\widetilde{I}_{a,3}^2 + \widetilde{I}_{a,5}^2 + \dots}{\widetilde{I}_{a,1}^2}} \quad (4.3.14)$$

Έτσι στην περίπτωση της γέφυρας 12-παλμων :

$$(THD)_{12} = \sqrt{\left(\frac{1}{11}\right)^2 + \left(\frac{1}{13}\right)^2 + \left(\frac{1}{23}\right)^2 + \left(\frac{1}{25}\right)^2 + \dots} \approx 0.0176$$

$$\Rightarrow \boxed{(THD)_{12} \approx 1.76\%} \quad (4.3.15)$$

καθώς το ρεύμα της ac πλευράς περιέχει αρμονικές συνιστώσες της μορφής  $12h \pm 1$  με  $h=1,2,3,4,\dots$ , όπως παρατηρούμε στο σχήμα 4.8.

Αντιστοίχως για την 6-παλμική γέφυρα:



$$(THD)_6 = \sqrt{\left(\frac{1}{5}\right)^2 + \left(\frac{1}{7}\right)^2 + \left(\frac{1}{11}\right)^2 + \left(\frac{1}{13}\right)^2 + \dots} \approx 0.084$$

$$\Rightarrow \boxed{(THD)_6 \approx 8.4\%}$$
(4.3.16)

όπου σε αυτήν την περίπτωση το ρεύμα περιέχει αρμονικές συνιστώσες της μορφής  $6h \pm 1$  με  $h=1,2,3,4,\dots$

Από τα αποτελέσματα των της 4.3.14 και της 4.3.15 παρατηρούμε πως η συνολική αρμονική παραμόρφωση (Total Harmonic Distortion, THD) περιορίζεται σε σημαντικό βαθμό χρησιμοποιώντας διάταξη 12 παλμών αντί για διάταξη 6 παλμών. Το συμπέρασμα αυτό ήταν φανερό από την αρχή καθώς είχαμε σβέση της 5<sup>ης</sup> και της 7<sup>ης</sup> αρμονικής συνιστώσας. Το γεγονός αυτό καταδεικνύει την 12-παλμική ανορθωτική διάταξη ως μια περισσότερο «καθαρή», για το AC σύστημα, διάταξη έναντι της 6-παλμικής ανορθωτικής διάταξης.

#### **4.4 Απορρόφηση έργου ισχύος 12-παλμικής ελεγχόμενης ανορθωτικής Διάταξης**

Όπως είναι γνωστό οι μετατροπείς ισχύος που λειτουργούν με επαγωγικό συντελεστή ισχύος (lagging power factor) απορροφούν έργο ισχύ από την AC πλευρά. Παρά το γεγονός ότι τα ρεύματα που σχετίζονται με το AC δίκτυο περιέχουν εκτός από την θεμελιώδη συνιστώσα, και αρμονικά ρεύματα, λόγω της έγχυσης αρμονικών ρευμάτων από διατάξεις όπως οι ανορθωτές ισχύος, η δράση των αρμονικών αυτών συνιστωσών ρεύματος περιορίζεται από τα ac φίλτρα, η σχεδίαση των οποίων θα πρέπει να είναι βασισμένη στο πλάτος των παραγόμενων αρμονικών συνιστωσών ρευμάτων, όπως θα αναλυθεί παρακάτω. Έτσι για τον υπολογισμό της μεταφοράς ενεργού ισχύος και της απορρόφησης έργου ισχύος λαμβάνεται υπόψη μόνο η θεμελιώδης συνιστώσα των ac ρευμάτων. Είναι απαραίτητο να μελετήσουμε μόνο τον ένα από τους δυο 6-παλμικούς μετατροπείς ισχύος καθώς η ενεργός και η άεργος ισχύς στον 12-παλμικό μετατροπέα είναι ακριβώς διπλάσια.

- **Λειτουργία Ανορθωτή:**

Με την αρχική προϋπόθεση ότι αμελείται η επαγωγή των γραμμών που συνδέουν την διάταξη με το ac δίκτυο,  $L_s$ , στα σχήματα 4.9, 4.10 φαίνεται η φασική τάση  $v_{as_1n_1}$  και το ρεύμα  $i_{as_1}$  με  $i_d(t) = i_d$  για γωνία καθυστέρησης  $\alpha$ . Η θεμελιώδης συνιστώσα του ρεύματος ( $i_{as_1}$ ) που είναι σχεδιασμένη με την διακεκομμένη καμπύλη καθυστερεί της τάσης  $v_{as_1n_1}$  κατά μια γωνία  $\phi_1$  που αντιπροσωπεύει την γωνία του συντελεστή ισχύος, όπου:

$$\phi_1 = \alpha \quad (4.4.1)$$

Όποτε η τριφασική άεργος ισχύς που απαιτείται από τον 6-παλμικό ανορθωτή ισχύος λόγω των θεμελιωδών συνιστωσών της άεργου ισχύος, οι οποίες καθυστερούν των αντίστοιχων φασικών τάσεων κατά  $90^\circ$  ισούται με

$$Q_1 = \sqrt{3}v_{LL}(i_{as_1})_1 \sin \alpha \quad (4.4.2)$$

όπου  $v_{LL}$  είναι η line to line τάση στην ac πλευρά του ανορθωτή. Από ανάλυση Fourier του  $i_{as_1}$  στο σχήμα 4.10, η RMS τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας του ρεύματος είναι

$$(i_{as_1})_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi} i_d \approx 0.78 i_d \quad (4.4.3)$$

συνδυάζοντας τις (4.4.2) και (4.4.3)

$$Q_1 = \sqrt{3}v_{LL} \left( \frac{\sqrt{6}}{\pi} i_d \right) \sin \alpha = 1.35 v_{LL} \sin \alpha \quad (4.4.4)$$

Η μεταφορά ενεργού ισχύος σε κάθε έναν από τους δυο 6-παλμικούς ανορθωτές ισχύος, υπολογίζεται ως

$$P_D = V_{o,d} i_d = 1.35 v_{LL} i_d \cos \alpha \quad (4.4.5)$$

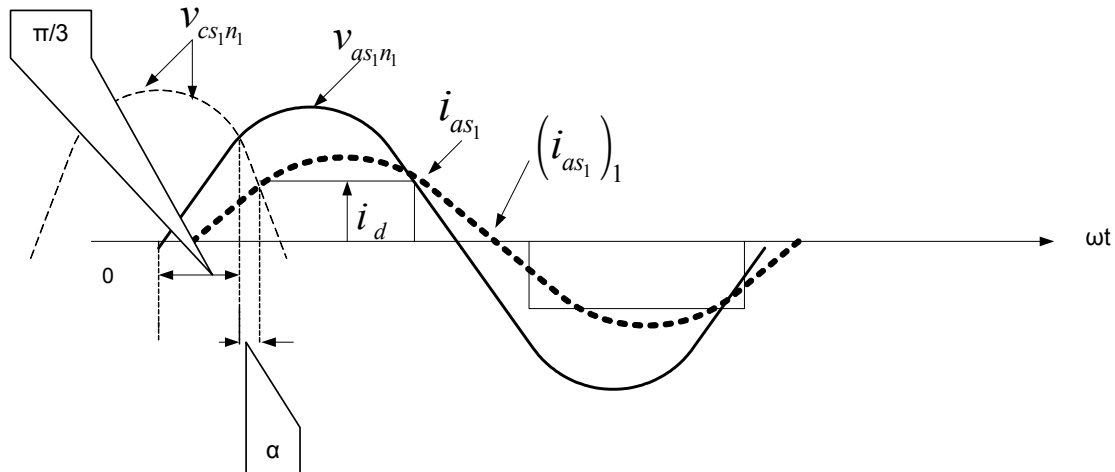
όπου η τιμή της  $v_D$  προέρχεται από την σχέση

$$v_{o,D} = \frac{v_d}{2} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} v_{LL} \cos \alpha - \frac{3\omega L_s}{\pi} i_d \quad (4.4.6)$$

όπου  $L_s = 0$ .

Για να πετύχουμε την επιθυμητή ενεργό ισχύ  $P_D$  θα πρέπει η απαιτούμενη  $Q_1$  να έχει όσο μικρότερη τιμή γίνεται. Ομοίως το  $i_d$  θα πρέπει να έχει όσο το

δυνατόν μικρότερη τιμή ώστε να ελαχιστοποιηθούν οι ωμικές απώλειες. Για την ελαχιστοποίηση των  $i_d$  και  $Q_1$ , λαμβάνοντας υπόψη ότι η  $v_{LL}$  θα πρέπει να είναι σταθερή στις σχέσεις (4.4.5), (4.4.6), θα πρέπει να επιλέξουμε μικρές τιμές για τη γωνία καθυστέρησης  $\alpha$  στην λειτουργία του μετατροπέα ισχύος σαν ανορθωτής. Έτσι για πρακτικούς λόγους, η ελάχιστη τιμή της γωνίας εναυσης επιλέγεται στην περιοχή  $10^\circ$  έως  $20^\circ$ .



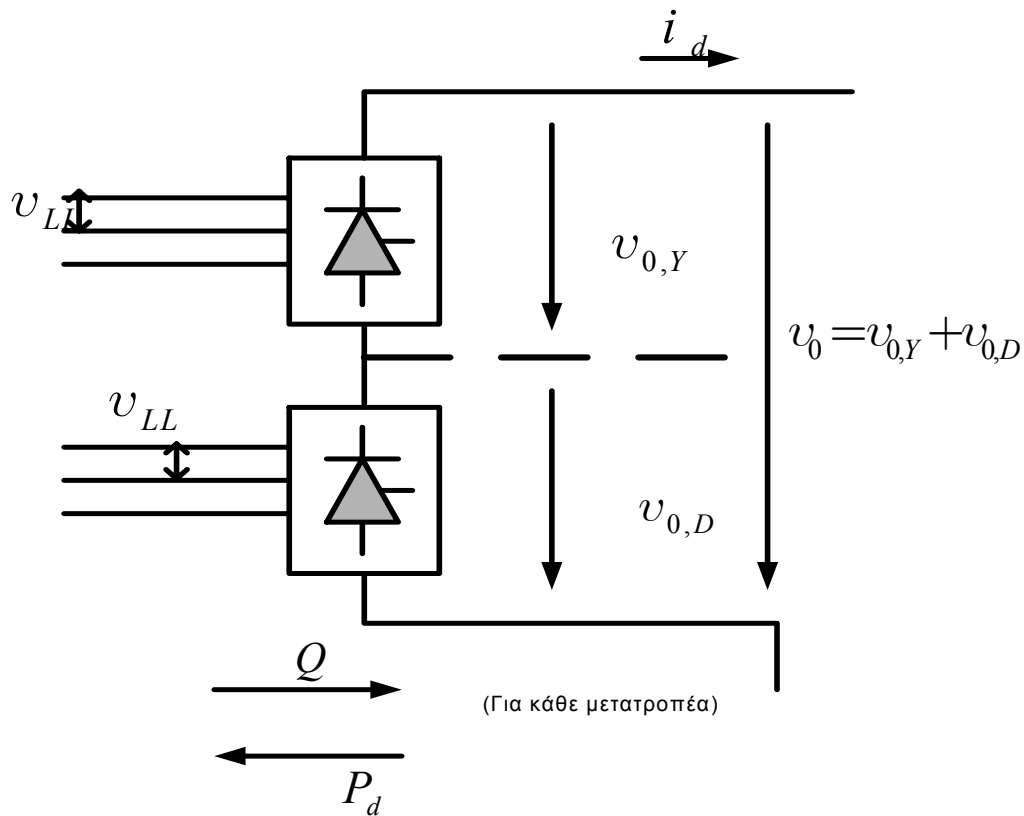
Σχήμα 4.10: Ιδανικές κυματομορφές θεωρώντας  $L_s=0$ .

- **Λειτουργία Αντιστροφής:**

Στη λειτουργία της 12-παλμικής διάταξης σαν αντιστροφέα η dc τάση λειτουργεί σαν την αντί-ηλεκτρεγερτική δύναμη σε έναν dc κινητήρα. Για αυτόν το λόγο είναι βολικό να ορίσουμε την πολικότητα της dc τάσης όπως φαίνεται στο σχήμα 4.11, ούτως ώστε η dc τάση να είναι θετική όταν γράφεται ειδικά για την λειτουργία αντιστροφής. Είναι γνωστό ότι η γωνία εξάλειψης ( $\gamma$ ) ή σβέσης είναι ίση με

$$\gamma = 180^\circ - (\alpha + \mu) \quad (4.4.7)$$

όπου  $\mu$  η γωνία επικάλυψης (η διάρκεια της μετατροπής μεταξύ δύο διακοπών μετατροπέων που εκφράζεται σε ηλεκτρικό γωνιακό μέτρο), και  $\alpha$  η γωνία καθυστέρησης.

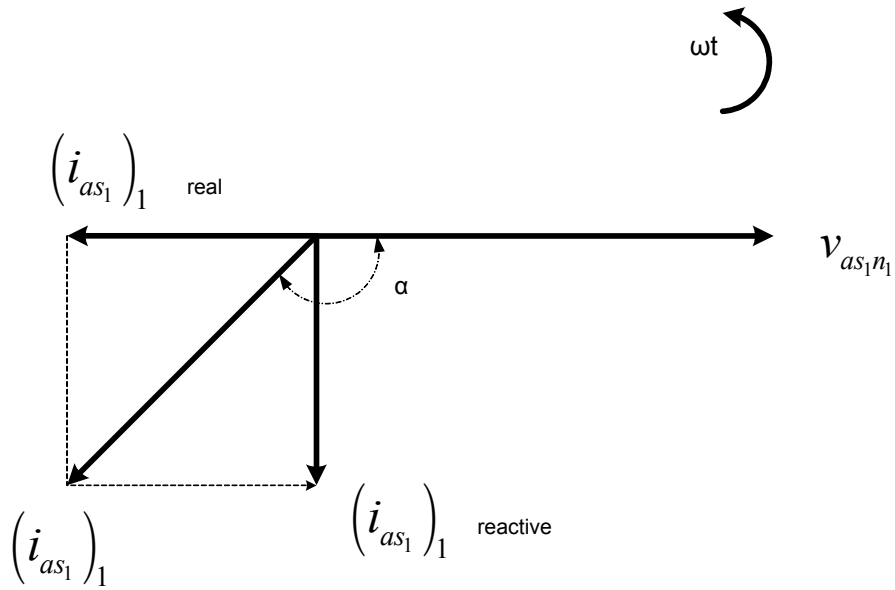


**Σχήμα 4.11:Μεταφορά ισχύος στον 12-παλμικό ανορθωτή.**

Η dc τάση του αντιστροφέα έχει υπολογιστεί και είναι:

$$v_{o,D} = v_{o,Y} = \frac{v_0}{2} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} v_{LL} \cos \gamma - \frac{3\omega L_s}{\pi} i_d \quad (4.4.8)$$

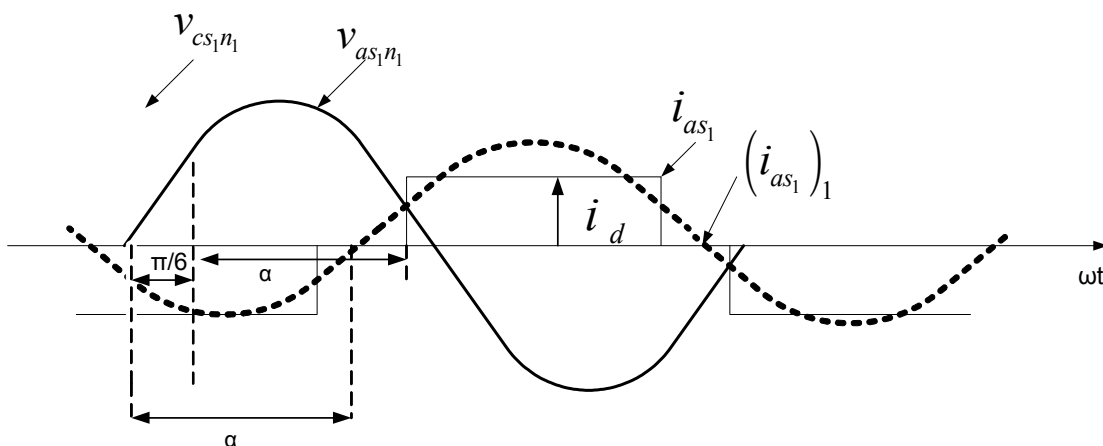
Με την προϋπόθεση ότι  $L_s = 0$  (για λόγους απλότητας). Στο σχήμα 4.12 παρατηρούμε τις κυματομορφές για τα μεγέθη  $v_{as_1}$  και  $i_{as_1}$ , σε γωνία  $\alpha > 90^\circ$ , που αντιστοιχεί σε κατάσταση αντίστροφης.



**Σχήμα 4.11: Διάγραμμα φάσης.**

Η θεμελιώδης συνιστώσα του ρεύματος ( $i_{as_1}$ ) είναι σχεδιασμένη με την διακεκομμένη καμπύλη. Στο διάγραμμα φάσης του σχήματος 4.11 παρατηρούμε ότι η θεμελιώδης συνιστώσα του ρεύματος καθυστερεί της φασικής τάσης. Αυτό μας οδηγεί στο συμπέρασμα ότι ο μετατροπέας εξακολουθεί να απορροφά άεργο ισχύ από το ac δίκτυο, παρότι η κατεύθυνση της ροής ισχύος έχει αντιστραφεί λόγω της λειτουργίας της 12-παλμικής γέφυρας σαν αντιστροφή.

Με  $L_s = 0, \mu = 0$  από την εξίσωση (4.4.7) προκύπτει  $\gamma = 180^\circ - \alpha$



**Σχήμα 4.12:Κυματομορφές κατά τη λειτουργία της ανορθωτικής διάταξης σαν αντιστροφή.**

Όποτε η σχέση που εκφράζει την ροή ενεργού και άεργου ισχύος σε κάθε μια από τις δυο 6-παλμικές γέφυρες από τις οποίες αποτελείται η 12-παλμική διάταξη προκύπτει από τις σχέσεις (4.4.4) και (4.4.5), ειδικά για την περίπτωση λειτουργίας σαν αντιστροφέας, συνάρτηση της γωνίας  $\gamma$ , ως:

$$P_D = 1.35v_{LL}i_d \cos \gamma \quad (4.4.9)$$

$$Q_1 = 1.35v_{LL}i_d \sin \gamma \quad (4.4.10)$$

Στις παραπάνω σχέσεις (4.4.9), (4.4.10) το  $\gamma$  θα πρέπει να είναι όσο το δυνατόν μικρότερο για δεδομένο επίπεδο μεταφερομένης ισχύος ώστε να έχουμε ελαχιστοποίηση των απωλειών  $I^2R$ . Η ελάχιστη τιμή της  $\gamma$  που είναι επιτρεπτή, συμβολίζεται σαν  $\gamma_{\min}$  και περιορίζεται από το γεγονός ότι απαιτείται κάποιο ικανό χρονικό διάστημα για την σβέση των θυρίστορ.

Σε έναν 12-παλμικό ανορθωτή ισχύος η απαίτηση σε άεργος ισχύ είναι το άθροισμα της ισχύος που απαιτείται στις δυο 6-παλμικές γέφυρες. Τα ac φίλτρα και οι διατάξεις διόρθωσης συντελεστή ισχύος προσφέρουν την απαιτούμενη άεργο ισχύ στους ανορθωτές, όπως θα δούμε παρακάτω.

#### **4.5 Φίλτρα εξάλειψης αρμονικών συνιστωσών**

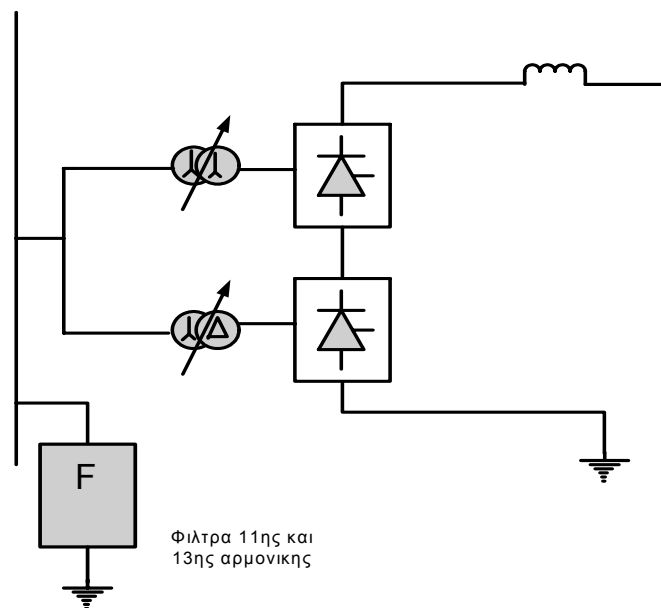
Καθώς η αυτεπαγωγή αγωγής είναι χαμηλή σε σχέση με το πηνίο εξομάλυνσης μια 12 παλμική ανορθωτική διάταξη λειτουργεί από την μεν AC πλευρά σαν πηγή αρμονικών ρευμάτων και από τη DC πλευρά σαν πηγή αρμονικής τάσης. Η μελέτη των αρμονικών αυτών συνιστωσών έχει προηγηθεί στο παρόν κεφαλαίο.

Η προφανής λύση στην περίπτωση αυτή θα ήταν η εξάλειψη της ίδιας της αρμονικής πηγής. Θεωρητικά οι χαρακτηριστικές αρμονικές θα μπορούσαν να εξαλειφθούν με την χρησιμοποίηση πολύπλοκης μορφής ανορθωτικών διατάξεων. Μια λύση αυτής της μορφής, δεν θα μπορούσε να θεωρηθεί ιδανική, καθώς πέρα από το γεγονός ότι είναι οικονομικά ασύμφορη, εξακολουθεί η απαίτηση ύπαρξης φίλτρων καταστολής των αρμονικών συνιστωσών.

## 4.5.1 Σχεδίαση φίλτρων στην AC πλευρά της ανορθωτικής διάταξης

### 4.5.1.1 Σχεδιαστικά κριτήρια

Η ιδανική περίπτωση στην οποία στοχεύει η σχεδίαση ενός φίλτρου είναι η εξάλειψη των συνεπειών που προκαλούνται από την παραμόρφωση των κυματομορφών και της παρέμβασης των τηλεφωνικών σημάτων. Ενώ η ιδανική αυτή κατάσταση δεν μπορεί να επιτευχθεί, πλήρως, λόγω της δυσκολίας της εκ των προτέρων γνώσης της ροής αρμονικών διάμεσου του AC δικτύου, είναι επιπλέον και αντιοικονομική.



**Σχήμα 4.13:** 12 παλμική ανορθωτική διάταξη, όπου έχουν σχεδιαστεί και φίλτρα στην AC πλευρά για την εξάλειψη την 11<sup>ης</sup> και της 13<sup>ης</sup> αρμονικής συνιστώσας.

Η ροή αρμονικών ρευμάτων δεν προκαλεί τόσο σημαντικά προβλήματα δεδομένου ότι η αρμονική σύνθετη αντίσταση του συστήματος είναι σχετικά μικρή και επομένως ένα κριτήριο βασισμένο στην αρμονική τάση και όχι στο ρεύμα είναι περισσότερο βολικό για το σχεδιασμό των φίλτρων. Τυπικοί συντελεστές οι οποίοι θα πρέπει να λαμβάνονται υπόψιν στον σχεδιασμό των φίλτρων είναι η παραμόρφωση της τάσης, η οποία εκφράζεται από τον παρακάτω τύπο σαν

$$V_{TD} = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} V_n^2} \quad (4.5.1.1.1)$$

και ο συντελεστής παρεμβολής του τηλεφωνικού δικτύου TIF (telephone influence factor). Στις αρμονικές εκείνες συχνότητες, οι οποίες είναι ευαίσθητες για το αυτί δίνονται υψηλότεροι συντελεστές καθώς, ενώ τα πλάτη είναι σχετικά μικρά, πιθανόν να προκαλέσουν ανεπιθύμητο τηλεφωνικό θόρυβο. Ο TIF ορίζεται από την παρακάτω εξίσωση[3].

$$TIF = \frac{1}{V} \left[ \sum_{f=0}^{\infty} (K_f P_f V_f)^2 \right]^{1/2} \quad (4.5.1.1.2)$$

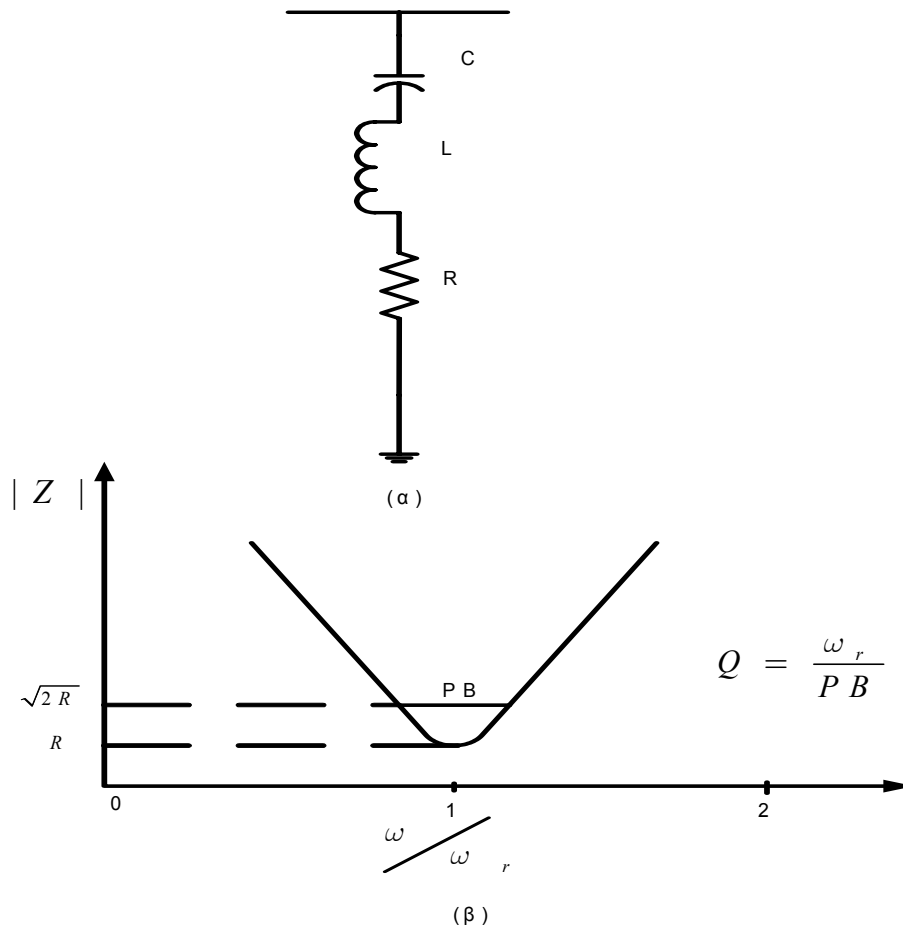
#### 4.5.1.2 Παράμετροι σχεδίασης

Δυο βασικοί παράγοντες στο σχεδιασμό των φίλτρων είναι το μέγεθος και η ποιότητα. Το μέγεθος του φίλτρου καθορίζεται από την άεργο ισχύς που το φίλτρο μπορεί να προσφέρει, η οποία είναι ουσιαστικά προσφέρεται από τους πυκνωτές. Η ποιότητα του φίλτρου (Q) εκφράζεται με την δυνατότητα ρύθμισης του φίλτρου και όποτε ορίζεται διαφορετικά για τα φίλτρα συντονισμού και διαφορετικά για τα υψιπερατά φίλτρα (high-pass filters). Η δυνατότητα ρύθμισης των φίλτρων συντονισμού αυξάνει ανάλογα με το λόγο της επαγωγικής ή χωρητικής αντίδρασης προς την αντίσταση του. Ενώ στα υψιπερατα φίλτρα η δυνατότητα ρύθμισης αυξάνεται αντιστρόφως ανάλογα με τον λόγο αυτό.

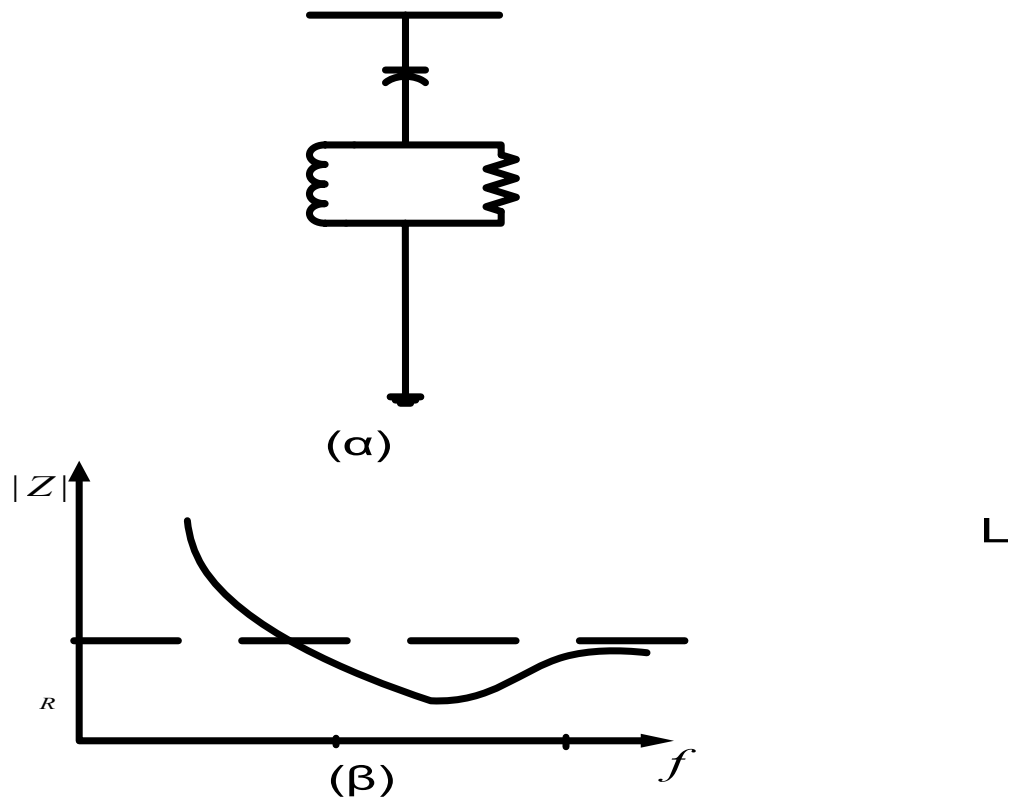
Το high Q ή ρυθμιζόμενο φίλτρο ρυθμίζεται σε μια η δύο χαμηλότερης τάξης αρμονικές συνιστώσες, όπως για παράδειγμα την 5<sup>η</sup> ή 7<sup>η</sup>. Το low Q ή φίλτρο σβέσης (damped filter) εμφανίζει χαμηλή σύνθετη αντίσταση σε ένα μεγάλο εύρος συχνοτήτων και χρησιμοποιείται για την εξάλειψη αρμονικών υψηλότερης τάξης, 17<sup>η</sup> και άνω. Συνήθως αναφέρεται σαν υψιλοπερατό φίλτρο (high-pass).

Τα σχήματα 4.14 και 4.15 καταδεικνύουν τυπικές μορφές κυματομορφών των δυο ειδών φίλτρων ενώ στο σχήμα 4.16 παρατηρούμε το συνδυασμό των δυο σε περίπτωση 6-παλμικής ανορθωτικής διάταξης. Στο σχήμα 4.17 παρατηρούμε πως το αρμονικό ρεύμα που παράγεται στον ανορθωτή διαχωρίζεται σε δυο συνιστώσες, μια η οποία ρέει στο φίλτρο και σε αυτήν που ρέει στο AC δίκτυο. Για να λειτουργήσει σωστά το φίλτρο θα πρέπει (το φίλτρο) να παρουσιάζει αρκετά μικρότερη εμπεδηση σε σχέση με το AC δίκτυο. Επομένως το κλειδί στην βέλτιστη σχεδίαση φίλτρων είναι η μελέτη τόσο της πηγής αρμονικών συνιστωσών όσο και της σύνθετης αντίστασης που παρουσιάζει στις αρμονικές συχνότητες το ac δίκτυο.





**Σχήμα 4.14: (α) Κύκλωμα απλού συντονιζόμενου φίλτρου.  
 (β) Μέτρο σύνθετης αντίστασης του απλού συντονιζόμενου φίλτρου.**



**Σχήμα 4.15:** (α)Κύκλωμα ενός φίλτρου σκέδασης.  
 (β) Διάγραμμα του μέτρου της σύνθετης μιγαδικής αντίστασης σε συνάρτηση με τη συχνότητα.

#### 4.5.1.3 Ρυθμιζόμενα φίλτρα

Τα πρώτα φίλτρα αποκοπής αρμονικών συνιστωσών βασιζόταν αποκλειστικά σε συντονισμένα φίλτρα, τα οποία αποτελούνται αποκλειστικά από συνδεδεμένα σε σειρά R, L, C στοιχεία. Το κύκλωμα ήταν ρυθμισμένο στη συχνότητα της χαμηλότερης αρμονικής συνιστώσας. Η μιγαδική αντίσταση του απλού ρυθμιζόμενου φίλτρου εκφράζεται ως

$$Z_f = R + j[\omega L - 1/\omega C] \tag{4.5.1.3.1}$$

όπου στη συχνότητα συντονισμού ισοδυναμεί με μια απλή αντίσταση R. Η ζώνη διέλευσης του φίλτρου ορίζεται από τις τιμές της συχνότητας όπου η αντίδραση (επαγωγική) και η αντίσταση είναι ίσες.

Στο σχήμα 3.2 εμφανίζεται μια τυπική μορφή που αντιπροσωπεύει την αντίδραση για ένα απλό ρυθμιζόμενο φίλτρο. Ενώ οι παρακάτω εξισώσεις περιγράφουν τη λειτουργία του.

$$\omega_n = 1/\sqrt{LC} = 2\pi f_n \quad (4.5.1.3.2)$$

όπου  $f_n$  είναι η συχνότητα συντονισμού.

$$X_o = \omega_n L = 1/(\omega_n C) = \sqrt{LC} \quad (4.5.1.3.3)$$

Ο συντελεστής ποιότητας Q μπορεί να εκφραστεί από τον παρακάτω λόγο

$$Q = \frac{X_o}{R} \quad (4.5.1.3.4)$$

ή

$$Q = \frac{\omega_n}{PB} \quad (4.5.1.3.5)$$

όπου PB είναι η ζώνη διέλευσης σε rad/sec,

$$\begin{aligned} C &= 1/(\omega_n RQ) \\ L &= RQ/\omega_n \end{aligned} \quad (4.5.1.3.6)$$

Περισσότερο συνηθισμένη είναι η ύπαρξη διπλού φίλτρου συντονισμού σε αντικατάσταση των δυο απλών φίλτρων. Αυτό έχει αποδειχτεί περισσότερο οικονομικό[3], καθώς χρησιμοποιείται ένα κοινό πηνίο και η απώλεια ισχύος στη θεμελιώδη συχνότητα είναι μικρότερη.

Στην πραγματικότητα το φίλτρο δεν είναι πάντα ρυθμισμένο ακριβώς στη συχνότητα που θα πρέπει να στοχεύει για τους λόγους που ακολουθούν:

- Μεταβολές της συχνότητας του συστήματος, η οποίες έχουν ως άμεση συνέπεια την μεταβολή (με πολλαπλασιαστικό τρόπο) των συχνοτήτων στις οποίες εμφανίζονται οι αρμονικές συνιστώσες.
- Μεταβολές της τιμής χωρητικότητας και της επαγωγικής αντίδρασης του πηνίου λόγω ποικίλων συνθηκών όπως είναι η παλαιότητα ή η θερμοκρασία.
- Η ακρίβεια της πραγματικής ρύθμισης του φίλτρου, η οποία περιορίζεται από τη διακριτή φύση της διαδικασίας της ρύθμισης.

Το συνολικό σφάλμα που προκύπτει είναι

$$\delta = \frac{\Delta\omega}{\omega_n} = \frac{\Delta f}{f_n} + \frac{1}{2} \left( \frac{\Delta L}{L_n} + \frac{\Delta C}{C_n} \right) \quad (4.5.1.3.7)$$

Όπου  $f_n$  είναι η τυπική τιμή της συχνότητας του σήματος και  $L_n, C_n$  τυπικές τιμές της αυτεπαγωγής και της χωρητικότητας του φίλτρου.

Η εμπέδηση του φίλτρου μπορεί να γραφτεί σε συνάρτηση των Q και δ ως εξής

$$Z_f = R \left[ 1 + jQ(2 + \delta)/(1 + \delta) \right] \quad (4.5.1.3.8)$$

και για μικρές μεταβολές τις συχνότητας του συστήματος δηλαδή  $\delta \ll 1$

$$Z_f \approx R(1 + jQ2\delta) \quad (4.5.1.3.9)$$

Όποτε η αγωγιμότητα των ρυθμιζόμενων φίλτρων προκύπτει

$$Y_f = \frac{1}{Z_f} = G_f + jB_f \quad (4.5.1.3.10)$$

όπου

$$\begin{aligned} G_f &= 1 / \left[ R(1 + 4Q^2\delta^2) \right] \\ B_f &= -2Q\delta / \left[ R(1 + 4Q^2\delta^2) \right] \end{aligned} \quad (4.5.1.3.11)$$

η αρμονική τάση  $V_n$  στους ακροδέκτες του AC δικτύου ισούται με

$$V_n = I_n / (Y_f + Y_{sn})$$

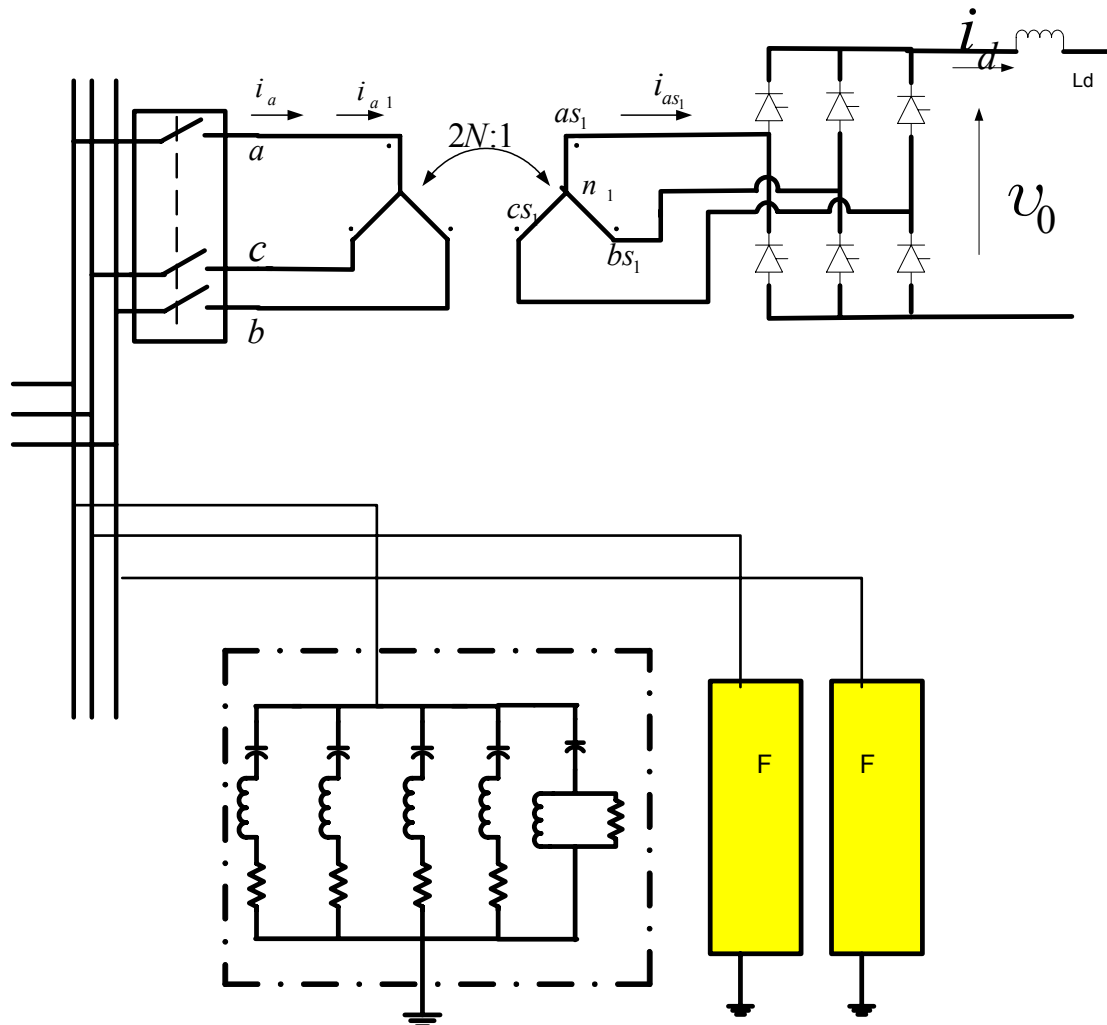
ή

$$|V_n| = I_n \sqrt{\left\{ \left[ G_{sn} + \frac{1}{R(1 + 4Q^2\delta^2)} \right]^2 + \left[ B_{sn} - \frac{2Q\delta}{R(1 + 4Q^2\delta^2)} \right]^2 \right\}} \quad (4.5.1.3.12)$$

όπου  $Y_{sn} = G_{sn} + jB_{sn}$  είναι η αγωγιμότητα του δικτύου στην αρμονική συχνότητα n.

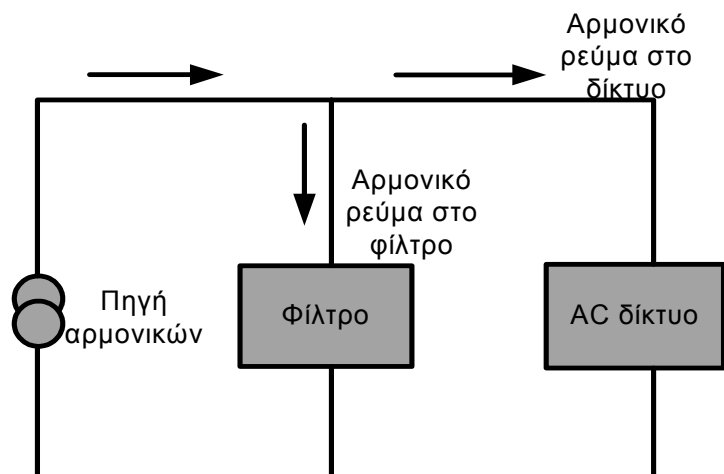
Στόχος του φίλτρου είναι η ελαχιστοποίηση της τάσης που δίνεται από την παραπάνω εξίσωση. Μεταβάλλοντας τις παραμέτρους του φίλτρου όπως είναι το  $S$  και το  $Q$  μεταβάλλεται και η τιμή της τάσης (μέτρο). Το μέγεθος του φίλτρου περιορίζεται από το κόστος του. Η ποιότητα του φίλτρου επιλέγεται έτσι ώστε να επιτυγχάνεται η βέλτιστη λειτουργία, π.χ η τιμή που επιλέγεται θα πρέπει να έχει ως αποτέλεσμα την ελάχιστη έγχυση ρεύματος στο δίκτυο, για δεδομένη κατάσταση δικτύου. Μεγαλύτερο  $Q$  μειώνει τις απώλειες και την αρμονική τάση (όταν έχουμε σωστό συντονισμό), αλλά αυξάνει το ρίσκο να εμφανιστεί παράλληλος συντονισμός ανάμεσα στο φίλτρο και στο δίκτυο. Ωστόσο, κάποιες από τις παραμέτρους δεν βρίσκονται στην επιλεκτική ευχέρεια του σχεδιαστή και επομένως θα πρέπει να επιλέγονται με βάση το χειρότερο δυνατό σενάριο, το οποίο περιλαμβάνει και τις παρακάτω περιπτώσεις:

- Το σφάλμα  $\delta$  θα πρέπει να επιλέγεται το μέγιστο δυνατό για δεδομένη κατάσταση δικτύου.
- Η αγωγιμότητα  $Y_{sn}$  του δικτύου. Όταν αυτή μπορεί να υπολογιστεί με ακρίβεια τότε το φίλτρο που σχεδιάζεται πληρεί ικανοποιητικά τις προϋποθέσεις του κόστους και αποτελεσματικότητας.



Φίλτρα 5ης 7ης 11ης 13ης  
και  
υψηλοπερατό φίλτρο για  
ανώτερες

Σχήμα 4.17: Τυπική διάταξη φίλτρων σε 6 παλμική ανορθωτική διάταξη.



Σχήμα 4.17: Απλοποιημένο κύκλωμα για την πηγή αρμονικών, το AC δίκτυο και το φίλτρο.

#### **4.5.1.4 Αυτορρυθμιζόμενα φίλτρα**

Οι συνέπειες των σφαλμάτων που περιγράψαμε στην προηγούμενη ενότητα είναι δυνατόν να περιοριστούν με τη συνεχή προσαρμογή των τιμών της χωρητικότητας και της αυτεπαγωγής (κυρίως της δεύτερης), επιτρέποντας την χρήση υψηλών τιμών  $Q$  χωρίς την βελτίωση των χαρακτηριστικών του φίλτρου. Η αυτορρυθμίσση περιλαμβάνει την χρήση ενός σερβομηχανισμού ελέγχου, οποίος μετράει την άεργο ισχύ, στην αρμονική συχνότητα, στο φίλτρο και αυτόματα ρυθμίζει τις παραμέτρους του φίλτρου.

Όταν τα σφάλματα είναι μικρά ή εάν η απαιτούμενη άεργος ισχύς στην θεμελιώδη συχνότητα είναι υψηλή, τότε τα αυτορρυθμιζόμενα φίλτρα δεν αποδεικνύονται οικονομικά, ωστόσο το επιπλέον κόστος της εγκατάστασης του μηχανισμού μεταβολής της αυτεπαγωγής μετριάζεται τόσο από την χρήση χαμηλότερου κόστους πυκνωτή όσο και από τη βελτίωση της επίδοσης του φίλτρου.

#### **4.5.1.5 Υψηλοπερατά φίλτρα**

Ένα υψηλοπερατό φίλτρο σκέδασης παρουσιάζει χωρητικό χαρακτήρα στη θεμελιώδη συχνότητα (capacitive reactance), και χαμηλή αντίδραση (αντίσταση) στο εύρος ζώνης των υψηλότερης τάξης αρμονικών συνιστωσών. Το  $Q$  εκφράζεται από λόγο  $R/X_o$ , για την περίπτωση των high-pass φίλτρων (ενώ στην περίπτωση των συντονιζόμενων φίλτρων το  $Q$  εκφράζεται από τον αντίστροφο λόγο). Τυπικές τιμές για το  $Q$  είναι από 0,5 έως 5 [3].

Συνήθως στην περίπτωση της 12-παλμικής ανορθωτικής διάταξης χρησιμοποιούνται δεύτερης και τρίτης τάξης high-pass φίλτρα, τα οποία σχεδιάζονται να στοχεύουν στις αρμονικές ανώτερης τάξης, άνω της  $17^{th}$ . Όταν σχεδιάζεται ένα τέτοιας μορφής φίλτρο, το  $Q$  επιλέγεται ώστε να πετύχουμε τη βέλτιστη επίδοση μέσα στο απαιτούμενο εύρος των συχνοτήτων.

#### **4.5.1.6 Απλουστευμένη επιλογή φίλτρων για την 12-παλμική ανορθωτική διάταξη**

Η σχεδίαση φίλτρου που βασίζεται στη χρήση ξεχωριστών συντονιζόμενων φίλτρων για την  $11^{th}$  και τη  $13^{th}$  αρμονική συνιστώσα και ένα υψηλοπερατό (high-pass) φίλτρο για τις υψηλότερης τάξης αρμονικές συνιστώσες, επιτυγχάνει το σκοπό

της σε αρκετά ικανοποιητικό τρόπο. Επίσης το βέλτιστο μέγεθος του φίλτρου καθορίζεται από το κόστος του πυκνωτή που βρίσκεται στη διάθεση του σχεδιαστή του φίλτρου και από το ύψος της αντιστάθμισης σε άεργο ισχύ που απαιτείται.

Τα παραπάνω έχουν ως αποτέλεσμα η σχεδίαση του φίλτρου να απλοποιείται με δύο τρόπους. Είτε με αντικατάσταση των συντονιζόμενων φίλτρων για την 11<sup>η</sup> και τη 13<sup>η</sup> αρμονική από ένα απλό φίλτρο σκέδασης, είτε αντικαθιστώντας όλα τα αυτόνομα φίλτρα από ένα απλό φίλτρο σκέδασης. Στην πρώτη περίπτωση το φίλτρο σκέδασης θα πρέπει να είναι ρυθμισμένο κοντά στη 12<sup>η</sup> αρμονική με αρκετά υψηλό Q (20 έως 50)[3]. Στη δεύτερη περίπτωση το απλό φίλτρο σκέδασης είναι ρυθμισμένο στην 12<sup>η</sup> αρμονική με αρκετά χαμηλό όμως Q (2 έως 6) [3] ώστε να επιτευχθεί παράλληλα ικανοποιητικά χαμηλή εμπεδηση στις υψηλότερες αρμονικές. Τα πλεονεκτήματα της χρησιμοποίησης φίλτρων σκέδασης είναι δυνατόν να συνοψιστούν στα παρακάτω:

- Η σύνθετη αντίσταση και το φορτίο του συστήματος είναι λιγότερο ευαίσθητα στις μεταβολές της θερμοκρασίας, της συχνότητας του δικτύου.
- Λόγω του μεγάλου εύρους του φάσματος των αρμονικών συχνοτήτων που φιλτράρονται μειώνεται το σημαντικό κόστος που προκύπτει από την διαμέριση του φίλτρου σε ξεχωριστούς βραχίονες για κάθε αρμονική συνιστώσα. Άμεση συνέπεια του παραπάνω είναι και η εξοικονόμηση χώρου που απαιτείται για την εγκατάσταση των φίλτρων.
- Μη χαρακτηριστικές αρμονικές συνιστώσες αποκλείονται επίσης ανάλογα με την τιμή του Q και της κεντρικής συχνότητας.

