

# “ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΑΙ ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΗ ΔΙΕΡΕΥΝΗΣΗ ΤΗΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΩΝ ΚΥΡΙΟΤΕΡΩΝ ΤΟΠΟΛΟΓΙΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΙΣΧΥΟΣ”

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΠΡΩΤΟ

### 1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

- 1.1 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ ΙΣΧΥΟΣ ΜΕ ΤΑ ΓΡΑΜΜΙΚΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ.
- 1.2 ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΙΣΧΥΟΣ.
- 1.3 ΤΑΞΙΝΟΜΗΣΗ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΕΠΕΞΕΡΓΑΣΤΩΝ ΚΑΙ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΙΣΧΥΟΣ.
- 1.4 ΣΗΜΕΡΙΝΕΣ ΤΑΣΕΙΣ ΚΑΙ ΠΡΟΟΠΤΙΚΕΣ ΣΤΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΣΧΥΟΣ.
- 1.5 ΗΜΙΑΓΩΓΙΚΟΙ ΔΙΑΚΟΠΤΕΣ ΙΣΧΥΟΣ

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΔΕΥΤΕΡΟ

- 2.1 ΜΟΝΙΜΗ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ
- 2.2 ΜΕΣΗ  $V_L$  ΚΑΙ ΜΕΣΟ  $I_C$  ΣΤΗ ΜΟΝΙΜΗ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ ΙΣΟΡΡΟΠΙΑΣ
- 2.3 ΜΕΓΙΣΤΗ ΤΙΜΗ
- 2.4 ΜΕΣΗ ΤΙΜΗ
- 2.5 ΕΝΕΡΓΟΣ ΤΙΜΗ
- 2.6 ΑΠΟΛΥΤΗ ΜΕΣΗ ΤΙΜΗ
- 2.7 ΗΜΙΤΟΝΟΕΙΔΗ ΜΕΓΕΘΗ
- 2.8 ΙΣΧΥΣ ΚΑΙ ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ
- 2.9 ΤΡΙΦΑΣΙΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ
- 2.10 ΙΣΧΥΣ ΣΤΑ ΣΥΜΜΕΤΡΙΚΑ ΤΡΙΦΑΣΙΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ
- 2.11 ΟΡΓΑΝΑ ΜΕΤΡΗΣΗΣ
- 2.12 ΑΝΑΛΥΣΗ FOURIER ΚΑΙ ΕΞΟΜΑΛΥΝΣΗ ΣΗΜΑΤΟΣ

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΤΡΙΤΟ

### **3 ΜΗ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΟΙ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ Ε.Ρ. ΣΕ Σ.Ρ. ΕΙΣΑΓΩΓΗ**

#### **3.1 ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΕΣ ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ ΜΗ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΕΣ**

3.1.1 ΧΩΡΙΣ ΜΕΤΑΒΑΣΗ

3.1.1.1 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΜΕ ΜΙΑ ΔΙΟΔΟ

A ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

B ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

Γ ΦΟΡΤΙΟ ΜΕ ΑΥΤΕΠΑΓΩΓΗ ΚΑΙ ΜΕ ΕΣΩΤΕΡΙΚΗ ΠΗΓΗ DC ΤΑΣΗΣ

3.1.1.2 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΜΕ ΤΕΣΣΕΡΙΣ ΔΙΟΔΟΥΣ

A ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

B ΜΕ DC ΠΗΓΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ

Γ ΜΕ DC ΠΗΓΗ ΤΑΣΗΣ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ

3.1.2 ΜΕ ΜΕΤΑΒΑΣΗ

3.1.2.1 ΜΕΤΑΒΑΣΗ ΜΕ ΜΙΑ ΔΙΟΔΟ ΚΑΙ ΔΙΟΔΟ ΕΛΕΥΘΕΡΗΣ ΔΙΕΛΕΥΣΗΣ

3.1.2.2 ΜΕΤΑΒΑΣΗ ΜΕ ΤΕΣΣΕΡΙΣ ΔΙΟΔΟΥΣ

#### **3.2 ΤΡΙΦΑΣΙΚΕΣ ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ**

3.2.1 ΧΩΡΙΣ ΜΕΤΑΒΑΣΗ

3.2.2.1 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΜΕ ΕΞΙ ΔΙΟΔΟΥΣ

A ΜΕ ΠΗΓΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

B ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

Γ ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

Δ ΜΕ ΕΠΑΓΩΓΗ ΚΑΙ ΠΗΓΗ ΤΑΣΗΣ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ

3.2.2 ΜΕ ΜΕΤΑΒΑΣΗ

3.2.2.1 ΜΕ ΠΗΓΗ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ Id ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ

## **ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΤΕΤΑΡΤΟ**

### **4. ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΟΙ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ Ε.Ρ. ΣΕ Σ.Ρ. ΕΙΣΑΓΩΓΗ**

#### **4.1 ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΕΣ ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΕΣ**

4.1.1 ΧΩΡΙΣ ΜΕΤΑΒΑΣΗ

4.1.1.1 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΜΕ ΕΝΑ ΘΥΡΙΣΤΟΡ

A ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

B ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

Γ ΦΟΡΤΙΟ ΜΕ ΑΥΤΕΠΑΓΩΓΗ ΚΑΙ ΜΕ ΕΣΩΤΕΡΙΚΗ ΠΗΓΗ DC ΤΑΣΗΣ

4.1.1.2 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΜΕ ΤΕΣΣΕΡΑ ΘΥΡΙΣΤΟΡ

A ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

B ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

Γ ΦΟΡΤΙΟ ΜΕ ΠΗΓΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ

4.1.1.3 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΜΕ ΔΥΟ ΘΥΡΙΣΤΟΡ

4.1.2 ΜΕ ΜΕΤΑΒΑΣΗ

- 4.1.2.1 ΑΝΟΡΘΩΤΙΚΕΣ ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ ΜΕ ΤΕΣΣΕΡΑ ΘΥΡΙΣΤΟΡ ΚΑΙ ΠΗΓΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ
- 4.2 ΤΡΙΦΑΣΙΚΕΣ ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΕΣ**
- 4.2.1 ΧΩΡΙΣ ΜΕΤΑΒΑΣΗ
- 4.2.1.1 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΜΕ ΕΞΙ ΘΥΡΙΣΤΟΡ
  - Α ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ
  - Β ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ
  - Γ ΠΗΓΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ
- 4.2.2 ΜΕ ΜΕΤΑΒΑΣΗ
- 4.2.2.1 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΜΕ ΕΞΙ ΘΥΡΙΣΤΟΡ ΚΑΙ ΠΗΓΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ
- 4.3 ΠΑΛΜΟΔΟΤΗΣΗ ΘΥΡΙΣΤΟΡ**
- 4.3.1 ΕΝΑΥΣΗ
- 4.3.2 ΣΥΓΧΡΟΝΙΣΜΟΣ ΚΑΙ ΜΕΤΑΤΟΠΙΣΗ ΤΩΝ ΠΑΛΜΩΝ ΕΝΑΥΣΗΣ

## **ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΠΕΜΠΤΟ**

### **5. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΤΑΣΗΣ ΣΕ ΣΥΝΕΧΗ ΤΑΣΗ**

- 5.1 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ ΤΑΣΗΣ**
- 5.1.1 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΜΕ ΣΥΝΕΧΗ ΑΓΩΓΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ
- 5.1.2 ΟΡΙΟ ΜΕΤΑΞΥ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΚΑΙ ΑΣΥΝΕΧΟΥΣ ΑΓΩΓΗΣ ΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ
- 5.1.3 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΑΣΥΝΕΧΟΥΣ ΑΓΩΓΗΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ
- 5.1.3.1 ΣΤΑΘΕΡΗ ΤΑΣΗ ΕΙΣΟΔΟΥ  $V_d$
- 5.1.3.2 ΣΤΑΘΕΡΗ ΤΑΣΗ ΕΞΟΔΟΥ  $V_o$
- 5.1.4 ΚΥΜΑΤΩΣΗ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ
- 5.2 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΑΝΥΨΩΣΗΣ ΤΑΣΗΣ**
- 5.2.1 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΜΕ ΣΥΝΕΧΗ ΑΓΩΓΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ
- 5.2.2 ΟΡΙΟ ΜΕΤΑΞΥ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΚΑΙ ΑΣΥΝΕΧΟΥΣ ΑΓΩΓΗΣ ΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ
- 5.2.3 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΑΣΥΝΕΧΟΥΣ ΑΓΩΓΗΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ
- 5.2.4 ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ
- 5.2.5 ΚΥΜΑΤΩΣΗ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ
- 5.3 ΜΙΚΤΟΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ/ΑΝΥΨΩΣΗΣ ΤΑΣΗΣ (BUCK-BOOST).**
- 5.3.1 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΜΕ ΣΥΝΕΧΗ ΑΓΩΓΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ
- 5.3.2 ΟΡΙΟ ΜΕΤΑΞΥ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΚΑΙ ΑΣΥΝΕΧΟΥΣ ΑΓΩΓΗΣ ΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ
- 5.3.3 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΑΣΥΝΕΧΟΥΣ ΑΓΩΓΗΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ
- 5.3.4 ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ
- 5.3.5 ΚΥΜΑΤΩΣΗ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ
- 5.4 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΤΟΥ CUK**
- 5.5 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΜΕ ΠΛΗΡΗ ΓΕΦΥΡΑ**
- 5.5.1 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ PWM ΜΕ ΔΙΠΟΛΙΚΗ ΤΑΣΗ ΕΞΟΔΟΥ
- 5.5.2 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ PWM ΜΕ ΜΟΝΟΠΟΛΙΚΗ ΤΑΣΗ ΕΞΟΔΟΥ

## **ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΕΚΤΟ**

## **6. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΤΑΣΗΣ ΣΕ ΕΝΑΛΛΑΣΣΟΜΕΝΗ ΤΑΣΗ ΕΙΣΑΓΩΓΗ**

- 6.1.1 ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΙ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ**
- 6.1.1 ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΙ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΜΕ ΤΕΤΡΑΓΩΝΙΚΗ ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΗ
  - A ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΜΕ ΗΜΙΓΕΦΥΡΑ
  - B ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΜΕ ΠΛΗΡΗ ΓΕΦΥΡΑ
- 6.1.2 ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΙ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΜΕ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΕΥΡΟΥΣ ΠΑΛΜΩΝ (PWM).
  - 6.1.2.1 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΜΕ ΔΙΠΟΛΙΚΗ ΤΑΣΗ ΕΞΟΔΟΥ
  - 6.1.2.2 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΜΕ ΜΟΝΟΠΟΛΙΚΗ ΤΑΣΗ ΕΞΟΔΟΥ
- 6.1.3 ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΗΣ ΕΞΟΔΟΥ ΜΕ ΑΠΑΛΟΙΦΗ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ
- 6.1.2 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΙ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ**
- 6.2.1 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΟΣ ΜΕΣΩ ΤΕΤΡΑΓΩΝΙΚΩΝ ΠΑΛΜΩΝ
- 6.2.2 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΜΕ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΕΥΡΟΥΣ ΠΑΛΜΩΝ (PWM).
  - 6.2.2.1 ΓΡΑΜΜΙΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ
  - 6.2.2.2 ΥΠΕΡΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ
- 6.2.3 ΒΕΛΤΙΩΜΕΝΕΣ ΜΕΘΟΔΟΙ PWM

## **ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΕΒΔΟΜΟ**

### **7. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΕΝΑΛΛΑΣΣΟΜΕΝΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΣΕ ΕΝΑΛΛΑΣΣΟΜΕΝΟ ΡΕΥΜΑ**

- 7.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ
- 7.2 ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΙ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ Ε.Ρ-Ε.Ρ**
- 7.2.1 ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ
- 7.2.2 ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ
- 7.2.3 ΚΑΘΑΡΑ ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ
- 7.2.4 ΡΥΘΜΙΣΗ ΙΣΧΥΟΣ ΕΝΟΣ ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΥ ΚΑΤΑΝΑΛΩΤΗ
- 7.3 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΙ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ Ε.Ρ-Ε.Ρ**
- 7.3.1 ΣΥΝΔΕΣΗ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΦΟΡΤΙΟΥ
- 7.3.2 ΡΥΘΜΙΣΗ ΙΣΧΥΟΣ ΕΝΟΣ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΚΑΤΑΝΑΛΩΤΗ
- 7.4 ΑΕΡΓΟΣ ΙΣΧΥΣ ΕΛΕΓΧΟΥ

## **ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΟΓΔΟΟ**

### **8. ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΕΣ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ**

- 8.1 ΠΑΛΜΟΔΟΤΗΣΗ ΘΥΡΙΣΤΟΡ

- 8.2 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΜΕ ΕΝΑ ΘΥΡΙΣΤΟΡ**
  - 8.2.1 ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ
  - 8.2.2 ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ
- 8.3 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΜΕ ΔΥΟ ΘΥΡΙΣΤΟΡ**
  - 8.3.1 ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ
  - 8.3.2 ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ
  - 8.3.3 ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ ΚΑΙ ΔΙΟΔΟ ΕΛΕΥΘΕΡΗΣ ΔΙΕΛΕΥΣΗΣ
- 8.4 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΜΕ ΕΞΙ ΘΥΡΙΣΤΟΡ**
  - 8.4.1 ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ
  - 8.4.2 ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ
  - 8.4.3 ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ ΚΑΙ ΔΙΟΔΟ ΕΛΕΥΘΕΡΗΣ ΔΙΕΛΕΥΣΗΣ
  - 8.4.4 ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΣΕ ΤΡΙΦΑΣΙΚΗ ΔΙΑΤΑΞΗ ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ
- 8.5 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΕΥΡΟΥΣ ΤΩΝ ΠΑΛΜΩΝ (PWM).**
  - 8.5.1 ΤΕΧΝΙΚΗ ΠΑΡΑΓΩΓΗΣ ΠΑΛΜΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ ΣΥΜΦΩΝΑ ΜΕ ΤΗΝ ΤΕΧΝΙΚΗ Δ.Ε.Π. ΚΑΙ ΜΕ  $D=20\%$
  - 8.5.2 ΤΕΧΝΙΚΗ ΠΑΡΑΓΩΓΗΣ ΠΑΛΜΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ ΣΥΜΦΩΝΑ ΜΕ ΤΗΝ ΤΕΧΝΙΚΗ Δ.Ε.Π. ΚΑΙ ΜΕ  $D=50\%$
  - 8.5.3 ΤΕΧΝΙΚΗ ΠΑΡΑΓΩΓΗΣ ΠΑΛΜΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ ΣΥΜΦΩΝΑ ΜΕ ΤΗΝ ΤΕΧΝΙΚΗ Δ.Ε.Π. ΚΑΙ ΜΕ  $D=80\%$
- 8.6 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΜΕ ΑΝΤΙΠΑΡΑΛΛΗΛΑ ΘΥΡΙΣΤΟΡ**
  - 8.6.1 ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ
  - 8.6.2 ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΕΝΑΤΟ

### 9 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

### ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Όπως είναι γνωστό, στις μέρες μας, οι ηλεκτρονικοί μετατροπείς ισχύος είναι οι βασικές διατάξεις που χρησιμοποιούνται για την μετατροπή της ηλεκτρικής ενέργειας από μια μορφή σε κάποια άλλη. Για να επιτευχθεί ο προαναφερθέν στόχος χρησιμοποιούνται διατάξεις, όπου βασικά δομικά στοιχεία είναι τα ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος. Ο έλεγχος των ημιαγωγικών στοιχείων καθώς και της όλης διάταξης ενός ηλεκτρονικού μετατροπέα ισχύος γίνεται με τη χρήση αναλογικών και/ή ψηφιακών ηλεκτρονικών κυκλωμάτων χαμηλής ισχύος. Στόχος και σκοπός κατά τη λειτουργία αυτού του είδους των μετατροπέων είναι ο εύκολος έλεγχος και η ρύθμιση της ροής ισχύος μεταξύ δύο διαφορετικών συστημάτων, πράγμα το οποίο εν τέλει επιτυγχάνεται.

Η ιστορία των ηλεκτρονικών ισχύος ξεκινά από τις αρχές του αιώνα μας με την ανακάλυψη του ανορθωτή υδραργύρου, αφού τα προηγούμενα χρόνια η

μετατροπή της ενέργειας γινόταν με τη βοήθεια περιστρεφόμενων μετατροπέων, που αποκαλούνται και ηλεκτρομηχανικοί μετατροπείς ενέργειας. Από τότε μέχρι σήμερα, η εξέλιξη στην τεχνολογία της κατασκευής νέων και βελτιωμένων ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος υπήρξε σημαντική και ραγδαία και σε συνδυασμό με την ανάπτυξη και την εξέλιξη της μικροηλεκτρονικής και την εμφάνιση, με όλο και βελτιωμένα τεχνικά χαρακτηριστικά μικροελεγκτών και μικροεπεξεργαστών, η τεχνολογία των ηλεκτρονικών ισχύος άρχισε να γνωρίζει μεγάλη άνθηση και να προβάλλει σήμερα, ως μια από τις βασικότερες τεχνολογικές επιστήμες της εποχής μας.

Η κατηγοριοποίηση των μετατροπέων μπορεί να γίνει με διάφορα κριτήρια. Ως κριτήρια κατηγοριοποίησης θα μπορούσαν να χρησιμοποιηθούν η μορφή της μετατροπόμενης ηλεκτρικής ενέργειας, η ισχύς του μετατροπέα, ο τύπος των χρησιμοποιούμενων ημιαγωγικών στοιχείων, η τεχνική ελέγχου με την οποία επιτυγχάνεται η μετατροπή της ενέργειας, η ροή της ισχύος, κλπ.

Στη πτυχιακή εργασία αυτή σκοπός είναι να γίνει μία λεπτομερής παρουσίαση των βασικότερων τοπολογιών ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος. Αρχικά παρουσιάζονται οι τοπολογίες και η τεχνική ελέγχου του κάθε μετατροπέα, επιλύονται οι εξισώσεις που διέπουν τη λειτουργία τους σε μόνιμη κατάσταση και παρουσιάζονται αναλυτικά οι κυματομορφές των βασικότερων μεγεθών του εκάστοτε κυκλώματος. Τέλος, σε κάποιες από τις τοπολογίες που παρουσιάζονται γίνονται διεξοδικές πειραματικές μετρήσεις σε εργαστηριακές διατάξεις για να επιβεβαιωθεί η προαναφερόμενη θεωρητική ανάλυση της λειτουργίας τους.

Πιο συγκεκριμένα, και για χάρη ευκολότερης κατανόησης από τον αναγνώστη της συγκεκριμένης εργασίας η δομή επιλέχθηκε να είναι η ακόλουθη:

Αρχικά, γίνεται μια εισαγωγή στη δομή των ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος. Παρουσιάζονται τα πλέον χρησιμοποιούμενα ημιαγωγικά στοιχεία (δομή, σύμβολο, στατικές χαρακτηριστικές λειτουργίας) και συγκρίνονται μεταξύ τους. Επίσης, γίνεται αναφορά στις βασικότερες εφαρμογές των ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος και τις τάσεις που ακολουθεί σήμερα η βιομηχανία. Αποτελέσματα που προέκυψαν από την διεξοδική ανάλυση της υπάρχουσας βιβλιογραφίας.

Στη συνέχεια, στο Κεφάλαιο 2 παρουσιάζονται κάποιες θεμελιώδεις έννοιες και ορισμοί που αφορούν βασικότερα ηλεκτρικά μεγέθη.

Κατόπιν, παρουσιάζονται αναλυτικά οι μη ελεγχόμενοι μετατροπείς εναλλασσόμενου ρεύματος σε συνεχές, όπου διεξοδικά αναλύεται η λειτουργία τους και η επίδραση του φορτίου στη λειτουργία τους.

Οι πλήρως ελεγχόμενοι μετατροπείς εναλλασσόμενου ρεύματος σε συνεχές αποτελούν το θέμα του Κεφαλαίου 4.

Στο Κεφάλαιο 5 παρουσιάζονται οι βασικότερες τοπολογίες διακοπτικών μετατροπέων συνεχούς ρεύματος σε συνεχές ρεύμα χωρίς μετασχηματιστή. Αναλύεται και παρουσιάζεται η τεχνική ελέγχου της Διαμόρφωσης του Εύρους των Παλμών, ενώ η ανάλυση της λειτουργίας αυτού του είδους των μετατροπέων γίνεται τόσο σε συνεχή κατάσταση αγωγής όσο και σε ασυνεχή κατάσταση αγωγής.

Στο Κεφάλαιο 6 παρουσιάζονται οι τοπολογίες και οι κύριες τεχνικές ελέγχου των διακοπτικών μετατροπέων συνεχούς ρεύματος σε εναλλασσόμενο. Η ανάλυση περιλαμβάνει τόσο μονοφασικές όσο και τριφασικές τοπολογίες ενώ γίνεται εκτενής αναφορά στο αρμονικό περιεχόμενο στη έξοδο αυτών των μετατροπέων.

Οι μετατροπείς χωρίς μετάβαση, δηλαδή οι τοπολογίες μετατροπέων εναλλασσόμενου ρεύματος σε εναλλασσόμενο ρεύμα με αντιπαράλληλα θυρίστορ αποτελούν το θέμα του Κεφαλαίου 7.

Τέλος, στο Κεφάλαιο 8 παρουσιάζονται πειραματικές μετρήσεις που διεξήχθησαν σε αρκετές διαφορετικές εργαστηριακές διατάξεις με σκοπό να επιβεβαιωθεί η προαναφερόμενη ανάλυση της λειτουργίας τους.

## **ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΠΡΩΤΟ**

### **2. ΕΙΣΑΓΩΓΗ**

- 1.1 ΣΥΓΚΡΙΣΗ ΤΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΚΥΚΛΩΜΑΤΩΝ ΙΣΧΥΟΣ ΜΕ ΤΑ ΓΡΑΜΜΙΚΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ.
- 1.3 ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΙΣΧΥΟΣ.
- 1.3 ΤΑΞΙΝΟΜΗΣΗ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΕΠΕΞΕΡΓΑΣΤΩΝ ΚΑΙ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΙΣΧΥΟΣ.
- 1.4 ΣΗΜΕΡΙΝΕΣ ΤΑΣΕΙΣ ΚΑΙ ΠΡΟΟΠΤΙΚΕΣ ΣΤΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΣΧΥΟΣ.
- 1.6 ΗΜΙΑΓΩΓΙΚΟΙ ΔΙΑΚΟΠΤΕΣ ΙΣΧΥΟΣ

## **ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΔΕΥΤΕΡΟ**

- 2.3 ΜΟΝΙΜΗ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ
- 2.4 ΜΕΣΗ  $V_L$  ΚΑΙ ΜΕΣΟ  $I_C$  ΣΤΗ ΜΟΝΙΜΗ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ ΙΣΟΡΡΟΠΙΑΣ
- 2.3 ΜΕΓΙΣΤΗ ΤΙΜΗ
- 2.4 ΜΕΣΗ ΤΙΜΗ
- 2.5 ΕΝΕΡΓΟΣ ΤΙΜΗ
- 2.6 ΑΠΟΛΥΤΗ ΜΕΣΗ ΤΙΜΗ
- 2.7 ΗΜΙΤΟΝΟΕΙΔΗ ΜΕΓΕΘΗ
- 2.8 ΙΣΧΥΣ ΚΑΙ ΣΥΝΤΕΛΕΣΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ
- 2.9 ΤΡΙΦΑΣΙΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ
- 2.10 ΙΣΧΥΣ ΣΤΑ ΣΥΜΜΕΤΡΙΚΑ ΤΡΙΦΑΣΙΚΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ
- 2.11 ΟΡΓΑΝΑ ΜΕΤΡΗΣΗΣ
- 2.12 ΑΝΑΛΥΣΗ FOURIER ΚΑΙ ΕΞΟΜΑΛΥΝΣΗ ΣΗΜΑΤΟΣ

## **ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΤΡΙΤΟ**

### **3 ΜΗ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΟΙ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ Ε.Ρ. ΣΕ Σ.Ρ. ΕΙΣΑΓΩΓΗ**

#### **3.2 ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΕΣ ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ ΜΗ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΕΣ**

##### **3.1.1 ΧΩΡΙΣ ΜΕΤΑΒΑΣΗ**

##### **3.1.1.1 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΜΕ ΜΙΑ ΔΙΟΔΟ**

**A ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ**

**B ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ**

**Γ ΦΟΡΤΙΟ ΜΕ ΑΥΤΕΠΑΓΩΓΗ ΚΑΙ ΜΕ ΕΣΩΤΕΡΙΚΗ ΠΗΓΗ DC ΤΑΣΗΣ**



- 3.1.1.2 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΜΕ ΤΕΣΣΕΡΙΣ ΔΙΟΔΟΥΣ
  - A ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ
  - B ΜΕ DC ΠΗΓΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ
  - Γ ΜΕ DC ΠΗΓΗ ΤΑΣΗΣ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ
- 3.1.2 ΜΕ ΜΕΤΑΒΑΣΗ
  - 3.1.2.1 ΜΕΤΑΒΑΣΗ ΜΕ ΜΙΑ ΔΙΟΔΟ ΚΑΙ ΔΙΟΔΟ ΕΛΕΥΘΕΡΗΣ ΔΙΕΛΕΥΣΗΣ
  - 3.1.2.2 ΜΕΤΑΒΑΣΗ ΜΕ ΤΕΣΣΕΡΙΣ ΔΙΟΔΟΥΣ
- 3.2 ΤΡΙΦΑΣΙΚΕΣ ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ**
  - 3.2.1 ΧΩΡΙΣ ΜΕΤΑΒΑΣΗ
    - 3.2.2.1 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΜΕ ΕΞΙ ΔΙΟΔΟΥΣ
      - A ΜΕ ΠΗΓΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ
      - B ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ
      - Γ ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ
      - Δ ΜΕ ΕΠΑΓΩΓΗ ΚΑΙ ΠΗΓΗ ΤΑΣΗΣ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ
    - 3.2.2 ΜΕ ΜΕΤΑΒΑΣΗ
      - 3.2.2.1 ΜΕ ΠΗΓΗ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ Id ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ

## **ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΤΕΤΑΡΤΟ**

### **4. ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΟΙ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ Ε.Ρ. ΣΕ Σ.Ρ. ΕΙΣΑΓΩΓΗ**

#### **4.1 ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΕΣ ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΕΣ**

- 4.1.1 ΧΩΡΙΣ ΜΕΤΑΒΑΣΗ
  - 4.1.1.1 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΜΕ ΕΝΑ ΘΥΡΙΣΤΟΡ
    - A ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ
    - B ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ
    - Γ ΦΟΡΤΙΟ ΜΕ ΑΥΤΕΠΑΓΩΓΗ ΚΑΙ ΜΕ ΕΣΩΤΕΡΙΚΗ ΠΗΓΗ DC ΤΑΣΗΣ
  - 4.1.1.2 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΜΕ ΤΕΣΣΕΡΑ ΘΥΡΙΣΤΟΡ
    - A ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ
    - B ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ
    - Γ ΦΟΡΤΙΟ ΜΕ ΠΗΓΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ
  - 4.1.1.3 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΜΕ ΔΥΟ ΘΥΡΙΣΤΟΡ
  - 4.1.2 ΜΕ ΜΕΤΑΒΑΣΗ
    - 4.1.2.1 ΑΝΟΡΘΩΤΙΚΕΣ ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ ΜΕ ΤΕΣΣΕΡΑ ΘΥΡΙΣΤΟΡ ΚΑΙ ΠΗΓΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ

#### **4.2 ΤΡΙΦΑΣΙΚΕΣ ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΕΣ**

- 4.2.1 ΧΩΡΙΣ ΜΕΤΑΒΑΣΗ
  - 4.2.1.1 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΜΕ ΕΞΙ ΘΥΡΙΣΤΟΡ
    - A ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ
    - B ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ
    - Γ ΠΗΓΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ
  - 4.2.2 ΜΕ ΜΕΤΑΒΑΣΗ
    - 4.2.2.1 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΜΕ ΕΞΙ ΘΥΡΙΣΤΟΡ ΚΑΙ ΠΗΓΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ

#### **4.4 ΠΑΛΜΟΔΟΤΗΣΗ ΘΥΡΙΣΤΟΡ**

- 4.3.1 ΕΝΑΥΣΗ
- 4.3.2 ΣΥΓΧΡΟΝΙΣΜΟΣ ΚΑΙ ΜΕΤΑΤΟΠΙΣΗ ΤΩΝ ΠΑΛΜΩΝ ΕΝΑΥΣΗΣ

## **ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΠΕΜΠΤΟ**

### **7. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΤΑΣΗΣ ΣΕ ΣΥΝΕΧΗ ΤΑΣΗ**

#### **5.1 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ ΤΑΣΗΣ**

- 5.1.1 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΜΕ ΣΥΝΕΧΗ ΑΓΩΓΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ
- 5.1.2 ΟΡΙΟ ΜΕΤΑΞΥ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΚΑΙ ΑΣΥΝΕΧΟΥΣ ΑΓΩΓΗΣ ΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

#### **5.1.3 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΑΣΥΝΕΧΟΥΣ ΑΓΩΓΗΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ**

- 5.1.3.1 ΣΤΑΘΕΡΗ ΤΑΣΗ ΕΙΣΟΔΟΥ  $V_d$

- 5.1.3.2 ΣΤΑΘΕΡΗ ΤΑΣΗ ΕΞΟΔΟΥ  $V_o$

- 5.1.4 ΚΥΜΑΤΩΣΗ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ

#### **5.2 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΑΝΥΨΩΣΗΣ ΤΑΣΗΣ**

- 5.1.1 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΜΕ ΣΥΝΕΧΗ ΑΓΩΓΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ
- 5.1.2 ΟΡΙΟ ΜΕΤΑΞΥ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΚΑΙ ΑΣΥΝΕΧΟΥΣ ΑΓΩΓΗΣ ΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

- 5.2.3 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΑΣΥΝΕΧΟΥΣ ΑΓΩΓΗΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

- 5.2.4 ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ

- 5.2.5 ΚΥΜΑΤΩΣΗ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ

#### **5.3 ΜΙΚΤΟΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ/ΑΝΥΨΩΣΗΣ ΤΑΣΗΣ (BUCK-BOOST).**

- 5.3.1 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΜΕ ΣΥΝΕΧΗ ΑΓΩΓΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

- 5.3.2 ΟΡΙΟ ΜΕΤΑΞΥ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΚΑΙ ΑΣΥΝΕΧΟΥΣ ΑΓΩΓΗΣ ΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

- 5.3.3 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΑΣΥΝΕΧΟΥΣ ΑΓΩΓΗΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

- 5.3.4 ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ

- 5.3.5 ΚΥΜΑΤΩΣΗ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ

#### **5.4 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΤΟΥ CUK**

#### **5.5 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΜΕ ΠΛΗΡΗ ΓΕΦΥΡΑ**

- 5.5.1 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ PWM ΜΕ ΔΙΠΟΛΙΚΗ ΤΑΣΗ ΕΞΟΔΟΥ

- 5.5.2 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ PWM ΜΕ ΜΟΝΟΠΟΛΙΚΗ ΤΑΣΗ ΕΞΟΔΟΥ

## **ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΕΚΤΟ**

### **8. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΤΑΣΗΣ ΣΕ**

#### **ΕΝΑΛΛΑΣΣΟΜΕΝΗ ΤΑΣΗ**

#### **ΕΙΣΑΓΩΓΗ**

#### **6.1.3 ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΙ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ**

- 6.1.1 ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΙ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΜΕ ΤΕΤΡΑΓΩΝΙΚΗ ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΗ

A ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΜΕ ΗΜΙΓΕΦΥΡΑ

B ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΜΕ ΠΛΗΡΗ ΓΕΦΥΡΑ

- 6.1.2 ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΙ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΜΕ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΕΥΡΟΥΣ ΠΑΛΜΩΝ (PWM).
- 6.1.2.1 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΜΕ ΔΙΠΟΛΙΚΗ ΤΑΣΗ ΕΞΟΔΟΥ
- 6.1.2.2 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΜΕ ΜΟΝΟΠΟΛΙΚΗ ΤΑΣΗ ΕΞΟΔΟΥ
- 6.1.3 ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΗΣ ΕΞΟΔΟΥ ΜΕ ΑΠΑΛΟΙΦΗ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ
- 6.1.4 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΙ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ**
- 6.2.1 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΟΣ ΜΕΣΩ ΤΕΤΡΑΓΩΝΙΚΩΝ ΠΑΛΜΩΝ
- 6.2.2 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΜΕ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΕΥΡΟΥΣ ΠΑΛΜΩΝ (PWM).
- 6.2.2.1 ΓΡΑΜΜΙΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ
- 6.2.2.2 ΥΠΕΡΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ
- 6.2.3 ΒΕΛΤΙΩΜΕΝΕΣ ΜΕΘΟΔΟΙ PWM

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΕΒΔΟΜΟ

### 7. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΕΝΑΛΛΑΣΣΟΜΕΝΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΣΕ ΕΝΑΛΛΑΣΣΟΜΕΝΟ ΡΕΥΜΑ

- 7.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ
- 7.2 ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΙ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ Ε.Ρ-Ε.Ρ**
- 7.2.1 ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ
- 7.2.2 ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ
- 7.2.3 ΚΑΘΑΡΑ ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ
- 7.2.4 ΡΥΘΜΙΣΗ ΙΣΧΥΟΣ ΕΝΟΣ ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΥ ΚΑΤΑΝΑΛΩΤΗ
- 7.3 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΙ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ Ε.Ρ-Ε.Ρ**
- 7.3.1 ΣΥΝΔΕΣΗ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΦΟΡΤΙΟΥ
- 7.3.2 ΡΥΘΜΙΣΗ ΙΣΧΥΟΣ ΕΝΟΣ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΚΑΤΑΝΑΛΩΤΗ
- 7.4 ΑΕΡΓΟΣ ΙΣΧΥΣ ΕΛΕΓΧΟΥ

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΟΓΔΟΟ

### 8. ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΕΣ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ

- 8.1 ΠΑΛΜΟΔΟΤΗΣΗ ΘΥΡΙΣΤΟΡ
- 8.2 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΜΕ ΕΝΑ ΘΥΡΙΣΤΟΡ**
- 8.2.1 ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ
- 8.2.2 ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ
- 8.3 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΜΕ ΔΥΟ ΘΥΡΙΣΤΟΡ**
- 8.3.1 ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ
- 8.3.2 ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ
- 8.3.3 ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ ΚΑΙ ΔΙΟΔΟ ΕΛΕΥΘΕΡΗΣ ΔΙΕΛΕΥΣΗΣ
- 8.4 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΜΕ ΕΞΙ ΘΥΡΙΣΤΟΡ**
- 8.4.1 ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ
- 8.4.2 ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

- 8.4.3 ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ ΚΑΙ ΔΙΟΔΟ ΕΛΕΥΘΕΡΗΣ ΔΙΕΛΕΥΣΗΣ
- 8.4.4 ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΣΕ ΤΡΙΦΑΣΙΚΗ ΔΙΑΤΑΞΗ ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ
  
- 8.5 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΕΥΡΟΥΣ ΤΩΝ ΠΑΛΜΩΝ (PWM).**
- 8.5.1 ΤΕΧΝΙΚΗ ΠΑΡΑΓΩΓΗΣ ΠΑΛΜΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ ΣΥΜΦΩΝΑ ΜΕ ΤΗΝ ΤΕΧΝΙΚΗ Δ.Ε.Π. ΚΑΙ ΜΕ  $D=20\%$
- 8.5.2 ΤΕΧΝΙΚΗ ΠΑΡΑΓΩΓΗΣ ΠΑΛΜΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ ΣΥΜΦΩΝΑ ΜΕ ΤΗΝ ΤΕΧΝΙΚΗ Δ.Ε.Π. ΚΑΙ ΜΕ  $D=50\%$
- 8.5.3 ΤΕΧΝΙΚΗ ΠΑΡΑΓΩΓΗΣ ΠΑΛΜΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ ΣΥΜΦΩΝΑ ΜΕ ΤΗΝ ΤΕΧΝΙΚΗ Δ.Ε.Π. ΚΑΙ ΜΕ  $D=80\%$
  
- 8.6 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΜΕ ΑΝΤΙΠΑΡΑΛΛΗΛΑ ΘΥΡΙΣΤΟΡ**
- 8.6.1 ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ
- 8.6.2 ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

## **ΚΕΦΑΛΑΙΟ ΕΝΑΤΟ**

### **9 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ**

## **1. ΕΙΣΑΓΩΓΗ**

Ο έλεγχος της ροής της ηλεκτρικής ενέργειας υπήρξε ως στόχος από την αρχή της ανάπτυξης της και πολλοί επιστήμονες και ερευνητές δραστηριοποιήθηκαν έντονα για την εξερεύνηση μεθόδων και μέσων για την επίτευξη αυτού του σκοπού. Η εφεύρεση του τρανζίστορ το 1948 από τους Bardeen, Brattain και Shockley στα Bell Laboratories στις Ηνωμένες Πολιτείες σήμανε την έναρξη της πρώτης “επανάστασης” των ηλεκτρονικών, ενώ δέκα χρόνια αργότερα, το έτος 1958, άρχισε η δεύτερη “επανάσταση” των ηλεκτρονικών με τη δημιουργία του θυρίστορ από τον οίκο General Electric Company, ξανά στις Ηνωμένες Πολιτείες της Αμερικής. Το νέο αυτό στοιχείο ονομάστηκε τότε Silicon Controlled Rectifier (SCR). Με το θυρίστορ έχουμε τη δυνατότητα ελέγχου ροής ηλεκτρικών ρευμάτων, των οποίων η τιμή μπορεί να κυμαίνεται από μικρές τιμές (A) μέχρι πολύ υψηλές τιμές (kA). Έτσι, αποτελεί το κυρίαρχο δομικό στοιχείο των διατάξεων ηλεκτρονικών ισχύος, μέσω των οποίων επιτυγχάνεται η μετατροπή εναλλασσόμενης τάσης σε συνεχή ή το αντίστροφο η μετατροπή συνεχούς τάσης σε συνεχή αλλά μεταβλητής τιμής και ταυτόχρονα ο έλεγχος της ροής ισχύος από τη μία πλευρά προς την άλλη (δηλαδή, μεταξύ παραγωγής-κατανάλωσης. Αργότερα, με την πρόοδο της επιστήμης και της τεχνολογίας, εκτός από το θυρίστορ και φυσικά τη δίοδο, αναπτύχθηκαν και άλλα σημαντικά ηλεκτρονικά στοιχεία ισχύος όπως το θυρίστορ GTO (Gate-Turn-Off-Thyristor), το τρανζίστορ ισχύος MOSFET (Metal-Oxide-Silicon-Field-Effect-Transistor), το GBT (Insulated Bipolar Transistor) και πρόσφατα το θυρίστορ IGCT (Integrated-Gate-Commutated-Thyristor). Έτσι, διανύοντας την αρχή της πέμπτης δεκαετίας από την πραγματοποίηση του πρώτου ελεγχόμενου ημιαγωγικού στοιχείου ισχύος έχουμε πλέον στη διάθεσή μας πολλά δομικά στοιχεία, με τα οποία συγκροτούμε μια ποικιλία διατάξεων για αξιόπιστη, γρήγορη, αθόρυβη, ευνοϊκή από οικονομική άποψη και με πολύ υψηλό βαθμό απόδοσης ελεγχόμενη μετατροπή ηλεκτρομηχανικής ή ηλεκτρικής ισχύος αρχίζοντας από μικρά (W) και φθάνοντας έως πολύ μεγάλα μεγέθη ισχύος (MW). [1-5, 9-14, 24, 27]

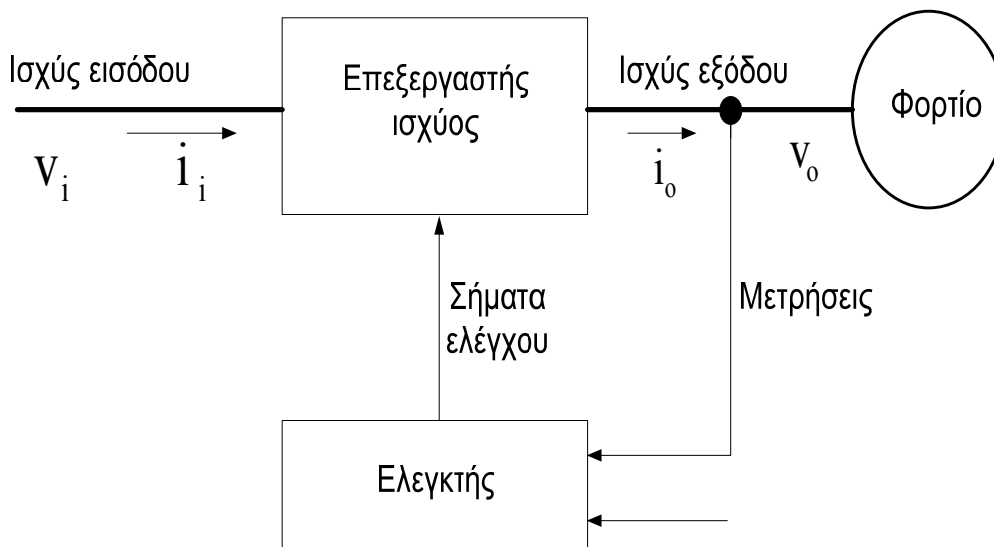
Εκτιμήσεις προερχόμενες από το διεθνή χώρο στην αρχή της δεκαετίας του 1990 αναφέρουν ότι ένα ποσό της τάξεως 60% της ηλεκτρικής ενέργειας απορροφάται από ηλεκτρικούς κινητήρες και 24% καταναλώνεται για φωτισμό και θέρμανση. Εάν ενσωματωθούν στα αντίστοιχα συστήματα παροχής ηλεκτρικής ενέργειας οι κατάλληλες διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος, οι οποίες διαθέτουν ‘νοημοσύνη’ και δυνατότητες ελέγχου, είναι δυνατόν να βελτιωθεί σημαντικά ο βαθμός απόδοσης και συνεπώς να εξοικονομηθεί ενέργεια, στόχος πλέον, επιβεβλημένος για την αντιμετώπιση των διαρκώς αυξανόμενων ενεργειακών αναγκών της ανθρωπότητας. Τα συστήματα που βασίζονται στα ηλεκτρονικά ισχύος, λοιπόν, παρέχουν τη δυνατότητα αφ’ ενός της ευέλικτης ρύθμισης της ποσότητας της παρεχόμενης ισχύος, αφ’ ετέρου της σημαντικής βελτίωσης του βαθμού απόδοσης. Σύμφωνα με επιστημονικές εκτιμήσεις, που είχαν γίνει ήδη προ εικοσιπενταετίας, η ηλεκτρική ενέργεια βρίσκεται περί το 40% της συνολικής ενέργειας, που καταναλώνεται σε ολόκληρο τον πλανήτη και συνεπώς είναι εύλογος ο ισχυρισμός, ότι ο βαθμός απόδοσης των διατάξεων μετατροπής ηλεκτρικής ενέργειας πρέπει να είναι όσο το δυνατόν υψηλότερος, όπως βεβαίως το ίδιο πρέπει να συμβαίνει με κάθε διάταξη μετατροπής οποιασδήποτε μορφής ενέργειας. Κατά τις ίδιες εκτιμήσεις, ένα ποσοστό της ηλεκτρικής ενέργειας, που υπερβαίνει το 50%, φθάνει στους

καταναλωτές αφού διέλθει μέσω διατάξεων και συστημάτων μετατροπής αποτελούμενων από ηλεκτρονικά ισχύος. [2, 15-17, 27]

Οι ηλεκτρονικές διατάξεις μετατροπής ισχύος ( ηλεκτρονικοί μετατροπείς ισχύος ) περιέχουν αφ' ενός τα κύρια ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος όπως θυρίστορ, GTO, MOSFET, IGBT κ.λπ., τα οποία στην ουσία είναι ελεγχόμενοι διακόπτες ηλεκτρικού ρεύματος, αφ' ετέρου ένα πλήθος ηλεκτρονικών στοιχείων χαμηλής ισχύος όπως ολοκληρωμένα κυκλώματα και μικροεπεξεργαστές, που είναι απαραίτητα για τον έλεγχο της διακοπτικής και επιθυμητής λειτουργίας των κύριων ημιαγωγικών στοιχείων. Από τη σύνθεση των ηλεκτρονικών στοιχείων αυτών των δύο κατηγοριών καθώς και διαφόρων άλλων συμβατικών στοιχείων όπως μετασχηματιστών, πηνίων, πυκνωτών, ηλεκτρονόμων, ασφαλειών κ.λπ., προκύπτουν οι ολοκληρωμένοι ηλεκτρονικοί μετατροπείς ισχύος, που παρεμβαίνουν μεταξύ της πηγής και καταναλωτή για την επίτευξη του ελέγχου της ροής ισχύος σύμφωνα με τις εκάστοτε προδιαγραφές του χρήστη και τη φύση των ποικίλων φορτίων.

Στο σχήμα 1 δίνεται ένα γενικό λειτουργικό διάγραμμα ενός ηλεκτρονικού συστήματος ισχύος. Η ισχύς εισόδου του μετατροπέα ισχύος παρέχεται συνήθως (αλλά όχι πάντα) από το δίκτυο (μονοφασικό ή τριφασικό) με συχνότητα 50 ή 60 Hz. Η γωνία φάσης ανάμεσα στην τάση και το ρεύμα εισόδου εξαρτάται από την τοπολογία και τον έλεγχο του μετατροπέα ισχύος. Η επεξεργασμένη έξοδος (τάση, ρεύμα, συχνότητα, αριθμός φάσεων) είναι αυτή που απαιτεί το φορτίο. Συνήθως, η έξοδος του μετατροπέα ισχύος συγκρίνεται με μια επιθυμητή αναφορά (είσοδος αναφοράς) και το μεταξύ τους σφάλμα ελαχιστοποιείται με τη βοήθεια ενός ελεγκτή. Σε αυτά τα συστήματα η ροή της ισχύος πρέπει να είναι αμφίδρομη (σε αρκετές εφαρμογές) ώστε να εναλλάσσονται οι ρόλοι της εισόδου και της εξόδου.

Το πεδίο της επιστήμης των ηλεκτρονικών ισχύος περιλαμβάνει τη μελέτη των ημιαγωγικών στοιχείων και των αντίστοιχων διατάξεων, τη μελέτη της τοπολογίας των μετατροπέων, την ανάλυση και την προσομοίωση της λειτουργίας τους, τις τεχνικές ελέγχου και πρόβλεψης και άλλες διατάξεις προστασίας μαζί με το απαραίτητο λογισμικό



**Σχήμα 1.1** Γενικό λειτουργικό διάγραμμα ενός ηλεκτρονικού συστήματος ισχύος

## 1.1 Σύγκριση κλασικών ηλεκτρομηχανικών μετατροπέων ισχύος με τους ηλεκτρονικούς μετατροπείς ισχύος.

Σε κάθε διαδικασία μετατροπής ισχύος, όπως αυτή του σχήματος 1, είναι επιθυμητό οι απώλειες να είναι μικρές και επομένως η απόδοση μεγάλη. Αυτό είναι σημαντικό, λόγω του κόστους της ενέργειας και της δυσκολίας απαγωγής της θερμότητας που παράγεται από την κατανάλωση ενέργειας. Άλλοι σπουδαίοι παράγοντες που λαμβάνονται υπόψη σήμερα κατά το σχεδιασμό ενός ηλεκτρονικού μετατροπέα ισχύος είναι η ελάττωση του όγκου, του βάρους και του κόστους.

Πριν την εμφάνιση των ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος η μετατροπή της ηλεκτρικής ενέργειας γινόταν μέσω των ηλεκτρομηχανικών μετατροπέων ισχύος. Η φιλοσοφία που ίσχυε ήταν η ηλεκτρική ενέργεια να μετατρέπεται σε μηχανική και στην συνέχεια ξανά σε ηλεκτρική με τα επιθυμητά χαρακτηριστικά. Κλασικό παράδειγμα ενός κυρίως χρησιμοποιούμενου στη βιομηχανία ηλεκτρομηχανικού μετατροπέα είναι το σύστημα Ward-Leonard, που χρησιμοποιούσαν στο παρελθόν κυρίως για τον έλεγχο των κινητήρων συνεχούς ρεύματος. Σήμερα πλέον, η μετατροπή της ηλεκτρικής ενέργειας μπορεί να γίνει με την χρήση των ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος παρουσιάζοντας πολλά πλεονεκτήματα.

Τα βασικότερα πλεονεκτήματα των ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος σε σχέση τους κλασικούς ηλεκτρομηχανικούς μετατροπείς, είναι :

- *Ελάχιστες ανάγκες συντήρησης, αφού οι συσκευές αυτές δεν έχουν κινητά μέρη*
- *Μεγάλος συντελεστής απόδοσης που ξεπερνάει για κάποιες διατάξεις το 90 %*
- *Σχετικά μικρό κόστος αγοράς*
- *Μικρός όγκος και βάρος*
- *Λόγω της έλλειψης κινητών μερών οι διατάξεις αυτές δεν απαιτούν ισχυρές βάσεις στήριξης*
- *Αθόρυβες στη λειτουργία τους*
- *Αμεσότητα και ακρίβεια*

Το μεγαλύτερο μειονέκτημα αυτών των διατάξεων είναι η απαίτηση άεργου ισχύος από το δίκτυο καθώς και η δημιουργία ανώτερων αρμονικών στο δίκτυο, από το οποίο αυτές τροφοδοτούνται.

## 1.2 Εφαρμογές των ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος.

Η ραγδαία ανάπτυξη του κλάδου των ηλεκτρονικών ισχύος τα τελευταία χρόνια έδωσε τη δυνατότητα για αντικατάσταση των παλιών ηλεκτρομηχανικών μετατροπέων ισχύος με νέες διατάξεις ισχύος, τόσο σε βιομηχανικές εγκαταστάσεις όσο και σε οικιακές συσκευές καθημερινής χρήσης.

Η εκτεταμένη ζήτηση της αγοράς ηλεκτρονικών διατάξεων ισχύος οφείλεται σε παράγοντες, όπως :

1. εξοικονόμηση ενέργειας
2. ελάττωση του κόστους
3. δυνατότητα ευκολότερου ελέγχου
4. μικρότερο μέγεθος

Ενώ στη συνέχεια παρουσιάζονται οι κυριότερες εφαρμογές των ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος που συναντιούνται συχνά στη βιομηχανία αλλά και σε οικιακές συσκευές.

### Συστήματα αδιάλειπτης παροχής ισχύος (UPS)

Πολλές φορές απαιτείται να τροφοδοτήσουμε συσκευές των οποίων η λειτουργία δεν πρέπει να διακοπεί για καμία αιτία, όπως τυχαίας διακοπής ρεύματος. Στην κατηγορία αυτή ανήκουν κυρίως υπολογιστές που χρησιμοποιούνται σε κρίσιμες εφαρμογές όπως νοσοκομειακές μονάδες, κτλ. Όπου στην τροφοδοσία τέτοιων συσκευών χρησιμοποιούμε συστήματα αδιάλειπτης παροχής τάσης (UPS).