Ωστόσο όμως το φίλτρο σκέδασης (damped filters) θα πρέπει να έχει μεγαλύτερο ονομαστικό MVAR για ίδιο επίπεδο φιλτραρίσματος σε σχέση με το αντίστοιχο φίλτρο συντονισμού. Τέλος οι αρμονικές απώλειες είναι μικρότερες στα απλά φίλτρα συντονισμού σε σχέση με τα φίλτρα σκέδασης, το αντίθετο ισχύει για τις απώλειες στη θεμελιώδη συχνότητα.

#### **4.5.2 Φίλτρα στην DC πλευρά της ανορθωτικής διάταξης**

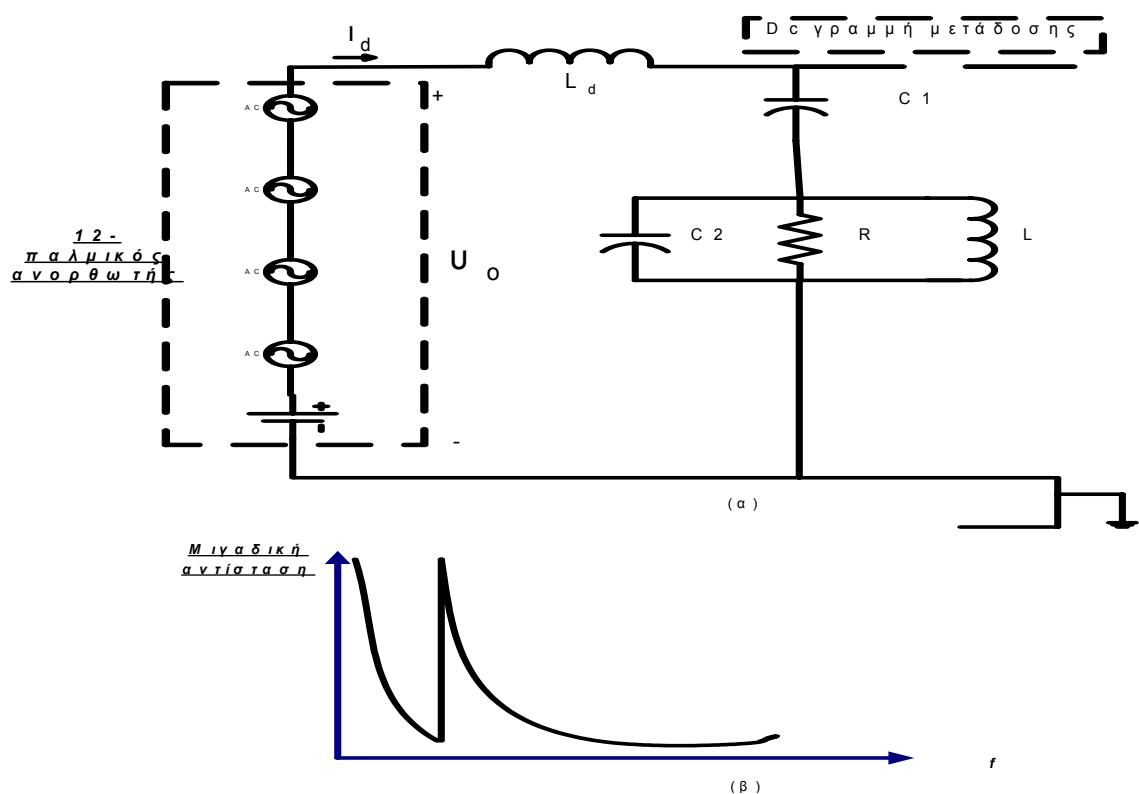
Για την καταστολή των αρμονικών διαταραχών που παρουσιάζονται λόγω της σύζευξης από παρακείμενα κυκλώματα επικοινωνίας ή ελέγχου με τη γραμμή



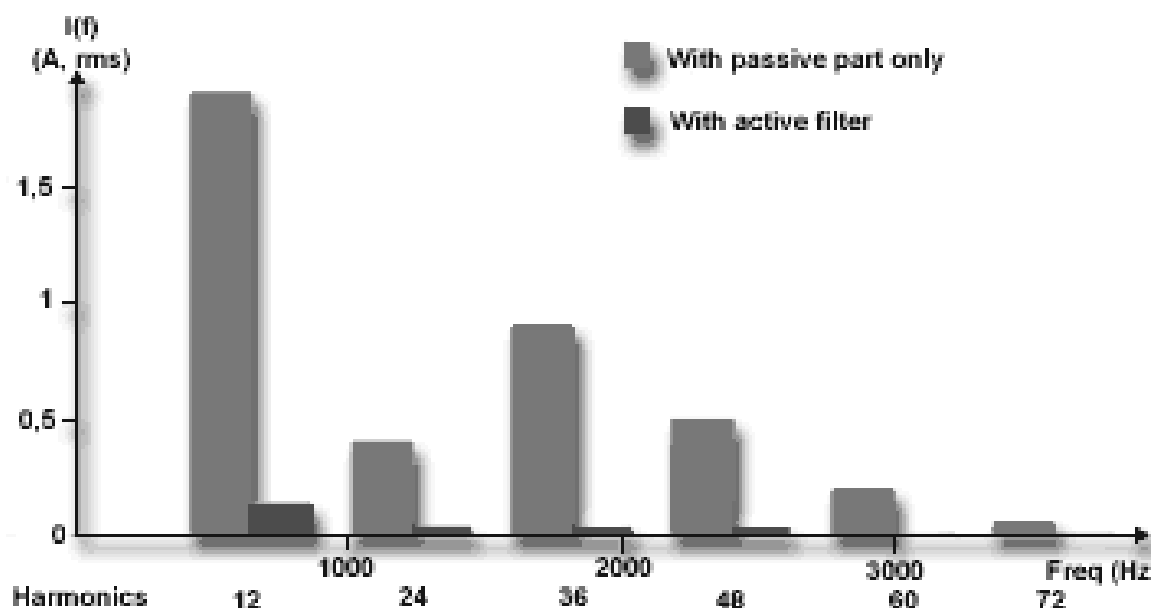
μετάδοσης, σε συχνότητα φωνής, είναι σημαντική η ελαχιστοποίηση του πλάτους των αρμονικών συνιστωσών του ρεύματος πάνω στην γραμμή μετάδοσης.

Οι αρμονικές συνιστώσες της τάσης είναι της τάξης 12κ, όπου κ ακέραιος. Τα πλάτη των αρμονικών συνιστωσών της τάσης, για δεδομένο ac σύστημα, εξαρτάται από το  $\alpha$  το  $L_s$  και το  $i_d$ . Όταν η 12-παλμική γέφυρα είναι σε ισορροπία, ο 12-παλμικός μετατροπέας είναι δυνατόν να παρασταθεί από το ισοδύναμο κύκλωμα, όπως φαίνεται στο σχήμα 17.6<sup>α</sup> όπου οι αρμονικές τάσεις είναι συνδεμένες σε σειρά με την dc τάση  $v_d$ .

Ένα πηνίο εξομάλυνσης μεγάλης επαγωγικής αντίδρασης  $L_d$ , της τάξης εκατοντάδων millihenries χρησιμοποιείται σε συνδυασμό με ένα υψηλοπερατό φίλτρο, όπως δείχνεται στο σχήμα 17.6<sup>α</sup>. Αποτέλεσμα της διάταξης αυτής είναι ο περιορισμός της ροής των αρμονικών ρευμάτων στην γραμμή μετάδοσης. Η σύνθετη αντίσταση (impedance) του υψηλοπερατού φίλτρου που φαίνεται στο σχήμα 17.6<sup>α</sup> σχεδιάζεται στο σχήμα 17.6β, όπου το φίλτρο είναι ειδικά σχεδιασμένο ώστε να προσδίδει χαμηλή σύνθετη αντίσταση στην συχνότητα της κυριαρχούσας 11<sup>ης</sup> αρμονικής συνιστώσας.



Σχήμα 4.19: (α) dc ισοδύναμο κύκλωμα, (β) σύνθετη αντίσταση υψηλοπερατού φίλτρου συναρτήσει της συχνότητας.



Σχήμα 4.18: Αρμονικό περιεχόμενο στη dc γραμμή[7].

Σε σύγκριση με τα AC φίλτρα που μελετήσαμε παραπάνω τα dc φίλτρα

- Δεν μεταφέρουν ισχύς στη θεμελιώδη συχνότητα και επομένως παρουσιάζουν σημαντικά μικρότερες απώλειες.
- Δεν απαιτείται η προσφορά άεργου ισχύος. Η λειτουργία τους περιορίζεται στον περιορισμό των αρμονικών.
- Έχουν στον κύριο πυκνωτή τους να αντικρούσουν την dc τάση ως προς γη.

#### 4.5.3 Εφαρμογή υβριδικών φίλτρων στην 12-παλμική ελεγχόμενη ανορθωτική διάταξη

Η παραμόρφωση του ρεύματος φορτίου μιας 12-παλμικής ανορθωτικής διάταξης είναι σημαντικά μικρότερη σε σύγκριση με τον 6-παλμικό ανορθωτή. Οι χαμηλότερες αρμονικές που παρουσιάζονται στο φάσμα συχνοτήτων στην πλευρά του εναλλασσόμενου ρεύματος σε έναν 12-παλμικό ανορθωτή θεωρητικά είναι η 11<sup>η</sup> και η 13<sup>η</sup> συνιστώσα, ωστόσο κάποιες (υπολειπόμενες) μη χαρακτηριστικές 5<sup>ες</sup> και 7<sup>ες</sup> αρμονικές συνιστώσες ίσως είναι παρούσες στο AC δίκτυο. Συνήθως φιλτράροντας την 11<sup>η</sup> και την 13<sup>η</sup> αρμονική είναι αρκετό για να μειωθεί η παραμόρφωση της τάσης. Ωστόσο φίλτρα 5<sup>ων</sup> και 7<sup>ων</sup> αρμονικών συνιστωσών είναι συχνά αναγκαία για την

αποφυγή παράλληλου συντονισμού ή συντονισμού σειράς μεταξύ του παθητικού φίλτρου και της σύνθετης αντίστασης της πηγής.

Υβριδικά φίλτρα, που πραγματοποιούνται με συνδυασμό ενεργών (active filters, AF) και παθητικών φίλτρων, σε σειρά με την τροφοδοσία ή σε σειρά με ένα παθητικό φίλτρο χρησιμοποιούνται για την αρμονική απομόνωση μεγάλων φορτίων ανορθωτών με τη χρησιμοποίηση μιας απλής στρατηγικής ελέγχου βασισμένη σε αναλογικό ελεγκτή και στην ανίχνευση της συνολικής παραμόρφωσης του ρεύματος της πηγής (αφού αφαιρεθεί η θεμελιώδης συνιστώσα) [8]. Και στις δυο περιπτώσεις το AF συμπεριφέρεται σαν μια αντίσταση (στις συχνότητες των αρμονικών) σε σειρά με την παροχή (AC δίκτυο) προσφέροντας αρμονική απομόνωση. Παρόλα αυτά όμως ένας αναλογικός ελεγκτής δεν μπορεί να προσφέρει ικανοποιητική μείωση των αρμονικών συνιστωσών του ρεύματος της πηγής αν το παθητικό φίλτρο δεν είναι κατάλληλα ρυθμισμένο στις κυριαρχούσες αρμονικές συνιστώσες

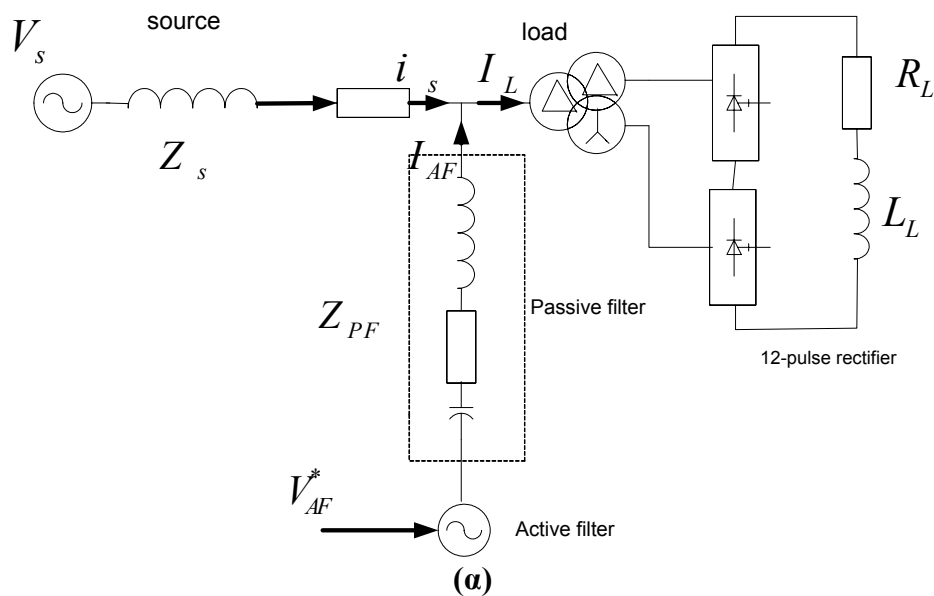
Σε 12-παλμικούς ανορθωτές μεγάλης ισχύος, ένα επιλεκτικό AF σύστημα ελέγχου έχει προταθεί [8] για πλήρη απομόνωση των συχνοτήτων της 5<sup>ης</sup> και 7<sup>ης</sup> αρμονικής, η οποία επιτεύχθηκε με την προσφορά τάσης στις κυριαρχούσες αρμονικές. (11<sup>th</sup> and 13<sup>th</sup> passive filters). Για τον εντοπισμό και έλεγχο της 5<sup>ης</sup> και 7<sup>ης</sup> αρμονικής χρησιμοποιήθηκαν βαθυπερατά φίλτρα (low-pass filters) σε συνδυασμό με αναλογικούς PI (plus integral) ελεγκτές. Ένα SRE (single synchronous reference frame) είναι κατάλληλο μόνο για σταθερά τριφασικά συστήματα λόγω της δυνατότητας του να παρακολουθεί θετικές ή αρνητικές ακολουθίες. Για την παρακολούθηση και των δυο σε ασταθή τριφασικά συστήματα χρησιμοποιείται σύστημα διπλών SRF, με αποτέλεσμα να προκύπτει ένα πολύπλοκο δίκτυωμα AF ιδιαίτερα όταν απαιτείται η παρακολούθηση πολλαπλών συνιστωσών.

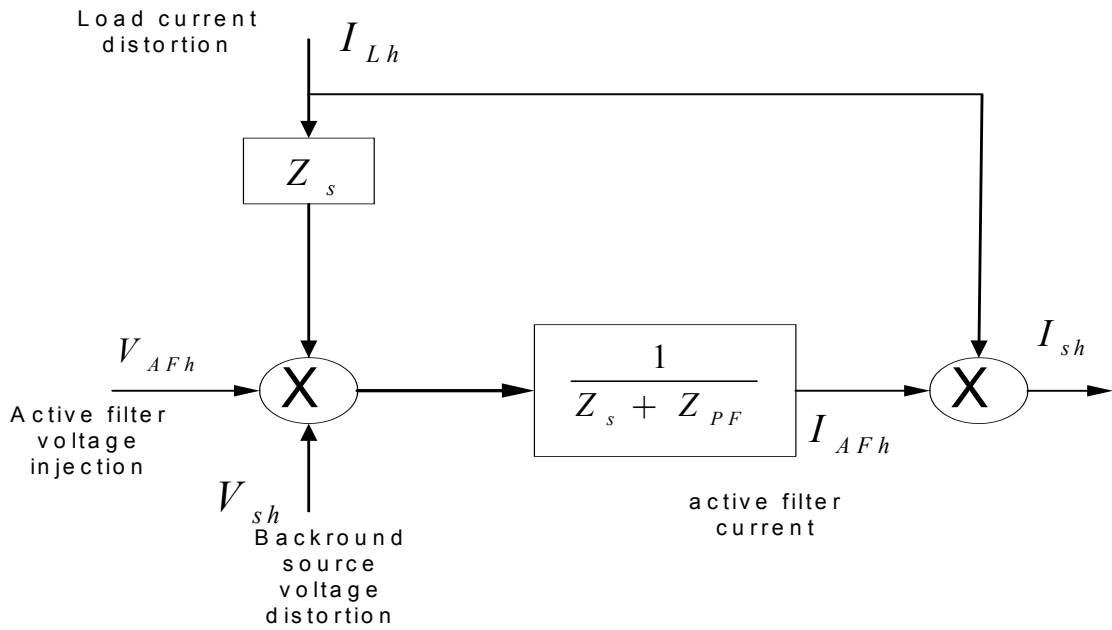
Σε αυτό το κεφαλαίο περιγράφεται ένα υβριδικό σύστημα επιλεκτικών (selective) φίλτρων μαζί με ένα αντιστροφέα ελεγχόμενο από τάση, κατάλληλο για αρμονική απομόνωση φορτίου 12-παλμικών ανορθωτών, μεγάλης ισχύος, στις κρίσιμες συχνότητες. Το AF είναι συνδεδεμένο παράλληλα με το φορτίο διαμέσου παθητικού φίλτρου. Το παθητικό φίλτρο αποτελείται από έναν πυκνωτή διόρθωσης του συντελεστή ισχύος και ένα πηνίο. Ο έλεγχος του επιλεκτικού AF φίλτρου βασίζεται στην ανίχνευση του ρεύματος της πηγής και στην κρουστική απόκριση ψηφιακών φίλτρων. Τα παραπάνω φίλτρα μπορούν να θεωρηθούν σαν ένας ψηφιακός αλγόριθμος για διπλά διαδοχικά SRF ή PI και είναι κατάλληλα για παρακολούθηση πολλαπλών αρμονικών. Η εκτίμηση των θεμελιωδών και επιλεγμένων αρμονικών

συχνοτήτων, είναι βασισμένη σε ένα προσαρμόσιμο φίλτρο αποκοπής ώστε να μην απαιτείται η χρησιμοποίηση ενός PLL (phase-locked loop).

#### 4.5.3.1 Μορφή συστήματος και αρχές λειτουργίας

Μια απλοποιημένη αναπαράσταση του συστήματος φαίνεται στο σχήμα 4.16α. Ο συνδυασμός ενός απλά συντονιζόμενου φίλτρου σε σειρά με ένα AF φίλτρο είναι συνδεδεμένο με το φορτίο του 12-παλμικού ανορθωτή. Αν το μη γραμμικό φορτίο του ανορθωτή θεωρηθεί σαν γεννήτρια αρμονικού ρεύματος, το δίκτυωμα του σχήματος 4.16α, μπορεί να πάρει τη μορφή του σχήματος 4.16β για τιμές συχνότητας ίδιες με τις αρμονικές. Στο 4.16β,  $V_{sh}$  είναι η παραμόρφωση τάσης και  $V_{AF}$  είναι AF έγχυση τάσης από το AF

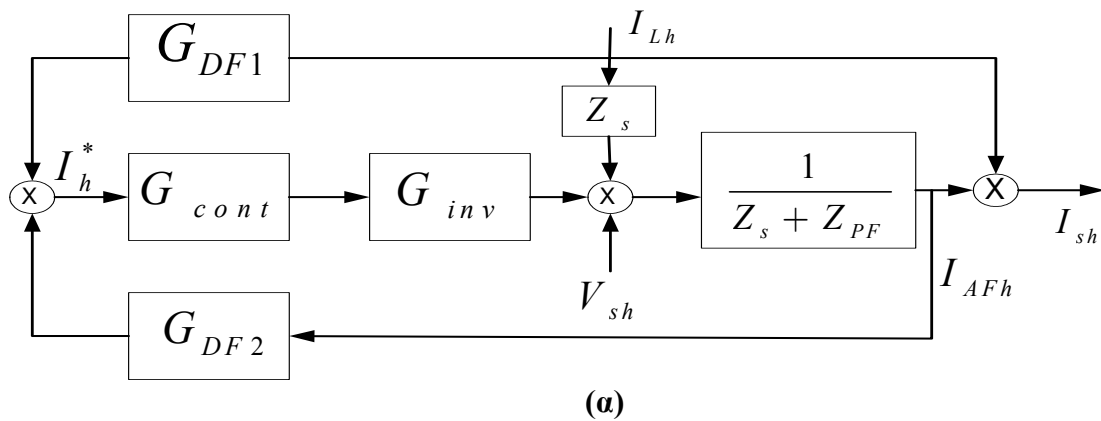




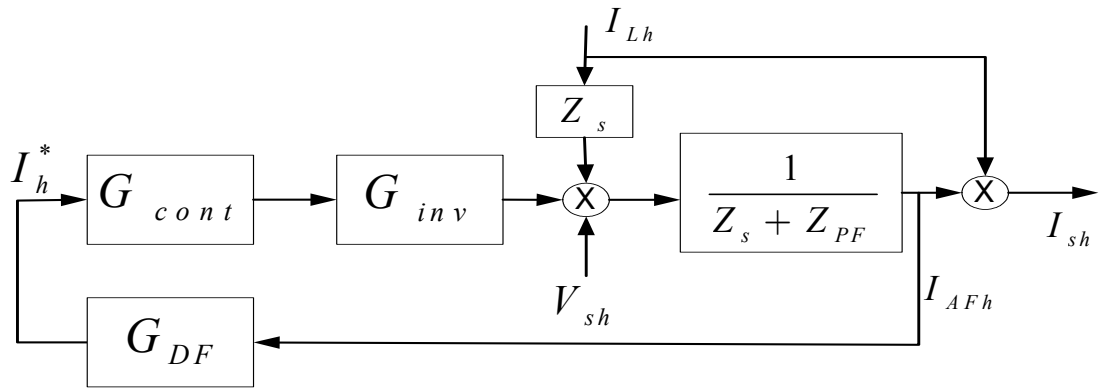
(β)

**Σχήμα 4.16:(α)Τοπολογία συστήματος, (β)Ισοδύναμο διάγραμμα συστήματος.**

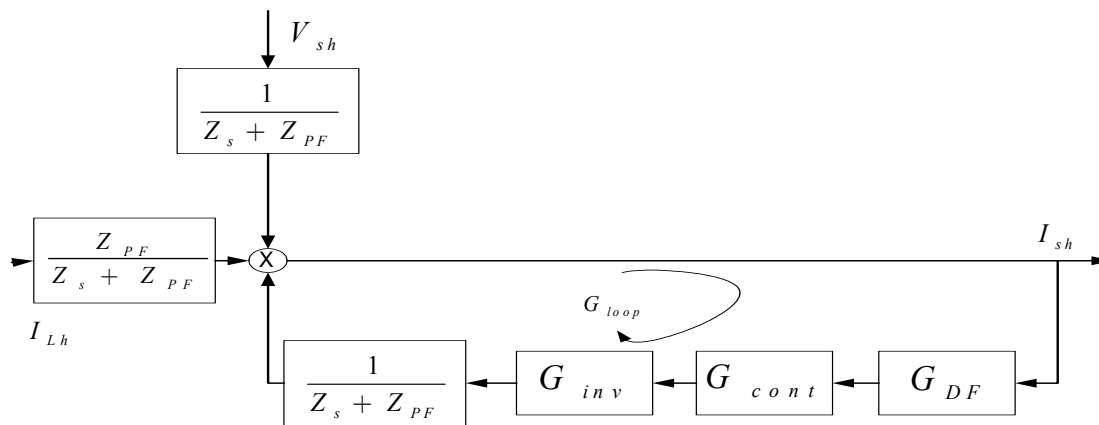
Το φορτίο και το παθητικό φίλτρο μπορεί να απομονωθεί από την πηγή στις επιλεγμένες αρμονικές συχνότητες, χρησιμοποιώντας ένα σύστημα κλειστού βρόχου, το οποίο θα ελέγχει την εγχεόμενη από το AF τάση ώστε το παραγόμενο  $I_{AFh}$  ρεύμα να είναι ακριβώς ίσο με το επιδιωκόμενο αρμονικό ρεύμα φορτίου.



(α)



(β)



(γ)

Σχήμα 4.17: Συστήματα ελέγχου κλειστού βρόχου του AF ρεύματος.

(α) Με ξεχωριστή ανίχνευση του ρεύματος φορτίου και του ρεύματος του AF.

(β) Με άμεση ανίχνευση του σήματος λάθους.

(γ) Μετασχηματισμός του σχήματος 2.β σε ισοδύναμη μορφή.

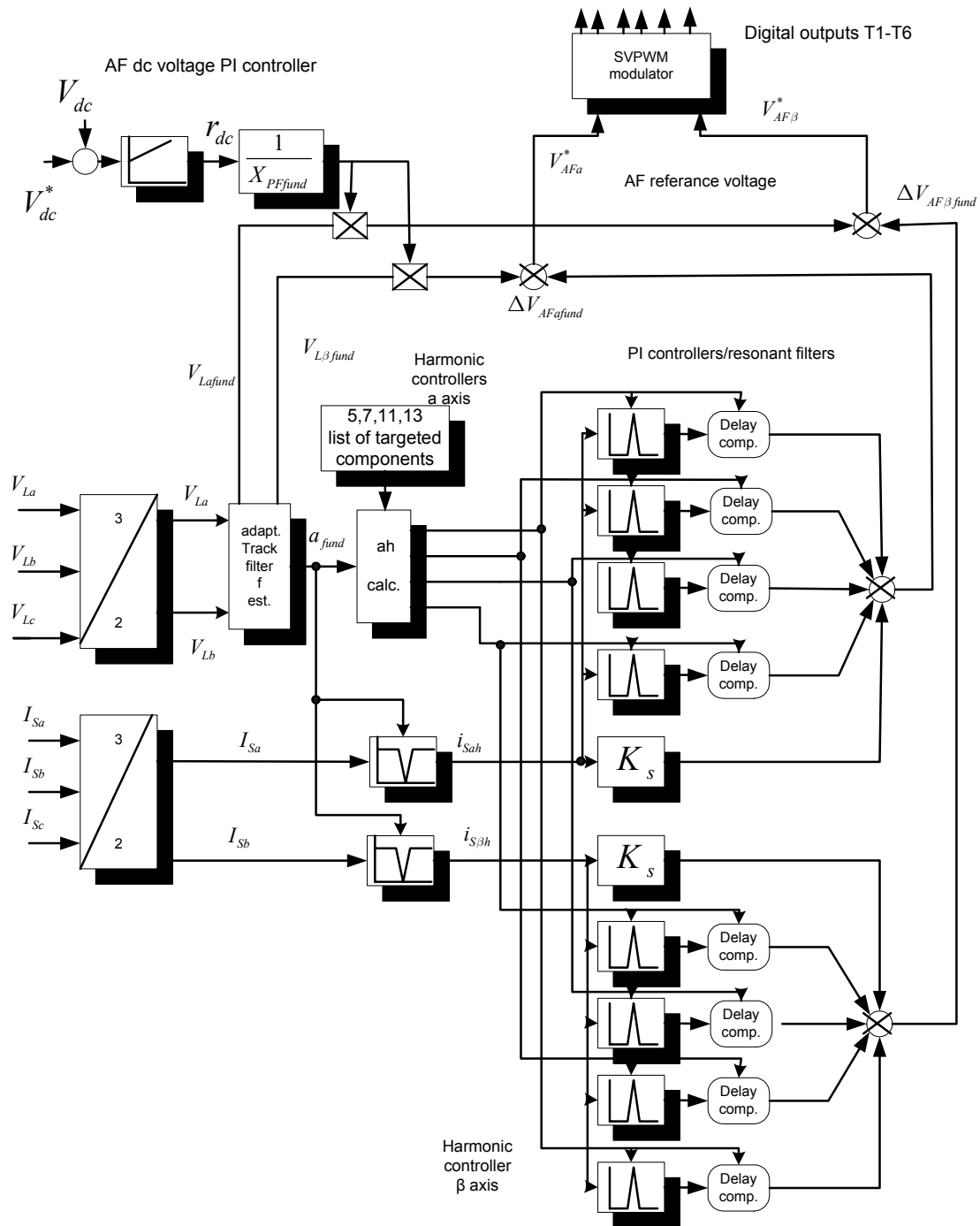
Το ρεύμα της πηγής  $I_{sh}$  θα είναι μηδενικό ακόμα και με την παρουσία της διαταραχής  $V_{sh}$ . Επιπλέον οι αρμονικές ρεύματος φορτίου θα πρέπει να ανιχνεύονται ( $G_{DF1}$ ) και να χρησιμοποιούνται ως ρεύμα αναφοράς  $I_h^*$ . Το ρεύμα στο AF φίλτρο ( $G_{DF2}$ ) ανιχνεύεται και στη συνέχεια συγκρίνεται με το  $I_h^*$ . Το αποτέλεσμα διορθώνεται από έναν ελεγκτή ( $G_{reg}$ ). Το σύστημα αυτό μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε συνδυασμό με απλό ελεγκτή υστέρησης με αποτέλεσμα αντιστροφέα ελεγχόμενο από ρεύμα ή σε συνδυασμό με έναν P ελεγκτή, παράγοντας έναν αντιστροφέα ελεγχόμενο από τάση. Αντί να προσπαθούμε να ανιχνεύσουμε τα ρεύματα των AF και του φορτίου, το σήμα λάθους (signal error) μπορεί να βρεθεί απευθείας από την παραμόρφωση του ρεύματος της πηγής ( $G_{DF}$ ) όπως φαίνεται στο 4.17β.

Από το 4.17β προκύπτει το 4.17γ, ώστε η συνεισφορά του ρεύματος φορτίου και της πηγής τάσης στην παραμόρφωση του ρεύματος της πηγής να είναι περισσότερο εμφανής. Είναι φανερό ότι οι αρμονικές του ρεύματος της πηγής με τη

χρησιμοποίηση ενός AF θα είναι μειωμένες κατά ένα συντελεστή  $1 + G_{loop}(j\omega)$  σε σχέση με τη χρησιμοποίηση μόνο ενός παθητικού φίλτρου, όπου  $G_{loop}$  είναι η συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος ελέγχου του AF (4.17γ)

Όπως αναφέρθηκε παραπάνω έχει επιλεγεί ένα σύστημα βασισμένο στην αντίχρεωση του ρεύματος της πηγής και έναν αντιστροφέα AF ελεγχόμενο από τάση. Η μέθοδος αυτή απαιτεί λιγότερους αισθητήρες ρεύματος και το επιλεκτικό AF φίλτρο στοχεύει σε περιορισμένες κρίσιμες συχνότητες μόνον.

#### 4.5.3.2 Σύστημα ελέγχου ενεργού φίλτρου (AF, Active Filter)



Σχήμα 4.18: Σύστημα ελέγχου επιλεκτικού φίλτρου, με έλεγχο και ανίχνευση τεσσάρων κρίσιμων αρμονικών[8].

Δύο συστοιχίες αρμονικών ελεγκτών, στο σχήμα 4.18, ανιχνεύουν τις αρμονικές στο ρεύμα της πηγής και αυξομειώνουν την τάση στο AF ωστόσο προκαλέσουν την πλήρη εξάλειψή τους. Μόνο δύο συστοιχίες αρμονικών ελεγκτών



είναι απαραίτητες σε ένα τριφασικό ανορθωτή και μπορεί να είναι σχεδιασμένες είτε στο πεδίο της φάσης ή όπως στην περίπτωση μας στο πεδίο  $\alpha, \beta$  (block 3→2). Τα

σήματα των τάσεων φορτίου και ένα προσαρμόσιμο (adaptive) φίλτρο αποκοπής χρησιμοποιούνται για την ανίχνευση της θεμελιώδους συχνότητας. Η θεμελιώδης συνιστώσα της τάσης χρησιμοποιείται για να υπολογιστεί η θεμελιώδης συνιστώσα του ρεύματος, η οποία είναι απαραίτητη για τον έλεγχο της dc τάσης του αντιστροφέα.

Από την εκτιμώμενη θεμελιώδη συχνότητα  $F_{fund}$ , οι ζητούμενες αρμονικές συνιστώσες υπολογίζονται και μεταφέρονται στους ελεγκτές ρευμάτων. Οι αρμονικές συνιστώσες της τάσης του φορτίου μπορούν να ανακτηθούν και να χρησιμοποιηθούν σαν αντιστάθμιση των σημάτων διαταραχής. Αντιστάθμιση καθυστέρησης χρόνου (delay-time compensation) εφαρμόζεται στις εξόδους των αρμονικών ελεγκτών για την εξισορρόπηση του συστήματος ελέγχου των AF. Παρακάτω θα γίνει λεπτομερέστερη περιγραφή για κάθε τμήμα του σχήματος 4.18.

#### **A. Φίλτρο αποκοπής θεμελιώδους συχνότητας**

Σε ένα μη επιλεκτικό (selective) AF σύστημα ελέγχου, βασισμένο στην ανίχνευση της παραμόρφωσης του συνολικού ρεύματος, η αφαίρεση της θεμελιώδους συνιστώσας είναι από τις περισσότερο σημαντικές διαδικασίες τη λειτουργία του φίλτρου. Ωστόσο ένα επιλεκτικό σύστημα ελέγχου μπορεί να μην είναι ευαίσθητο στη θεμελιώδη συνιστώσα, οπότε και η αποκοπή της θεμελιώδους συνιστώσας μπορεί να παραβλεφθεί. Όμως λόγω της πιθανότητας χρησιμοποίησης αναλογικού κέρδους ( $K_s$ ), το οποίο είναι χρήσιμο για τη μείωση του εύρους των αρμονικών, παρεμβάλλεται ένα φίλτρο αποκοπής θεμελιώδους συχνότητας. Το φίλτρο αποκοπής σχηματίζεται χρησιμοποιώντας ένα SRF φίλτρο αποκοπής ή χρησιμοποιώντας τη θεωρία των P,q. Με καμία από αυτές τις θεωρίες δεν μπορεί να επιτευχθεί πλήρης αποκοπή της θεμελιώδους συνιστώσας σε μια εξισορροπημένη κατάσταση [\*]. Τα φίλτρα αποκοπής τύπου SRF επιτρέπουν τη διέλευση των αρνητικών συνιστωσών της ακολουθίας και τα φίλτρα αποκοπής τύπου P, q εισάγουν μια πρόσθετη αρμονική παραμόρφωση (συνήθως 3<sup>η</sup> αρμονική). Για την επίλυση των παραπάνω προβλημάτων χρησιμοποιούνται δύο SRF's αποκόπτοντας τόσο τις αρνητικές όσο και τις θετικές συνιστώσες της ακολουθίας. Η συνάρτηση μεταφοράς του διπλού SRF φίλτρου αποκοπής, μπορεί να μετατραπεί σε σήμα διακριτού χρόνου όπως φαίνεται από τη σχέση 4.5.2:

$$G_{DF} = \frac{s - j\omega}{s - j\omega_0 + \omega_c} \frac{s + j\omega_0}{s + j\omega_0 + \omega_c} \quad (4.5.1)$$

$$G_{DF}(z) = K_{DF} \frac{1 - 2\cos\theta_0 z^{-1} + z^{-2}}{1 - 2\cos\theta_0 z^{-1} + 2z^{-2}} \quad (4.5.2)$$

όπου  $\theta_0 = \omega_0 T_s$ , ( $T_s = 1/f_c$ ,  $T_s$  και  $f_c$  είναι η περίοδος και η συχνότητα δειγματοληψίας αντιστοίχως).

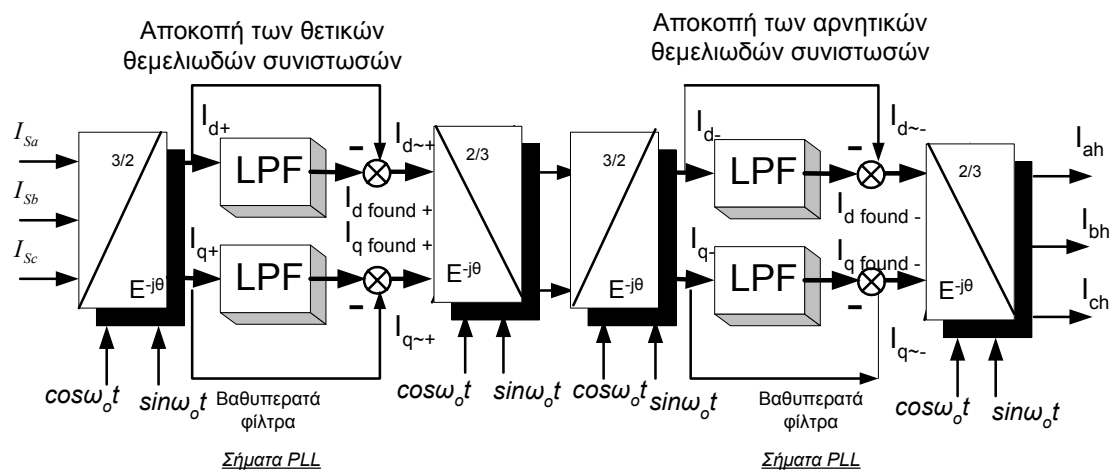
Ενώ:

$$K_{DF} = \frac{1}{(1 + \theta_c/2)}, \quad (4.5.3)$$

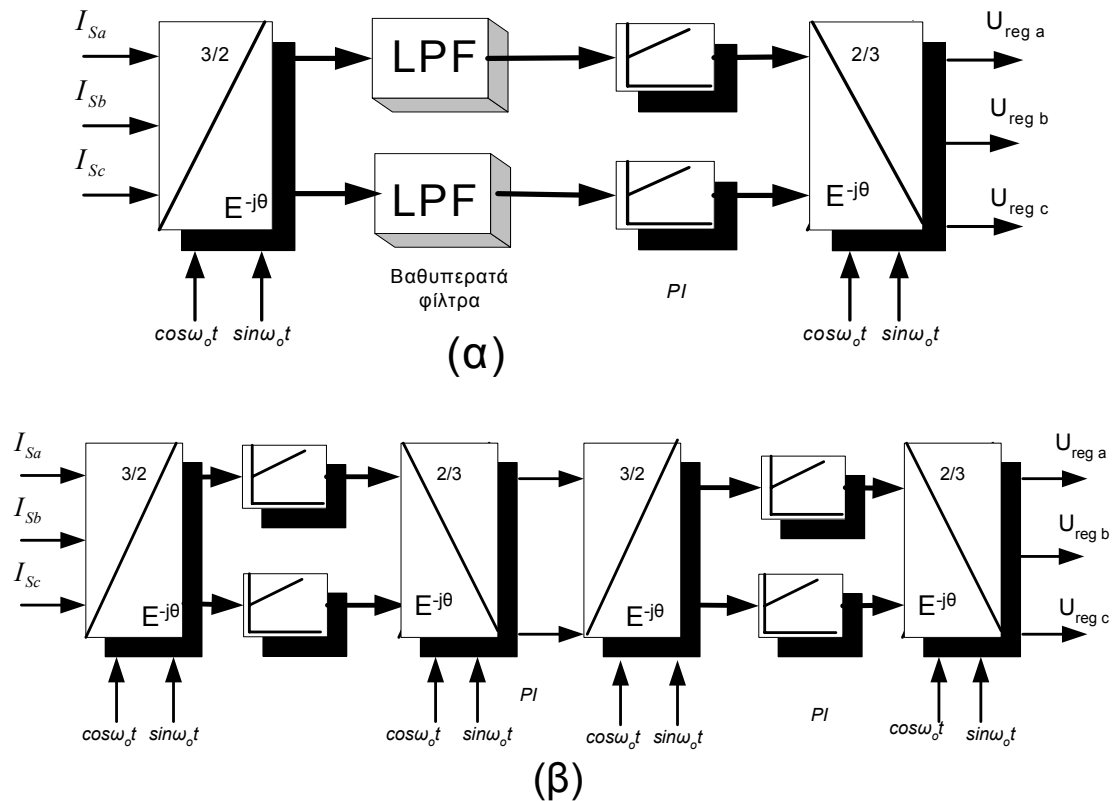
$$r = \frac{1 - \theta_c/2}{1 + \theta_c/2},$$

$$\theta_c = \omega_c T_s$$

Το εύρος αποκοπής εξαρτάται από τη συχνότητα αποκοπής  $\omega_c$  του βαθυπερατού φίλτρου SRF. Αν οι πόλοι της συνάρτησης μεταφοράς που παρουσιάζεται από την εξίσωση (4.5.2) είναι πολύ κοντά στη μονάδα ( $r \sim 1$ ) μπορεί να δημιουργηθεί ένα ζωνοπερατό φίλτρο αποκοπής. Η κεντρική συχνότητα της αποκοπής καθορίζεται από την παράμετρο  $a_0 = -2\cos\theta_0$



Σχήμα 4.19: Διπλό SRF φίλτρο αποκοπής. [\*]



Σχήμα 4.20: (α) Απλός SRF PI ελεγκτής. (β) Διπλός SRF PI ελεγκτής. [8]

### B. Ελεγκτές αρμονικών συνιστωσών

Ένας PI ελεγκτής χρησιμοποιείται συνήθως για την ανίχνευση dc σημάτων λόγω του μηδενικού σφάλματος που εισάγει στη μόνιμη κατάσταση σε ένα σύστημα κλειστού βρόχου. Η συνάρτηση μεταφοράς αυτού εκφράζεται από την (4.5.4):

$$F_{reg}(s) = K_p + \frac{\Omega_I}{s} = \frac{K_p s + \Omega_I}{s} \quad (4.5.4)$$

Οι συνιστώσες του ρεύματος στην συχνότητα  $f_0$  μπορούν να μετατραπούν σε dc σήμα φιλτράροντας τα ρεύματα και μετατρέποντας τα σε συντεταγμένες SRF (d,q, block  $e^{-j\theta}$ ). Επιπλέον ελεγκτές PI τύπου SRF μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την ανίχνευση ημιτονοειδών ρευμάτων. (Σχήμα 4.20α).

Τα αποτελέσματα της εξομοίωσης που πραγματοποιήθηκαν στο [8] κατέδειξαν ότι λόγω της επιπλέον ολίσθησης φάσης που εισάγεται από το βαθυπερατό φίλτρο (Σχήμα 4.20α), μικρές τιμές κέρδους του ελεγκτή PI είναι απαραίτητες για να υπάρξει σταθερό σύστημα κλειστού βρόχου. Με αυτόν τον τρόπο όμως προκαλείται χαμηλή απόκριση μόνιμης κατάστασης. Ωστόσο, αυτά τα φίλτρα μπορούν να παραλειφθούν εξαιτίας της βαθυπερατής φύσης του PI ελεγκτή (σε αυτή

την περίπτωση ωστόσο φίλτρο αποκοπής της θεμελιώδους συχνότητας είναι απαραίτητο). Ένας απλός SRF PI ελεγκτής που (Σχήμα 4.20α) που μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τον έλεγχο είτε αρνητικών είτε θετικών συνιστωσών (της αρμονικής ακολουθίας) στη σύγχρονη συχνότητα. Σε μη ισορροπημένα τριφασικά συστήματα και οι δύο συχνότητες είναι παρούσες και ένας PI ελεγκτής βασισμένος σε ένα απλό SRF δεν μπορεί να εξασφαλίσει πλήρη αντιστάθμιση των κρίσιμων αρμονικών. Το γεγονός αυτό μπορεί να αποτελέσει πρόβλημα όταν π. χ. Ένα μικρό μη αντισταθμισμένο ρεύμα μπορεί να ενισχυθεί και να δημιουργήσει μια υψηλή παραμόρφωση τάσης, σε ένα συντονισμένο σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας. Για να αποφύγουμε το πρόβλημα αυτό χρησιμοποιούμε ένα διπλό SRF ελεγκτή (Σχήμα 4.20β). Σε αυτή την περίπτωση συνάρτηση μεταφοράς είναι

$$G_{reg} = \frac{K_p(s - j\omega_0) + \Omega_I}{s - j\omega_0} + \frac{K_p(s + j\omega_0) + \Omega_I}{s + j\omega_0} \quad (4.5.5)$$

Η συνάρτηση μεταφοράς είναι δυνατόν να μετατραπεί σε διακριτή μορφή χρησιμοποιώντας τον μετασχηματισμό  $Z$  με αποτέλεσμα ένα απλό, δεύτερης τάξης IIR ψηφιακό φίλτρο συντονισμού (4.5.6)

$$G_{reg}(z) = K_{reg} \frac{1 - 2\cos\theta_0 r z^{-1} + r z^{-2}}{1 - 2\cos\theta_0 z^{-1} + z^{-2}} \quad (4.5.6)$$

Οι παράμετροι του φίλτρου σχετίζονται με τις παραμέτρους του PI ως εξής:

$$\begin{aligned} K_{reg} &= \left( K_p + \frac{\theta_I}{2} \right)^2 \\ r &= \frac{K_p - \theta_I/2}{K_p + \theta_I/2}, \\ \theta_I &= \Omega_I T_s \end{aligned} \quad (4.5.7)$$

Το εύρος ζώνης του ελεγκτή εξαρτάται από το P και I κέρδος ( $K_p$  και  $\Omega_I$ ). Αν τα μηδενικά της (4.5.6) είναι πολύ κοντά στη μονάδα ( $r \approx 1$ ) τότε προκύπτει ένας ελεγκτής χαμηλού εύρους ζωής. Στην κεντρική συχνότητα το συντονισμένο φίλτρο έχει άπειρο κέρδος και μηδενική ολίσθηση φάσης.



$$\sin \theta_2 = \frac{1 - \tan(\theta_c / 2)}{1 + \tan(\theta_c / 2)} \quad (4.5.11)$$

Ο αλγόριθμος που υλοποιεί το φίλτρο φαίνεται στο σχήμα 4.21, όπου  $u(n)$  (μοναδιαία κρουστική) είναι η είσοδος του φίλτρου,  $x_1(n)$  και  $x_2(n)$  είναι μεταβλητές κατάστασης του φίλτρου (state variables) και  $\hat{y}(n)$ ,  $\hat{u}(n)$  είναι η έξοδοι του φίλτρου αποκοπής και του συμπληρωματικού ζωνοπερατού φίλτρου αντιστοίχως. Το φίλτρο αποκοπής μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την ανίχνευση/παρακολούθηση της θεμελιώδους συχνότητας. Ο απλούστερος τρόπος είναι η χρησιμοποίηση ενός αλγόριθμου ο οποίος ψάχνει το ελάχιστο της συνάρτησης κόστους (προσδοκώμενη τιμή του τετραγώνου της εξόδου των φίλτρων  $E[\hat{y}^2]$ ) μεταβάλλοντας τη  $\theta_1$  στην αρνητική κατεύθυνση κλίσης ( gradient descent algorithm)

Για την ελαχιστοποίηση του όρου που αντιπροσωπεύει το θόρυβο στη συνάρτηση κόστους (cost function) απαιτείται περιορισμός του εύρους ζώνης. Σε αυτή την περίπτωση ο gradient descent adaptive algorithm έχει αργή σύγκλιση και ο απλός προσαρμοστικός αλγόριθμος για διακριτή μορφή μπορεί να βελτιώσει την ταχύτητα της σύγκλισης. Αυτή η μορφή του αλγόριθμου (διακριτός αλγόριθμος) φαίνεται παρακάτω :

$$\theta_1(n+1) = \theta_1(n) - \mu \hat{y}(n) x_1(n) \quad (4.5.12)$$

όπου αντί να χρησιμοποιήσουμε και να βρούμε το  $\frac{\partial \hat{y}(n)}{\partial \theta_1}$ , θα χρησιμοποιηθεί η

$x_1(n)$ . Η ελαχιστοποίηση συνήθως επιτυγχάνεται όταν γίνει αποκοπή της θεμελιώδους συνιστώσας  $\theta_1 = \theta_{1\_found}$

$$\theta_{1\_found} = \frac{\pi}{2} + \theta_1 \quad (4.5.13)$$

οι συντελεστές για όλες τις αρμονικές συνιστώσες μπορούν να υπολογιστούν απευθείας από τη σχέση (4.5.14) δηλαδή:

$$a_h = -2 \cos(\theta_{0h}) = -2 \cos(h \theta_{found}) \quad (4.5.14)$$

Για τη μείωση του πλήθους των υπολογισμών υιοθετείται αναδρομική διαδικασία (recursive technique) Η τεχνική αυτή είναι βασισμένη στο γεγονός ότι η τιμή μιας ημιτονοειδούς συνάρτησης  $x(n)$  (διακριτή τιμή) με περίοδο δειγματοληψίας  $T_s$  στα στιγμιότυπα  $nT_s x(n) = \cos 2\pi fnT_s = \cos(n\theta)$  προκύπτει αναδρομικά από τα δυο τελευταία δείγματα.  $x(n-1)$  και  $x(n-2)$  και την αύξηση της γωνίας με τον εξής τρόπο :

$$x(n) = 2 \cos \theta x(n-1) - x(n-2) \quad (4.5.15)$$

Συνδυάζοντας τις (4.5.14) και (4.5.15) προκύπτει η αναδρομική συνάρτηση για τις παραμέτρους της κεντρικής συχνότητας για τις διάφορες αρμονικές ( $h=2,3,\dots$ )

$$\left. \begin{aligned} a_h &= -a_{fund} a_{h-1} - a_{h-2} \\ a_0 &= a_{dc} = -2 \\ a_1 &= a_{fund} = -2 \cos \theta_{fund} \end{aligned} \right\} \quad (4.5.16)$$

#### D. Αντιστάθμιση καθυστέρησης χρόνου

Εξαιτίας της σύγχρονης δειγματοληψίας της εισόδου και της ταυτόχρονης ενημέρωσης των εξόδων εισάγεται μια καθυστέρηση  $T_s$ . Εξαιτίας του κυκλώματος συγκράτησης μηδενικής τάξης (καθυστέρηση  $T_s$ ) και του AF inverter dead time εισάγεται μια επιπλέον καθυστέρηση  $T_{delay}$  με  $T_s / 2 < T_{delay} < T_s$  στο συνολικό χρόνο καθυστέρησης. Ο συνολικός χρόνος καθυστέρησης του συστήματος κλειστού βρόχου του σχ.4.20 είναι της τάξης του  $2T_s$ . Η ολίσθηση φάσης που προκαλείται από την καθυστέρηση μπορεί να είναι σημαντική στις αρμονικές συχνότητες. Η ολίσθηση φάσης αυτή μπορεί να προκαλέσει αστάθεια.

Σε ένα επιλεκτικό AF σύστημα ελέγχου είναι δυνατόν να προβλέψουμε την τιμή μεμονωμένου ημιτονοειδούς σήματος (one sample in advance) χρησιμοποιώντας τη σχέση (4.5.15) υποθέτοντας ότι το πλάτος του σήματος παραμένει σχεδόν σταθερό, έτσι έχουμε :

$$\begin{aligned} x_h(n+1) &= 2 \cos \theta_{oh} x_h(n) - x_h(n-1) \\ &= -a_h x_h(n) - x_h(n-1) \end{aligned} \quad 4.5.17$$

Από την εξίσωση (4.5.17) το  $x_h(n+2)$  θα είναι :

$$x_h(n+2) = (a_h^2 - 1)x_h(n) + a_h x_h(n-1) \quad (4.5.18)$$

Οπότε με τη διόρθωση που δίνεται από τη σχέση (4.5.19) να εφαρμόζεται στις εξόδους όλων των αρμονικών ελεγκτών ( delay time compensation blocks) είναι πιθανή η αντιστάθμιση της καθυστέρησης χρόνου στις επιλεγμένες συχνότητες

$$G_{comp}(z) = (a_h^2 - 1) + a_h z^{-1} \quad (4.5.19)$$

### **E. Ελεγκτής DC τάσης αντιστροφεία**

Η τιμή της τάσης  $U_{dc}$  του πυκνωτή στο AF διατηρείται στην τιμή αναφοράς  $U_{dc}^*$  από έναν ξεχωριστό PI ελεγκτή ο οποίος διορθώνει την τάση αναφοράς AF ώστε το AF φίλτρο να εισάγει μια επιπλέον τάση στη θεμελιώδη συχνότητα σε φάση με την θεμελιώδη συνιστώσα του ρεύματος στο παθητικό φίλτρο.

$$\begin{aligned} \Delta u_{AFa,b}^* &= r_{dc} (i_{AFafund} + j_{AF\beta fund}) \\ &= \frac{r_{dc}}{X_{PFfund}} (-u_{L\beta fund} + j_{Lafund}) \end{aligned} \quad (4.5.20)$$

Η συνολική ενεργός ισχύς που ρέει στο AF ελέγχεται και προς τις δύο κατευθύνσεις στη θεμελιώδη συχνότητα με ένα ρυθμιστή εξόδου  $U_{dc}$  ούτως ώστε η dc τάση τον πυκνωτή να παραμένει σταθερή στη dc πλευρά. Η θεμελιώδης συνιστώσα του ρεύματος στο φίλτρο εκτιμάται από τα ανακτωμένα σήματα τάσης και την σύνθετη αντίσταση  $X_{PFfund}$  του παθητικού φίλτρου.

#### **4.5.3.4 Συμπεράσματα**

Ένα σύστημα υβριδικών φίλτρων με επιλεκτικό AF control επιτρέπει την χρησιμοποίηση χαμηλής τάξης AF με μειωμένη διακοπτική συχνότητα, που είναι αρκετά πλεονεκτικό στις εφαρμογές υψηλής ισχύος. Η αποτελεσματικότητα ενός



small-rating AF συνδεδεμένου σε σειρά με έναν χαμηλού κόστους πυκνωτή διόρθωσης του συντελεστή ισχύος. Έχει επιβεβαιωθεί πειραματικά [\*] στο φιλτράρισμα των κυρίαρχων αρμονικών του φορτίου ενός 12παλμικού ανορθωτή ότι αποτρέπει τη δημιουργία συντονισμού σειράς όσο και παράλληλου συντονισμού στοχεύοντας σε πολλές κρίσιμες αρμονικές. Οι βασισμένοι σε δεύτερης τάξης IIR ψηφιακά δεύτερης τάξης φίλτρα, αρμονικοί ελεγκτές ρεύματος, είναι εστιασμένοι στις επιλεγμένες αρμονικές συχνότητες, χρησιμοποιώντας ένα επιλεκτικό φίλτρο για την ανίχνευση της θεμελιώδους συχνότητας. Η προσέγγιση αυτή δίνει αρκετά ικανοποιητικό συντονισμό ακόμα και στην περίπτωση που η βάση αναφοράς (reference waveform) εμφανίζει υψηλή παραμόρφωση.



## **ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5: Σχεδιασμός Συστήματος ελέγχου 12-παλμικής ανορθωτικής διάταξης**

### **5.1 Εισαγωγή**

Ο σχεδιασμός του συστήματος ελέγχου μιας ανορθωτικής διάταξης η οποία βασίζεται στα ηλεκτρονικά ισχύος θα πρέπει να γίνεται με τρόπο ώστε να εξασφαλίζεται τόσο η τροφοδότηση του φορτίου με την απαραίτητη τάση λειτουργίας, ρεύμα και συχνότητα λειτουργίας, όσο και η απαιτούμενη δυναμική συμπεριφορά του συστήματος. Επιπλέον θα πρέπει να μετατρέπει τον ανορθωτή σε ένα <<καθαρό>> μέσο αλληλεπίδρασης ανάμεσα στα φορτία και στο σύστημα ηλεκτρικής ενέργειας.

Κατά τη σχεδίαση του συστήματος μιας ανορθωτικής διάταξης θα πρέπει να λαμβάνονται υπόψη τόσο η στατική όσο και η δυναμική συμπεριφορά της ανορθωτικής διάταξης. Επιπλέον η υλοποίηση των στοιχείων της να πραγματοποιείται με τρόπο ώστε να στοχεύουν στις καταστάσεις λειτουργίας του και κυρίως να λαμβάνεται υπόψη η βασική απαίτηση της χαμηλής ευαισθησίας στις διαταραχές του φορτίου ή της γραμμής.

Για το σκοπό αυτό έχουν αναπτυχθεί στην βιβλιογραφία τρεις κυρίως μέθοδοι σχεδίασης, η state-space, η sliding mode και η fuzzy logic. Στην παρούσα εργασία για την σχεδίαση του συστήματος ελέγχου της 12-παλμικής ανορθωτικής διάταξης έχει χρησιμοποιηθεί η state-space. Και οι τρεις παραπάνω μέθοδοι στοχεύουν στη σχεδίαση ανάδρασης για τη διάταξη και χρησιμοποιούν ως εργαλεία την κλασική θεωρία ελέγχου γραμμικών συστημάτων βασισμένη στον μετασχηματισμό Laplace, τις συναρτήσεις μεταφοράς, τα πολικά διαγράμματα, καθώς και τα διαγράμματα bode πάνω σε state space προσεγγιστικά μοντέλα ή τα παραγόμενα ισοδύναμα κυκλώματα, καθώς και τους γνωστούς τριγωνικούς διαμορφωτές (modulators) για την παραγωγή των σημάτων πυροδότησης των ημιαγωγών στοιχείων.

Τα State space models δίνουν τη δυνατότητα μιας δυναμικής μοντελοποίησης διάφορων συστημάτων συμπεριλαμβανόμενων και των ανορθωτικών διατάξεων ισχύος. Τα State space προσεγγιστικά μοντέλα είναι χρήσιμα στην σχεδίαση των αναγκαίων γραμμικών βροχών ελέγχου και μπορούν να χρησιμοποιηθούν τόσο στην προσομοίωση με υπολογιστή της μόνιμης κατάστασης όσο και της δυναμικής

συμπεριφοράς των μετατροπέων ισχύος, υποβαλλόμενα σε εξωτερικές διαταραχές. Επιπλέον τα State space προσεγγιστικά μοντέλα αποτελούν βάση για την εφαρμογή άλλων μη γραμμικών μεθόδων ελέγχου όπως η sliding mode.

Ας θεωρήσουμε έναν ανορθωτή ισχύος, όπως είναι για παράδειγμα η δωδεκακαπαλική γέφυρα, με 12 ημιαγωγά στοιχεία, κάθε ένα από τα οποία αναπαρίσταται από δυο τοπολογίες κυκλωμάτων, σύμφωνα με την κατάσταση των ημιαγωγών στοιχείων και λειτουργώντας σε συνεχή κατάσταση αγωγής (continuous mode). Θεωρώντας ακόμα ότι τα ημιαγωγά στοιχεία ισχύος συμπεριφέρονται σαν ιδανικοί διακόπτες (δηλαδή μηδενικές πτώσεις τάσεως στην κατάσταση αγωγής, μηδενικά ρεύματα στην κατάσταση αποκοπής και ταυτόχρονη μεταγωγή από την κατάσταση αγωγής στην κατάσταση αποκοπής (on – off state), η συμπεριφορά του κυκλώματος σε συνάρτηση με το χρόνο  $t$  κατά τη διάρκεια μιας περιόδου ( $T$ ) μπορεί να παρασταθεί από τη γενική μορφή των εξισώσεων του state space προσεγγιστικού μοντέλου, που φαίνονται στην εξίσωση 5.1.1.

$$\left. \begin{aligned} \dot{x} &= Ax + Bu \\ y &= Cx + Du \end{aligned} \right\} \quad (5.1.1)$$

Όπου  $x$  είναι το άνωσμα κατάστασης ,

$$\dot{x} = \frac{dx}{dt} ,$$

$U$  το άνωσμα εισόδου ή ελέγχου και τέλος  $A, B, C, D$  οι πίνακες εισόδου εξόδου και δυναμικής τροφοδότησης.

Λαμβάνοντας υπόψη το γεγονός ότι τα ημιαγωγά στοιχεία ισχύος μπορούν να βρεθούν σε δύο μόνο καταστάσεις δηλαδή είτε να βρίσκονται σε κατάσταση αγωγής είτε σε κατάσταση αποκοπής, η χρονικά εξαρτώμενη συνάρτηση  $\delta(t)$  (μοναδιαία κρουστική) μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την περιγραφή των επιτρεπόμενων καταστάσεων του κάθε στοιχείου. Για παράδειγμα, έστω στην κατάσταση αγωγής  $\delta(t)=0$  ενώ στην κατάσταση αποκοπής  $\delta(t)=1$ . Επομένως θα πρέπει να θεωρήσουμε δυο υποδιαστήματα: το υποδιάστημα 1 για  $0 \leq t \leq \delta_1 T$  και το υποδιάστημα 2 για  $\delta_1 T \leq t \leq T$  όπου  $\delta(t) = 0$ .

Οι εξισώσεις κατάστασης του κυκλώματος για κάθε μια από τις δυο παραπάνω περιπτώσεις είναι οι εξής:

$$\left. \begin{aligned} \dot{x} &= A_1x + B_1u \\ \dot{y} &= C_1x + C_1u \end{aligned} \right\} \quad (5.1.2)$$

για  $0 \leq t \leq \delta_1 T$ , όπου  $\delta(t)=1$  και

$$\left. \begin{aligned} \dot{x} &= A_2x + B_2u \\ \dot{y} &= C_2x + C_2u \end{aligned} \right\} \quad (5.1.3)$$

για  $\delta_1 T \leq t \leq T$ , όπου  $\delta(t)=0$

Δεδομένου των δυο τιμών της μοναδιαίας κρουστικής συνάρτησης  $\delta(t)$  οι εξισώσεις (5.1.2) και (5.1.3) μπορούν να συνδυαστούν ώστε να πάρουμε το μη γραμμικό και χρονικά εξαρτώμενο state-space μοντέλο του ανορθωτή ισχύος.

$$\left. \begin{aligned} \dot{x} &= [A_1\delta(t) + A_2(1-\delta(t))]x + [B_1\delta(t) + B_2(1-\delta(t))]u \\ \dot{y} &= [C_1\delta(t) + C_2(1-\delta(t))]x + [D_1\delta(t) + D_2(1-\delta(t))]u \end{aligned} \right\} \quad (5.1.5)$$

Η παραπάνω εξίσωση 5.1.3 μπορεί να γραφτεί με την ακόλουθη μορφή

$$\left. \begin{aligned} \dot{x} &= A_sx + B_su \\ \dot{y} &= C_sx + C_su \end{aligned} \right\} \quad (5.1.6)$$

Όπου

$$A_s = [A_1\delta(t) + A_2(1-\delta(t))]$$

$$B_s = [B_1\delta(t) + B_2(1-\delta(t))]$$

$$C_s = [C_1\delta(t) + C_2(1-\delta(t))]$$

και

$$D_s = [D_1\delta(t) + D_2(1-\delta(t))]$$

Καθώς οι μεταβλητές κατάστασης του  $x$  ανύσματος είναι συνεχής, χρησιμοποιώντας την εξίσωση (5.1.5), με τις αρχικές καταστάσεις  $x_1(t) = x_2(T)$  και  $x_1(\delta_1 t) = x_2(\delta_1 T)$  και λαμβάνοντας υπόψη το duty cycle  $\delta_1$  σαν τη μέση τιμή

του  $\delta(t)$  ,μπορεί να παραχθεί η χρονική εξέλιξη των μεταβλητών κατάστασης της ανορθωτικής διάταξης, συνδυάζοντας την εξίσωση 5.1.5 πάνω στα διαστήματα  $0 \leq t \leq \delta_1 T$  και  $\delta_1 T \leq t \leq T$  .

Για την απλούστευση των υπολογισμών που απαιτούνται για το σκοπό αυτό ,μια βολική προσέγγιση μπορεί να πραγματοποιηθεί θεωρώντας  $\lambda_{\max}$  τη μέγιστη, κατά απόλυτη τιμή, ιδιοτιμή του  $\mathbf{A}$  (συνήθως το  $\lambda_{\max}$  συνδέεται με την συχνότητα αποκοπής  $f_c$  ενός ισοδύναμου φίλτρου αποκοπής με  $f_c \ll 1/T$  ) . Για  $T \lambda_{\max} \ll 1$  η εκθετική μορφή του πίνακα

$$e^{At} = I + At + A^2 t^2 / 2 + \dots + A^n t^n / n!$$

όπου  $\mathbf{I}$  είναι ο μοναδιαίος πίνακας μπορεί να προσεγγιστεί από το

$$e^{At} \approx I + At$$

Όποτε

$$e^{A_1 \delta_1 t} e^{A_2 (1-\delta_1)t} \approx I + [A_1 \delta_1 + A_2 (1-\delta_1)]t$$

Άρα η λύση για τη διάρκεια μιας περιόδου  $T$  , του συστήματος που περιγράφεται από τις εξ.5.1.1 είναι

$$x(T) \cong e^{[A_1 \delta_1 - A_2 (1-\delta_1)]T} x_1(0) + \int_0^T e^{[A_1 \delta_1 - A_2 (1-\delta_1)](T-\tau)} [B_1 \delta_1 + B_2 (1-\delta_1)] u d\tau \quad (5.1.7)$$

Αυτή η προσεγγιστική απόκριση της εξ.5.1.7 είναι πανομοιότυπη με την ακριβή απόκριση που λαμβάνεται από μη γραμμικό σταθερού χρόνου state space μοντέλο όπως αυτό φαίνεται από την εξίσωση που ακολουθεί(εξ.5.1.8).

$$\dot{\bar{x}} = [A_1 \delta(t) + A_2 (1-\delta(t))] \bar{x} + [B_1 \delta(t) + B_2 (1-\delta(t))] \bar{u} \quad (5.1.8)$$

$$\dot{\bar{y}} = [C_1 \delta(t) + C_2 (1-\delta(t))] \bar{x} + [D_1 \delta(t) + D_2 (1-\delta(t))] \bar{u}$$

θεωρώντας ως νέες μεταβλητές τις προσεγγιστικές τιμές του  $\mathbf{x}$ , που συμβολίζονται ως  $\bar{x}$ , και  $\delta_2 = 1 - \delta_1$ . Επιπλέον  $A_1 A_2 = A_2 A_1$ .

## 5.2 Σύστημα ελέγχου 12-παλμικής ανορθωτικής διάταξης

Ένας ελεγχόμενος  $\rho$ -παλμικός ανορθωτής ( $\rho > 1$ ) όπου τα ημιαγωγά στοιχεία του είναι θυρίστορ, λειτουργώντας σε συνεχή κατάσταση, παρουσιάζει τάση εξόδου αποτελούμενη από  $\rho$  όμοια τμήματα σε χρόνο μιας περιόδου. Έτσι στην περίπτωση μας (όπου  $\rho=12$ ) έχουμε κυματομορφή εξόδου αποτελούμενη από 12 πανομοιότυπα τμήματα. Δεδομένης της περιοδικής κυματομορφής, οι πίνακες A, B, C, D, που αναφέραμε παραπάνω, για όλα αυτά τα  $\rho$  διαστήματα μπορούν να γραφτούν με την ίδια μορφή ανεξάρτητα από την τοπολογία του κυκλώματος. Άρα το state space προσεγγιστικό μοντέλο μπορεί να βρεθεί με την κανονικοποίηση όλων των μεταβλητών σε χρόνο  $T/\rho$ . Θεωρώντας μικρές διακυμάνσεις, η μέση τιμή της τάσης εξόδου του ανορθωτή ( $U_{dc}$ ) μπορεί να βρεθεί από την κάτωθι σχέση(εξ.5.2.1)

$$U_{dc} = U_p \sin\left(\frac{\pi}{\rho}\right) \cos a \quad (5.2.1)$$

όπου  $a$  είναι η γωνία εναυσης των θυρίστορ και  $U_p$  η μέγιστη τιμή της τάσης εξόδου του ανορθωτή, η οποία καθορίζεται από την τοπολογία του συστήματος και τα λειτουργικά χαρακτηριστικά του AC δικτύου. Η τιμή της γωνίας  $a$  μπορεί να βρεθεί χρησιμοποιώντας το σχήμα 5.1





$$K_{RM} = U_p \frac{p}{2u_{c,\max}} \sin(\pi / p) \quad (5.2.3)$$

Η λειτουργία του ανορθωτή εισάγει καθυστέρηση χρόνου με μέση τιμή  $T/2p$ . Έτσι η συνάρτηση μεταφοράς του συνολικού συστήματος είναι:

$$G_R(s) = \frac{U_{dc}(s)}{u_c(s)}$$

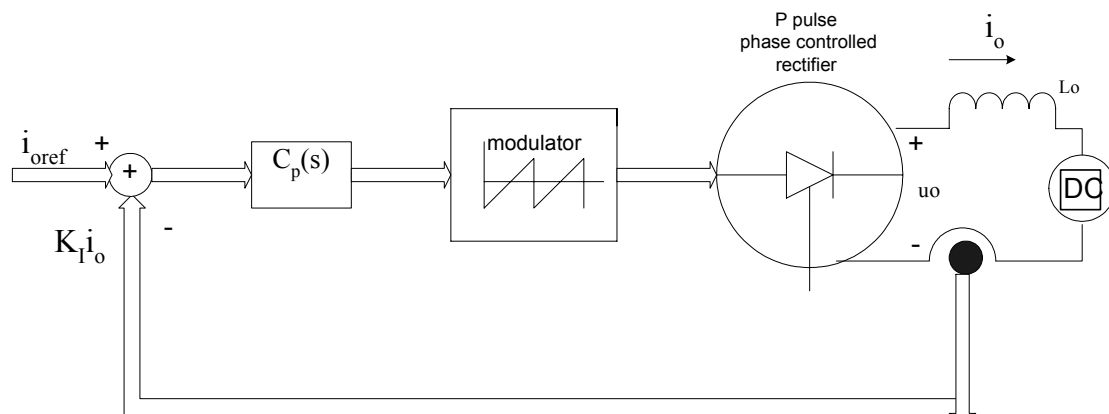
ή

$$G_R(s) = K_{RM} e^{-s(t/2p)}$$

ή

$$G_R(s) = \frac{K_{RM}}{1 + sT/2p} \quad (5.2.4)$$

Για μηδενικές μεταβολές του  $U_p$  το ισοδύναμο προσεγγιστικό κύκλωμα φαίνεται στο σχήμα 5.2 όπου συμπεριλαμβάνεται και αντίσταση εξόδου  $R_i$  εξαιτίας του φαινομένου της επικάλυψης.



**Σχήμα 5.2:** Σχηματικό διάγραμμα 12-παλμικής ανορθωτικής διάταξης ( $p=12$ ) όπου χρησιμοποιείται σαν τυπικό φορτίο ένας dc κινητήρας.

Συνήθως

$$R_i = p\omega l / \pi$$

όπου  $l$  είναι η ισοδύναμη επαγωγική αντίδραση των παράλληλων γραμμών κατά τη διάρκεια του φαινομένου της επικάλυψης.  $L_o$  είναι το πηνίο εξομάλυνσης. Ενώ

$R_m$ ,  $L_m$ ,  $E_o$  είναι η αντίσταση, η αντίδραση και η ηλεκτρεγερτική δύναμη της dc

μηχανής (τυπικό φορτίο). Θεωρώντας τη μέση τιμή του ρεύματος εξόδου ως ελεγχόμενη έξοδος και υποθέτοντας ότι :

$$L_t = L_o + L_m,$$

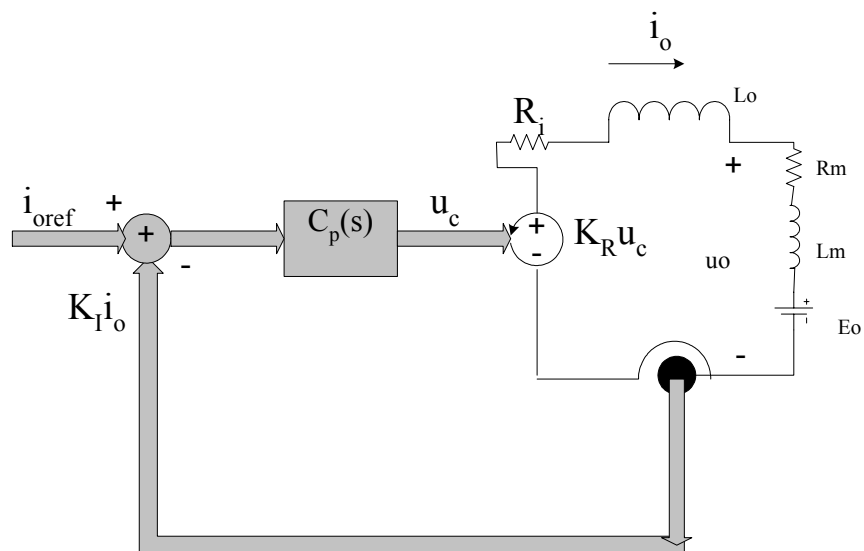
$$R_t = R_i + R_m,$$

$$T_t = L_t + R_t$$

χρησιμοποιώντας το Μετασχηματισμό *Laplace* στη διαφορική εξίσωση που εξάγεται από το κύκλωμα του σχήματος 5.3, η συνάρτηση του ρεύματος εξόδου είναι

$$\frac{i_o(s)}{V_{DC}(s) - E_o(s)} = \frac{1}{R_t(1 + T_t)} \quad (5.2.5)$$

Ο ανορθωτής και το φορτίο παριστάνονται από το σύστημα δεύτερης τάξεως του σχήματος σχήμα 5.4.



Σχήμα 5.4: Ισοδύναμο κύκλωμα 12-παλμικής ανορθωτικής διάταξης.

Για να πετύχουμε μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης, το οποίο εξασφαλίζει ανόσια στις διαταραχές κατά τη μόνιμη κατάσταση, χρησιμοποιείται ένας **PI** (proportional-integral) ελεγκτής για το  $C_p(s)$ , άρα

$$C_p(s) = C_{PI}(s)$$

με

$$\begin{aligned}
C_{PI}(s) &= \frac{1+sT_z}{sT_p} = \frac{T_z}{T_p} + \frac{1}{sT_p} \\
&= K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \left(1 + \frac{K_i}{K_p s}\right) \\
&= K_p \left(1 + \frac{1}{sT_z}\right) = \frac{1+sT_z}{sT_z/K_p}
\end{aligned}$$

Ακυρώνοντας τον πόλο του φορτίου  $(-\frac{1}{T_i})$  με το μηδενικό του PI  $(-\frac{1}{T_z})$ , ώστε :

$$T_z = L_i / R_i \quad (5.2.6)$$

Η συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου του ανορθωτή με μηδενικές διαταραχές είναι η παρακάτω:

$$\frac{i_o(s)}{i_{oref}(s)} = \frac{2pK_{RM}K_i(R_iT_pT)}{s^2 + (2p/T)s + 2pK_{RM}K_i/R_iT_pT} \quad (5.2.7)$$

Με τη βοήθεια του Θεωρήματος Τελικής Τιμής μπορούμε να επιλύσουμε το μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης. Συγκρίνοντας τον παρανομαστή της σχέσης (5.2.7) με το βασικό πολώνυμο δεύτερης τάξης :

$$s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2$$

Έχουμε:

$$\begin{cases}
\omega_n^2 = 2pK_{RM}K_i/R_iT_pT \\
4\zeta^2\omega_n^2 = (2p/T)^2
\end{cases} \quad (5.2.8)$$

Εφόσον όμως είναι δυνατός ένας μόνο βαθμός ελευθέριας, ο συντελεστής απόσβεσης (dumping factor) εκλέγεται αυθαίρετα. Συνήθως  $\zeta = \sqrt{2}/2$ , καθώς αυτή η τιμή προσφέρει τη μέγιστη λύση μεταξύ ταχύτητας απόκρισης και overshoot. Άρα από την (5.2.8):

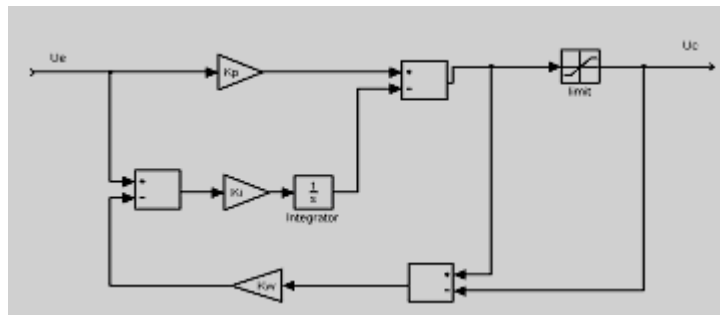
$$\begin{aligned}
T_p &= 4\zeta^2 K_{RM} K_i T / (2pR_i) \\
&= K_{RM} K_i T / (pR_i)
\end{aligned} \quad (5.2.9)$$

Τόσο η  $T_z$  όσο και το  $T_p$  εξαρτώνται από τις παραμέτρους του κυκλώματος. Χρησιμοποιώντας τις σχέσεις (5.2.9) και (5.2.7) εξάγουμε την συνάρτηση μεταφοράς κλειστού βρόχου του αντιστροφέα από όπου παρατηρούμε πως για τυπικές τιμές φορτίου η δυναμική του ανορθωτή εξαρτάται μόνο από το σφάλμα χρόνου  $T/2p$

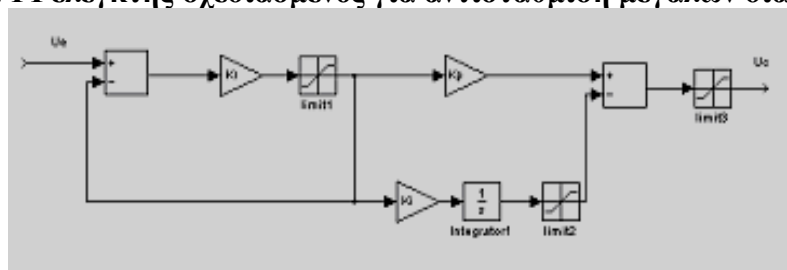
$$\frac{i_o(s)}{i_{oref}(s)} = \frac{1}{2(T/2p)^2 s^2 + sT/p + 1} \quad (5.2.10)$$

Χρησιμοποιώντας τη σχέση (5.2.10) παρατηρούμε ότι η  $\omega = \sqrt{2p/T}$ , η οποία είναι η μέγιστη συχνότητα που επιτρέπεται από το όριο  $\omega t \leq \sqrt{2/2}$ , το οποίο προέρχεται από τη σχέση (5.2.4). Αυτό επάγεται ότι  $\zeta \geq \sqrt{2/2}$ , γεγονός που επιβεβαιώνει την προηγούμενη αυθαίρετη επιλογή.

Η μοντελοποίηση και η σχεδίαση της αντιστάθμισης που περιγράφεται στις παραπάνω παραγράφους έχει ικανοποιητικά αποτελέσματα για σχετικά μικρές διαταραχές. Για μεγάλες διαταραχές ο ανορθωτής είτε θα φτάσει σε κορεσμό είτε οι γωνίες έναυσης θα προκαλέσουν μεγάλες αγωγές ρεύματος. Για μεγάλα σήματα διάφορες τοπολογίες που έχουν προταθεί στη βιβλιογραφία [17], (σχήμα 5.5 & 5.6) θα πρέπει να χρησιμοποιηθούν.



Σχήμα 5.5: PI ελεγκτής σχεδιασμένος για αντιστάθμιση μεγάλων διαταραχών[2].



Σχήμα 5.6: PI ελεγκτής σχεδιασμένος για αντιστάθμιση μεγάλων διαταραχών φορτίου.

Για τη σχεδίαση του συστήματος ελέγχου για τη μεταβολή της ταχύτητας ενός DC κινητήρα, μια προσέγγιση της σχέσης (5.2.10) που είναι χρήσιμη, είναι η παρακάτω:

$$\frac{i_o(s)}{i_{oref}(s)} = \frac{1}{sT/p + 1} \quad (5.2.11)$$

Η παραπάνω μοντελοποίηση που δίνει τη δυνατότητα της επιλογής της αντιστάθμισης και τον ακριβή υπολογισμό των παραμέτρων δεν επαρκεί για την πλήρη μελέτη της ευστάθειας. Ο γεωμετρικός τόπος των ριζών εξακολουθεί να περιέχει δυο συζυγής ρίζες σε άξονα παράλληλο στον φανταστικό άξονα. Για την πλήρη μελέτη ευστάθειας του ελεγκτή ρεύματος απαιτείται τουλάχιστον ο όρος δεύτερης τάξης της (5.2.4). Εναλλακτικές μέθοδοι περιέχουν :

$$e^{-sT/2p} \approx (1 - st/4p)(1 + sT/4p)$$

Δηλαδή μια προσέγγιση Pede πρώτης τάξης του  $e^{-sT/2p}$  ή την προσέγγιση δεύτερης τάξης

$$e^{-sT/2p} \approx 1 - st/4p + \frac{(sT/2p)^2 / 12}{(1 + sT/4p)} + \frac{(sT/2p)^2}{12} \quad (5.2.12)$$

Οι προσεγγίσεις αυτές εισάγουν μηδενικά στο δεξιό ημιεπίπεδο (συστήματα μηδενικής φάσεως) και/ή επιπλέον πόλους δίνοντας ρεαλιστικά αποτελέσματα. Έχει βρεθεί, χρησιμοποιώντας προσέγγιση πρώτης τάξης και τεχνικές πολικών διαγραμμάτων ότι ένας ανορθωτής είναι ευσταθής για

$$T_p \geq K_{RM} K_I T / 4pR_t, (\zeta \geq 0.25) \quad 5.2.13$$

Τέλος ένας μετατροπέας ισχύος μπορεί να θεωρηθεί ως Διακριτό σύστημα (sample data system), στη συχνότητα  $p/T$  και στη συνέχεια να βρεθεί το κρίσιμο κέρδος του και η πρώτη συχνότητα αστάθειας ( $p/2T$ ) μέσω του μετασχηματισμού  $Z$

Χρησιμοποιώντας το πρόγραμμα εξομοίωσης Simulink του Matlab έχουμε τη δυνατότητα και να εξετάσουμε την παραπάνω θεωρητική διαδικασία, ώστε να

πετύχουμε την δημιουργία ενός αποτελεσματικού συστήματος ελέγχου για τον 12-παλμικό ανορθωτή.

Για το σκοπό αυτό συνθέτουμε το μπλοκ του σχήματος 5.7. Το σύστημα αυτό είναι ουσιαστικά η παράσταση του σχήματος 5.4 σε περιβάλλον simulink. Η εύρεση των τιμών των συντελεστών των συναρτήσεων μεταφοράς των συστημάτων από τις οποίες αποτελείται το παραπάνω σύστημα γίνεται εφαρμόζοντας τους τύπους που αναφέρονται παραπάνω, και λαμβάνοντας υπόψη τις παρακάτω τυπικές τιμές :

$$U_p = 1.7 * 10^5 V$$

$$T = 20 msec$$

$$l = 0.8 mH$$

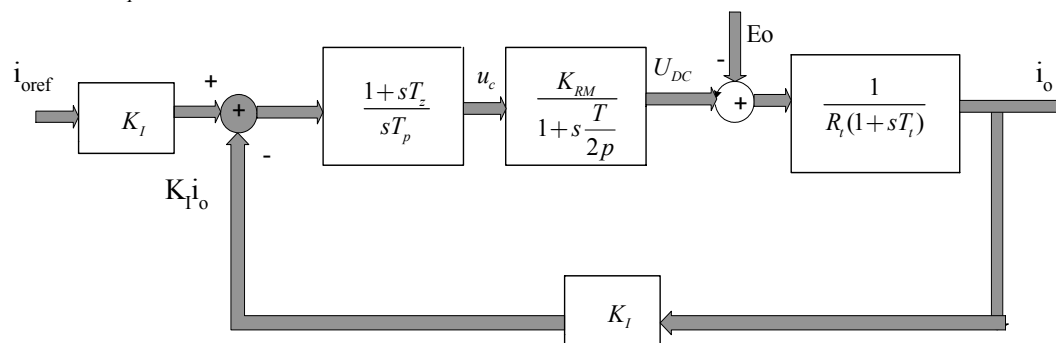
$$R_m = 0.5 \Omega$$

$$L_t = 50 mH$$

$$E_0 = -0.5 * 10^5 V$$

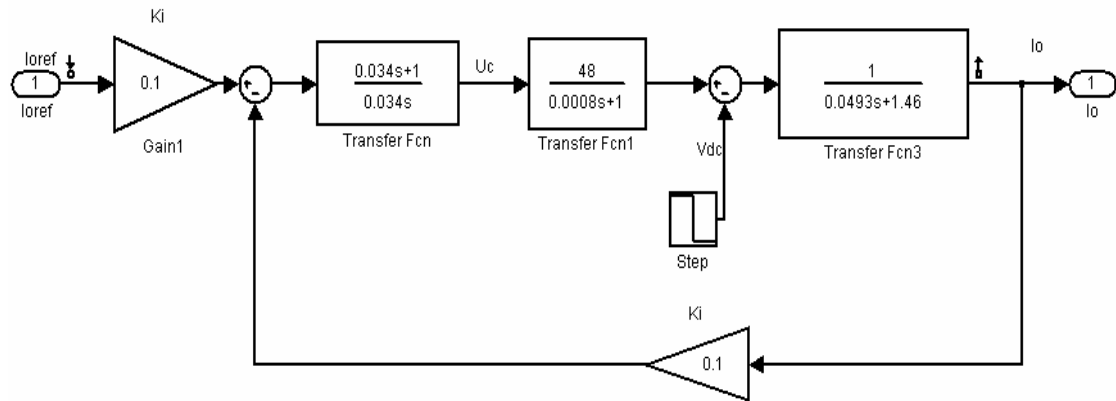
$$u_{cmax} = 10 V$$

$$k_I = 0.1$$

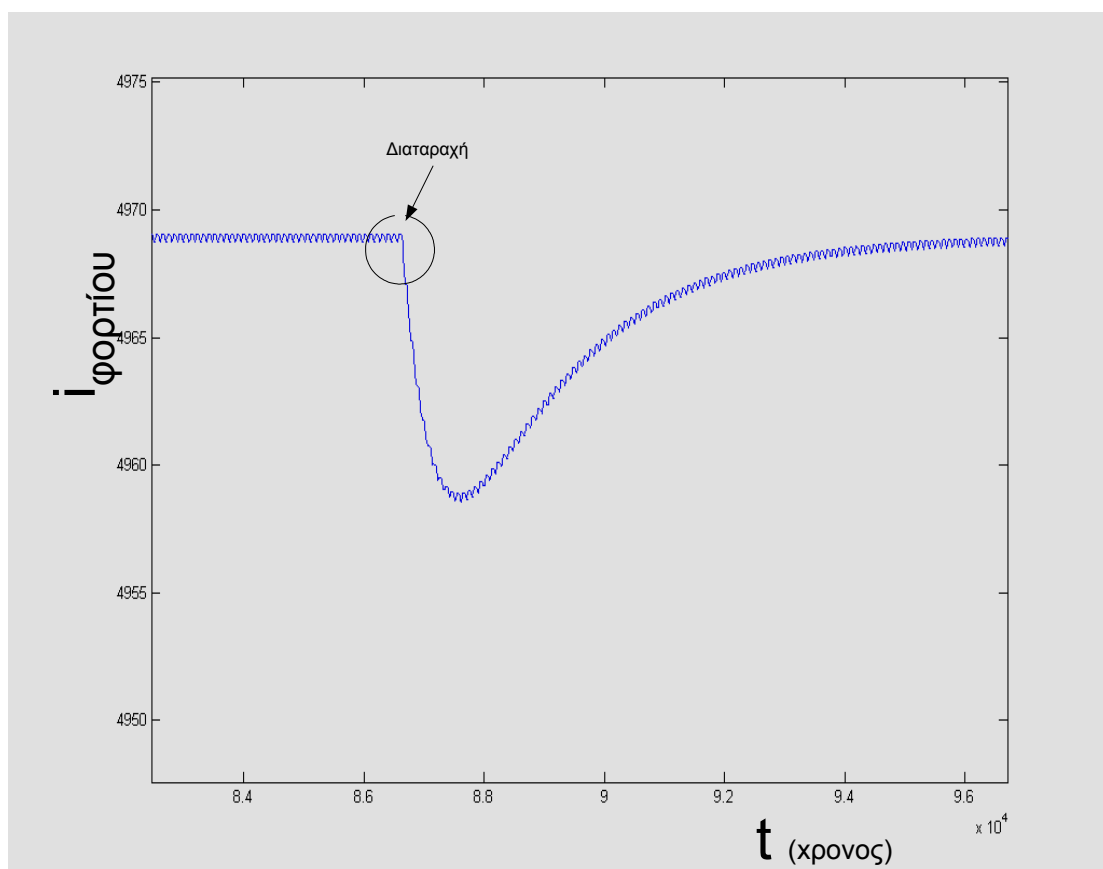


**Σχήμα 5.7: Διάγραμμα PI ελεγχόμενου 12 παλμικού ανορθωτή.**

Στο σχήμα 5.8 εικονίζεται η μορφή του σχήματος 5.7 στο simulink του MATLAB. Σαν διαταραχή του συστήματος λαμβάνεται η μείωση της  $E_0$  κατά 50% 0.9sec από την αρχή της προσομοίωσης, ενώ σαν σήμα αναφοράς,  $I_{oref}$ , λαμβάνουμε την τυπική μορφή του ρεύματος εξόδου της 12-παλμικής διάταξης. Τα αποτελέσματα της προσομοίωσης καταγράφονται στο σχήμα 5.9. Σε αυτό παρατηρούμε λοιπόν, πως ενώ με την εμφάνιση της διαταραχής το σύστημα χάνει προσωρινά την ευστάθεια του, και η έξοδος εμφανίζεται έντονα διαταραγμένη. Ωστόσο το σφάλμα εξαφανίζεται σχετικά γρήγορα, και το σύστημα επανέρχεται στην αρχική λειτουργική κατάσταση του. Όπως επίσης παρατηρούμε από το σχήμα 5.9 η απόσβεση του σφάλματος πραγματοποιείται μέσα σε λίγες περιόδους.



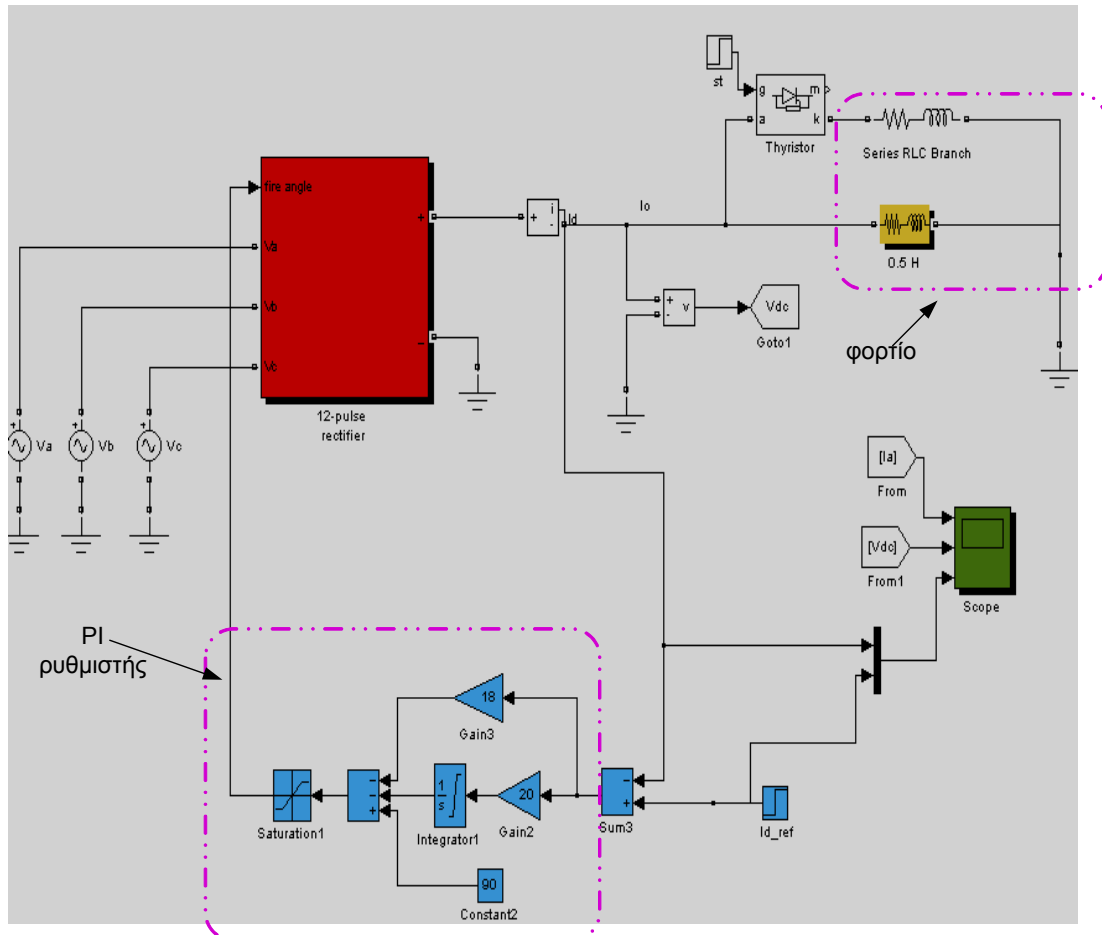
Σχήμα 5.8: Διάγραμμα PI ελεγχόμενου 12 παλμικού ανορθωτή στο simulink.



Σχήμα 5.9: Απόκριση του συστήματος ελέγχου 12-παλμικού ανορθωτή, με αλλαγή της  $E_o$

Για την προσομοίωση σε περιβάλλον Matlab ενός 12-παλμικού ανορθωτή ελεγχόμενου από PI, κατασκευάζουμε το δομικό διάγραμμα, όπως αυτό φαίνεται στο σχήμα 5.10. Στην περίπτωση αυτή σχεδιάζουμε μια 12-παλμική ανορθωτική διάταξη, η οποία τροφοδοτείται από τριφασική συμμετρική πηγή τάσης, της οποίας η RMS τιμή είναι 500kV. Στο σχήμα 5.11 παρατηρούμε τα δομικά στοιχεία από τα οποία

αποτελείται ο προς μελέτη ανορθωτής (η διαδικασία η οποία ακολουθείται για τη σχεδίαση του περιγράφεται στο επόμενο κεφαλαίο). Στη είσοδο fire\_angle εισάγουμε την καθυστέρηση του παλμού έναυσης του πρώτου θυριστορ, όπως αυτός παράγεται από το δικτύωμα της ανάδρασης.



**Σχήμα 5.10: σχεδίαση ανάδρασης για 12-παλμική ανορθωτική διάταξη με τη βοήθεια PI ρυθμιστή.**

Για την κατασκευή της ανάδρασης του συστήματος ακολουθούμε τα εξής βήματα. Αρχικά το ρεύμα εξόδου του ανορθωτή  $I_d$  συγκρίνεται με το ρεύμα αναφοράς  $I_{ref}$ , το οποίο θεωρείται σταθερό και καθορίζεται από τη λειτουργική κατάσταση που θέλουμε να βρίσκεται η διάταξη. Αποτέλεσμα της παραπάνω σύγκρισης είναι το ρεύμα  $I_e$ . Το ρεύμα  $I_e$ , που ουσιαστικά αποτελεί και το σφάλμα μεταξύ της επιθυμητής και της πραγματικής τιμής του ρεύματος φορτίου, εισάγεται στον PI ρυθμιστή, η έξοδος του οποίου περιγράφεται από την ακόλουθη εξίσωση:

$$I_c = K \underbrace{(I_{ref} - I_d)}_{I_e} + K' \int \underbrace{(I_{ref} - I_d)}_{I_e} dt \quad 5.2.14$$



ή

$$\frac{dI_c}{dt} = -K \frac{dI_d}{dt} + K' \underbrace{(I_{ref} - I_d)}_{I_e} \quad 5.2.15$$

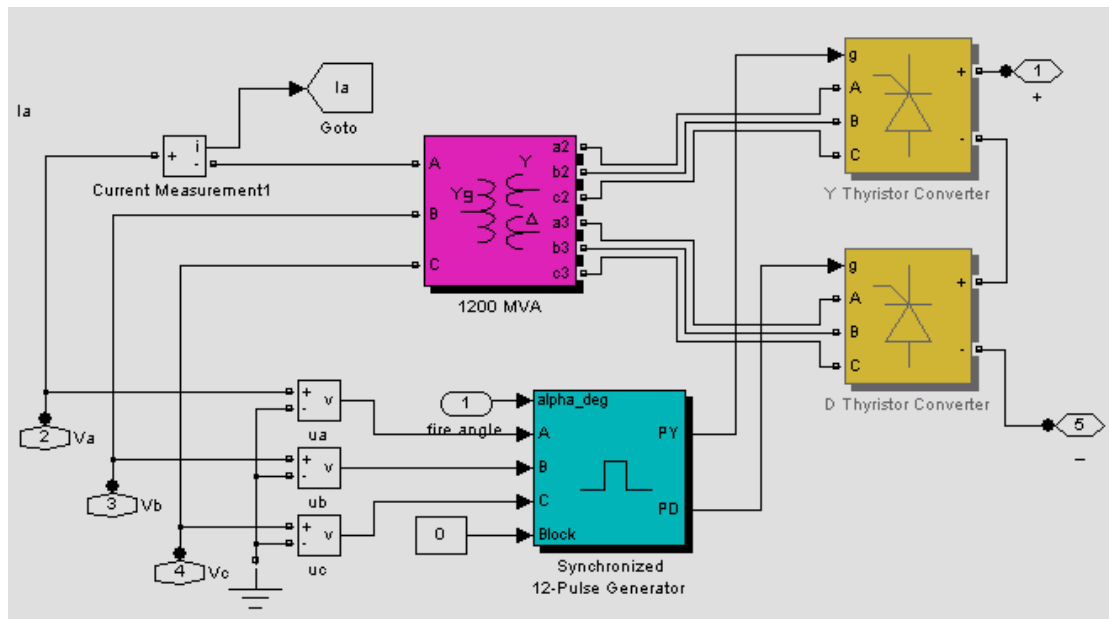
όπου  $K$  είναι το πολλαπλασιαστικό (proportional) κέρδος, ενώ  $K'$  είναι το ολοκληρωτικό (integral) κέρδος του PI, με :

$$K' = \frac{1}{\omega T}$$

να αντιπροσωπεύει τη σταθερά χρόνου. Το αποτέλεσμα αυτό (η έξοδος του PI) μετατρέπεται σε μοίρες και στη συνέχεια εισάγεται στην γεννήτρια παλμών του 12-παλμικού ανορθωτή. Κατά τη μετατροπή του σήματος σε γωνία θα πρέπει να σημειώσουμε πως αυξάνοντας τη γωνία έναυσης μειώνεται η μέση τιμή της τάσης εξόδου της ανορθωτικής διάταξης, ενώ μειώνοντας την γωνία, η τάση αυξάνεται σύμφωνα με την σχέση που ακολουθεί:

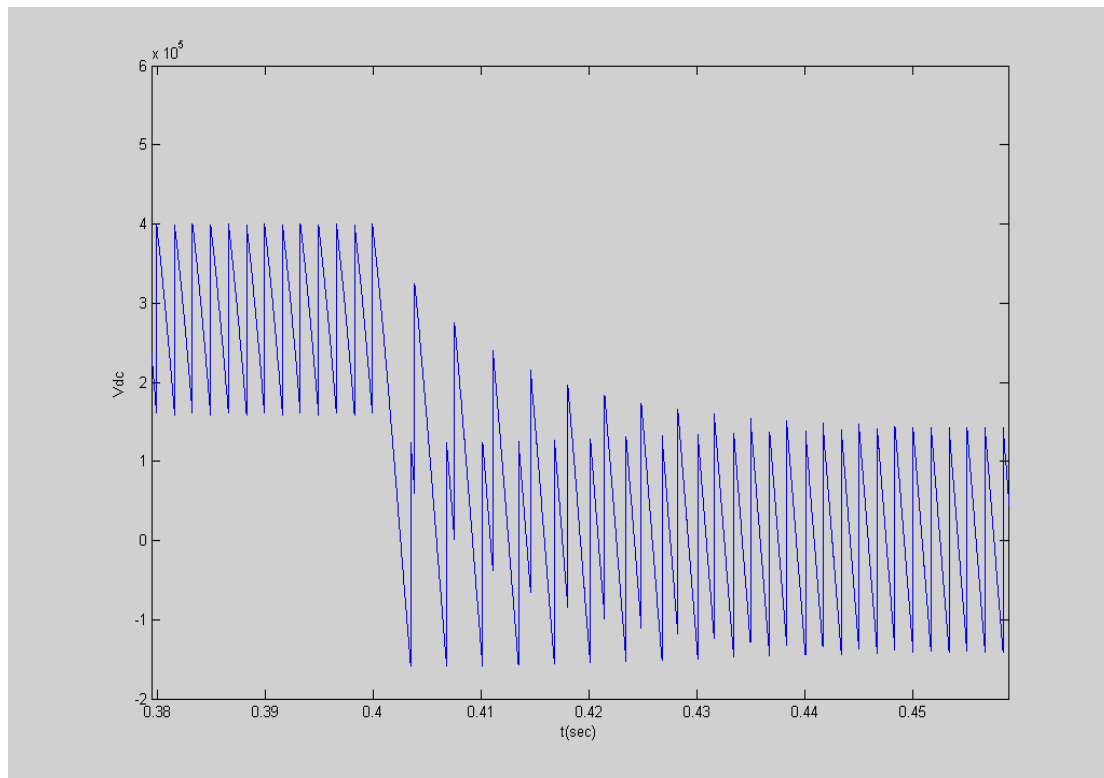
$$\overline{V_{o,12}} = 2 \times 3 \times \sqrt{6} \times V_m \cos a / \pi$$

όπως είχε υπολογιστεί στο προηγούμενο κεφαλαίο. Παράλληλα υπενθυμίζουμε πως για γωνίες έναυσης από 0 έως 90 μοίρες έχουμε ανορθωτική λειτουργία ενώ για γωνία έναυσης μεγαλύτερης των 90 έχουμε λειτουργία αντιστροφής.