### Διόρθωση συντελεστή ισχύος

Η εμφάνιση άεργου ισχύος στους ηλεκτρονικούς μετατροπείς ισχύος που τροφοδοτούνται με εναλλασσόμενη τάση αποτελεί μειονέκτημα τους, όπως εξάλλου πολλών άλλων συσκευών εναλλασσόμενου ρεύματος, λόγω της εμφανιζόμενης άεργου ισχύος ταλαντώνεται μεταξύ της παραγωγής και του φορτίου χωρίς να προσφέρει ωφέλιμο έργο. Στις διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος η άεργος ισχύς μπορεί να διακριθεί σε δυο κατηγορίες, αυτή που δημιουργείται από τη βασική αρμονική του ρεύματος και αυτή που οφείλεται στις ανώτερες αρμονικές. Η άεργος ισχύς που οφείλεται στην πρώτη αρμονική (που είναι και μεγαλύτερη) μπορεί να απαλειφθεί με διατάξεις διόρθωσης του συντελεστή ισχύος με την χρήση ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος.

### Επαγωγική θέρμανση

Με τα συμβατικά συστήματα θέρμανσης για βιομηχανικές εφαρμογές ένα σημαντικό μέρος της παραγόμενης θερμότητας διαφεύγει στο περιβάλλον, με αποτέλεσμα η απόδοση να είναι χαμηλή. Η λειτουργία των διατάξεων που θερμαίνουν με επαγωγή βασίζεται στο φαινόμενο της επαγωγής και της θέρμανσης ενός υλικού όταν βρεθεί σε κατάλληλο μεταβαλλόμενο ηλεκτρομαγνητικό πεδίο που παράγεται από ένα κύκλωμα συντονισμού. Η τιμή της συχνότητας του κυκλώματος ποικίλει ανάλογα με την εφαρμογή και το υλικό: μικρές συχνότητες είναι κατάλληλες για λιώσιμο μετάλλων ενώ μεγάλες συχνότητες της τάξης εκατοντάδων ΚHz χρησιμοποιούνται για κόλληση, σκλήρυνση μετάλλων σφυρηλάτηση μετάλλων κ.α..

### Φωτισμός

Όπου είναι επιθυμητή η ρύθμιση της φωτεινής έντασης με την χρήση ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος μπορούμε να έχουμε έλεγχο της φωτεινής ακτινοβολίας με οικονομικότερο και ευκολότερο τρόπο απ' ότι με άλλες διατάξεις.



## Ηλεκτρογνυμεία

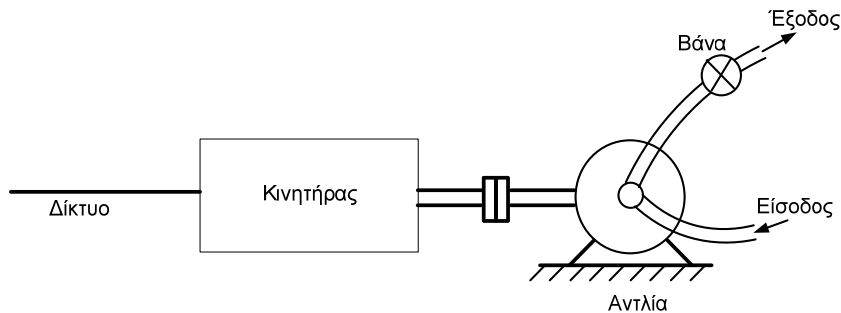
Κατάλληλες διατάξεις ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος χρησιμοποιούνται για την ηλεκτρόλυση, όπου απαιτείται κατάλληλη συνεχής τάση και υψηλά συνεχή ρεύματα, ο γαλβανισμός, η τήξη μετάλλων όπου απαιτείται υψηλής συχνότητας μαγνητικό πεδίο κ.λπ.

### Εκμετάλλευση ήπιων μορφών ενέργειας

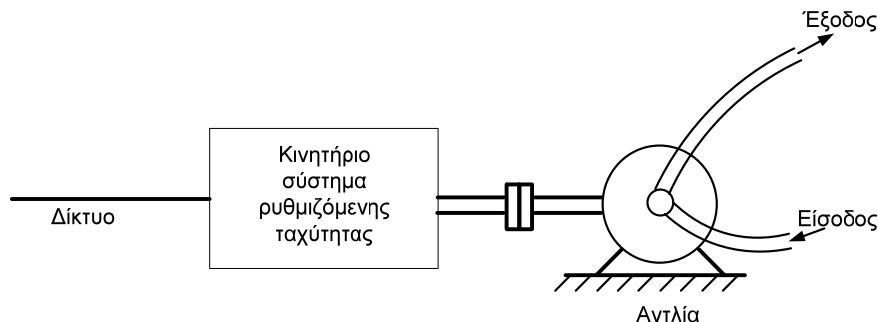
Όπου η μετατροπή της τάσης των φωτοβολταϊκών γεννητριών ή ανεμογεννητριών, λόγω της μεταβαλλόμενης τιμής του φωτοβολταϊκού ή αιολικού δυναμικού, είναι απαραίτητη για τη δημιουργία τάσεως με σταθερά ηλεκτρικά χαρακτηριστικά ( ενεργός τιμή και συχνότητα ) κατάλληλη για την τροφοδοσία των καταναλωτών. Οι ηλεκτρονικοί μετατροπείς ισχύος έδωσαν τη δυνατότητα της εκμετάλλευσης και της παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας μέσω ΑΠΕ είτε σε αυτόνομα είτε σε διασυνδεδεμένα δίκτυα.

### Έλεγχος των στρωφών κινητήρα

Στις περισσότερες βιομηχανικές εφαρμογές απαιτείται ο έλεγχος των στρωφών των ηλεκτρικών κινητήρων. Σήμερα, μπορούμε να έχουμε μετατροπείς, με υψηλό βαθμό απόδοσης για τον έλεγχο όλων των ειδών των κινητήρων. Στο σχήμα 1.2.α βλέπουμε ένα συμβατικό αντλητικό σύστημα όπου η αντλία λειτουργεί με σχεδόν σταθερή ταχύτητα και η ροή ελέγχεται με τη ρύθμιση της βάνας. Αυτή η διαδικασία προκαλεί σημαντικές απώλειες στη βάννα, όταν η ροή διατηρείται χαμηλή, ενώ η ισχύς που απορροφάται από το δίκτυο παραμένει σχεδόν η ίδια και ίση με αυτή της μέγιστης ροής. Αυτές οι απώλειες ισχύος αποφεύγονται στο σύστημα του σχήματος 1.2.β, στο οποίο χρησιμοποιείται ένα κινητήριο σύστημα μεταβλητής ταχύτητας, με σκοπό να ρυθμίζεται η ταχύτητα της αντλίας σε επίπεδο κατάλληλο για την επίτευξη της επιθυμητής ροής.



**Σχήμα 1.2.α** Συμβατικό αντλητικό σύστημα με σταθερή ταχύτητα.



**Σχήμα 1.2.β** Συμβατικό αντλητικό σύστημα μεταβλητής ταχύτητας.

Στον πίνακα 1 αναφέρονται διάφορες εφαρμογές που καλύπτουν μια ευρεία περιοχή ισχύος, από μερικές δεκάδες watt μέχρι αρκετές εκατοντάδες Mwatt. Καθώς βελτιώνεται η λειτουργία των ημιαγωγών ισχύος και πέφτει το κόστος τους, αναμφισβήτητα περισσότερα συστήματα θα χρησιμοποιούν ηλεκτρονικά ισχύος.

<p>(Α) ΟΙΚΙΑΚΕΣ Ψύξη και κατάψυξη Θέρμανση χώρων Κλιματισμός Μαγείρεμα Φωτισμός Ψυχαγωγικός εξοπλισμός και εξοπλισμός γραφείου</p>	<p>(Δ) ΜΕΤΑΦΟΡΕΣ Ηλεκτροκίνητα οχήματα Φορτιστές μπαταριών Σιδηρόδρομοι Τράμ και τρόλεϋ Αυτοκίνητα</p>
<p>(Β) ΕΜΠΟΡΙΚΕΣ Θέρμανση, εξαερισμός και κλιματισμός Κεντρική ψύξη Φωτισμός Υπολογιστές και εξοπλισμός γραφείου Αδιάλειπτη τροφοδοσία (UPS) Ανελκυστήρες</p>	<p>(Ε) ΚΟΙΝΟΦΕΛΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ Μεταφορά υψηλής dc τάσης Διόρθωση συντελεστή ισχύος Ανανεώσιμες πηγές ενέργειας Συστήματα αποθήκευσης ενέργειας Υδραγωγεία</p>
<p>(Γ) ΒΙΟΜΗΧΑΝΙΚΕΣ Αντλίες Συμπιεστές Στροβιλοσυμπιεστές και εξαεριστές Εργαλειομηχανές Φούρνοι τόξου, επαγωγικοί φούρνοι Φωτισμός Βιομηχανικά lasers Επαγωγική θέρμανση Συγκολλήσεις</p>	<p>(ΣΤ) ΔΙΑΣΤΗΜΑ Τροφοδοσία συστημάτων τηλεπικοινωνίας Συστήματα τροφοδοσίας δορυφόρων Συστήματα τροφοδοσίας αεροσκαφών</p> <p>(Ζ) ΤΗΛΕΠΙΚΟΙΝΩΝΙΕΣ Φορτιστές μπαταριών Τροφοδοτικά (dc και UPS)</p>

**Πίνακας 1.** Κύριες εφαρμογές των ηλεκτρικών μετατροπέων ισχύος.

### 1.3 Ταξινόμηση ηλεκτρικών μετατροπέων ισχύος

Για τη συστηματική μελέτη των ηλεκτρονικών συστημάτων ισχύος, είναι χρήσιμο να διακριθούν οι μετατροπείς ισχύος. Κριτήρια κατηγοριοποίησης του μπορεί να είναι η μορφή της τάσης ή της συχνότητας της εισόδου και της εξόδου, ο τρόπος μετάβασης των ηλεκτρονικών στοιχείων, το είδος της μετατροπής και τέλος η ισχύς.

#### 1. Μορφή της τάσης ή συχνότητας εισόδου και εξόδου:

Στα περισσότερα ηλεκτρονικά συστήματα ισχύος η είσοδος προέρχεται από το δίκτυο. Σε ειδικές εφαρμογές μπορεί να έχουμε και ως είσοδο συνεχή τάση (μπαταρίες, φωτοβολταϊκά):

- Συνεχούς Τάσης (dc)
  - α) με σταθερό πλάτος
  - β) με ρυθμιζόμενο πλάτος
- Εναλλασσόμενης Τάσης (ac)
  - α) με σταθερή συχνότητα και ρυθμιζόμενο πλάτος
  - β) με ρυθμιζόμενη συχνότητα και ρυθμιζόμενο πλάτος

Το δίκτυο και το φορτίο, ανεξάρτητα το ένα από το άλλο, μπορεί να είναι μονοφασικά ή τριφασικά σε εναλλασσόμενη τάση. Γενικά η ροή της ισχύος είναι από το δίκτυο προς το φορτίο, αλλά υπάρχουν και εξαιρέσεις. Για παράδειγμα σ' ένα φωτοβολταϊκό σύστημα διασυνδεδεμένο με το δίκτυο, η ροή της ισχύος είναι από τις φωτοβολταϊκές κυψέλες (dc πηγή) προς το ac δίκτυο (ac φορτίο). Σε ορισμένα συστήματα η διεύθυνση της ροής ισχύος είναι αμφίδρομη, ανάλογα με τις συνθήκες λειτουργίας.

#### 2. Μετάβαση των ηλεκτρονικών στοιχείων:

Η μετάβαση των ηλεκτρονικών στοιχείων μπορεί να είναι είτε μη ελεγχόμενη είτε πλήρως ελεγχόμενη, και εξαρτάται από τη δομή του κάθε ημιαγωγικού στοιχείου. Στον τρόπο μετάβασης υπάρχουν τρεις δυνατότητες:

- Μετατροπείς στη συχνότητα του δικτύου με φυσική μετάβαση, στους οποίους οι τάσεις του δικτύου στη μία πλευρά του μετατροπέα διευκολύνουν το άνοιγμα (off) των ημιαγωγικών διακοπών ισχύος. Κατά παρόμοιο τρόπο οι διακόπτες κλείνουν (on) σε συγχρονισμό με την κυματομορφή της τάσης του δικτύου. Επομένως οι διακόπτες ανοίγουν και κλείνουν με τη συχνότητα των 50 ή 60 Hz του δικτύου.

- Διακοπτικοί μετατροπείς με εξαναγκασμένη μετάβαση, όπου οι ελεγχόμενοι διακόπτες του μετατροπέα ανοίγουν και κλείνουν σε υψηλές, σε σχέση με τη συχνότητα του δικτύου, συχνότητες.
- Μετατροπείς συντονισμού, όπου οι ελεγχόμενοι διακόπτες ανοίγουν ή κλείνουν, όταν η τάση και το ρεύμα είναι μηδέν.

### 3. Είδος μετατροπής:

Με βάση τη μορφή της τάσης στις δυο πλευρές του μετατροπέα, δηλαδή στην είσοδο και έξοδο, οι μετατροπείς ισχύος μπορούν να διακριθούν στις τέσσερις παρακάτω κατηγορίες:

- Μετατροπή της εναλλασσόμενης τάσης σε συνεχή (AC-DC), ανορθωτής
- Μετατροπή της συνεχής τάσης σε συνεχή (DC-DC)
- Μετατροπή της συνεχής τάσης σε εναλλασσόμενη (DC-AC), αντιστροφείας
- Μετατροπή της εναλλασσόμενης τάσης σε εναλλασσόμενη (AC-AC)

Είναι αρκετά συχνό μια ολοκληρωμένη συσκευή να αποτελείται από συνδυασμό τοπολογιών των παραπάνω κατηγοριών.

### 4. Ισχύς:

Με βάση την ισχύ, οι διατάξεις μπορούν να διακριθούν σε δύο κατηγορίες:

- Διατάξεις χαμηλής ισχύος, συνήθως αυτές οι διατάξεις λειτουργούν σε υψηλή διακοπτική συχνότητα λειτουργίας.

Βασικό κριτήριο σχεδιασμού για διατάξεις χαμηλής ισχύος αποτελεί η ελαχιστοποίηση του κόστους κατασκευής καθώς και του μεγέθους της διάταξης. Οι συσκευές αυτής της κατηγορίας λειτουργούν σε υψηλές διακοπτικές συχνότητες, γεγονός που οδηγεί σε ελαχιστοποίηση του μεγέθους του κυκλώματος, αφού τότε τα φίλτρα που απαιτούνται για την εξάλειψη των ανώτερων αρμονικών μικραίνουν.

- Διατάξεις υψηλής ισχύος

Σε διατάξεις υψηλής ισχύος, μια βελτίωση του συντελεστή απόδοσης κατά 1% μπορεί να σημαίνει εξοικονόμηση μεγάλων ποσών ενέργειας κατά τη διάρκεια λειτουργίας της. Για το λόγο αυτό, εκτός από την ελαχιστοποίηση του κόστους, βασικό κριτήριο του σχεδιασμού των συσκευών μεγάλης ισχύος αποτελεί η βελτίωση του συντελεστή απόδοσης.

## 1.4 Σημερινές τάσεις και προοπτικές στα ηλεκτρονικά ισχύος.

Από τα προηγούμενα γίνεται σαφές ότι η επιστήμη των ηλεκτρονικών ισχύος πρόκειται για μια καινοτόμο επιστημονική και τεχνολογική περιοχή με προοπτικές δυναμικής εξέλιξης. Συνοψίζοντας τις κρίσεις ειδικών από την έρευνα και ανάπτυξη καθώς και από τη βιομηχανική παραγωγή στοιχείων αλλά και ολοκληρωμένων διατάξεων ηλεκτρονικών ισχύος και αξιολογώντας τα μηνύματα που προκύπτουν από τις επιστημονικές δημοσιεύσεις, μπορούμε να καταγράψουμε τις ακόλουθες τάσεις και προοπτικές:

- Περαιτέρω εξέλιξη των ηλεκτρονικών στοιχείων ισχύος χρησιμοποιώντας τόσο τα μέχρι τώρα γνωστά ημιαγωγικά υλικά όσο και νέα, τα οποία πιθανόν ν' ανακαλυφθούν στο εγγύς μέλλον. Η επιδίωξη στοιχείων, ικανών να λειτουργούν υπό ακόμη μεγαλύτερες τιμές ηλεκτρικών τάσεων και ρευμάτων, φαίνεται ότι θα παραμείνει ως ένας από τους στόχους. Ο χρόνος 'έναυσης' και 'σβέσης', δηλ. τα χρονικά διαστήματα για τη διέλευση μέσω των στοιχείων του ονομαστικού ρεύματος ξεκινώντας από το μηδέν και αντίστροφα, ο μηδενισμός αυτού του ρεύματος (διακοπτικά μεταβατικά φαινόμενα), τείνει να γίνει ακόμα πιο μικρός. Οι απώλειες των ημιαγωγικών διακοπτικών στοιχείων τείνουν να γίνουν ακόμα πιο μικρές, με αποτέλεσμα τη βελτίωση του βαθμού απόδοσης, κυρίως στις περιπτώσεις που η συχνότητα λειτουργίας είναι υψηλή.
- Βελτίωση των διατάξεων ψύξης με νέο σχεδιασμό του ψυκτικού σώματος και με χρήση νέων υλικών ώστε να μειωθεί το βάρος και το μέγεθος. Επίσης σχεδιασμός νέων διατάξεων προστασίας των μεμονωμένων ημιαγωγικών στοιχείων και των ολοκληρωμένων συστημάτων.
- Σχεδιασμός νέων τοπολογιών ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος και βελτιώσεις των μεθόδων ελέγχου σε όλες τις κατηγορίες των μετατροπέων.
- Αντιμετώπιση των ηλεκτρομαγνητικών συνεπειών από τα υψίσυχνα ρεύματα που δημιουργούνται από τους μετατροπείς, αλλά και προστασία των ίδιων των μετατροπέων από τις ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές του περιβάλλοντος χώρου.
- Περαιτέρω ενσωμάτωση πολλών μεμονωμένων ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος σε μια μονάδα, δηλαδή δημιουργία συνόλων με τα μορφή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, εξοικονομώντας έτσι χώρο, ψυκτικό σώμα και βάρος και αποφεύγοντας τις πολλές καλωδιώσεις και την πολύπλοκη δομή των μετατροπέων.

- Ανάπτυξη κυκλωμάτων υψηλής ολοκλήρωσης για την παραγωγή των κατάλληλων παλμών οδήγησης των μεγάλων διακοπτικών ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος.
- Γενικά ανάπτυξη τεχνολογίας για την κατασκευή εύχρηστων, αξιόπιστων μικρότερου κόστους, μικρότερων διαστάσεων και βάρους διατάξεων ηλεκτρονικών ισχύος, ώστε οι χρήστες να βελτιώσουν την λειτουργικότητα και την αποτελεσματικότητα των ενεργειακών συστημάτων.

## 1.5 Ημιαγωγικοί διακόπτες ισχύος

Βασικό δομικό στοιχείο αποτελούν οι ημιαγωγικοί διακόπτες ισχύος. Μέχρι σήμερα έχουν παρουσιαστεί διάφορα είδη ημιαγωγικών διακοπών με διαφορές όσον αφορά στη δομή, στον τρόπο ελεγχιμότητας τους και στα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά. [8, 13, 19-20, 25, 28-36]

Παρακάτω δίνεται για κάθε στοιχείο μια σύντομη ανάλυση για κάθε βασικό ημιαγωγικό στοιχείο παρουσιάζοντας το σύμβολο τους, την εσωτερική δομή τους, τα χαρακτηριστικά τους, τον τρόπο λειτουργίας τους, τη δυνατότητα διαχείρισης, ισχύος, την ταχύτητα μετάβασης και οι χρήσεις που συνήθως βρίσκουν.

Οι διαθέσιμοι ημιαγωγοί ισχύος μπορούν να ταξινομηθούν σε τρεις ομάδες σύμφωνα με το βαθμό ελεγχιμότητας τους. Οι ομάδες αυτές είναι:

- 1) **Αίοδοι**. Δεν δίνουν την δυνατότητα ελέγχου. Το κύκλωμα καθορίζει αν είναι σε κατάσταση αγωγής ή αποκοπής.
- 2) **Θυρίστροπ**. Δίνουν την δυνατότητα ελέγχου, αλλά πρέπει να ανοίξουν από το κύκλωμα ισχύος.
- 3) **Ελεγχόμενοι διακόπτες**. Οι οποίοι μπαίνουν σε κατάσταση αγωγής ή κατάσταση αποκοπής ανάλογα από τα σήματα ελέγχου.

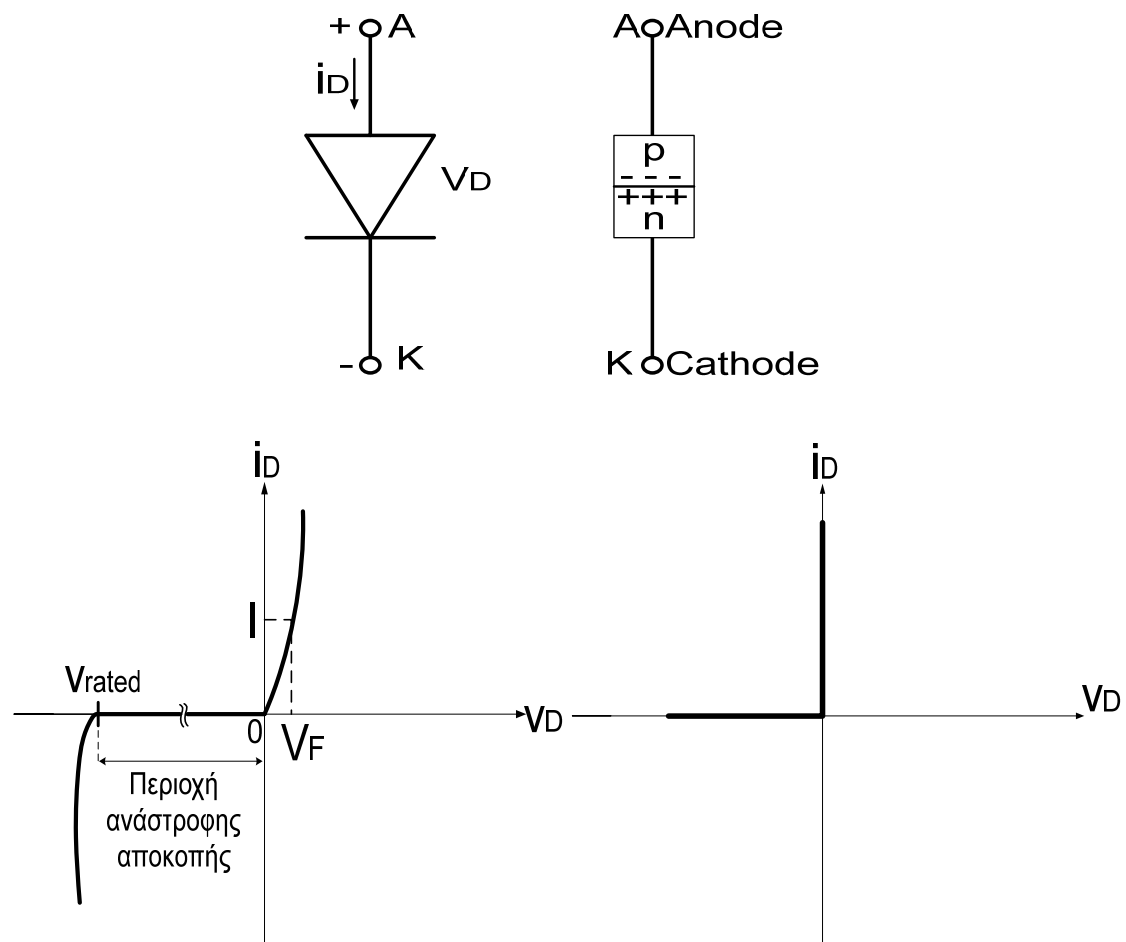
### Δίοδος

Η δίοδος είναι μη ελεγχόμενο διακοπτικό στοιχείο, δηλαδή δεν είναι δυνατός ο έλεγχος της λειτουργίας της μέσω άλλων ηλεκτρικών σημάτων. Η συμπεριφορά της εξαρτάται αποκλειστικά από διαφορά δυναμικού που εμφανίζεται στα άκρα της εξαιτίας του κυκλώματος. Παρακάτω δίνονται ο συμβολισμός της διόδου, η δομή της καθώς επίσης και η χαρακτηριστική V-I (σχήμα 1.3). Η δίοδος όταν είναι ορθά πολωμένη, αρχίζει να άγει με μια μικρή πτώση τάσης στα άκρα της, της τάξης του 1 V. Όταν η δίοδος είναι ανάστροφα πολωμένη και μέχρι η τάση στα άκρα της να γίνει ίση με την ανάστροφη τάση διάσπασης, διαρρέεται μόνο από ένα πολύ μικρό ρεύμα διαρροής. Κατά την κανονική λειτουργία της διόδου, η ανάστροφη τάση πόλωσης δεν θα πρέπει να φτάνει την ονομαστική τιμή της τάσης διάσπασης.

Κατά την αγωγή, η διάδος μπορεί να θεωρηθεί ιδανικός διακόπτης, επειδή μεταβαίνει γρήγορα σε σύγκριση με τα μεταβατικά φαινόμενα που εμφανίζονται στο κύκλωμα ισχύος. Κατά την αποκοπή όμως το ρεύμα της διάδου αναστρέφεται για κάποιο χρονικό διάστημα, πριν μηδενιστεί. Το χρονικό διάστημα αυτό ονομάζεται χρόνος αποκατάστασης  $t_{rr}$ .

Στις εφαρμογές ισχύος η διάδος χρησιμοποιείται κυρίως για ανόρθωση, αλλά και σαν διάδος ελεύθερης διέλευσης όταν συνδέεται παράλληλα και αντίστροφα με το φορτίο ή άλλα ημιαγωγικά στοιχεία. Ο σκοπός της συνδεσμολογίας αυτής είναι να παρέχει δρόμο ελεύθερης ροής των επαγωγικών ρευμάτων που αναπτύσσει το φορτίο και με τον τρόπο αυτό να αποκλείσει την ανάπτυξη υψηλών επαγωγικών ανάστροφων τάσεων που μπορούν να καταστρέψουν τα ημιαγωγικά στοιχεία στη διάταξη τροφοδοσίας του φορτίου. Για να ικανοποιηθούν οι απαιτήσεις των εφαρμογών, διατίθενται διάφορα είδη διάδων όπως :

- Δίοδοι Schottky
- Δίοδοι ταχείας αποκατάστασης
- Δίοδοι συχνότητας δικτύου



**Σχήμα 1.3** Διάδος : σύμβολο, δομή,  $i$ - $v$  χαρακτηριστική, ιδανική χαρακτηριστική.

## Θυρίστορ

Το θυρίστορ είναι διακοπτικό στοιχείο που αποτελείται από τέσσερα ημιαγωγικά στρώματα και έχει τρεις ακροδέκτες. Μπορεί να διαχειριστεί ισχύς από δεκάδες Watt μέχρι M Watt, τη μεγαλύτερη ισχύ από όλα τα άλλα ημιαγωγικά στοιχεία και η ταχύτητα λειτουργίας του φτάνει μέχρι 10 KHz. Η ίδια η ονομασία του δηλώνει ότι λειτουργεί ως ελεγχόμενος διακόπτης (θύρα). Οι ακροδέκτες ενός θυρίστορ είναι η άνοδος και κάθοδος (που αποτελούν το κύριο κύκλωμα του ρεύματος που ελέγχει το θυρίστορ) και η πύλη από την οποία γίνεται ο έλεγχος. Το κύριο ρεύμα ρέει από την άνοδο προς την κάθοδο. Στην κατάσταση αποκοπής, το θυρίστορ μπορεί να αποκόπτει μια ορθή τάση και να μην άγει. Στο σχήμα 1.4 φαίνεται το σύμβολο η δομή και η χαρακτηριστική V-I του θυρίστορ. Το θυρίστορ μπορεί να άγει με την εφαρμογή ενός σύντομου θετικού παλμού ρεύματος στην πύλη, με την προϋπόθεση ότι είναι σε κατάσταση ορθής πόλωσης. Η ορθή πτώση τάσης στο θυρίστορ, όταν αυτό άγει, είναι μόνο μερικά volt (1-3 volt). Εφόσον το θυρίστορ μπει σε κατάσταση αγωγής και παραμένει σε αυτή, το ρεύμα της πύλης μπορεί να σταματήσει να εφαρμόζεται. Το θυρίστορ σταματάει να άγει και το ρεύμα του μηδενίζεται μόνο όταν το ρεύμα ανόδου-καθόδου τείνει να γίνει αρνητικό, υπό την επίδραση του κυκλώματος μέσα στο οποίο βρίσκεται. Αυτό επιτρέπει στην πύλη να ανακτήσει τον έλεγχο, για να οδηγήσει σε κατάσταση αγωγής και πάλι το θυρίστορ σε κάποια ελεγχόμενη χρονική στιγμή, εφόσον αυτό επανέλθει σε κατάσταση ορθής αποκοπής και εφαρμοστεί παλμός.

Σε ανάστροφη πόλωση και τάσεις κάτω από την ανάστροφη τάση διάσπασης, μόνο ένα ασήμαντα μικρό ρεύμα διαρροής περνάει από το θυρίστορ. Συνήθως οι προδιαγραφές τάσης του θυρίστορ για τις ορθές και για τις ανάστροφες τάσεις αποκοπής είναι οι ίδιες. Οι προδιαγραφές ρεύματος του θυρίστορ δίνονται με τη μέγιστη ενεργό (rms) και τη μέση τιμή των ρευμάτων που μπορεί να άγει.

Το θυρίστορ αποτελεί το πιο κοινό στοιχείο των ηλεκτρονικών ισχύος και έχει πολλές εφαρμογές, με κυριότερες τις διατάξεις ελεγχόμενης ανόρθωσης, αντιστροφής και τη ρύθμιση ισχύος προς το φορτίο. Λόγω του ότι τα θυρίστορ είναι συχνά τα κύρια στοιχεία ισχύος ειδικά για μετατροπείς μεγάλης ισχύος ιδιαίτερη φροντίδα απαιτεί η προστασία τους και η επαρκής ψύξη τους.

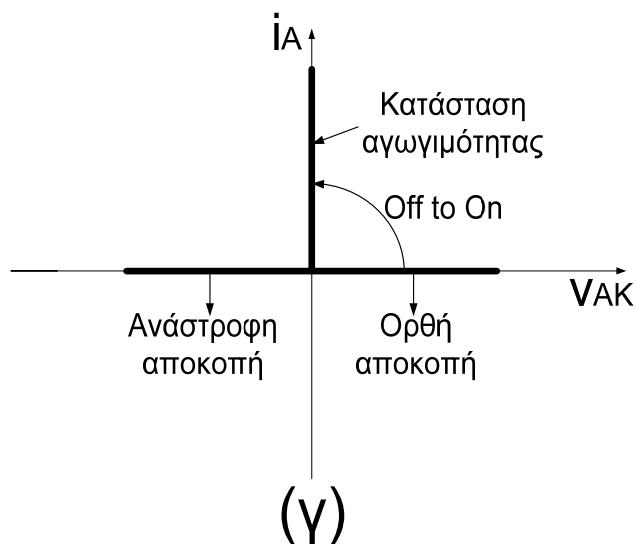
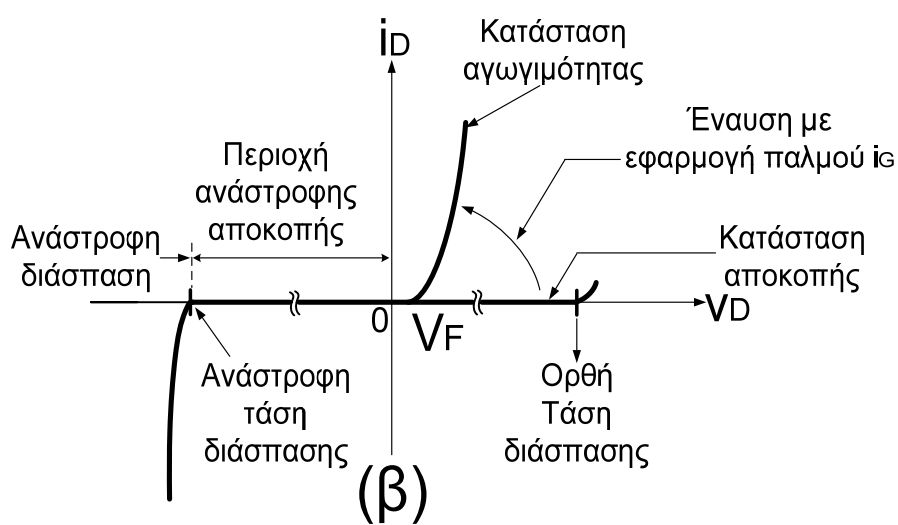
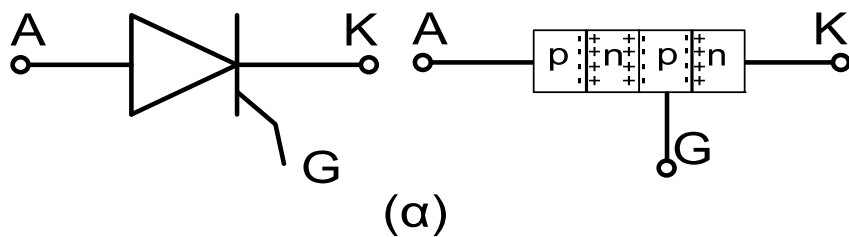
Για να ικανοποιηθούν οι απαιτήσεις των εφαρμογών, διατίθενται θυρίστορ με προδιαγραφές τάσης μέχρι 6000 V, συχνότητας 500 Hz, ρεύματος 3500 A καθώς και διάφορα είδη, (ανάλογα με την εφαρμογή), όπως :

- Θυρίστορ για έλεγχο φάσης
- Θυρίστορ αντιστροφών
- Θυρίστορ με φωτεινή διέγερση

Υπάρχουν άλλες παραλλαγές αυτών των θυρίστορ, όπως :

- Θυρίστορ με σβέση βοηθούμενη από την πύλη (GATT)
- Ασύμμετροι ελεγχόμενοι ανορθωτές πυριτίου (ASCR)
- Θυρίστορ ανάστροφης αγωγής (RCT)





**Σχήμα 1.4** Θυρίστωρ : σύμβολο, δομή,  $i$ - $v$  χαρακτηριστική, ιδανική χαρακτηριστική.

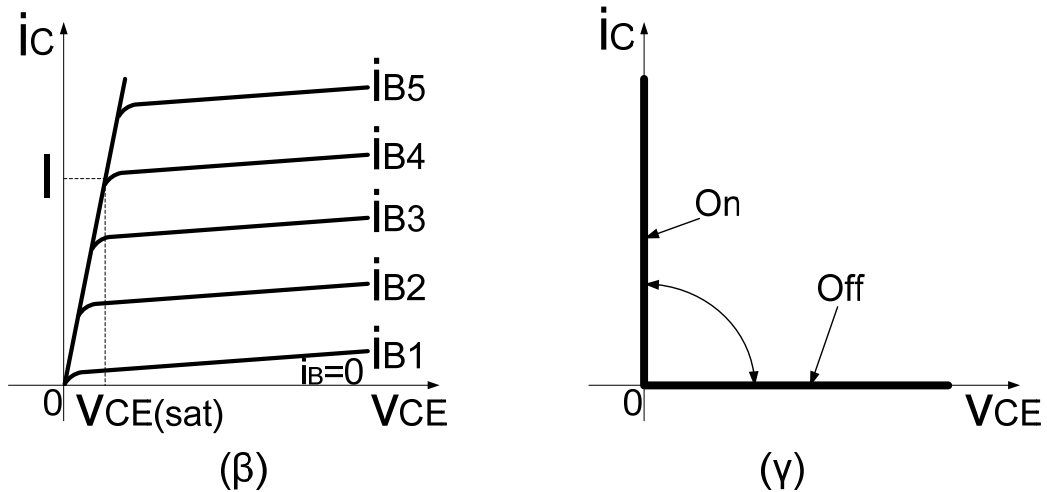
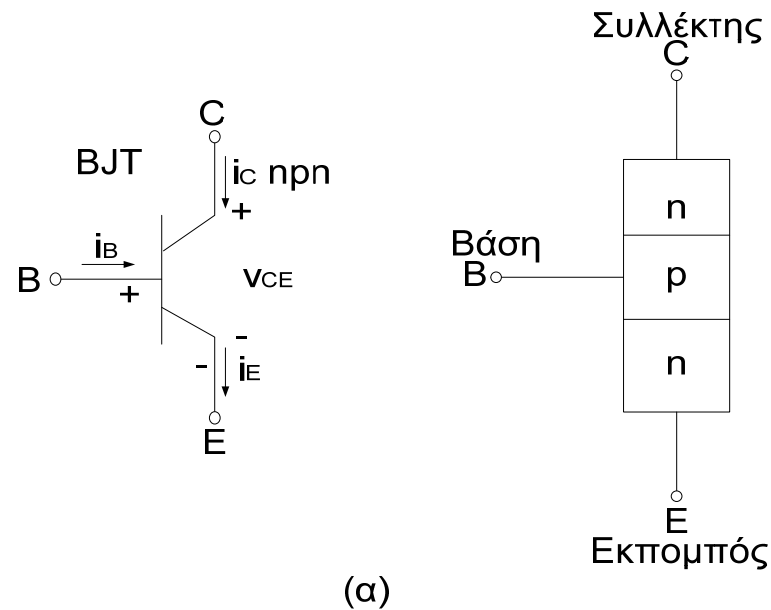
## Διπολικά transistor επαφής BJT

Το διπολικό τρανζίστορ επαφής είναι γνωστό ως ενισχυτής σήματος αλλά μπορεί να χρησιμοποιηθεί και σε διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος. Πρόκειται για ένα στοιχείο τριών ημιαγωγικών στρωμάτων και τριών ακροδεκτών (Εκπομπός, Συλλέκτης και Βάση). Το σύμβολο η δομή και η χαρακτηριστική V-I του BJT παρουσιάζονται στο σχήμα 1.5. Υπάρχουν στοιχεία BJT στα οποία η σειρά των ημιαγωγικών στρωμάτων είναι PNP, αλλά προτιμούνται τα στοιχεία με σειρά NPN, λόγω μικρότερου κόστους και καλύτερων ηλεκτρικών χαρακτηριστικών.

Τα BJT είναι διατάξεις ελεγχόμενες από ρεύμα στις οποίες το ρεύμα της βάσης πρέπει να τροφοδοτείται συνεχώς για να τα κρατάει σε κατάσταση αγωγιμότητας. Το dc κέρδος ρεύματος των τρανζίστορ υψηλής ισχύος είναι συνήθως μόνο 5-10 και έτσι τα στοιχεία αυτά συνδέονται μερικές φορές σε συνδεσμολογία Darlington ή τριπλό Darlington, ώστε να επιτευχθεί μεγαλύτερο κέρδος ρεύματος. Η συνδεσμολογία αυτή παρουσιάζει κάποια μειονεκτήματα, όπως είναι οι ελαφρά υψηλότερες τιμές της τάσης αγωγιμότητας  $V_{CE}$  και οι χαμηλότερες ταχύτητες μετάβασης.

Τα BJT έχουν σημαντικό χρόνο συσσώρευσης κατά την μετάβαση της σβέσης. Οι τυπικοί χρόνοι μετάβασης είναι από μερικές εκατοντάδες nsec έως μερικά nsec. Τα BJT διατίθενται με προδιαγραφές τάσης μέχρι 1400 V και ρεύματος μερικών εκατοντάδων A.

Το μεγάλο μειονέκτημα των BJT είναι ότι δεν μπορούν να υφίστανται αντίστροφες τάσεις πάνω από μερικές δεκάδες Volt, κάτι που αποκλείει τα στοιχεία αυτά από εφαρμογές διαμόρφωσης ισχύος εναλλασσόμενου ρεύματος, εκτός αν χρησιμοποιηθεί και δίοδος σε σειρά. Η ταχύτητα λειτουργίας των BJT είναι περίπου δέκα φορές μεγαλύτερη από αυτή των θυρίστορ, αλλά η μέγιστη ισχύς τους είναι πολύ μικρότερη. Βρίσκει αρκετές εφαρμογές σε διατάξεις χαμηλής, μεσαίας ισχύος, αντιστροφής και μετατροπείς DC-DC.



**Σχήμα 1.5** Διπολικά transistor επαφής BJT : σύμβολο , δομή ,  $i-v$  χαρακτηριστικές, ιδανικές χαρακτηριστικές

## Mosfet

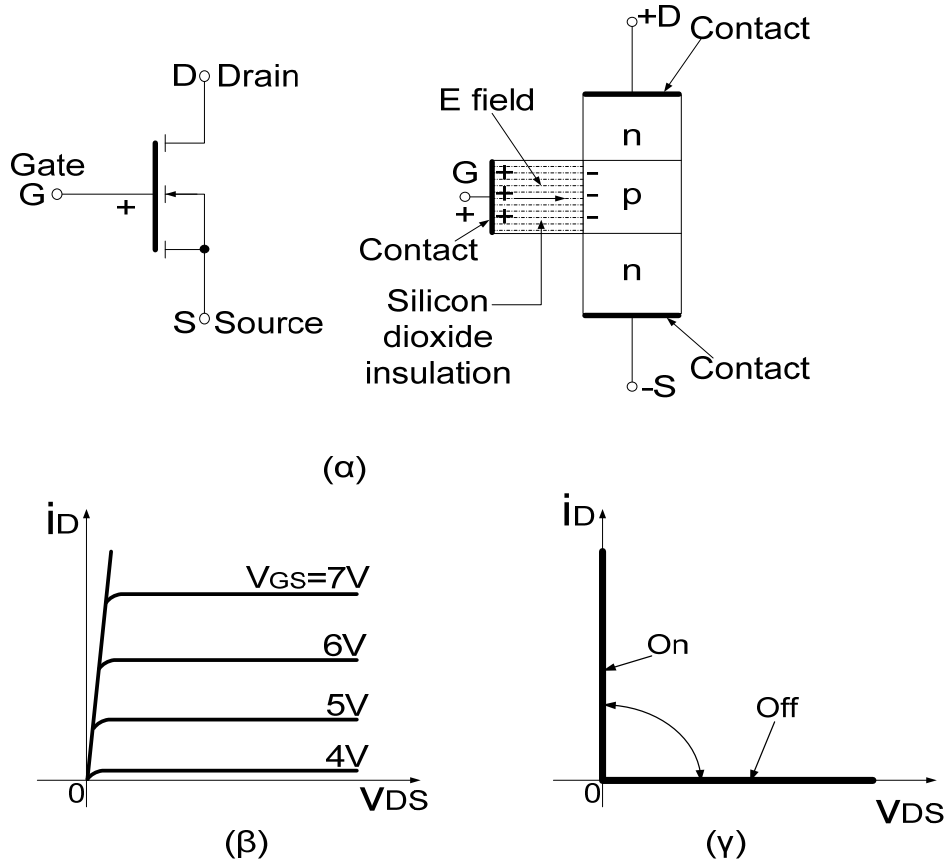
Το Mosfet είναι ένα ελεγχόμενο ημιαγωγικό στοιχείο από τάση όπως φαίνεται και από την χαρακτηριστική του  $V-I$ . Το Mosfet είναι σε πλήρη αγωγιμότητα και προσεγγίζει έναν κλειστό διακόπτη, όταν η τάση πύλης-πηγής είναι επαρκώς υψηλή. Το Mosfet είναι σε κατάσταση αποκοπής όταν η τάση πύλης-πηγής είναι χαμηλότερη από την τιμή κατωφλίου.

Τα Mosfet απαιτούν τη συνεχή εφαρμογή μιας τάσης κατάλληλου μεγέθους μεταξύ της πύλης και της πηγής για να βρίσκονται σε κατάσταση αγωγιμότητας. Από την πύλη δεν περνά ρεύμα, παρά μόνο κατά τις μεταβάσεις σβέσης και έναυσης, όπου η χωρητικότητα της πύλης φορτίζεται ή εκφορτίζεται. Οι χρόνοι μετάβασης είναι πολύ μικροί, από μερικές δεκάδες έως μερικές εκατοντάδες nsec, ανάλογα με το είδος του στοιχείου.

Τα Mosfet διατίθενται με ονομαστικές τάσεις μέχρι 500 V , αλλά με μικρά ονομαστικά ρεύματα περίπου 50 A, και με ονομαστικά ρεύματα μέχρι τα 100 A σε μικρές ονομαστικές τάσεις. Η μέγιστη τάση πύλης-πηγής είναι +- 20 V, αν και διατίθενται Mosfet που μπορούν να ελέγχονται με σήματα των 5 V. Η συχνότητα λειτουργίας του είναι μέχρι 10 MHz . Στο σχήμα 1.6 φαίνεται το σύμβολο, η εσωτερική δομή καθώς και η I-V χαρακτηριστική λειτουργία του Mosfet.

Μερικές εφαρμογές που μπορούν να χρησιμοποιηθούν τα Mosfet είναι :

- Διακοπτικά τροφοδοτικά
- Επαγωγική θέρμανση
- Ηλεκτροσυγκόλληση
- Φωτισμό φθορισμού με υψηλή συχνότητα

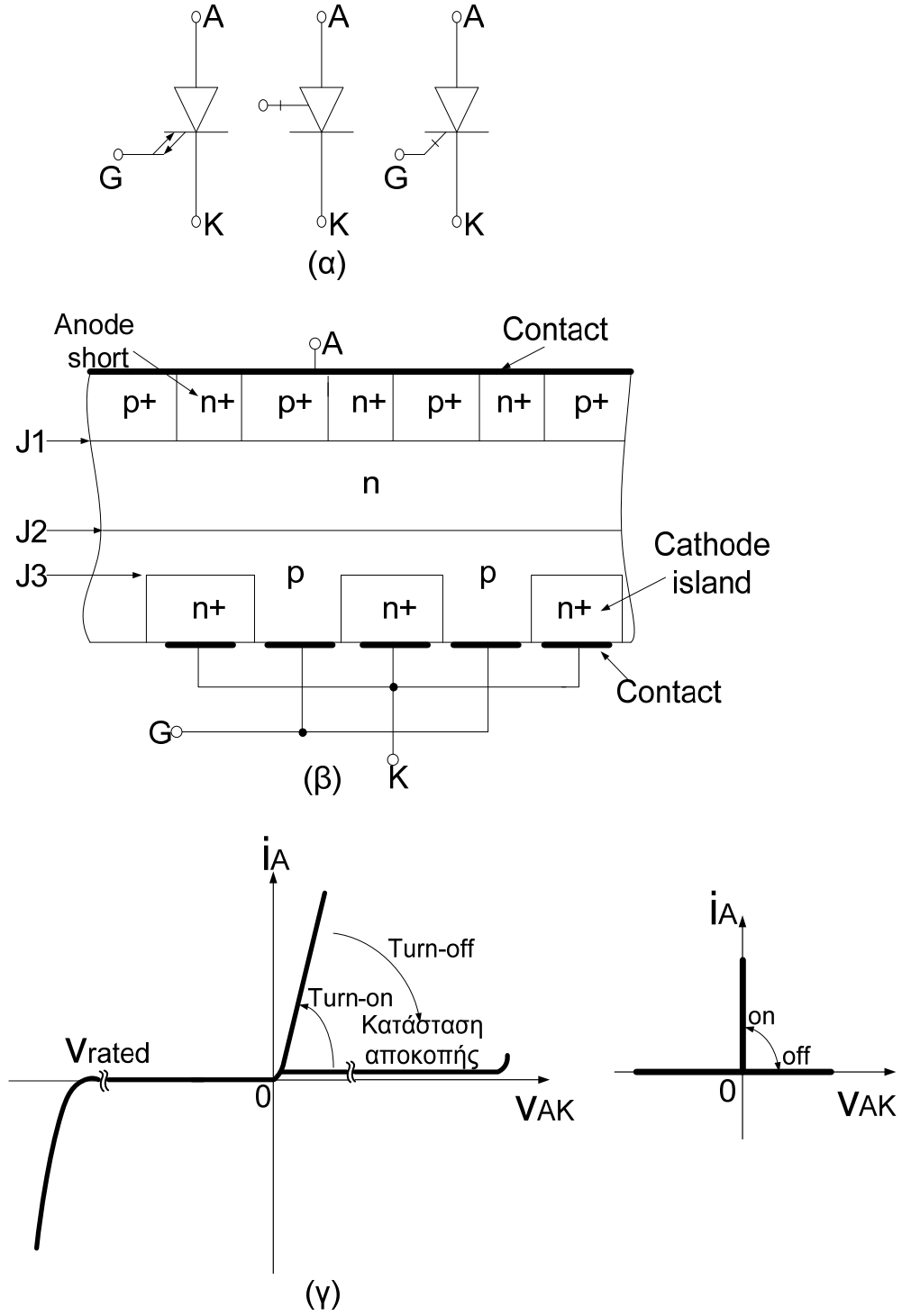


Σχήμα 1.6 Mosfet : σύμβολο , δομή , i-v χαρακτηριστικές , ιδανικές χαρακτηριστικές

### Θυρίστορ με σβέση ελεγχόμενη από την πύλη (GTO)

Το GTO θυρίστορ ανήκει στην οικογένεια των θυρίστορ και όπως το θυρίστορ έτσι και το GTO μπορεί να οδηγηθεί σε αγωγή με ένα σύντομο παλμό ρεύματος στην πύλη και παραμένει σε αγωγή χωρίς να απαιτείται πλέον ρεύμα στην πύλη. Ωστόσο , αντίθετα με το θυρίστορ, το GTO μπορεί να οδηγηθεί σε αποκοπή με την εφαρμογή μιας αρνητικής τάσης μεταξύ της πύλης και της καθόδου και έτσι να προκαλέσει τη ροή ενός αρκετά μεγάλου αρνητικού ρεύματος στην πύλη. Τα διαθέσιμα προς το παρόν GTO δεν μπορούν να χρησιμοποιηθούν για επαγωγική σβέση εκτός κι αν στα άκρα του GTO

συνδεθεί ένα κύκλωμα εξωτερικής προστασίας (snubber). Τα χαρακτηριστικά τάσης και ρεύματος των GTO βρίσκονται μεταξύ αυτών των thyristor και αυτών των τρανζίστορ. Δηλαδή, η ισχύς που μπορούν να χειριστούν είναι μεγαλύτερη από αυτήν των τρανζίστορ, αλλά μικρότερη από των thyristor, ενώ η ταχύτητα λειτουργίας τους είναι μεγαλύτερη από των thyristor, αλλά μικρότερη από των τρανζίστορ. Ο συμβολισμός η δομή και η χαρακτηριστική του φαίνεται στο σχήμα 1.7. Τα GTO διατίθενται με προδιαγραφές τάσης μέχρι 4500V, συχνότητα μέχρι 2 KHz και ρεύμα μέχρι 3000 A.