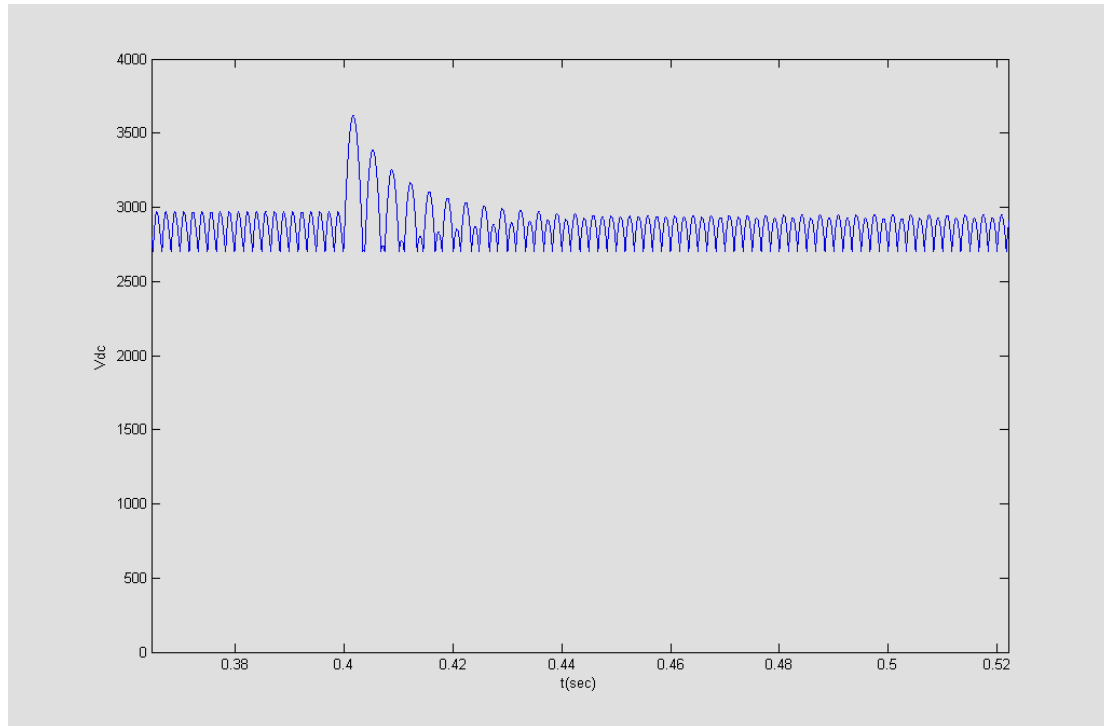
**Σχήμα 5.11: σχεδίαση 12-παλμικής ανορθωτικής διάταξης στο περιβάλλον Matlab.**

Έστω ότι η διάταξη τροφοδοτεί φορτίο R-L, όπως σχεδιάζεται στο σχήμα 5.10. Για τις ανάγκες της προσομοίωσης υποθέτουμε πως το φορτίο αποτελείται από αντίσταση  $R= 1\Omega$  και επαγωγή  $L= 0.1H$ . Στη συνέχεια εισάγοντας παράλληλα με αυτό μια επιπλέον συστοιχία R-L το φορτίο τελικά μεταβάλλεται σε  $R= 0.5\Omega$  και  $L= 0.05 H$ . Η διαταραχή αυτή στο φορτίο πραγματοποιήθηκε 0.3 sec μετά από την έναρξη της προσομοίωσης, με τη βοήθεια θυριστορ, ελεγχόμενο ανεξάρτητα από τα θυριστορ του ανορθωτή.



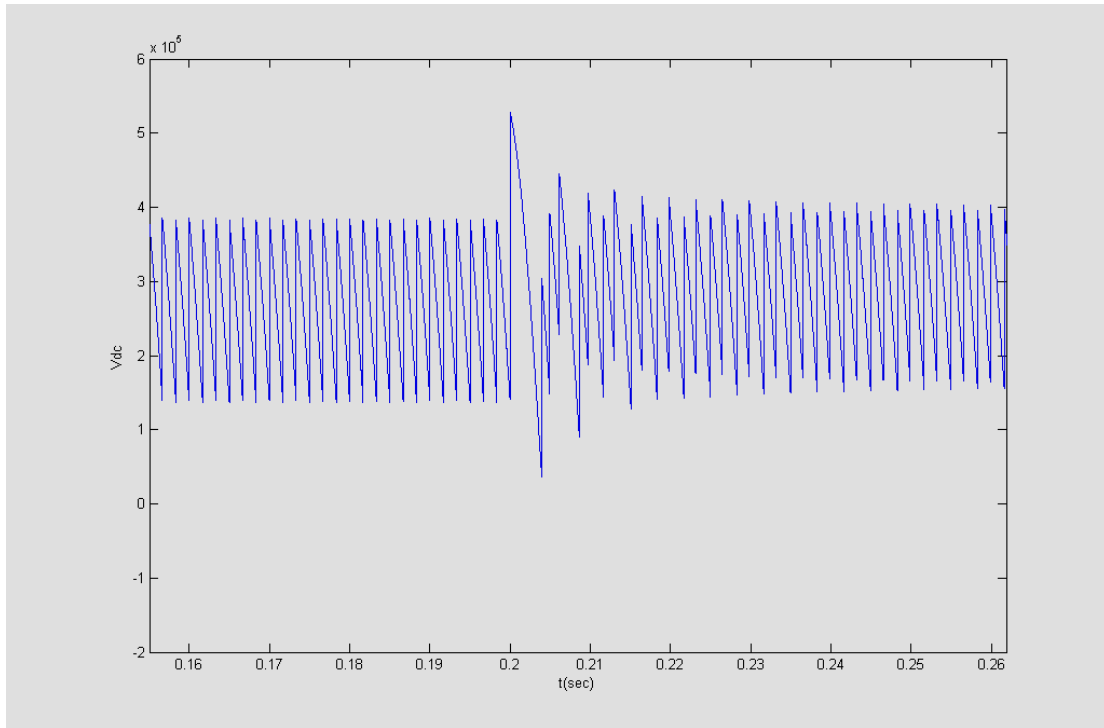
**Σχήμα 5.12: Κυματομορφή της τάσης στο φορτίο πριν, κατά τη διάρκεια, όσο και έπειτα από διαταραχή στο φορτίο .**

Στο σχήμα 5.12 παρατηρούμε την κυματομορφή της τάσης στο φορτίο πριν κατά τη διάρκεια όσο και έπειτα από την διαταραχή στο φορτίο, όπως αναφέρθηκε παραπάνω. Από το σχήμα αυτό καθίσταται εμφανές πως η τάση εξόδου της διάταξης εμφανίζει έντονες διαταραχές, για μικρό χρονικό διάστημα, ωστόσο σταθεροποιείται σε χαμηλότερη στάθμη, στην οποία η νέα μέση τιμή τάσης στο φορτίο είναι μικρότερη. Στο σχήμα 5.13 παρουσιάζεται το ρεύμα στο φορτίο κατά τη διάρκεια της διαταραχής. Σε αντίθεση όμως με την τάση, η οποία όπως προείπαμε μειώνεται (η μέση τιμή), το ρεύμα παραμένει στα ίδια επίπεδα τόσο πριν όσο και μετά την διαταραχή. Η διατήρηση σταθερού του ρεύματος που απορροφά το φορτίο είναι πρωταρχικός στόχος της ανάδρασης που εφαρμόστηκε. Αλλαγή στο φορτίο προκαλεί μεταβολή, στιγμιαία, του ρεύματος στο φορτίο, αυτή οδηγείται μέσω του συγκριτή στην είσοδο του ΠΙ ρυθμιστή και από εκεί, αφού αντιστοιχιστεί σε μοίρες, καταλήγει στο κύκλωμα παραγωγής παλμών του ανορθωτή. Η αύξηση ή μείωση της γωνίας εναυσης πραγματοποιείται μέχρι να ανασταλεί η μεταβολή του ρεύματος και τελικά να σταθεροποιηθεί στην επιθυμητή τιμή.

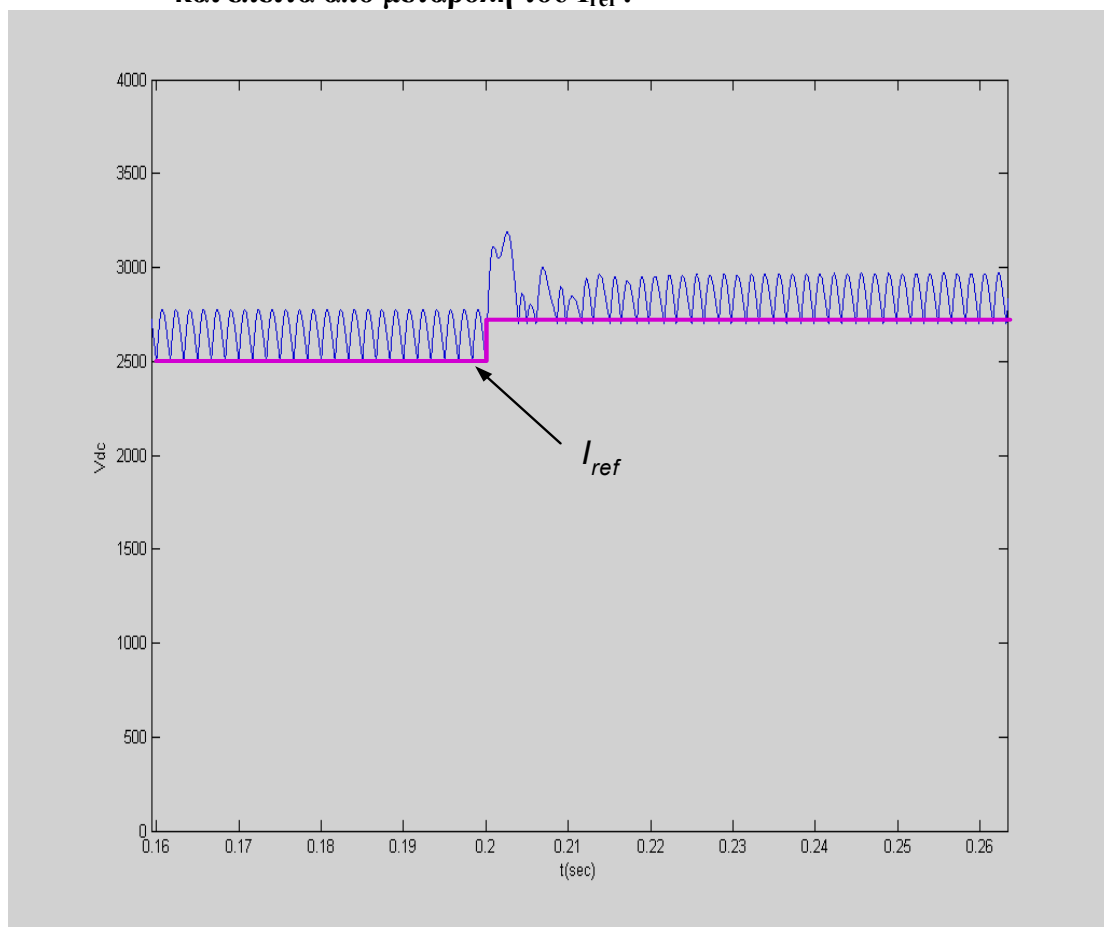


**Σχήμα 5.13: Κυματομορφή του ρεύματος στο φορτίο πριν, κατά τη διάρκεια, όσο και έπειτα από διαταραχή στο φορτίο .**

Ας υποθέσουμε τώρα πως θέλουμε να μεταβάλλουμε το ρεύμα με το οποίο τροφοδοτεί το φορτίο η διάταξη του σχήματος 5.10 από 2,5 KA σε 2,7KA. Ρυθμίζοντας την τιμή του  $I_{ref}$  από τη διάταξη του σχήματος 5.10 μειώνεται η γωνία εναυσης της διάταξης με αποτέλεσμα να αυξάνεται η τάση στο φορτίο και τελικά να αυξάνεται και το ρεύμα σε αυτό. Οι μεταβολές που πραγματοποιούνται στις κυματομορφές του ρεύματος και της τάσης στο φορτίο αποτυπώνονται στα σχήματα 5.14 και 5.15 αντιστοίχως. Ειδικότερα από το σχήμα 5.15 παρατηρούμε πως η πραγματική τιμή του ρεύματος ακολουθεί την προσδοκώμενη τιμή έπειτα από ελάχιστα msec.

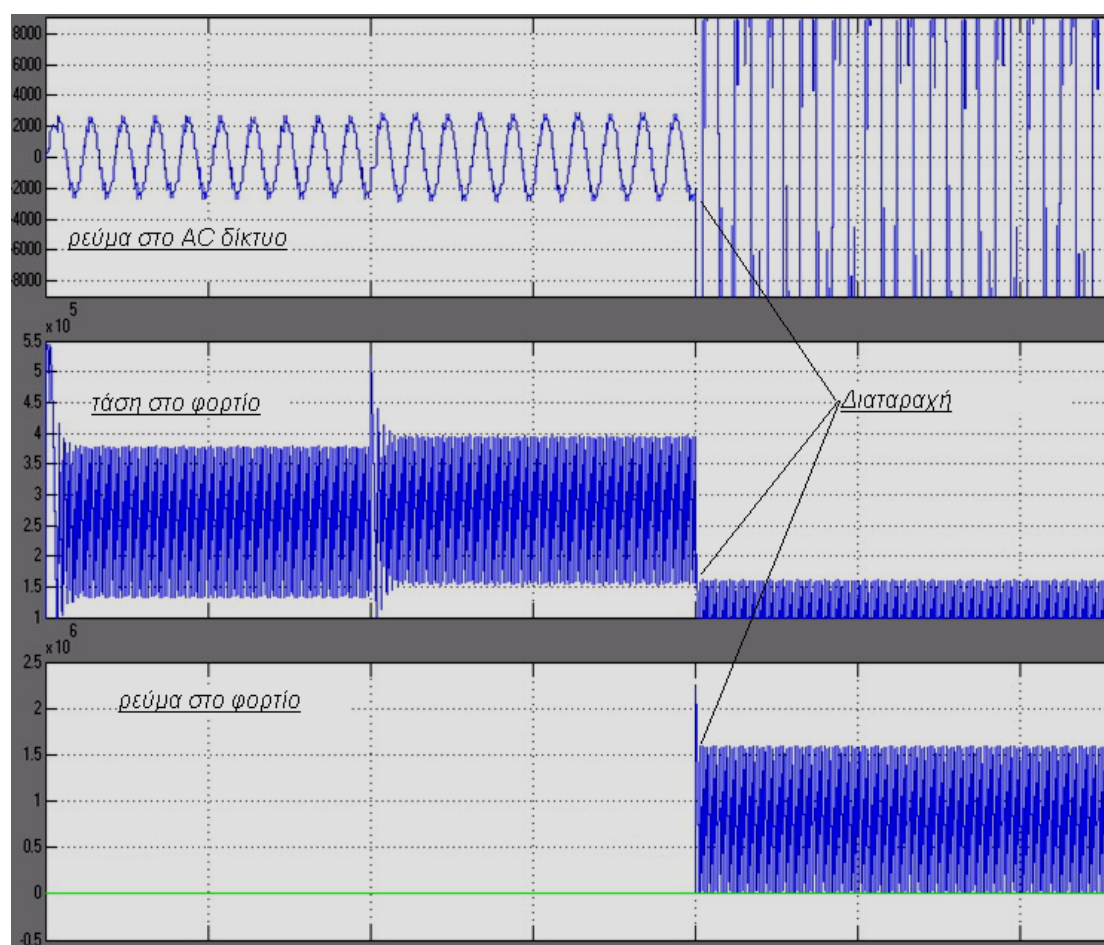


**Σχήμα 5.14:** Κυματομορφή της τάσης στο φορτίο πριν, κατά τη διάρκεια, όσο και έπειτα από μεταβολή του  $I_{ref}$ .



**Σχήμα 5.15:** Κυματομορφή της ρεύματος στο φορτίο πριν, κατά τη διάρκεια, όσο και έπειτα από μεταβολή του  $I_{ref}$ .

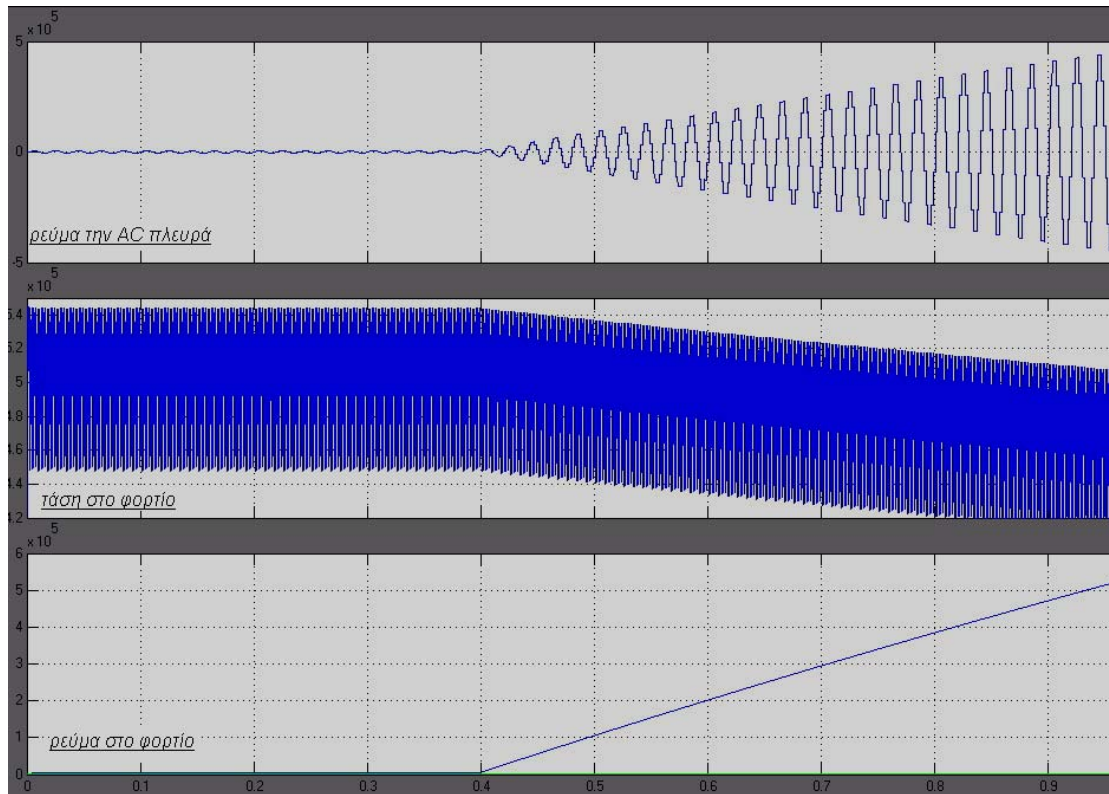
Συμπερασματικά αναφέρουμε ότι ο έλεγχος της 12-παλμικής ανορθωτικής διάταξης που αναπτύχθηκε παραπάνω, με τη χρησιμοποίησι ρυθμιστή PI αποδεικνύεται μια εύχρηστη και ταχύτατη τεχνική ελέγχου. Η διάταξη μεταβάλλει συνεχώς το λειτουργικό σημείο (γωνία έναυσης), μέχρι να εμφανιστούν οι επιθυμητές συνθήκες στην έξοδο. Ωστόσο για μεγάλες διαταραχές του φορτίου οδηγούν την ανορθωτική διάταξη εκτός λειτουργικών ορίων, όπως παρατηρείται και από το σχήμα 5.16, τόσο για το ρεύμα εισόδου, την τάση όσο και για το ρεύμα εξόδου.



**Σχήμα 5.16:** Κυματομορφή του ρεύματος εισόδου, της τάσης, όσο και του ρεύματος εξόδου σε περίπτωση μεγάλης διαταραχής στο φορτίο.

Τη χρησιμότητα της ανάδρασης αναδεικνύει το σχήμα 5.17. Στο σχήμα αυτό παρατηρούμε τις κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος στο φορτίο, καθώς και του ρεύματος στο AC δίκτυο στην περίπτωση όπου οι διαταραχές που ορίσθηκαν παραπάνω εφαρμοστούν σε 12-παλμική ανορθωτική διάταξη χωρίς ανάδραση, δηλαδή χωρίς τον PI ρυθμιστή. Στην περίπτωση αυτή η διάταξη λειτουργεί με σταθερή γωνία έναυσης ίση με 20 μοίρες. Όπως λοιπόν παρατηρούμε από τα

αποτελέσματα αυτά, το ρεύμα στην AC πλευρά παρουσιάζει έντονες διαταραχές, η μέγιστη τιμή του αυξάνει συνεχώς. Επιπλέον το ρεύμα στο φορτίο λαμβάνει επικίνδυνα υψηλές τιμές, και προφανώς δεν ακολουθεί το ρεύμα αναφοράς, ενώ αντιθέτως η τάση (στο φορτίο) ελαττώνεται σε σχέση με το χρόνο. Με τον τρόπο αυτό ο ανορθωτής μεταπίπτει και πάλι εκτός λειτουργικών ορίων.



**Σχήμα 5.17:** Εφαρμογή διαταραχών στην 12-παλμική ανορθωτική διάταξη χωρίς την παρουσία ανάδρασης.





## ***ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6: Προσομοίωση 12-παλμικής ελεγχόμενης ανορθωτικής διάταξης στο MATLAB***

### ***6.1 Εισαγωγή***

Η προσομοίωση της 12 παλμικής ελεγχόμενης ανορθωτικής διάταξης στο περιβάλλον του σχεδιαστικού προγράμματος Matlab έχει στόχο κυρίως την εύρεση των κυματομορφών τάσεων και ρευμάτων των κυριότερων στοιχείων από τα οποία αποτελείται η διάταξη, όπως ρεύματα των θυρίστορ, όσο και των λειτουργικών χαρακτηριστικών του, όπως τάσεις και ρεύματα εισόδου, εξόδου.

Για το σκοπό αυτό χρησιμοποιήθηκε η έκδοση Matlab 7.0.0.19920 release 14. Η μορφή που έχει το κύκλωμα μας σε περιβάλλον Matlab φαίνεται στο σχήμα 6.1. Όπως παρατηρούμε η τριφασική πηγή, η οποία αντιπροσωπεύει το ac δίκτυο, συνδέεται με το πρωτεύον ενός Μετασχηματιστή. Τα τυλίγματα του μετασχηματιστή έχουν την απαραίτητη απαίτηση για την περίπτωση μας: τυλίγματα συνδεδεμένα κατά Αστέρα στο πρωτεύον και Τρίγωνου και Αστέρα στο δευτερεύον. Ο λόγος για τον οποίο υπάρχει αυτή η προϋπόθεση είναι, όπως έχουμε εξηγήσει σε άλλο κεφαλαίο, η δημιουργία της απαραίτητης διαφοράς φάσης των 30 μοιρών μεταξύ των τάσεων στα δυο δευτερεύοντα του μετασχηματιστή. Στη συνέχεια κάθε ένα από τα δευτερεύοντα του μετασχηματιστή συνδέεται με μια γέφυρα, κάθε μια από τις οποίες αποτελείται από έξι θυρίστορ. Για την πυροδότηση των θυρίστορ χρησιμοποιούμε την γεννήτρια παλμών που όπως σχεδιάζεται στο σχήμα 6.2. Τέλος σαν φορτία χρησιμοποιούμε διάφορους συνδυασμούς R, L, E, για να εξάγουμε χρήσιμα συμπεράσματα για τα λειτουργικά χαρακτηριστικά της υπό μελέτη διάταξης.



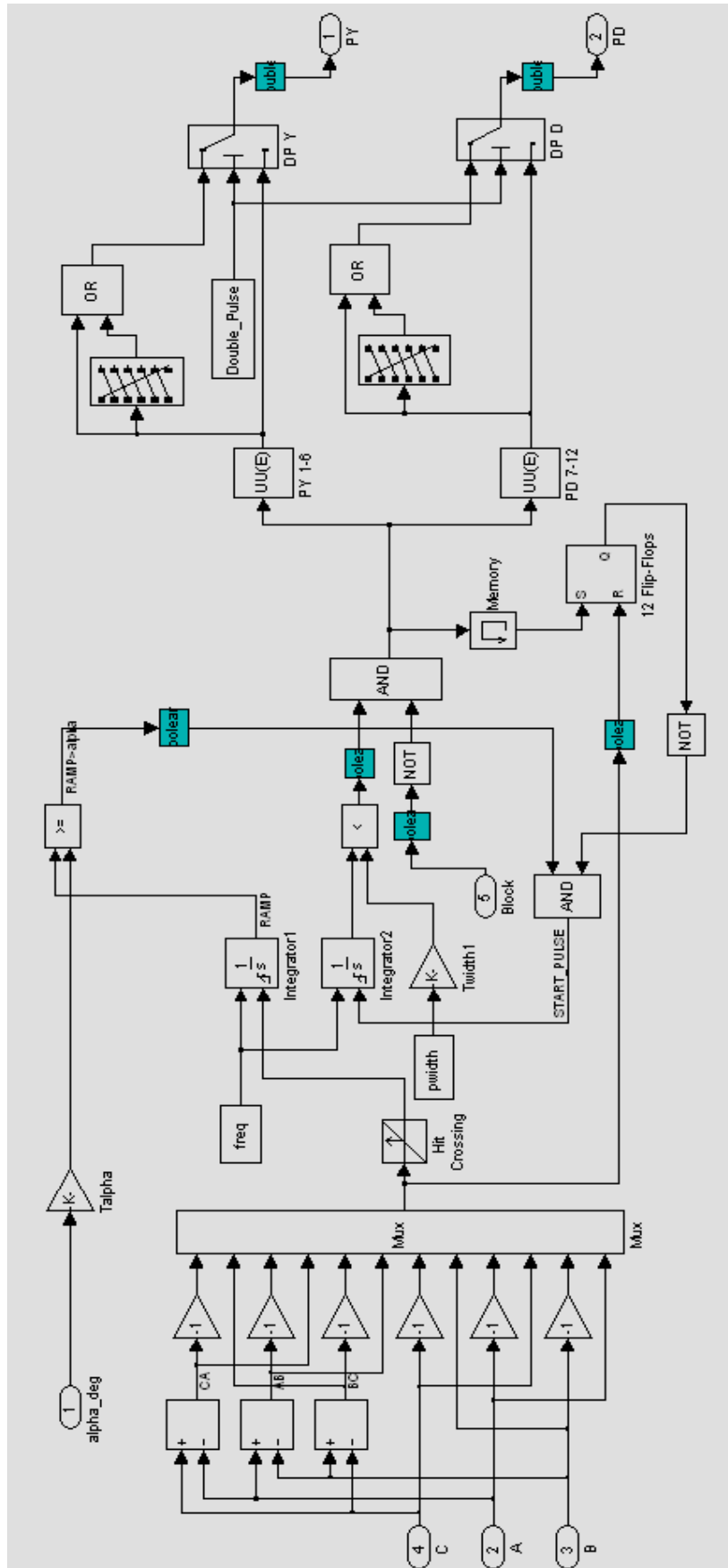
Σαν για την εξομοίωση του τριφασικού δικτύου χρησιμοποιούμε από τη βιβλιοθήκη του Matlab το μπλοκ AC voltage block με τα εξής χαρακτηριστικά:

- Peak amplitude (V)= $208 \cdot \sqrt{2/3}$
- Phase (deg)=0
- Frequency (Hz)=50
- Sample time=0

Για το μετασχηματιστή επιλέγουμε το 1200MVA three phase transformer από τον υποκατάλογο power system block set της βιβλιοθήκης του Matlab, με τα κάτωθι χαρακτηριστικά.

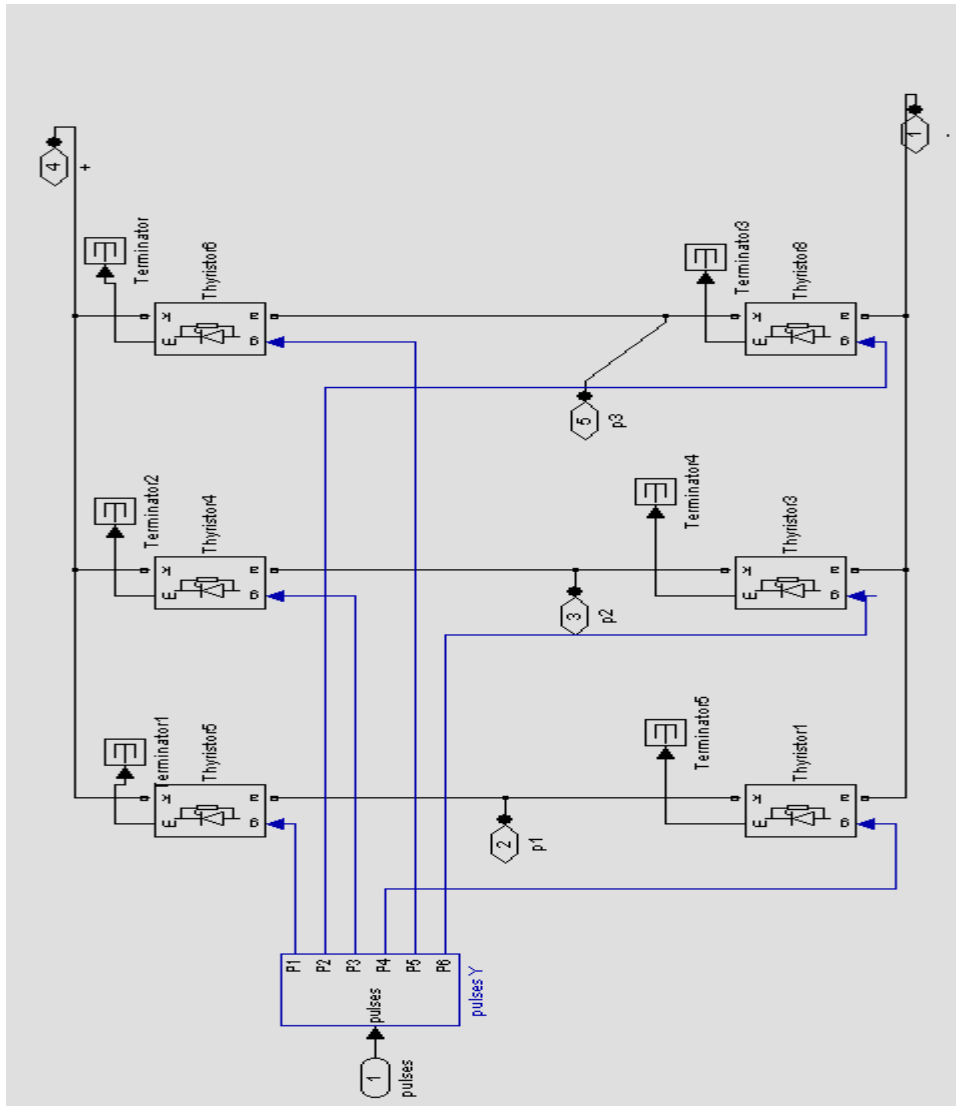
- Port configuration=ABC as input terminals
- Nominal power and frequency= $1200 \cdot 10^6$ , 50(Hz)
- Winding1 (ABC) connection=Yg
- Winding parameters=V1 Ph-Ph ( $V_{rms}$ )= $500 \cdot 10^3 \cdot 0.9$
- R1 (pu)=0.0025
- L1 (pu)=0
- Winding2 (ABC-2) connection=Y
- Winding parameters=V2 Ph-Ph ( $V_{rms}$ )= $200 \cdot 10^3$
- R2(pu)=0.0025
- L2(pu)=0.24
- Windings3 (ABC-3) connection=D1
- Winding parameters=V3 Ph-Ph ( $V_{rms}$ )= $200 \cdot 10^3$
- R3 (pu)=0.0025
- L3 (pu)=0.24
- No Saturable core
- Magnetization Resistance Rm (pu)=500
- Magnetization reactance Lm (pu)=500

Σημειώνουμε ακόμα ότι το πρωτεύον του μετασχηματιστή (σύνδεση Αστέρα) έχει γειωμένο ουδέτερο.



Σχήμα 6.2: Γεννήτρια παλμών για την 12 παλμική ανορθωτική διάταξη. [από Maltlab]

Για την γέφυρα των συνολικά 12 θυρίστορ δημιουργήθηκε το μπλοκ του σχήματος 6.3 αντί για την χρησιμοποίηση του ήδη υπάρχοντος μπλοκ της βιβλιοθήκης από το power block set\extra του Matlab το μπλοκ universal bridge, ένα για κάθε γέφυρα του 12-παλμικού ανορθωτή. Ο λόγος που προτιμήθηκε αυτή η λύση είναι για μεγαλύτερη ευελιξία και ποικιλία των φορτίων που μπορούν να προσομοιωθούν.



**Σχήμα 6.3: Σχεδίαση τριφασικής γέφυρας 6 παλμών στο περιβάλλον Matlab.**

Όπως παρατηρούμε από το παραπάνω σχήμα το μπλοκ αυτό αποτελείται από έξι θυρίστορ, από την βιβλιοθήκη power electronics του simulink συνδεδεμένα σε συνδεσμολογία γέφυρας και έναν αποπλέκτη για τον διαχωρισμό των παλμών εναυσης. Οι ρυθμίσεις που έγιναν στις παραμέτρους κάθε θυρίστορ είναι οι εξής:

- Subber resistance  $R_s(\text{Ohms})=500$
- Subber capacitance  $C_s(\text{F})=250\text{e-}9$
- $R_{on}(\text{ohms})=0.001$
- $L_{on}(\text{H})=0$
- Forward voltage  $V_f(\text{V})=0.8$
- Initial current  $I_c(\text{A})=0$

Για την πυροδότηση των θυρίστορ της κάθε γέφυρας απαιτούνται 12 παλμοί, όπως εξηγήθηκε στο ανάλογο κεφάλαιο. Για το σκοπό αυτό δημιουργείται το κύκλωμα που φαίνεται στο σχήμα 6.2. Το block αυτό έχει πέντε εισόδους και δυο εξόδους.

□ *Είσοδοι:*

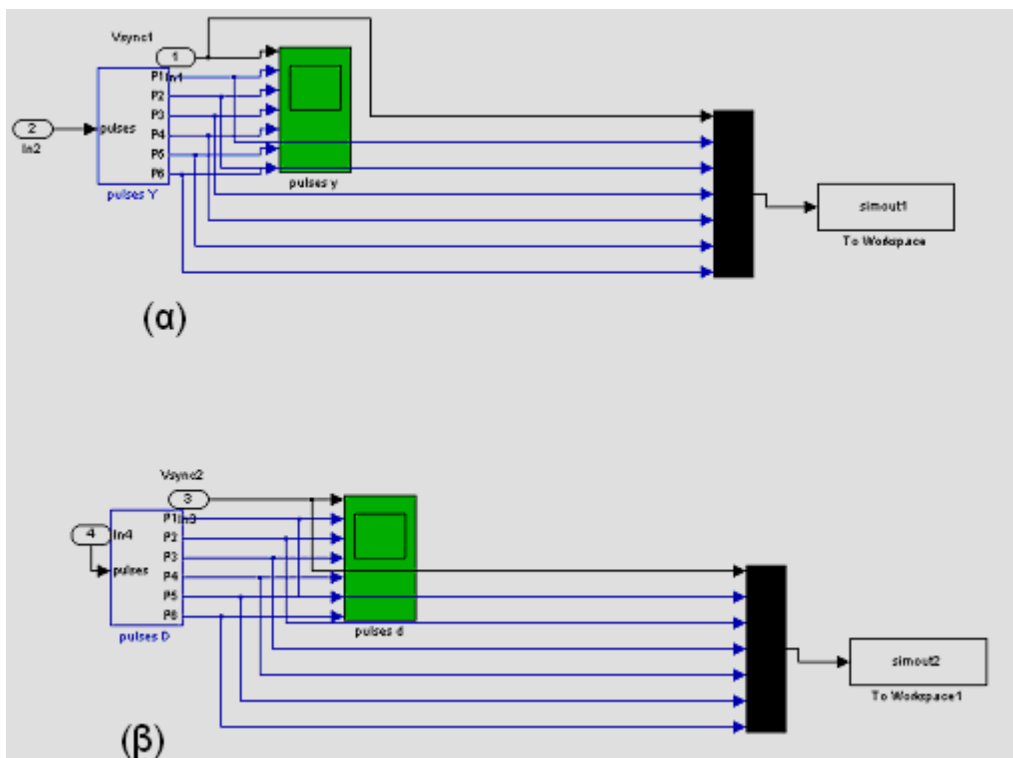
- Οι εισοδοί **A B C** αντιστοιχούν στις 3 φάσεις της τριφασικής πηγής από τις οποίες τροφοδοτείται η 12-παλμική γέφυρα. Η λήψη των τάσεων αυτών θα πρέπει να γίνει πριν από το Μετασχηματιστή.
- Η είσοδος **alpha\_deg** ισοδυναμεί με τη γωνία καθυστέρησης της γέφυρας και είναι ουσιαστικά η γωνία κατά την οποία το κάθε θυρίστορ καθυστερεί την αγωγή του σε σχέση με το αν είχαμε, αντί για θυρίστορ, απλές διόδους.
- Η είσοδος **block** επιτρέπει στον χρηστή να μπλοκάρει την λειτουργία της γεννήτριας των παλμών. Αυτό μπορεί να γίνει αν στην βάλουμε αριθμό μεγαλύτερο του μηδενός.
- Η είσοδος **frequency** είναι η συχνότητα του δικτύου
- Η είσοδος **double pulsing** αναφέρεται στη δυνατότητα της παραγωγής ενός δεύτερου παλμού στη γωνία εκείνη όπου γίνεται η μετάβαση κάποιου αλλού θυρίστορ δηλαδή σε απόσταση 60 μοιρών ή 6,66 msec από τον κύριο παλμό

εναυσης του, για να αποφευχθεί η ανεπιθύμητη σβέση ενός θυρίστορ λόγω της μετάβασης κάποιου αλλού

□ *Εξοδοι:*

- Η πρώτη έξοδος αποτελείται από τους παλμούς που απαιτούνται για την σωστή λειτουργία της μιας γέφυρας.
- Η δεύτερη έξοδος αποτελείται από τους αντιστοίχους παλμούς για τη δεύτερη γέφυρα. Οι παλμοί που κατευθύνονται στην μια γέφυρα έχουν διάφορα φάσης 30μοιρων σε σχέση με τους παλμούς που πυροδοτούν την άλλη γέφυρα.

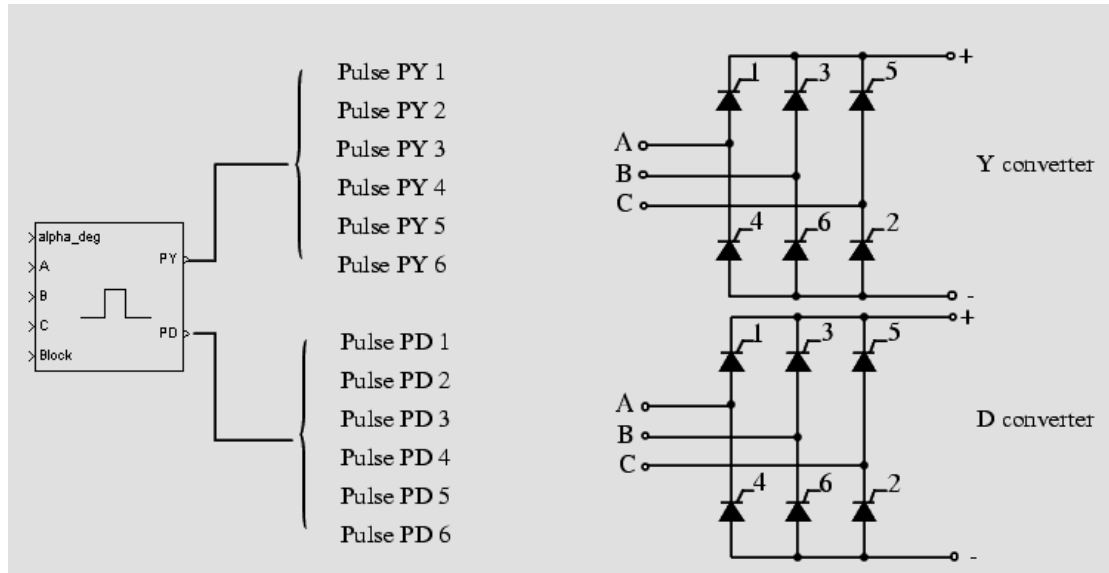
Για την παρατήρηση των παλμών αυτών χρησιμοποιούμε τα μπλοκ που φαίνονται στο σχήμα 6.4 οι εισοδοι των οποίων είναι τα σήματα των παλμών. Τα σήματα αυτά είναι πεπλεγμένα, έτσι τα οδηγούμε στις εισόδους δώδεκα (συνολικά, έξη ανά σήμα) επιλογείς (selector blocks), από όπου έχουμε σαν εξόδους τους αποπλεγμένους παλμούς εναυσης. Τα σήματα Vsync1 και Vsync2 βρίσκονται για το



Σχήμα 6.4: Δομικό διάγραμμα για την παρατήρηση των παλμών έναυσης.

- (α) Για την Υ γέφυρα.
- (β) Για την Δ γέφυρα

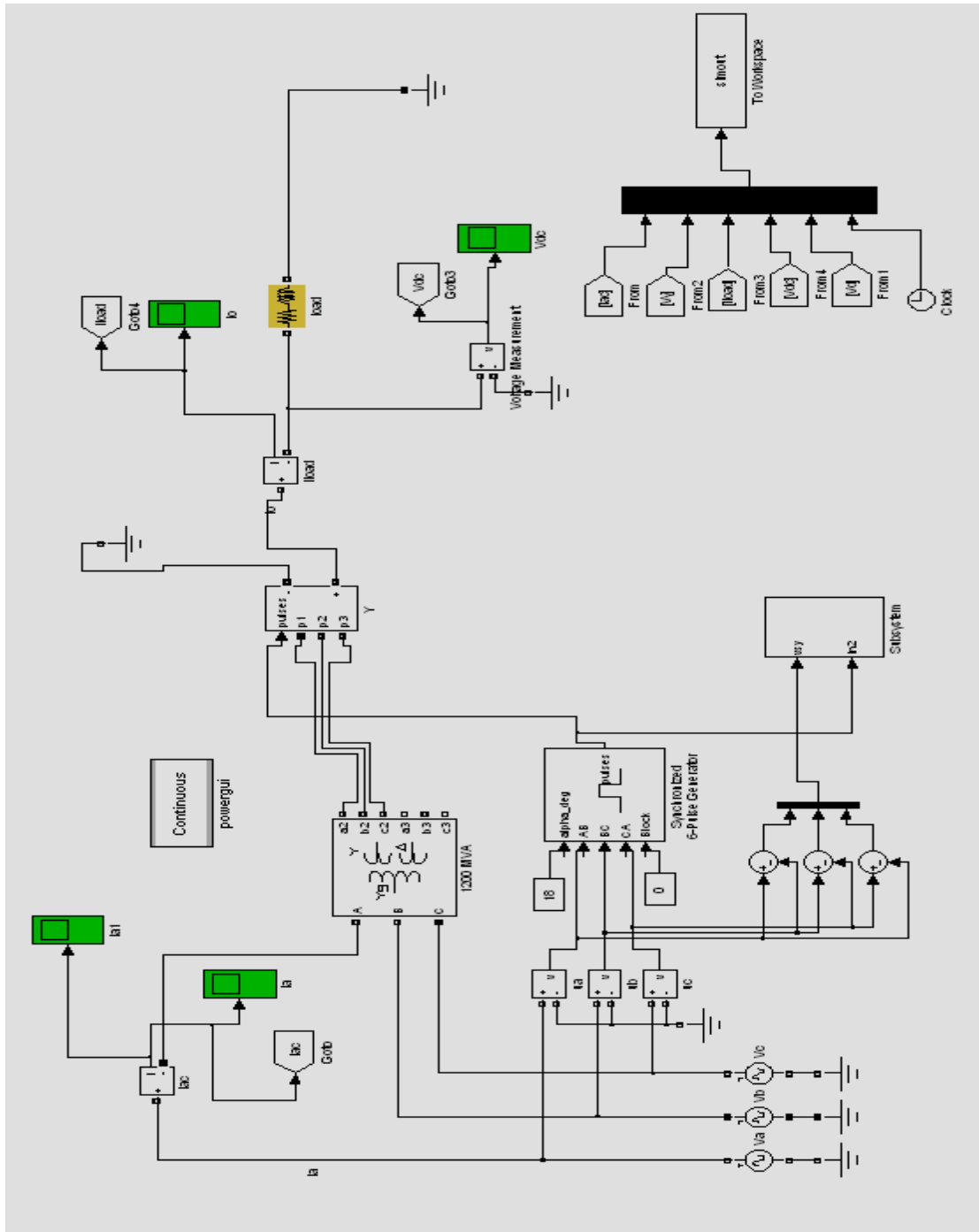
συγχρονισμό των παρατηρούμενων κυματομορφών. Στο σχήμα 6.5 παρατηρούμε την αντιστοιχία ποιος παλμός της γεννήτριας αντιστοιχεί σε ποιο thyristor της γέφυρας.



**Σχήμα 6.5:** Αντιστοίχιση παλμών έναυσης και thyristor της κάθε γέφυρας.

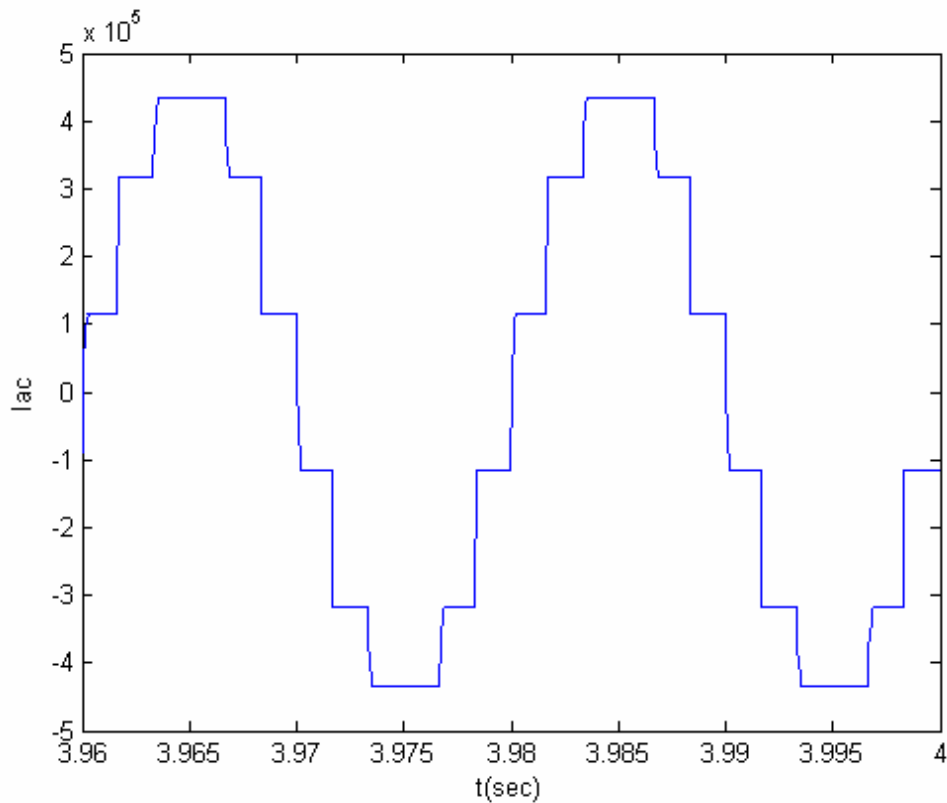
Για την προσομοίωση της διάταξης εισάγουμε το μπλοκ powergui με τη βοήθεια του οποίου μπορούμε να πετύχουμε την αρμονική ανάλυση. Τέλος για την προσομοίωση της 6 παλμικής ανορθωτικής διάταξης, τα αποτελέσματα της οποίας θα συγκριθούν με την 12 παλμική, κατασκευάζουμε το παρακάτω δομικό διάγραμμα, όπως φαίνεται στο σχήμα 6.6.



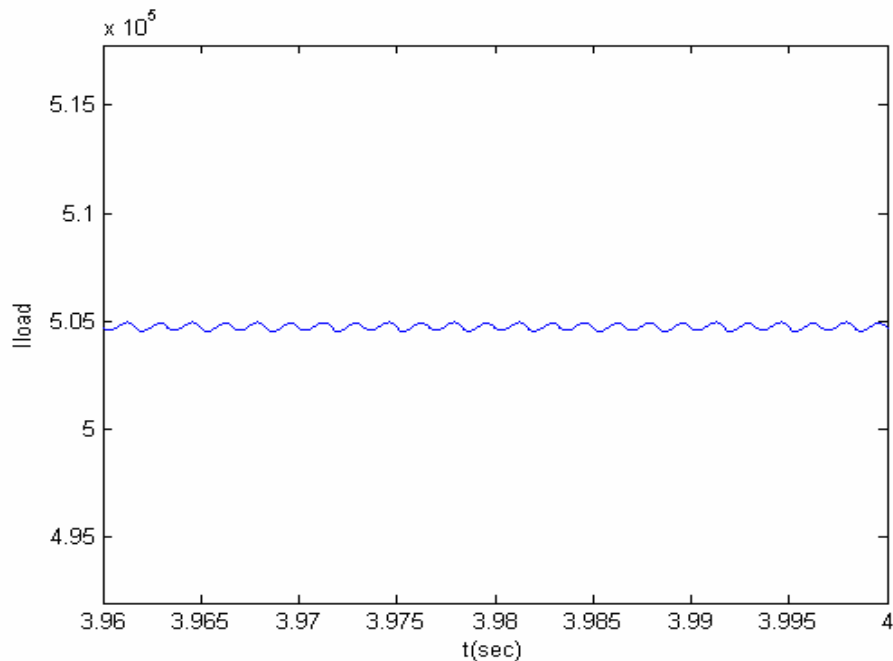


Σχήμα 6.6: Κόκλωμα προσομοίωσης 6-παλμικής ανορθωτικής διάταξης.