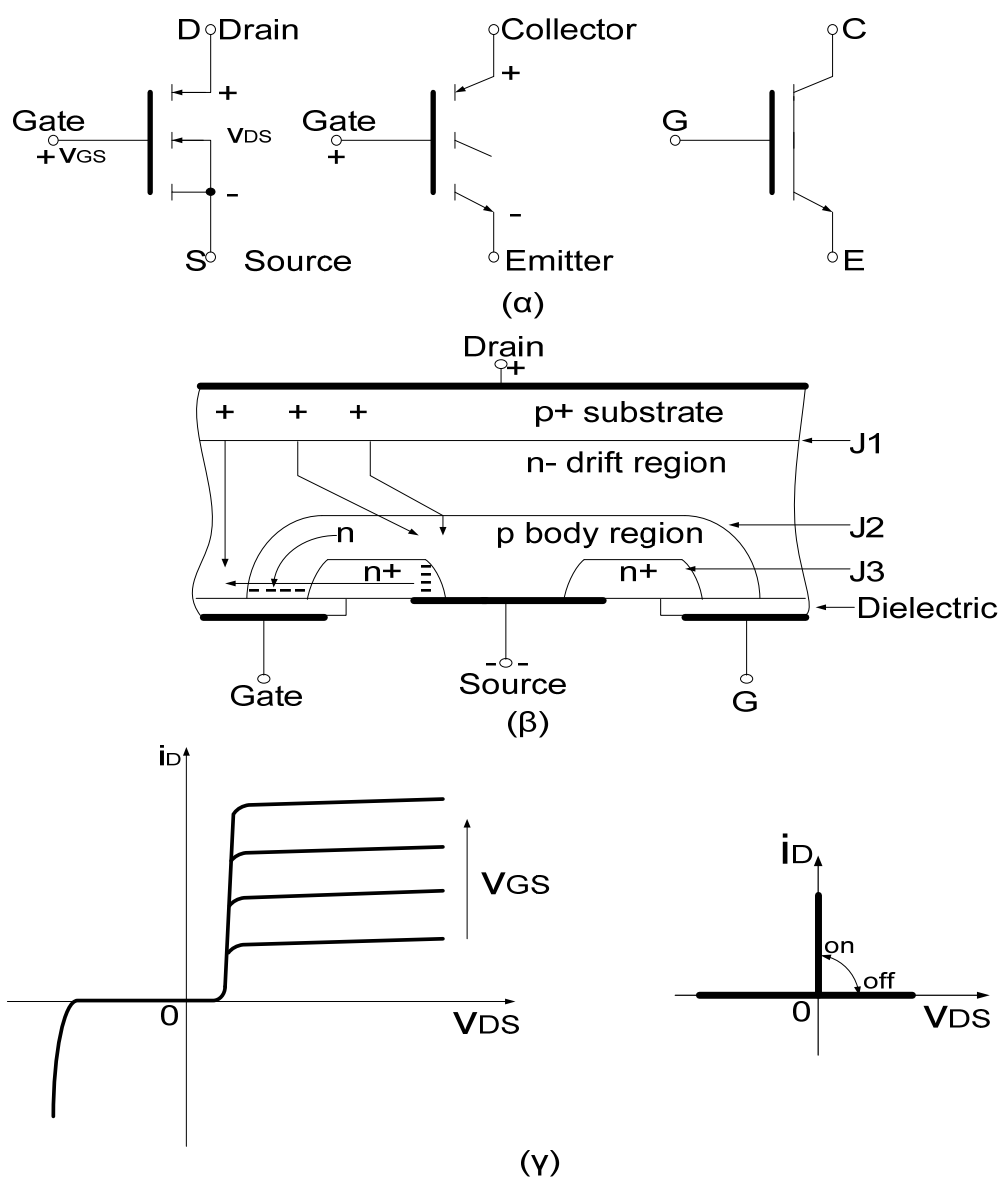


Σχήμα 1.7 Thyristor με σβέση ελεγχόμενη από την πύλη (GTO) : σύμβολα, δομή,  $i-v$  χαρακτηριστικές, ιδανικές χαρακτηριστικές.

## Διπολικά τρανζίστορ με μονωμένη πύλη (IGBT)

Τα IGBT έχουν κάποια από τα πλεονεκτήματα του Mosfet, του BJT και του GTO συνδυασμένα. Παρόμοια με το Mosfet, το IGBT έχει μεγάλη σύνθετη αντίσταση πύλης και έτσι απαιτείται μια μικρή μόλις ποσότητα ενέργειας για τη μετάβαση του. Όπως το BJT, το IGBT έχει μικρή τάση αγωγιμότητας, ακόμα και σε στοιχεία με μεγάλες ονομαστικές τάσεις αποκοπής. Παρόμοια με το GTO, τα IGBT μπορούν να σχεδιαστούν για να αποκόψουν ανάστροφες τάσεις.

Τα IGBT έχουν χρόνους έναυσης και σβέσης της τάξης του 1  $\mu\text{sec}$  και διατίθενται με μεγάλες ονομαστικές τιμές τάσης, συχνότητας και ρεύματος, όπως 1200 V, 20 KHz και 400 A. Τα IGBT βρίσκουν τις ίδιες εφαρμογές με τα BJT, έχοντας όμως καλύτερα ηλεκτρικά χαρακτηριστικά.



**Σχήμα 1.8** Διπολικά τρανζίστορ με μονωμένη πύλη (IGBT): σύμβολα, δομή,  $i$ - $v$  χαρακτηριστικές, ιδανικές χαρακτηριστικές

## Ελεγχόμενα MOS θυρίστορ (MCT)

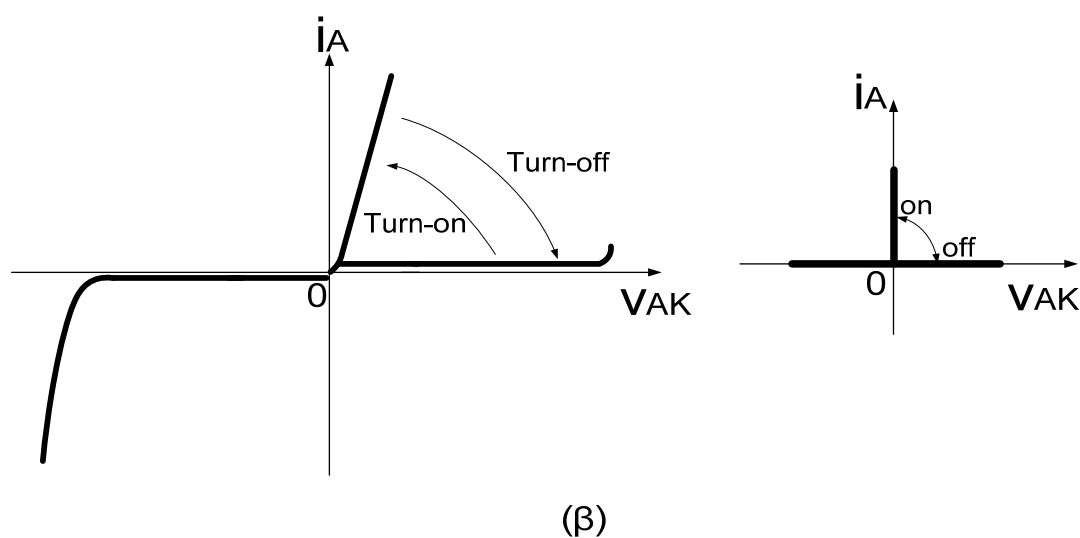
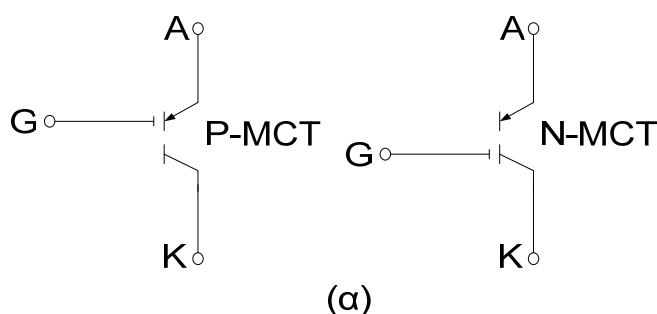
Το MCT είναι ο συνδυασμός ενός GTO με δύο MOSFET. Το πρώτο MOSFET χρησιμοποιείται για την έναυση του GTO και το δεύτερο για τη σβέση του. Τα δύο λίγο διαφορετικά σύμβολα για το MCT που φαίνονται στο σχήμα 1.9, δηλώνουν το αν το στοιχείο είναι P-MCT ή N-MCT. Η διαφορά μεταξύ τους προκύπτει από τις διαφορετικές θέσεις των ακροδεκτών ελέγχου.

Το MCT έχει πολλές από τις ιδιότητες του GTO, ανάμεσα στις οποίες χαμηλή πτώση τάσης στην κατάσταση αγωγιμότητας σε σχετικά υψηλά ρεύματα και μια χαρακτηριστική μανδάλωση (το MCT παραμένει σε αγωγή ακόμη κι αν πάψει να εφαρμόζεται η διέγερση στην πύλη). Το MCT είναι μια διάταξη ελεγχόμενη από τάση, όπως το MOSFET και το IGBT και απαιτείται περίπου η ίδια ενέργεια για να προκαλέσει την μετάβαση του, όπως για ένα MOSFET ή ένα IGBT.

Το MCT έχει δύο κύρια πλεονεκτήματα σε σχέση με το GTO :

- α) πολύ απλούστερες απαιτήσεις διέγερσης (δεν απαιτείται μεγάλο αρνητικό ρεύμα πύλης για τη σβέση όπως στο GTO) και
- β) μεγαλύτερες ταχύτητες μετάβασης.

Το μειονέκτημα του MCT είναι η μικρή ικανότητα αντοχής σε αντίστροφη τάση, αλλά θεωρείται ότι έχει μεγάλη δυνατότητα να αντικαταστήσει άλλα στοιχεία και να καλύψει μεγάλο εύρος εφαρμογών. Τα MCT διατίθενται με προδιαγραφές τάσης μέχρι 600 V, συχνότητα μέχρι 20 KHz και ρεύμα μέχρι 60 A.



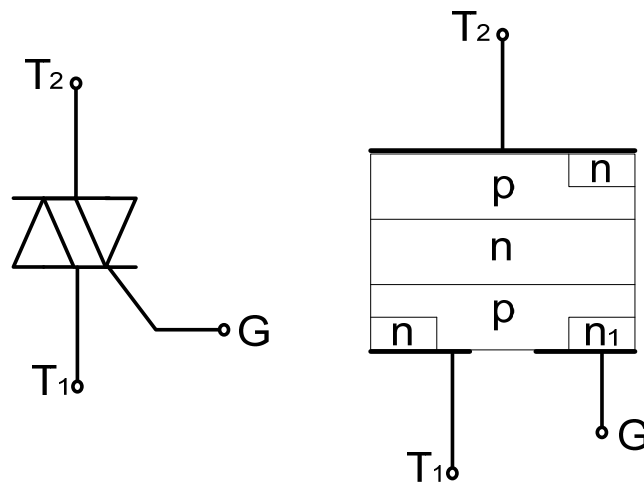
**Σχήμα 1.9** Ελεγχόμενα MOS θυρίστορ (MCT) : σύμβολα, *i-v* χαρακτηριστικές, ιδανικές χαρακτηριστικές

## Triac

Το Triac είναι ένα στοιχείο με τρεις ακροδέκτες και μπορεί να χειριστεί εναλλασσόμενο ρεύμα. Η περιγραφή του μπορεί να γίνει ως δύο αντιπαράλληλα θυρίστορ (δηλαδή δύο θυρίστορ που η άνοδος του ενός συνδέεται με την κάθοδο του άλλου) με συνδεδεμένους τους ακροδέκτες της πύλης. Το triac επιτρέπει τη διέλευση ρεύματος και προς τις δυο κατευθύνσεις χωρίς διάκριση, ενώ η αγωγή ή όχι του ρεύματος ελέγχεται με σήμα στην πύλη του. Στο σχήμα 1.10 φαίνεται η δομή και το σύμβολο του.

Το πλεονέκτημα του είναι ότι είναι το μοναδικό στοιχείο που μπορεί να αποκόπτει ρεύματα ή να άγει και προς τις δύο κατευθύνσεις, ενώ το μειονέκτημα του είναι ότι δεν μπορεί να χειρισθεί μεγάλη σχετικά ισχύ.

Η κύρια εφαρμογή του είναι ο έλεγχος εναλλασσόμενου ρεύματος σε εφαρμογές, όπως έλεγχος φωτισμού, θερμοκρασίας ή μικρών κινητήρων, όπως ανεμιστήρων. Τα Triac διατίθενται με προδιαγραφές τάσης μέχρι 800V συχνότητα μέχρι 400 Hz και ρεύμα μέχρι 40 A.



**Σχήμα 1.10** Triac : σύμβολο, δομή.

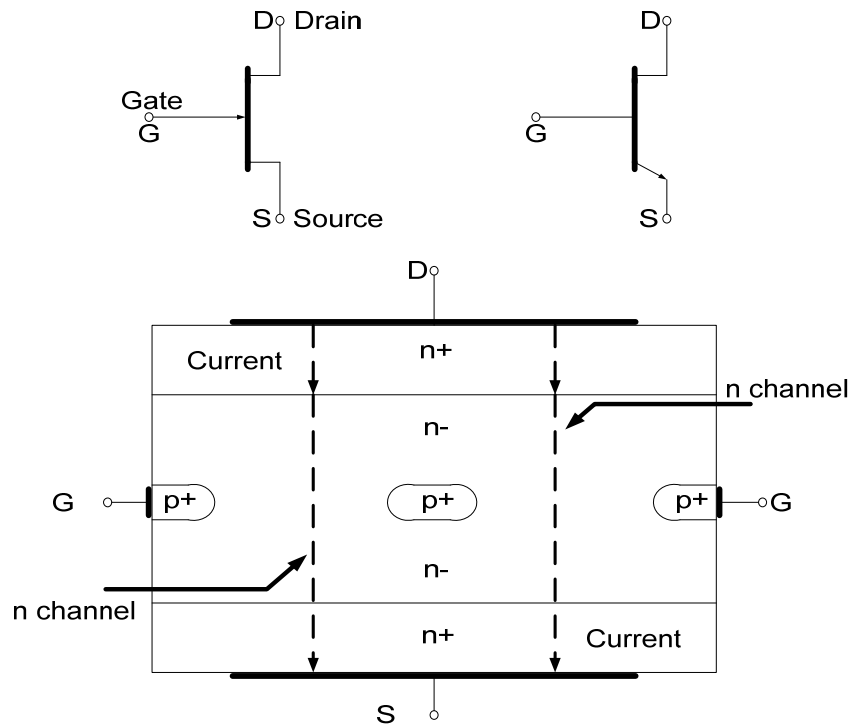
## SIT

Το SIT (σχήμα 1.11) είναι ανάλογο του JFET στα ηλεκτρονικά ισχύος. Οι ακροδέκτες και τα χαρακτηριστικά του SIT είναι αντίστοιχα με του MOSFET, με διαφορά του ότι το SIT μπορεί να ελέγξει μεγαλύτερη ισχύ και ότι η συχνότητα λειτουργίας του είναι μικρότερη.

Το μειονέκτημα του είναι η μεγάλη πτώση τάσης σε κατάσταση αγωγής και η σχετικά μικρή ικανότητα αντοχής σε αντίστροφη τάση. Η εφαρμογή που



βρίσκει είναι σε επαγωγική θέρμανση και σε άλλες διατάξεις ισχύς στις οποίες απαιτείται σχετικά μεγάλη ταχύτητα λειτουργίας. Τα SIT διατίθενται με προδιαγραφές τάσης μέχρι 1200V, συχνότητα μέχρι 70 KHz και ρεύμα μέχρι 300 A.

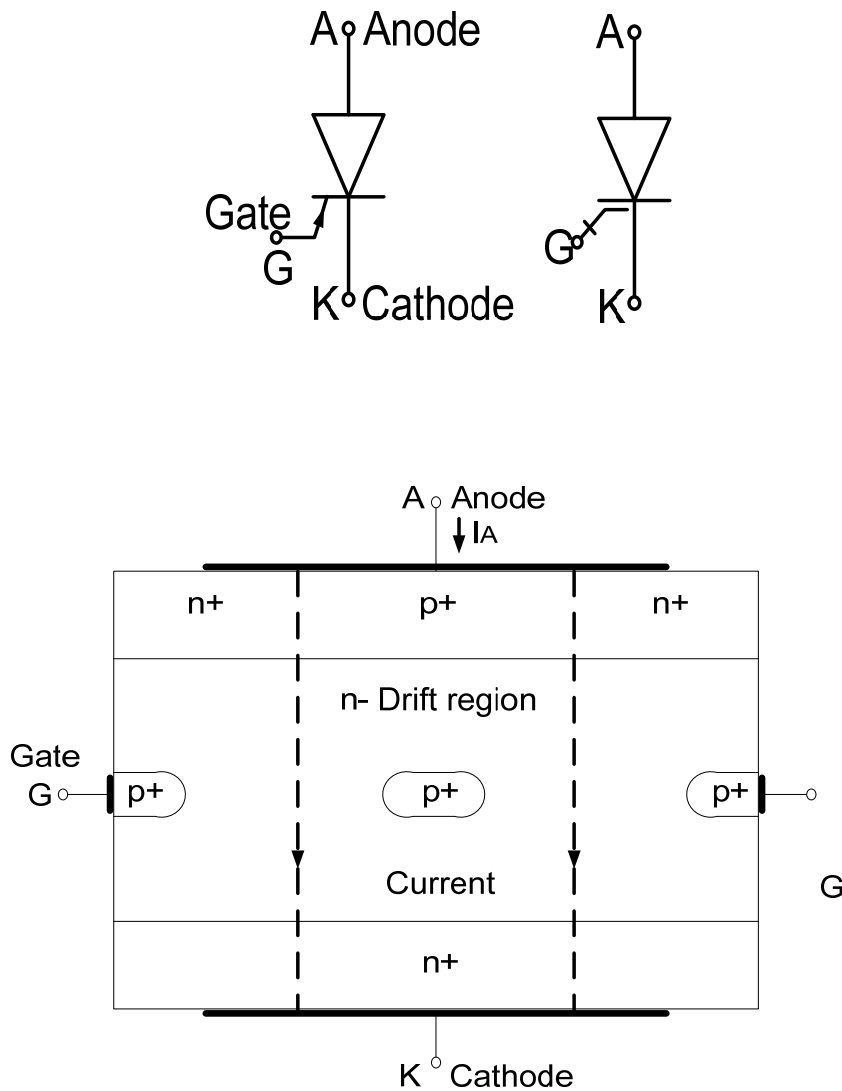


**Σχήμα 1.11** SIT: σύμβολα , δομή.

## SITH

Το SITH έχει δομή αντίστοιχη με του θυρίστορ (PNPN) , αλλά λειτουργία του είναι όπως μίας διόδου με δυνατότητα ελέγχου όπως το SIT. Το SITH μπαίνει σε κατάσταση αγωγής όπως μια διόδος. Η εφαρμογή μιας αρνητικής τάσης στην πύλη θέτει το SITH σε αποκοπή για όσο διάσταση διαρκεί η τάση αυτή.

Λόγω κατασκευαστικών περιορισμών η ικανότητα αντοχής σε αντίστροφη τάση είναι περιορισμένη. Οι εφαρμογές του SITH είναι παρόμοιες με αυτές του SIT. Στο σχήμα 1.12 φαίνεται ο συμβολισμός και η δομή του SITH. Τα SITH διατίθενται με προδιαγραφές τάσης μέχρι 1200V και ρεύμα μέχρι 300 A.



Σχήμα 1.12 SITH: σύμβολα , δομή.

### Σύγκριση των χαρακτηριστικών των ημιαγωγικών στοιχείων.

Η σύγκριση των χαρακτηριστικών των ημιαγωγικών στοιχείων αναφέρεται στον έλεγχο τους. Υπάρχουν τρεις κατηγορίες ημιαγωγικών οι οποίες είναι:

- Μη ελεγχόμενα
- Ελεγχόμενα κατά την έναυση
- Πλήρως ελεγχόμενα

Στην πρώτη κατηγορία ανήκουν οι διόδοι στις οποίες ο τρόπος έναυσης και σβέσης εξαρτάται αποκλειστικά από το κύκλωμα , δηλαδή όταν η διόδος πολωθεί ορθά μπαίνει σε κατάσταση αγωγής ενώ όταν πολωθεί ανάστροφα σταματάει να άγει.

Στην δεύτερη κατηγορία ανήκουν τα θυρίστορ στα οποία ο τρόπος έναυσης τους είναι ελεγχόμενος , γιατί για να μπει σε κατάσταση αγωγής

πρέπει να είναι πολωμένο ορθά καθώς επίσης θα πρέπει να δοθεί στην πύλη ένας θετικός παλμός ρεύματος, ενώ ο τρόπος σβέσης του είναι μη ελεγχόμενος.

Στην τελευταία κατηγορία ανήκουν όλα τα υπόλοιπα ημιαγωγικά στοιχεία αφού ο τρόπος έναυσης και σβέσης τους είναι ελεγχόμενος.

Να σημειωθεί ότι παράλληλα με τις βελτιώσεις αυτών των ημιαγωγικών στοιχείων σήμερα εξετάζονται νέες διατάξεις και στοιχεία με σκοπό την κατασκευή διαρκώς βελτιωμένων και χαμηλότερου κόστους ημιαγωγικών στοιχείων. Η πρόοδος στην τεχνολογία των ημιαγωγών θα οδηγήσει αναμφισβήτητα σε υψηλότερες ονομαστικές τιμές ισχύος, μεγαλύτερες ταχύτητες μετάβασης και χαμηλότερο κόστος. Στον παρακάτω πίνακα παρουσιάζεται μια ανακεφαλαίωση των δυνατοτήτων των ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος.

Από την άλλη μεριά, το κοινό θυρίστορ εξαναγκασμένης μετάβασης, το οποίο είχε κάποτε διαδεδομένη χρήση σε κυκλώματα για εφαρμογές ελεγχόμενων διακοπών, δεν χρησιμοποιείται πια για τη σχεδίαση νέων μετατροπέων, με την πιθανή εξαίρεση των μετατροπέων ονομαστικής ισχύος πολλών MVA. Αυτό είναι ένα παράδειγμα σχετικό με τον τρόπο κατά τον οποίο οι εξελίξεις των ημιαγωγών ισχύος έχουν τροποποιήσει τη σχεδίαση των μετατροπέων ισχύος.

	<b>Τάση V</b>	<b>Ρεύμα A</b>	<b>Συχνότητα Hz</b>	<b>Έλεγχος</b>
<b>Θυρίστορ</b>	6000	3500	4000	Ρεύμα
<b>Triac</b>	800	40	4000	Ρεύμα
<b>GTO</b>	4500	3000	2000	Ρεύμα
<b>BJT</b>	1200	800	10000	Ρεύμα
<b>Mosfet</b>	500	50	10000000	Τάση
<b>IGBT</b>	1200	400	20000	Τάση
<b>SIT</b>	1200	300	70000	Τάση
<b>SITH</b>	1200	300	70000	Ρεύμα
<b>MCT</b>	600	60	20000	Τάση

**Πίνακας 1.2**

## 2. ΓΕΝΙΚΕΣ ΕΝΝΟΙΕΣ

Στο κεφάλαιο αυτό παρουσιάζονται κάποιες βασικές έννοιες και ορισμοί της ηλεκτρολογίας, η γνώση των οποίων που θεωρούμε ότι είναι απαραίτητες για την κατανόηση της συνέχειας αυτής της εργασίας. Για τον λόγο αυτό σκόπιμα παρουσιάζονται στο κεφάλαιο αυτό τις βασικότερες εξ' αυτών και αναλύονται οι ορισμοί τους.

### 2.1 Μόνιμη κατάσταση λειτουργίας

Στα ηλεκτρικά κυκλώματα όταν κλείνει ή ανοίγει ένας διακόπτης δημιουργούνται κάποια μεταβατικά φαινόμενα, όσο αυτά διαρκούν η συμπεριφορά του κυκλώματος δεν διέπεται πλέον από τους νόμους του Ohm ή του Kirchhoff όπως τους ξέρουμε. Όταν παύουν αυτά τα φαινόμενα, ξεκινάει η κατάσταση αυτή που αποκαλούμε μόνιμη κατάσταση λειτουργίας ή κατάσταση ισορροπίας.

Μόνιμη κατάσταση λειτουργίας έχουμε όταν οι κυματομορφές κάθε ηλεκτρικού μεγέθους επαναλαμβάνονται κάθε χρονική περίοδο  $T$ . Δηλαδή ισχύει:

$$X(t) = X(t+T) \quad (2.1)$$

Αρχικά θα πρέπει να ορίσουμε τις βασικές μορφές των μεγεθών που πρόκειται να εξετάσουμε. Αυτά μπορεί να είναι είτε σταθερά είτε χρονικά μεταβαλλόμενα.

Ένα μέγεθος εξαρτώμενο από τον χρόνο είναι μεταβαλλόμενο όταν η τιμή του διαφοροποιείται από στιγμή σε στιγμή, ενώ όταν η τιμή του είναι σταθερή για κάθε χρονική στιγμή αποκαλείται σταθερό.

Ένα μέγεθος εξαρτημένο από τον χρόνο είναι εναλλασσόμενο όταν η τιμή του παίρνει θετικές και αρνητικές τιμές ανάλογα με τον χρόνο, ενώ ένα μέγεθος εξαρτώμενο από τον χρόνο είναι συνεχές όταν η πολικότητα του είναι η ίδια κάθε χρονική στιγμή.

### 2.2 Μέση $V_L$ και μέσο $I_C$ στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας

Με τον όρο μόνιμη κατάσταση ισορροπίας εννοείται ότι οι κυματομορφές των ηλεκτρικών μεγεθών, δηλαδή της τάσης και του ρεύματος των κυκλωμάτων επαναλαμβάνονται με περίοδο  $T$ , δηλαδή:

$$v(t+T)=v(t) \text{ και } i(t+T)=i(t)$$

Στην περίπτωση που μια αυτεπαγωγή βρίσκεται σε μόνιμη κατάσταση ισορροπίας το ρεύμα της είναι ίσο με το ρεύμα που είχε η επαγωγή μια αρχική χρονική στιγμή  $t_1$  συν την μεταβολή του μέχρι την στιγμή που μελετάμε. Δηλαδή ισχύει ότι:

$$i_L(t) = i_L(t_1) + \frac{1}{L} \int_{t_1}^t v_L d\xi \quad (2.2)$$

για  $t > t_1$

Αντικαθιστώντας  $t=t_1+T$  στην παραπάνω εξίσωση, και έχοντας υπόψη ότι  $i_L(t_1+T)=i_L(t_1)$  από τον ορισμό της μόνιμης κατάστασης ισορροπίας, προκύπτει:

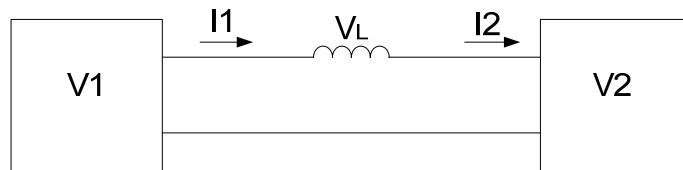
για  $t = t_1 + T$

$$i_L(t_1 + T) = i_L(t_1) + \frac{1}{L} \int_{t_1}^{t_1+T} v_L d\xi \Rightarrow$$

$$\int_{t_1}^{t_1+T} v_L d\xi = 0 \quad (2.3)$$

ή

$$\frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} v_L d\xi = 0 \quad (2.4)$$



Σχήμα 2.1  $\bar{V}_1 = \bar{V}_2$  και  $\bar{V}_L = 0$

Όπου  $\xi$  είναι η μεταβλητή της ολοκλήρωσης. Η τελευταία εξίσωση σημαίνει ότι στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας,  $\xi$  μέση τάση της αυτεπαγωγής (κατά μέσο όρο σε διάστημα μιας περιόδου) είναι μηδέν. Ως φυσική ερμηνεία της ιδιότητας αυτής, το ολοκλήρωμα της τάσης της αυτεπαγωγής ισούται με τη μεταβολή της μαγνητικής ροής της αυτεπαγωγής και η τελευταία εξίσωση σημαίνει ότι η καθαρή μεταβολή της μαγνητικής ροής της αυτεπαγωγής σε διάστημα μιας περιόδου είναι μηδέν, πράγμα το οποίο είναι απαραίτητη συνθήκη για τη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας.

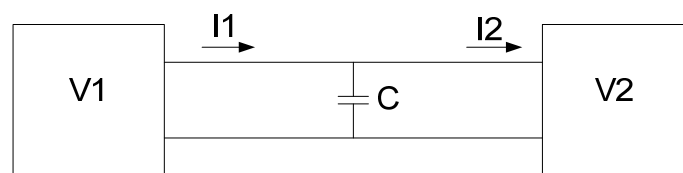
Στην περίπτωση που ένας πυκνωτής βρίσκεται σε μόνιμη κατάσταση ισορροπίας αντικαθιστώντας  $t=t_1+T$  στην εξίσωση  $i_C(t) = v_C(t) + 1/C \int_{t_1}^t i_C d\xi$ ,  $t > t_1$ , και έχοντας υπόψη ότι  $v_C(t_1+T) = v_C(t_1)$  από τον ορισμό της μόνιμης κατάστασης ισορροπίας προκύπτει

$$\int_{t_1}^{t_1+T} i_C d\xi = 0 \quad (2.5)$$

Ή

$$\frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_1+T} i_c d\xi = 0 \quad (2.6)$$

όπου  $\xi$  είναι η μεταβλητή ολοκλήρωσης. Η τελευταία εξίσωση σημαίνει ότι στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας, το μέσο ρεύμα του πυκνωτή (η μέση τιμή στο διάστημα μιας περιόδου) είναι μηδέν. Ως φυσική ερμηνεία της ιδιότητας αυτής, το ολοκλήρωμα του ρεύματος του πυκνωτή ισούται με τη μεταβολή του φορτίου του πυκνωτή και η παραπάνω εξίσωση σημαίνει ότι η καθαρή μεταβολή του φορτίου του πυκνωτή στο διάστημα μιας περιόδου είναι μηδέν, πράγμα το οποίο είναι συνθήκη απαραίτητη για τη λειτουργία σε κατάσταση ισορροπίας.



Σχήμα 2.2  $\bar{V}1 = \bar{V}2$ ,  $\bar{I}1 = \bar{I}2$  και  $\bar{I}_C = 0$

### 2.3 Μέγιστη τιμή

Μέγιστη τιμή σε ένα μέγεθος ορίζεται η κορυφαία τιμή που μπορεί να πάρει το μέγεθος αυτό κατά την χρονική περίοδο που μελετάμε. Δηλαδή ισχύει:

$$X_{peak} = X_{max} = X_0 \geq X(t) \quad (2.7)$$

Όταν  $X_{peak}$  ανήκει στην  $X(t)$ .

### 2.4 Μέση τιμή

Η μέση τιμή ενός περιοδικού μεγέθους είναι ο μέσος όρος των τιμών που παίρνει το μέγεθος αυτό κατά την διάρκεια μιας περιόδου του, και δίδεται από τον τύπο:

$$X_{av} = \frac{1}{T} \int_0^T X(t) dt \quad (2.8)$$

### 2.5 Ενεργός τιμή

Ενεργός τιμή ενός περιοδικού μεγέθους ορίζεται μια συνεχής σταθερή και θετική τιμή του μεγέθους αυτού που επιφέρει στο κύκλωμα τα ίδια ενεργειακά αποτελέσματα στη διάρκεια μίας περιόδου. Για τον υπολογισμό της χρησιμοποιείται ο παρακάτω μαθηματικός τύπος:

$$X_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T X(t)^2 dt} \quad (2.9)$$

Από τον παραπάνω τύπο δικαιολογείται η αγγλική ονομασία **rms**(root-mean-square)

## 2.6 Απόλυτη μέση τιμή

Η απόλυτη μέση τιμή ή μέση τιμή του ανορθωμένου είναι ο μέσος όρος των απόλυτων τιμών που παίρνει ένα περιοδικό μέγεθος κατά την διάρκεια μιας περιόδου του.

$$X_{AV,abs} = \overline{|X(t)|} = \int_0^T |X(t)| dt \quad (2.10)$$

## 2.7 Ημιτονοειδή μεγέθη

Ενδιαφέρον θα είχε να ασχοληθούμε για λίγο με τα ημιτονοειδή μεγέθη, μιας και αυτά είναι που συναντάμε πιο συχνά όταν αναφερόμαστε σε εναλλασσόμενα ρεύματα. Είναι σύνηθες όταν αναφερόμαστε σε τάσεις ή ρεύματα που έχουν ημιτονοειδή κυματομορφή να τα παρουσιάζουμε με έναν συγκεκριμένο τρόπο ώστε να αντιλαμβανόμαστε με την πρώτη ματιά την ενεργό τιμή του μεγέθους ή την φασική του απόκλιση από την κυματομορφή αναφοράς. Δηλαδή παραδείγματος χάρι για μια τάση που έχει ενεργό τιμή **230 volts** και προηγείται τις κυματομορφής αναφοράς κατά  $\pi/6$ , έχουμε:

$$V(t) = \sqrt{2} * V_{rms} * \sin(\omega t + \phi) \quad (2.11)$$

Δηλαδή

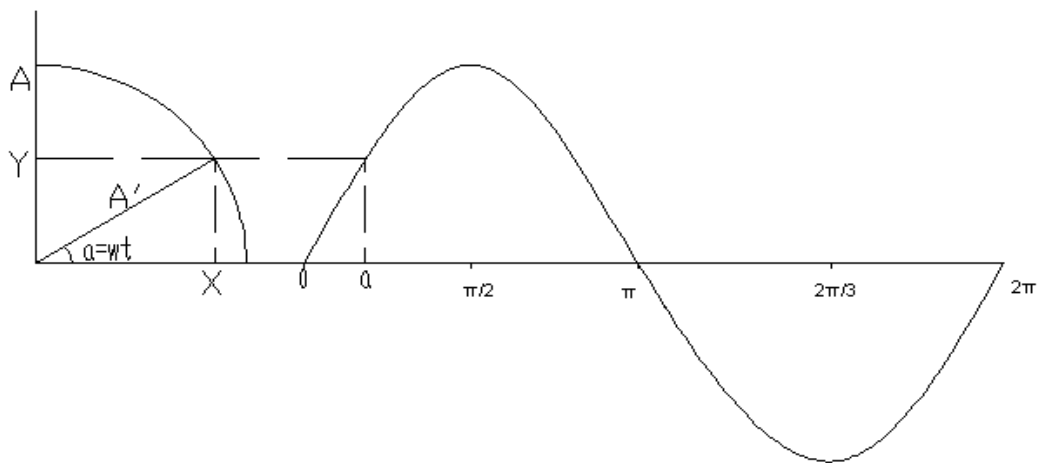
$$V(t) = \sqrt{2} * 230 * \sin(\omega t + \frac{\pi}{6}) \quad (2.12)$$

Όπου  $\omega=2\pi f$  είναι η γωνιακή συχνότητα, η ταχύτητα δηλαδή που στρέφεται το στρεφόμενο διάνυσμα και  $f$  είναι η συχνότητα του ημιτόνου.

Με αυτόν τον τρόπο ουσιαστικά εκμεταλλευόμαστε την ιδιότητα των ημιτονοειδών κυματομορφών να έχουν μέγιστη τιμή  $\sqrt{2}$  φορές μεγαλύτερη από την ενεργή τιμή τους. Παρόλο που έτσι περιγράφουμε άριστα την κυματομορφή που μας ενδιαφέρει πρακτικά είναι πολύ δύσκολο να κάνουμε αριθμητικές πράξεις. Οπότε καταφεύγουμε στους μιγαδικούς αριθμούς που μας επιτρέπουν να κρατήσουμε και να χρησιμοποιήσουμε της πληροφορίες τις κυματομορφής ενώ παράλληλα μας δίνει την δυνατότητα με εύκολο σχετικά τρόπο να κάνουμε τις αριθμητικές πράξεις που θέλουμε. Η λογική είναι ότι έχουμε ένα στρεφόμενο διάνυσμα με μέτρο την μέγιστη τιμή της ημιτονοειδούς κυματομορφής που περιστρέφεται με την συχνότητα του ημιτόνου και είναι συγχρονισμένο με αυτό. Στη συνέχεια στο σχήμα 2.3 θεωρούμε ότι αποθανατίζουμε ένα στιγμιότυπο του στρεφόμενου διανύσματος την στιγμή ακριβώς που έχει διαγράψει γωνία ίση με την φασική του απόκλιση σε σχέση με το διάνυσμα αναφοράς που συνήθως το επιλέγουμε να είναι στις 0 μοίρες.

Παρακάτω φαίνεται ο συσχετισμός του στρεφόμενου διανύσματος σε σχέση με την ημιτονοειδή κυματομορφή. Ουσιαστικά αναπαριστά ένα στιγμιότυπο του στρεφόμενου διανύσματος την χρονική στιγμή  $\alpha$  και λόγω της περιοδικότητας του ημιτόνου κάθε χρονικής στιγμής  $\omega * t + \alpha$ . Ο οριζόντιος άξονας συμβολίζει τον χρόνο η τα ακτίνα και ο κάθετος την τιμή του μεγέθους όσο αναφορά την κυματομορφή. Για το στρεφόμενο διάνυσμα η προβολή του στον οριζόντιο άξονα είναι το

πραγματικό του μέρος ενώ η προβολή του στον κατακόρυφο άξονα το φανταστικό του, όταν αυτό αναπαρίσταται σαν μιγαδικός αριθμός σε καρτεσιανή μορφή.

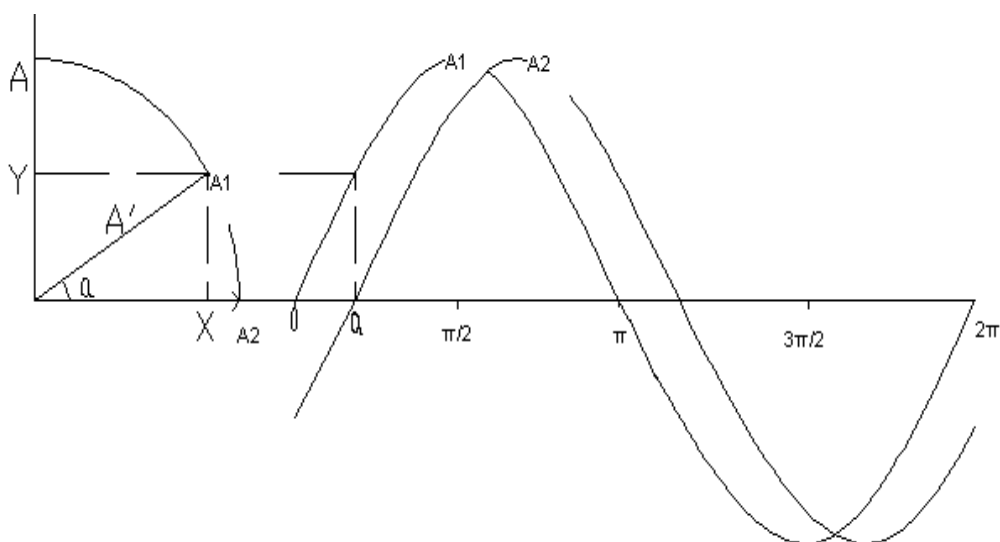


**Σχήμα 2.3** Στρεφόμενο διάνυσμα και κυματομορφή ημιτόνου

Διαφορά φάσης ανάμεσα σε δύο κυματομορφές που χαρακτηρίζονται από την ίδια συνάρτηση και έχουν την ίδια συχνότητα ορίζεται ο χρόνος που προηγείται μια έναντι της άλλης. Αν αντιστοιχήσουμε την περίοδο σε τριακόσιες εξήντα μοίρες ο χρόνος αυτός μπορεί να μεταφραστεί και σε μια γωνία.

Για να αντιληφθούμε καλύτερα την έννοια της διαφοράς φάσης χρηστό θα ήταν να επαναλάβουμε την παραπάνω διαδικασία αλλά με δύο διανύσματα αυτή την φορά.

Στο σχήμα 2.4 φαίνεται το προηγούμενο διάνυσμα αλλά και ένα ακόμα που προηγείται του πρώτου κατά  $\alpha$  ακτίνια.



**Σχήμα 2.4** Στρεφόμενα διανύσματα και κυματομορφές ημιτόνων δύο μεγεθών

## 2.8 Ισχύς και συντελεστής ισχύος



Η στιγμιαία ηλεκτρική ισχύς είναι ο ρυθμός παροχής ή κατανάλωσης ηλεκτρικής ενέργειας σε κάποια χρονική στιγμή. Πρακτικά δίδεται από το γινόμενο της τάσης και της έντασης εκείνη την χρονική στιγμή. Δηλαδή θα έχουμε:

$$P(t)=V(t)*I(t) \quad (2.13)$$

Για τα εναλλασσόμενα και τα μεταβαλλόμενα μεγέθη όμως η στιγμιαία ισχύς δεν έχει νόημα, γιατί καταρχάς δεν μπορεί να μετρηθεί με κάποιο όργανο και επίσης επειδή μεταβάλλεται ανά πάσα στιγμή. Η στιγμιαία ισχύς είναι ένα μέγεθος που δεν μπορεί να μας βοηθήσει να βγάλουμε χρήσιμα ποιοτικά συμπεράσματα για το κύκλωμα μας ή για την μεταφορά της ενέργειας μέσα από αυτό.

Γι' αυτό το λόγο χρησιμοποιούμε την ενεργό ισχύ (**P**). Σαν φυσική έννοια η ενεργός ισχύς είναι εκείνο το μέρος της ισχύος που μετατρέπεται σε έργο και μετριέται σε **WATT**.

Αν από την χρονική συνάρτηση της στιγμιαίας ισχύος αφαιρέσουμε την ενεργό ισχύ το αποτέλεσμα θα είναι μια περιοδική συνάρτηση του χρόνου που θα έχει μέση τιμή μηδέν, αυτό σημαίνει ότι η ισχύς που ορίζεται από αυτή τη συνάρτηση δεν είναι ικανή να παράγει έργο, αυτήν την ισχύ την ονομάζουμε άεργο (**Q**) και μετριέται σε **VAR**. Δηλαδή έχουμε:

$$Q(t) = |P(t) - P| \quad (2.14)$$

Και ισχύει ότι

$$Q_{av} = 0 \quad (2.15)$$

Η άεργος ισχύς είναι το μέτρο της εναλλασσόμενης συνιστώσας της στιγμιαίας ισχύος και δημιουργεί το ηλεκτρικό ή το μαγνητικό πεδίο το οποίο είναι αναγκαίο για την μεταφορά της ενεργού ισχύος από το δίκτυο στον καταναλωτή. Το μέτρο του ανυσματικού αθροίσματος της ενεργού και της άεργου ισχύος το ονομάζουμε φαινόμενη ισχύ (**S**) και μετριέται σε **VA**. Η άεργη και η φαινόμενη ισχύς δεν μπορούν να μετρηθούν άμεσα με όργανα αλλά υπολογίζονται. Στα DC κυκλώματα δεν έχουμε άεργη ισχύ και η φαινόμενη είναι ίση με την ενεργό. Από την άλλη πλευρά στα κυκλώματα με εναλλασσόμενο ρεύμα τα πράγματα δεν είναι τόσο απλά. Για τα κυκλώματα αυτά ισχύουν οι παρακάτω τύποι:

$$\overset{\circ}{S} = P \pm jQ \quad (2.16)$$

Όπου τότε το  $\overset{\circ}{S}$  ονομάζεται και μιγαδική ισχύς. Το πρόσημο '+' υπονοεί επαγωγική συμπεριφορά ενώ το '-' χωρητική. Όταν το **Q** είναι μηδέν τότε έχουμε καθαρά ωμική συμπεριφορά και τότε η ενεργός και η φαινόμενη ισχύς ταυτίζονται.

Για την καλύτερη κατανόηση της έννοιας της ισχύος θα πρέπει εδώ να ορίσουμε την φασική απόκλιση της τάσεως και του ρεύματος ως γωνία  $\phi$ , όπου  $\phi = \phi_V - \phi_I$ . Το γινόμενο των ενεργών τιμών της τάσεως και του ρεύματος μας δίνει το μέτρο της φαινόμενης ισχύος που για γωνία έχει την ίδια την γωνία  $\phi$ .

Η ενεργή ή πραγματική ισχύς δίνεται από το γινόμενο των ενεργών τιμών της τάσεως επί του ρεύματος επί του συνημίτονου της γωνίας  $\phi$ . Ενώ η άεργη ισχύς

ισούται με το γινόμενο των ενεργών τιμών της τάσεως επί του ρεύματος επί του ημίτονου της γωνίας  $\phi$  όταν οι κυματομορφές της τάσεως και του ρεύματος είναι καθαρά ημιτονοειδής. Έχουμε δηλαδή:

$$|S| = V_{rms} * I_{rms} \quad (2.17)$$

$$P = V_{rms} * I_{rms} * \cos \phi \quad (2.18)$$

$$Q = V_{rms} * I_{rms} * \sin \phi \quad (2.19)$$

Ο όρος  $\cos \phi$  που χρησιμοποιούμε στην παραπάνω σχέση υποδηλώνει τι ποσοστό της φαινόμενης ισχύος μετατρέπεται σε έργο για αυτό το λόγο τον ονομάζουμε και συντελεστή ισχύος (power factor, PF). Και δίνεται επίσης από τον τύπο:

$$\cos \phi = \frac{P}{S} \quad (2.20)$$

ή

$$PF = \frac{P}{S} \quad (2.21)$$

Τα πράγματα γίνονται λίγο πιο περίπλοκα αν οι κυματομορφές των τάσεων και των εντάσεων δεν είναι ημιτονοειδής όπως θεωρήσαμε αρχικά αλλά έχουν μέσα τους κάποιες αρμονικές. Έστω ότι συνδέουμε ένα φορτίο στο δίκτυο το οποίο διαρρέεται από ρεύμα  $I_s$ . Για την απλοποίηση της διαδικασίας θα θεωρήσουμε την τάση του δικτύου καθαρά ημιτονοειδή στη θεμελιώδη συχνότητα ( $\omega_1$ ) ενώ το ρεύμα που διαρρέει το φορτίο θα θεωρήσουμε ότι αποκλίνει από την ημιτονοειδή κυματομορφή. Θα έχουμε δηλαδή:

$$V_s(t) = \sqrt{2}V_s \sin(\omega_1 t) \quad (2.22)$$

Και

$$I_s(t) = I_{s1}(t) + \sum_{h \neq 1} I_{sh}(t) \quad (2.23)$$

Δηλαδή για το ρεύμα έχουμε:

$$I_s(t) = \sqrt{2}I_{s1} \sin(\omega_1 t + \phi_1) + \sum_{h \neq 1} \sqrt{2}I_{sh} \sin(\omega_h t + \phi_h) \quad (2.24)$$

Εδώ θα πρέπει να τονίσουμε ότι οι όροι του ρεύματος στις αρμονικές συχνότητες δεν συνεισφέρουν στη ενεργή ισχύ που καταναλώνεται στο φορτίο.

Το μοναδικό ρεύμα που συνεισφέρει στην πραγματική ισχύ είναι το ρεύμα της πρώτης αρμονικής το  $I_{S1}$ . Οπότε για την φαινόμενη και την πραγματική ισχύ έχουμε:

$$S = V_{S,rms} * I_{S,rms} \quad (2.25)$$

Και

$$P = V_{S,rms} * I_{S1,rms} * \cos(\phi_1) \quad (2.26)$$

Αν τώρα χρησιμοποιήσουμε τον τύπο προκύπτει ότι:

$$PF = \frac{I_{S1}}{I_S} \cos(\phi_1) \quad (2.27)$$

Ο συντελεστής μετατόπισης (displacement power factor, DPF) που είναι ο ίδιος με το συντελεστή ισχύος σε γραμμικά κυκλώματα με ημιτονοειδής τάσεις και ρεύματα, ορίζεται ως το ημίτονο της γωνίας  $\phi_1$ .

$$DPF = \cos(\phi_1) \quad (2.28)$$

Αν αντικαταστήσουμε την τελευταία εξίσωση στην προηγούμενη καταλήγουμε στο ότι:

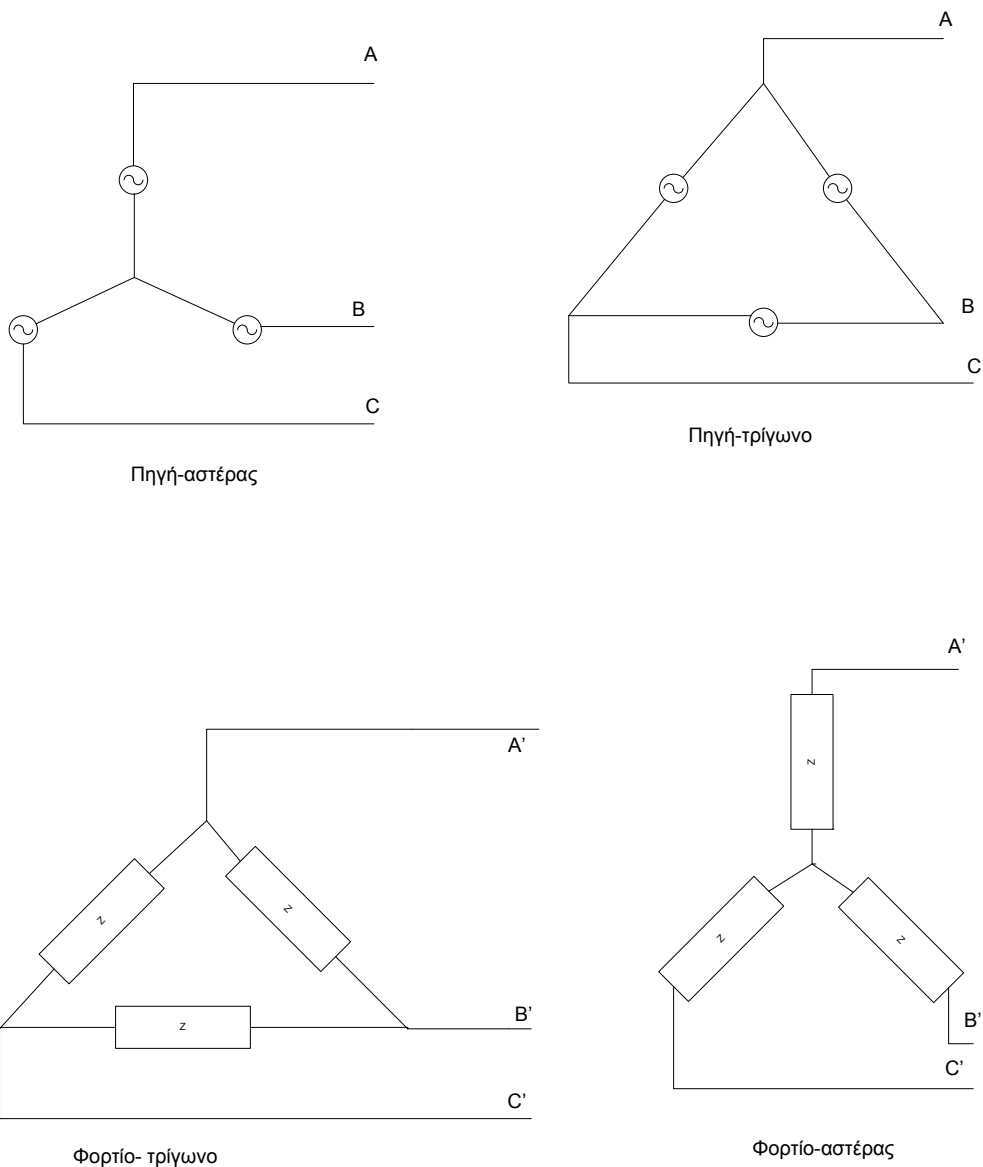
$$PF = \frac{I_{S1}}{I_S} DPF \quad (2.29)$$

Άρα συμπεραίνουμε ότι μια μεγάλη παραμόρφωση στην κυματομορφή του ρεύματος θα οδηγήσει σε μια μικρή τιμή του  $I_{S1}/I_S$  και κατά συνέπεια σ' ένα χαμηλό συντελεστή ισχύος.

## 2.9 Τριφασικά συστήματα

Τα τριφασικά συστήματα είναι πολύ διαδεδομένα ειδικά στα δίκτυα ηλεκτρισμού και σε καταναλώσεις μεγάλης ισχύος. Βασικό τους πλεονέκτημα είναι ότι με σωστό καταμερισμό του φορτίου (τρία ίσα φορτία με ίδια γωνία ισχύος) και όταν οι πηγές παράγουν τάσεις ίδιου μέτρου και με διαφορά φάσης μεταξύ τους εκατόν είκοσι μοίρες (όταν δηλαδή είναι συμμετρικά) είναι δυνατό να αποφύγουμε την χρήση του ουδέτερου αγωγού. Γεγονός εξαιρετικά συμφέρον από οικονομικής απόψεως. Η ονομασία τους προέρχεται από το γεγονός ότι αποτελούνται από τρεις πηγές που δίνουν τάση με διαφορά φάσης εκατόν είκοσι μοίρες η μία από την άλλη.

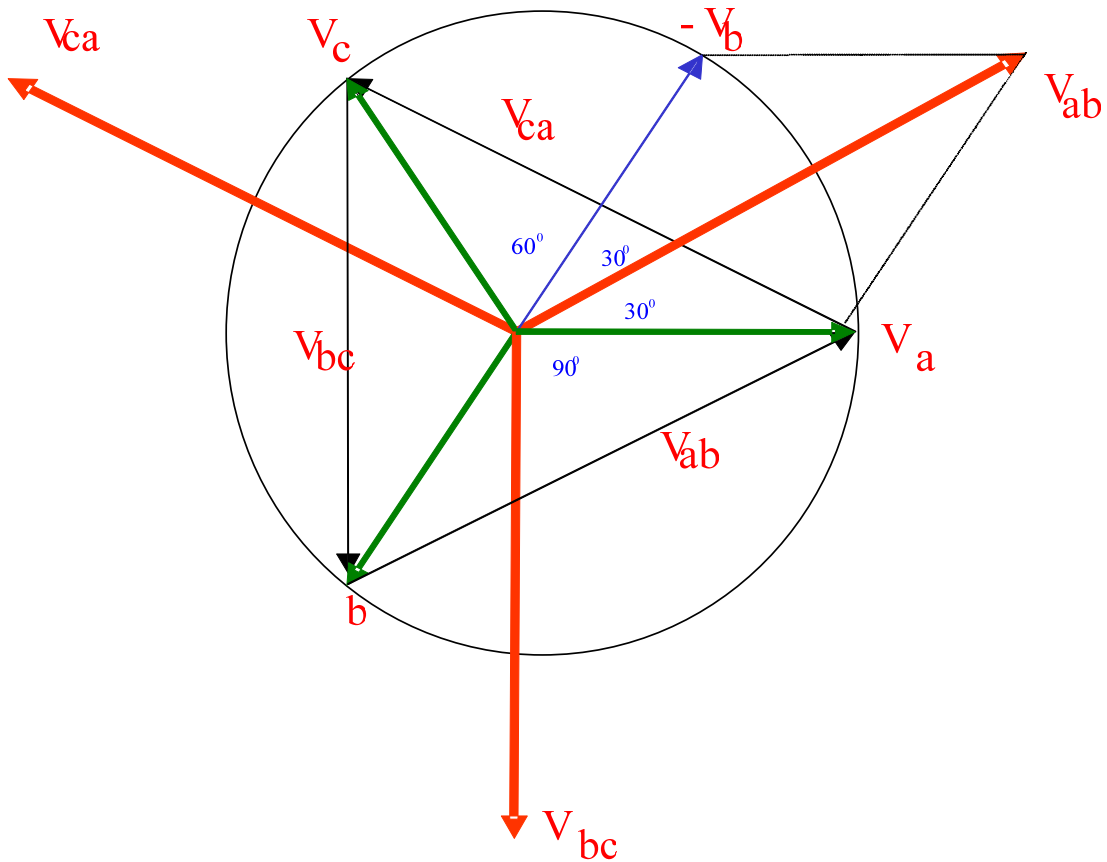
Για την κατανόηση των τριφασικών συστημάτων θα πρέπει πρώτα να κατανοήσουμε τις συνδεσμολογίες αστέρα και τριγώνου που μπορεί να αναφέρονται τόσο στο φορτίο όσο και στις πηγές. Στο παρακάτω σχήμα βλέπουμε τις τυπικές συνδεσμολογίες που πρόκειται να συναντήσουμε στα τριφασικά κυκλώματα.



**Σχήμα 2.5** Πιθανές συνδεσμολογίες που συναντάμε στα τριφασικά συστήματα τόσο για φορτία όσο και για πηγές

Ας διαχωρίσουμε τώρα τα πολικά από τα φασικά μεγέθη για ένα συμμετρικό σύστημα, πολική τάση είναι η διαφορά δυναμικού που συναντούμε από μια γραμμή σε μια άλλη ενώ φασική τάση είναι η τάση που συναντούμε ανάμεσα σε μια γραμμή και τον ουδέτερο. Στο τρίγωνο για ένα συμμετρικό σύστημα η πολική και η φασική τάση ταυτίζονται κατά μέτρο και κατά γωνία ενώ στον αστέρα η πολική είναι  $\sqrt{3}$  φορές μεγαλύτερη από την φασική και προπορεύεται της φασικής κατά τριάντα μοίρες, την τάση δηλαδή μιας μόνο πηγής ή της διαφοράς δυναμικού στα άκρα του ενός από τα τρία τμήματα του φορτίου.

Αντίστοιχα για τα ρεύματα στον αστέρα για ένα συμμετρικό σύστημα το πολικό ή ρεύμα γραμμής, το ρεύμα που διαρρέει μια γραμμή, είναι ίσο με το φασικό κατά μέτρο και κατά γωνία, το ρεύμα δηλαδή που βγαίνει από κάθε πηγή ή μπαίνει σε κάθε ένα από τα τρία τμήματα του φορτίου. Στο τρίγωνο το πολικό ρεύμα είναι  $\sqrt{3}$  φορές μεγαλύτερο από το φασικό ενώ το πολικό προπορεύεται του φασικού κατά τριάντα μοίρες.



*Σχήμα 2.6 Διανυσματικό διάγραμμα των φασικών και πολικών τάσεων όταν έχω συνδεσμολογία αστέρα*

## 2.10 Ισχύς στα συμμετρικά τριφασικά συστήματα

Αν δούμε το συμμετρικό τριφασικό κύκλωμα σαν τρία ξεχωριστά κυκλώματα με όμοια χαρακτηριστικά, θα έχουμε τρεις όμοιες πηγές να τροφοδοτούν ίδιο φορτίο. Άρα η ισχύς των τριών φάσεων θα είναι ίση με την ισχύ της μιας φάσης πολλαπλασιασμένη επί τρία λόγο συμμετρίας. Για την μια φάση τώρα η ενεργός ισχύς είναι ίση με το γινόμενο της ενεργής τιμής της τάσης στα άκρα του φορτίου (δηλαδή την φασική) επί το ρεύμα που διαρρέει το φορτίο μας (το φασικό δηλαδή) επί το συνημίτονο της διαφοράς φάσης τους ανεξάρτητα από την συνδεσμολογία. Τελικά δηλαδή έχουμε την σχέση:

$$P_{3\phi} = 3 * V_{\phi_{ασ},rms} * I_{\phi_{ασ},rms} * \cos \phi \quad (2.30)$$

Αν θέλουμε να περάσουμε σε πολικά μεγέθη αρκεί να παρατηρήσουμε ότι οι φασικές ενεργές τιμές του ρεύματος και της τάσης είναι μικρότερες από της πολικές τους κατά  $\sqrt{3}$  φορές για το ένα μέγεθος και ίσες για το άλλο ανάλογα την συνδεσμολογία. Οπότε ανεξαρτήτως συνδεσμολογίας το γινόμενο των φασικών ενεργών τιμών θα είναι ίσο με το γινόμενο των πολικών ενεργών τιμών δια  $\sqrt{3}$ . έχουμε δηλαδή:

$$V_{\phi\alpha\sigma,rms} * I_{\phi\alpha\sigma,rms} = \frac{V_{\pi\omega\lambda,rms} * I_{\pi\omega\lambda,rms}}{\sqrt{3}} \quad (2.31)$$

Αντικαθιστώντας την παραπάνω σχέση στην προηγούμενη θα έχουμε:

$$P_{3\phi} = \sqrt{3} * V_{\pi\omega\lambda,rms} * I_{\pi\omega\lambda,rms} * \cos \phi \quad (2.32)$$

Σύμφωνα με τα παραπάνω σχετικά με την πραγματική ισχύ και όσα έχουμε πει για την ισχύ γενικότερα θα έχουμε για την φαινόμενη τριφασική ισχύ:

$$|S_{3\phi}| = 3 * V_{\phi\alpha\sigma,rms} * I_{\phi\alpha\sigma,rms} \quad (2.33)$$

Και

$$|S_{3\phi}| = \sqrt{3} * V_{\pi\omega\lambda,rms} * I_{\pi\omega\lambda,rms} \quad (2.34)$$

Και για την άεργη τριφασική ισχύ:

$$Q_{3\phi} = 3 * V_{\phi\alpha\sigma,rms} * I_{\phi\alpha\sigma,rms} * \sin \phi \quad (2.35)$$

Και

$$Q_{3\phi} = \sqrt{3} * V_{\pi\omega\lambda,rms} * I_{\pi\omega\lambda,rms} * \sin \phi \quad (2.36)$$

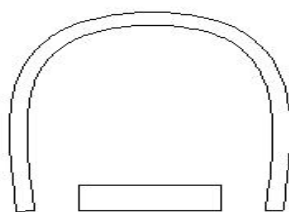
Ενώ ο τύπος για την μιγαδική ισχύ είναι αντίστοιχος με τον τύπο της μιγαδικής ισχύος στα μονοφασικά κυκλώματα, δηλαδή:

$$S_{3\phi} = P_{3\phi} \pm jQ_{3\phi} \quad (2.37)$$

Όπου ξανά το πρόσημο '+' υπονοεί επαγωγική συμπεριφορά ενώ το '-' χωρητική και όταν το Q είναι μηδέν τότε έχουμε καθαρά ωμική συμπεριφορά και η ενεργός με την φαινόμενη ισχύ ταυτίζονται.

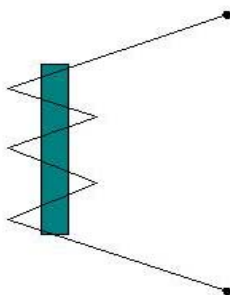
## 2.11 Όργανα μέτρησης

Πολλές φορές, μεγέθη με εναλλασσόμενες κυματομορφές που έχουν ενεργή τιμή διάφορη του μηδενός, έχουν μέση τιμή μηδέν. Αν σε μια τέτοια περίπτωση κάνουμε μια μέτρηση με λάθος όργανο θα μπορούσαμε να βγάλουμε λάθος συμπεράσματα με ολέθρια ίσως αποτελέσματα. Για αυτό το λόγο θα πρέπει να ξέρουμε τι μετράμε με κάθε όργανο κάθε φορά. Για την μέτρηση της μέσης τιμής χρησιμοποιούμε όργανα με στρεφόμενο πηνίο, τα οποία χαρακτηρίζονται από το παρακάτω σύμβολο:



*Σχήμα 2.7 Σύμβολο οργάνου με στρεφόμενο πηνίο*

Για την μέτρηση της ενεργού τιμής χρησιμοποιούμε όργανα με στρεφόμενο σιδερένιο έλασμα που μπορούν να αναγνωριστούν επειδή φέρουν το παρακάτω σύμβολο:

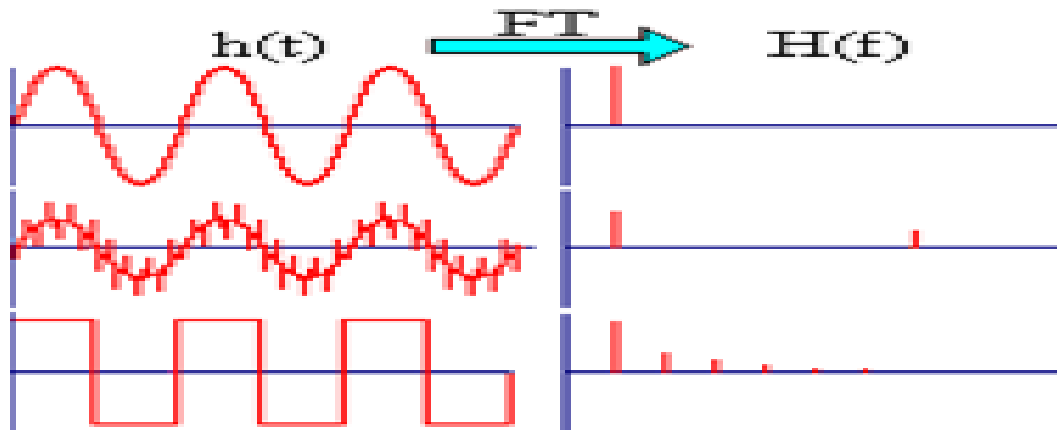


*Σχήμα 2.8 Σύμβολο οργάνου με στρεφόμενο σιδερένιο έλασμα*

Θα πρέπει σε αυτό το σημείο να αναφέρουμε τα όργανα ‘**true rms**’ τα οποία υπολογίζουν κάθε φορά τη ρίζα του ολοκληρώματος του τετραγώνου δηλαδή την ενεργό τιμή. Ένα πλεονέκτημα των οργάνων είναι ότι μπορούν να μετρούν εναλλασσόμενα ή μεταβαλλόμενα μεγέθη και ακόμα και τις συνεχείς συνιστώσες που αυτά μπορεί να έχουν. Τα τελευταία είναι και τα πιο σύγχρονα και μπορούν να αναγνωριστούν από την ομώνυμη ένδειξη ‘**true rms**’.

## **2.12 Ανάλυση Fourier και Εξομάλυνση Σήματος**

Τα μη-ημιτονοειδή περιοδικά σήματα αποτελούνται από πολλά διακριτά ημιτονοειδή σήματα ή ημιτονοειδής συνιστώσες. Η διαδικασία λήψης του φάσματος συχνοτήτων  $\mathbf{H(f)}$  που απαρτίζουν κάθε χρονικά μεταβαλλόμενου σήματος  $\mathbf{h(t)}$  ονομάζεται Ανάλυση Fourier και πραγματοποιείται με Μετασχηματισμό Fourier (Fourier Transform, FT). Τυπικά παραδείγματα φασμάτων συχνοτήτων μερικών απλών περιοδικών σημάτων, τα οποία αποτελούνται από ορισμένο ή άπειρο αριθμό ημιτονοειδών συνιστωσών δείχνονται στο επόμενο σχήμα:



**Σχήμα 2.9** Κάποιες κυματομορφές και οι συχνότητες για τις οποίες παρουσιάζουν αρμονικές

$$f(t) = F_0 + \sum_{h=1}^{\infty} f_h(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{h=1}^{\infty} \{a_h \cos(h\omega t) + b_h \sin(h\omega t)\} \quad (2.38)$$

όπου  $F_0 = a_0/2$  είναι η μέση τιμή στην παραπάνω εξίσωση,

$$a_h = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \cos(h\omega t) d(\omega t) \quad (2.39)$$

για  $h=0, \dots, \infty$   
και

$$b_h = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} f(t) \sin(h\omega t) d(\omega t) \quad (2.40)$$

για  $h=0, \dots, \infty$

Από τις δύο παραπάνω εξισώσεις, η μέση τιμή (σημειώνοντας ότι  $\omega = 2\pi/T$ ) είναι:

$$F_0 = \frac{a_0}{2} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f(t) d(\omega t) = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) d(t) \quad (2.41)$$

Στην πρώτη εξίσωση, κάθε συνιστώσα  $f_h(t) = a_h \cos(h\omega t) + b_h \sin(h\omega t)$  μπορεί να παρασταθεί ως στρεφόμενο διάνυσμα,

$$\overset{\circ}{F}_h = F_h e^{j\phi_h} \quad (2.42)$$

όπου το ενεργό πλάτος και η φάση  $\phi_h$  δίνονται αντίστοιχα από τις σχέσεις



$$|F_h| = \frac{\sqrt{a_h^2 + b_h^2}}{2} \quad (2.43)$$

$$\tan(\phi_h) = -\frac{b_h}{a_h} \quad (2.44)$$

Η ενεργός τιμή της συνάρτησης  $\mathbf{f(t)}$  μπορεί να εκφραστεί με τις ενεργές τιμές των όρων της σειράς Fourier

$$F_{rms} = \sqrt{F_0^2 + \sum_{h=1}^{\infty} F_h^2} \quad (2.45)$$

Πρέπει να σημειωθεί ότι πολλές ac κυματομορφές έχουν μηδενική μέση τιμή ( $F_0=0$ ). Ακόμη, χρησιμοποιώντας τη συμμετρία των κυματομορφών, είναι συχνά δυνατή η απλοποίηση των υπολογισμών των  $\mathbf{a_h}$  και  $\mathbf{b_h}$  στις εξισώσεις και. Στον Πίνακα 1 συνοψίζονται τα είδη συμμετρίας, οι απαιτούμενες συνθήκες και οι εκφράσεις για τα  $\mathbf{a_h}$  και  $\mathbf{b_h}$ .

**Πίνακας 1**

Συμμετρία	Απαιτούμενη Συνθήκη	$\mathbf{a_h}$ και $\mathbf{b_h}$
Άρτια	$f(-t)=f(t)$	$b_h=0$ $a_h=2/\pi \int_0^{\pi} f(t) \cos(h\omega t) d(\omega t)$
Περιττή	$f(-t)=-f(t)$	$a_h=0$ $b_h=2/\pi \int_0^{\pi} f(t) \sin(h\omega t) d(\omega t)$
Μισού Κύματος	$f(-t)=-f(t+1/2T)$	$a_h= b_h=0$ για άρτιο h $a_h=2/\pi \int_0^{\pi} f(t) \sin(h\omega t) d(\omega t)$ για περιττό h $b_h=2/\pi \int_0^{\pi} f(t) \sin(h\omega t) d(\omega t)$ για περιττό h
Άρτιων Τετάρτων Κύματος	Άρτια και μισού κύματος	$b_h=0$ για όλα τα h $a_h=4/\pi \int_0^{\pi/2} f(t) \cos(h\omega t) d(\omega t)$ για περιττό h $a_h=0$ για άρτιο h
Περιττή και μισού κύματος	Περιττών τετάρτων κύματος	$a_h=0$ για όλα τα h $b_h=4/\pi \int_0^{\pi/2} f(t) \sin(h\omega t) d(\omega t)$ για περιττό h $b_h=0$ για άρτιο h

### **3. ΜΗ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΟΙ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ Ε.Ρ. ΣΕ Σ.Ρ.**

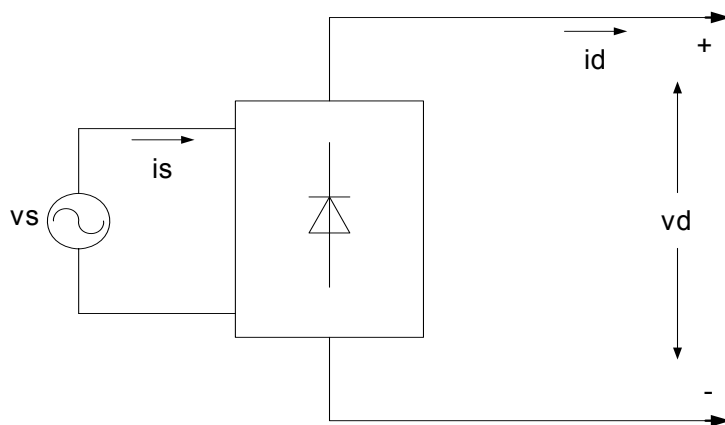
#### **ΕΙΣΑΓΩΓΗ**

Σε πολλές εφαρμογές ηλεκτρονικών συστημάτων ισχύος μετατρέπουμε την εναλλασσόμενη τάση που δίνεται από το δίκτυο σε συνεχή τάση. Αυτή η μετατροπή της τάσης από εναλλασσόμενη σε συνεχή μπορεί να γίνει με ελεγχόμενες ή με μη ελεγχόμενες ανορθωτικές διατάξεις. [1-7, 13, 20]

Σε αυτό το κεφάλαιο αναφέρεται η μετατροπή της εναλλασσόμενης τάσης σε συνεχή με μη ελεγχόμενες ανορθωτικές διατάξεις στις οποίες σαν είσοδο έχουμε την εναλλασσόμενη τάση του δικτύου από την οποία θα ρέει η ισχύς προς την συνεχή πλευρά που θεωρούμε σαν έξοδο. Η χρήση τέτοιων μη ελεγχόμενων ανορθωτικών διατάξεων είναι μεγάλη. Μερικές από αυτές είναι οι σερβομηχανισμοί συνεχούς ρεύματος, τα διακοπτικά τροφοδοτικά Σ.Ρ, τα κινητήρια συστήματα Σ.Ρ, όπως και μεγάλο ακόμα πλήθος εφαρμογών στις οποίες μπορούν να χρησιμοποιηθούν.

Ένα μεγάλο πλεονέκτημα των ανορθωτικών αυτών διατάξεων είναι ότι μπορούν να συνδεθούν απευθείας στο δίκτυο χωρίς την παρεμβολή κάποιου μετασχηματιστή, πράγμα το οποίο κάνει την κατασκευή λιγότερο δαπανηρή και λιγότερο ογκώδη.

Μια γενική ιδέα για την λειτουργία της ανορθωτικής διάταξης φαίνεται στο σχήμα 3.1 όπου  $V_s$  είναι η τάση της πηγής και  $I_s$  το ρεύμα που βγαίνει από την πηγή, στην συνέχεια είναι η ανορθωτική διάταξη και στην έξοδο παίρνουμε μια τάση  $V_d$  και ένα ρεύμα  $I_d$  όπου συνδέεται και το ανάλογο φορτίο. Κατά την λειτουργία στην έξοδο του ανορθωτή θα πρέπει να επιτυγχάνεται η μικρότερη δυνατή κυμάτωση. Για το λόγω αυτό συνήθως συνδέεται στην έξοδο ένας πυκνωτής ο οποίος θα λειτουργεί σαν φίλτρο και θα εμφανίζεται όσο το δυνατόν μικρότερη κυμάτωση.



**Σχήμα 3.1** Μονοφασική ανορθωτική διάταξη.

#### **3.1 ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΕΣ ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ ΜΗ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΕΣ**

Οι μονοφασικές τοπολογίες είναι μια από τις πιο απλές αλλά και πιο συχνά χρησιμοποιούμενες σήμερα διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος. Αποτελούνται από μια εναλλασσόμενη είσοδο οι οποίες έχουν σε σειρά συνδεδεμένη μια ανορθωτική διάταξη μη ελεγχόμενη που αποτελείται από διόδους.

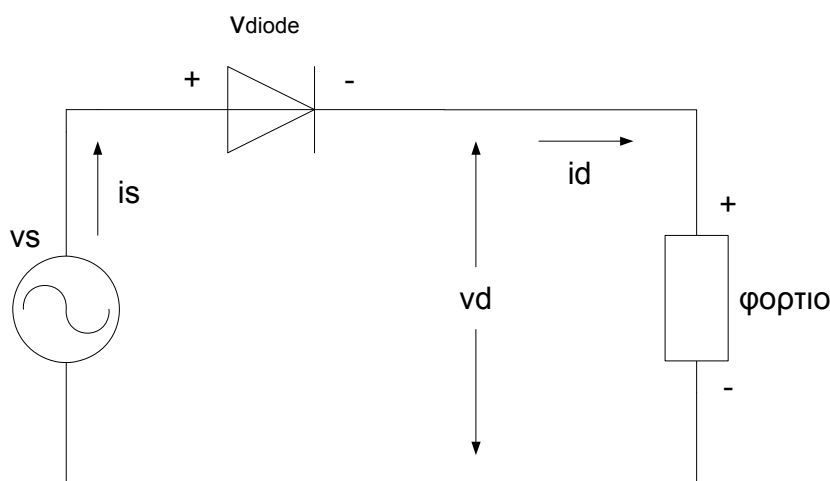
Χρησιμοποιούνται σε όλα τα τροφοδοτικά οικιακών συσκευών και σε βιομηχανικές εφαρμογές μικρής ισχύος.

Στο κεφάλαιο αυτό θα αναλυθούν οι τοπολογίες ανορθωτικών διατάξεων με μία δίοδο, με τέσσερις διόδους και με έξι διόδους καθώς και η συμπεριφορά τους με διάφορα φορτία στην έξοδο όπως, ωμικό φορτίο, ωμικό-επαγωγικό φορτίο, με πηγή τάσης για τις περιπτώσεις όπου δεν θα έχουμε μετάβαση ( $L_s=0$ ) αλλά και στις περιπτώσεις όπου θα έχουμε μετάβαση ( $L_s \neq 0$ ).

### 3.1.1 ΧΩΡΙΣ ΜΕΤΑΒΑΣΗ

#### 3.1.1.1 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΜΕ ΜΙΑ ΔΙΟΔΟ

Στο σχήμα 3.2 φαίνεται η γενική τοπολογία με μια δίοδο και φορτίο στην έξοδο. Στο κύκλωμα υπάρχει η πηγή τροφοδοσίας  $V_s$  η οποία είναι συνήθως το δίκτυο ή κάποια άλλη εναλλασσόμενη πηγή και σε σειρά με αυτήν μια δίοδος. Κατά την λειτουργία του κυκλώματος πολώνεται θετικά η δίοδος και εφαρμόζεται δυναμικό στα άκρα της με αποτέλεσμα να ξεκινάει να άγει και αρχίζει να ρέει ένα ρεύμα στο κύκλωμα, έτσι στην έξοδο του μετατροπέα έχουμε την εμφάνιση μιας τάσης  $V_d$ . Στην συνέχεια θα μελετηθεί η συγκεκριμένη τοπολογία με μια δίοδο με διάφορα φορτία στην έξοδο.



*Σχήμα 3.2 Τοπολογία με μια δίοδο.*

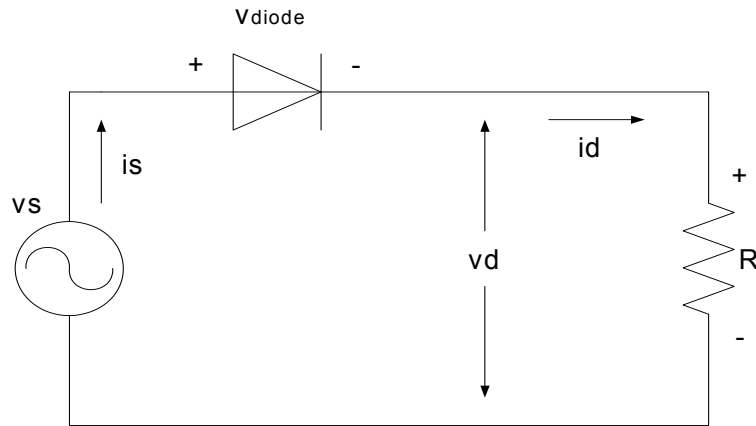
#### A) ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

Στο σχήμα 3.3 φαίνεται ένα κύκλωμα με μια δίοδο και ωμικό φορτίο στην έξοδο.

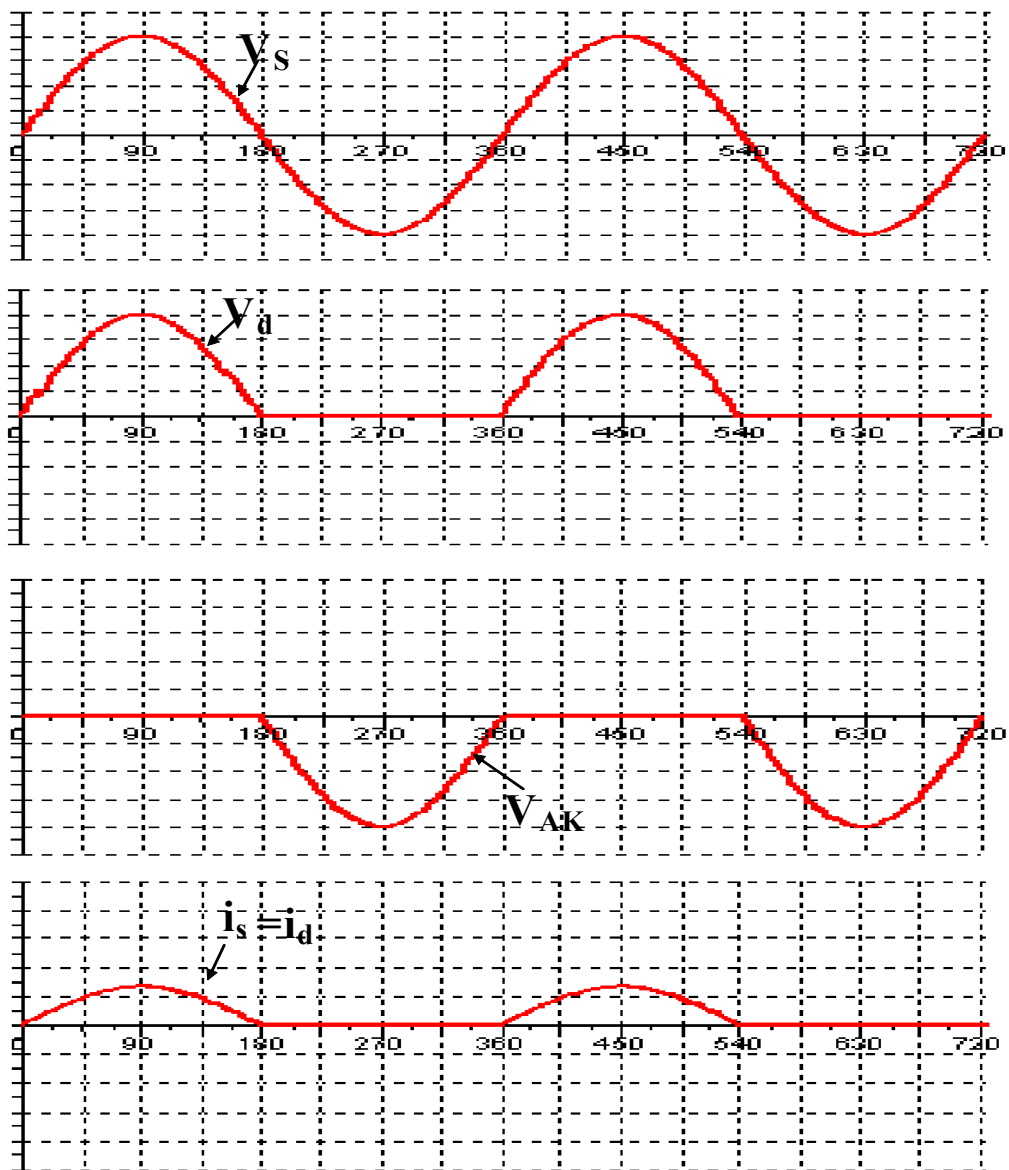
Η λειτουργία του κυκλώματος είναι η ίδια με αυτήν που εξηγήθηκε παραπάνω. Στο σχήμα 3.4 δίδονται οι κυματομορφές των ηλεκτρικών μεγεθών του κυκλώματος.

Θεωρώντας την  $V_s$  σαν τάση εισόδου,  $I_s$  το ρεύμα που ρέει στο κύκλωμα και  $V_d$  την τάση εξόδου επάνω στο ωμικό φορτίο, προκύπτει η παρακάτω σχέση :

$$u_s(t) = i(t) \cdot R = u_d(t) \quad (3.1)$$



Σχήμα 3.3 Τοπολογία με μια δίοδο.



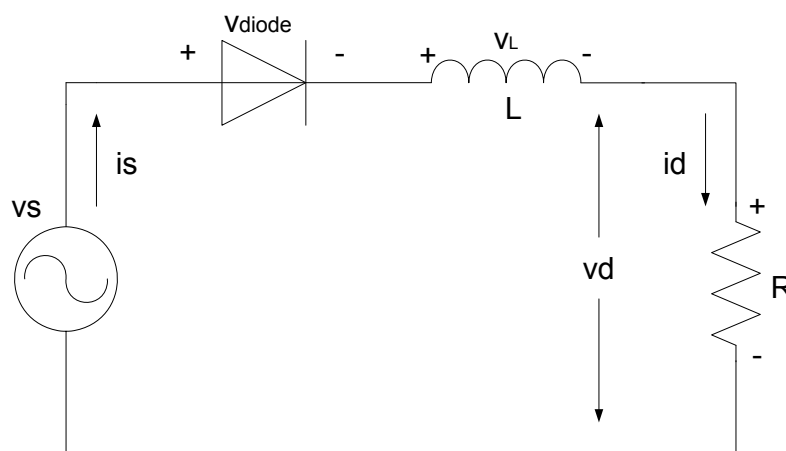
Σχήμα 3.4 Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων για την ανορθωτική διάταξη με μια δίοδο και με ωμικό φορτίο.

## B) ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

Κατά την λειτουργία του κυκλώματος της ανορθωτικής μη ελεγχόμενης διάταξης ενός παλμού με ωμικό-επαγωγικό φορτίο την στιγμή που η διόδος άγει, όπως δείχνει το σχήμα 3.5, μπορεί να θεωρηθεί σαν ένα βραχυκύκλωμα επάνω στο κύκλωμα και την στιγμή εκείνη η τάση της διόδου είναι ίση με 0. Την στιγμή εκείνη το ρεύμα που θα ρέει στο κύκλωμα δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$u_s = i \cdot R + L \frac{di}{dt} \quad (3.2)$$

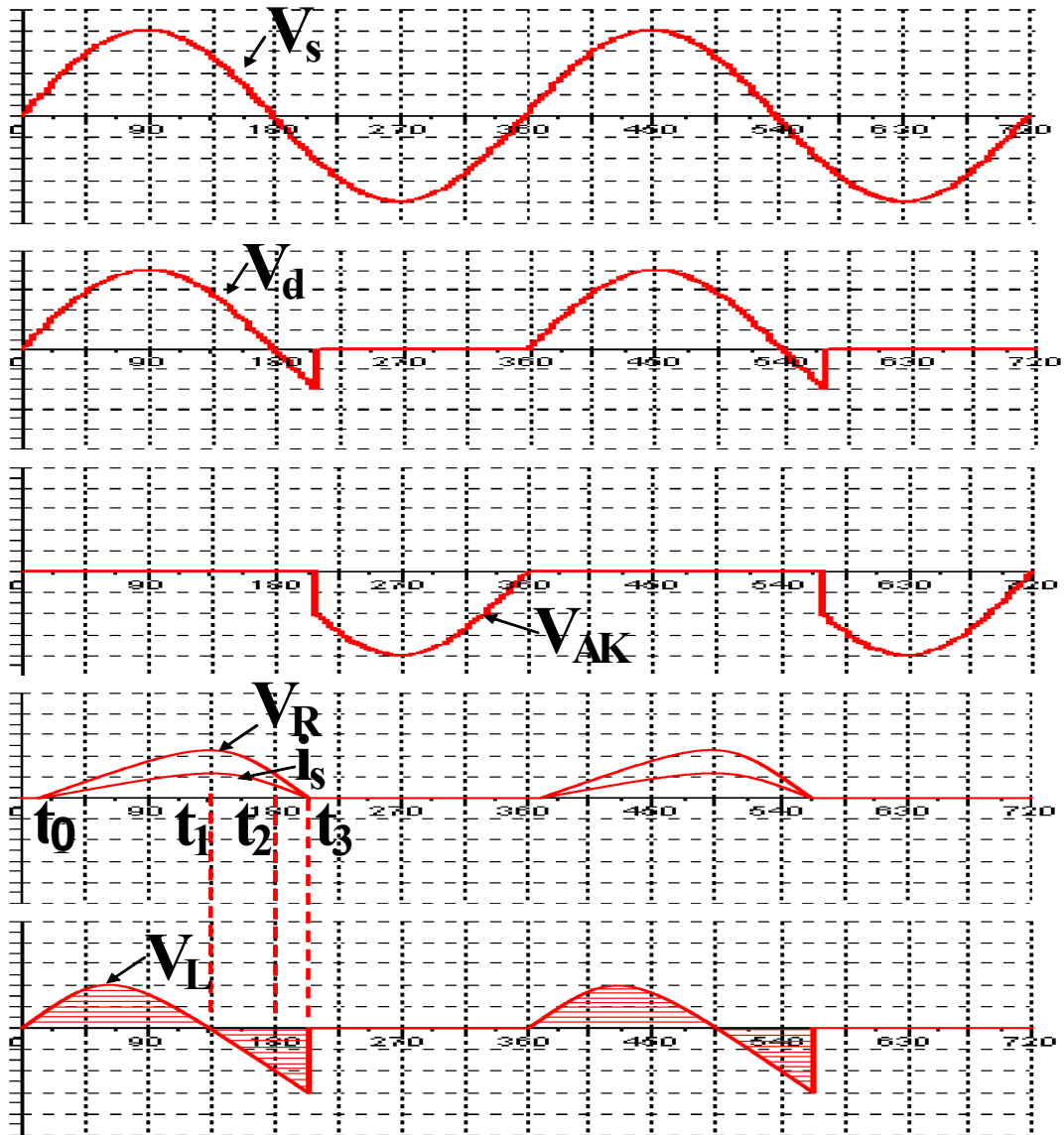
Όπου η τάση αυτεπαγωγής  $U_L = L \cdot di / dt$



Σχήμα 3.5 Τοπολογία με μια διόδο και ωμικό-επαγωγικό φορτίο.

Στο σχήμα 3.6 δίνονται οι κυματομορφές των τάσεων και των ρευμάτων κατά την λειτουργία του κυκλώματος σε διάφορες χρονικές στιγμές. Ξεκινώντας από την χρονική στιγμή  $t_0$  έως της  $t_3$  η  $V_d$  και η  $V_s$  σε όλη τη διάρκεια περιόδου είναι ίσες και συμφασικές. Μέχρι την στιγμή  $t_1$  η  $u_s > u_R$  οπότε και η  $u_L = u_s - u_R$  έτσι το ρεύμα αυξάνει όπως επίσης αυξάνει και η ενέργεια που αποθηκεύεται στην αυτεπαγωγή. Στο επόμενο χρονικό διάστημα  $t_1-t_2$  φαίνεται πως η  $U_L$  γίνεται αρνητική όπως και το ότι το ρεύμα αρχίζει να μειώνεται και μηδενίζεται την στιγμή που μηδενίζεται και η αυτεπαγωγή. Την στιγμή  $t_2$  όπου η  $V_s$  γίνεται αρνητική το ρεύμα συνεχίζει να είναι θετικό λόγω του ότι η διόδος άγει εξαιτίας της αποθηκευμένης ενέργειας της αυτεπαγωγής. Στην  $t_3$  στιγμή όπου η διόδος σταματάει να άγει και έχουμε μηδενισμό του ρεύματος ισχύει:

$$\frac{1}{L} V_L \cdot dt = di \quad (3.3)$$

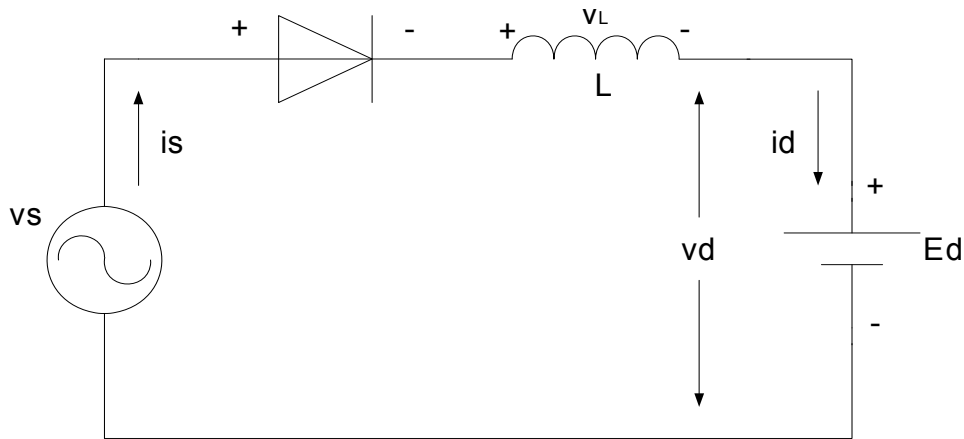


*Σχήμα 3.6 Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων για την ανορθωτική διάταξη με μια δίοδο και με ωμικό-επαγωγικό φορτίο.*

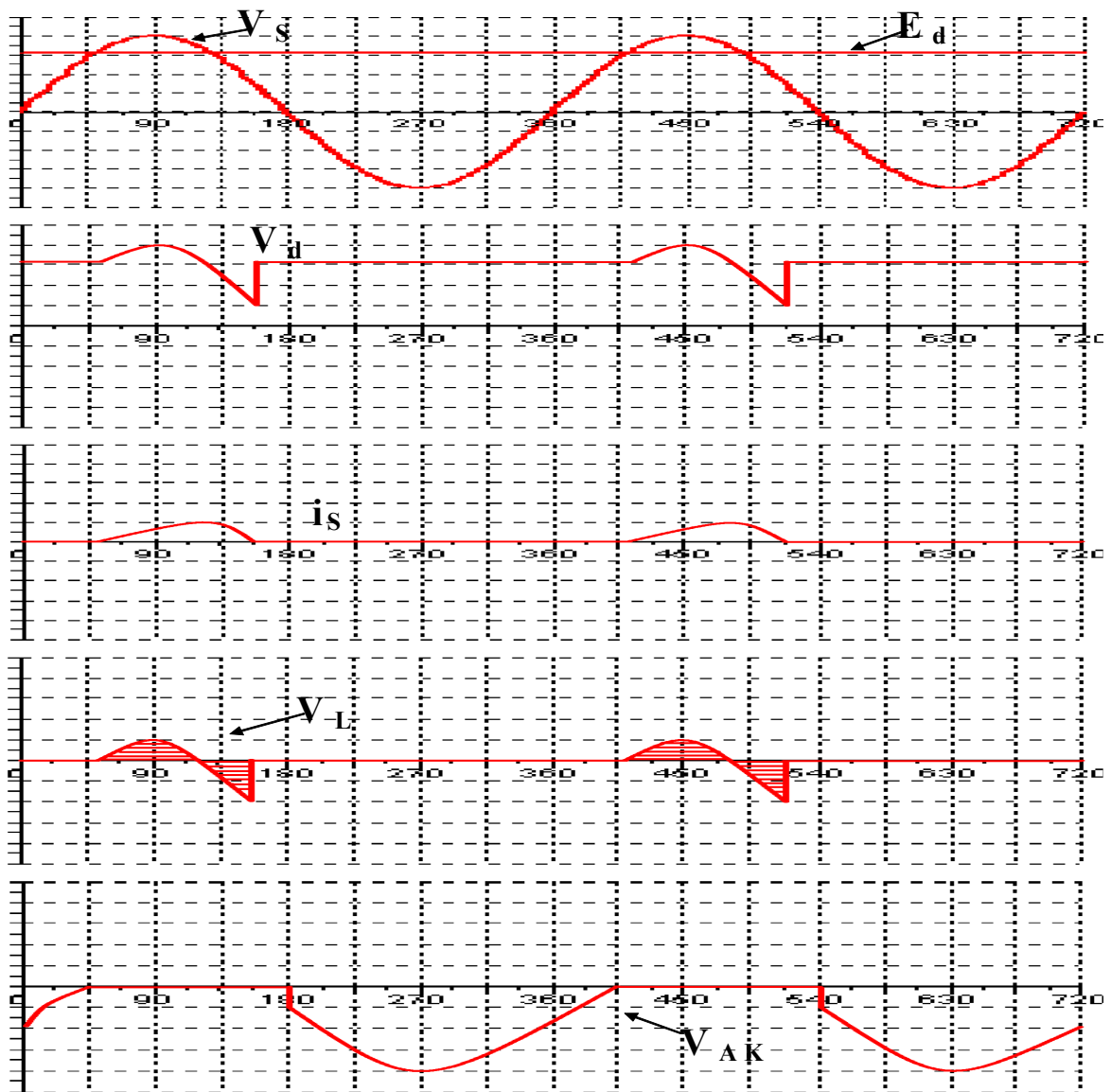
### Γ) ΦΟΡΤΙΟ ΜΕ ΑΥΤΕΠΑΓΩΓΗ ΚΑΙ ΜΕ ΕΣΩΤΕΡΙΚΗ ΠΗΓΗ DC ΤΑΣΗΣ

Στην συνέχεια θα εξεταστεί το κύκλωμα του 3.7 όπου σαν φορτίο στην έξοδο έχει ένα πηνίο  $L$  και μια πηγή συνεχούς τάσης  $E_d$ .

Η λειτουργία του κυκλώματος μπορεί να γίνει πιο κατανοητή από τις κυματομορφές του σχήματος 3.8. Η δίοδος αρχίζει να άγει την στιγμή κατά την οποία η τάση της εισόδου  $V_s$  γίνεται μεγαλύτερη από την  $E_d$ . Κατά την στιγμή εκείνη αρχίζει να εμφανίζεται ένα ρεύμα στην έξοδο το οποίο παίρνει την μέγιστη τιμή του όταν η  $V_s$  γίνεται ίση με την  $E_d$  και μηδενίζεται την στιγμή όπου η ενέργεια του πηνίου τελειώνει.



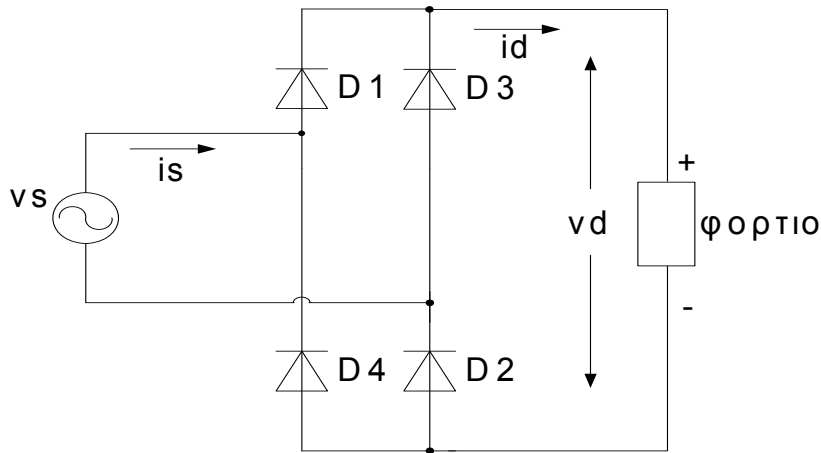
Σχήμα 3.7 Τοπολογία με μια δίοδο και με φορτίο επαγωγή και εσωτερική πηγή τάσης.



Σχήμα 3.8 Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων για την ανорθωτική διάταξη με μια δίοδο και με φορτίο επαγωγή και εσωτερική πηγή τάσης.

### 3.1.1.2 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΜΕ ΤΕΣΣΕΡΙΣ ΔΙΟΔΟΥΣ

Μια τοπολογία ανορθωτικής διάταξης είναι η διάταξη η οποία αποτελείται από τέσσερις διόδους και η ηλεκτρική σύνδεση της διάταξης αυτής φαίνεται στο σχήμα 3.9.



**Σχήμα 3.9** Τοπολογία με τέσσερις διόδους.

Στο κύκλωμα υπάρχουν δυο ζευγάρια διόδων οι οποίες λειτουργούν για το μισό της περιόδου.

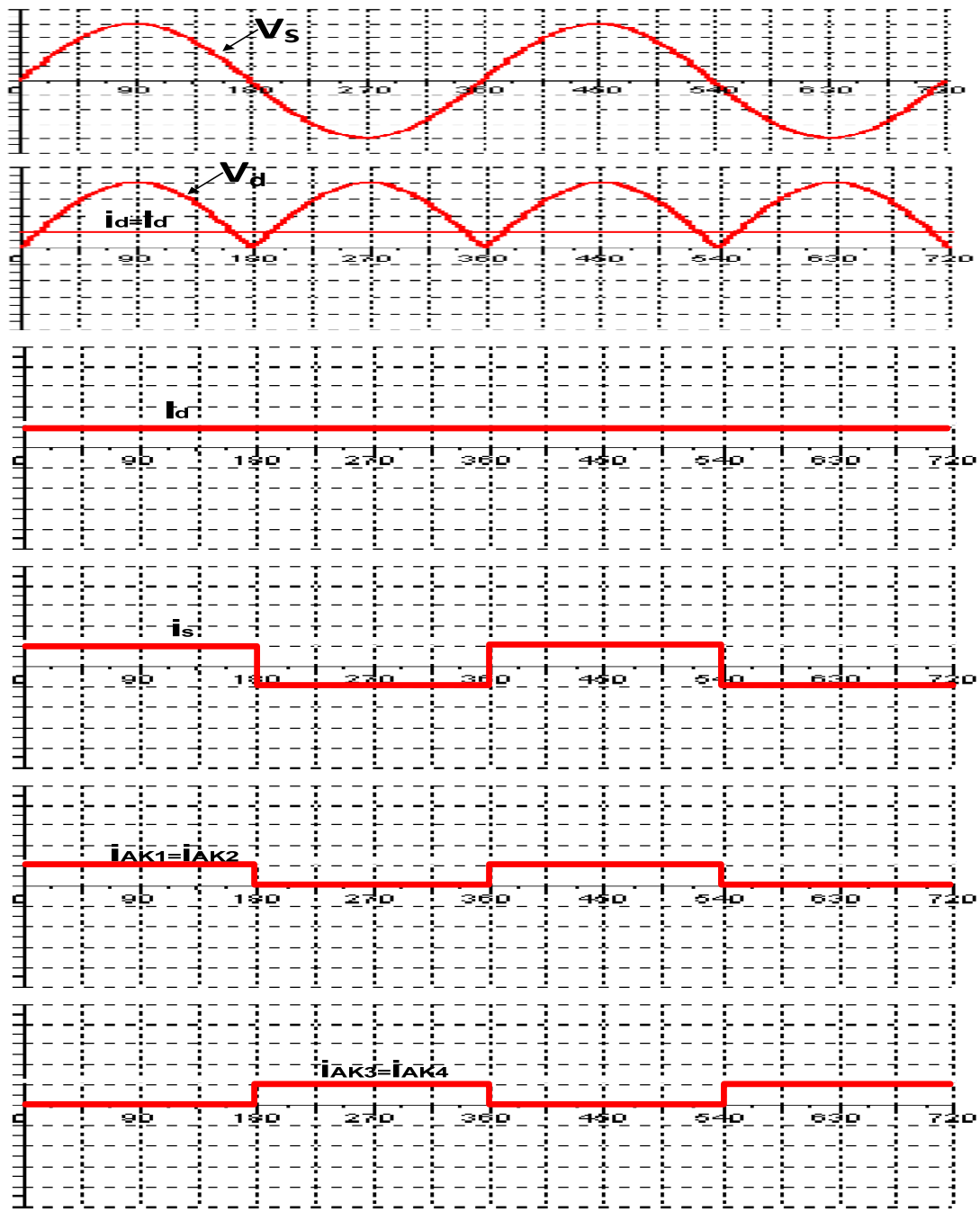
Στην πρώτη ημιπερίοδο είναι οι διόδοι  $D_1$  και  $D_3$  όπου λειτουργούν μαζί και στην δεύτερη ημιπερίοδο οι διόδοι  $D_2$  και  $D_4$  όπου αυτές οι δυο λειτουργούν μαζί.