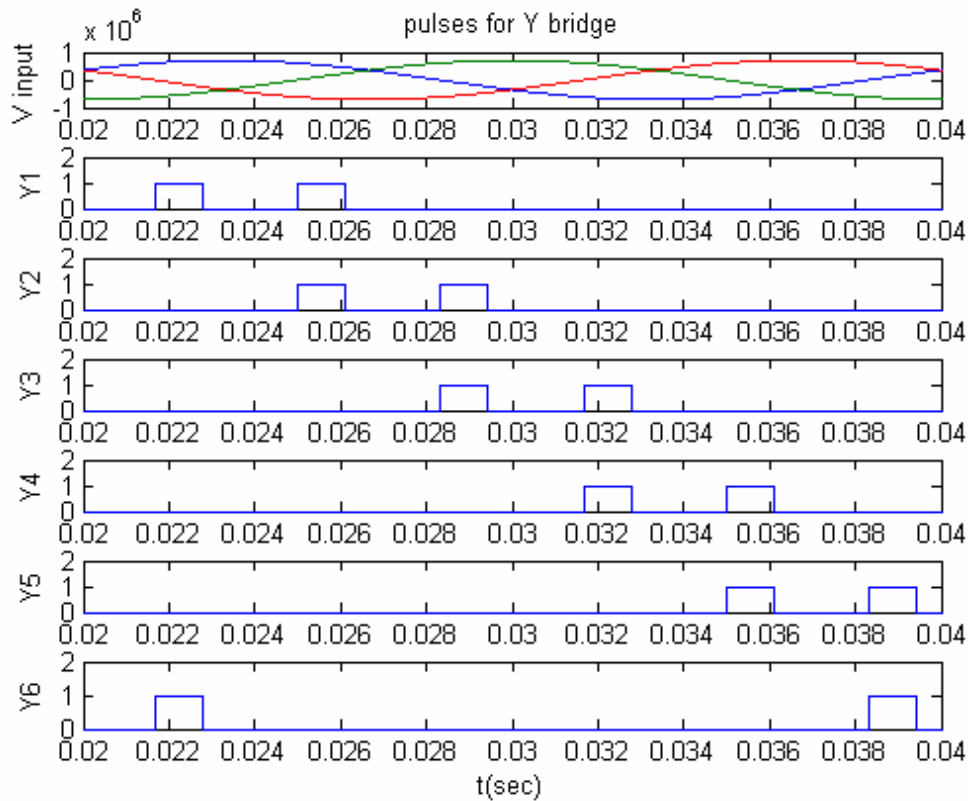
## 6.2 Προσομοίωση λειτουργίας 12 παλμικής γέφυρας σαν ανορθωτής.



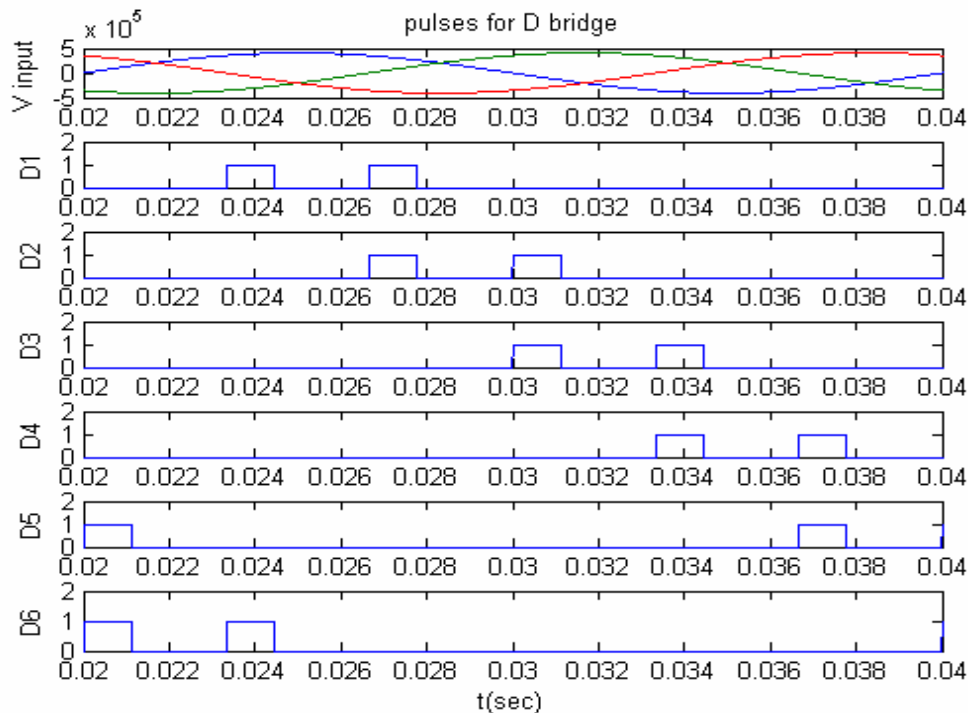
Σχήμα 6.7: Ρεύμα εισόδου (μια φάση) 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $0^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.01H$



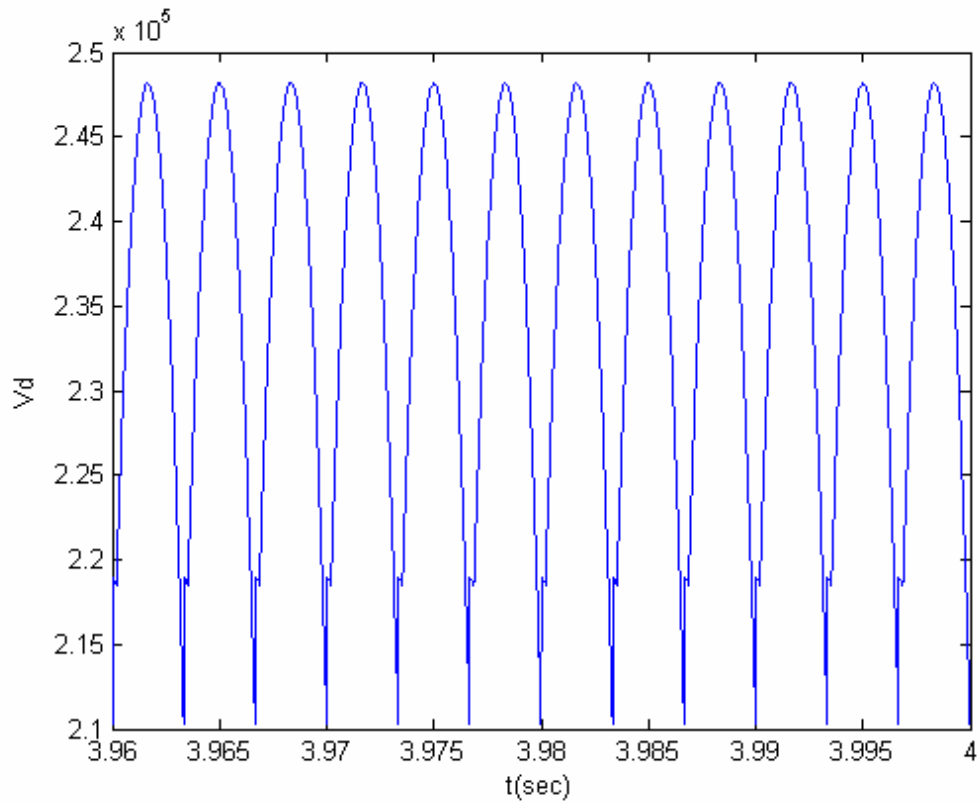
Σχήμα 6.8: Ρεύμα εξόδου 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $0^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.01H$ .



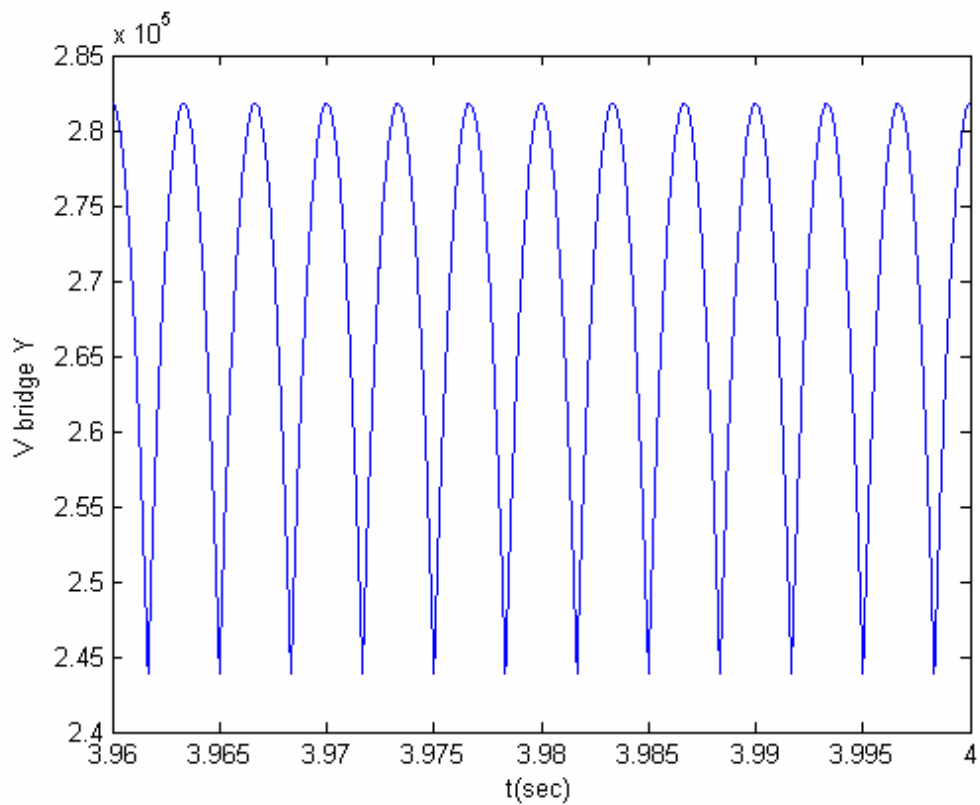
**Σχήμα 6.9:** Παλμοί έναυσης των θυρίστωρ της άνω γέφυρας 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $0^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.01H$ .



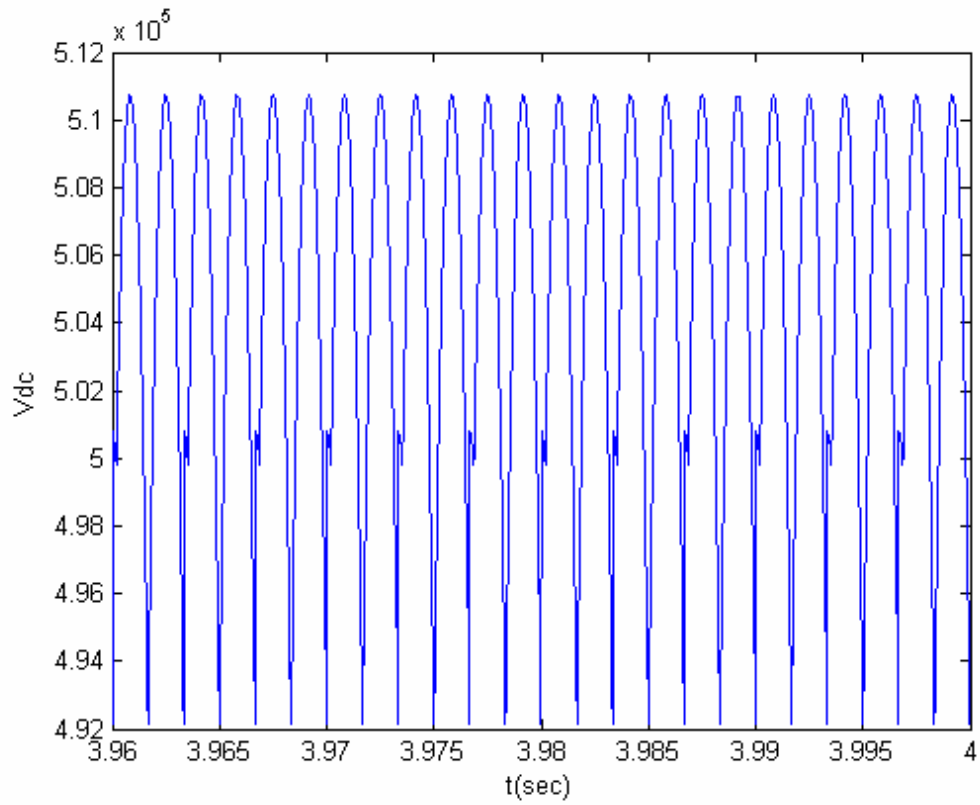
**Σχήμα 6.10:** Παλμοί έναυσης των θυρίστωρ της κάτω γέφυρας 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $0^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.01H$ .



**Σχήμα 6.11: Τάση εξόδου της κάτω γέφυρας της 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $0^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.01H$ .**

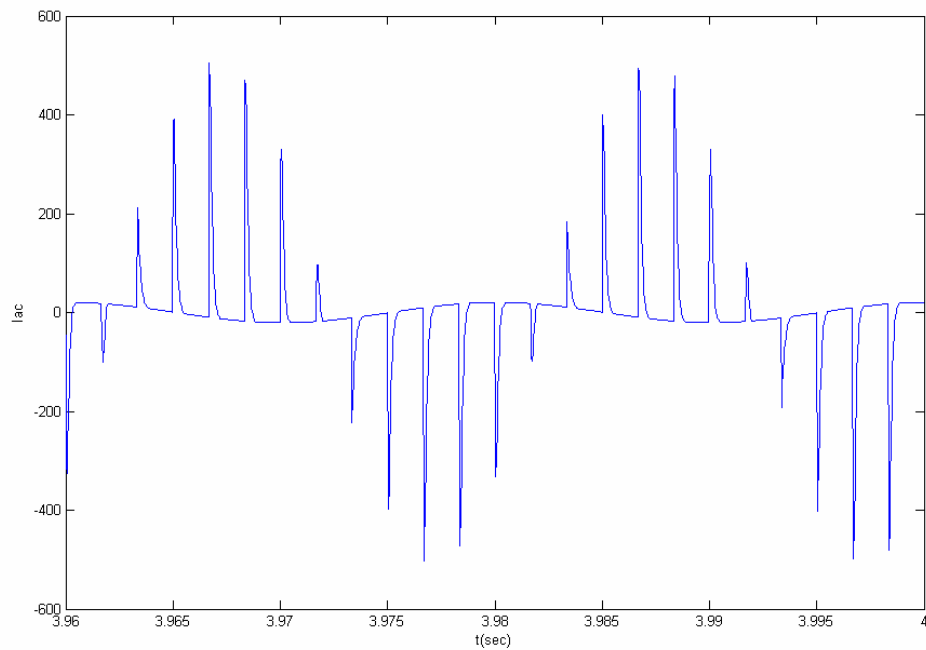


**Σχήμα 6.12: Τάση εξόδου της άνω γέφυρας της 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $0^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.01H$ .**

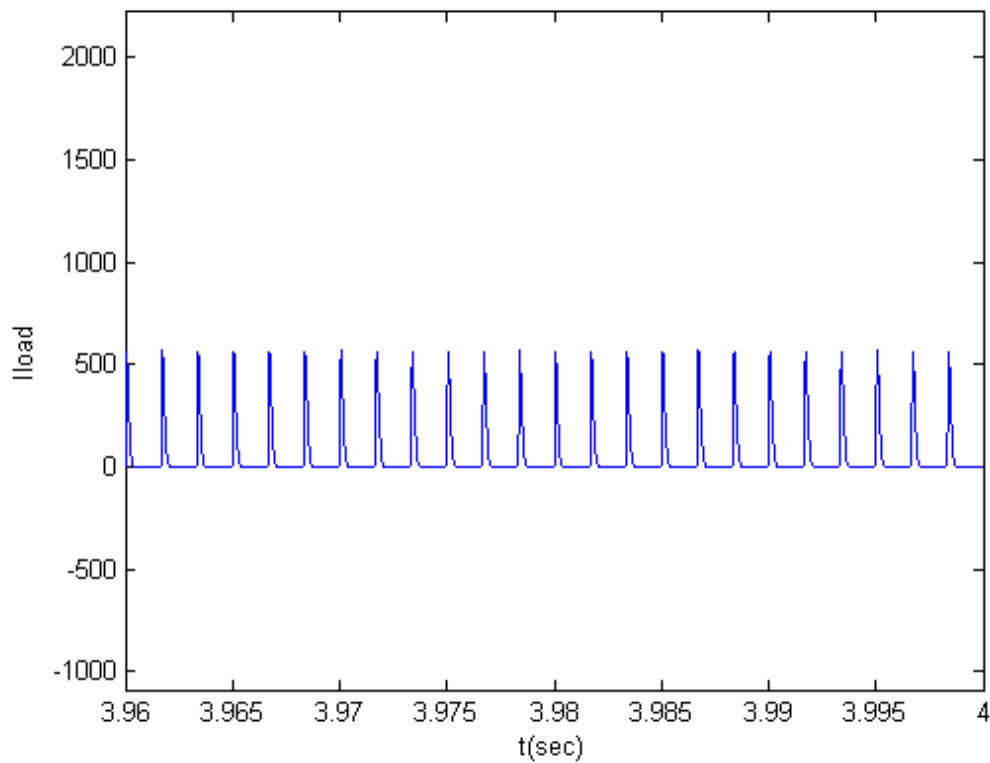


**Σχήμα 6.13: Τάση εξόδου της 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $0^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.01H$ .**

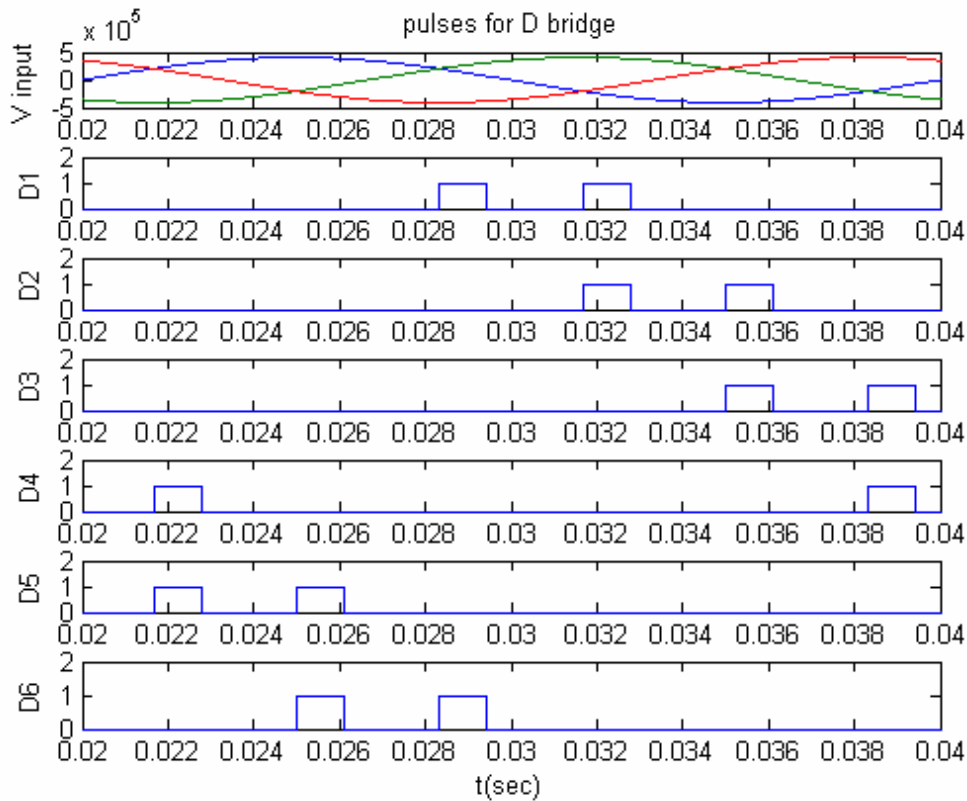
## II



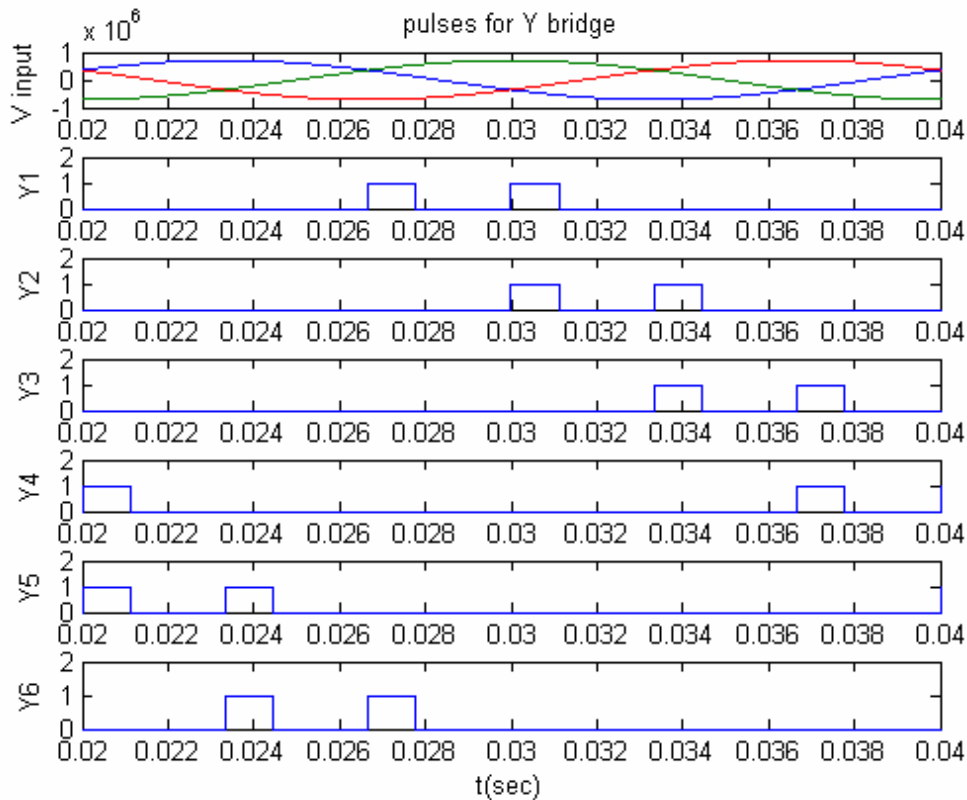
**Σχήμα 6.14:** Ρεύμα εισόδου της 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $90^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.01H$ .



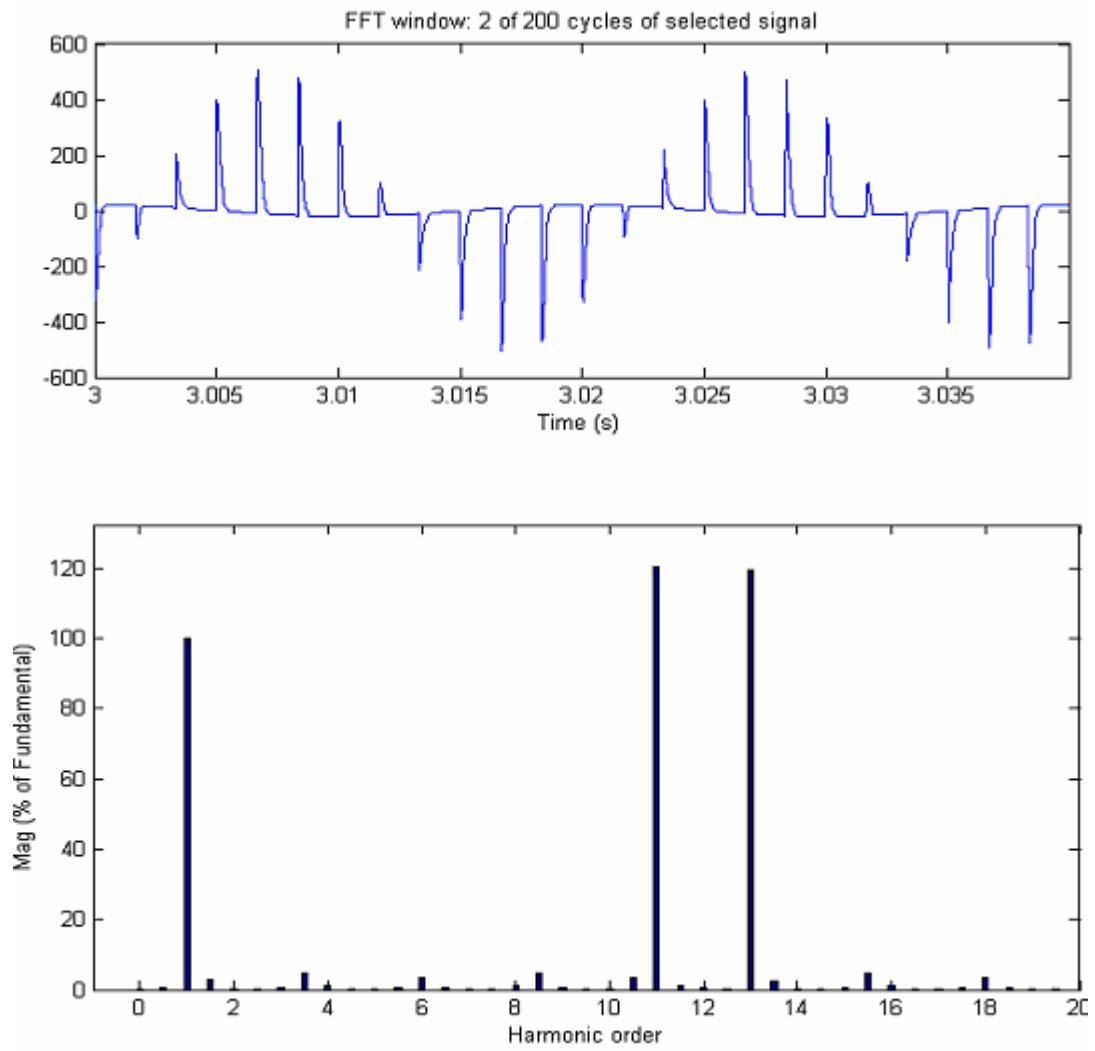
**Σχήμα 6.15:** Ρεύμα εξόδου της 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $90^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.01H$ .



**Σχήμα 6.16: Παλμοί έναυσης των θυρίστωρ της κάτω γέφυρας 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $90^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.01H$ .**

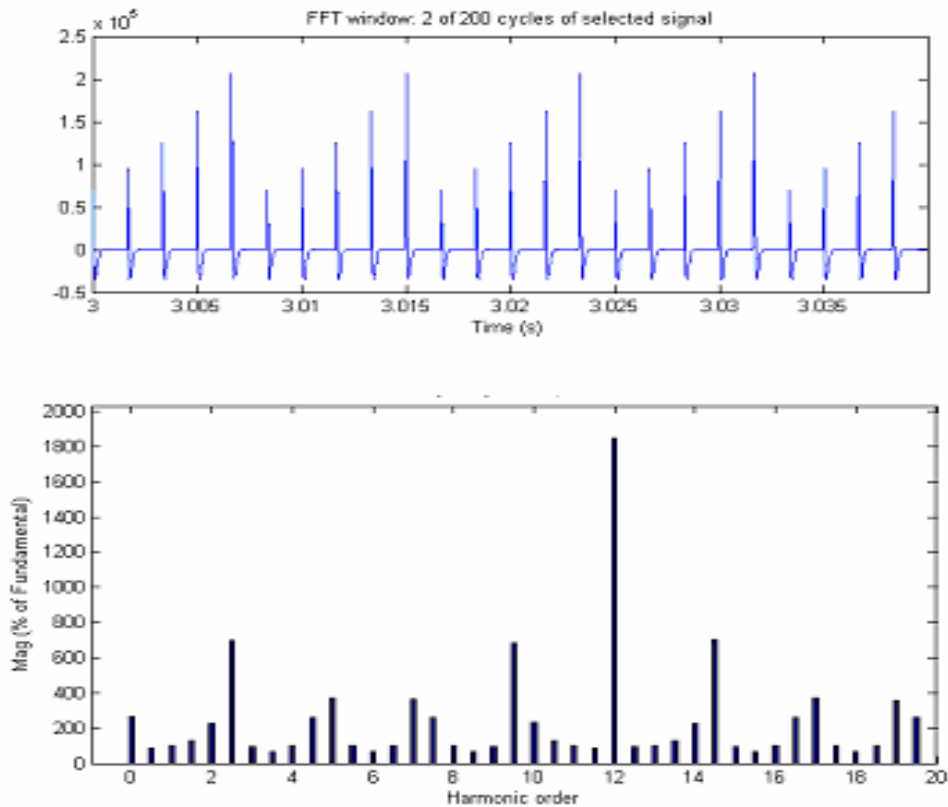


**Σχήμα 6.17: Παλμοί έναυσης των θυρίστωρ Y-γέφυρας 12- παλμικής διάταξης, για γωνία έναυσης  $90^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.01H$ .**

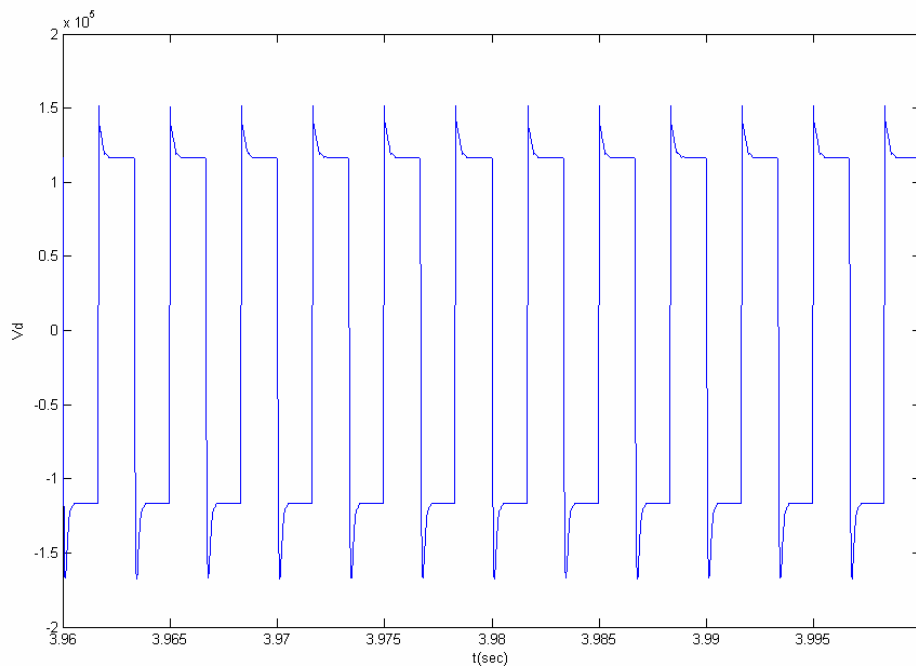


**Σχήμα 6.18:** Αρμονικές συνιστώσες στο ρεύμα εισόδου 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $90^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.01H$ .

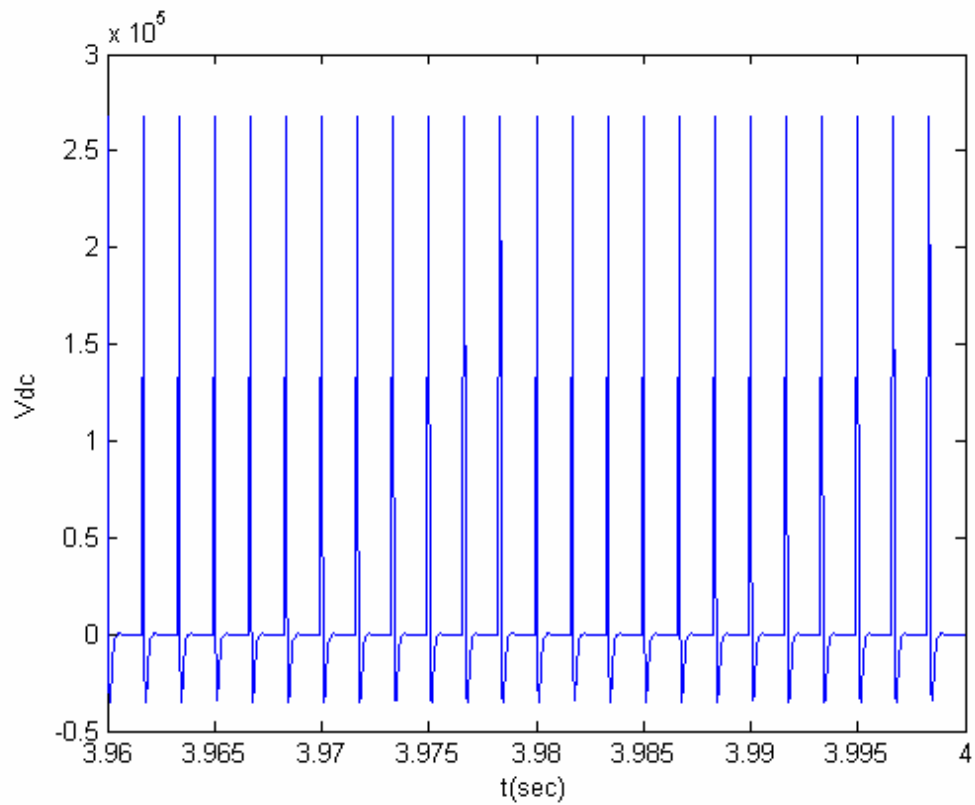




**Σχήμα 6.19:** Αρμονικές συνιστώσες στην τάση εξόδου 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $90^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.01H$ .

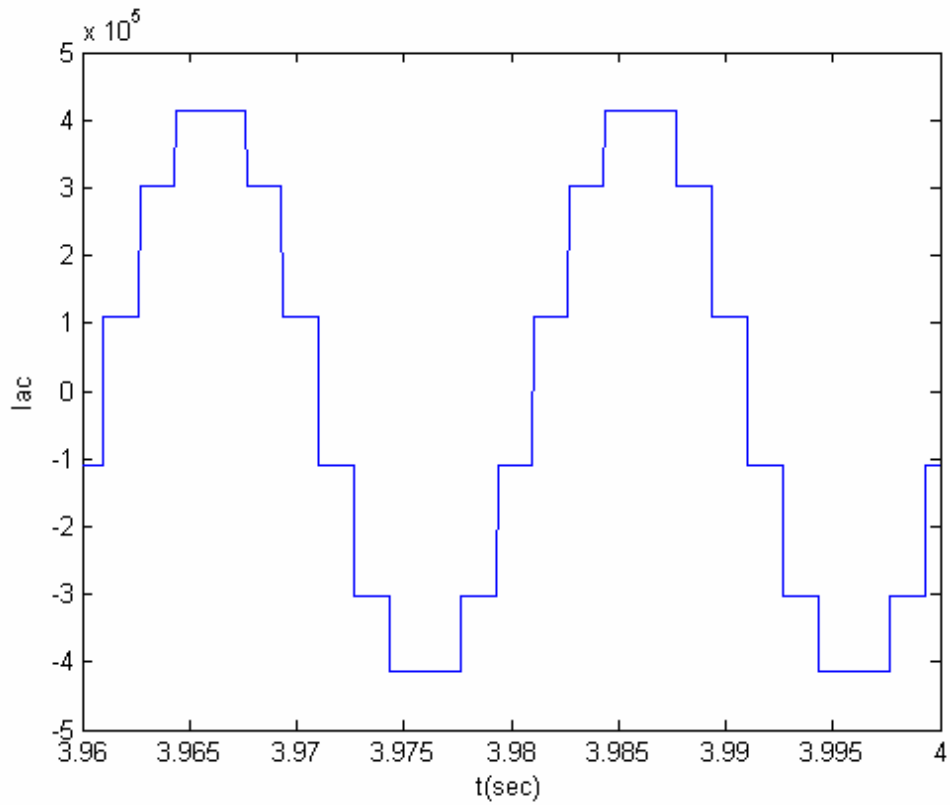


**Σχήμα 6.20:** Τάση εξόδου της κάτω γέφυρας της 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $90^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.01H$ .

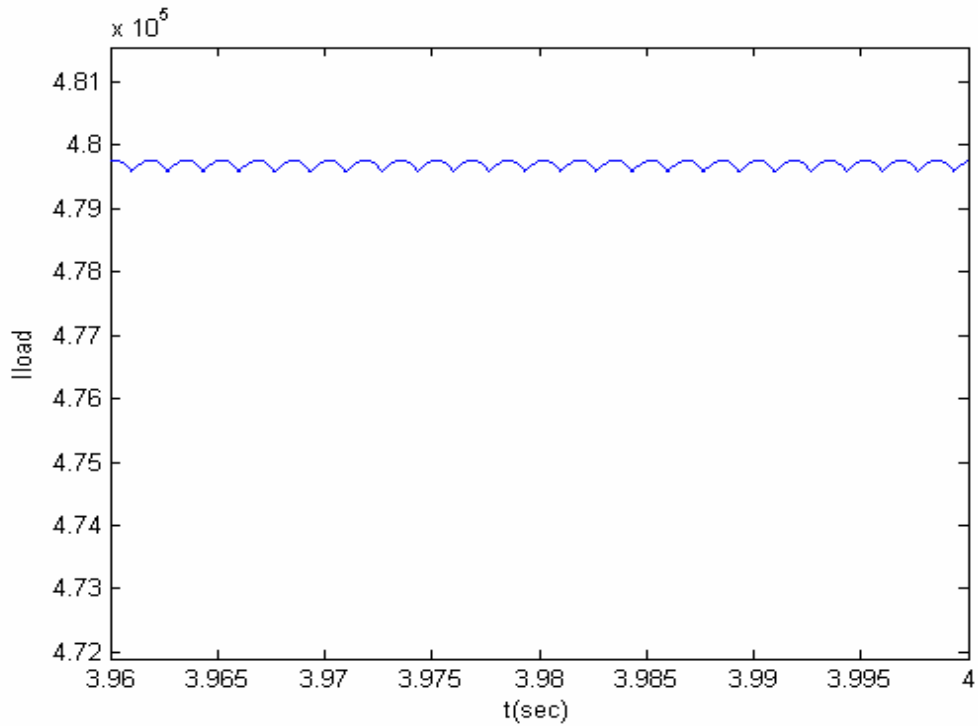


**Σχήμα 6.21: Τάση εξόδου της 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $90^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.01H$ .**

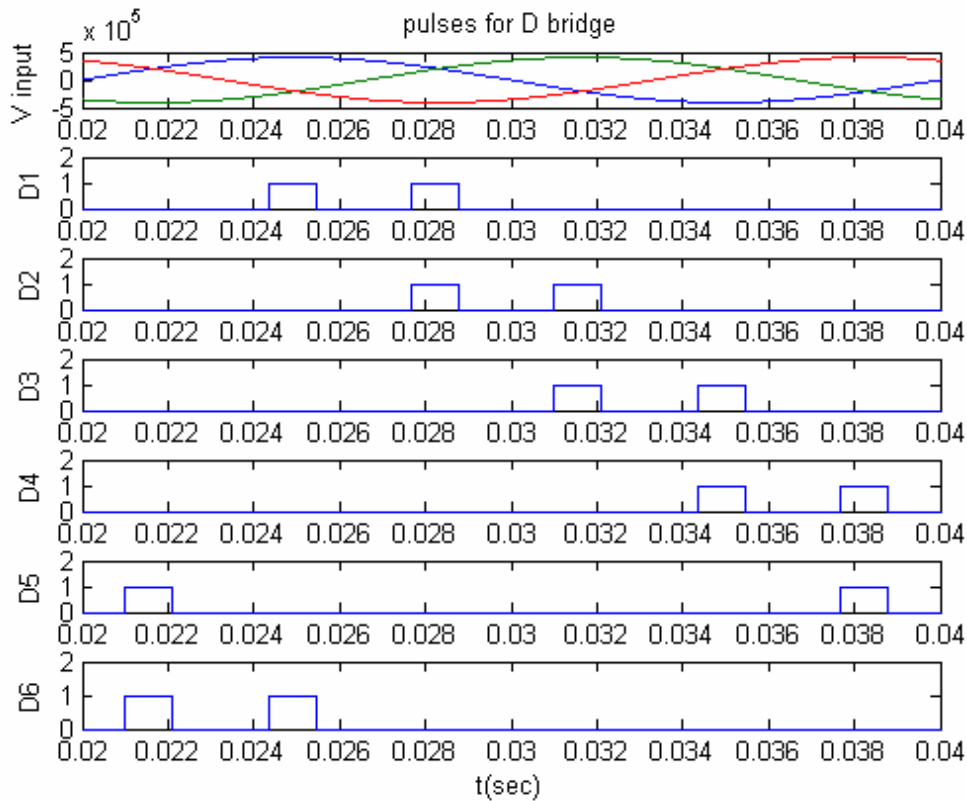
### III



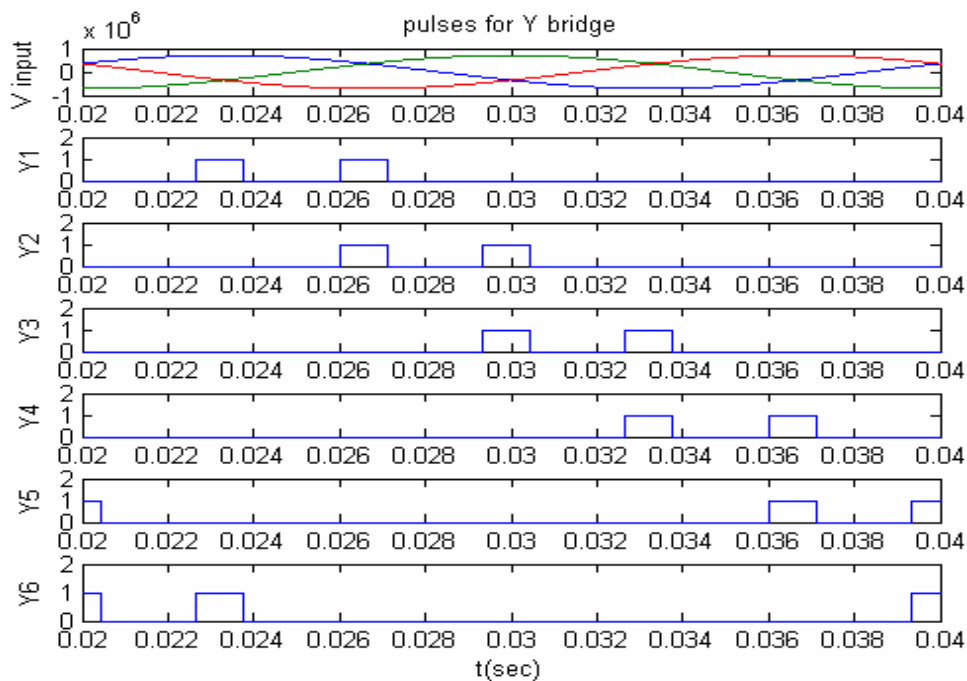
**Σχήμα 6.22:** Ρεύμα εισόδου 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $18^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega, L=0.1H$ .



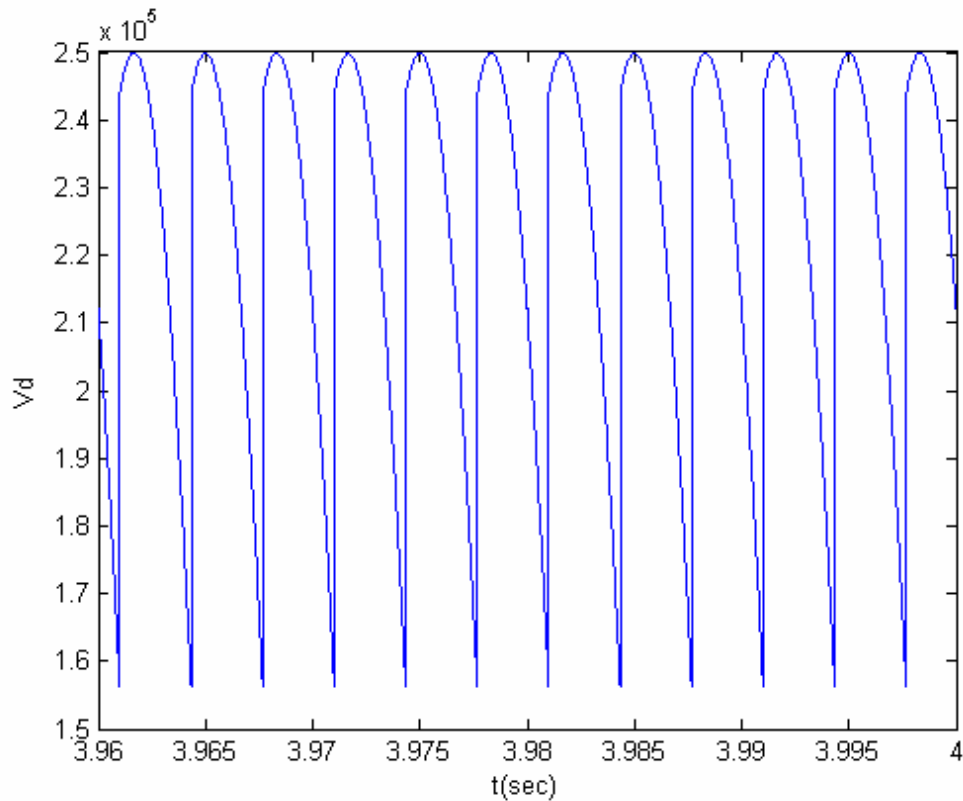
**Σχήμα 6.23:** Ρεύμα εξόδου 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $18^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega, L=0.1H$ .



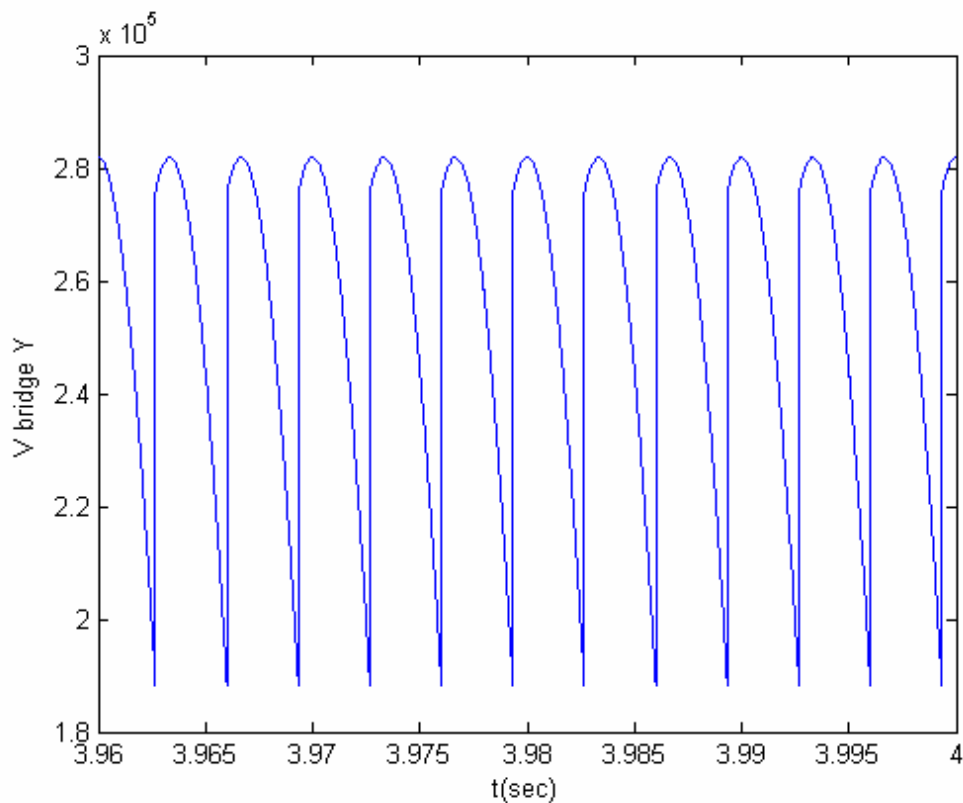
**Σχήμα 6.22:** Παλμοί έναυσης κάτω γέφυρας 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $18^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.1H$ .



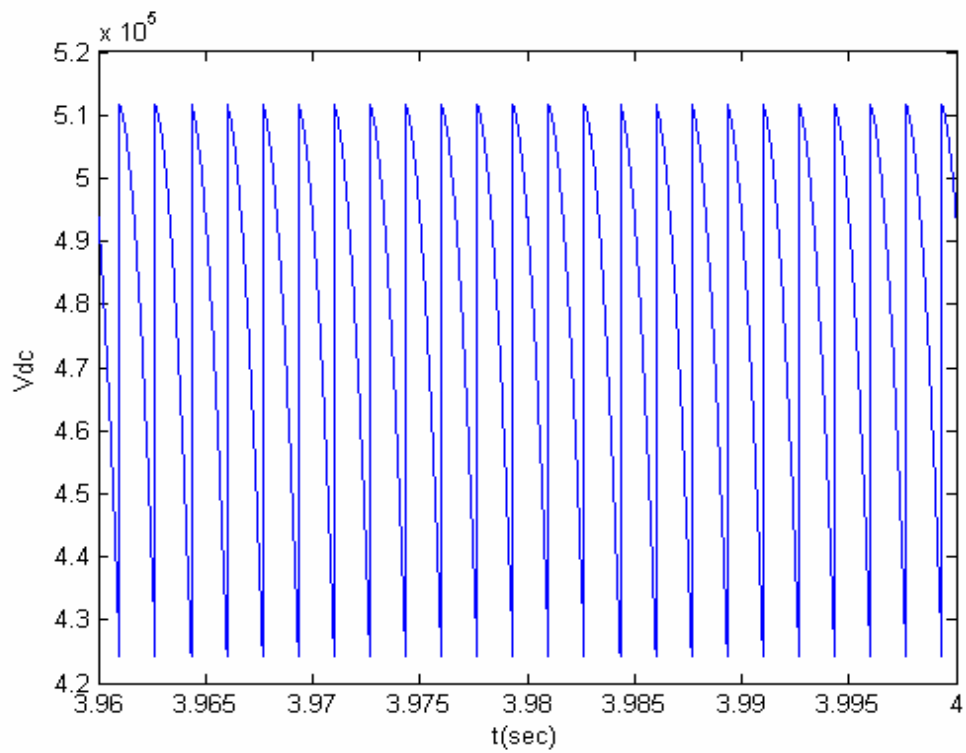
**Σχήμα 6.23:** Παλμοί έναυσης πάνω γέφυρας 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $18^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.1H$ .