Κατά την λειτουργία του κυκλώματος, όταν οι διόδοι  $D_1$  και  $D_3$  βρεθούν σε κοινό δυναμικό, το ρεύμα ρέει συνεχώς μέσα από μια δίοδο από την πρώτη ομάδα και μέσα από μια δίοδο της δεύτερης ομάδας. Όταν η  $V_s$  είναι θετική τότε η δίοδος  $D_1$  θα άγει το  $i_d$  και η  $V_s$  θα εμφανίζεται ως τάση ανάστροφης πόλωσης επάνω στα άκρα της  $D_3$ . Όταν τώρα η  $V_s$  γίνει αρνητική τότε το ρεύμα ρέει μέσω της  $D_3$  και η  $D_1$  εμφανίζει στα άκρα της ανάστροφη πόλωση. Το ίδιο τώρα συμβαίνει και στην περίπτωση που η δεύτερη ομάδα  $D_2$  &  $D_4$  βρεθούν σε κοινό δυναμικό. Όταν η  $V_s$  είναι θετική τότε η δίοδος  $D_2$  θα άγει το  $i_d$  και η  $V_s$  θα εμφανίζεται ως τάση ανάστροφης πόλωσης επάνω στα άκρα της  $D_4$ . Όταν τώρα η  $V_s$  γίνει αρνητική τότε το ρεύμα μεταβαίνει ακαριαία στη δίοδο  $D_4$  και η  $D_2$  εμφανίζει στα άκρα της ανάστροφη πόλωση. Την συμπεριφορά των κυματομορφών τάσεων και ρευμάτων θα τα δούμε στο σχήμα 3.10 όπου σαν έξοδο θεωρείται μια πηγή ρεύματος.

Όταν η  $V_s$  είναι θετική τότε η δίοδος  $D_1$  και  $D_2$  στα δυο κυκλώματα θα άγουν, τότε ισχύει ότι  $V_s = V_d$  και  $i_s = i_d$ . Όταν η  $V_s$  γίνει αρνητική τότε η δίοδος  $D_3$  και  $D_4$  στα δυο κυκλώματα θα άγουν, επομένως είναι  $V_d = -V_s$  και  $i_s = -i_d$ , οπότε η τάση εξόδου μπορεί να εκφραστεί χρονικά από τη σχέση:  $u_d(t) = |V_s|$ .

Στην συνέχεια θα εξεταστεί η λειτουργία αυτών των ανορθωτικών διατάξεων με τέσσερις διόδους, προσθέτοντας στην έξοδο διάφορα φορτία.



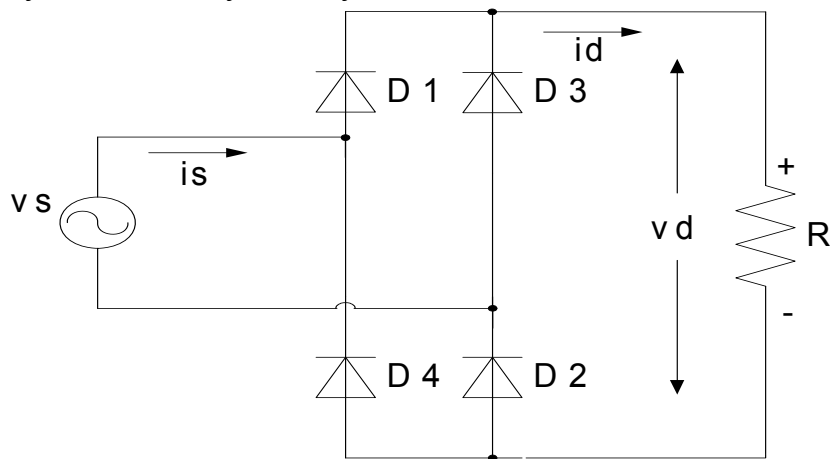


Σχήμα 3.10 Κυματομορφές τάσεως και ρευμάτων για μια πλήρους γέφυρας ανορθωτική διάταξη με πηγή ρεύματος στην έξοδο.

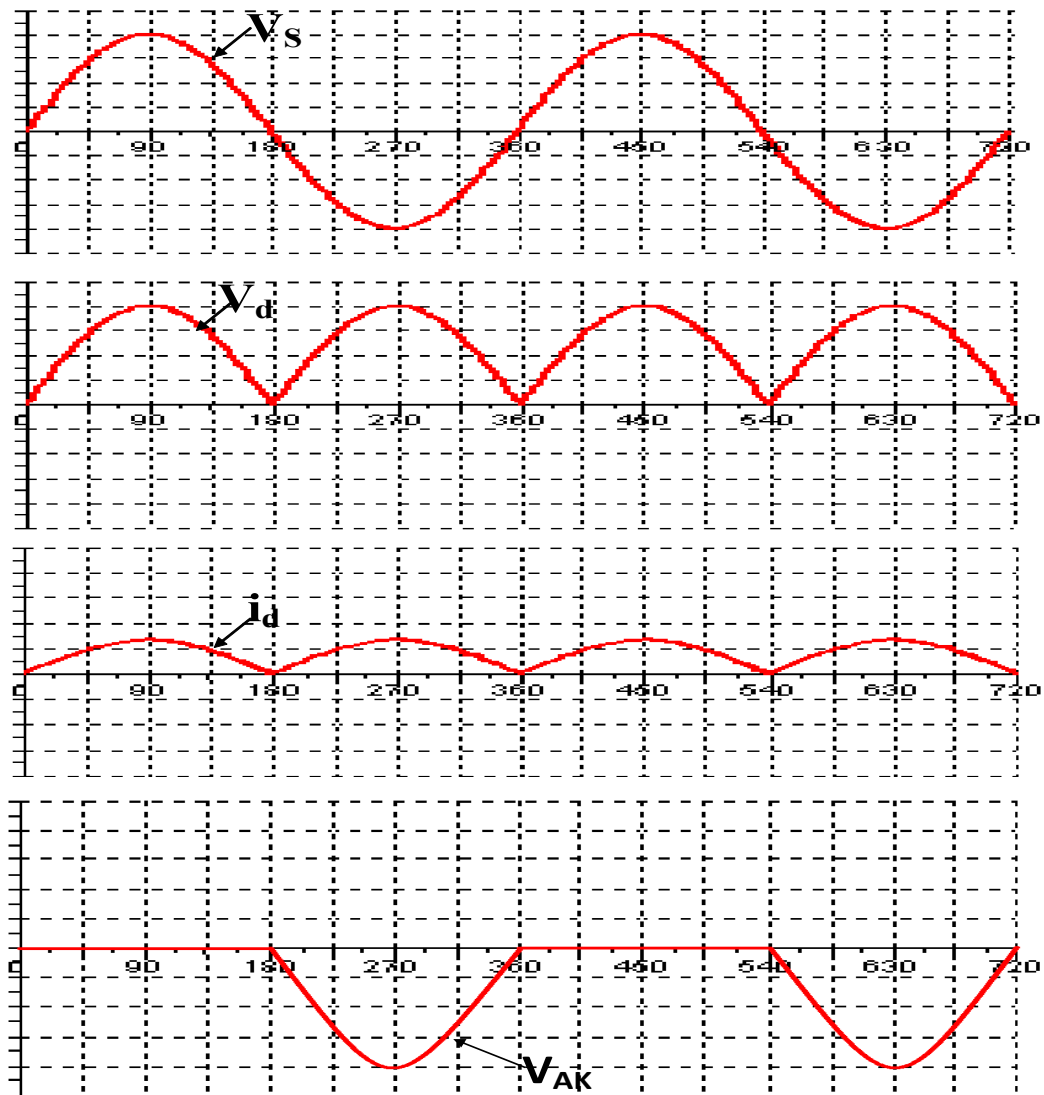
### Α) ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

Η ανορθωτική διάταξη που φαίνεται στο σχήμα 3.11 αποτελείται από μια εναλλασσόμενη τάση εισόδου, από τέσσερις διόδους και στην πλευρά Σ.Ρ. (έξοδο) του ανορθωτή είναι συνδεδεμένη μια ωμική αντίσταση. Παρατηρώντας τις κυματομορφές στο σχήμα 3.12 φαίνεται ότι κατά την διάρκεια όπου η διόδοι D1 και D2 άγουν έχουμε τάση στην έξοδο κατά την πρώτη ημιπερίοδο όπως επίσης εμφανίζεται και ένα ρεύμα  $i_d$  το οποίο είναι συμφασικό με το ρεύμα  $i_s$  της πηγής εισόδου και στις διόδους D3 και D4 εμφανίζεται η ανάστροφη τάση της πηγής εισόδου. Κατά την δεύτερη ημιπερίοδο εμφανίζεται πάλι μια τάση και ρεύμα στην

έξοδο λόγω του ότι έχουν αρχίσει να άγουν η διόδοι D2 και D4 και η αναστροφή τάση εμφανίζεται επάνω στις διόδους D1 και D2.



Σχήμα 3.11 Τοπολογία με ωμικό φορτίο στην έξοδο.



Σχήμα 3.12 Κομματομορφές με ωμικό φορτίο.

Η μέση τιμή  $V_{do}$  της DC εξόδου δίνεται από τον παρακάτω τύπο :

$$V_{do} = \frac{1}{T/2} \int_0^{T/2} \sqrt{2}V_s \sin \omega t \cdot dt = \frac{1}{\omega T/2} (\sqrt{2}V_s \cos \omega t) \Big|_0^{T/2} = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} \cdot V_s$$

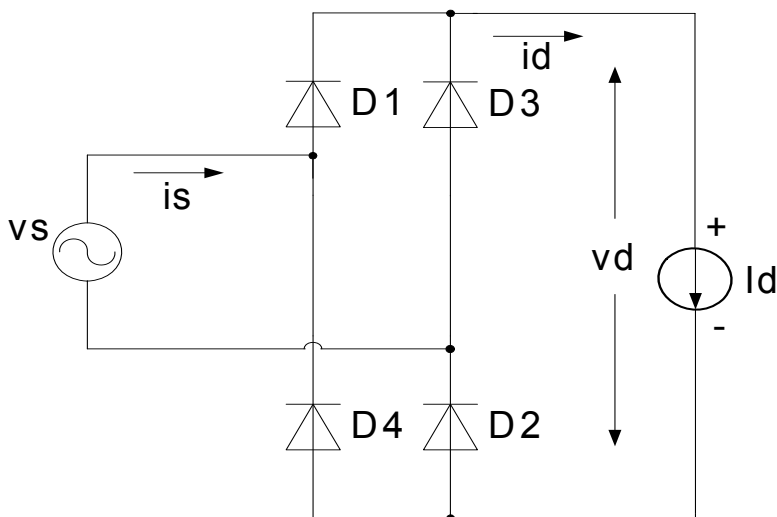
Επομένως

$$V_{do} = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} \cdot V_s = 0.9 \cdot V_s \quad (3.4)$$

Όπου  $V_s$  είναι η rms τιμή της τάσης εισόδου.

### B) ΜΕ DC ΠΗΓΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ

Στην συνέχεια στο σχήμα 3.13 το ωμικό φορτίο στην έξοδο έχει αντικατασταθεί με μια πηγή ρεύματος. Η λειτουργία του κυκλώματος με πριν.



**Σχήμα 3.13** Μη ελεγχόμενη ανορθωτική διάταξη πλήρους γέφυρας με πηγή συνεχούς ρεύματος στην έξοδο.

Και από τις κυματομορφές του σχήματος 3.10 που περιγράφονται λειτουργίες του κυκλώματος, φαίνεται καθαρά πως όταν η  $v_s$  γίνει θετική άγουν οι δίοδοι 1 και 2 και είναι  $v_s = v_d$  και  $i_s = i_d$ . Και όταν η  $v_s$  γίνει αρνητική τώρα άγουν οι δίοδοι 3 και 4 και είναι  $-v_s = v_d$  και  $i_s = -i_d$ .

Η μετάβαση του ρεύματος θεωρείται ακαριαία.

Στην περίπτωση αυτής τότε η μέση τιμή της τάσης εξόδου δίνεται από την σχέση

$$V_{do} = \frac{1}{(T/2)} \int_0^{T/2} \sqrt{2}V_s \sin \omega t \cdot dt = \frac{1}{\omega T/2} (\sqrt{2}V_s \cos \omega t) \Big|_0^{T/2} = \frac{2}{\pi} \sqrt{2}V_s$$

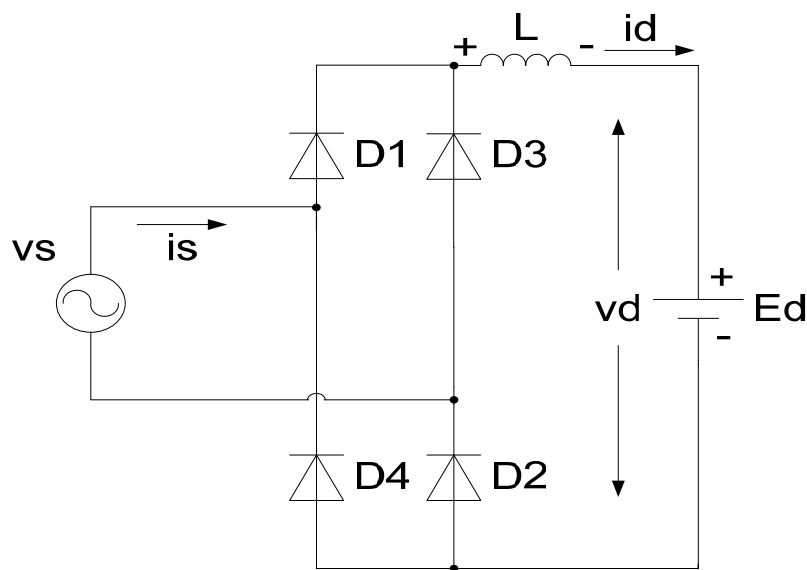
Επομένως

$$V_{do} = \frac{2}{\pi} \sqrt{2} V_s = 0.9 V_s \quad (3.5)$$

Όπου  $V_s$  είναι η rms τιμή της τάσης εισόδου.

### Γ) ΜΕ DC ΠΗΓΗ ΤΑΣΗΣ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ

Στην συνέχεια θα αναλύσουμε το κύκλωμα στο σχήμα 3.14



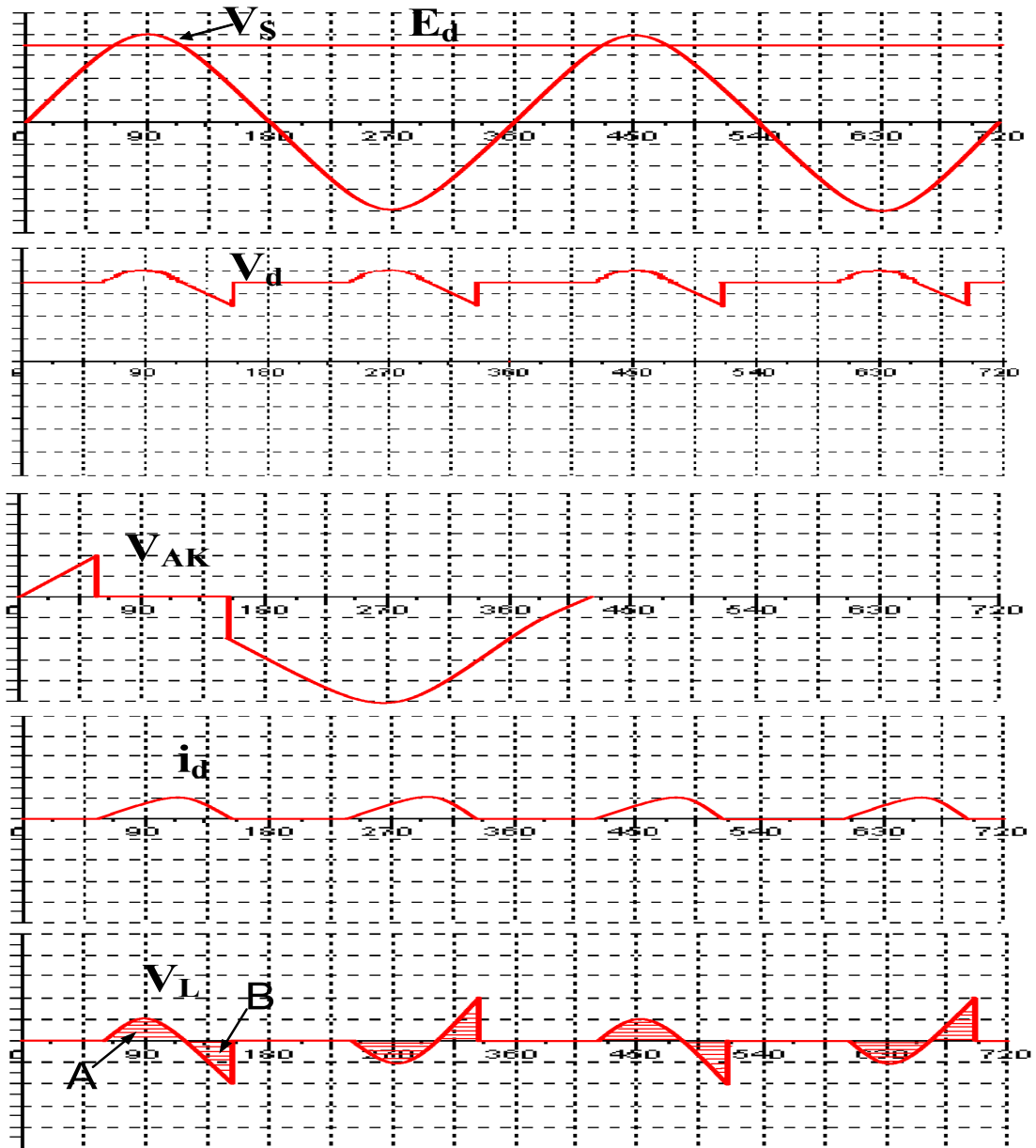
**Σχήμα 3.14** Τοπολογία ανορθωτικής διάταξης με τέσσερις διόδους και με επαγωγή και πηγή συνεχούς τάσης στην έξοδο.

Το κύκλωμα σε αυτήν την περίπτωση με την πηγή τάσης στην έξοδο συμπεριφέρεται σαν να υπάρχει μια μεγάλη τιμή ενός πυκνωτή.

Η λειτουργία του κυκλώματος μπορεί να γίνει πιο κατανοητή παρατηρώντας τις κυματομορφές που προκύπτουν από την λειτουργία του και παρουσιάζονται στο σχήμα 3.15. Την στιγμή όπου η  $V_s$  υπερβαίνει την  $E_d$  θα αρχίσουν οι διόδοι D1 και D2 να άγουν. Το ρεύμα παίρνει την μέγιστη τιμή του την στιγμή όπου  $V_s$  γίνεται ίση με την  $E_d$  και την στιγμή όπου η  $U_L$  αρχίζει να γίνεται αρνητική. Το ρεύμα μηδενίζει την στιγμή όπου τα εμβαδά A και B γίνουν ίσα και θα ξαναρχίσει να άγει το κύκλωμα όταν ένα ζευγάρι διόδων πολωθεί θετικά.

Όταν το ρεύμα ρέει τότε η τάση της αυτεπαγωγής δίνεται από την σχέση

$$u_L = L_s \frac{di_d}{dt} = \sqrt{2} \cdot u_s \cdot \sin(\omega t) - E_d \quad (3.6)$$



Σχήμα 3.15 Κυματομορφές εξόδου με πηγή συνεχούς τάσης και αυτεπαγωγή.

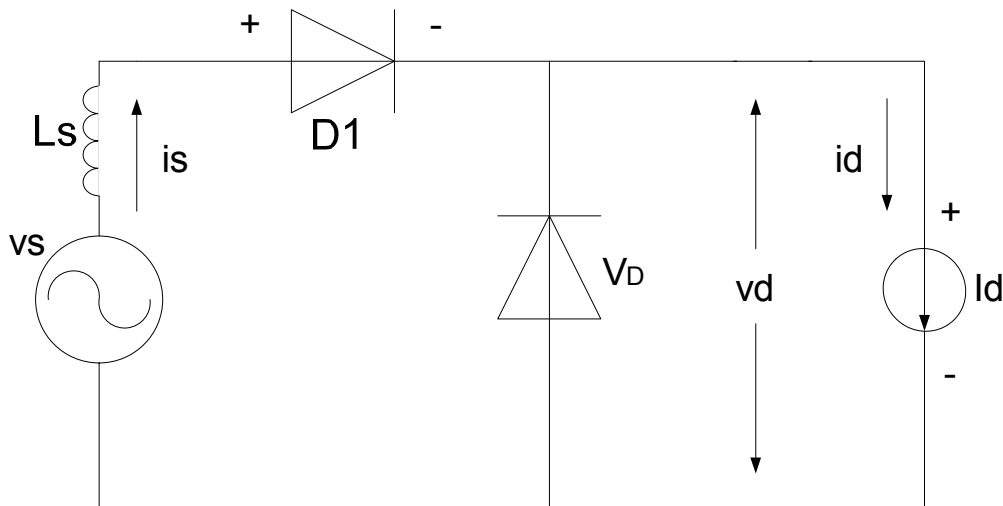
### 3.1.1 ΜΕ ΜΕΤΑΒΑΣΗ

Λέγοντας μετάβαση, εννοείται η μεταβολή του ρεύματος  $i_s$  της εναλλασσόμενης πλευράς από μια τιμή ρεύματος  $+I_d$  σε μια τιμή  $-I_d$  ή και αντίστροφα. Λόγω μιας αυτεπαγωγής που βρίσκεται στην πλευρά E.P. του κυκλώματος έχουμε το φαινόμενο της μετάβασης.

Το χρονικό διάστημα που απαιτείται να γίνει μια τέτοια μετάβαση ονομάζεται χρόνος μετάβασης του ρεύματος ή διάστημα μετάβασης κατά την οποία η αγωγή του ρεύματος μετατίθεται από μια δίοδο σε μια άλλη και ονομάζεται διαδικασία μετάβασης του ρεύματος. Στην συνέχεια θα εξεταστούν κάποιες διατάξεις η οποίες θα εμφανίζουν το φαινόμενο της μετάβασης.

### 3.1.2.1 ΜΕΤΑΒΑΣΗ ΜΕ ΜΙΑ ΔΙΟΔΟ ΚΑΙ ΔΙΟΔΟ ΕΛΕΥΘΕΡΗΣ ΔΙΕΛΕΥΣΗΣ

Το βασικό κύκλωμα για την απεικόνιση της μετάβασης του ρεύματος είναι το απλό κύκλωμα με δυο διόδους που τροφοδοτούνται από μια ημιτονοειδή πηγή τάσης της μορφής  $V_s = \sqrt{2} V_s \sin(\omega t)$  που φαίνεται στο σχήμα 3.16. Στο σχήμα 3.17 φαίνονται οι κυματομορφές που προκύπτουν στην περίπτωση αυτήν. Η έξοδος παρίσταται με μια dc πηγή ρεύματος  $I_d$ .



Σχήμα 3.16 Τοπολογία με μία δίοδο και δίοδο ελεύθερης διέλευσης.

Την χρονική στιγμή  $\omega t=0$ , δηλαδή όταν η  $V_s$  γίνει θετική, η δίοδος  $D1$  αρχίζει να άγει. Εφόσον η δίοδος  $D2$  άγει, προκαλεί ένα βραχυκύκλωμα μέσω του οποίου το  $I_s$  μπορεί να αυξηθεί. Τα ρεύματα των βρόχων είναι το  $I_s$  και  $I_d$ . Για το ρεύμα της  $D2$  ισχύει :  $I_{D2} = I_d - I_s$ . Σε κάποιο χρόνο μετάβασης  $\omega t=u$ , το  $I_s$  γίνεται ίσο με το  $I_d$ . Το ρεύμα  $I_s$  δεν μπορεί να υπερβεί το  $I_d$ , εφόσον θα προκύψει αρνητική τιμή του  $I_{D2}$ , που είναι αδύνατη. Έτσι την χρονική στιγμή  $\omega t = u$  η  $D2$  πάει να άγει.

Το ρεύμα  $I_s$ , μέσω της αυτεπαγωγής, αρχίζει με μια μηδενική τάση στην αρχή του χρόνου μετάβασης και καταλήγει με μια τιμή  $I_d$  στο τέλος. Επομένως, για να βρεθεί η διάρκεια του χρονικού διαστήματος  $u$ , πρέπει να θεωρηθεί η εξίσωση της αυτεπαγωγής όπου κατά το χρόνο μετάβασης η εναλλασσόμενη τάση εισόδου που πέφτει στα άκρα της αυτεπαγωγής είναι

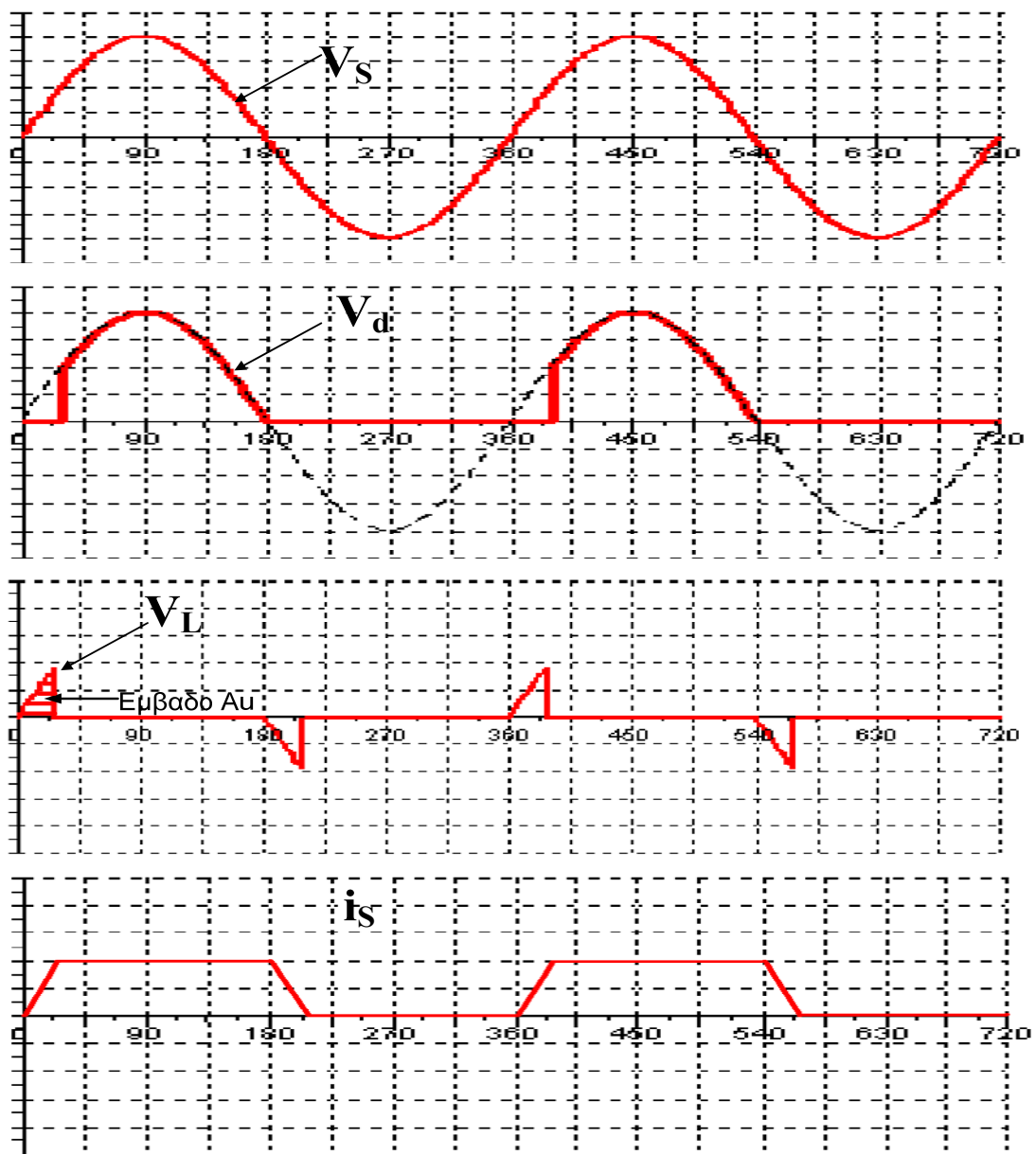
$$v_L = \sqrt{2} V_s \sin \omega t = L_s \frac{di_s}{dt} \quad \text{για } 0 \leq \omega t \leq u \quad (3.7)$$

Ολοκληρώνοντας τα δυο αυτά παραπάνω μέλη προκύπτει

$$A_u = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot (1 - \cos u) = \omega L_s I_d \quad (3.8)$$

Έτσι καταλήγουμε στην διάρκεια του χρονικού διαστήματος  $u$  η οποία βρίσκεται από την σχέση

$$\cos u = 1 - \frac{\omega L_s I_d}{\sqrt{2} V_s} \quad (3.9)$$



Σχήμα 3.17 Κυματομορφές με δίοδο και δίοδο ελεύθερης διέλευσης.

Η εξίσωση αυτή επαληθεύει ότι αν  $L_s=0$ ,  $\cos u=1$  και η μετάβαση του ρεύματος θα είναι ακαριαία με  $u=0$ . Ο πεπερασμένος χρόνος μετάβασης μειώνει την μέση ισχύ της τάσης εξόδου. Για  $L_s=0$  η μέση τιμή  $V_{do}$  της  $V_d$  είναι:

$$V_{do} = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sqrt{2}V_s \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{2\pi} V_s = 0.45 \cdot V_s \quad (3.10)$$

Με μια πεπερασμένη  $L_s$  και ένα μη μηδενικό  $u$ , κατά το χρονικό διάστημα  $u$  η  $v_d = 0$ .

Επομένως,

$$V_d = \frac{1}{2\pi} \int_u^\pi \sqrt{2}V_s \sin \omega t \cdot d(\omega t) \quad (3.11)$$

Αυτή μπορεί να ξαναγραφεί ως εξής

$$V_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \sqrt{2}V_s \sin \omega t \cdot d(\omega t) - \frac{1}{2\pi} \int_0^u \sqrt{2}V_s \sin \omega t \cdot d(\omega t)$$

Από τα παραπάνω προκύπτει

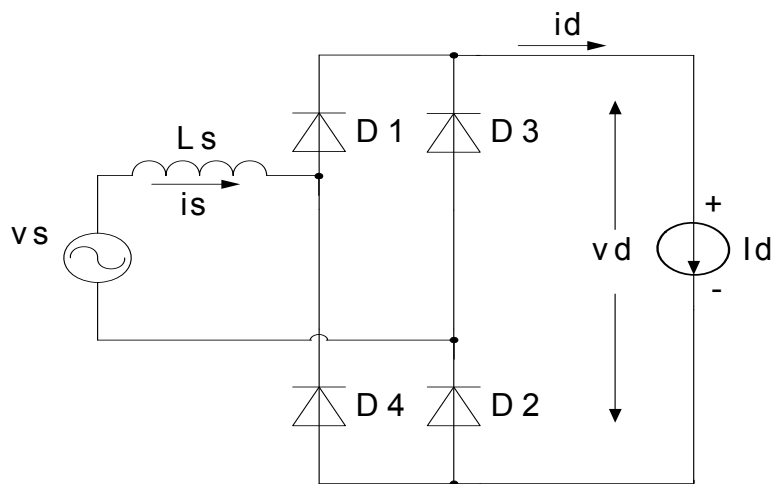
$$V_d = 0.45V_s - \frac{A_u}{2\pi} = 0.45V_s - \frac{\omega L_s}{2\pi} I_d \quad (3.12)$$

Όπου μείωση της μέσης τάσης εξόδου από την τιμή  $V_{d0}$  κατά  $\Delta V_d$  είναι :

$$\Delta V_d = \frac{\omega L_s}{2\pi} I_d \quad (3.13)$$

### 3.1.1.2 ΜΕΤΑΒΑΣΗ ΜΕ ΤΕΣΣΕΡΙΣ ΔΙΟΔΟΥΣ

Στην συνέχεια θα αναλύσουμε την τοπολογία του σχήματος 3.18



**Σχήμα 3.18** Τοπολογία με πηγή συνεχούς ρεύματος με την επίδραση της  $L_s$ .

Στις κυματομορφές του σχήματος 3.19 αναλύεται εκτενέστερα η λειτουργία του κυκλώματος.

Κατά την στιγμή που η  $V_s$  γίνεται θετική, ενώ στην προηγούμενη κατάσταση οι δίοδοι D3 και D4 βρίσκονταν σε κατάσταση αγωγής, τώρα πολώνονται ορθά οι δίοδοι D1 και D2 οι οποίες και άγουν, λόγω του βραχυκυκλώματος που προκαλούν οι δίοδοι D3 και D4. Για το λόγω του ότι οι δυο δίοδοι είναι ίσες, αυτό έχει σαν αποτέλεσμα τα δυο ρεύματα κατά την μετάβαση να είναι ίσα.

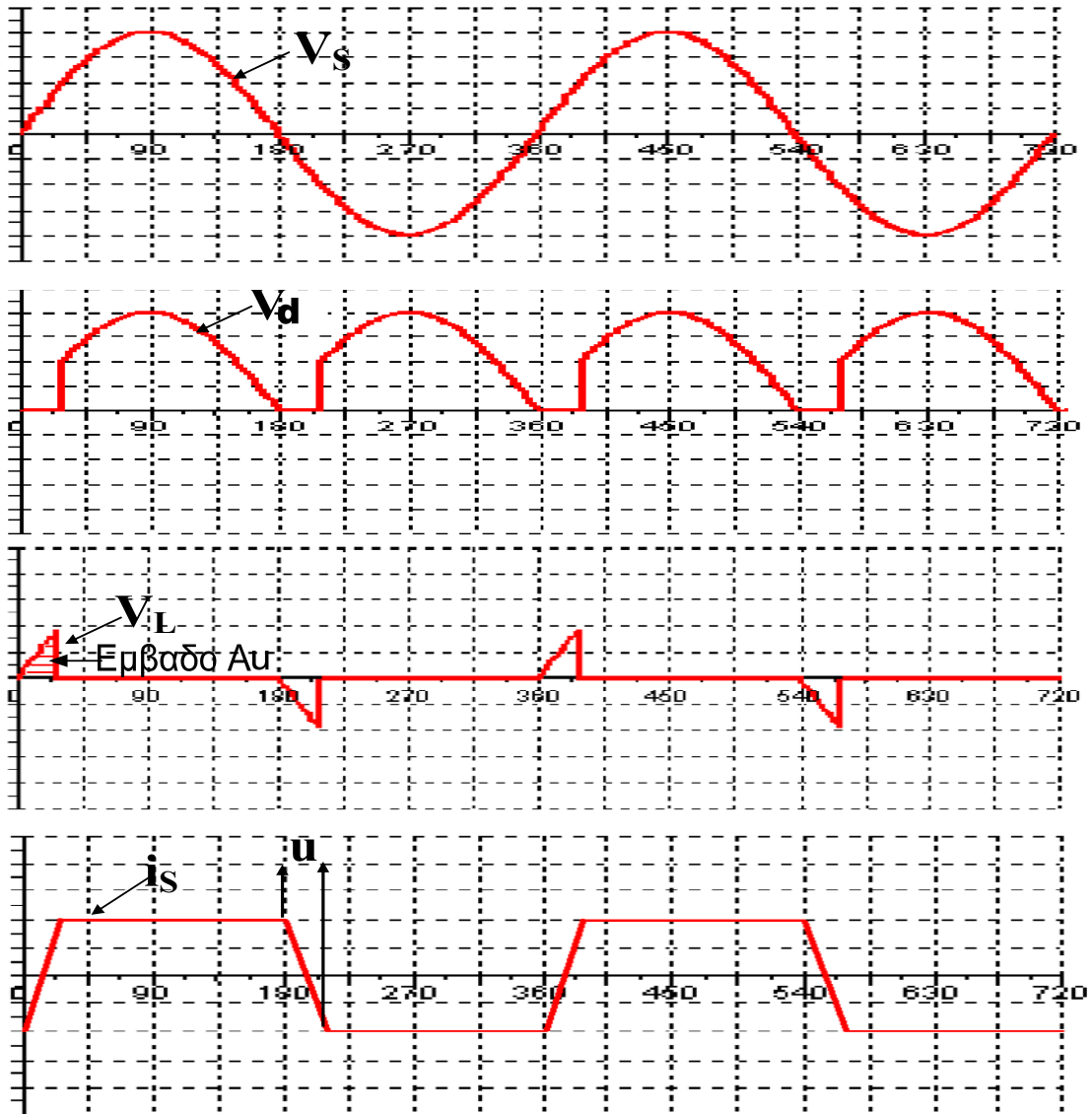


$$i_{D1} = i_{D2} = i_u$$

$$i_{D3} = i_{D4} = I_D - i_u$$

Και  $i_s = -I_d + 2i_u$

Όπως παρατηρείται κατά την μετάβαση αυτή του ρεύματος από τις διόδους D3 και D4 στις διόδους D1 και D2, το ρεύμα μέσω της αυτεπαγωγής  $L_s$  μεταβάλλεται από μια τιμή ρεύματος  $-I_d$  σε μια τιμή  $+I_d$ .



Σχήμα 3.19 Κυματομορφές και η επίδραση της  $L_s$ .

Το εμβαδό  $A_u$  που εμφανίζεται στις κυματομορφές μπορεί να υπολογιστεί ολοκληρώνοντας την παρακάτω σχέση :

$$A_u = \int_0^u \sqrt{2}V_s \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \omega L_s \int_{-I_d}^{I_d} di_s = 2\omega L_s I_d \quad (3.14)$$

Όπου προκύπτει η παρακάτω σχέση

$$A_u = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot (1 - \cos u) = 2\omega L_s I_d \quad (3.15)$$

Οπότε μπορεί να υπολογιστεί και η γωνία μετάβασης από τον παρακάτω τύπο :

$$\cos u = 1 - \frac{2\omega L_s}{\sqrt{2} \cdot V_s} \quad (3.16)$$

Με την παρουσία της  $L_s$  η μέση τιμή  $V_d$  μπορεί να υπολογιστεί με τον παρακάτω τύπο, λαμβάνοντας υπόψη την  $L_s$  αυτή τη φορά.

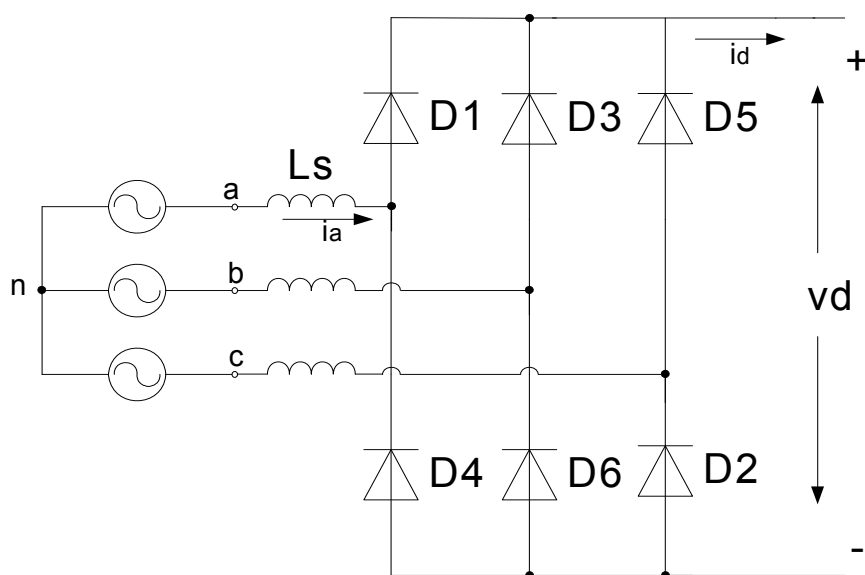
$$V_d = V_{do} - \frac{A_u}{\pi} = 0.9V_s - \frac{2\omega L_s I_d}{\pi} \quad (3.17)$$

Στην περίπτωση όπου στην έξοδο θα υπάρχει ωμικό φορτίο τότε δεν έχουμε μετάβαση  $u$  του ρεύματος  $+I_d$  σε μια τιμή  $-I_d$  ή και αντίστροφα λόγω του ότι το ρεύμα είναι μηδενικό κατά τη χρονική στιγμή της μετάβασης

### 3.2 ΤΡΙΦΑΣΙΚΕΣ ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ

Σε εφαρμογές όπου είναι απαραίτητη η δυνατότητα διαχείρισης μεγάλης ισχύος και η εμφάνιση όσο το δυνατόν μικρότερης κυμάτωσης στην έξοδο, χρησιμοποιούνται τριφασικές ανόρθωτικές διατάξεις αντί των μονοφασικών ανόρθωτικών διατάξεων.

Στο σχήμα 3.20 φαίνεται η γενική μορφή μιας τριφασικής γεφύρας πλήρους ανόρθωσης με έξι διόδους η οποία έχει μεγάλο εύρος εφαρμογών.



Σχήμα 3.20 Τοπολογία με έξι διόδους.

### 3.2.1 ΧΩΡΙΣ ΜΕΤΑΒΑΣΗ

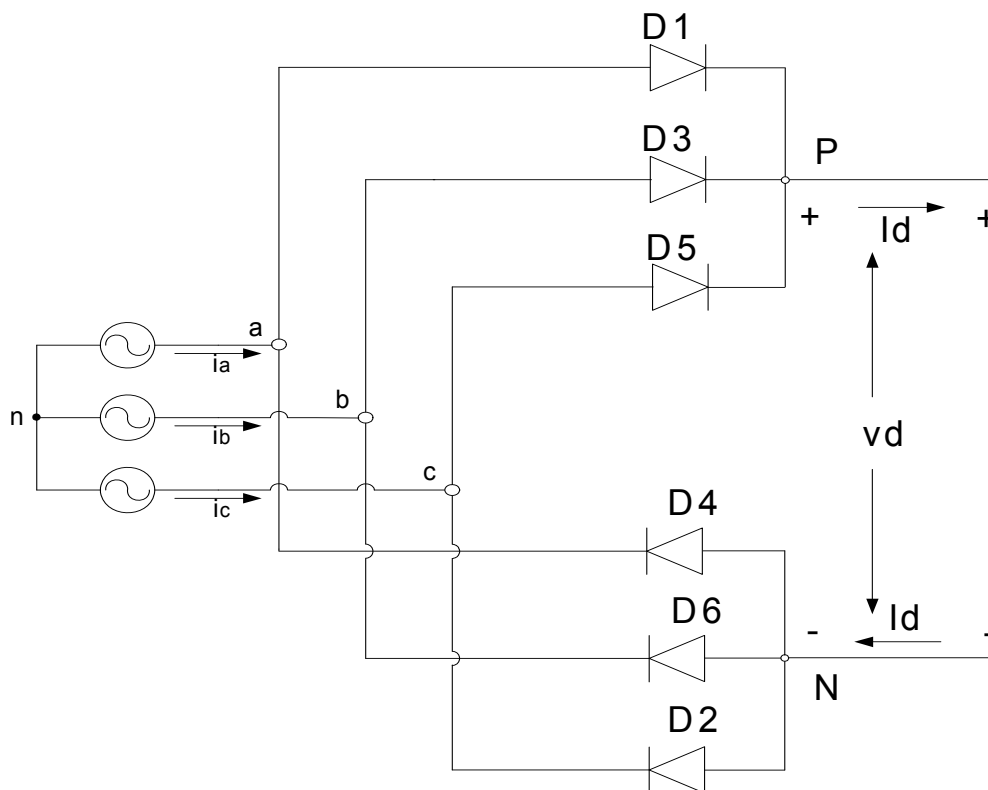
Στην συνέχεια θα μελετηθούν τριφασικές τοπολογίες αποτελούμενες από μη ελεγχόμενες ανορθωτικές διατάξεις καθώς και η λειτουργία τους για διάφορα φορτία στην έξοδο.

#### 3.2.1.1 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΜΕ ΕΞΙ ΔΙΟΔΟΥΣ

Η λειτουργία μιας διάταξης με έξι διόδους είναι η εξής :

Σαν είσοδο υπάρχουν τρεις πηγές Ε.Ρ. οι οποίες τροφοδοτούνε το κύκλωμα και έχουμε τον σχηματισμό δυο ομάδων που αποτελούνται από τρεις διόδους η κάθε ομάδα. Κατά την λειτουργία το ρεύμα  $i_d$  ρέει μέσω μιας διόδου της πρώτης ομάδας και μέσω μιας διόδου της δεύτερης ομάδας. Στην άνω ομάδα θα άγει η διόδος που έχει την άνοδο της στο υψηλότερο δυναμικό ενώ οι άλλες δυο πολώνονται ανάστροφα. Στην κάτω ομάδα θα άγει η διόδος που έχει την κάθοδο της στο χαμηλότερο δυναμικό, ενώ οι άλλες δυο πολώνονται ανάστροφα.

Κατά την λειτουργία του κυκλώματος 3.21, εμφανίζεται τάση στην έξοδο στα δύο άκρα, P στον θετικό ακροδέκτη Σ.Ρ. και N στον αρνητικό ακροδέκτη Σ.Ρ., με σημείο αναφοράς τον ουδέτερο ακροδέκτη n στην πλευρά Ε.Ρ. του κυκλώματος. Έτσι μπορούν να βρεθούν τα δυναμικά  $V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$ , στην πλευρά του Ε.Ρ. του κυκλώματος.



Σχήμα 3.21 Τοπολογία με έξι διόδους.

Η στιγμιαία τιμή της τάσης στην έξοδο θα είναι :

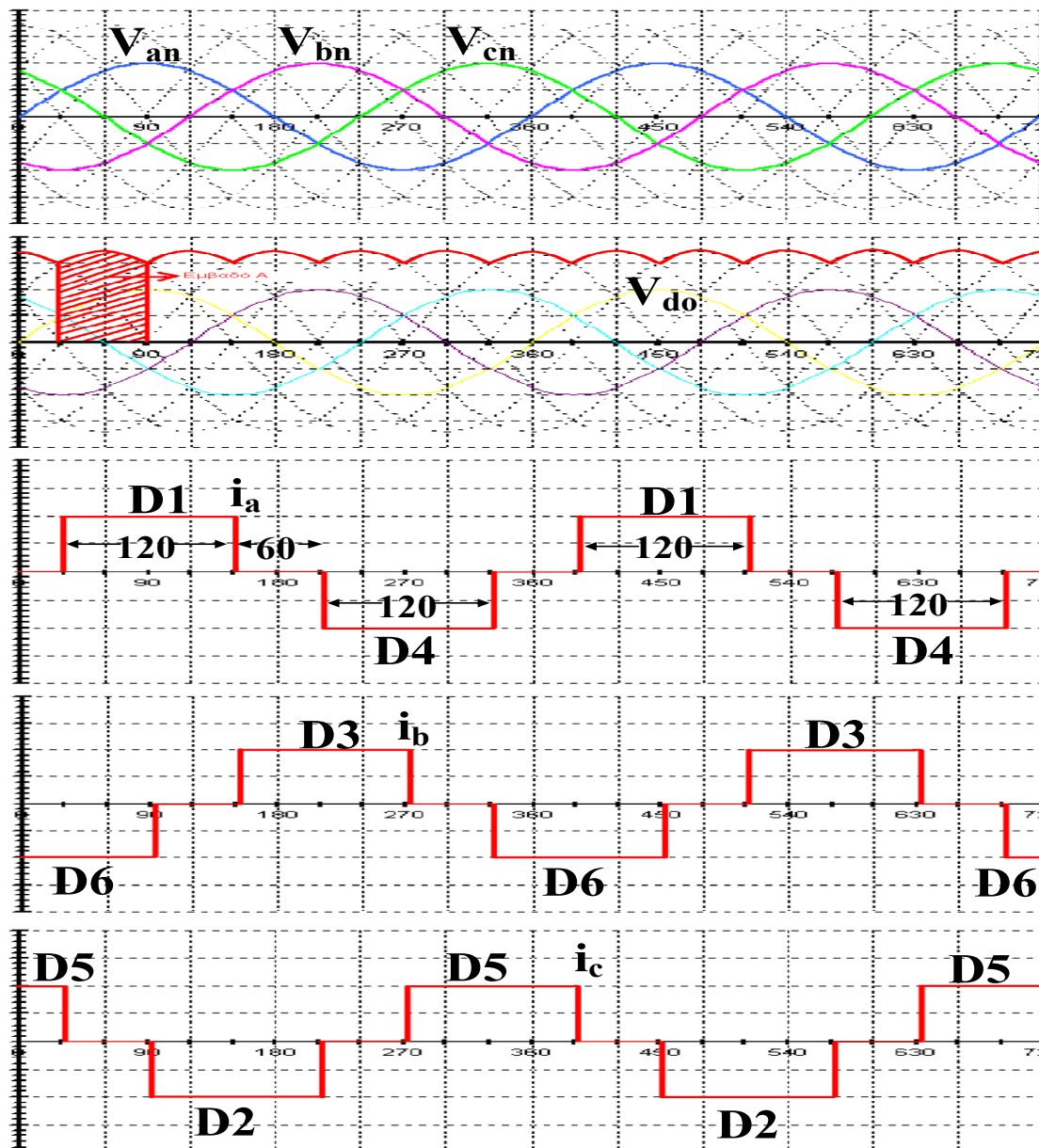
$$V_d = V_{Pn} - V_{Nn} \quad (3.18)$$

Στο σχήμα 3.22 φαίνονται οι κυματομορφές των τάσεων εισόδου του κυκλώματος καθώς και η κυματομορφή της τάσης εξόδου  $V_d$ , η οποία αποτελείται από έξι τμήματα άνα περίοδο της τάσης του δικτύου. Στην περίπτωση αυτή η κάθε δίοδος άγει για  $120^\circ$ .

Οι κυματομορφές των ρευμάτων φαίνονται στο σχήμα 3.22, όπου για το ρεύμα της φάσης  $a$  δηλαδή το  $i_a$  όταν άγει η δίοδος 1 το ρεύμα να είναι  $I_d$ , όταν άγει η δίοδος 4 τότε το ρεύμα στην έξοδο θα είναι  $-I_d$  και το ρεύμα θα είναι 0 όταν καμία από τις παραπάνω δίοδους δεν θα άγει.

Η μετάβαση του ρεύματος από την μια δίοδο στην επόμενη θεωρείται ακαριαία, λόγω του ότι η  $L_S = 0$ .