**Σχήμα 6.23:** Τάση εξόδου κάτω γέφυρας 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $18^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.1H$ .

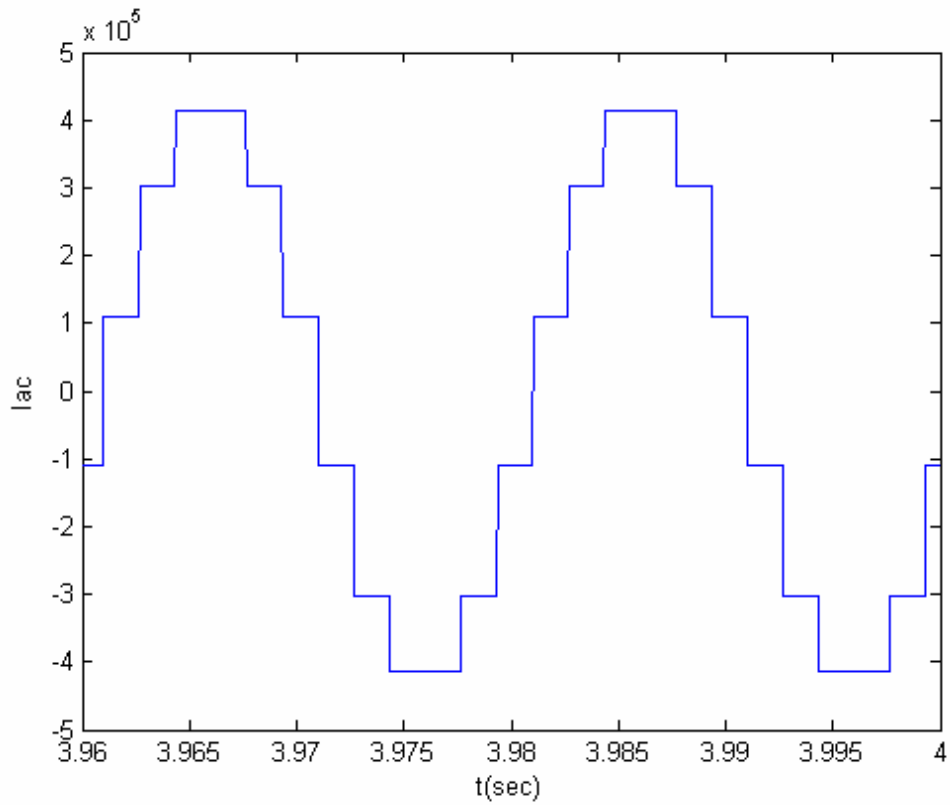


**Σχήμα 6.24:** Τάση εξόδου πάνω γέφυρας 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $18^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.1H$ .

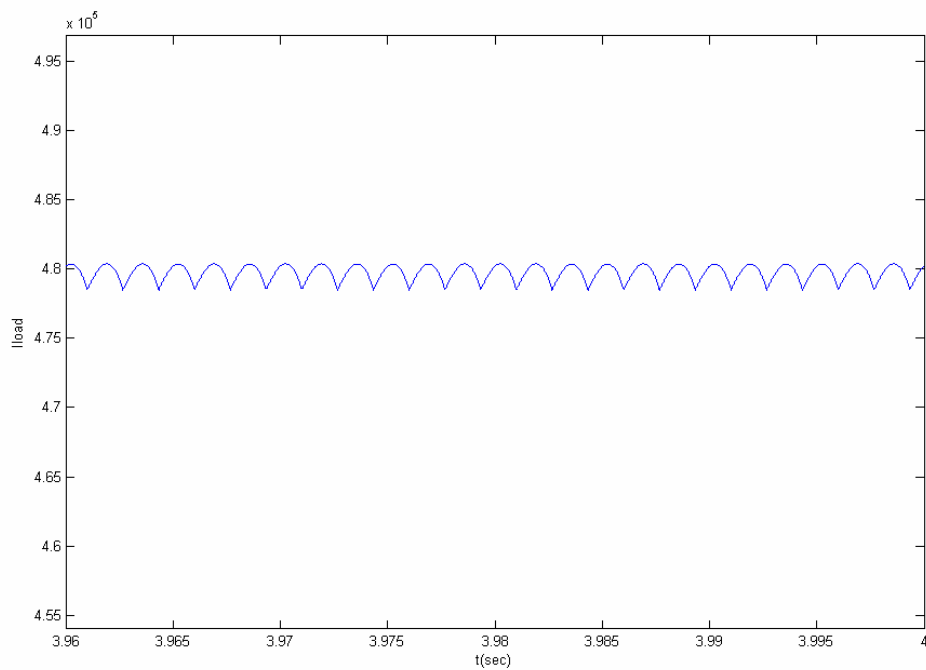


**Σχήμα 6.25: Τάση εξόδου 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $18^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.1H$ .**

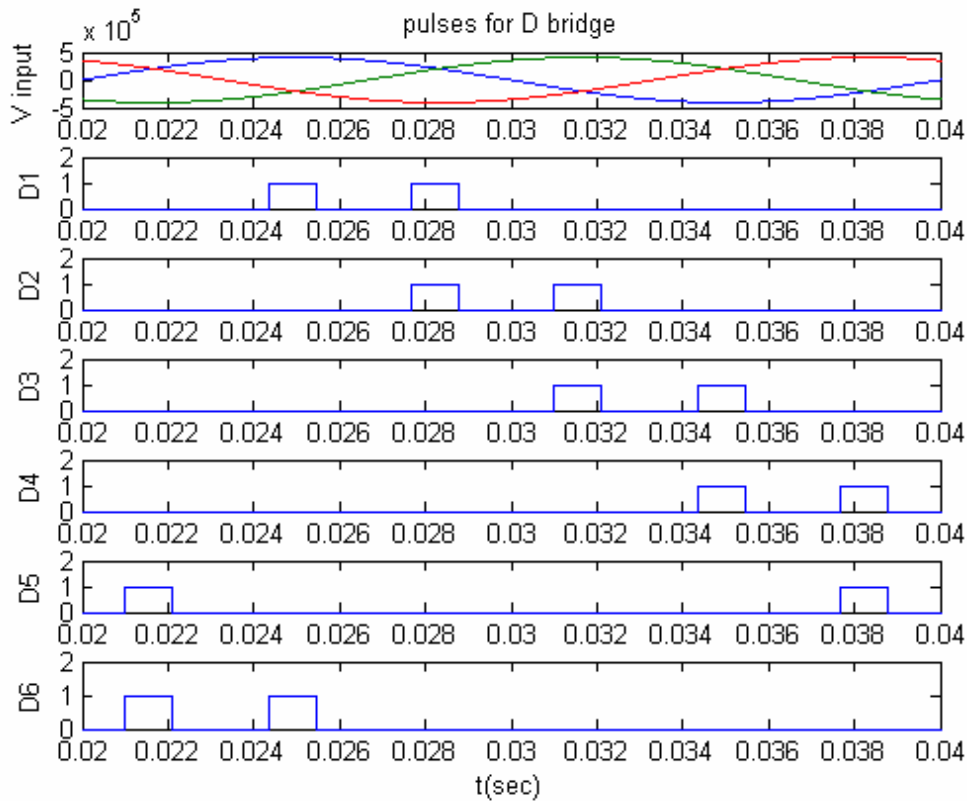
IV



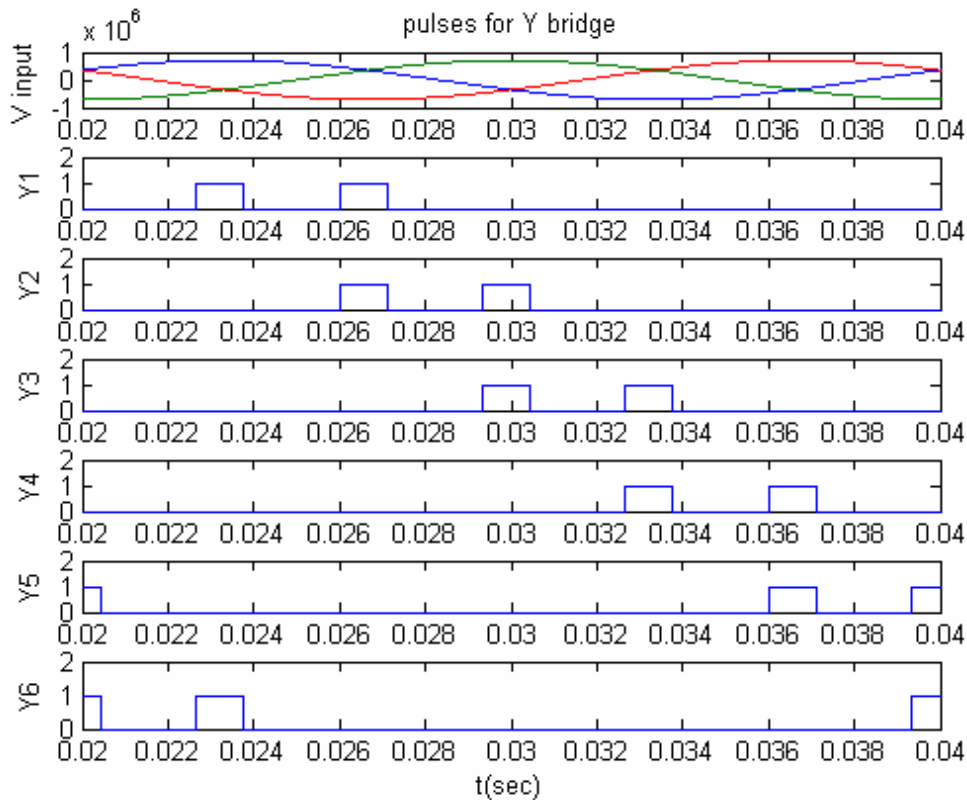
**Σχήμα 6.26: Ρεύμα εισόδου 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $18^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.01H$ .**



**Σχήμα 6.27: Ρεύμα εξόδου 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $18^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.01H$ .**

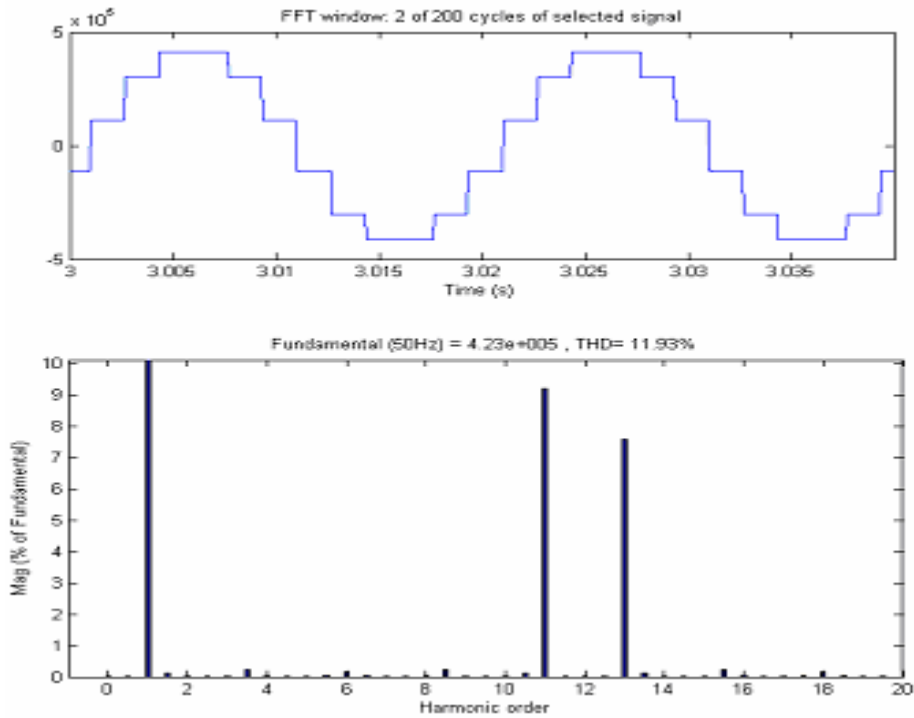


**Σχήμα 6.28:** Παλμοί έναυσης κάτω γέφυρας 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $18^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.01H$ .

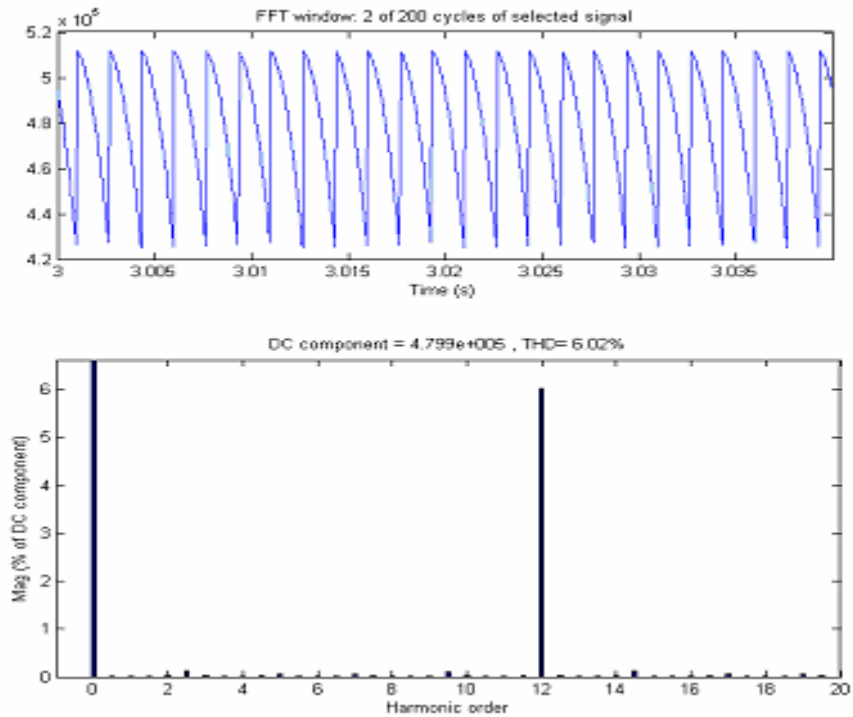


**Σχήμα 6.29:** Παλμοί έναυσης άνω γέφυρας 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $18^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.01H$ .

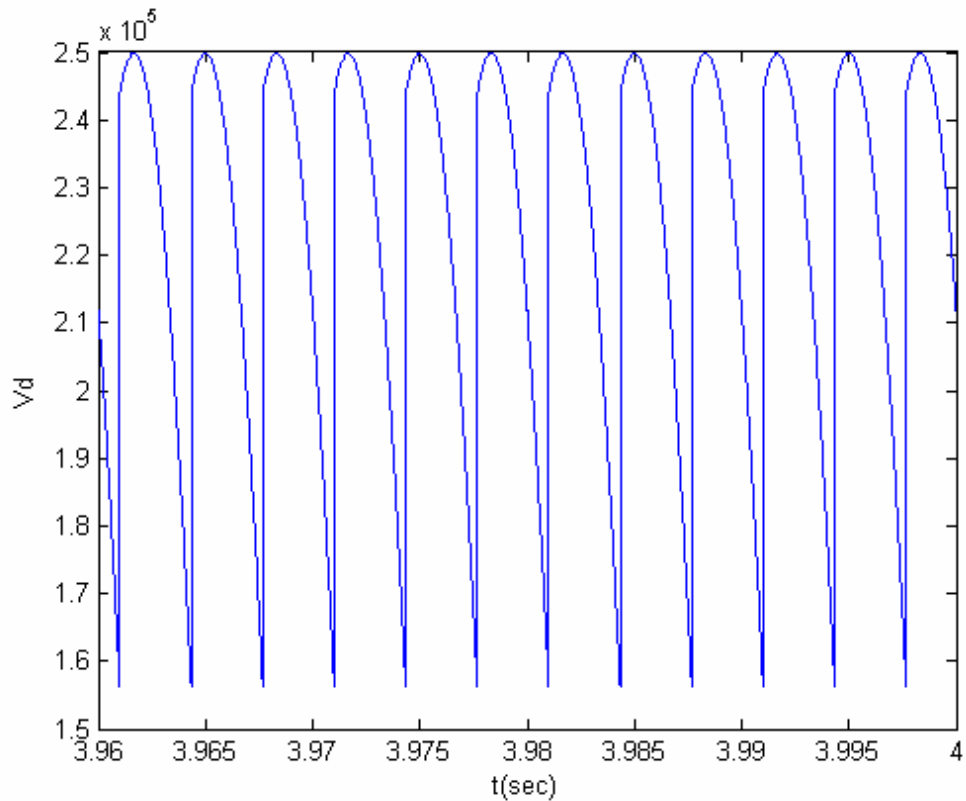




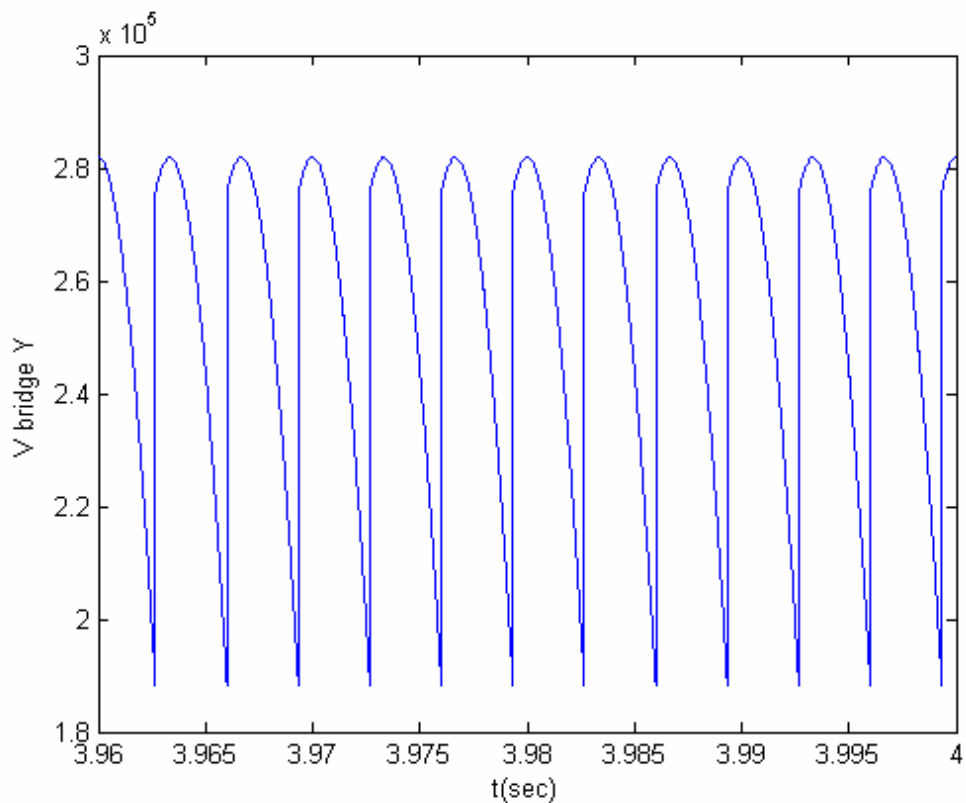
Σχήμα 6.30: Αρμονικές συνιστώσες ρεύματος εισόδου 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης 18° και φορτίο R=1Ω, L=0.01H.



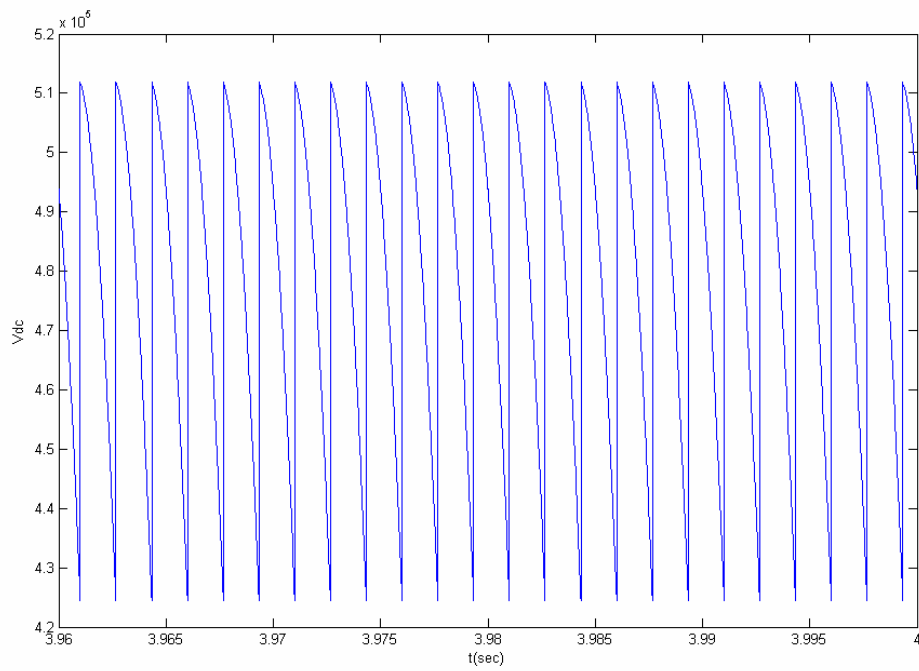
Σχήμα 6.31: Αρμονικές συνιστώσες τάσης εξόδου 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης 18° και φορτίο R=1Ω, L=0.01H.



**Σχήμα 6.32: Τάση εξόδου κάτω γέφυρας 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $18^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.01H$ .**

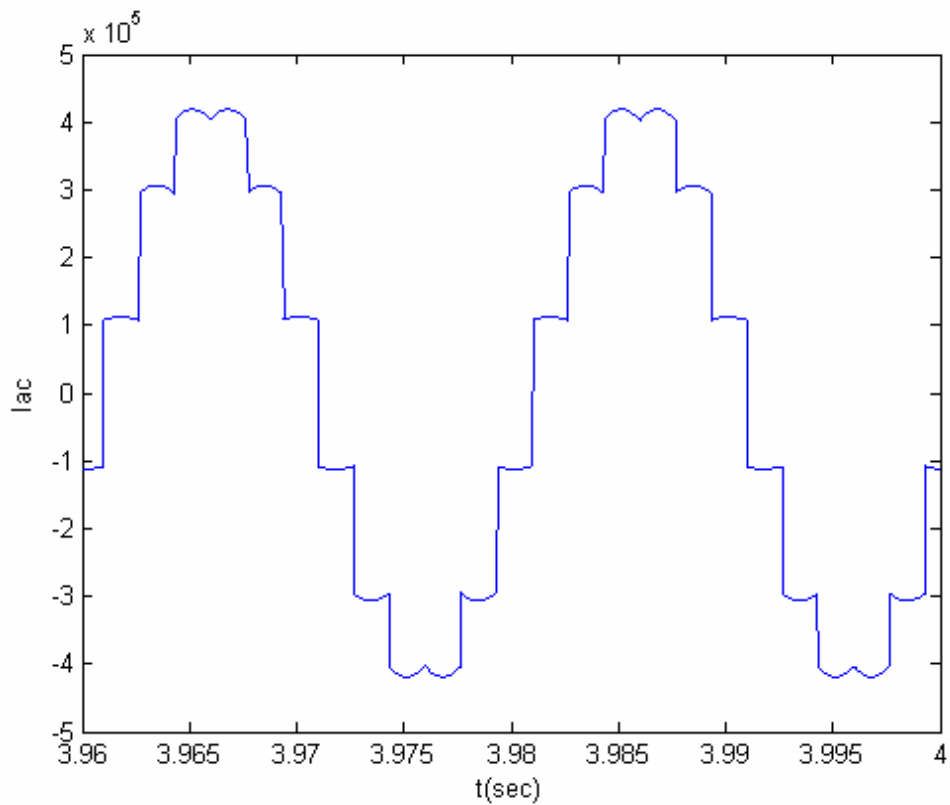


**Σχήμα 6.33: Τάση εξόδου άνω γέφυρας 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $18^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.01H$ .**

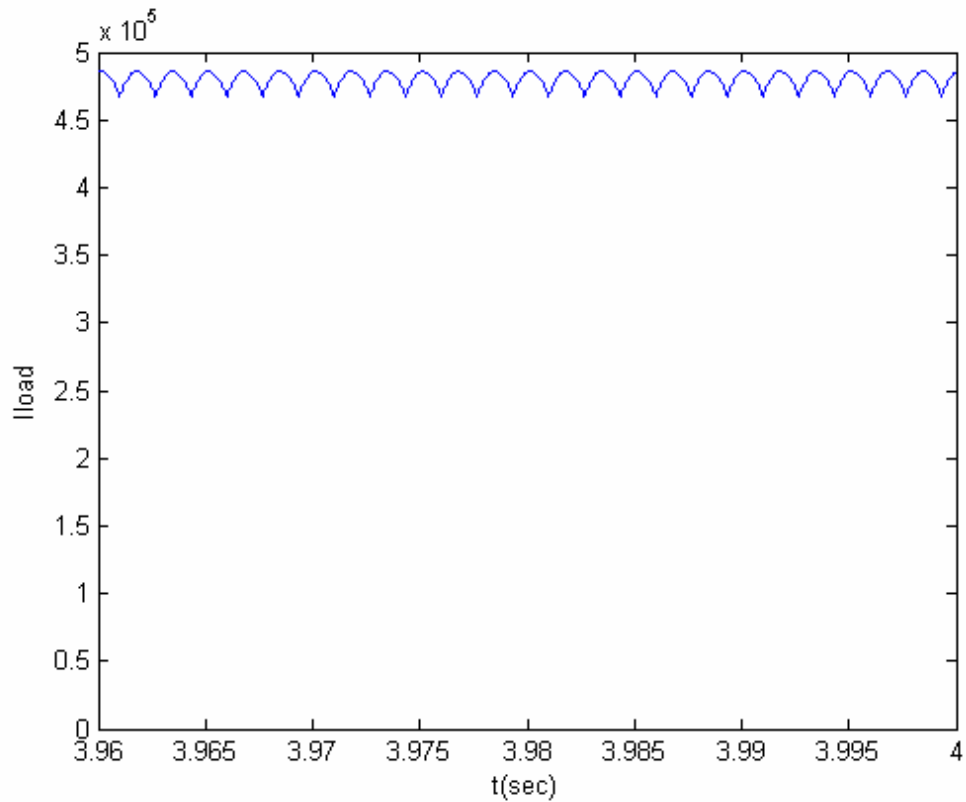


**Σχήμα 6.33: Τάση εξόδου 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $18^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.01H$ .**

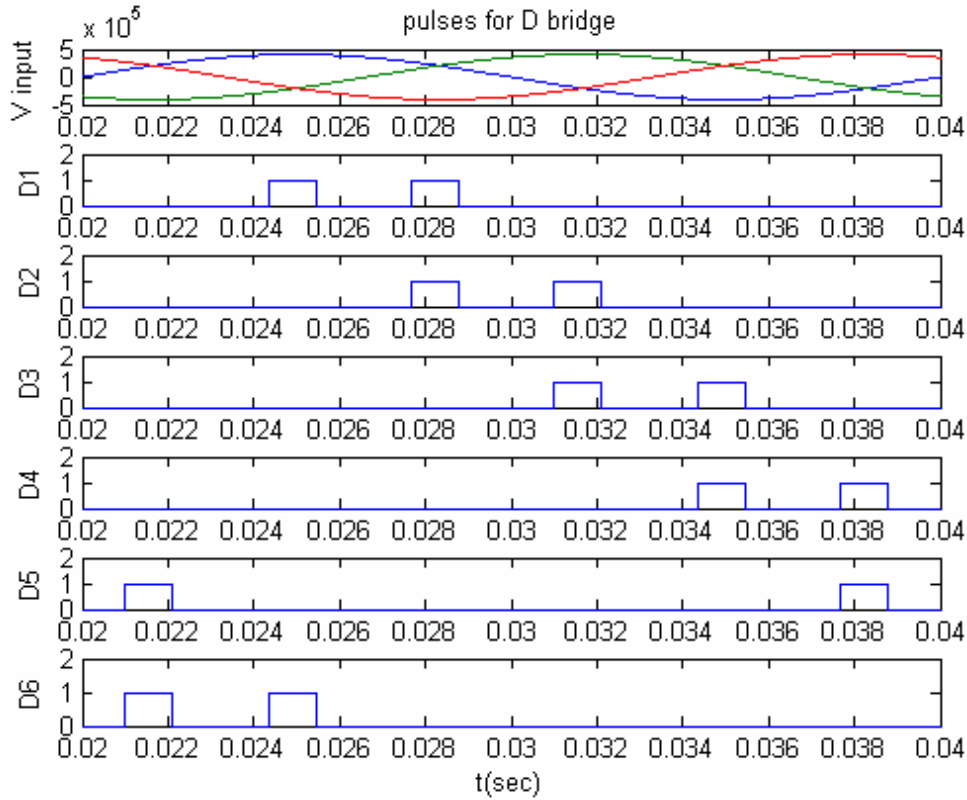
V



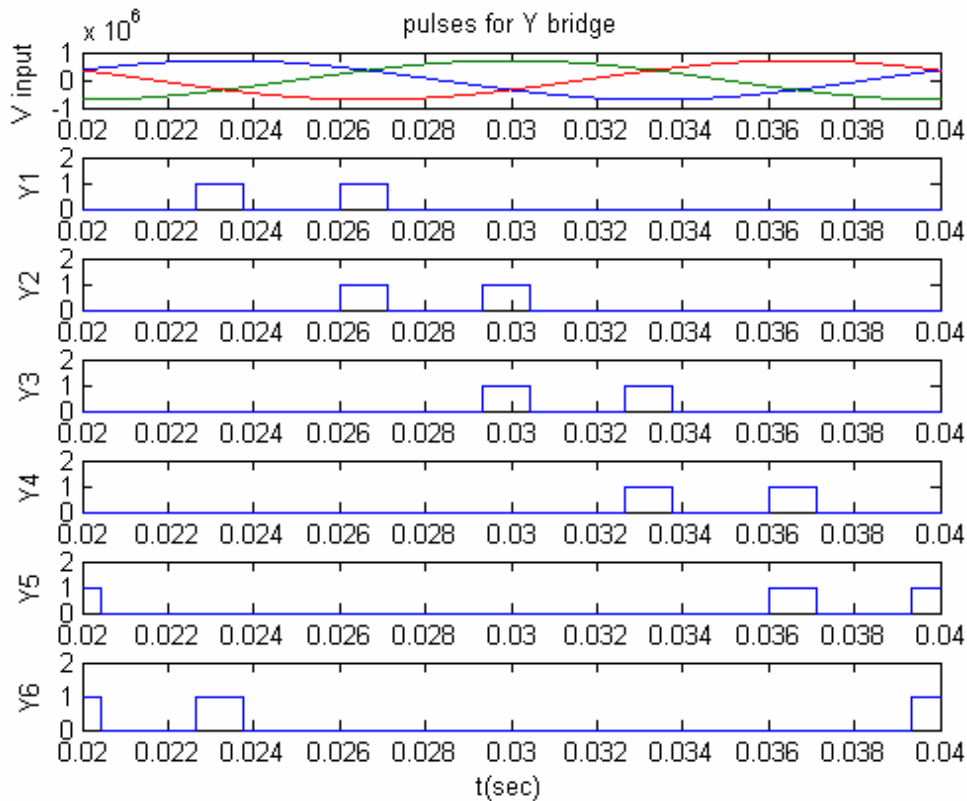
**Σχήμα 6.34: Ρεύμα εισόδου 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $18^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.001H$ .**



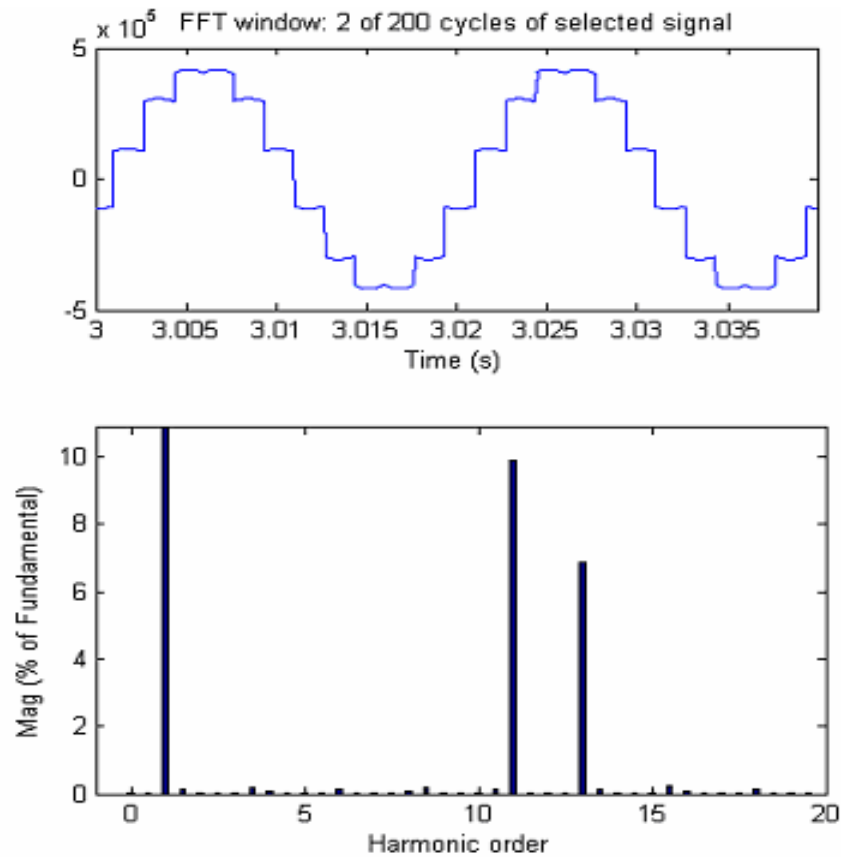
**Σχήμα 6.35: Ρεύμα εξόδου 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $18^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.001H$ .**



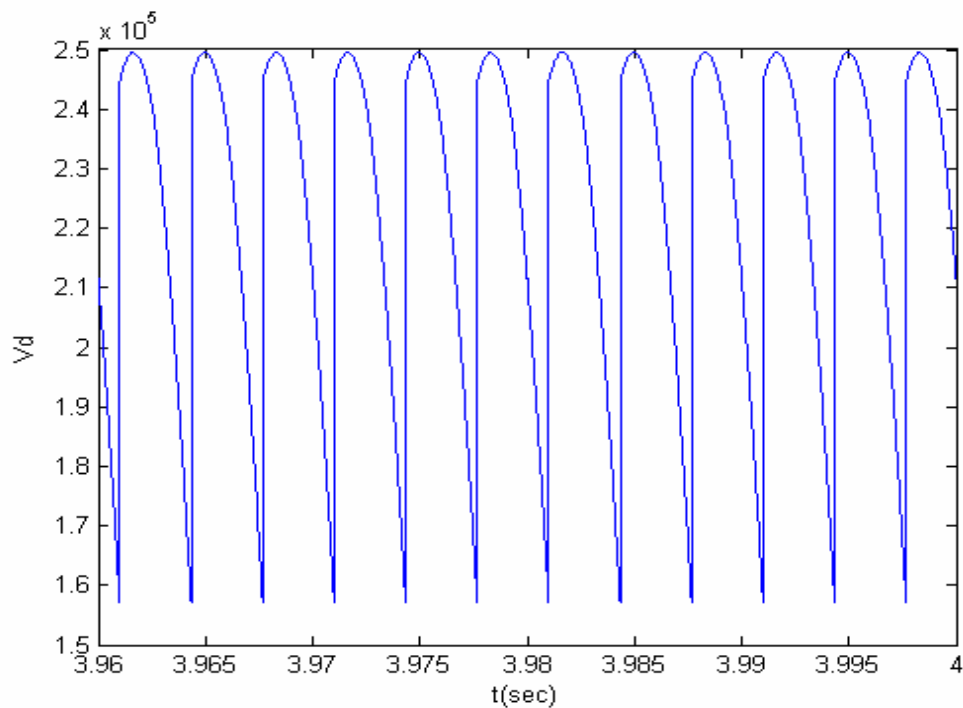
**Σχήμα 6.36:** Παλμοί έναυσης κάτω γέφυρας 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $18^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.001H$ .



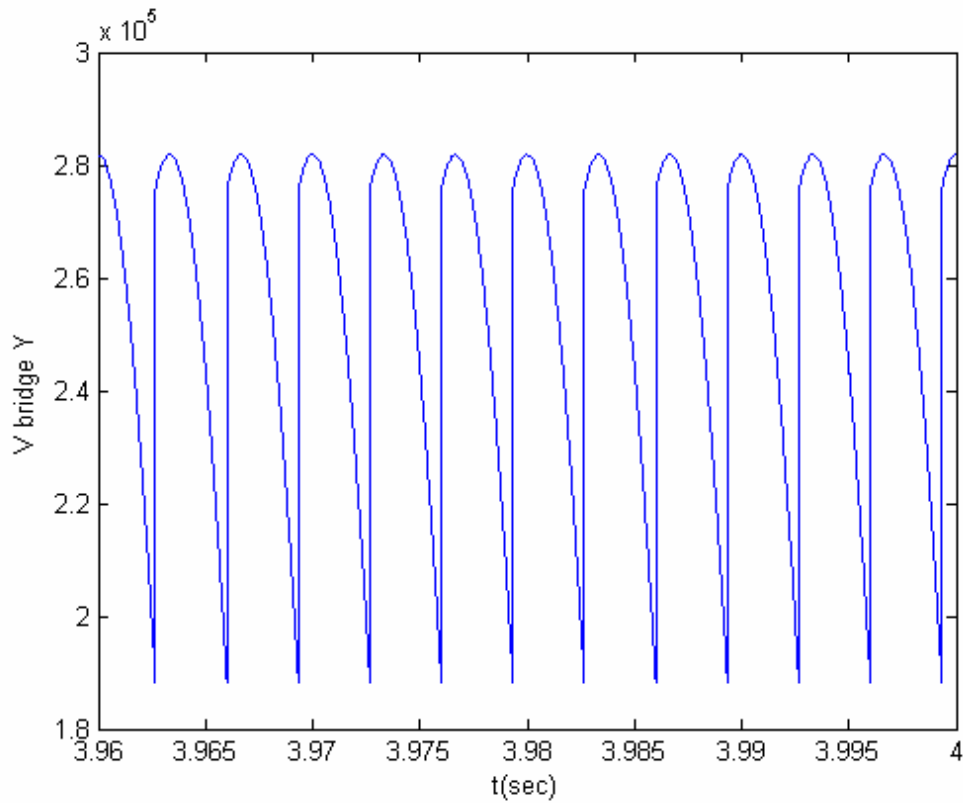
**Σχήμα 6.37:** Παλμοί έναυσης άνω γέφυρας 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $18^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.001H$ .



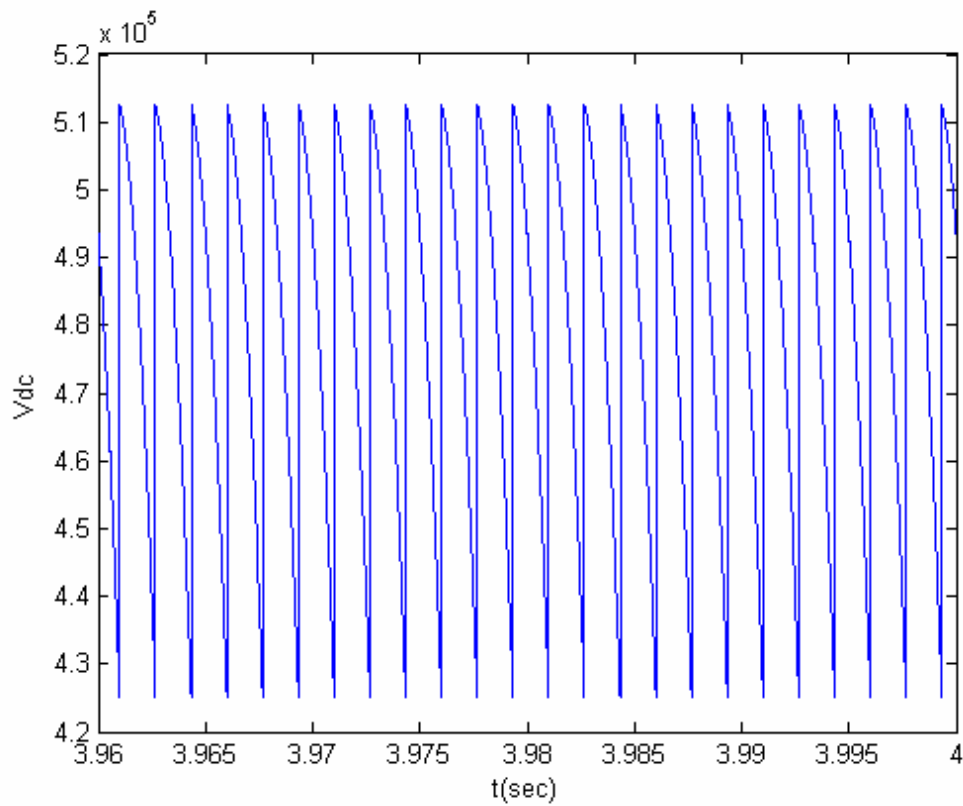
**Σχήμα 6.38:** Αρμονικές συνιστώσες ρεύματος εισόδου 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $18^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.001H$ .



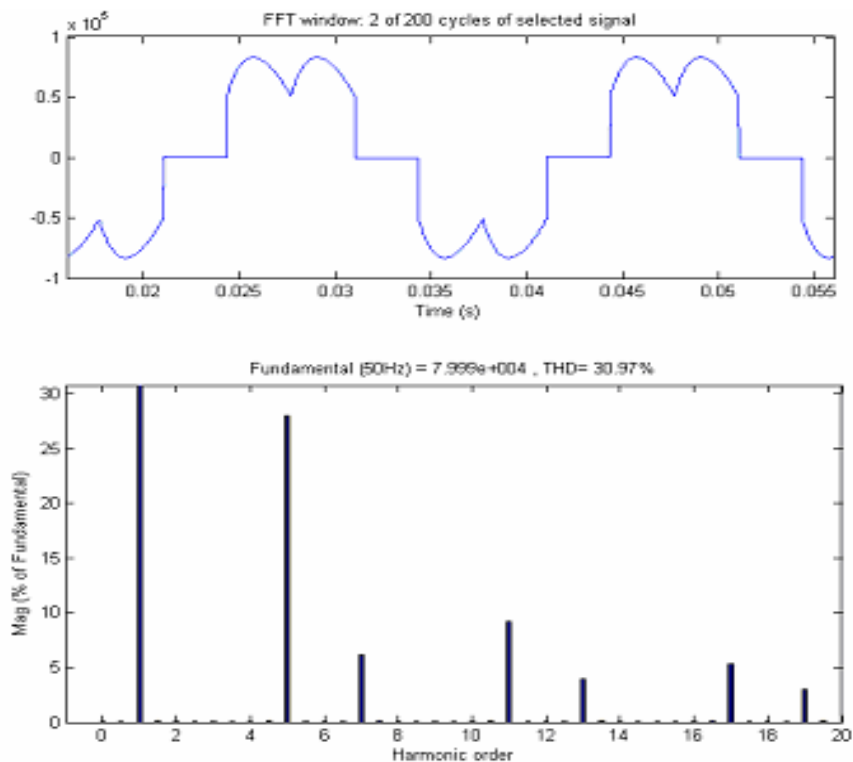
**Σχήμα 6.39:** Τάση εξόδου κάτω γέφυρας 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $18^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.001H$ .



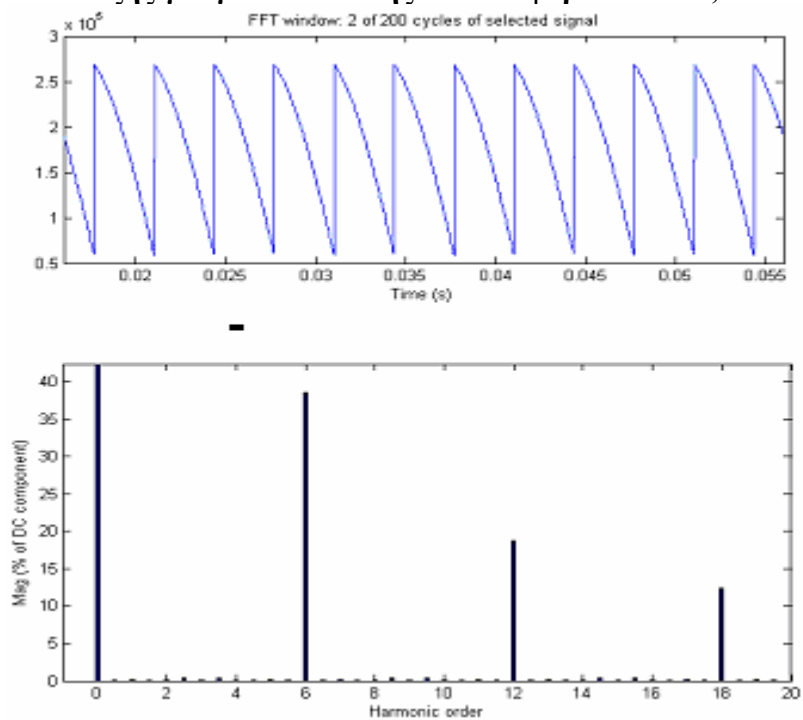
**Σχήμα 6.40:** Τάση εξόδου άνω γέφυρας 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $18^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.001H$ .



**Σχήμα 6.41:** Τάση εξόδου 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $18^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.001H$ .

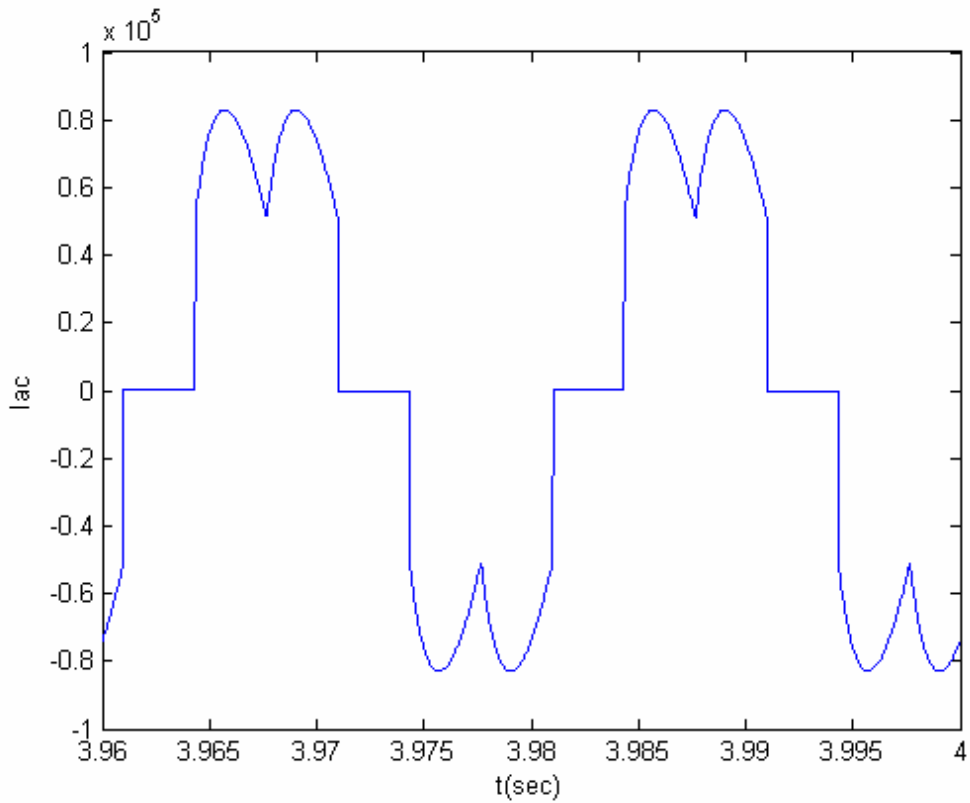


**Σχήμα 6.42:** Αρμονικές συνιστώσες ρεύματος εισόδου 6- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $18^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.001H$ .

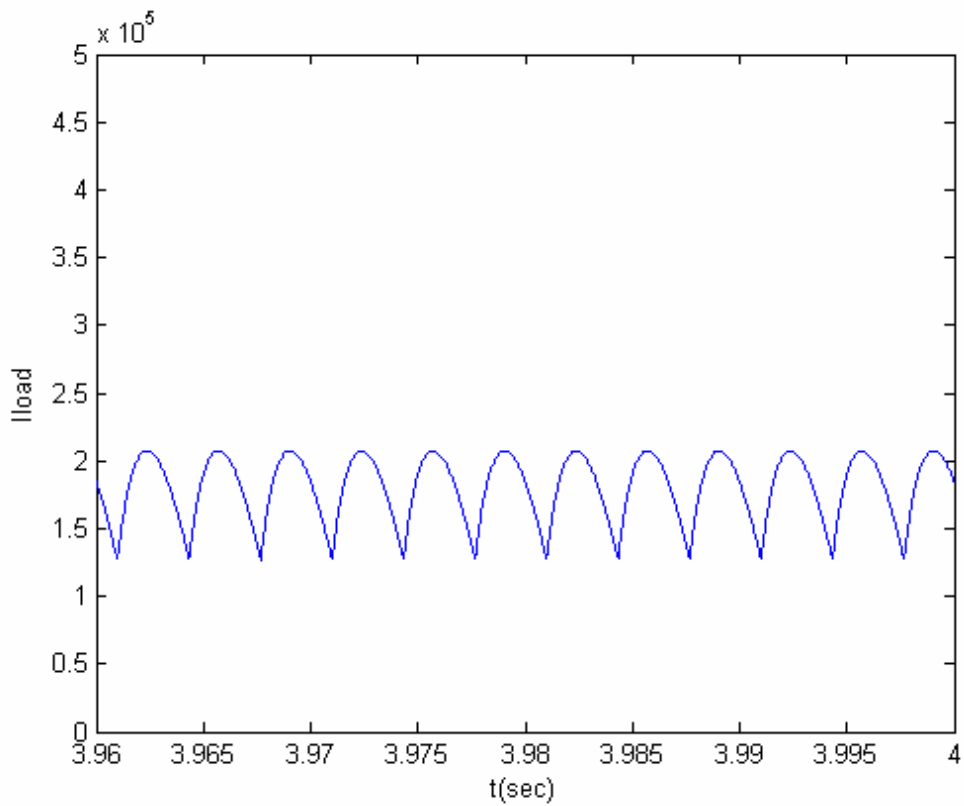


**Σχήμα 6.43:** Αρμονικές συνιστώσες τάσης εξόδου 6- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $18^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.001H$ .