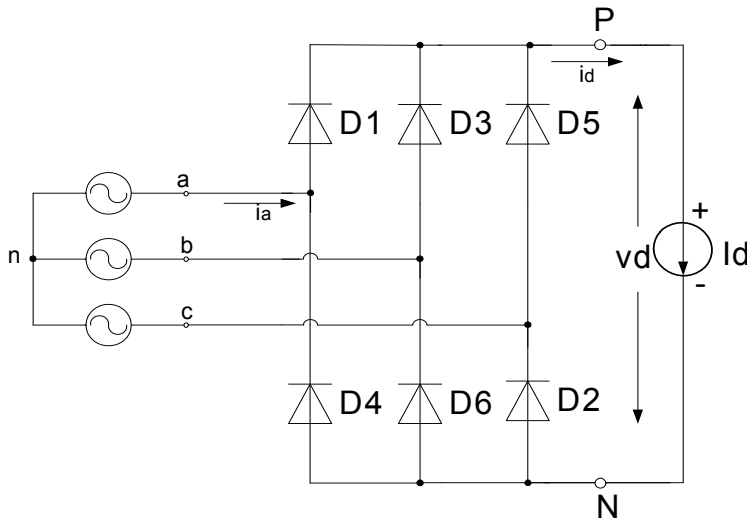
Στην συνέχεια θα εξεταστεί η λειτουργία αυτών των ανορθωτικών διατάξεων με έξι δίοδους χωρίς την επίδραση της  $L_S$  ( $L_S = 0$ ), προσθέτοντας στην έξοδο διάφορα φορτία, πηγή ρεύματος  $I_d$ , ωμικό, ωμικό-επαγωγικό, επαγωγικό με πηγή τάσης.



Σχήμα 3.22 Κυματομορφές τάσεως και ρεύματος

### A) ΜΕ ΠΗΓΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ $I_d$

Στο κύκλωμα του σχήματος 3.23 φαίνεται μια τριφασική γέφυρα πλήρους ανόρθωσης με φορτίο στην έξοδο μια πηγή ρεύματος  $I_d$ . Η λειτουργία της είναι η ίδια με αυτήν που αναλύθηκε παραπάνω. Στην συνέχεια θα παρουσιαστούν οι εξισώσεις που διέπουν το κύκλωμα.



**Σχήμα 3.23** Τριφασική γέφυρα πλήρους ανόρθωσης με πηγή ρεύματος στην έξοδο.

Στο παραπάνω κύκλωμα για να βρεθεί η μέση τιμή της τάσης εξόδου, αρκεί να την υπολογίσουμε για το διάστημα των  $60^\circ$ .

$$V_d(\omega t) = V_{ab}(\omega t) = \sqrt{2} \cdot V_{LL} \cos \omega t \quad \text{για } -\frac{1}{6}\pi < \omega t < \frac{1}{6}\pi \quad (3.19)$$

Όπου σαν  $V_{LL}$  θεωρείται η ενεργός τιμή της πολικής τάσης. Ολοκληρώνοντας την  $V_{ab}$ , το εμβαδό A δίνεται από την σχέση

$$A = \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{2} \cdot V_{LL} \cos \omega t \cdot d\omega t = \sqrt{2} \cdot V_{LL} \quad (3.20)$$

Οπότε διαιρώντας το A δια του διαστήματος  $\pi/3$  προκύπτει η μέση τιμή της τάσης εξόδου από την παρακάτω σχέση :

$$V_{do} = \frac{1}{\pi/3} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{2} V_{LL} \cos \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} V_{LL} = 1.35 \cdot V_{LL} \quad (3.21)$$

Επίσης μπορεί να υπολογιστεί και η ενεργός τιμή του ρεύματος γραμμής η οποία δίνεται από την παρακάτω σχέση:

$$I_S = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = 0.816 \cdot I_d \quad (3.22)$$

Από την ανάλυση Furrier η θεμελιώδης συνιστώσα θα έχει τιμή :

$$I_{S1} = \frac{1}{\pi} \sqrt{6} I_d = 0.78 \cdot I_d \quad (3.23)$$

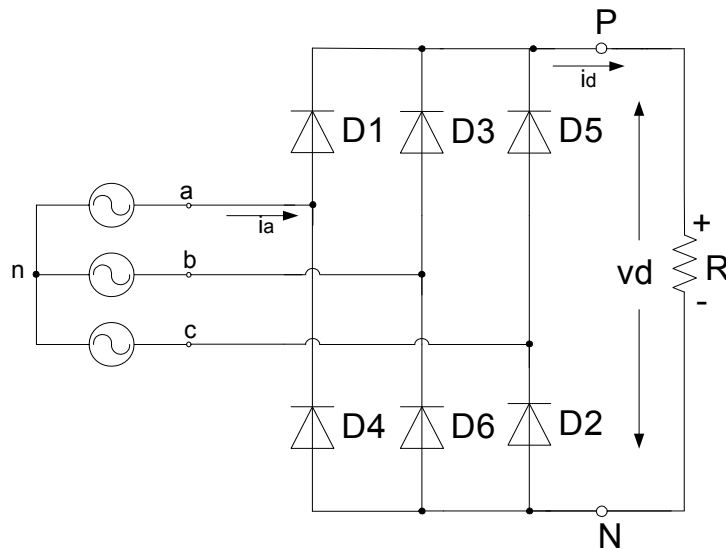
Συναρτήσει της θεμελιώδους συνιστώσας προκύπτει η αρμονική συνιστώσα η οποία εκφράζεται από τη σχέση :

$$I_{Sh} = \sqrt{\frac{I_{sh1}}{h}} \quad (3.24)$$

Όπου  $h=5,7,11,13, \dots$  Οι άρτιες και οι τριπλές αρμονικές είναι μηδέν λόγω συμμετρίας.

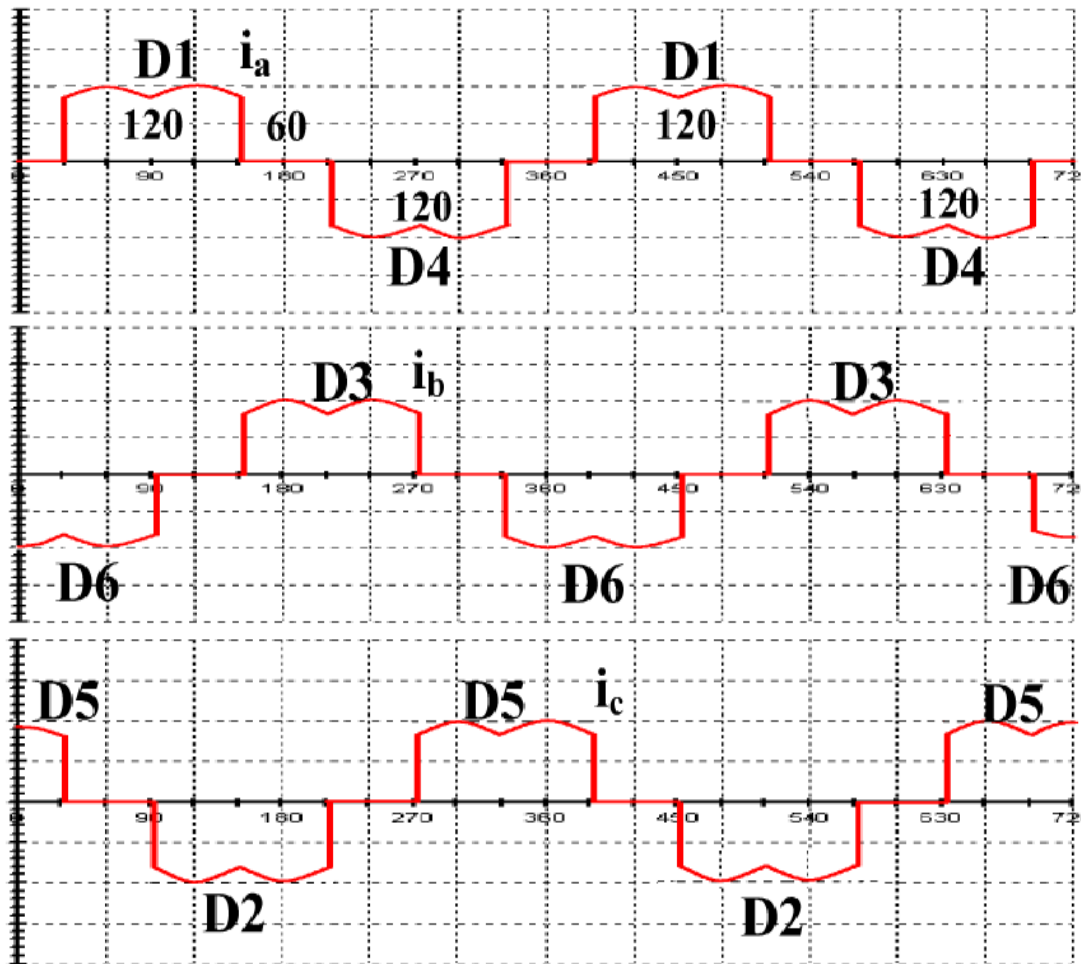
### B) ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

Η λειτουργία της τριφασικής γέφυρας πλήρους ανόρθωσης και με ωμικό φορτίο θα είναι η ίδια με αυτήν που εξηγήθηκε στο κεφάλαιο 3.2.1.1. , ενώ το πλήρες κύκλωμα φαίνεται στο σχήμα 3.24.



**Σχήμα 3.24** Τριφασική γέφυρα πλήρους ανόρθωσης με ωμικό φορτίο

Οι κυματομορφές της τάσης θα είναι οι ίδιες με την περίπτωση της πηγής ρεύματος σαν φορτίο. Τα φασικά ρεύματα ρέουν για τα ίδια χρονικά διαστήματα όπως φαίνεται στο σχήμα 3.25, η μόνη διαφορά είναι ότι οι κυματομορφές του ρεύματος δεν θα είναι ευθύγραμμες αλλά τα ρεύματα θα ακολουθούν την κυμάτωση της τάσης εξόδου.

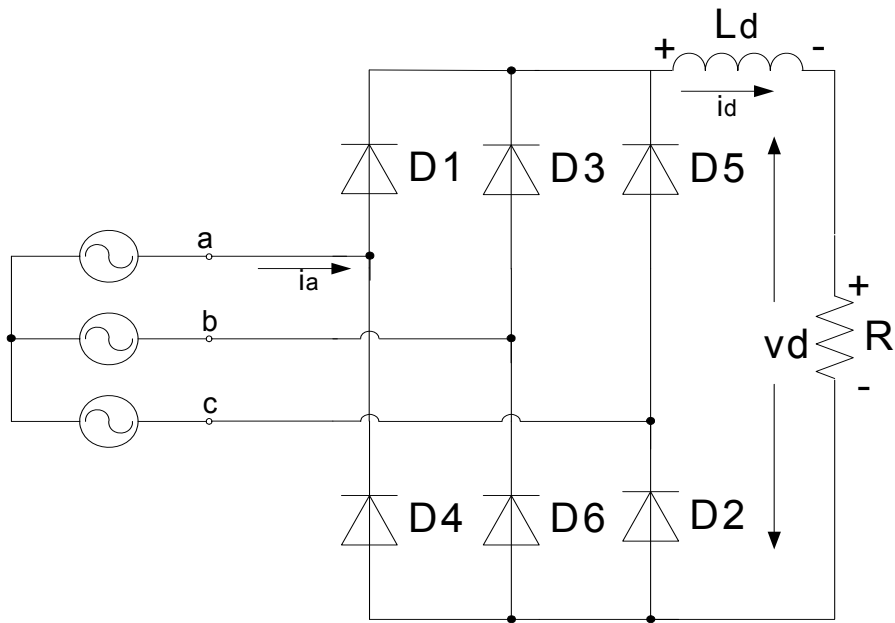


*Σχήμα 3.25 Κυματομορφή των φασικών ρευμάτων στην περίπτωση ωμικού φορτίου.*

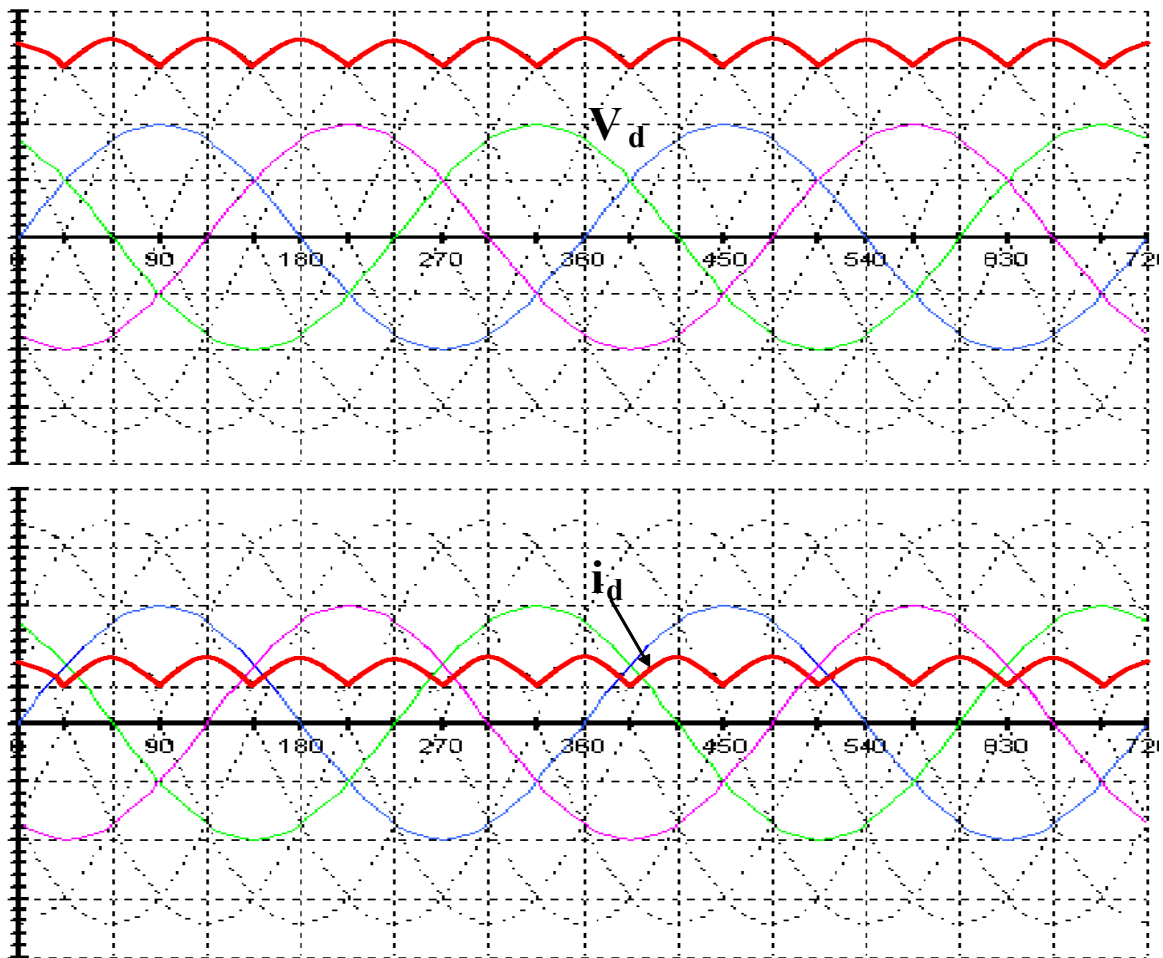
### Γ) ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

Η διαφορά με το προηγούμενο φορτίο είναι ότι σε αυτό το κύκλωμα υπάρχει και μια αυτεπαγωγή  $L$  η οποία επηρεάζει την λειτουργία του κυκλώματος. Σε σειρά λοιπόν με μια ωμική αντίσταση είναι συνδεδεμένη η αυτεπαγωγή όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.26.

Στην περίπτωση ωμικού-επαγωγικού φορτίου η κυματομορφή της τάσης εξόδου θα είναι όμοια όπως και στις προηγούμενες περιπτώσεις απλώς η επαγωγή θα εξομαλύνει την κυμάτωση του ρεύματος όπως φαίνεται στο σχήμα 3.27.



Σχήμα 3.26 Τοπολογία με ωμικό-επαγωγικό φορτίο στην έξοδο.

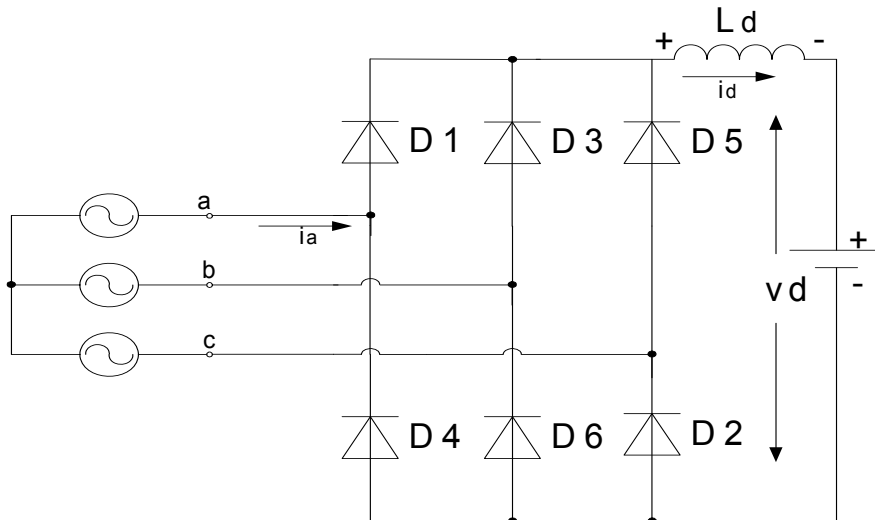


Σχήμα 3.27 Κυματομορφές τάσεως και ρεύματος με ωμικό-επαγωγικό φορτίο.



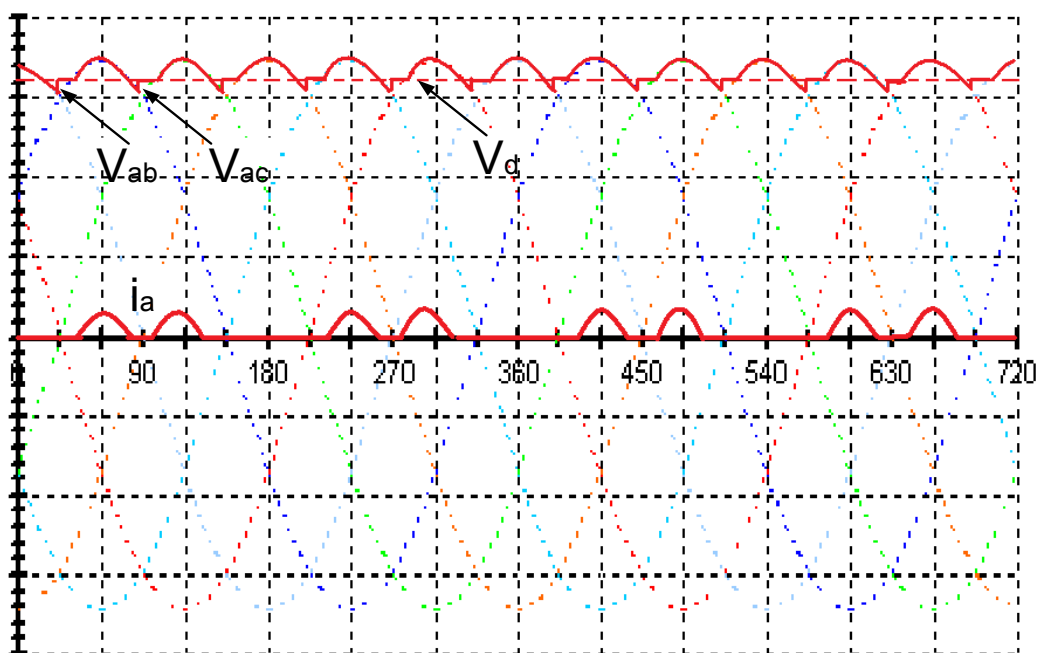
### Δ) ΜΕ ΕΠΑΓΩΓΗ ΚΑΙ ΠΗΓΗ ΤΑΣΗΣ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ.

Στο σχήμα 3.28 εμφανίζεται η ίδια ανορθωτική διάταξη με τη διαφορά ότι στην έξοδο της συνδέεται μια επαγωγή  $L$  και μια πηγή τάσης Σ.Ρ. η  $E_d$ , η οποία θα είναι σταθερή. Ο τρόπος λειτουργίας των διόδων είναι ο ίδιος με τις προηγούμενες περιπτώσεις.



**Σχήμα 3.28** Τοπολογία τριφασική με μια αυτεπαγωγή και μια πηγή τάσης στην έξοδο.

Οι διόδοι θα μπαίνουν σε κατάσταση αγωγής όταν πολώνονται θετικά και η αγωγή τους θα διαρκεί μέχρι να εκφορτιστεί η ενέργεια της επαγωγής. Κατά αυτό τον τρόπο λειτουργίας έχουμε ασυνεχή αγωγή ρεύματος στην έξοδο του κυκλώματος, όπως φαίνεται και στο σχήμα 3.29.



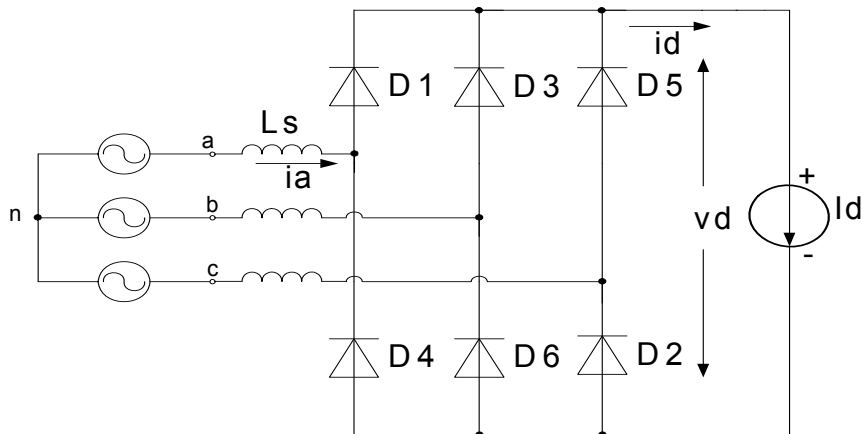
**Σχήμα 3.29** Κυματομορφές τάσεων και ρευμάτων

### 3.2.2 ΜΕ ΜΕΤΑΒΑΣΗ

Στην συνέχεια θα γίνει η μελέτη μιας τριφασικής τοπολογίας η οποία εμφανίζει το φαινόμενο της μετάβασης καθώς και οι εξισώσεις που εκφράζουν την τοπολογία αυτή.

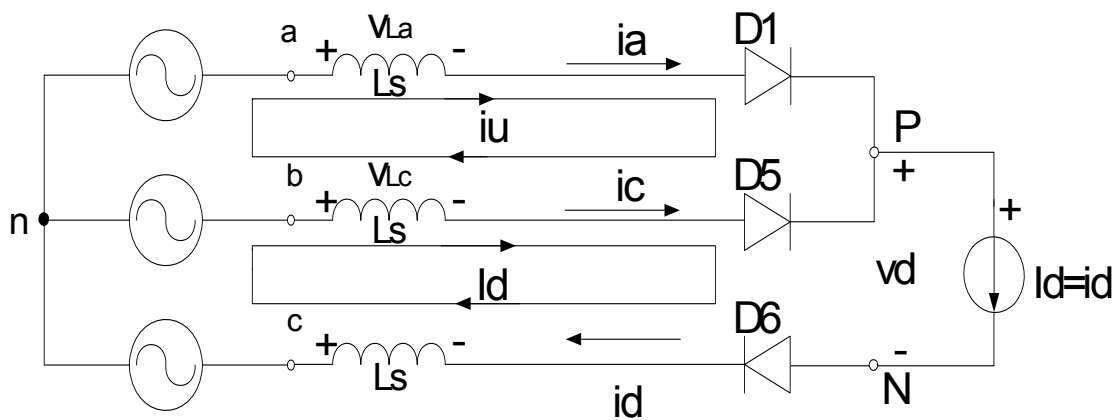
#### 3.2.2.1 ΜΕ ΠΗΓΗ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ $I_d$ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ

Αν τώρα λάβουμε υπόψη μας και την επαγωγική συμπεριφορά της πηγής εισόδου καταλήγουμε στο κύκλωμα του σχήματος 3.30., όπου στην έξοδο έχει συνδεθεί μια πηγή συνεχούς ρεύματος.



**Σχήμα 3.30** Τοπολογία με την επίδραση της  $L_s$  και πηγή συνεχούς ρεύματος στην έξοδο.

Όπως φαίνεται στο σχήμα στην ac πλευρά έχει περιληφθεί η αυτεπαγωγή  $L_s$  και στη dc πλευρά έχει συνδεθεί με μια πηγή ρεύματος  $I_d$ . Εξαιτίας της  $L_s$ , η μετάβαση του ρεύματος δεν γίνεται ακαριαία. Επειδή σε ένα τριφασικό συμμετρικό κύκλωμα όλα τα ρεύματα είναι ίδια θα περιγράψει η μετάβαση μόνο ενός ρεύματος όπως φαίνεται στο σχήμα 3.31.



**Σχήμα 3.31** κύκλωμα περιγραφής του φαινομένου μετάβασης.

Έστω ότι θεωρούμε τη μετάβαση του ρεύματος από τη δίοδο 5 στη δίοδο 1 αρχίζοντας τη στιγμή  $\omega t = 0$ . Πριν από αυτή τη στιγμή το ρεύμα έρχεται από τις διόδους 5 και 6. Στη συγκεκριμένη μετάβαση του ρεύματος μετέχουν οι τάσεις  $a$  και  $c$ . Η τάση που είναι υπεύθυνη για την μετάβαση είναι η  $V_{com} = V_{an} - V_{cn}$ . Το ρεύμα μετάβασης  $i_u$  οφείλεται στο βραχυκύκλωμα που προκαλεί η αγωγή της διόδου 5 και της διόδου 1 ταυτόχρονα. Τα ρεύματα θα είναι:

$$\begin{aligned} i_a &= i_u \\ \text{και} \\ i_c &= I_d - i_u \end{aligned}$$

και φαίνονται στο σχήμα 3.31. Παρατηρούμε πως το  $i_u$  αυξάνει από το 0 στο  $I_d$  στο τέλος της μετάβασης  $\omega t = u$ . Αντιθέτως το ρεύμα  $i_c$  ξεκινάει από την τιμή  $I_d$  και μειώνεται στο 0.

Στο παραπάνω κύκλωμα ισχύει

$$V_{La} = L_s \frac{di_a}{dt} = L_s \frac{di_u}{dt} \quad \text{και} \quad V_{Lc} = L_s \frac{di_c}{dt} = -L_s \frac{di_u}{dt} \quad (3.25)$$

Επίσης

$$i_c = I_d - i_u \Leftrightarrow di_c / dt = d(I_d - i_u) / dt = -di_u / dt \quad (3.26)$$

Εφαρμόζοντας τον 2<sup>ο</sup> νόμο του Kirchoff στον άνω βρόγχο και με την (3.26) έχω

$$V_{comm} = V_{an} - V_{cn} = V_{La} - V_{Lc} = 2L_s \frac{di_u}{dt} \Leftrightarrow L_s \frac{di_u}{dt} = \quad (3.27)$$

$$= \frac{V_{an} - V_{cn}}{2} \Leftrightarrow \omega L_s \int_0^{Id} di_u = \int_0^u \frac{V_{an} - V_{cn}}{2} d(\omega t)$$

Στα παραπάνω θεωρείται ως αρχή του χρόνου η αρχή της μετάβασης. Έτσι η πολική τάση  $(V_{an} - V_{cn})$  είναι

$$V_{an} - V_{cn} = \sqrt{2} V_{LL} \sin \omega t \quad (3.28)$$

Απο τις παραπάνω σχέσεις προκύπτει:

$$\omega L_s \int_0^{Id} di_u = \omega L_s * I_d = \frac{\sqrt{2} V_{LL} (1 - \cos u)}{2} \Leftrightarrow \quad (3.29)$$

$$\cos u = 1 - \frac{2\omega L_s I_d}{\sqrt{2} V_{LL}}$$

όπου  $V_{LL}$  η ενεργός τιμή της πολικής τάσης.

Για πεπερασμένη  $L_s$  ισχύει

$$V_{pn} = V_{an} - L_S \frac{di_u}{dt} = \frac{V_{an} + V_{cn}}{2} \quad (3.30)$$

όπου η τάση στην  $L_S$  είναι η πτώση τάσης  $V_{pn}$  Στο διάστημα μετάβασης .Ολοκληρώνοντας την ( 3.30 ) βρίσκουμε το εμβαδό  $A_u$  .

$$A_u = \omega \cdot L_S \cdot I_d \quad (3.31)$$

Παρατηρούμε πως η dc τάση εξόδου ελαττώνεται κάθε  $60^\circ$  ( αφού κάθε  $60^\circ$  έχουμε μετάβαση) . Η πτώση τάσης που οφείλεται στη μετάβαση είναι

$$\Delta V_d = \frac{\omega L_S I_d}{\pi/3} = \frac{3}{\pi} \omega L_S I_d \quad (3.32)$$

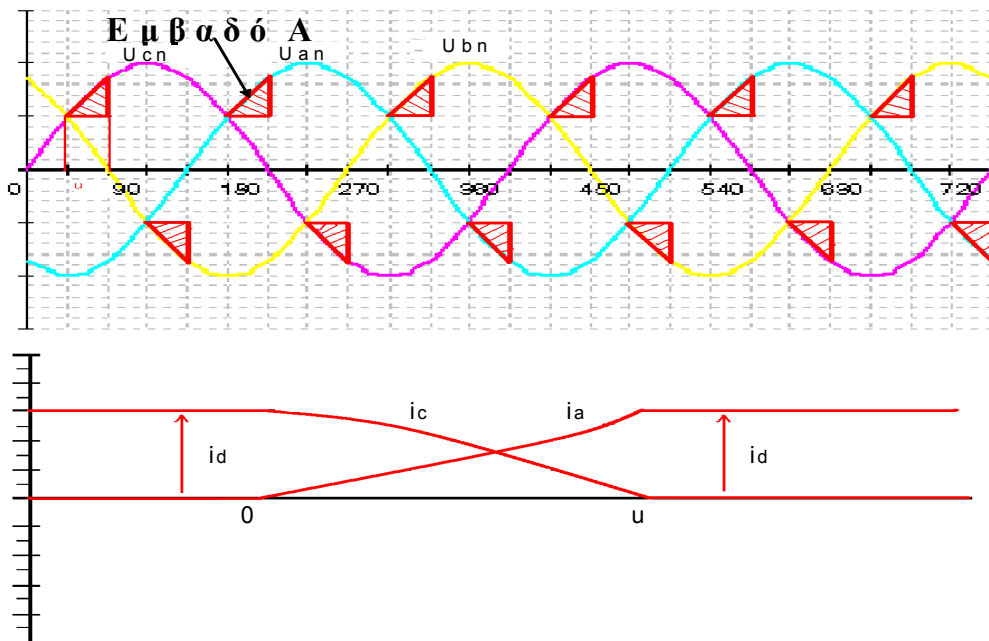
Έτσι η dc τάση εξόδου με την επίδραση  $L_S$  είναι

$$V_d = V_{do} - \Delta V_d = 1.35V_{LL} - \frac{3}{\pi} \omega L_S I_d \quad (3.33)$$

όπου  $V_{do}$  η μέση τάση όταν η μετάβαση είναι ακαριαία δηλαδή ακολουθεί την σχέση

$$V_{do} = \frac{3}{\pi} \sqrt{2} V_{LL} = 1.35V_{LL} \quad (3.34)$$

Παρακάτω στο σχήμα 3.32 υπάρχουν οι γραφικές παραστάσεις της τάσης εξόδου  $V_d$  για γωνία έναυσης  $\alpha = 30^\circ$  καθώς και οι γραφικές της τάσης  $V_{pn}$  με μετάβαση  $u=30^\circ$ .



Σχήμα 3.32 Παραστάσεις της τάσης εξόδου  $V_d$  για γωνία έναυσης  $\alpha = 30^\circ$

## **4. ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΟΙ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ Ε.Ρ. ΣΕ Σ.Ρ.**

### **ΕΙΣΑΓΩΓΗ**

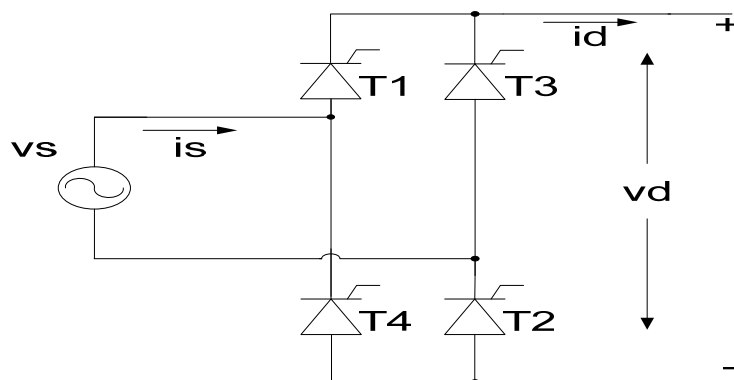
Σε πολλές εφαρμογές όπως είναι τα Σ.Ρ. κινητήρια συστήματα, είναι απαραίτητη η δυνατότητα ελέγχου της συνεχούς τάσης εξόδου. Στους ελεγχόμενους από τη φάση μετατροπείς της τάσης του δικτύου η μετατροπή του Ε.Ρ. σε ελεγχόμενο Σ.Ρ. πραγματοποιείται με θυρίστορ. Παλαιότερα οι μετατροπείς αυτοί χρησιμοποιούνταν για τον έλεγχο της ροής της ηλεκτρικής ισχύος. Σημεία χρησιμοποιούνται κυρίως σε τριφασικές εφαρμογές μεγάλης ισχύος όπου είναι απαραίτητη ή επιθυμητή η δυνατότητα ελέγχου της ροής ισχύος μεταξύ της εναλλασσόμενης και της συνεχούς πλευράς. [1-4, 21, 39]

Παραδείγματα τέτοιων εφαρμογών είναι οι μετατροπείς μεταφοράς ισχύος με υψηλή συνεχή τάση και ορισμένα κινητήρια συστήματα Ε.Ρ. ή Σ.Ρ. με δυνατότητα ανάκτησης ισχύος, δηλαδή με δυνατότητα επιστροφής ισχύος στο δίκτυο.

Στους μετατροπείς αυτούς η χρονική στιγμή κατά την οποία ένα θυρίστορ άγει ή παύει να άγει εξαρτάται από την κυματομορφή της εναλλασσόμενης τάσης του δικτύου και τις εισόδους ελέγχου, δηλαδή τους παλμούς έναυσης.

Στο σχήμα 4.1 φαίνεται ένας πλήρως ελεγχόμενος μετατροπέας. Για δεδομένες εναλλασσόμενες τάσεις δικτύου η μέση τάση στην έξοδο μπορεί να ελέγχεται με συνεχή τρόπο από μια μέγιστη θετική μέχρι μια μέγιστη αρνητική τιμή. Το συνεχές ρεύμα του μετατροπέα  $I_d$  δεν μπορεί να αλλάξει φορά. Επομένως, ένας μετατροπέας μπορεί να λειτουργήσει μόνο σε δυο τεταρτημόρια. Οι θετικές τιμές σημαίνουν λειτουργία ανόρθωσης, ενώ την στιγμή όπου η τάση γίνεται αρνητική αλλά το ρεύμα παραμένει θετικό έχουμε λειτουργία αντιστροφής όπου η ισχύς της εξόδου επιστρέφει στην πλευρά της εισόδου.

Στην συνέχεια θα εξεταστούν κυκλώματα με θυρίστορ καθώς και ο έλεγχος τους για δεδομένες τάσεις εισόδου καθυστερώντας τις χρονικές στιγμές κατά τις οποίες επιτρέπεται στα θυρίστορ η έναρξη της αγωγής ρεύματος.



*Σχήμα 4.1 Τοπολογία ενός πλήρως ελεγχόμενου μετατροπέα*

### **4.1 ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΕΣ ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΩΝ ΑΝΟΡΘΩΤΙΚΩΝ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ**

Αποτελούνται και αυτές όπως και οι μη ελεγχόμενες από μια εναλλασσόμενη είσοδο οι οποίες έχουν σε σειρά συνδεδεμένη μια ανορθωτική διάταξη ελεγχόμενη που αποτελείται από θυρίστορ.

Χρησιμοποιούνται συχνά στα τροφοδοτικά οικιακών συσκευών και σε βιομηχανικές εφαρμογές μικρής ισχύος.

Στο κεφάλαιο αυτό θα αναλυθούν ανορθωτικές διατάξεις με ένα θυρίστορ με τέσσερα θυρίστορ και με έξι θυρίστορ καθώς και η συμπεριφορά τους με διάφορα φορτία στην έξοδο όπως, ωμικό φορτίο, ωμικό-επαγωγικό φορτίο, με πηγή τάσης για τις περιπτώσεις όπου δεν θα έχουμε μετάβαση ( $L_s=0$ ) αλλά και στις περιπτώσεις όπου θα έχουμε μετάβαση ( $L_s \neq 0$ ).

#### 4.1.1 ΧΩΡΙΣ ΜΕΤΑΒΑΣΗ

##### 4.1.1.1 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΜΕ ΕΝΑ ΘΥΡΙΣΤΟΡ

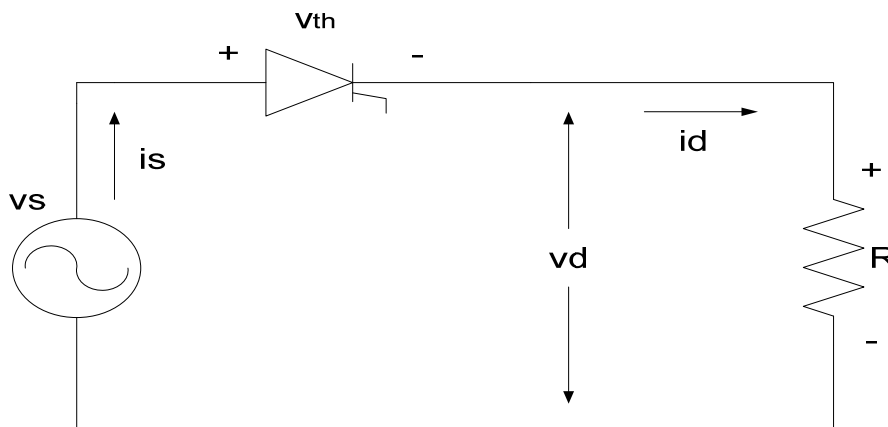
Για δεδομένες τιμές Ε.Ρ της εισόδου, το πλάτος της μέσης τιμής της τάσης εξόδου στους μετατροπείς με θυρίστορ μπορεί να ελέγχεται καθυστερώντας τις χρονικές στιγμές κατά τις οποίες επιτρέπεται στα θυρίστορ η έναρξη της αγωγής ρεύματος.

Αναλυτικότερα αυτό θα παρουσιαστεί με τα παρακάτω κυκλώματα

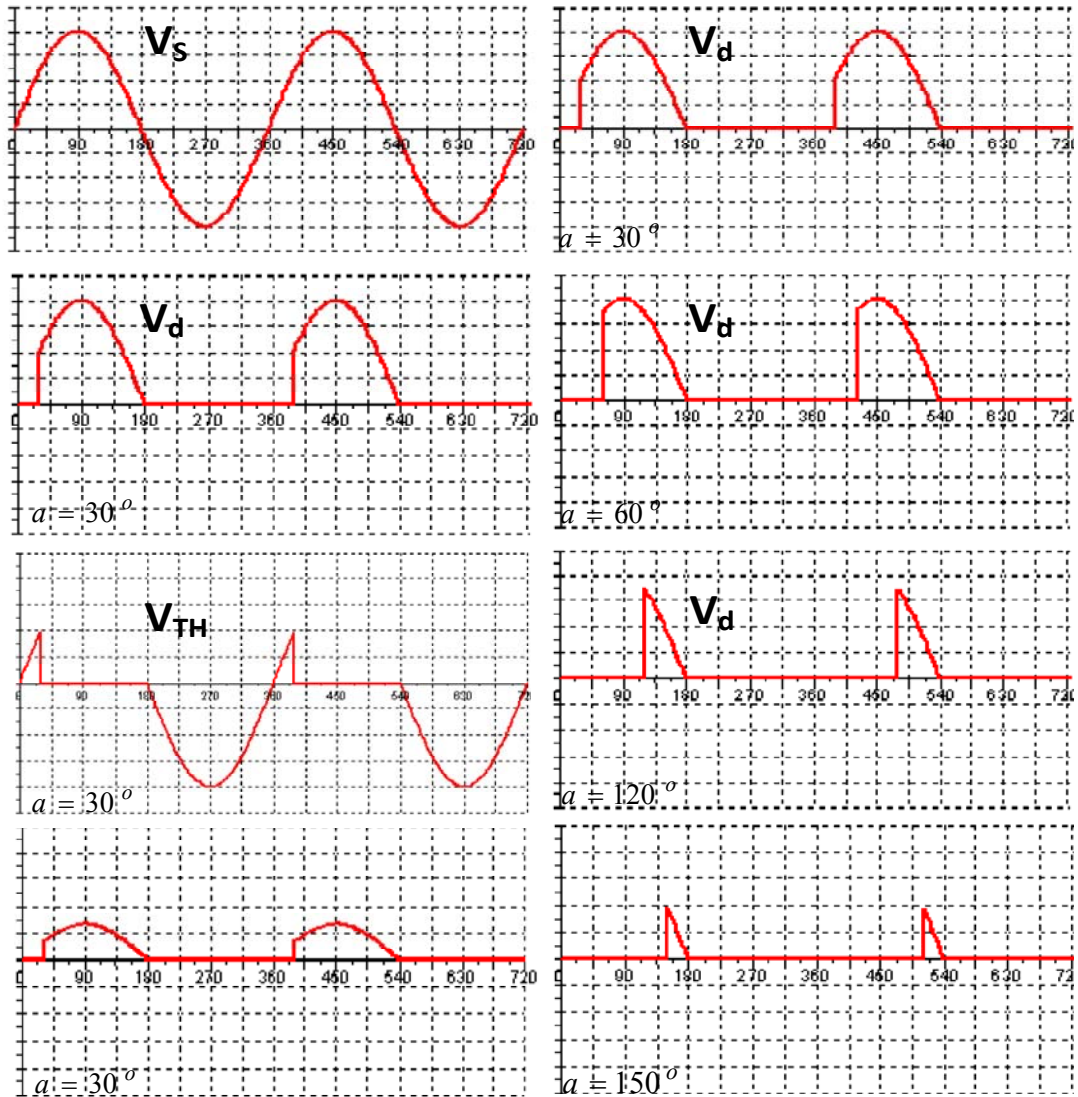
##### Α) ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ

Στο σχήμα 4.2 φαίνεται ένα κύκλωμα με ένα θυρίστορ και σε σειρά ένα ωμικό φορτίο στην έξοδο. Επίσης υπάρχει μια εναλλασσόμενη πηγή τροφοδοσίας  $V_s$ . Κατά την θετική ημιπερίοδο της τάσης εισόδου το ρεύμα είναι μηδέν για ένα χρονικό διάστημα  $\omega t = \alpha$  οπότε στην πύλη του θυρίστορ εφαρμόζεται ένας θετικός παλμός μικρής διάρκειας. Έτσι όταν ξεκινήσει το θυρίστορ να άγει, παρατηρώντας τις κυματομορφές του σχήματος 4.3 η  $V_s$  γίνεται ίση με τη  $V_d$  για όλη τη διάρκεια της θετικής ημιπεριόδου. Όπως φαίνεται το ρεύμα ακολουθεί την κυματομορφή της τάσης και μηδενίζεται τη στιγμή όπου  $\omega t = \pi$ . Εκείνη τη στιγμή το θυρίστορ σταματάει να άγει αφού η  $V_s$  γίνεται αρνητική. Το ρεύμα παραμένει 0 για όλη την διάρκεια που η  $V_s$  είναι αρνητική και θα ξαναπάρει τιμή διάφορη του μηδενός την στιγμή που θα έρθει ο επόμενος παλμός.

Ρυθμίζοντας την γωνία  $\alpha$  μπορεί να ελεγχθεί η μέση τιμή της τάσης του φορτίου, δηλαδή η τάση εξόδου  $V_d$ .



Σχήμα 4.2 Τοπολογία μετατροπέα ενός παλμού με ωμικό φορτίο.



Σχήμα 4.3 Κυματομορφές με ωμικό φορτίο.

## Β) ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ

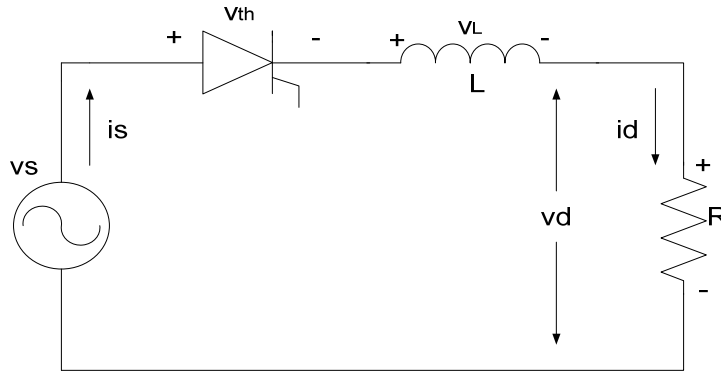
Στο σχήμα 4.4 φαίνεται ένα κύκλωμα με ένα thyristor και σε σειρά ένα ωμικό-επαγωγικό φορτίο στην έξοδο. Επίσης υπάρχει μια εναλλασσόμενη πηγή τροφοδοσίας  $V_s$ . Κατά την θετική ημιπερίοδο της τάσης εισόδου το ρεύμα είναι μηδέν για ένα χρονικό διάστημα  $\omega t = \alpha$  οπότε στην πύλη του thyristor εφαρμόζεται ένας θετικός παλμός μικρής διάρκειας. Έτσι όταν ξεκινήσει το thyristor να άγει, παρατηρώντας τις κυματομορφές του σχηματος 4.5, η  $V_s$  γίνεται ίση με τη  $V_d$  για όλη τη διάρκεια της θετικής ημιπεριόδου. Η τάση στα άκρα της αυτεπαγωγής δίνεται από την παρακάτω σχέση

$$v_L(t) = L \frac{di}{dt} = v_s - v_R, \text{ Όπου } v_R = i \cdot R \quad (4.1)$$

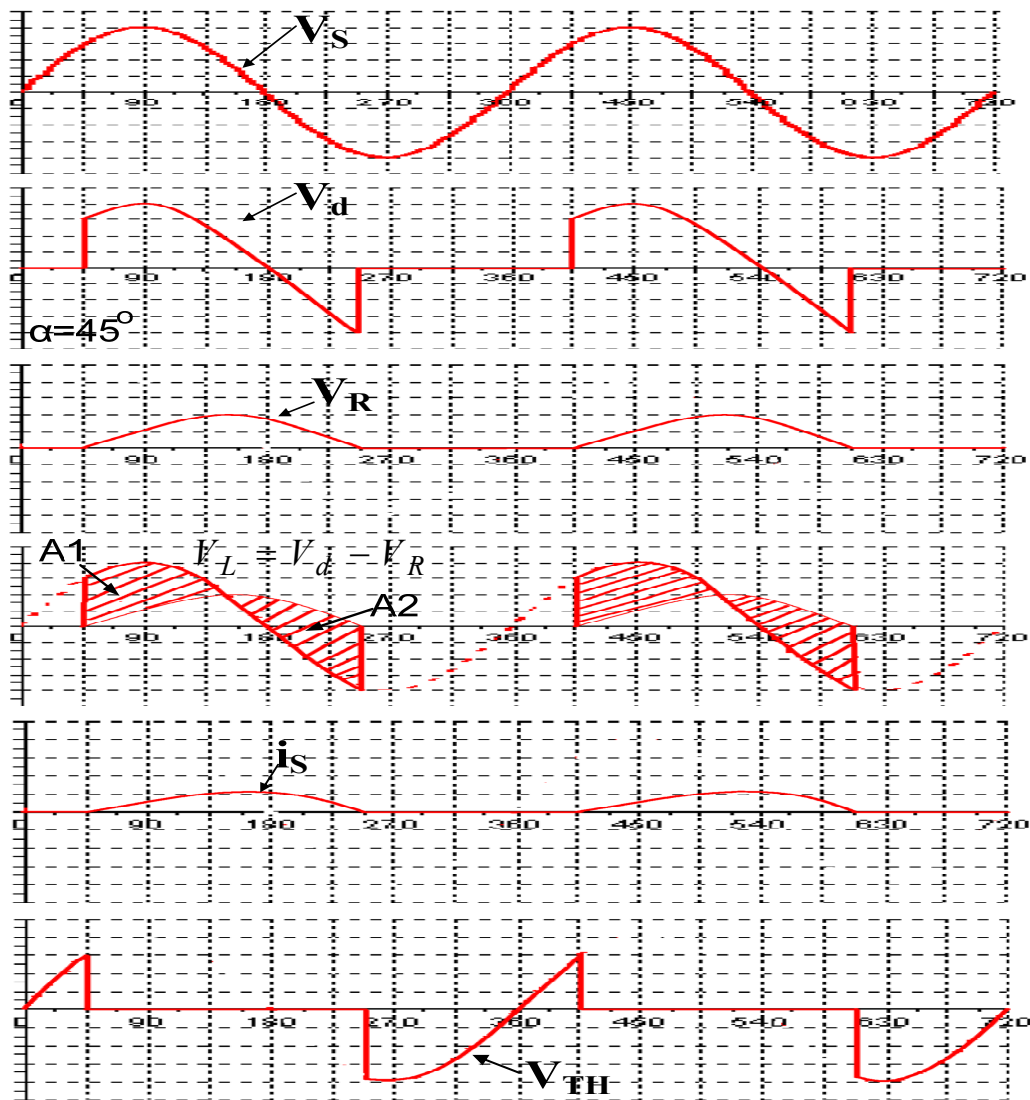
Κατά την στιγμή που η  $V_L$  είναι θετική και η τιμή του ρεύματος που αυξάνει δίνεται από την παρακάτω σχέση

$$i(\omega t) = \frac{1}{\omega L} \int_a^{\omega t} v_L(\zeta) d\zeta \quad (4.2)$$

Όπου σαν ζ θεωρείται μια εικονική μεταβλητή ολοκλήρωσης



Σχήμα 4.4 Τοπολογία με ωμικό-επαγωγικό φορτίο.



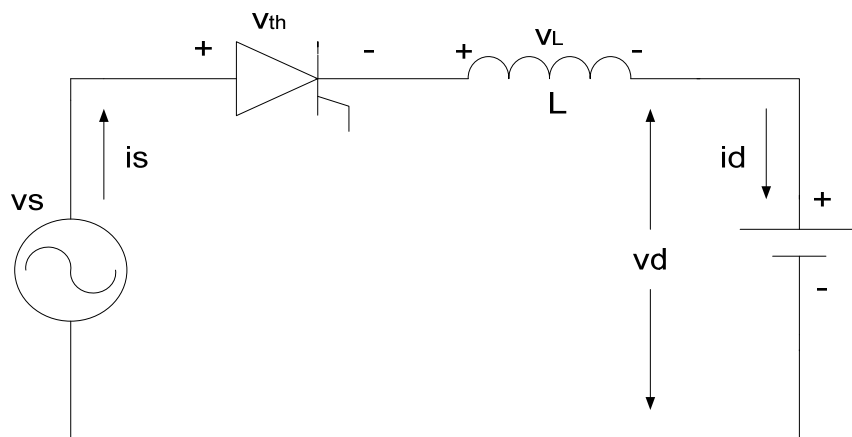
Σχήμα 4.5 Κομματομορφές με ωμικό επαγωγικό φορτίο.