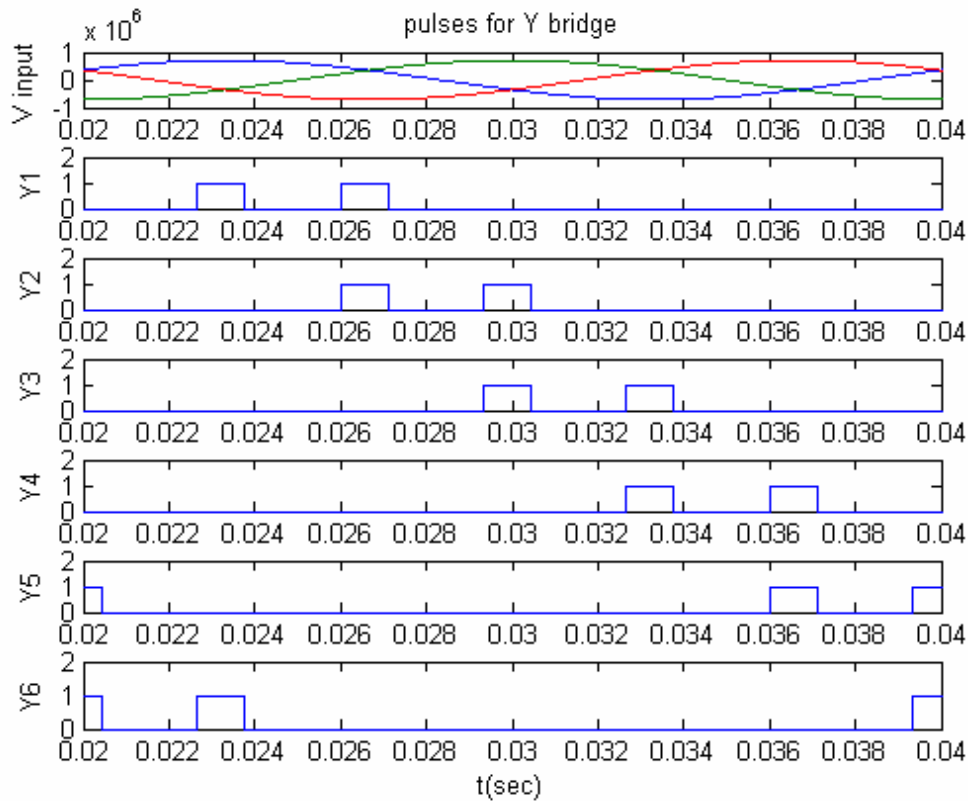




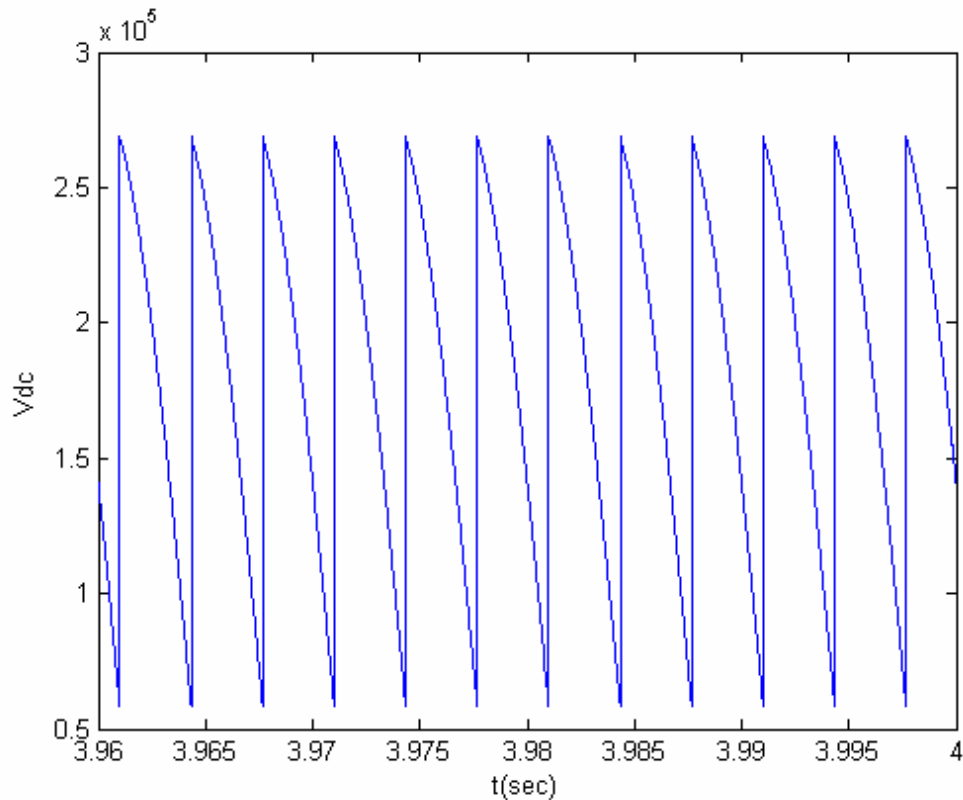
**Σχήμα 6.44:** Ρεύμα εισόδου 6- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $18^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.001H$ .



**Σχήμα 6.45:** Ρεύμα εξόδου 6- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $18^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.001H$ .

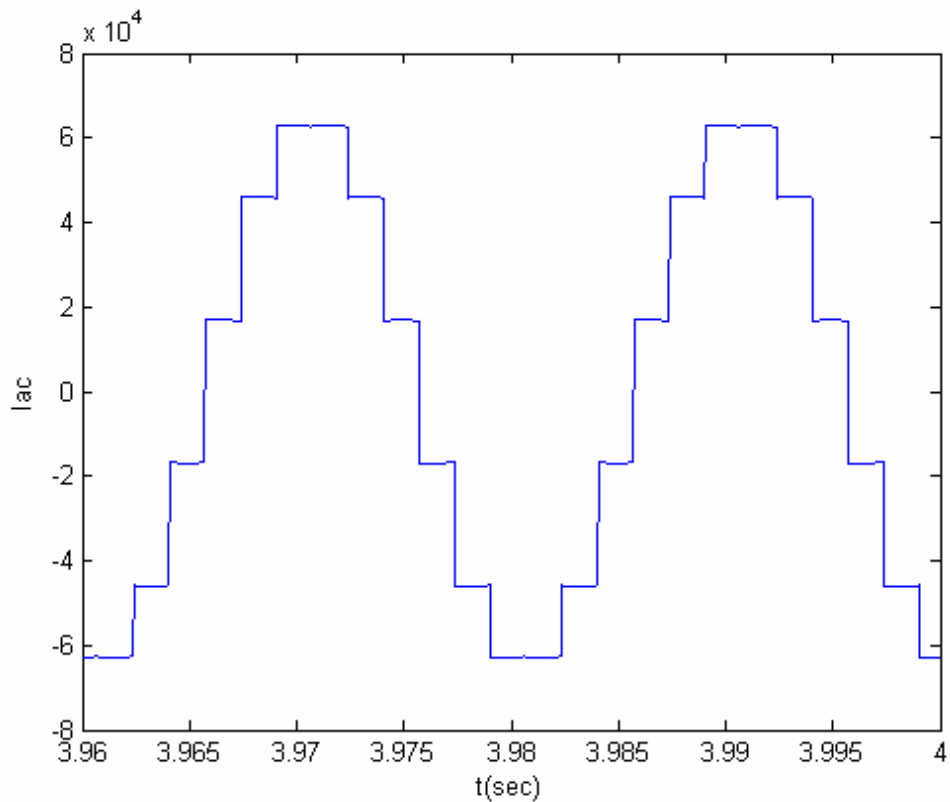


**Σχήμα 6.46: Παλμοί έναυσης 6- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $18^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.001H$ .**

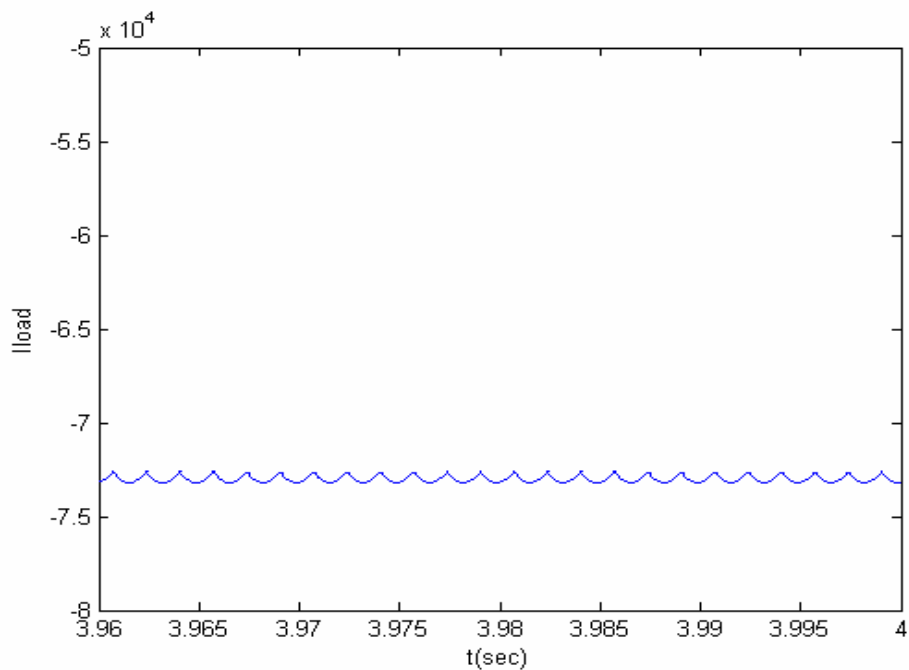


**Σχήμα 6.47: Τάση εξόδου 6- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $18^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.001H$ .**

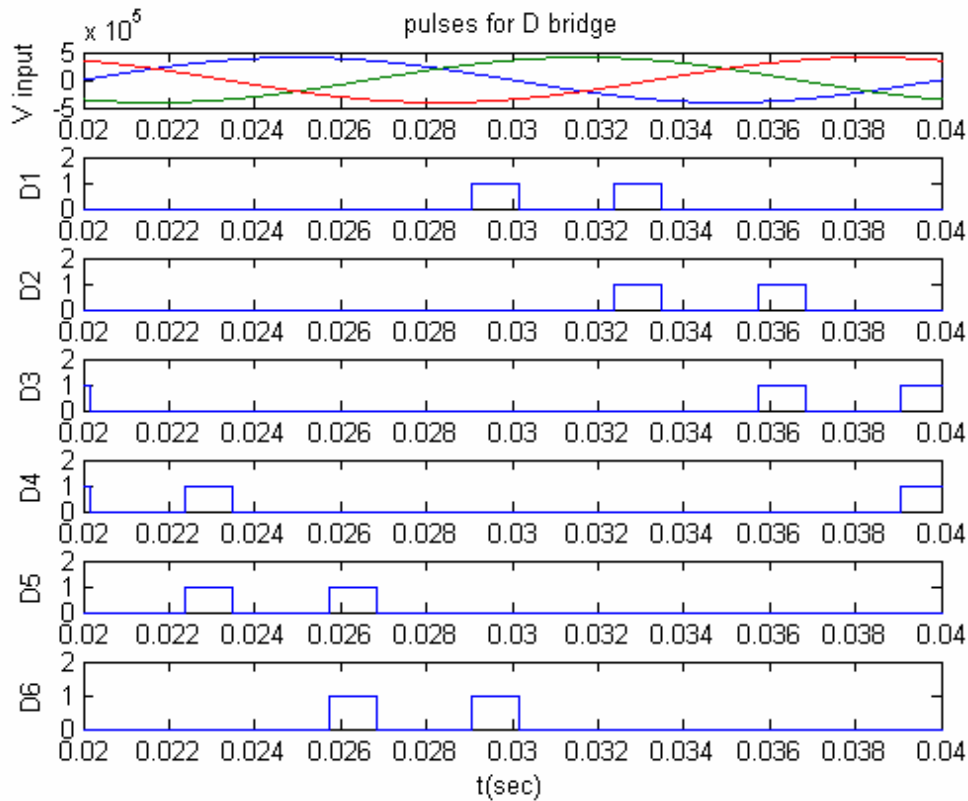
### 6.3 Προσομοίωση λειτουργίας 12-παλμικής γέφυρας σαν αντιστροφέας



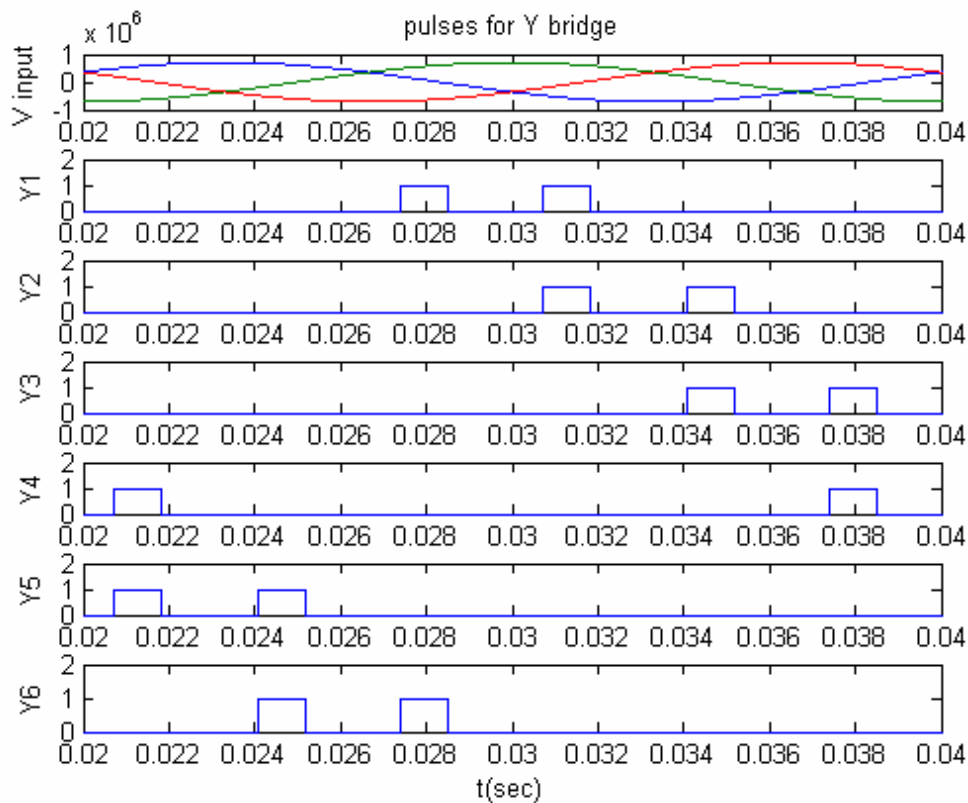
Σχήμα 6.48: Ρεύμα εισόδου 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $103^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.1H$ .



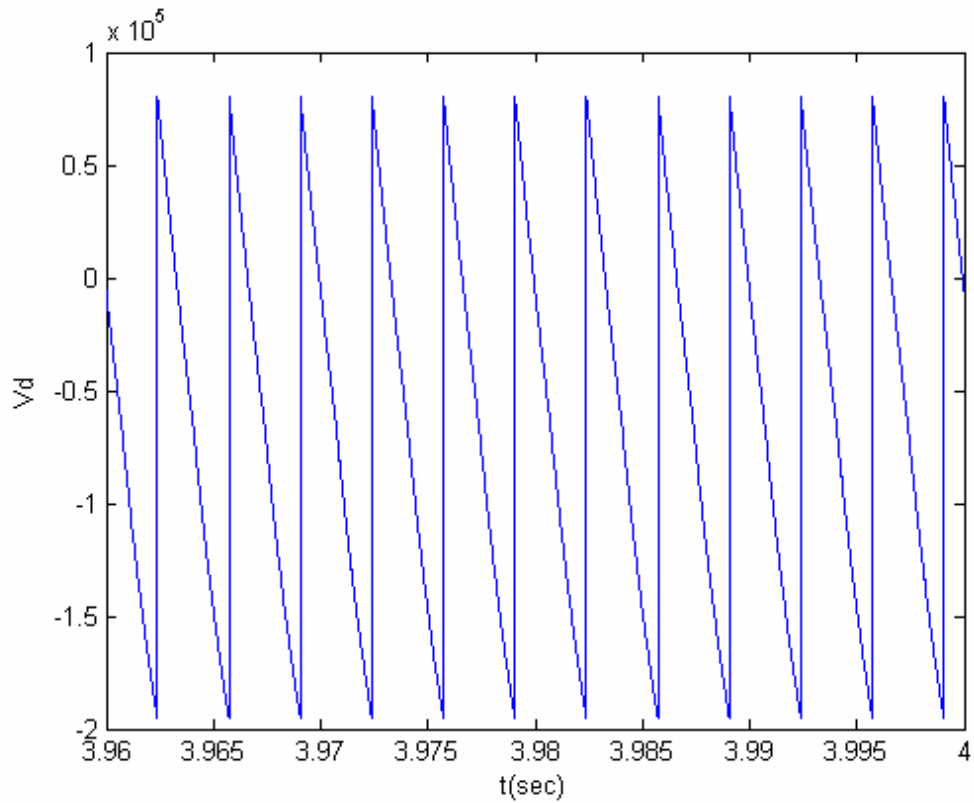
Σχήμα 6.49: Ρεύμα εξόδου 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $103^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.1H$ .



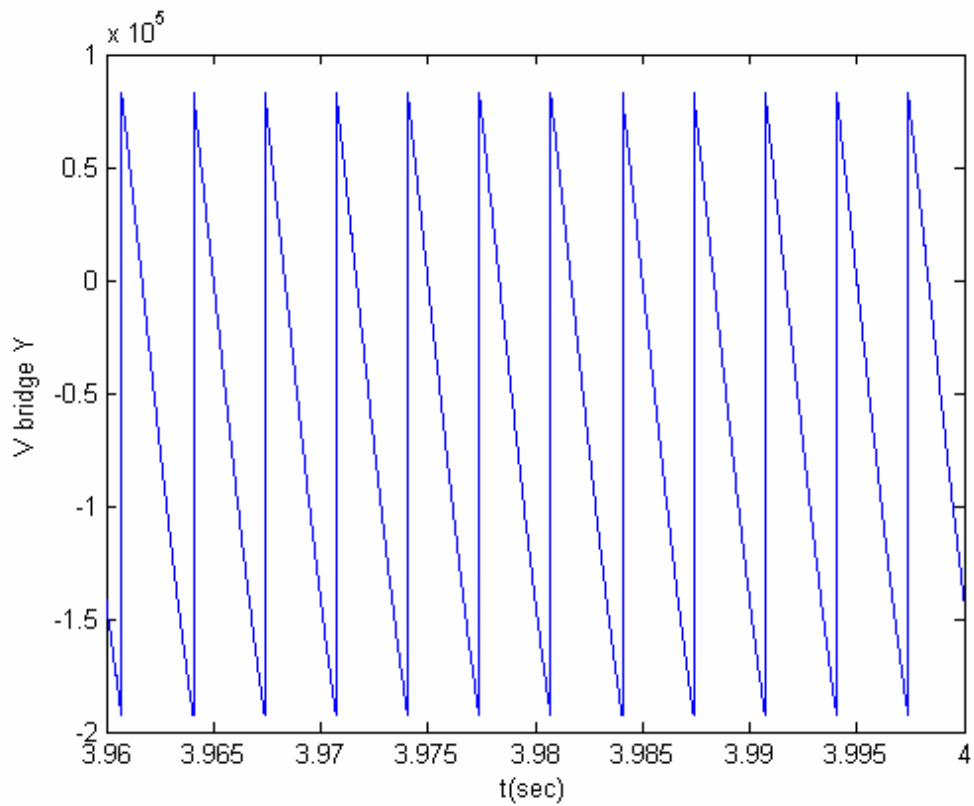
**Σχήμα 6.50: Παλμοί έναυσης κάτω γέφυρας 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $103^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.1H$ .**



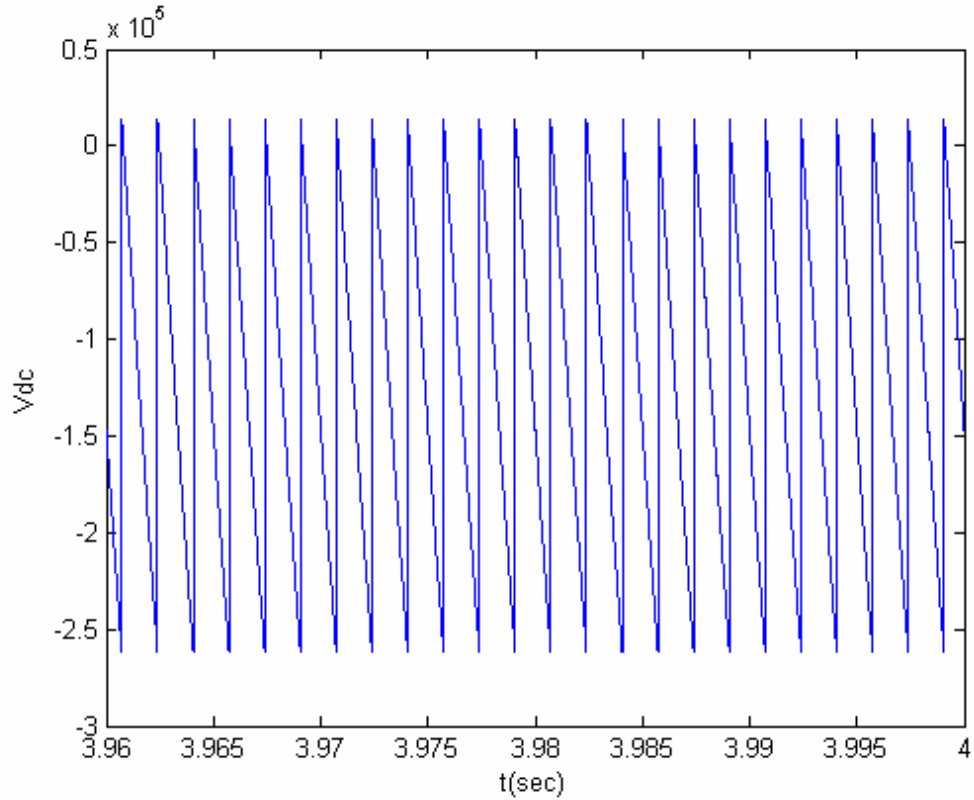
**Σχήμα 6.51: Παλμοί έναυσης άνω γέφυρας 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $103^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.1H$ .**



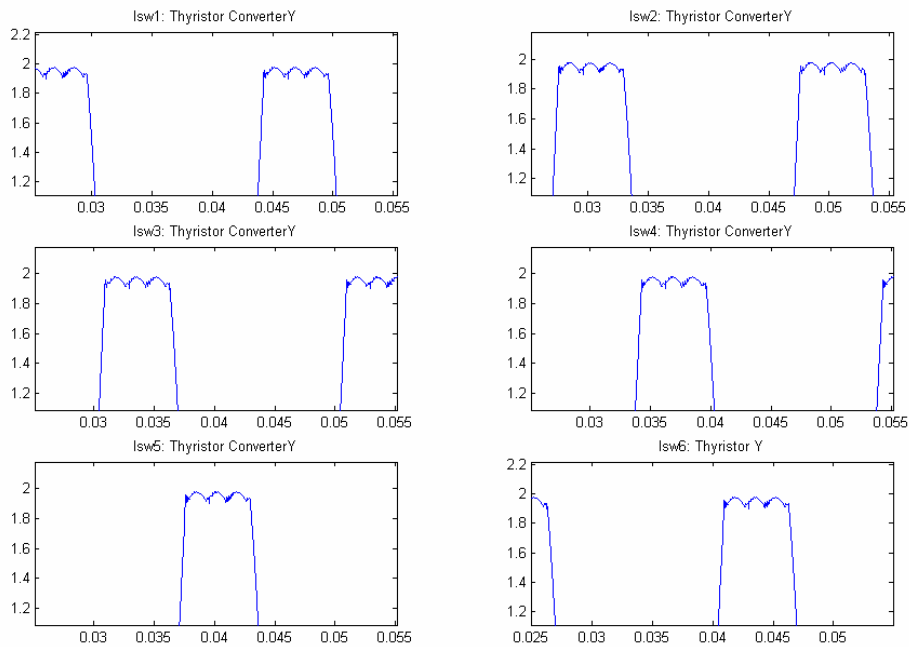
**Σχήμα 6.52:** Τάση εξόδου κάτω γέφυρας 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $103^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.1H$ .



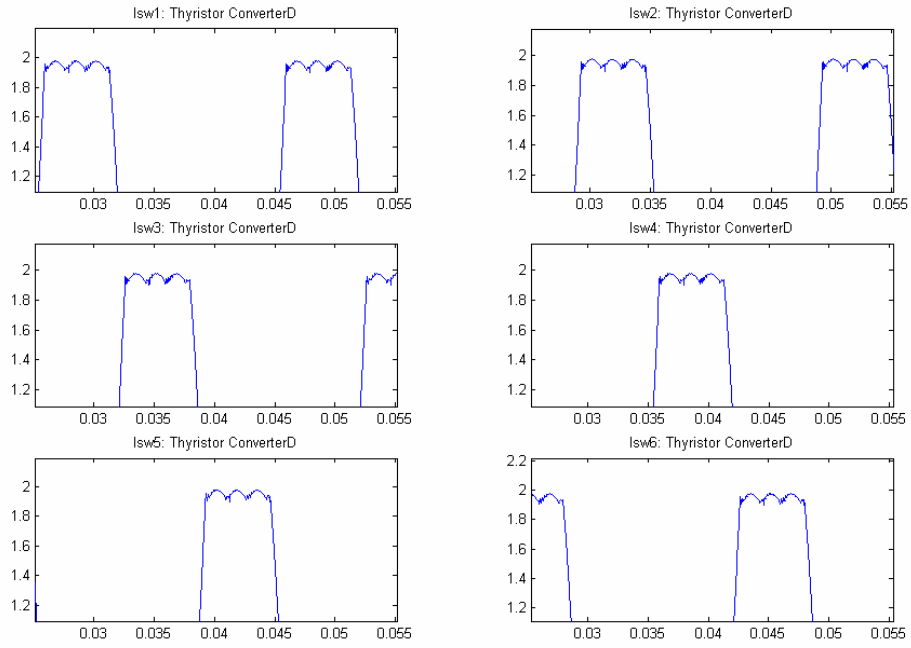
**Σχήμα 6.53:** Τάση εξόδου κάτω γέφυρας 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $103^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.1H$ .



**Σχήμα 6.54:** Τάση εξόδου 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $103^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.1H$ .



**Σχήμα 6.55:** Ρεύματα θυρίστωρ άνω γέφυρας 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $103^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.1H$ .

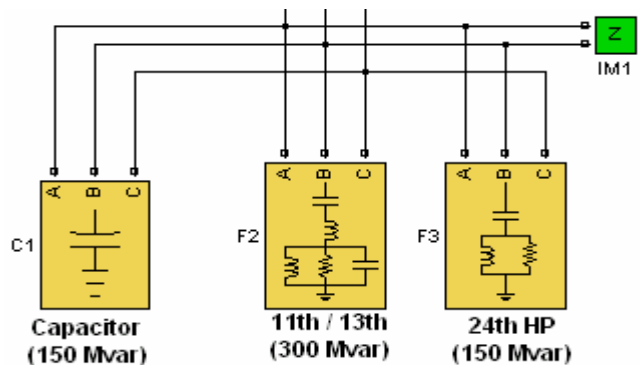


**Σχήμα 6.55: Ρεύματα θυρίστορ κάτω γέφυρας 12- παλμικής ανορθωτικής διάταξης για γωνία έναυσης  $103^\circ$  και φορτίο  $R=1\Omega$ ,  $L=0.1H$ .**

## 6.5 Προσομοίωση με χρησιμοποίηση παθητικού φίλτρου στην AC πλευρά της ανορθωτικής διάταξης

Για την συμπλήρωση της μελέτης της χρησιμότητας των φίλτρων και την επίδραση τους στις αρμονικές συνιστώσες του ρεύματος που ο ανορθωτής εισάγει στο AC δίκτυο πραγματοποιούμε την προσομοίωση που ακολουθεί, ακολουθώντας την θεωρητική μελέτη του κεφαλαίου 3.

Αρχικά κατασκευάζουμε το παθητικό φίλτρο στο περιβάλλον Matlab (Σχήμα 6.56).



Σχήμα 6.56: παθητικό φίλτρο για 12-παλμική ανορθωτική διάταξη

Το δίκτυωμα των φίλτρων αποτελείται από:

- Μία συστοιχία πυκνωτών συνδεδεμένων κατά αστέρα (150 MVAR).
- Ένα διπλό συντονιζόμενο φίλτρο για την 11<sup>η</sup> /13<sup>η</sup> αρμονική συνιστώσα (300 MVAR).
- Ένα υψηλοπερατό φίλτρο συντονισμένο στην 24<sup>η</sup> αρμονική συνιστώσα (150 MVAR).

Οι παράμετροι για το κάθε κομμάτι του παθητικού φίλτρου περιγράφονται στο σχήμα 6.57.



Parameters

Type of filter:

Filter connection:

Nominal L-L voltage and frequency [Vn(Vrms) fn(Hz)]:

Nominal reactive power (var):

Tuning frequencies [ Fr1 (Hz) Fr2 (Hz) ]

Quality factor (Q):

Measurements

(α)

Parameters

Type of filter:

Filter connection:

Nominal L-L voltage and frequency [Vn(Vrms) fn(Hz)]:

Nominal reactive power (var):

Tuning frequency (Hz)

Quality factor (Q):

Measurements

(β)

Parameters

Configuration

Nominal phase-to-phase voltage Vn (Vrms)

Nominal frequency fn (Hz):

Active power P (W):

Inductive reactive power QL (positive var):

Capacitive reactive power Qc (negative var):

Measurements

(γ)

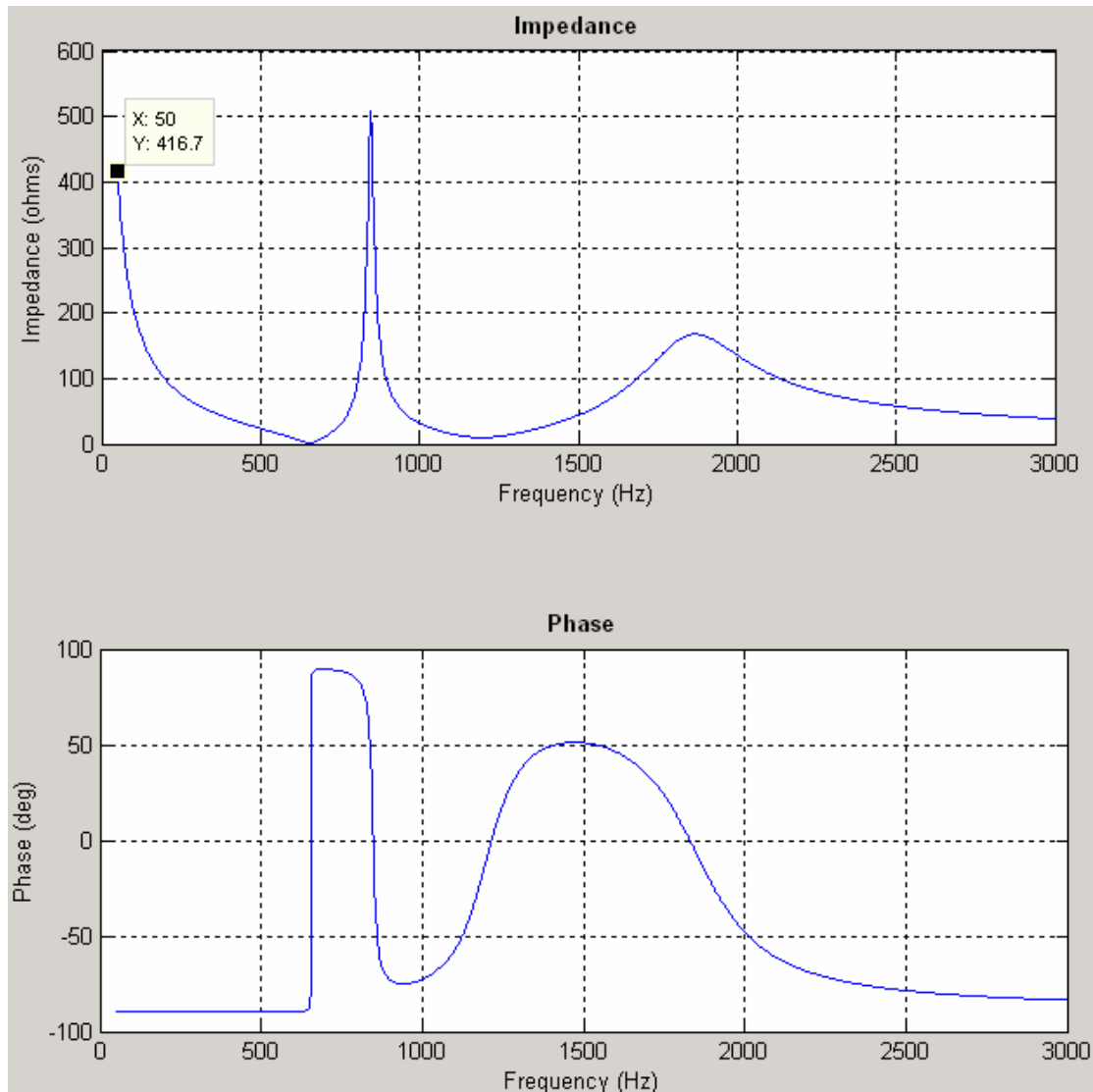
**Σχήμα 6.57: παράμετροι του παθητικού φίλτρου:**

- (α) διπλό συντονιζόμενο φίλτρο για την 11<sup>η</sup>/13<sup>η</sup>
- (β) υψηλοπερατό φίλτρο συντονιζόμενο στην 24<sup>η</sup>
- (γ) συστοιχία πυκνωτών συνδεδεμένων κατά αστέρα.

Το παθητικό φίλτρο έχει ρυθμιστεί για άεργο ισχύ ίση με 600Mvar. Αυτό προκύπτει από την εξίσωση που ακολουθεί:

$$Q_c = \frac{V^2}{R_n} = 600M \text{ var} \quad (6.1)$$

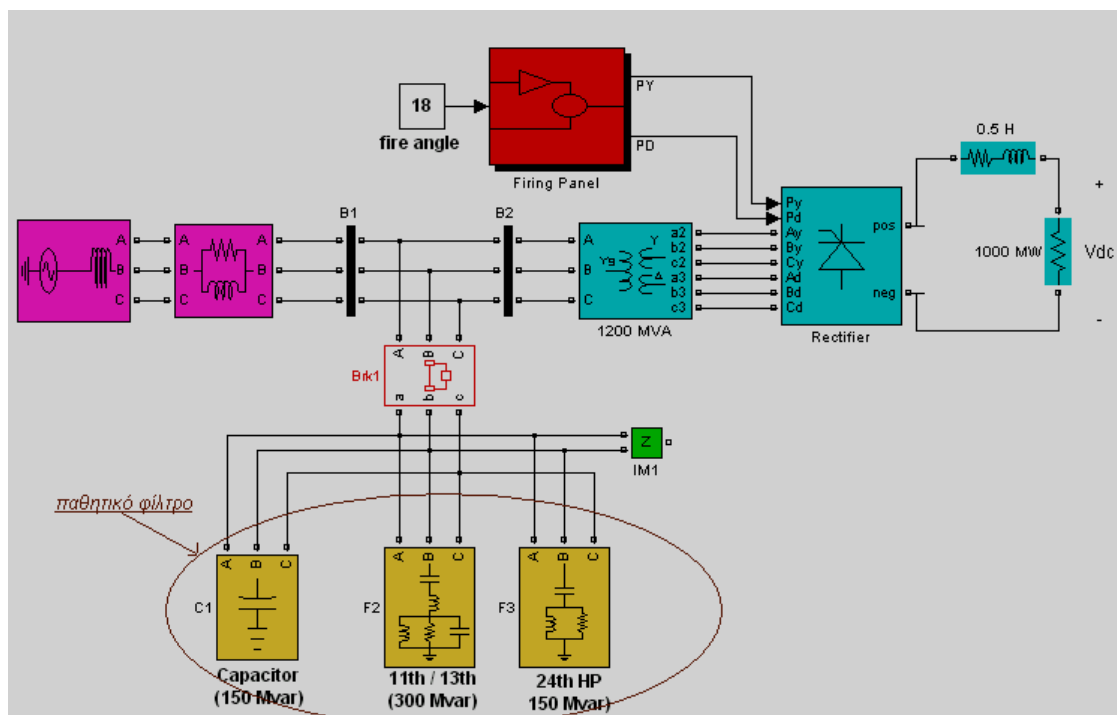
Όπου:  $V=500 \text{ KV}$  και  $R_n=417 \Omega$ , όπως παρατηρούμε από το Σχήμα 6.58.



**Σχήμα 6.58: Μιγαδική αντίσταση παθητικού φίλτρου. Για συχνότητα 50Hz προκύπτει 417Ω και γωνία  $-90^\circ$ .**

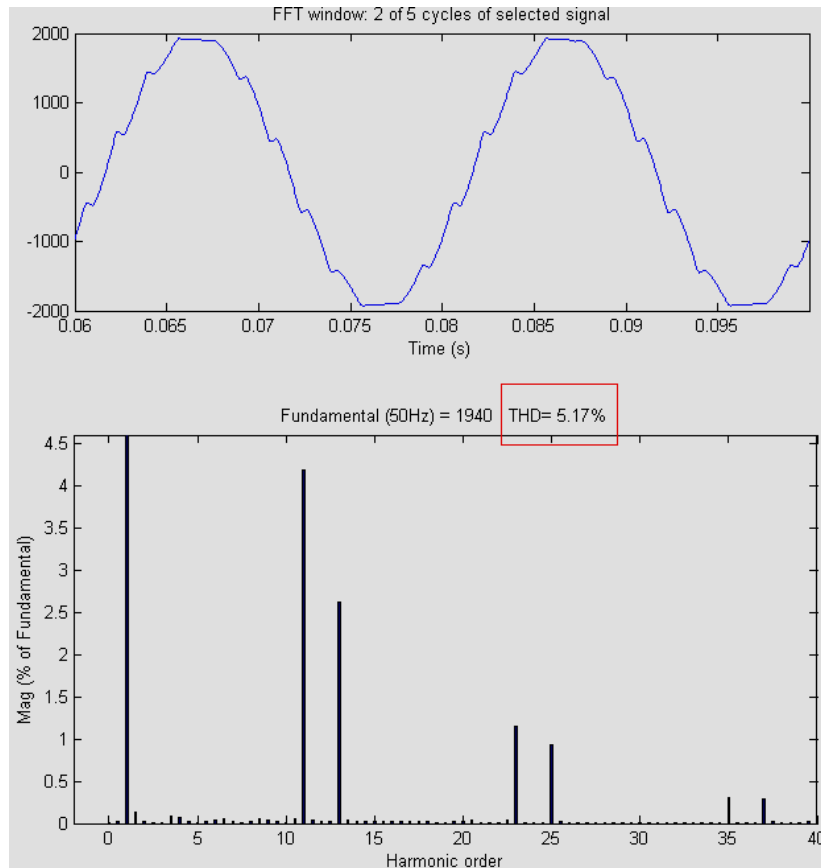
Στη συνέχεια κατασκευάζουμε το δομικό διάγραμμα του σχήματος 5.59, συνδέοντας το παθητικό φίλτρο παράλληλα στην AC πλευρά του 12-παλμικού ανορθωτή. Ο 12-παλμικός ανορθωτής λειτουργεί με σταθερή γωνία έναυσης καθ' όλη τη διάρκεια της προσομοίωσης. Η RMS τιμή της τάσης εισόδου είναι ίση με 500 kV,

ενώ στην DC πλευρά του ανορθωτή είναι συνδεδεμένο ωμικό φορτίο 1000 MW καθώς και πηνίο εξομάλυνσης ίσο με 0.5 H.

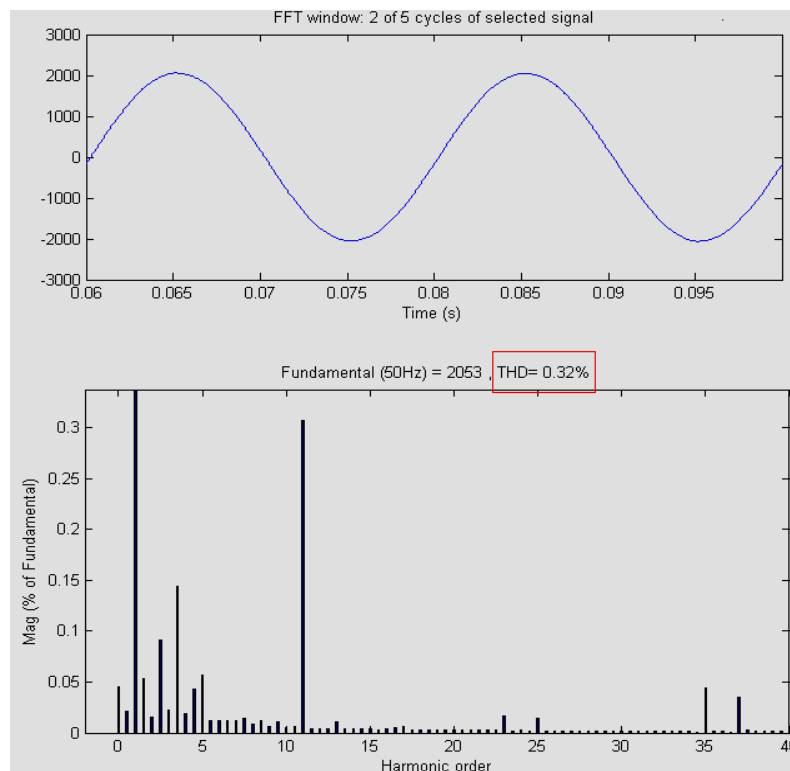


**Σχήμα 6.59: 12-παλμική ανορθωτική διάταξη με εφαρμογή παθητικών φίλτρων σε περιβάλλον Matlab**

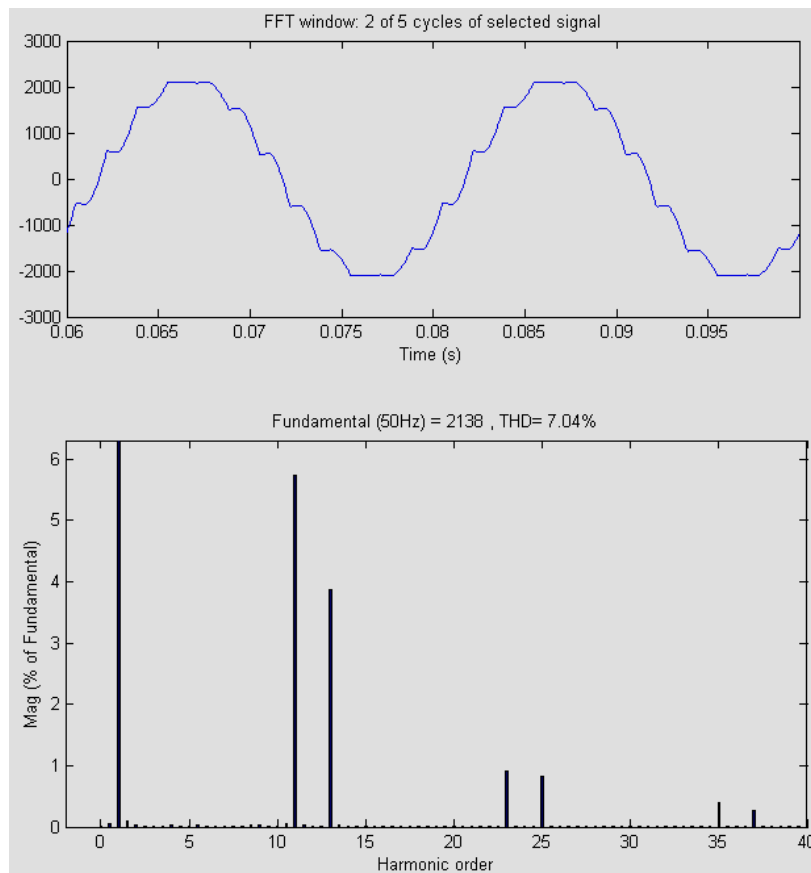
Χωρίς την παρουσία παθητικού φίλτρου το THD έχει τιμή 5.17%., ενώ το αρμονικό φάσμα καταγράφεται στο σχήμα 6.60. Με την εισαγωγή του παθητικού φίλτρου στη διάταξη το THD μειώνεται σημαντικά σε 0.32%. Το αρμονικό φάσμα στην περίπτωση αυτή έχει σχεδιαστεί στο Σχήμα 6.61, από όπου παρατηρούμε τον περιορισμό σε σημαντικό βαθμό των δύο κυρίαρχων αρμονικών συνιστωσών της 12-παλμικής ανορθωτικής διάταξης, δηλαδή της 11<sup>ης</sup> και της 13<sup>ης</sup>. Οι τιμές αυτές επιβεβαιώνονται και γραφικά καθώς, από τα σχήματα 6.60 & 6.61, παρατηρούμε ότι το ρεύμα του σχήματος 6.61 είναι λιγότερο διαταραγμένο (πιο κοντά στην ημιτονοειδή μορφή) σε σύγκριση με αυτό του σχήματος 6.60. Τέλος από το Σχήμα 6.62 επιβεβαιώνουμε το γεγονός ότι αρμονικές είναι παρούσες και στις δύο πλευρές και των δύο Μ/Σ αλλά όχι στο AC δίκτυο.



**Σχήμα 6.60:** κυματομορφή ρεύματος του AC δικτύου χωρίς την παρουσία παθητικού φίλτρου και αρμονικό φάσμα αυτού.



**Σχήμα 6.61:** κυματομορφή ρεύματος του AC δικτύου χωρίς την παρουσία παθητικού φίλτρου και αρμονικό φάσμα αυτού.



**Σχήμα 6.62:** κυματομορφή ρεύματος στο πρωτεύον του μετασχηματιστή και αρμονικό φάσμα αυτού.



## ***ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7: Συμπεράσματα.***

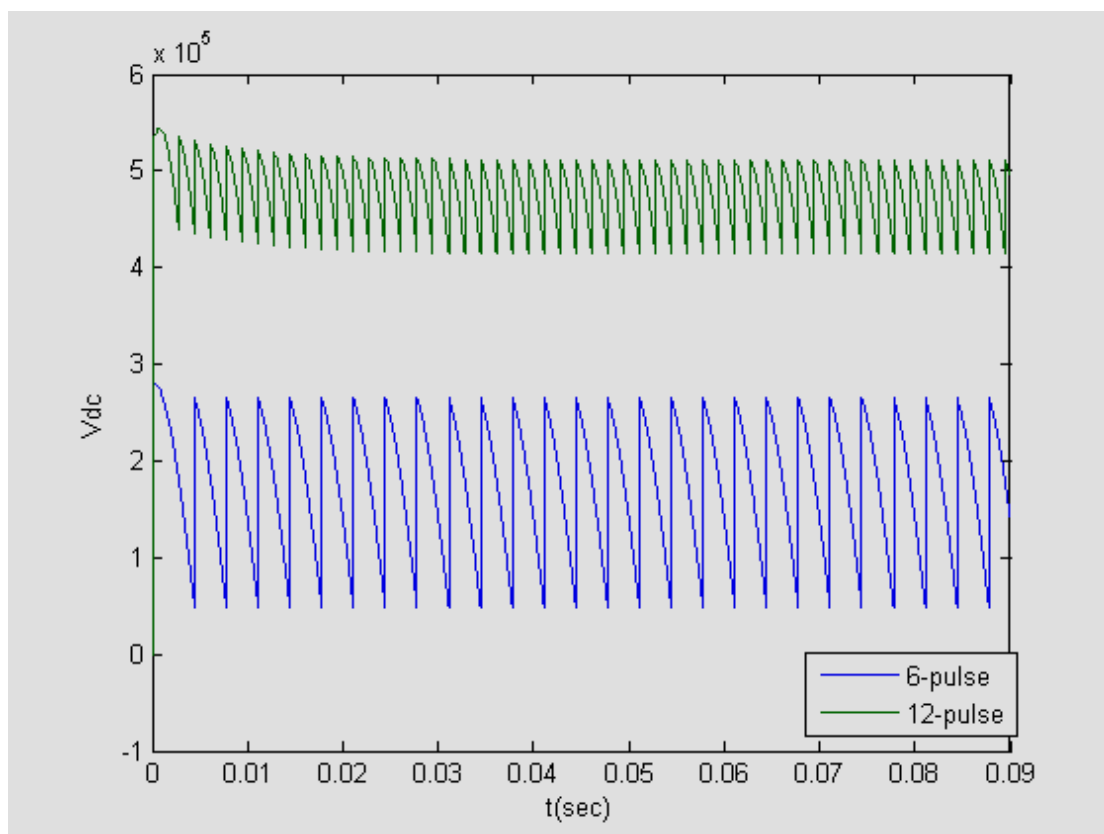
Στα κεφαλαία που προηγήθηκαν μελετήθηκε εκτενώς η 12-παλμική ελεγχόμενη ανορθωτική διάταξη. Συνοψίζοντας, στο πρώτο κεφάλαιο αναπτύχθηκε εν συντομία μια ιστορική αναδρομή στην τεχνολογία των ηλεκτρονικών ισχύος, καθώς και το πλήθος των εφαρμογών τις οποίες καλύπτουν. Μεταξύ αυτών βεβαίως περιλαμβάνεται και η 12-παλμική ανορθωτική διάταξη. Η διάταξη αυτή αποτελεί ουσιαστικά την αναβάθμιση την προγενέστερης 6-παλμικής ανορθωτικής διάταξης καθώς, όπως παρατηρούμε από το σχήμα 3.9, κατασκευάζεται από δύο 6-παλμικές γέφυρες συνδεδεμένες σε σειρά. Η 12-παλμική διάταξη είναι δυνατό να προκύψει και από την παράλληλη σύνδεση δύο 6-παλμικών, η μελέτη της οποίας, χωρίς να διαφέρει σε κάποιο ουσιώδες σημείο, είναι πέρα από τους σκοπούς της παρούσας εργασίας.

Το δεύτερο κεφάλαιο μελετά κάποιες από τις σημαντικότερες, εφαρμογές της 12-παλμικής ανορθωτικής διάταξης. Στις ανανεώσιμες πηγές ενέργειας, όπου δίνει λύση στο πρόβλημα της μεταβλητής φύσης της πηγής ισχύος (το νερό ή ο αέρας), όσο και στην μεταφορά της ηλεκτρικής ενέργειας. Ειδικά στην περίπτωση της μεταφοράς της ηλεκτρικής ενέργειας αποτελεί την πιο ενδεδειγμένη λύση σε περιπτώσεις όπως για παράδειγμα η Ιαπωνία, όπου η μισή χώρα είναι ένα δίκτυο των 60Hz και η υπόλοιπη ένα σύστημα των 50Hz

Στη συνέχεια πραγματοποιείται η μελέτη της λειτουργίας της 12-παλμικής γέφυρας. Αρχικά εξετάζουμε τον δομικό λίθο της διάταξης, δηλαδή το θυρίστορ. Συνδυασμός ομάδων θυρίστορ αποτελούν τα *quadrivalve*, τα οποία αποτελούν τους ημιαγωγούς διακόπτες για τις γέφυρες του ανορθωτή. Ακολούθησε η εξαγωγή των μαθηματικών σχέσεων που διέπουν την ανορθωτική διάταξη των 12-παλμών. Χρήσιμα συμπεράσματα είναι δυνατόν να προκύψουν από τη σύγκριση της 12-παλμικής ανορθωτικής διάταξης με την εξαπαλμική ανορθωτική διάταξη.

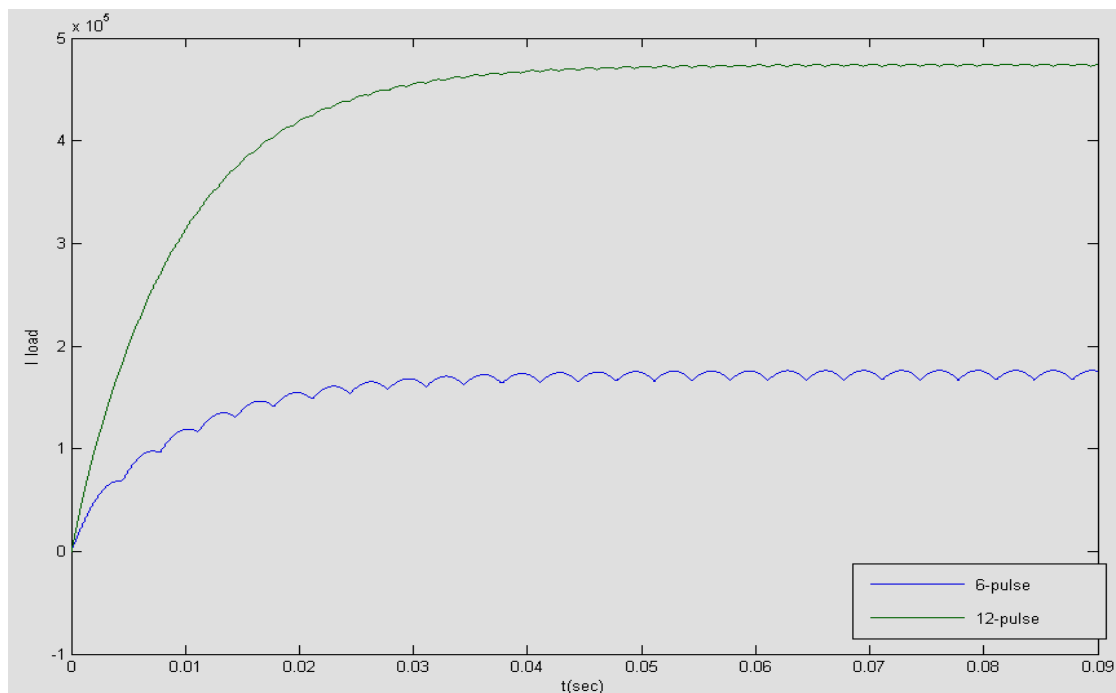
Στον Πίνακα Γ παρατηρούμε τις τιμές διαφόρων χαρακτηριστικών για τις δυο τοπολογίες. Καταρχάς οφείλουμε να παρατηρήσουμε ότι οι αρμονικές συνιστώσες που αναφέρονται στον πίνακα είναι οι χαρακτηριστικές αρμονικές για κάθε τοπολογία, έτσι στην περίπτωση των δώδεκα παλμών εμφανίζονται μόνο συνιστώσες της μορφής  $12k+1$ , έχουμε δηλαδή, σβέση των δυο κυρίαρχων αρμονικών συνιστωσών που εμφανίζονται στην περίπτωση του 6-παλμικού ανορθωτή, της  $5^{15}$

και της 7<sup>ης</sup>, γεγονός που επιβεβαιώθηκε και από την εξομοίωση που πραγματοποιήθηκε στο περιβάλλον Matlab. Από το αρμονικό φάσμα του ρεύματος εισόδου του 12-παλμικού ανορθωτή, όπως αυτό εμφανίζεται στο Σχήμα 6.30 παρατηρούμε τις κυριαρχούσες αρμονικές συνιστώσες, οι οποίες είναι η 11<sup>η</sup> και η 13<sup>η</sup>, σε αντίθεση με το σχήμα 6.42, όπου το ρεύμα εισόδου του 6-παλμικού ανορθωτή παρουσιάζεται περισσότερο διαταραγμένο, καθώς περιέχει επιπλέον και την 5<sup>η</sup> και την 7<sup>η</sup> αρμονική συνιστώσα, το πλάτος των οποίων είναι μεγάλο σε σύγκριση με το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας. Αυτό αποτελεί και ένα από τα κυριότερα πλεονεκτήματα της χρήσης του ανορθωτή 12-παλμων, καθώς με τον τρόπο αυτό γίνεται οικονομία στην χρησιμοποίηση φίλτρων, όπως αυτά μελετήθηκαν στο κεφάλαιο 3. Ωστόσο σε πολλές περιπτώσεις έχουμε εμφάνιση μη χαρακτηριστικών αρμονικών συνιστωσών, γεγονός που δικαιολογεί την παρουσία φίλτρων για την 5<sup>η</sup> και την 7<sup>η</sup> αρμονική συνιστώσα ακόμα και στην περίπτωση 12-παλμικής ανορθωτικής διάταξης. Παράλληλα όπως έγινε φανερό από την προσομοίωση των δυο ανορθωτικών διατάξεων (σχήμα 7.1) η κυμάτωση της τάσης εξόδου είναι σαφώς βελτιωμένη με την αντικατάσταση της 6 παλμικής γέφυρας από την 12 παλμική. Το ίδιο ισχύει και για την κυμάτωση του ρεύματος εξόδου (σχήμα 7.2).



**Σχήμα 7.1: ρεύμα εξόδου 12-παλμικής και 6-παλμικής ανορθωτικής διάταξης.**





**Σχήμα 7.2: τάση εξόδου 12-παλμικής και 6-παλμικής ανορθωτικής διάταξης.**

Παρά την βελτίωση του THD (Total Harmonic Distortion), για την περίπτωση του 12-παλμικού ανορθωτή, περαιτέρω μείωση του θα μπορούσε να επιτευχθεί με χρησιμοποίηση τεχνικών έκχυσης ρευμάτων τρίτης αρμονικής στην AC πλευρά της ανορθωτικής διάταξης [9], τα οποία θα προκύψουν από απορρόφηση ρεύματος από την dc πλευρά, όπως σχεδιάζεται στο σχήμα 7.3. Η χρησιμοποίηση των αρμονικών ρευμάτων με συχνότητα τριπλάσια της ονομαστικής πραγματοποιείται με τρόπο ώστε τα ρεύματα αυτά να μην κυκλοφορούν ούτε στην ac ούτε και στην dc πλευρά της ανορθωτικής διάταξης.

Για την περαιτέρω μείωση των αρμονικών συνιστωσών διάφορες τοπολογίες έχουν προταθεί στη βιβλιογραφία.

- Ανορθωτική Διάταξη 18- παλμών (σχήμα 7.4).
  - Πραγματοποιείται με χρησιμοποίηση τριών 6-παλμικών ανορθωτικών διατάξεων.
  - Ολίσθηση φάσης κατά  $0^\circ$ ,  $+20^\circ$ ,  $-20^\circ$  σε κάθε γέφυρα.
  - Αντιστάθμιση  $5^{ης}$ ,  $7^{ης}$ ,  $11^{ης}$ ,  $13^{ης}$  ... αρμονικής συνιστώσας.
- Ανορθωτική Διάταξη 24-παλμών.
  - Πραγματοποιείται με χρησιμοποίηση έξι 6-παλμικών ανορθωτικών διατάξεων.

- Ολίσθηση φάσης κατά  $0^\circ$  ,  $+15^\circ$  ,  $-15^\circ$  ,  $30^\circ$  σε κάθε γέφυρα.
- Αντιστάθμιση  $5^{ης}$  ,  $7^{ης}$  ,  $11^{ης}$  ,  $13^{ης}$  ,  $17^{ης}$  ,  $19^{ης}$  ... αρμονικής συνιστώσας.
- Ανορθωτική Διάταξη 48- παλμών (σχήμα 7.6).
  - Πραγματοποιείται με χρησιμοποίηση δώδεκα 6-παλμικών ανορθωτικών διατάξεων.
  - Επιπλέον ολίσθηση φάσης κατά  $7,5^\circ$  .
  - Αντιστάθμιση  $5^{ης}$  ,  $7^{ης}$  ,  $11^{ης}$  ,  $13^{ης}$  ... αρμονικής συνιστώσας.

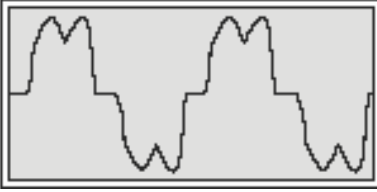
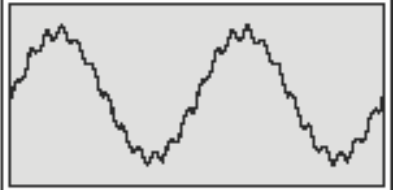
Γενικότερα εάν  $p$  είναι ο αριθμός των παλμών τότε η ανορθωτική διάταξη εισάγει στο ρεύμα γραμμής εισόδου αρμονικές συνιστώσες της μορφής  $pk \pm 1$ , με  $k = 0, 1, 2, \dots$

Στο σχήμα 7.4 πραγματοποιείται μια σύγκριση του αρμονικού περιεχομένου του ρεύματος εισόδου για την περίπτωση εξαπαλμικού, δωδεκαπαλμικού, 18-παλμικού και 24-παλμικού ανορθωτή.

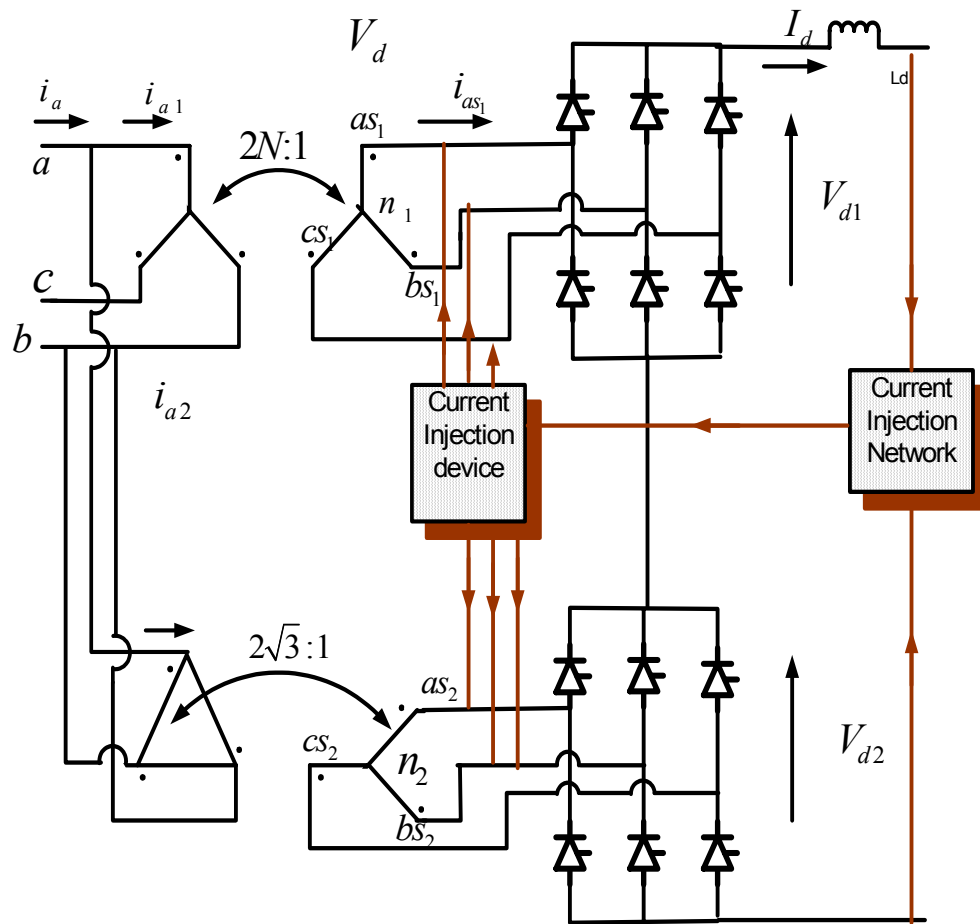
Αυξάνοντας τον αριθμό των παλμών στον ανορθωτή ισχύος παρατηρούμε αύξηση της συχνότητας στην οποία εμφανίζεται η χαμηλότερης τάξης αρμονική συνιστώσα. Η χρήση ωστόσο μεγαλύτερης τάξης αριθμού παλμών παρουσιάζει τα παρακάτω μειονεκτήματα.

- Αυξημένα επίπεδα αρμονικών συνιστωσών χαμηλότερης τάξης όταν οι ανορθωτικές διατάξεις βρίσκονται προσωρινά εκτός λειτουργίας, λόγω βλάβης ή λόγω συντήρησης.
- Αυξημένος αριθμός μετασχηματιστών, το οποίο συνεπάγεται και αυξημένο κόστος αγοράς και συντήρησης.
- Αυξημένος βαθμός πολυπλοκότητας του κυκλώματος, γενικότερα, με άμεσο αποτέλεσμα την δυσκολία εφαρμογής ελέγχου στην διάταξη, όσο και την αύξηση της πιθανότητας εμφάνισης σφαλμάτων,.

	12- παλμική Αν. Διάταξη	6- παλμική Αν. Διάταξη
--	-------------------------	------------------------

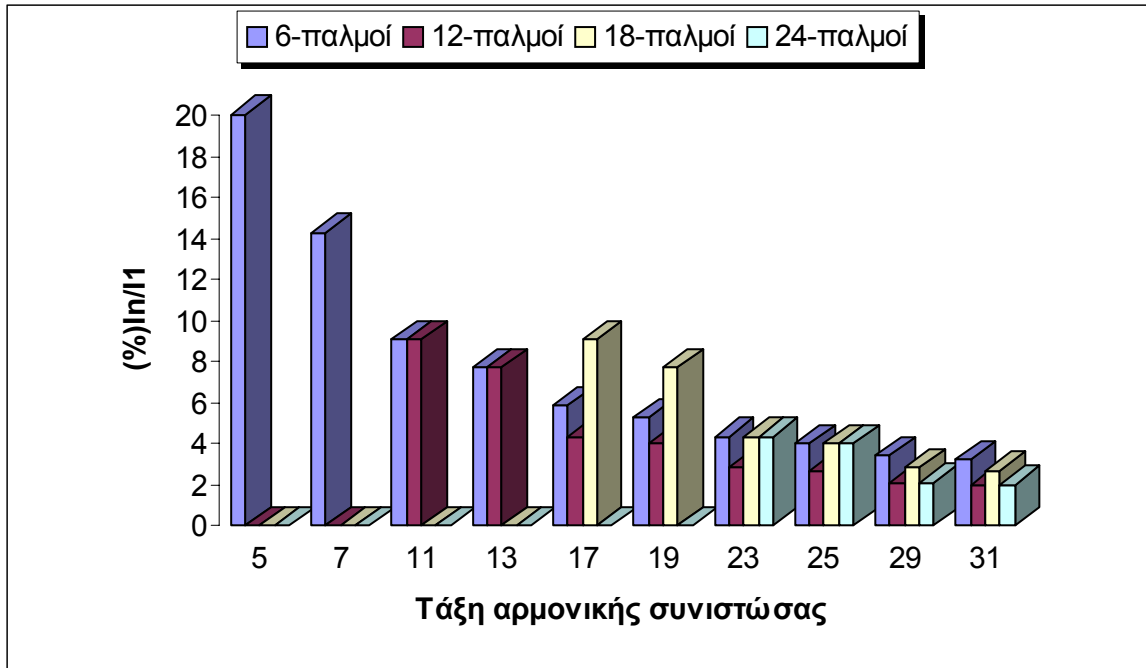
Αρμονικές συνιστώσες στο ρεύμα εισόδου	11, 13, 23, 25...	5, 7, 9, 11, 13, 17, 19...	
Συντελεστής κυμάτωσης τάσης εξόδου	$0.31V_m$	$0.566V_m$	
Κυμάτωση τάσης εξόδου	$\sqrt{V_{rms,12}^2 - \overline{V_{o,12}}^2} = 1.407V_m$	$\sqrt{V_{rms,6}^2 - \overline{V_{o,6}}^2} = 1.26V$	
THD ρεύματος εισόδου	$(THD)_{12} \approx 1.76\%$	$(THD)_6 \approx 8.4\%$	
Ρεύμα εισόδου	$\frac{2\sqrt{3}}{N\pi} I_d (\cos\theta - \frac{1}{11}\cos 11\theta + \frac{1}{13}\cos 13\theta \dots)$	$\frac{2\sqrt{3}}{2N\pi} I_d (\cos\theta - \frac{1}{5}\cos 5\theta + \frac{1}{7}\cos 7\theta - \frac{1}{11}\cos 11\theta \dots)$	
Τάση Εξόδου(RMS)	$\sqrt{6}V_m \sqrt{\left(0.5 + \frac{3}{2\pi} \cos 2a\right)}$	$\sqrt{6}V_m \sqrt{\left(0.5 + \frac{3\sqrt{3}}{4\pi} \cos 2a\right)}$	
Τάση Εξόδου(μέση τιμή)	$\overline{V_{o,12}} = 2 \times 3 \times \sqrt{6} \times V_m \cos a / \pi$	$\overline{V_{o,6}} = 3 \times \sqrt{6} \times V_m \cos a / \pi$	
Ρεύμα εξόδου	$\frac{\sqrt{KV_m}}{ Z } \left[ \sin(\omega t - \phi) + \sin\left(a + \frac{\pi}{12} - \phi\right) e^{\frac{a + \frac{\pi}{12} - \omega t}{\tan\phi}} \right]$	$\frac{\sqrt{6}V_m}{ Z } \left[ \sin(\omega t - \phi) + \sin\left(a + \frac{\pi}{6} - \phi\right) e^{\frac{a + \frac{\pi}{6} - \omega t}{\tan\phi}} \right]$	
Κυματομορφή ρεύματος εισόδου			
Ισχύς Εισόδου	$2\sqrt{6}I_{RMS,out} V_m$	$\sqrt{6}I_{RMS,out} V_m$	
Ισχύς Εξόδου	P	$2 \times 1.35 I_d V_{LL} \cos a$	$1.35 I_d V_{LL} \cos a$
	Q	$2 \times 1.35 I_d V_{LL} \sin a$	$1.35 I_d V_{LL} \sin a$

**Πίνακας Γ: Σύγκριση της 12-παλμικής ανορθωτικής διάταξης με την εξαπαλμική ανορθωτική διάταξη.**



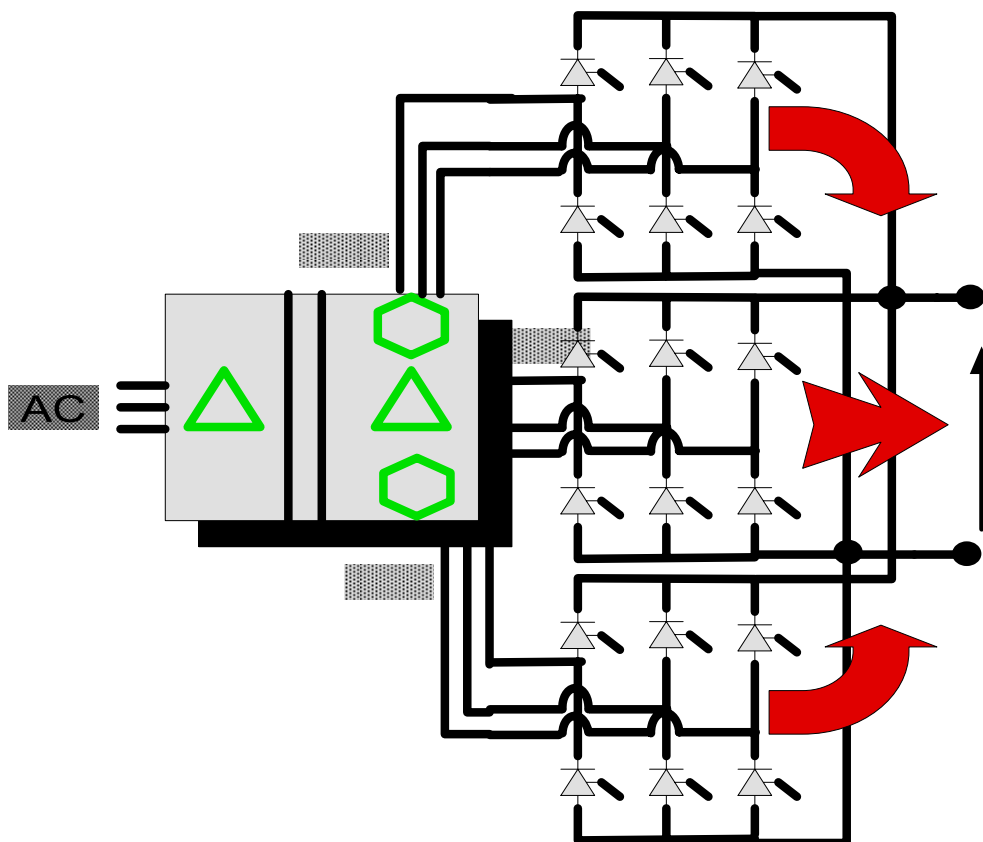
**Σχήμα 7.3: 12-παλμική ανορθωτική διάταξη με εφαρμογή διάταξης έκχυσης ρεύματος για την βελτίωση του THD (Total Harmonic Distortion).**

Βεβαίως καθώς η τάξη των αρμονικών συνιστωσών μεγαλώνει, μειώνεται το πλάτος αυτών και επομένως γίνεται σε γενικές γραμμές λιγότερο δαπανηρή η εξάλειψη τους με την χρησιμοποίηση φίλτρων.

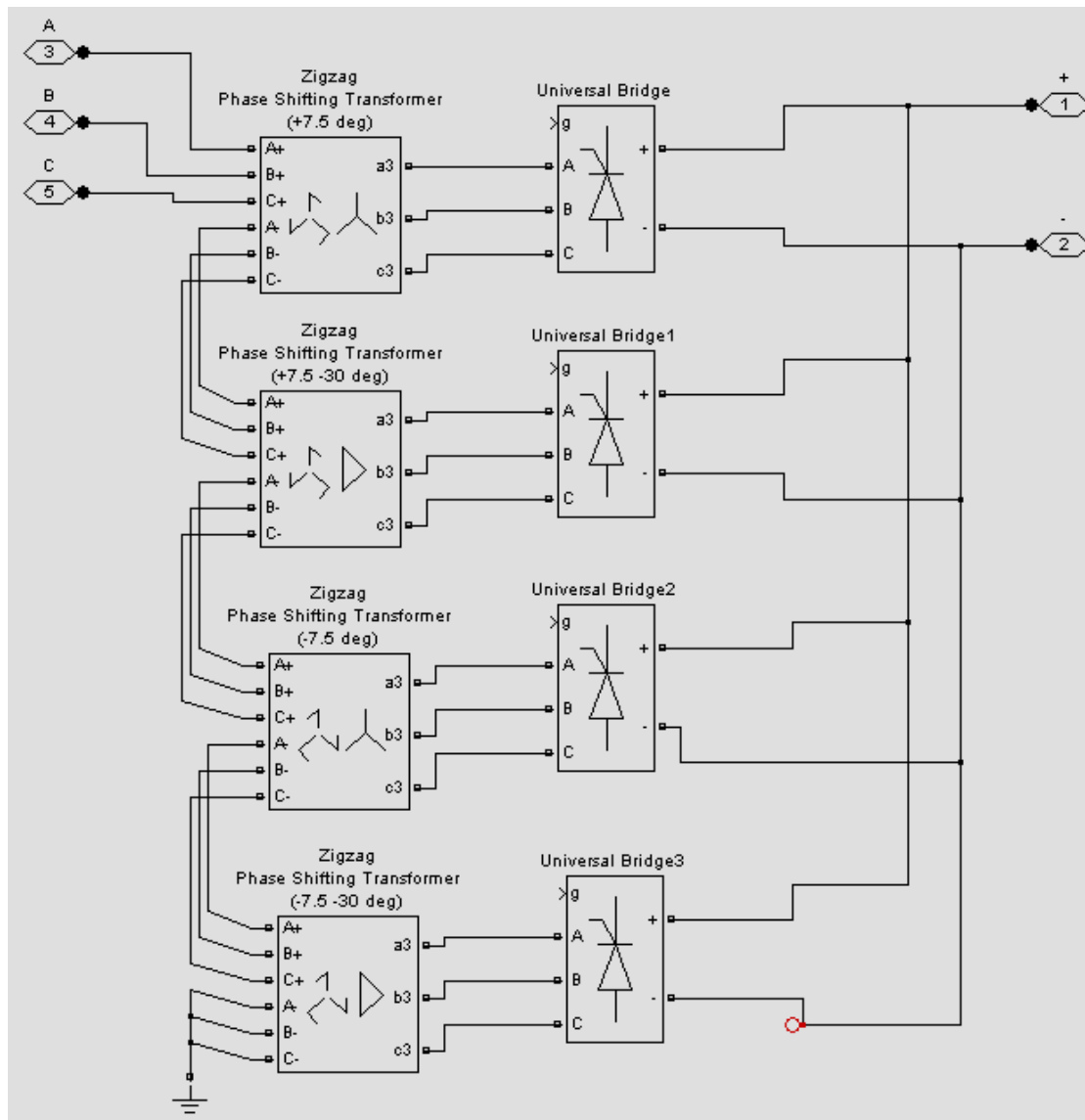


Σχήμα 7.4: Αρμονικό περιεχόμενο ρεύματος εισόδου για:

- α) 6- παλμικής ανορθωτικής διάταξης,
- β) 12-παλμικής ανορθωτικής διάταξης,
- γ) 18- παλμικής ανορθωτικής διάταξης,
- δ) 24- παλμικής ανορθωτικής διάταξης.



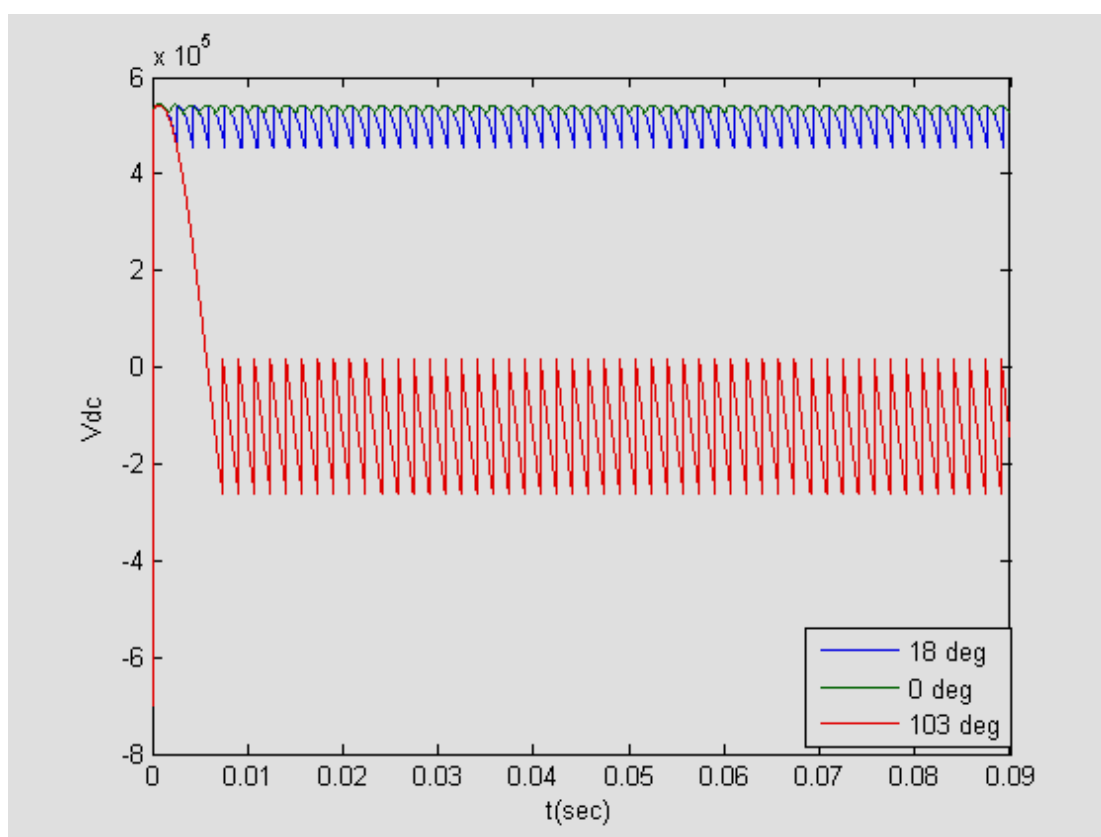
Σχήμα 7.5: Ανορθωτική διάταξη 18-παλμων.



**Σχήμα 7.6:** Ανορθωτική Διάταξη 48-παλμών με μετασχηματιστές σε συνδεσμολογία Ζικ-Ζακ για ολίσθηση φάσης 7.5 μοιρών.

Στο πέμπτο κεφάλαιο μελετήθηκε η διαδικασία ελέγχου του 12-παλμικού ανορθωτή. Αρχικά σχεδιάστηκε το ισοδύναμο state-space κύκλωμα της διάταξης. Η προσομοίωση στο Matlab κατέδειξε ότι για μικρές διαταραχές το σφάλμα της μόνιμης κατάστασης είναι μηδενικό, όπως εγγύαται ο PI ελεγκτής. Ωστόσο για μεγάλες διαταραχές του φορτίου (το οποίο λαμβάνεται ένας DC κινητήρας), ο ανορθωτής είτε θα φτάσει σε κορεσμό είτε οι γωνίες έναυσης θα προκαλέσουν μεγάλες αγωγές ρεύματος. Για μεγάλα σήματα antiwindup schemes, ή error ramp limiters (ή sort starters) η περιοριστές PI component, (σχήμα 5.5 & 5.6) θα πρέπει να χρησιμοποιηθούν[2]. Οι παραπάνω λύσεις μπορούν να χρησιμοποιηθούν και σε άλλους μετατροπείς ισχύος. Σχεδιάζοντας λεπτομερώς τον PI ελεγκτή στο

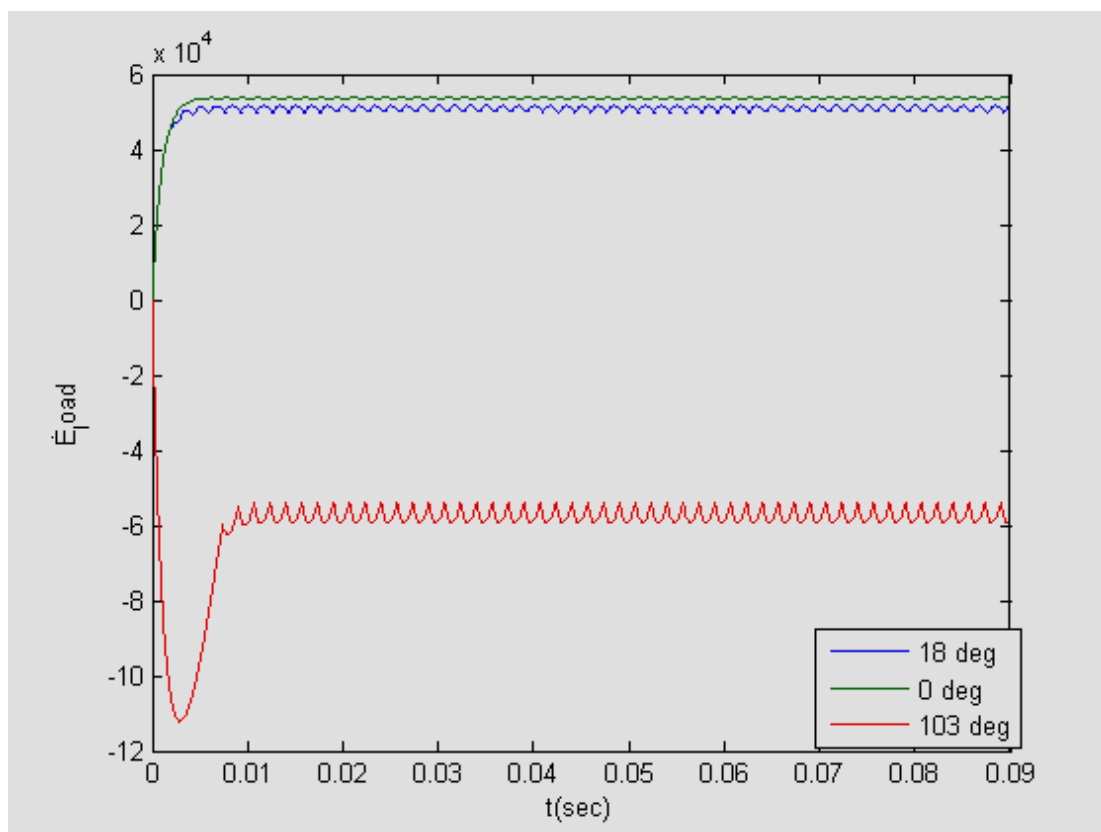
περιβάλλον Matlab (σχήμα 5.10) κατέστη δυνατή η διερεύνηση της επίπτωσης που έχει μια μεταβολή στο φορτίο, πάνω στην τάση και στο ρεύμα εξόδου του ανορθωτή. Από τις εξισώσεις (4.4.4) και (4.4.5) επιθυμούμε η άεργος ισχύς να έχει όσο το δυνατόν μικρότερη τιμή. Αυτή (η τιμή) εξαρτάται από το  $i_d$  (ρεύμα στο φορτίο), το οποίο επιθυμούμε ούτως ή άλλως να είναι σχετικά μικρό, ώστε να ελαχιστοποιηθούν οι ωμικές απώλειες. Η προσομοίωση (σχήμα 5.12) φανερώνει πως το ρεύμα στο φορτίο είναι δυνατό να ελεγχθεί, δηλαδή να μειωθεί ή να αυξηθεί κατά βούληση με τη βοήθεια του PI, ώστε να ελεγχθεί ουσιαστικά η ενεργός και η άεργος ισχύς στον ανορθωτή.



**Σχήμα 7.7:** τάση εξόδου της 12-παλμικής διάταξης για επιλεγμένες γωνίες έναυσης ( $0^\circ$ ,  $18^\circ$  και  $103^\circ$ ).

Το έκτο κεφάλαιο περιλαμβάνει την προσομοίωση της 12-παλμικής ανορθωτικής διάταξης στο Matlab. Η προσομοίωση πραγματοποιήθηκε για ποικιλία φορτίων και γωνιών έναυσης. Αντικειμενικός σκοπός της μελέτης αυτής ήταν (πέρα από την σύγκριση με την εξαπαλμική ανορθωτική διάταξη, που παρουσιάστηκε πιο πάνω) και η μελέτη των λειτουργικών ορίων της διάταξης των 12 παλμών. Στα σχήματα 6.9, 6.10, 6.16, 6.17, 6.23, 6.24, 6.28, 6.29, 6.36, 6.37, 6.50 & 6.51 καταγράφονται οι παλμοί έναυσης των θυριστορ και για τις δυο γέφυρες συναρτήσε

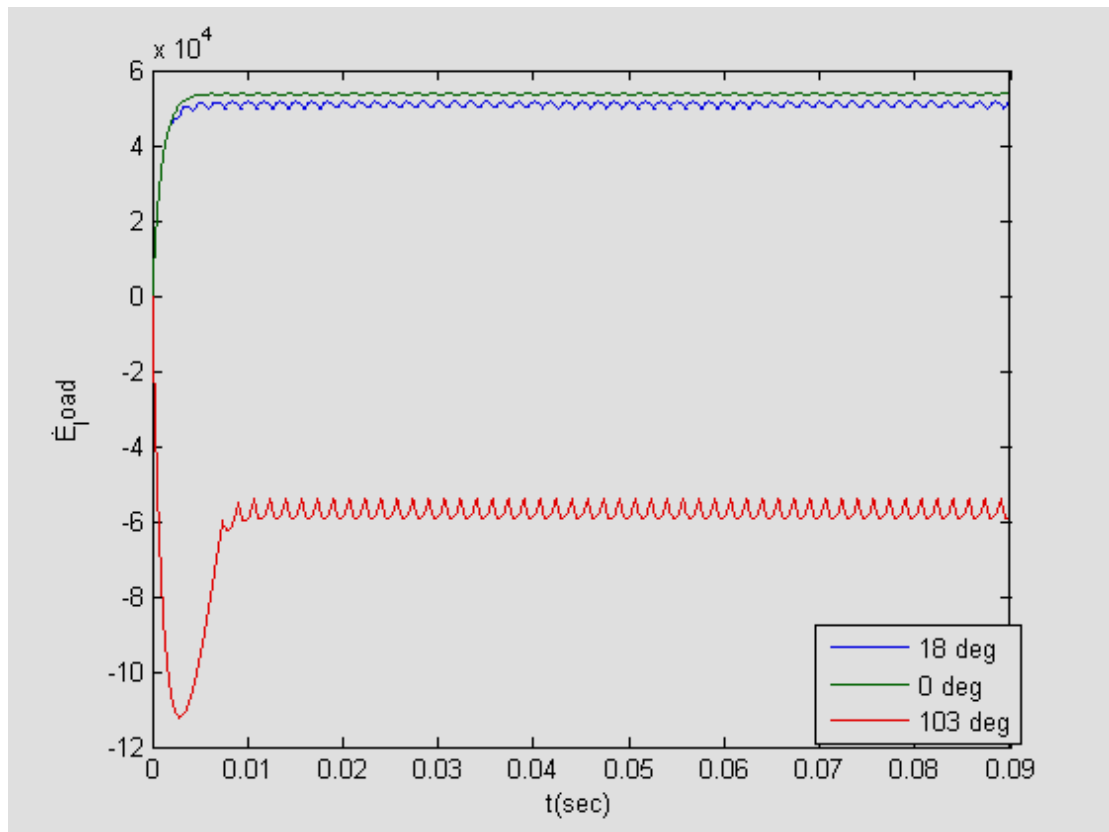
της γωνίας έναυσης που δίνεται στη διάταξη. Αυξάνοντας τη γωνία, μέχρι τις  $90^\circ$ , οι παλμοί μετατοπίζονται από το σημείο τομής των φασικών τάσεων εισόδου. Για μηδενική γωνία, τα θυριστορ ισοδυναμούν σε απλές διόδους και η διάταξη μεταπίπτει σε μη ελεγχόμενο ανορθωτή. Για γωνία έναυσης ίση με  $103^\circ$  (σχήμα 50 & 51) οι παλμοί προηγούνται του σημείου τομής των φασικών τάσεων εισόδου κατά  $103^\circ - 90^\circ$ , ενώ το ρεύμα εξόδου έχει αντίθετη φορά, όπως παρατηρούμε από το σχήμα 6.49.



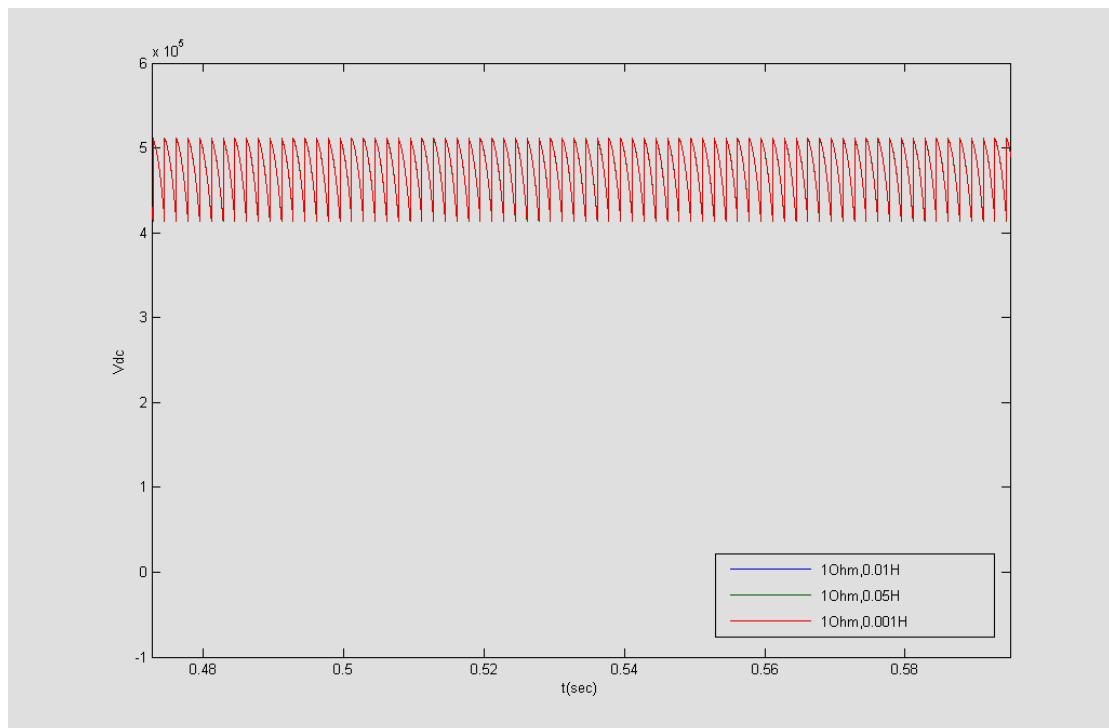
**Σχήμα 7.8:** ρεύμα εξόδου της 12-παλμικής διάταξης για επιλεγμένες γωνίες έναυσης ( $0^\circ$ ,  $18^\circ$  και  $103^\circ$ ).

Στο σχήμα 7.7, συνοψίζονται τα σχήματα 6.13, 6.24, και 6.52, όπου καταγράφεται η τάση εξόδου της 12-παλμικής διάταξης για επιλεγμένες γωνίες έναυσης ( $0^\circ$ ,  $18^\circ$  και  $103^\circ$ ). Παρατηρούμε λοιπόν ότι μέση τιμή της τάσης μειώνεται με την αύξηση της γωνίας, όπως άλλωστε προκύπτει θεωρητικά και από την εξίσωση 4.1.9. Ανάλογα συμπεράσματα λαμβάνουμε και από το σχήμα 7.8, για το ρεύμα στο φορτίο. Το σχήμα αυτό αποτελεί ουσιαστικά το συνδυασμό των σχημάτων 6.8, 6.18, 6.48.





**Σχήμα 7.9:** συμπεριφορά του ρεύματος εξόδου για την περίπτωση τριών διαφορετικών φορτίων ( $R=1\Omega$  &  $L=0.1H$ ,  $R=1\Omega$  &  $L=0.01H$ ,  $R=1\Omega$  &  $L=0.001H$ ).



**Σχήμα 7.10:** συμπεριφορά του ρεύματος εξόδου για την περίπτωση τριών διαφορετικών φορτίων ( $R=1\Omega$  &  $L=0.1H$ ,  $R=1\Omega$  &  $L=0.01H$ ,  $R=1\Omega$  &  $L=0.001H$ ).

Για την μελέτη της συμπεριφοράς του 12-παλμικού ανορθωτή σε σχέση με το φορτίο το οποίο τροφοδοτεί πραγματοποιήθηκαν οι προσομοιώσεις τα αποτελέσματα των οποίων παρουσιάζονται στα σχήματα 6.23, 6.25, 6.27, 6.33, 6.35, 6.41, τα οποία παρουσιάζονται συνοπτικά στα σχήματα 7.9 & 7.10. Αναλυτικά από το σχήμα 7.9 καταδεικνύεται η συμπεριφορά του ρεύματος εξόδου για την περίπτωση τριών διαφορετικών φορτίων ( $R=1\Omega$  &  $L=0.1H$ ,  $R=1\Omega$  &  $L=0.01H$ ,  $R=1\Omega$  &  $L=0.001H$ ). Σκοπός είναι η μελέτη της κυμάτωσης της τάσης εξόδου, η οποία όπως είναι φανερό μειώνεται αυξάνοντας τον επαγωγικό χαρακτήρα του φορτίου και αντιστρόφως. Εν αντιθέσει με το ρεύμα, που από τη σχέση 4.2.20 ή την 4.2.22 είναι εμφανές ότι εξαρτάται από το φορτίο, η τάση εξόδου παραμένει ανεπηρέαστη από το είδος του φορτίου, όπως αποδεικνύεται θεωρητικά από τη σχέση 4.19 αλλά και πρακτικά από το σχήμα 7.10.

Τελειώνοντας την παρούσα εργασία θα μπορούσαμε να αναφέρουμε προτάσεις για περαιτέρω μελέτη πάνω στο αντικείμενο των ελεγχόμενων ανορθωτών ισχύος. Έτσι λοιπόν θα μπορούσε να μελετηθεί εκτενέστερα ο εξοπλισμός καθώς και οι διάφορες τοπολογίες του HVDC, όπως επίσης και ο κεντρικός έλεγχος (Master Control) αυτού. Επιπροσθέτως θα ήταν δυνατό να αναλυθούν περισσότερο πολύπλοκης μορφής τοπολογίες ανορθωτών πολλαπλών επιπέδων, όπως είναι η 18-παλμική, η 24-παλμική κτλ ελεγχόμενη ανορθωτική διάταξη. Τέλος σαν πρόσθετη τεκμηρίωση της ανάλυσης που παρουσιάστηκε στο 4<sup>ο</sup> κεφάλαιο πάνω στα ενεργά φίλτρα θα ήταν χρήσιμη η πραγματοποίηση εξομοίωσης στο Matlab, με τη χρησιμοποίηση αντιστροφέα τροφοδοτούμενου από τάση (VSI, Voltage Source Inverter), για την εξαγωγή πολύτιμων συμπερασμάτων πάνω στην αποτελεσματικότητα των ενεργών φίλτρων στην αρμονική απομόνωση των ανορθωτών ισχύος.

## **Βιβλιογραφία:**

1. *Ηλεκτρονικά Ισχύος*, Στέφανος Μανιάς Εκδόσεις Σημαιοτών 2000.
2. *Power Electronics handbook*, Muhammad H. Rashid, Academic Press 2001.
3. *High Voltage Direct Current Transmission 2<sup>nd</sup> Edition*, Jos Arrilaga, The Institution of Electrical Engineers, London UK 1998.
4. *Φροντιστηριακές ασκήσεις Ηλεκτρονικών Ισχύος*, Στέφανος Μανιάς, Εκδόσεις Σημαιοτών 1990.
5. *Ανώτερα Κεφάλαια Ηλεκτρονικών Ισχύος*, Στέφανος Μανιάς Εκδόσεις Παπασωτηρίου 1997
6. *Ανάλυση Κυκλωμάτων με τη βοήθεια ηλεκτρονικού υπολογιστή χρησιμοποιώντας το πρόγραμμα SPICE*, Στέφανος Μανιας, Εκδόσεις Σημαιοτών 1991.
7. *Fundamentals of power electronics*, Robert W. Erickson, J. Kluwar, Academic Publish 1999.
8. *Harmonics Filtering of High Power 12-pulse Rectifier with selective hybrid filter system*, IEEE transaction of industrial electronics vol48, Dec 2001.
9. *Low-Harmonics three phase diode rectifiers based on the current injection principle*, Predrag Pejovic, Academic Mind 2005.
10. *Power Electronics converters, Applications and design*, Mohan, Robbins, New York, John Wiley 1989.
11. *Dynamic Simulation of Electric Machinery using Matlab/Simuling*, Chee Mun Ong, Prentice Hall PTR 1998.
12. *A practical Approach to harmonic compensation in power systems-series connection of passive and active filters*, Hideaki Fujita and Hirofumi Akagi IEE/IAS Ann. Conf. Rec. pp1107- 1112, 1990.

- 13. Physical Layout of Recent HVDC Transmission Projects in North America, IEEE, Special Publication 87TH0177-6-PWR, September 1986.*
- 14. Power Electronics Third Edition, Cyril W. Lader, MacGraw-Hill 1997.*
- 15. Power Electronic Control I Electrical Systems, E. Acha, V. G. Agelidis, O. Anaya-Lara, T. J. E. Miller, Newnes Power Engineering Series 2002.*
- 16. A Novel Control Method for Shunt Active Power Filters Using SVPWM, Wang Jianze, Peng Fenghua, Wu Qitao, Ji Yanchao, Member, IEEE, and Yaping Du, IAS 2004.*
- 17. Power Electronics circuits devices and applications, Prentice Hall International Editions, M. H. Rashid, 1988.*