Παρατηρώντας την κυματομορφή την στιγμή που η  $V_L$  γίνεται αρνητική το ρεύμα και η τάση  $V_R$  αρχίζουν να μειώνονται. Το ρεύμα θα συνεχίσει να ρέει για ένα χρονικό διάστημα ακόμα και μετά το πέρασμα της  $V_s$  στην περιοχή των αρνητικών τιμών και θα μηδενιστεί την στιγμή που θα φορτιστεί το πηνίο, δηλαδή όταν τα εμβαδά A1 και A2 γίνουν ίσα.

### Γ) ΦΟΡΤΙΟ ΜΕ ΕΠΑΓΩΓΗ ΚΑΙ DC ΠΗΓΗ ΤΑΣΗΣ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ

Στο σχήμα 4.6 φαίνεται ένα κύκλωμα με ένα θυρίστορ και σε σειρά σαν φορτίο στην έξοδο έχουμε μια επαγωγή και μια πηγή συνεχούς τάσης. Παρατηρώντας τις κυματομορφές του σχηματος 4.7 φαίνεται πως το ρεύμα αρχικά είναι μηδέν και το θυρίστορ είναι ανάστροφα πολωμένο. Το θυρίστορ ξεκινάει να άγει την στιγμή που θα δοθεί ένας θετικός παλμός στην πύλη του και συνεχίζει μέχρι το ρεύμα να μηδενιστεί και εφόσον το δυναμικό στην άνοδο του θυρίστορ (τάση εισόδου) είναι μεγαλύτερη από το δυναμικό στην κάθοδο του στοιχείου (τάση  $E_d$ ).



Σχήμα 4.6 Τοπολογία με αυτεπαγωγή και πηγή τάσης στην έξοδο.

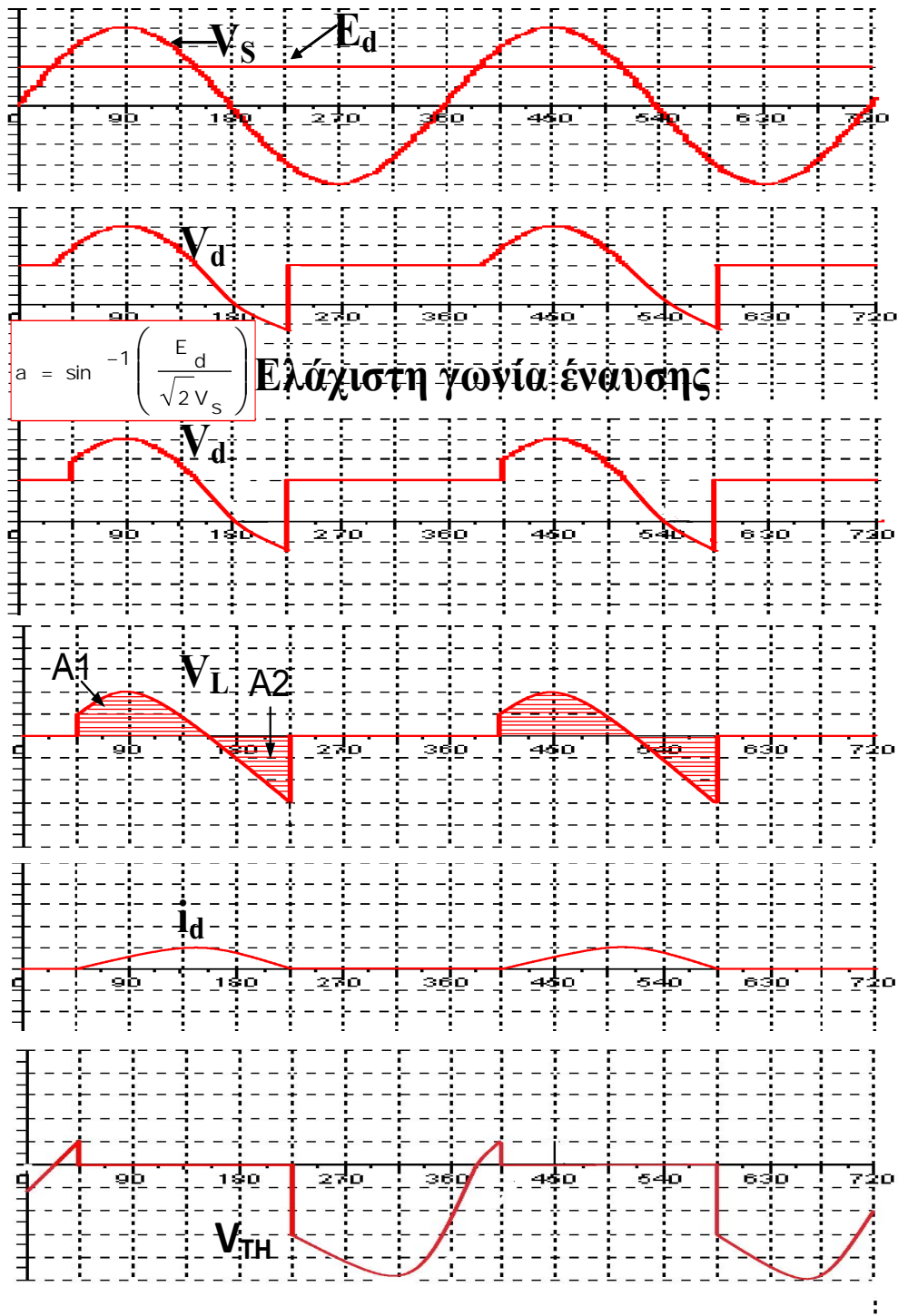
Η τιμή της τάσης επάνω στο πηνίο δίνεται από την σχέση

$$v_L(t) = L \frac{di}{dt} = v_s - E_d \quad (4.3)$$

Και η τιμή του ρεύματος όταν το ρεύμα ρέει δίνεται από την σχέση

$$i(\omega t) = \frac{1}{\omega L} \int_a^{\omega t} [v_s(\zeta) - E_d] \cdot d\zeta \quad (4.4)$$

Το ρεύμα θα παίρνει την μέγιστη τιμή του όταν η  $V_d$  γίνεται ίση με  $E_d$  και μηδενίζεται την χρονική όπου τα δυο εμβαδά A1 και A2 γίνουν ίσα



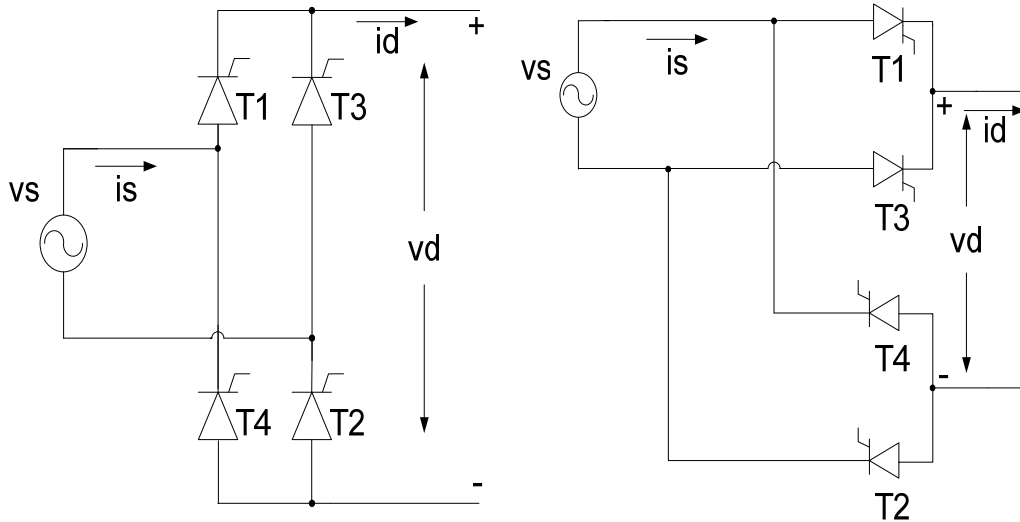
**Σχήμα 4.7** Κυματομορφές με αυτεπαγωγή και πηγή τάσης στην έξοδο.

#### 4.1.1.2 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΜΕ ΤΕΣΣΕΡΑ ΘΥΡΙΣΤΟΡ

Μια τοπολογία ανόρθωσης είναι η διάταξη η οποία αποτελείται από τέσσερα θυρίστρος και αποκαλείται γέφυρα πλήρους ανόρθωσης ή μετατροπέας τεσσάρων παλμών και φαίνεται στο σχήμα 4.8. Η λειτουργία για όλα τα κυκλώματα με τέσσερα θυρίστρος είναι η ίδια για όλες τις περιπτώσεις φορτίων στην έξοδο.

Στο κύκλωμα υπάρχουν δυο ζευγάρια θυρίστορ τα οποία δουλεύουν αντιπαράλληλα.

Στην πρώτη περίπτωση είναι τα θυρίστορ 1 και 2 όπου άγουν ταυτόχρονα και στην δεύτερη περίπτωση τα θυρίστορ 3 και 4 όπου επίσης άγουν ταυτόχρονα.



Σχήμα 4.8 Τοπολογία με τέσσερα θυρίστορ

Κατά την λειτουργία του κυκλώματος, το ρεύμα ρέει συνεχώς μέσα από ένα θυρίστορ από την πρώτη ομάδα και μέσα από ένα θυρίστορ της δεύτερης ομάδας. Όταν η  $V_s$  είναι θετική τότε το θυρίστορ 1 θα άγει το  $i_d$  και η  $V_s$  θα εμφανίζεται ως τάση ανάστροφης πόλωσης επάνω στα άκρα του θυρίστορ 3. Όταν τώρα η  $V_s$  γίνει αρνητική τότε το ρεύμα ρέει μέσω του 3 και το 1 εμφανίζει στα άκρα του ανάστροφη πόλωση. Το ίδιο τώρα συμβαίνει και στην περίπτωση που η δεύτερη ομάδα 2&4 βρεθούν σε κοινό δυναμικό. Όταν η  $V_s$  είναι θετική τότε το θυρίστορ 2 θα άγει το  $i_d$  και η  $V_s$  θα εμφανίζεται ως τάση ανάστροφης πόλωσης επάνω στα άκρα του θυρίστορ 4. Όταν τώρα η  $V_s$  γίνει αρνητική τότε το ρεύμα μεταβαίνει ακαριαία στο θυρίστορ 4 και το θυρίστορ 2 εμφανίζει στα άκρα της ανάστροφη πόλωση.

Όταν η  $V_s$  είναι θετική τότε τα θυρίστορ 1 και 2 στα δυο κυκλώματα θα άγουν, τότε ισχύει ότι  $V_s = V_d$  και  $i_s = i_d$ . Όταν η  $V_s$  γίνει αρνητική τότε τα θυρίστορ 3 και 4 στα δυο κυκλώματα θα άγουν, επομένως είναι  $V_d = -V_s$  και  $i_s = -i_d$ , οπότε η τάση εξόδου μπορεί να εκφραστεί χρονικά από τη σχέση :  $V_d(t) = |V_s|$ .

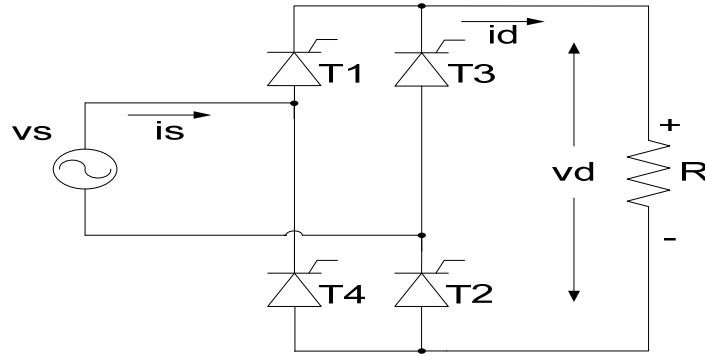
Λόγω του ότι η αυτεπαγωγή  $L_s$  είναι ίση με 0, τότε η μετάβαση των ρευμάτων από την μια στιγμή στην άλλη θα γίνεται ακαριαία.

Στην συνέχεια θα εξεταστεί η συμπεριφορά της ανορθωτικής διάταξης με την προσθήκη διάφορων φορτίων στην έξοδο.

### A) ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

Στην περίπτωση αυτή στην έξοδο της γέφυρας είναι συνδεδεμένη μια ωμική αντίσταση. Στο κύκλωμα του σχηματος 4.9 φαίνεται η τοπολογία του κυκλώματος αυτού. Η λειτουργία του είναι αυτήν που αναφέρθηκε στην παράγραφο 4.1.1.2.

Η τάση τροφοδοσίας είναι  $v_s(t) = V_o \sin(\omega t)$ , όπου  $V_o = \sqrt{2} V_s$ , και  $V_s$  είναι η ενεργός τιμή της τάσης στην πηγή.



**Σχήμα 4.9** Τοπολογία με ωμικό φορτίο στην έξοδο.

Η μέση τιμή της τάσης στο φορτίο δίνεται από την παρακάτω σχέση

$$V_d = \frac{1}{T} \int_0^T V_s(t) dt = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_o \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{V_o \pi}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} [-\cos(\omega t)]' d(\omega t) = \frac{V_o}{\pi} (-\cos \pi + \cos \alpha) = \frac{V_o}{\pi} (1 + \cos \alpha) \Rightarrow \quad (4.5)$$

$$V_d = \frac{V_o}{\pi} (1 + \cos \alpha)$$

$$V_d = \frac{\sqrt{2} V_s}{\pi} (1 + \cos \alpha)$$

Η μέση τιμή του ρεύματος στο φορτίο είναι

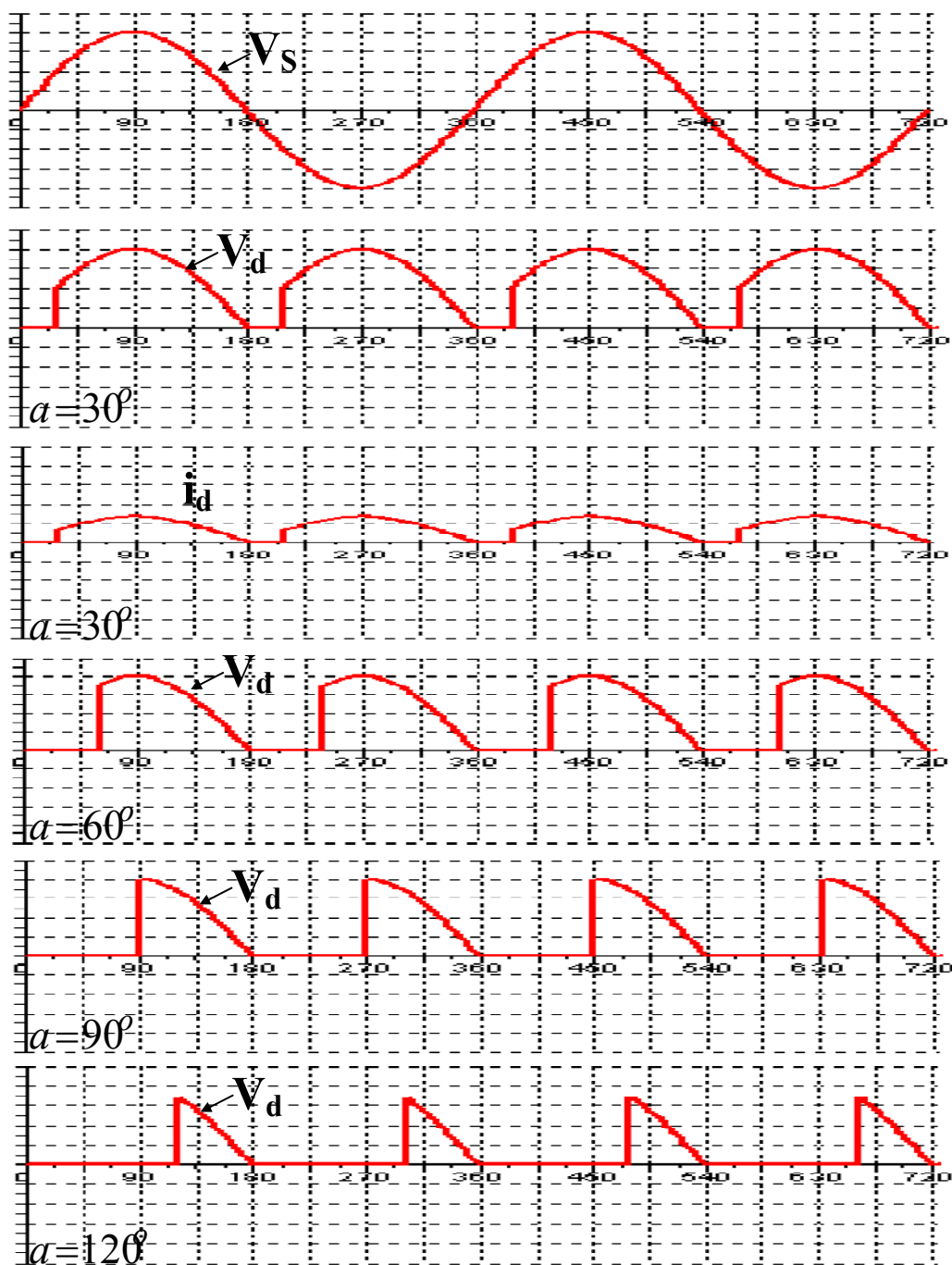
$$I_d = \frac{V_d}{R} = \frac{V_o (1 + \cos \alpha)}{\pi R} \Rightarrow I_d = \frac{V_o (1 + \cos \alpha)}{\pi R} = \frac{\sqrt{2} V_s (1 + \cos \alpha)}{\pi R} \quad (4.6)$$

Η ισχύς στο φορτίο θα είναι

$$P = \frac{V_d^2}{R} = \left[ \frac{V_o (1 + \cos \alpha)}{\pi} \right]^2 \Rightarrow P = \frac{V_o^2 (1 + \cos \alpha)^2}{\pi^2 R} \quad (4.7)$$

Η ενεργός τιμή της τάσης στο φορτίο θα είναι

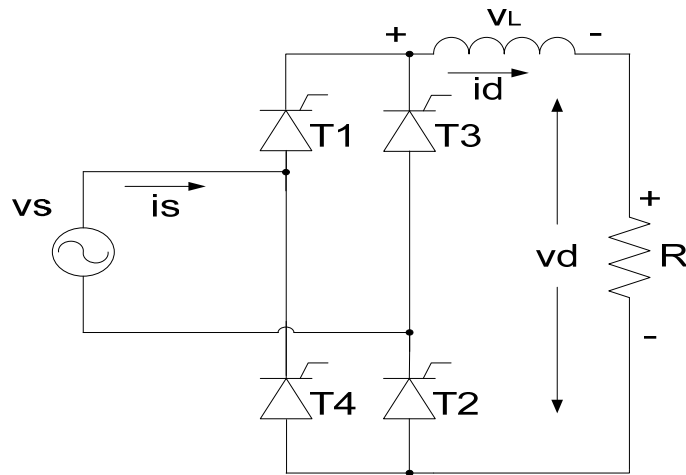
$$\begin{aligned} V_{drms} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V^2 s(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_o^2 \sin^2(\omega t) d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_o^2 \left[ \frac{1 - \cos 2(\omega t)}{2} \right] d(\omega t)} \\ &= \sqrt{\frac{V_o^2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} [1 - \cos 2(\omega t)] d(\omega t)} = \sqrt{\frac{V_o^2}{2\pi} \left[ \int_{\alpha}^{\pi} d(\omega t) - \int_{\alpha}^{\pi} \cos 2(\omega t) d(\omega t) \right]} = \\ &= \sqrt{\frac{V_o^2}{2\pi} \left[ (\pi - \alpha) - \frac{1}{2} (\sin 2\pi - \sin 2\alpha) \right]} = \\ &= \sqrt{\frac{V_o^2}{2\pi} \left[ \pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right]} = \sqrt{\frac{2V_s}{2\pi} \left[ \pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right]} \Rightarrow V_{drms} = V_s \sqrt{\frac{\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2}}{\pi}} \quad (4.8) \end{aligned}$$



Σχήμα 4.10 Κυματομορφές με ωμικό φορτίο.

### Α) ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

Στην περίπτωση που στην έξοδο του ανορθωτή έχει συνδεθεί ωμικό-επαγωγικό φορτίο στην έξοδο όπως φαίνεται στο σχήμα 4.11, η διαφορά του με το ωμικό φορτίο είναι ότι εδώ έχουμε και την επίδραση του πηνίου το οποίο κάνει το κύκλωμα για ένα ορισμένο χρονικό διάστημα η τάση να παίρνει και αρνητικές τιμές ενώ το ρεύμα συνεχίζει να διαρρέει το κύκλωμα.



**Σχήμα 4.11** Τοπολογία γέφυρας πλήρους ανόρθωσης με ωμικό-επαγωγικό φορτίο.

Η ανάλυση θα γίνει για δυο περιπτώσεις :

- α) σε κατάσταση λειτουργίας ασυνεχούς αγωγής
- β) σε κατάσταση λειτουργίας συνεχούς αγωγής

α) για ανάλυση της λειτουργίας του κυκλώματος σε ασυνεχή αγωγή έχουμε: η τάση τροφοδοσίας είναι  $V_s(t) = \sqrt{2} V_s \sin(\omega t)$  όπου  $V_0 = \sqrt{2} V_s$  και  $V_s$  η ενεργός τιμή της τάσης στην πηγή.

Η μέση τιμή της τάσης στο φορτίο είναι

$$\begin{aligned}
 V_d &= \frac{1}{T} \int_0^T V_s(t) d(t) = \frac{1}{\pi} \int_a^{\pi+\beta} V_0 \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{V_0}{\pi} \int_a^{\pi+\beta} [-\cos(\omega t)] d(\omega t) = \\
 &= \frac{V_0}{\pi} [-\cos(\pi + \beta) + \cos a] = \frac{V_0}{\pi} (-\cos \pi \cos \beta + \sin \pi \sin \beta + \cos \alpha) \Rightarrow V_d = \frac{V_0}{\pi} (\cos \alpha + \cos \beta) = \\
 &= \frac{\sqrt{2} V_s}{\pi} (\cos \alpha + \cos \beta)
 \end{aligned}$$

Όπου α: η χρονική στιγμή έναυσης

β: η στιγμή που εκφορτίζεται η επαγωγή

Η μέση τιμή του ρεύματος στο φορτίο είναι

$$I_d = \frac{V_d}{R} = \frac{\frac{V_0}{\pi} (\cos \alpha + \cos \beta)}{R} \Rightarrow I_d = \frac{V_0 (\cos \alpha + \cos \beta)}{\pi R} \quad (4.9)$$

β) Για τη ανάλυση της λειτουργίας σε κατάσταση συνεχούς αγωγής ρεύματος, η μέση τιμή της τάσης στο φορτίο είναι:

$$\begin{aligned}
 V_d &= \frac{1}{T} \int_0^T V_s(t) d(t) = \frac{1}{2\pi} 2 \int_a^{a+\pi} V_0 \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{V_0}{\pi} \int_a^{a+\pi} [(-\cos(\omega t)) d(\omega t)] = \\
 &= \frac{V_0}{\pi} [-\cos(\pi + \alpha) + \cos \alpha] = \frac{V_0}{\pi} (-\cos \alpha \cdot \cos \pi + \sin \pi \sin \alpha + \cos \alpha) = \frac{V_0}{\pi} (\cos \alpha + \cos \alpha) \Rightarrow \\
 \Rightarrow V_d &= \frac{2V_0}{\pi} \cos \alpha = \frac{2\sqrt{2}V_s}{\pi} \cos \alpha \tag{4.10}
 \end{aligned}$$

Η μέση τιμή του ρεύματος στο φορτίο είναι

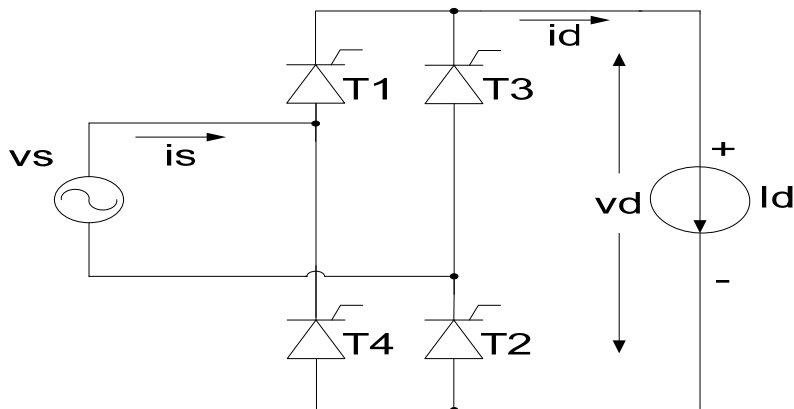
$$I_d = \frac{V_d}{R} = \frac{\frac{2V_0}{\pi} \cos \alpha}{R} \Rightarrow I_d = \frac{2V_0 \cos \alpha}{\pi R} \tag{4.11}$$

### Γ) ΦΟΡΤΙΟ ΜΕ ΠΗΓΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ

Στην συνέχεια θα παρατηρηθεί στο σχήμα 4.12 η συμπεριφορά του κυκλώματος που στην έξοδο του θα έχει μια πηγή ρεύματος στην έξοδο η οποία θα είναι σταθερή. Η λειτουργία παραμένει η ίδια με την προηγούμενη περίπτωση και οι κυριότερες κυματομορφές των ηλεκτρικών μεγεθών φαίνονται στο σχήμα 4.13

Λόγω της επίδρασης της γωνίας έναυσης  $\alpha$ , η μέση τιμή  $V_d$  της τάσης εξόδου μπορεί να ελέγχεται από τη γωνία καθυστέρησης και δίνεται από την παρακάτω σχέση :

$$V_{da} = \frac{1}{\pi} \int_a^{\pi+a} \sqrt{2}V_s \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s \cos a = 0.9V_s \cos a$$



Σχήμα 4.12 Τοπολογία με πηγή ρεύματος στην έξοδο.

Αν τώρα η  $V_{do}$  είναι η μέση τιμή της συνεχούς τάσης όταν η γωνία έναυσης  $\alpha$  είναι ίση με 0 και  $L_s = 0$  τότε ισχύει η σχέση :

$$V_{do} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2}V_s \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_s = 0.9V_s \quad (4.12)$$

Οπότε η μείωση της μέσης τιμής στην έξοδο που οφείλεται στην γωνία έναυσης  $\alpha$  είναι :

$$\Delta V_{da} = V_{do} - V_{da} = 0.9V_s(1 - \cos \alpha) \quad (4.13)$$

Αυτή η μείωση της μέσης τιμής είναι ίση με το εμβαδό Α όπως φαίνεται επάνω στο σχήμα 4.13.

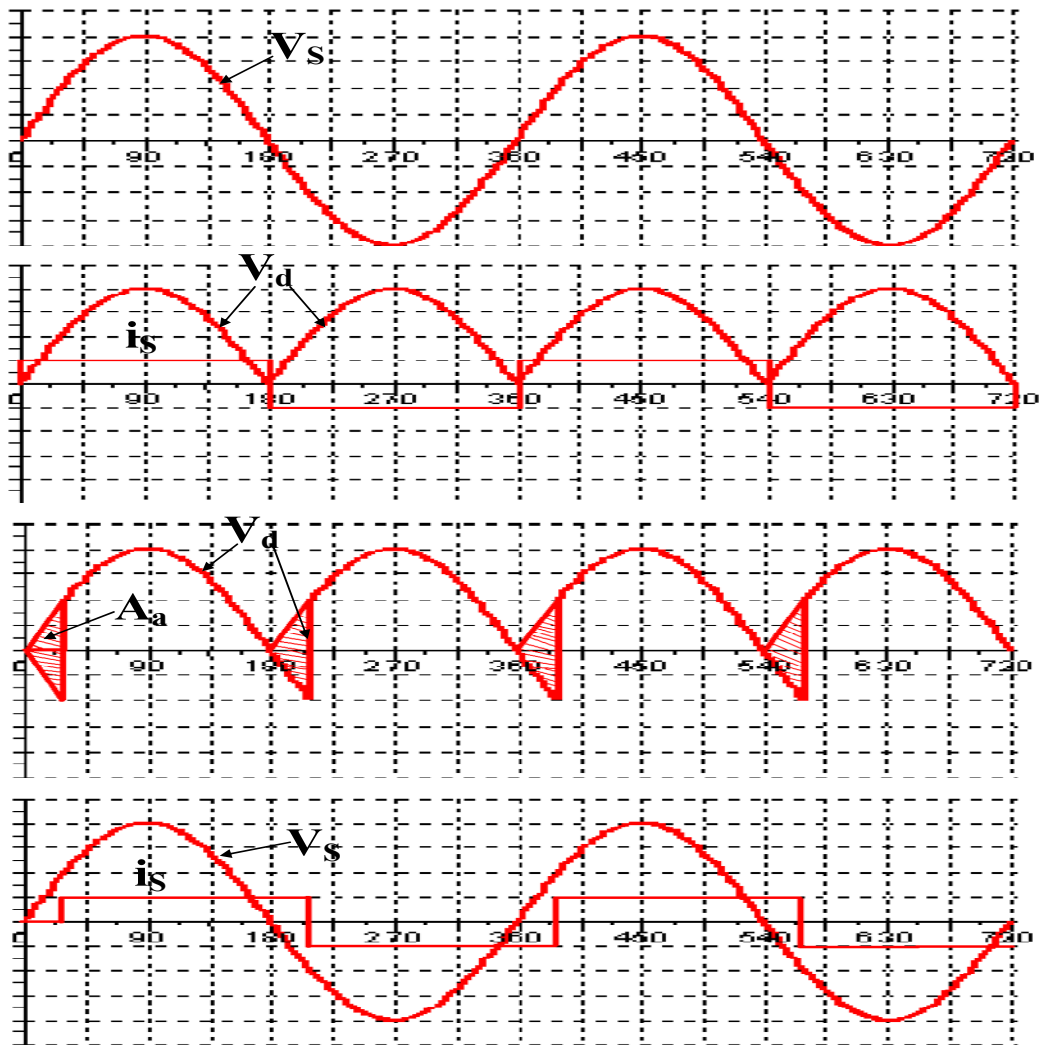
Η μέση ισχύς του μετατροπέα υπολογίζεται από την παρακάτω σχέση :

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) \cdot dt = \frac{1}{T} \int_0^T u_d \cdot i_d \cdot dt \quad (4.14)$$

Και για σταθερό ρεύμα  $i_d = I_d$  ισχύει :

$$P = I_d \left( \frac{1}{T} \int_0^T v_d dt \right) = I_d V_d = 0.9V_s I_d \cos \alpha \quad (4.15)$$



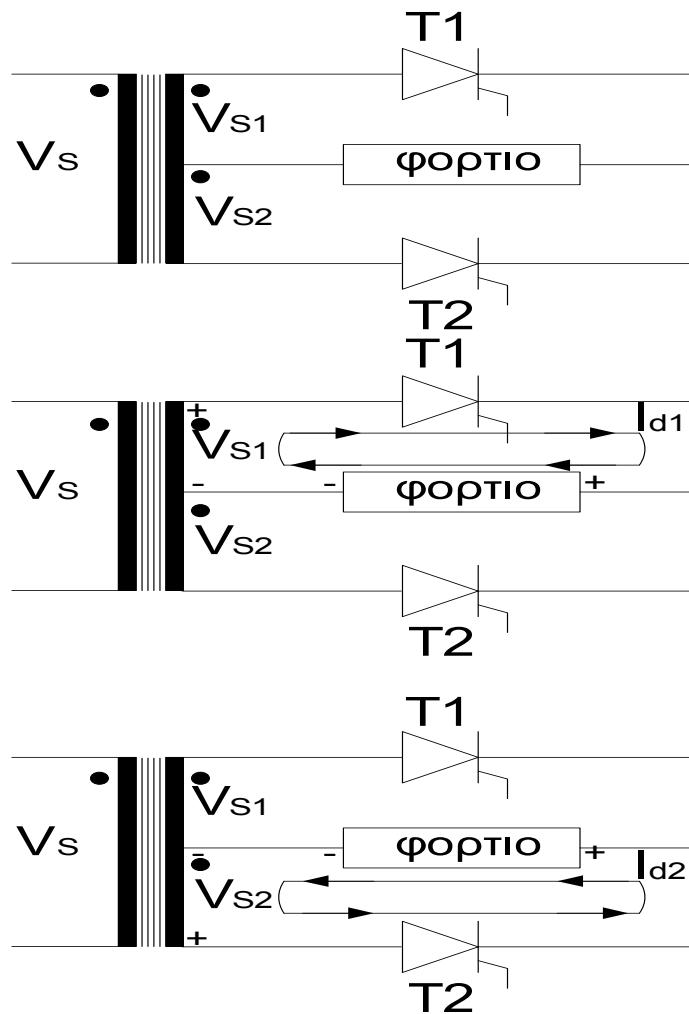


Σχήμα 4.13 Κυματομορφές με πηγή ρεύματος.

#### 4.1.1.3 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΜΕ ΔΥΟ ΘΥΡΙΣΤΟΡ

Η τοπολογία αυτή φαίνεται στο σχήμα 4.14 και αποτελείται από δύο thyristor τα οποία τροφοδοτούν το φορτίο καθώς και από έναν Μ/Σ με ενδιάμεση λήψη ο οποίος είναι απαραίτητος για την υλοποίηση της τοπολογίας αυτής. Ο Μ/Σ αυτός έχει κατάλληλα περιελιγμένα τυλίγματα ούτως ώστε το ένα από αυτά να είναι σε φάση με την τάση τροφοδοσίας και το δεύτερο σε διαφορά φάσης  $180^\circ$ . Έτσι στην θετική ημιπερίοδο της τάσης τροφοδοσίας το thyristor στο πρώτο τύλιγμα είναι ορθά πολωμένο και αντίστοιχα στην αρνητική το δεύτερο. Δεδομένης της παρουσίας του Μ/Σ δίνεται η δυνατότητα επιλογής της τάσης σε κάθε τύλιγμα μέσω του λόγου μετασχηματισμού. Στην περίπτωση αυτή επιλέγεται σχέση 1:1 μεταξύ πρωτεύοντος και κάθε ενός από τα τυλίγματα του δευτερεύοντος.

Αξίζει να σημειωθεί ότι ο Μ/Σ αποτελεί τελικά μειονέκτημα για τον μετατροπέα, δεδομένου του όγκου και του βάρους που προσθέτει. Επιπλέον λόγω της ειδικής σχεδίασης που απαιτείται κάνει το κόστος του Μ/Σ μεγάλο. Έτσι σήμερα χρησιμοποιείται περισσότερο η τοπολογία της γέφυρας με τα τέσσερα thyristor η οποία δίνει την ίδια έξοδο χωρίς να χρειάζεται μετασχηματιστής.



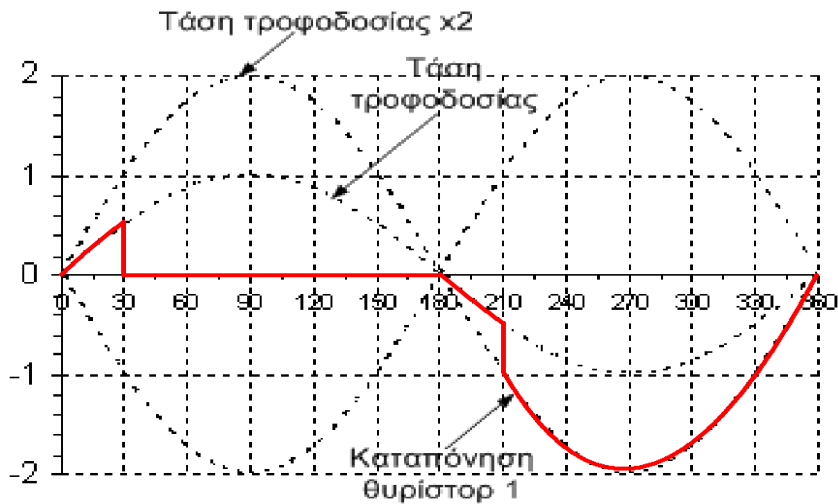
*Σχήμα 4.14 Τοπολογία ανορθωτικής διάταξης με δυο θυρίστορ.*

Ακόμα ένα βασικό μειονέκτημα της τοπολογίας αυτής είναι ότι η τάση που βλέπει στα άκρα του το θυρίστορ είναι η διπλάσια από αυτήν που βγαίνει στην έξοδο με αποτέλεσμα το θυρίστορ να μπορεί να αντέχει την διπλάσια αυτή τάση.

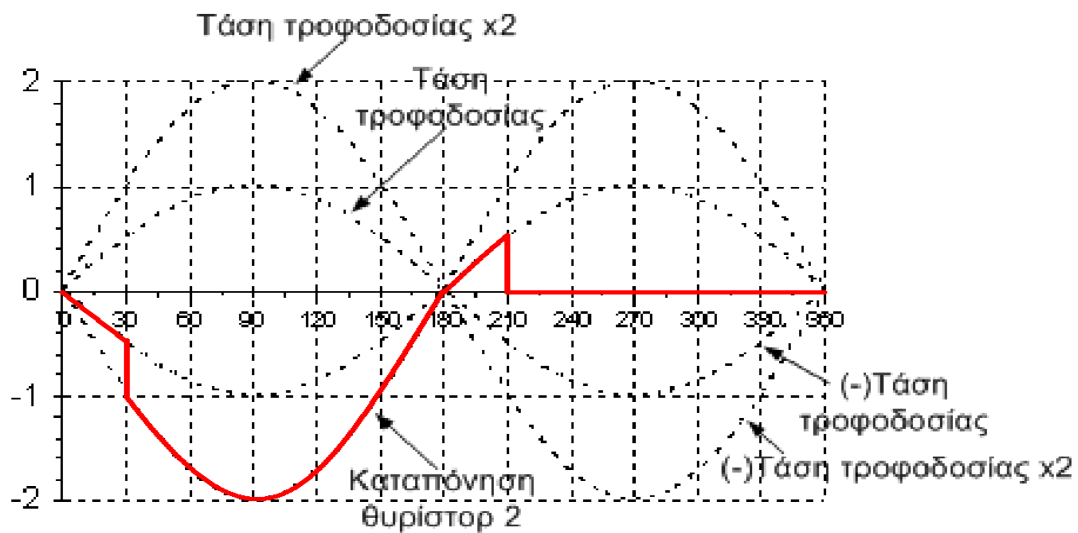
Στην τοπολογία αυτήν με τα δύο θυρίστορ ισχύει ότι ισχύει ακριβώς και στην παραπάνω τοπολογία με τα τέσσερα θυρίστορ. Οι εξισώσεις είναι οι ίδιες για τα αντίστοιχα φορτία στην έξοδο καθώς και οι κυματομορφές που προκύπτουν των τάσεων και των ρευμάτων.

Η μόνη διαφορά είναι ότι σε κάθε περίπτωση φορτίου, κατά την θετική ημιπερίοδο στο διάστημα δυνατής αγωγής του στοιχείου η τάση καταπόνησης είναι η τάση του αντίστοιχου τυλίγματος όταν το στοιχείο δεν άγει. Το ίδιο ισχύει τώρα και κατά την αρνητική ημιπερίοδο, όσο το δεύτερο στοιχείο δεν είναι σε αγωγή. Μόλις το δεύτερο θυρίστορ μπει σε αγωγή το θυρίστορ 1 που είναι σε αποκοπή δέχεται την συνολική τάση των δυο δευτερευόντων τυλιγμάτων η οποία είναι η διπλάσια της αρχικής. Αυτό απαιτεί από τα στοιχεία να είναι ικανά να αντέξουν στην διπλάσια αυτή τάση.

Στις κυματομορφές του σχήματος 4.15 και 4.16 παρακάτω φαίνεται η καταπόνηση που δέχονται τα θυρίστορ 1 και 2, για γωνία έναυσης  $30^\circ$



Σχήμα 4.15 Καταπόνηση στο thyristor 1

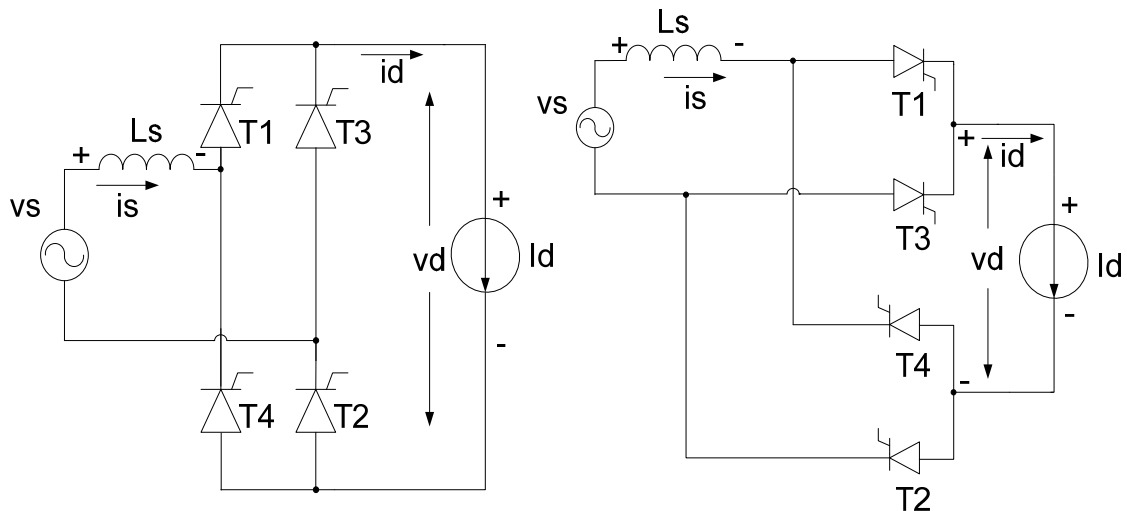


Σχήμα 4.16 Καταπόνηση στο thyristor 2

#### 4.1.2 ΜΕ ΜΕΤΑΒΑΣΗ

##### 4.1.2.1 ΑΝΟΡΘΩΤΙΚΕΣ ΔΙΑΤΑΞΕΙΣ ΜΕ ΤΕΣΣΕΡΑ ΘΥΡΙΣΤΟΡ ΚΑΙ ΠΗΓΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ

Στο σχήμα 4.17 φαίνεται μια ανορθωτική διάταξη με τέσσερα thyristor στην οποία λαμβάνουμε υπόψη και την επίδραση της αυτεπαγωγής η οποία δεν μπορεί να αγνοηθεί. Για μια δεδομένη γωνία καθυστέρησης  $\alpha$  η μετάβαση του ρεύματος γίνεται κατά το χρονικό διάστημα μετάβασης  $u$ . Κατά το διάστημα μετάβασης άγουν και τα 4 thyristor οπότε  $V_d = 0$  και  $V_{Ls} = V_s$



**Σχήμα 4.17** Τοπολογία με την επίδραση αυτεπαγωγής.

Άρα

$$V_s = V_{L_s} = L_s \frac{di_s}{dt} \quad (4.16)$$

Ολοκληρώνοντας και τα δυο μέλη προκύπτει

$$\int_a^{a+u} \sqrt{2} \cdot V_s \sin \omega t \cdot d\omega t = \omega L_s \int_{-I_d}^{I_d} (di_s) = 2\omega L_s I_d \quad (4.17)$$

Όπου το τελευταίο μέλος είναι το εμβαδό  $A_u$

$$A_u = \int_a^{a+u} \sqrt{2} V_s \sin \omega t \cdot d(\omega t) \quad (4.18)$$

Αντικαθιστώντας τις δυο προηγούμενες σχέσεις προκύπτει ότι

$$A_u = \sqrt{2} V_s [\cos a - \cos(a + u)] = 2\omega L_s I_d \quad (4.19)$$

Και

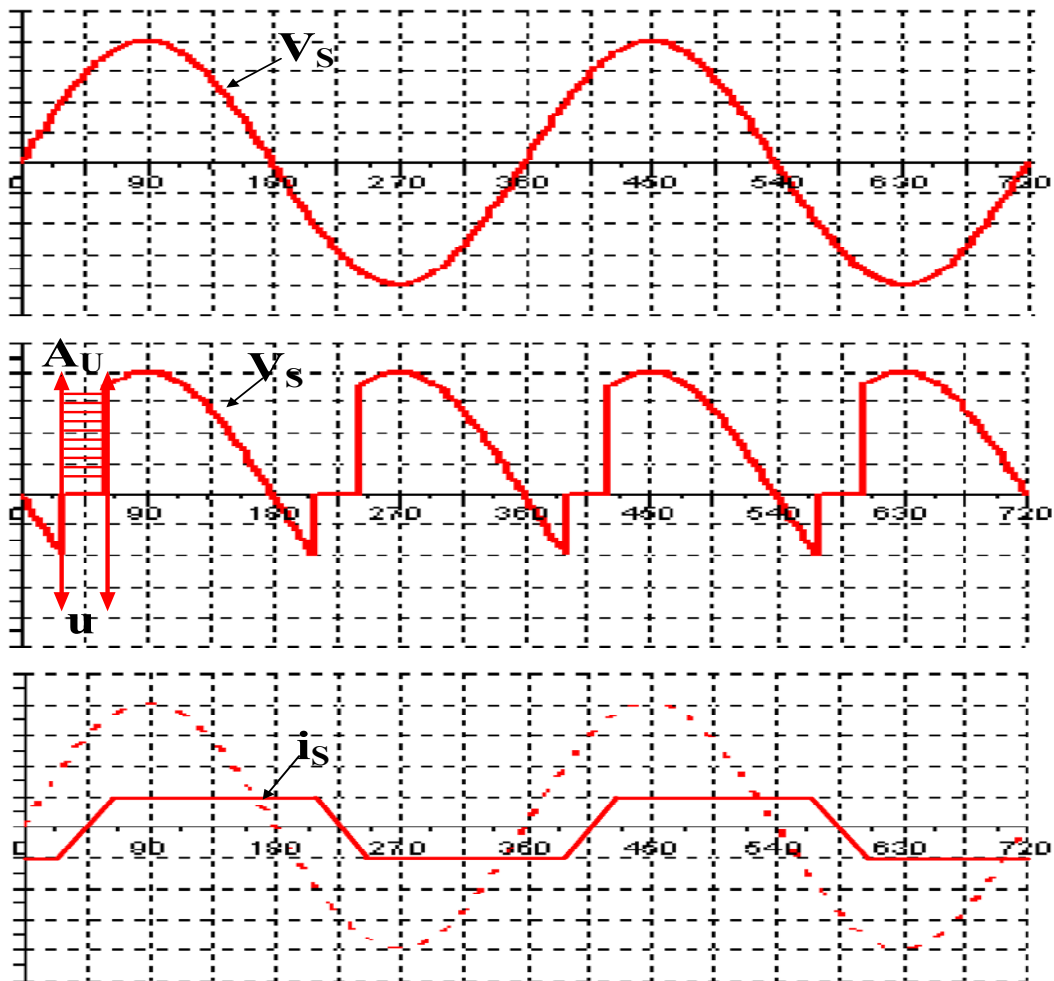
$$\cos(a + u) = \cos a - \frac{2\omega L_s I_d}{\sqrt{2} V_s} \quad (4.20)$$

Φαίνεται πως η επίδραση της  $L_s$  προκαλεί μια πτώση τάσης η οποία είναι ανάλογη του εμβαδού  $A_u$ , που φαίνεται στις κυματομορφές του σχήματος 4.18 και δίνεται από την σχέση :

$$\Delta V_{du} = \frac{A_u}{\pi} = \frac{2\omega L_s I_d}{\pi} \quad (4.21)$$

Οπότε η τάση στην έξοδο με μετάβαση είναι :

$$V_d = 0.9 \cdot V_s \cos a - \frac{2}{\pi} \omega L_s I_d \quad (4.22)$$

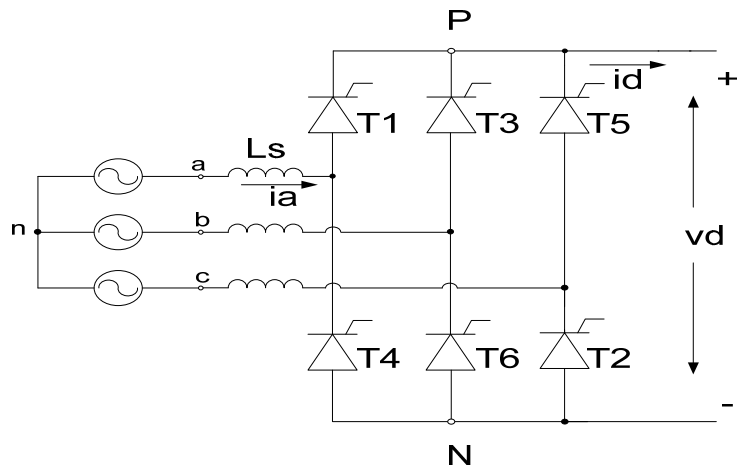


Σχήμα 4.18 Κυματομορφές κατά την εμφάνιση του φαινομένου της μετάβασης.

## 4.2 ΤΡΙΦΑΣΙΚΕΣ ΤΟΠΟΛΟΓΙΕΣ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΕΣ

Στο σχήμα 4.19 φαίνεται η γενική μορφή μιας τριφασικής γεφύρας πλήρους ανόρθωσης με θυρίστορ έξι παλμών η οποία έχει μεγάλο εύρος εφαρμογών.

Η τοπολογία αυτή αποκαλείται επίσης και μετατροπέας 6 παλμών.



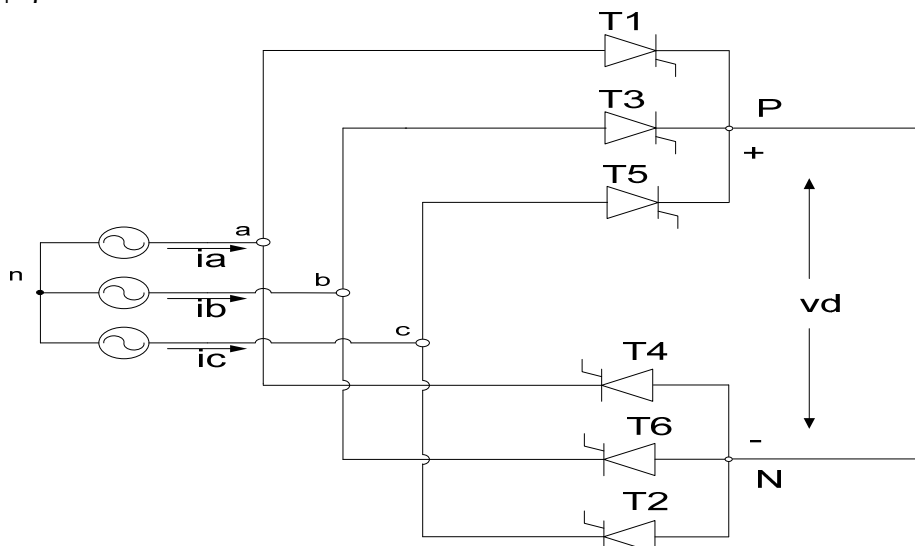
Σχήμα 4.19 Τριφασική τοπολογία

#### 4.2.1 ΧΩΡΙΣ ΜΕΤΑΒΑΣΗ

##### 4.2.1.1 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΜΕ ΕΞΙ ΘΥΡΙΣΤΟΡ

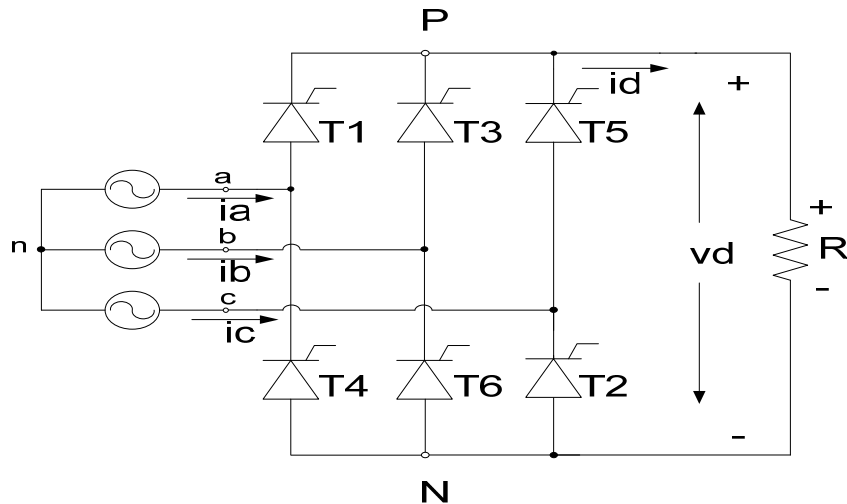
Η λειτουργία μιας τέτοιας τοπολογίας που φαίνεται καλύτερα στο σχήμα 4.20, έχει ως εξής : Το ρεύμα ρέει συνεχώς μέσα από ένα thyristor από την πρώτη ομάδα (thyristor 1 , 3 , 5) και μέσω ενός thyristor της δεύτερης ομάδας (2 , 4 , 6 ). Αν τα ρεύματα πύλης εφαρμόζονται συνεχώς τα thyristor συμπεριφέροντε όπως και οι δίοδοι.

Στην συνέχεια θα εξεταστεί η λειτουργία αυτών των ανορθωτικών διατάξεων με έξι thyristor χωρίς την επίδραση της  $L_S$  ( $L_S=0$ ), προσθέτοντας στην έξοδο διάφορα φορτία.



Σχήμα 4.20 Τοπολογία με έξι thyristor  
Α) ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

Στο σχήμα 4.21 φαίνεται μια τριφασική διάταξη με ωμικό φορτίο στην έξοδο.



Σχήμα 4.21 Τοπολογία με ωμικό φορτίο.

Θα δούμε την συμπεριφορά της τάσης εξόδου για διάφορες γωνίες έναυσης. Από τις κυματομορφές του σχηματος 4.22 βλέπουμε πως :

α) Για  $0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$ , οι κυματομορφές της τάσης εξόδου είναι ίδιες για ωμικό φορτίο στην έξοδο ( όπως επίσης και όταν υπάρχει πηγή ρεύματος στην έξοδο), χωρίς να υπάρχουν διαστήματα μηδενισμού.

Η τιμή της εξόδου για  $0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$  δίνεται από τον τύπο

$$V_{do} = \frac{1}{\pi/3} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{2}V_{LL} \cos \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{3}{\pi} \sqrt{2}V_{LL} = 1.35 \cdot V_{LL} \quad (4.23)$$

όπου η  $V_{da} = 1,35V_{LL} \cos a$

β) Για  $60^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ$  η κυματομορφή της τάσης εξόδου όπως φαίνεται στο σχήμα 4.22 εμφανίζει σημεία μηδενισμού αλλά σε καμία περίπτωση δεν γίνεται 0, σε αντίθεση με το όταν στην έξοδο έχουμε πηγή ρεύματος ή ωμικό-επαγωγικό φορτίο.

Η τιμή της εξόδου για  $60^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ$  δίνεται από τον τύπο

$$V_{da} = \frac{1}{\pi} \int_{a+\pi/3}^{\pi} \sqrt{2} \cdot V_{LL} \sin(\omega t) \cdot d(\omega t) \Rightarrow V_{da} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cdot [1 + \cos(a + \pi/3)] \quad (4.24)$$

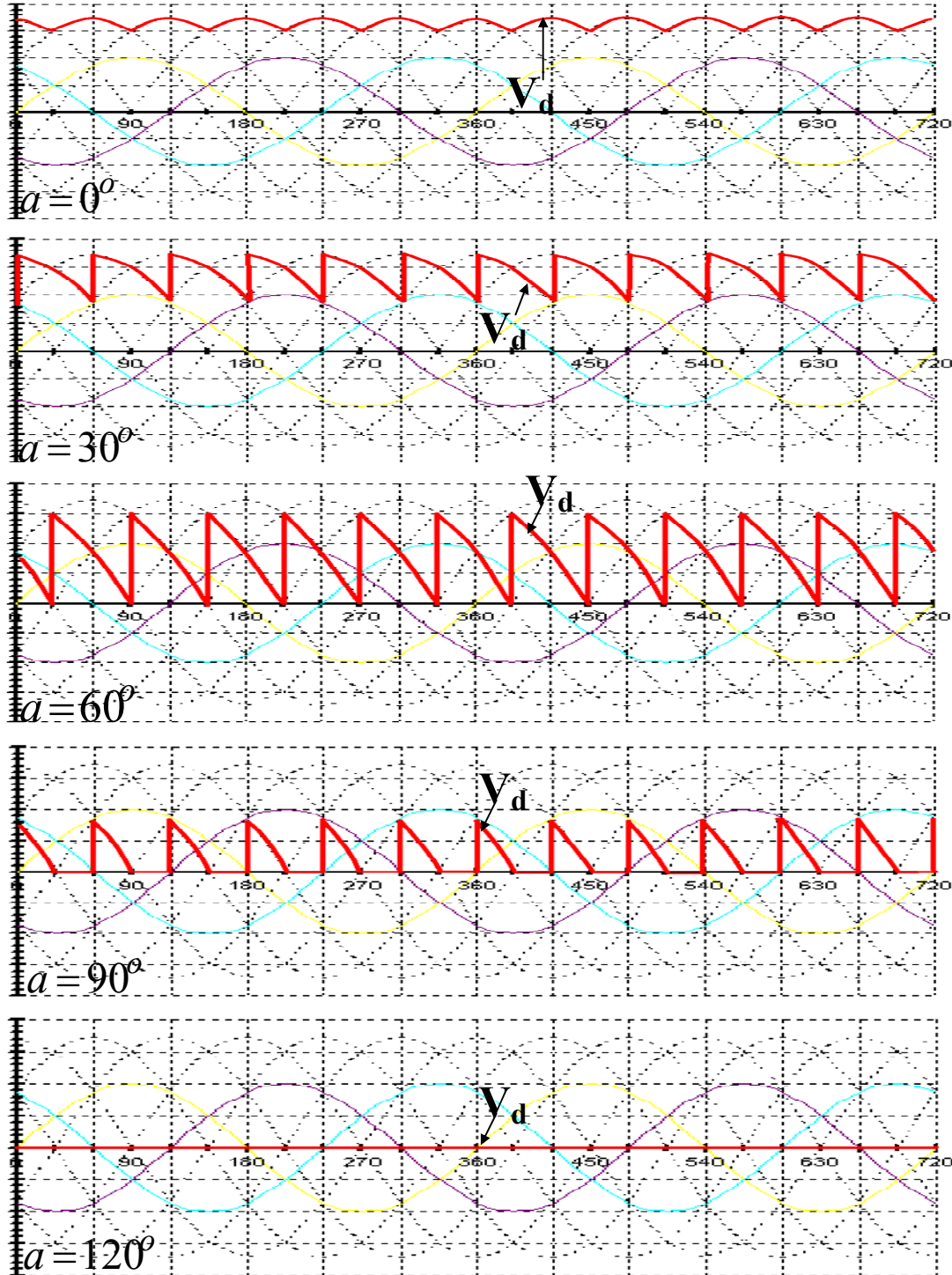
γ) Για  $120^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$  η κυματομορφή της τάσης εξόδου όπως φαίνεται είναι ίση με μηδέν  $V_{da}=0$

Γενικά για όλα τα παραπάνω ξέρουμε ότι

$$V_{do} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \quad (4.25)$$

Άρα συνοπτικά ισχύει :

$$\frac{V_d}{V_{do}} = \begin{cases} \cos a, & \dots\dots\dots 0 \leq a \leq 60^0 \\ 1 + \cos(a + \pi/3), & \dots\dots\dots 60^0 \leq a \leq 120^0 \\ 0, & \dots\dots\dots 120^0 \leq a \leq 180^0 \end{cases} \quad (4.26)$$

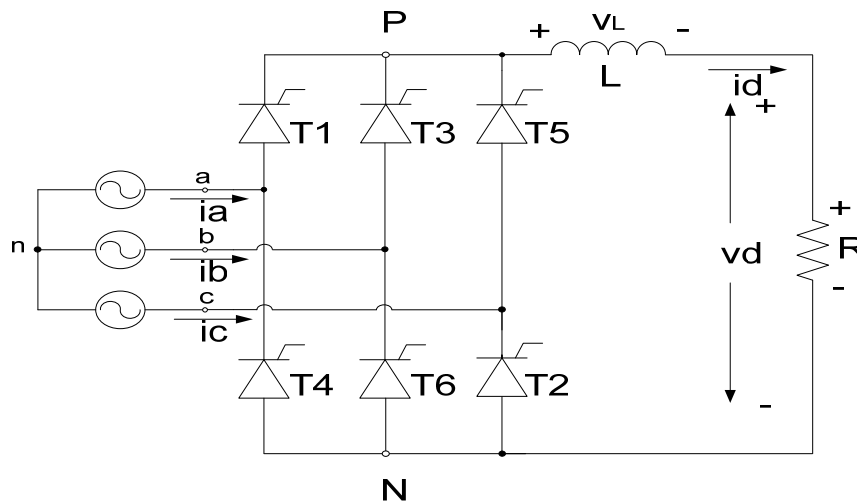


Σχήμα 4.22 Κοματομορφές με ωμικό φορτίο.

**B) ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ**



Στην συνέχεια θα δούμε το κύκλωμα του σχηματος 4.23 όπου έχουμε μια διάταξη η οποία στην έξοδο της θα έχει ένα ωμικό-επαγωγικό φορτίο.



**Σχήμα 4.23** Τοπολογία με ωμικό-επαγωγικό φορτίο.

Θα δούμε την συμπεριφορά της τάσης εξόδου για διάφορες γωνίες έναυσης. Από τις κυματομορφές του σχηματος 4.24 βλέπουμε πως

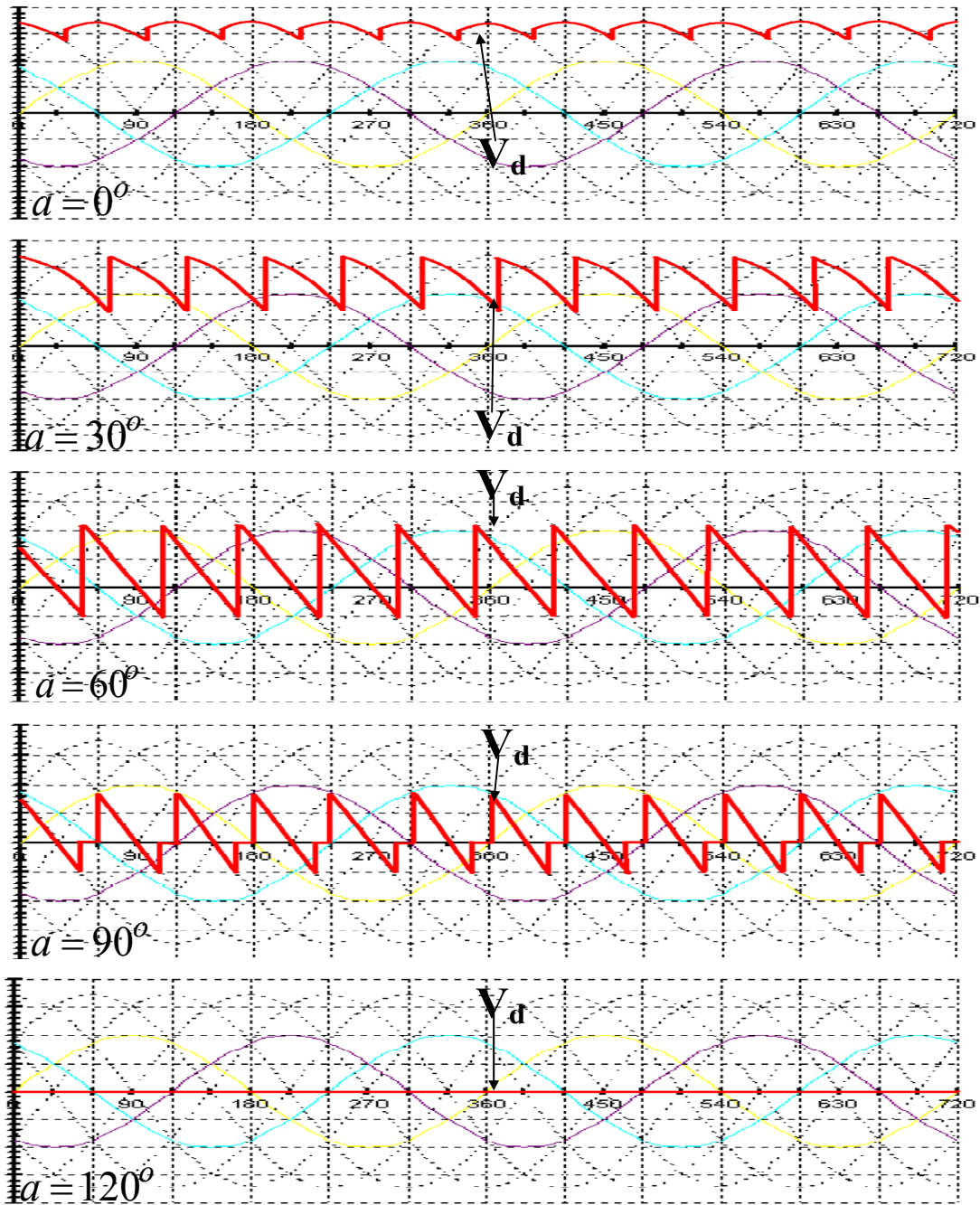
α) Για  $0^\circ \leq \alpha \leq 60^\circ$ , οι κυματομορφές της τάσης εξόδου είναι όμοιες με αυτές που θα είχαμε αν είχαμε καθαρά ωμικό φορτίο στην έξοδο, άρα οι ίδιες εξισώσεις μας δίνουν την τάση στην έξοδο.

β) Για  $60^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ$  η κυματομορφή της τάσης εξόδου όπως φαίνεται στο σχήμα 4.24 εμφανίζει σημεία μηδενισμού αλλά γίνεται και αρνητική. Το διάστημα το οποίο η τιμή της τάσης εξόδου γίνεται αρνητικό δεν πρέπει να είναι μεγαλύτερο από το θετικό διάστημα γιατί τότε θα έχουμε την λειτουργία αντιστροφής. Εάν η τιμή του πηνίου είναι μικρή τότε θα υπάρχει και ένα σημείο μηδενισμού  $\beta$  το οποίο παίζει σημαντικό ρόλο στην τιμή της εξόδου.

Η τιμή της εξόδου για  $60^\circ \leq \alpha \leq 120^\circ$  δίνεται από τον τύπο

$$V_{da} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cdot [\cos(\alpha + \pi/3) + \cos \beta] \quad (4.27)$$

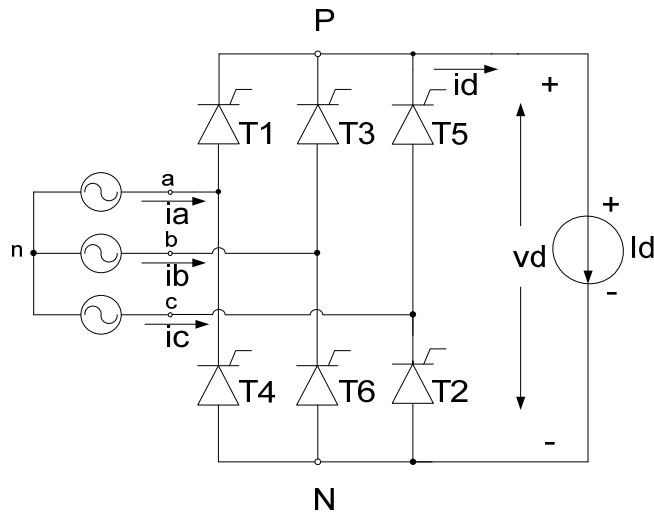
γ) Για  $120^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$  η κυματομορφή της τάσης εξόδου όπως φαίνεται είναι μηδέν μιας και στην έξοδο δεν έχουμε κάποια πηγή για να μπορέσει η διάταξη να δουλέψει σαν αντιστροφής.



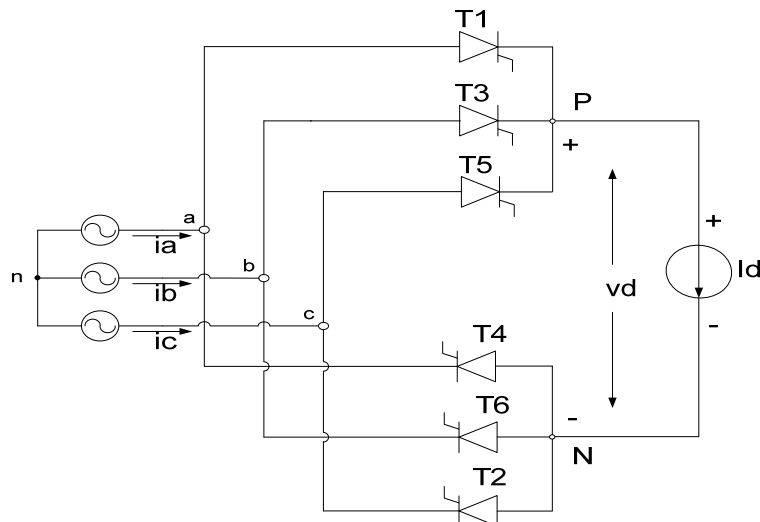
Σχήμα 4.24 Κυματομορφές με ωμικό-επαγωγικό φορτίο.

### Γ) ΜΕ ΠΗΓΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ $I_d$

Ένα πρακτικό κύκλωμα είναι αυτό του σχηματος 4.25 το οποίο μπορεί επανασχεδιαστεί όπως φαίνεται στο σχήμα 4.26 Το ρεύμα ρέει συνεχώς μέσα από ένα θυρίστορ από την πρώτη ομάδα (θυρίστορ 1 , 3 , 5) και μέσω ενός θυρίστορ της δεύτερης ομάδας.



Σχήμα 4.25 Τοπολογία με πηγή ρεύματος στην έξοδο

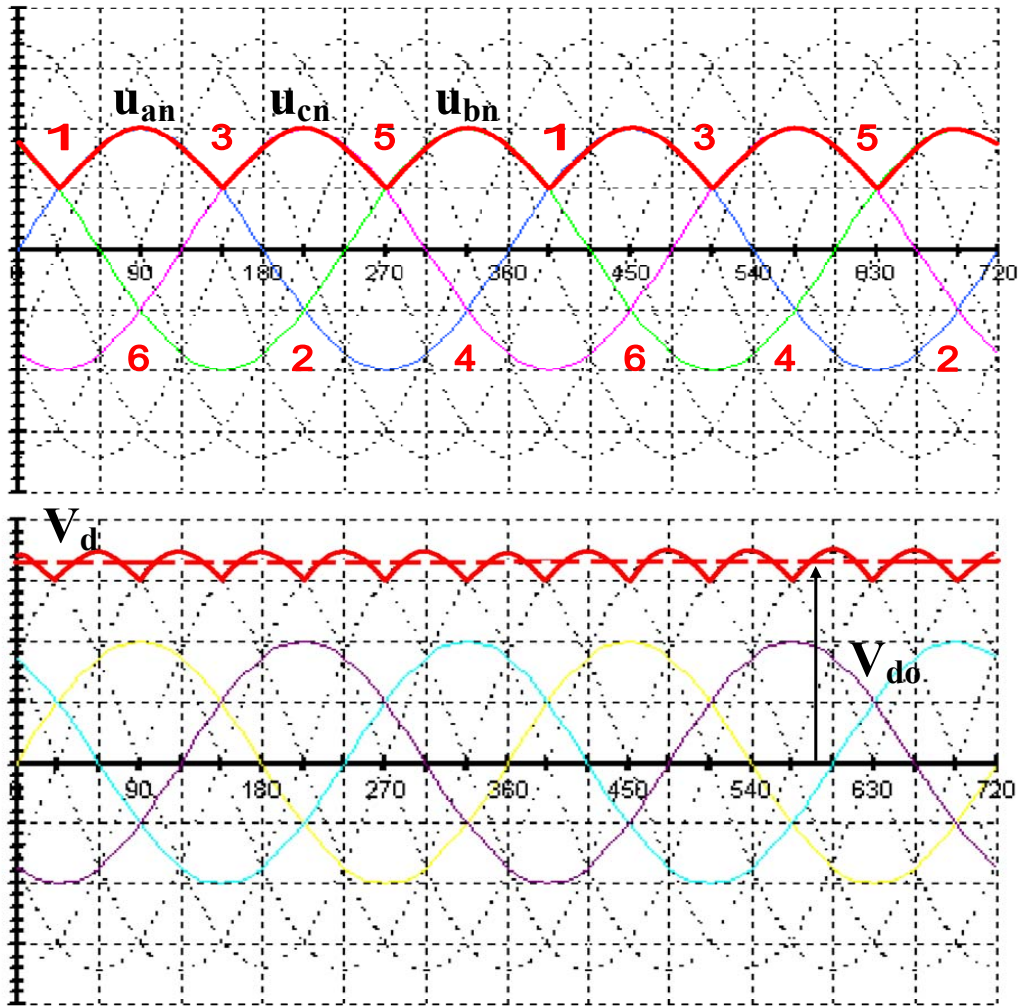


Σχήμα 4.26 Τοπολογία με πηγή ρεύματος στην έξοδο

Στην περίπτωση όπου η γωνία έναυσης είναι μηδέν και η αυτεπαγωγή  $L_S = 0$ , τότε η μέση τάση εξόδου δίνεται από την παρακάτω σχέση :

$$V_{do} = \frac{1}{\pi/3} \int_{-\pi/6}^{\pi/6} \sqrt{2}V_{LL} \cos \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{3}{\pi} \sqrt{2}V_{LL} = 1.35 \cdot V_{LL} \quad (4.28)$$

Στις κυματομορφές του σχήματος 4.27 φαίνονται τα αποτελέσματα των κυματομορφών που προκύπτουν στην έξοδο για  $\alpha=0^\circ$ . Το συγκεκριμένο κύκλωμα για γωνίες μεγαλύτερες από  $90^\circ$  λειτουργεί σαν αντιστροφείας μεταφέροντας ισχύ από την μεριά του Σ.Ρ. στο δίκτυο.

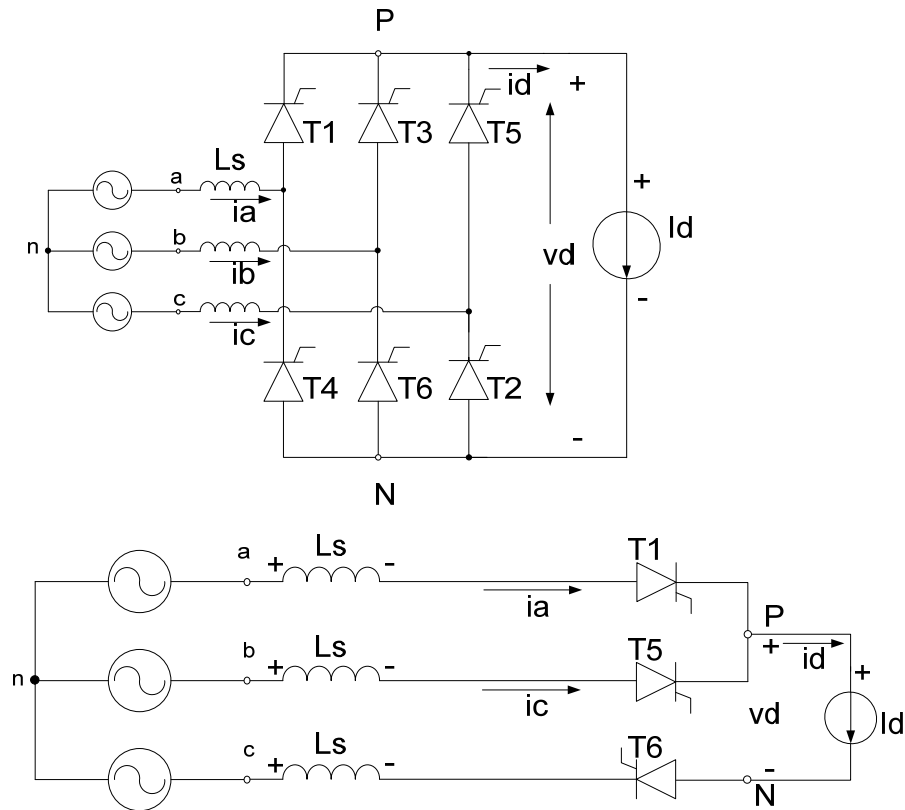


Σχήμα 4.27 Κυματομορφές με πηγή ρεύματος στην έξοδο

## 4.2.2 ΜΕ ΜΕΤΑΒΑΣΗ

### 4.2.2.1 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΜΕ ΕΞΙ ΘΥΡΙΣΤΟΡ ΚΑΙ ΠΗΓΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ

Για μια δεδομένη γωνία καθυστέρησης  $\alpha$ , η μετάβαση του ρεύματος διαρκεί ένα πεπερασμένο χρονικό διάστημα μετάβασης  $\mu$ . Έστω ότι τη χρονική στιγμή  $\omega t = 0$  το ρεύμα εκεί που διέρχεται από τα thyristor 5 και 6 αρχίζει να μεταβαίνει από το thyristor 5 στο 1. Κατά το χρονικό διάστημα  $\mu$  της μετάβασης του ρεύματος τα thyristor 1 και 5 άγουν ταυτόχρονα και οι φασικές τους τάσεις  $V_{an}$  και  $V_{cn}$  βραχυκυκλώνονται μεταξύ τους μέσω της  $L_s$ . Στο παρακάτω σχήμα 4.28 σημειώνονται τα thyristor που παίρνουν μέρος στη μετάβαση.



**Σχήμα 4.28** Κυκλωματικά διαγράμματα όπου λαμβάνει μέρος το φαινόμενο της μετάβασης.

Το ρεύμα  $i_a$  αυξάνεται από  $0 - I_d$ , ενώ το  $i_c$  μειώνεται από  $I_d$  στο  $0$ . Τη στιγμή αυτή ολοκληρώνεται η μετάβαση του ρεύματος από το θυρίστορ 5 στο θυρίστορ 1. Η γραφικές παραστάσεις των ρευμάτων  $i_a$  και  $i_c$  φαίνονται στην συνέχεια.

Κατά τη διάρκεια της μετάβασης ισχύει

$$V_{pn} = V_{an} - V_{Ls} \quad (4.29)$$

όπου

$$V_{Ls} = L_s \frac{di_a}{dt} \quad (4.30)$$

Η μείωση του εμβαδού σε volt – rad που οφείλεται στη μετάβαση είναι

$$Au = \omega L_s \int_a^{a+u} V_{Ls} d(\omega t) \quad (4.31)$$

Επειδή από  $\omega t = a$  ως  $\omega t = a+u$  το  $i_a$  μεταβάλλεται από  $0 - I_d$  από τις (4.30) και (4.31) ισχύει

$$Au = \omega L_S \int_0^{Id} dia = \omega L_S I_d \quad (4.32)$$

άρα η μέση dc τάση εξόδου μειώνεται από την τιμή  $V_{da}$  κατά  $\frac{Au}{\pi}$

$$V_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \cos \alpha - \frac{3\omega L_S}{\pi} I_d \quad (4.33)$$

Επειδή κατά τη μετάβαση οι φάσεις  $a$  και  $c$  βραχυκυκλώνονται ισχύει

$$V_{pn} = V_{an} - L_S \frac{dia}{dt} \quad (4.34)$$

και

$$V_{pn} = V_{cn} - L_S \frac{dic}{dt} \quad (4.35)$$

Προκύπτει

$$V_{pn} = \frac{V_{an} + V_{cn}}{2} - \frac{L_S}{2} \left( \frac{dia}{dt} + \frac{dic}{dt} \right) \quad (\text{κατά την μετάβαση}) \quad (4.36)$$

Επειδή όμως  $I_d$  παραμένει σταθερό στη μετάβαση

$$\frac{dia}{dt} = - \frac{dic}{dt}$$

η (4.36) γίνεται

$$V_{pn} = \frac{1}{2} (V_{an} + V_{cn}) \quad (4.37)$$

Για το χρονικό διάστημα μετάβασης  $u$  ισχύει

Από τις (4.34) και (4.37) έχω

$$L_S \frac{dia}{dt} = \frac{V_{an}}{2} - \frac{V_{cn}}{2} = \frac{V_{ac}}{2} \quad (4.38)$$

και επειδή

$$V_{ac} = V_{LL} \sin \omega t$$

έχουμε

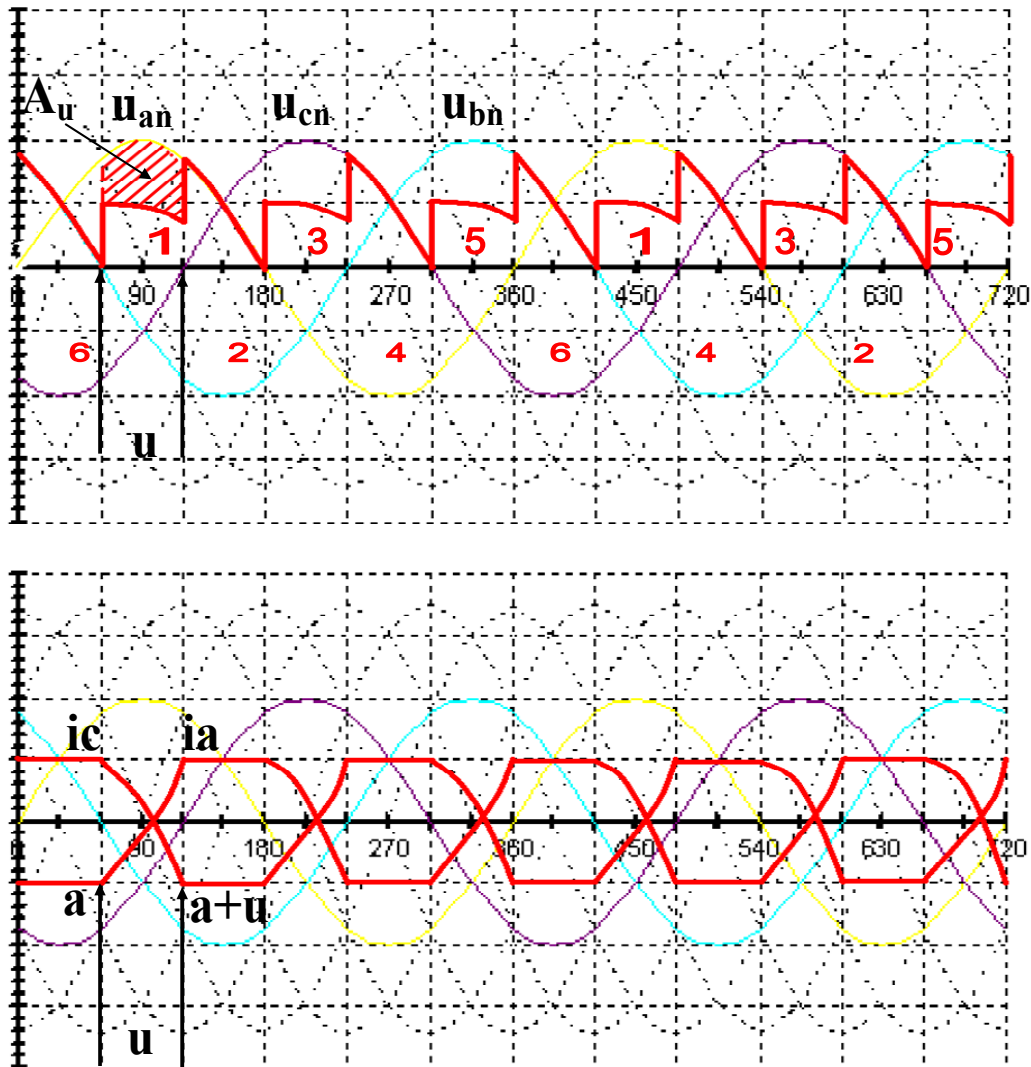
$$\frac{dia}{d(\omega t)} = \sqrt{2} \frac{V_{LL} \sin \omega t}{2\omega L_S} \quad (4.39)$$

Επειδή το  $i_a$  μεταβάλλεται από  $0 - I_d$  κατά το διάστημα  $\omega t = a$  και  $\omega t = a+u$ , ολοκληρώνοντας το παραπάνω έχω

$$\int_0^{I_d} dia = \sqrt{2} \frac{V_{LL}}{2\omega L_S} \int_a^{a+u} \sin \omega t \cdot d(\omega t) \Leftrightarrow$$

$$\cos(a+u) = \cos a - \frac{2\omega L_S}{\sqrt{2}V_{LL}} I_d \quad (4.40)$$

Παρακάτω στο σχήμα 4.29 δίνονται οι κυματομορφές της τάσης εξόδου για διάφορες γωνίες έναυσης και μετάβαση. Για σύγκριση δίνονται οι κυματομορφές για γωνία έναυσης  $\alpha=30^\circ$  η οποία εμφανίζεται επάνω στα θυρίστορ 1, 3, 5.



Σχήμα 4.29 Κυματομορφές με την εμφάνιση του φαινομένου της μετάβασης.

## 4.3 ΠΑΛΜΟΔΟΤΗΣΗ ΘΥΡΙΣΤΟΡ

### 4.3.1 ΕΝΑΥΣΗ

Για να μεταβεί ένα θυρίστορ από την κατάσταση θετικής αποκοπής σε κατάσταση διελεύσεως χρειάζεται ένας παλμός έναυσης  $i_G$  στο ηλεκτρόδιο έναυσεως G. Αυτός ο παλμός παράγεται εάν μεταξύ καθόδου K και G συνδέσουμε μια παλμογεννήτρια με την τάση  $u_G$ . Το ρεύμα  $i_G$  πρέπει να έχει μια ορισμένη τιμή για να γίνει η έναυση η οποία εξαρτάται από την τάση μεταξύ της ανόδου και καθόδου και από την θερμοκρασία του πλακιδίου.

Για να υπάρχει σωστή έναυση πρέπει οι παλμοί σε κάθε περίπτωση να έχουν κατάλληλη μορφή σε κάθε περίπτωση. Οι παλμοί αυτοί πρέπει να διαρκούν περισσότερο χρόνο σε σχέση με το χρόνο που χρειάζεται η τάση θετικής αποκοπής από τη στιγμή που δίνεται ο παλμός έναυσης μέχρι να αρχίσει να καταρρέει. Βασική προϋπόθεση είναι να μην ξεπεράσει μια τιμή πέρα της οποίας οι απώλειες στο κύκλωμα έναυσεως αποκτούν κρίσιμη τιμή για τη ζωή του θυρίστορ. Πρέπει όμως να ξεπερνούν μια κρίσιμη κατώτερη τιμή ώστε η έναυση να είναι σίγουρη.

### 4.3.2 ΣΥΓΧΡΟΝΙΣΜΟΣ ΚΑΙ ΜΕΤΑΤΟΠΙΣΗ ΤΩΝ ΠΑΛΜΩΝ ΕΝΑΥΣΗΣ

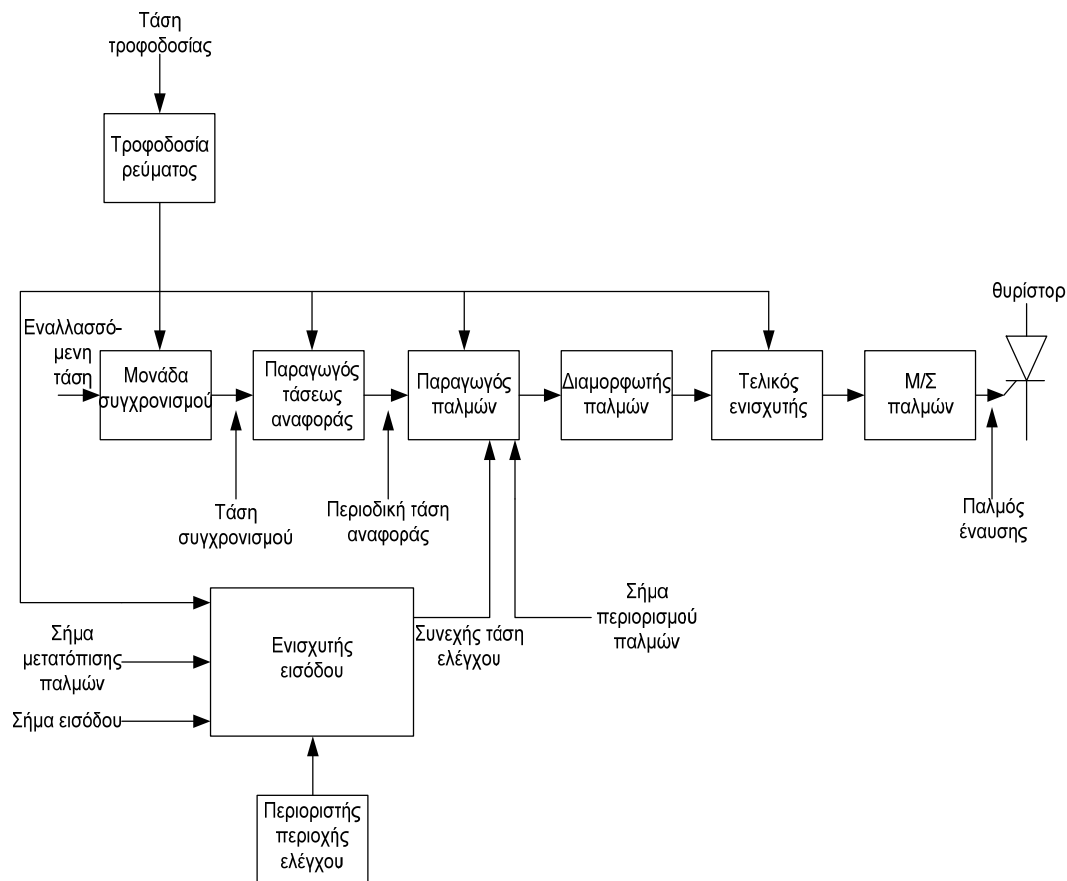
Οι παλμοί έναυση πρέπει πάντα να φτάνουν στο ηλεκτρόδιο έναυσης σε ορισμένες χρονικές στιγμές. Για την αγωγή ενός θυρίστορ πρέπει να παλμοδοτηθεί όταν η τάση μεταξύ ανόδου και καθόδου είναι θετική και όταν η αγωγή του είναι επιθυμητή. Η αρχή του παλμού πρέπει να έχει ορισμένη θέση σε σχέση με την εναλλασσόμενη τάση που εφαρμόζεται στην άνοδο. Για να καθοριστεί η θέση αυτή πρέπει να γίνει συγχρονισμός των παλμών έναυσης με το σύστημα των τάσεων που οδηγεί το ρεύμα δια μέσου των θυρίστορ. Εκτός από τον συγχρονισμό απαιτείται και μετατόπιση του παλμού για την επίτευξη του ελέγχου.

Ο σχηματισμός των παλμών γίνεται ως εξής: Με έναν Μ/Σ παίρνουμε μια εναλλασσόμενη τάση η οποία είναι σε κάθε χρονική στιγμή όμοια με την τάση του δικτύου και η οποία οδηγεί τα θυρίστορ. Η τάση αυτή χρησιμεύει στο συγχρονισμό. Από αυτήν την τάση στην συνέχεια παίρνουμε μια περιοδική τάση με καθορισμένη κυματομορφή η οποία χρησιμεύει για σύγκριση. Αυτή συγκρίνεται με μια συνεχή πριονωτή τάση μεταβλητής στάθμης. Την στιγμή που η περιοδική αυτή τάση θα υπερβεί την συνεχή τάση δημιουργείται ένας παλμός ο οποίος ενισχύεται και οδηγείται στο ηλεκτρόδιο έναυσεως ενός θυρίστορ.

Ο συγχρονισμός έχει νόημα μόνο για τους ηλεκτρονικούς μετατροπείς ισχύος που οδηγούνται από το δίκτυο. Στους μετατροπείς με εξαναγκασμένη μετάβαση απλώς δημιουργούνται παλμούς με ορισμένη συχνότητα και μορφή και τους εφαρμόζουμε στο ηλεκτρόδιο έναυσεως. Στην περίπτωση αυτή η σβέση και η έναυση δεν συγχρονίζονται με καμία εξωτερική τάση.

Στο παρακάτω σχήμα 4.30 φαίνεται η βασική διαδικασία δημιουργίας των παλμών έναυσης.



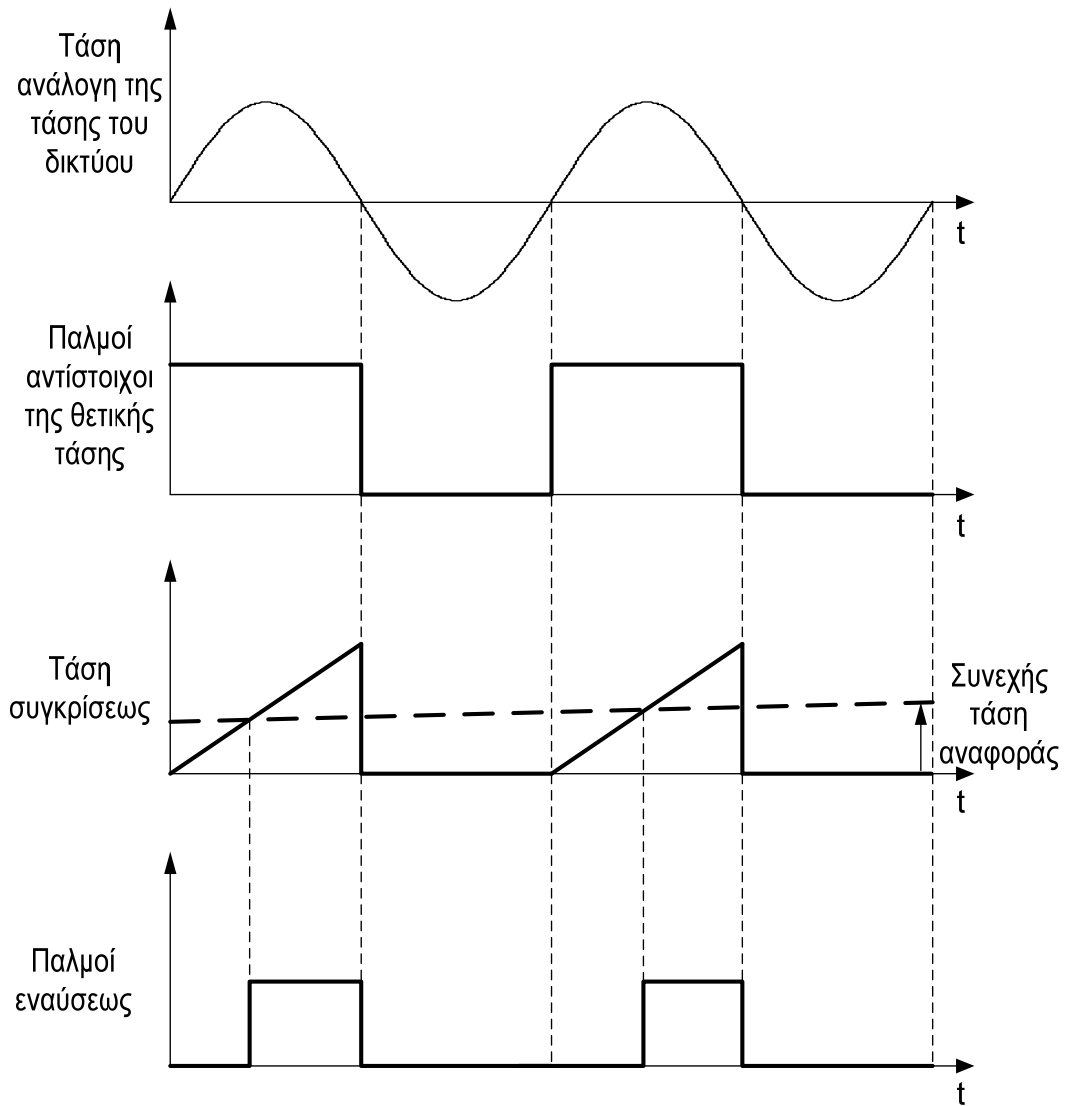


**Σχήμα 4.30** Βασική διαδικασία δημιουργίας παλμών έναυσης.

Αυτή η συσκευή αποτελείται από:

- Την μονάδα συγχρονισμού, που χρησιμεύει για τον συγχρονισμό των παλμών με την εναλλασσόμενη τάση η οποία καθορίζει τον ρυθμό έναυσης.
- Τον παραγωγό παλμών, ο οποίος δίνει τον παλμό που καθορίζει τις χρονικές στιγμές της έναυσεως.
- Τον διαμορφωτή παλμών, που καθορίζει την μορφή και την διάρκεια των παλμών.
- Τον τελικό ενισχυτή, που μεγαλώνει την ισχύ των παλμών και συνήθως την κλίση αυτών.
- Τον Μ/Σ παλμών, που χρησιμεύει για τον χωρισμό των δυναμικών μεταξύ θυρίστορ και της συσκευής έναυσης και για την προσαρμογή του παλμού έναυσεως στις τιμές του ρεύματος και της τάσεως που είναι κατάλληλες για την έναυση.
- Τον ενισχυτή εισόδου, του οποίου το σήμα εισόδου καθορίζει το μεταβλητό χρονικό σημείο όπου αρχίζει ο παλμός.
- Τον περιοριστή της περιοχής ελέγχου, με τον οποίο περιορίζεται η δράση του σήματος εισόδου σε μία ορισμένη περιοχή.
- Το σήμα περιορισμού παλμών και
- Το σήμα μετατόπισεως παλμών, τα οποία χρησιμεύουν στο να εμποδίζουν, εάν είναι αναγκαίο, την έναυση του θυρίστορ.

Για να δημιουργηθεί ένα παλμός υψηλών απαιτήσεων χρειάζεται να γίνει συγκρότηση μιας τέτοιας συσκευής εναύσεως ενός θυρίστορ η οποία φαίνεται στο παρακάτω διάγραμμα του σχήματος 4.31.



**Σχήμα 4.31** Διάγραμμα συσκευής που ελέγχει την έναυση του θυρίστορ.

## **5. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΤΑΣΗΣ ΣΕ ΣΥΝΕΧΗ ΤΑΣΗ**

Λέγοντας μετατροπείς συνεχούς τάσης σε συνεχή τάση εννοούμε κάποιες διατάξεις οι οποίες περιέχουν πάντα έναν τουλάχιστον ελεγχόμενο ημιαγωγικό διακόπτη και μετατρέπουν τη συνεχή τάση εισόδου σε συνεχή τάση διαφορετικής τιμής στην έξοδο τους. Αυτοί οι μετατροπείς συνήθως αποκαλούνται και με τον όρο τροφοδοτικά, αφού η συνήθης εφαρμογή τους είναι η τροφοδοσία αναλογικών και ψηφιακών σημάτων. Άλλες εφαρμογές αυτών των μετατροπέων είναι στη φόρτιση συσσωρευτών, στον έλεγχο μηχανών συνεχούς ρεύματος, στα συστήματα διόρθωσης του συντελεστή ισχύος κ.α. [2, 3, 37-41]

Οι τεχνικές που έχουν χρησιμοποιηθεί μέχρι σήμερα για την κατασκευή και τον έλεγχο των τροφοδοτικών ισχύος χωρίζονται σε δύο μεγάλες κατηγορίες :

- α) Στην τεχνική των γραμμικών τροφοδοτικών
- β) Στην τεχνική των διακοπτικών τροφοδοτικών

Η τεχνική των γραμμικών τροφοδοτικών συνιστάται στο ότι το ημιαγωγικό στοιχείο του μετατροπέα λειτουργεί στην γραμμική περιοχή, συμπεριφέρεται δηλαδή σαν ρυθμιζόμενη αντίσταση και η πτώση τάσης που εμφανίζεται στα άκρα του και καθορίζει την τιμή της τάσης στην έξοδο του μετατροπέα.

Τα γραμμικά τροφοδοτικά χρησιμοποιούν έναν μετασχηματιστή μεταξύ της εισόδου και της εξόδου για την επίτευξη ηλεκτρικής απομόνωσης που παρεμβάλλεται μεταξύ του δικτύου και της ανορθωτικής διάταξης. Αυτοί οι μετασχηματιστές έχουν μεγάλο βάρος, όγκο και κόστος. Ο συντελεστής απόδοσης των γραμμικών τροφοδοτικών κυμαίνεται στην περιοχή 30-60 %. Πλεονέκτημα αυτών των τροφοδοτικών είναι η απλότητα του κυκλώματος με αποτέλεσμα το μικρό κόστος για μικρές ισχύς, επίσης λόγω του ότι δεν έχουμε διακοπτικά φαινόμενα δεν εμφανίζονται ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές που μπορούν να δημιουργήσουν προβλήματα στην λειτουργία άλλων συσκευών.

Η τεχνική των διακοπτικών τροφοδοτικών συνίσταται στο ότι το ημιαγωγικό στοιχείο του μετατροπέα λειτουργεί ως διακόπτης, δηλαδή είτε σε κατάσταση αγωγής είτε σε κατάσταση αποκοπής, και το ποσοστό του χρόνου αγωγής του στην διάρκεια μιας περιόδου λειτουργίας καθορίζει την τιμή της τάσης στην έξοδο του μετατροπέα. Για τον έλεγχο των μετατροπέων αυτών χρησιμοποιούνται δυο κυρίως τεχνικές:

- α) Η τεχνική της διαμόρφωσης του εύρους των παλμών (Δ.Ε.Π.)
- β) Η τεχνική της διαμόρφωσης της συχνότητας των παλμών (Δ.Σ.Π.)

Η τεχνική της διαμόρφωσης του εύρους των παλμών συνιστάται στο να διατηρούμε σταθερή την συχνότητα έναυσης και σβέσης των ημιαγωγικών στοιχείων και να μεταβάλλουμε το χρόνο αγωγής των ημιαγωγικών στοιχείων. Φαίνεται λοιπόν ότι με διακοπή του ρεύματος ισχύος, εξαιτίας του ημιαγωγικού διακόπτη, λαμβάνεται ως αποτέλεσμα ένα παλμικό ρεύμα και μια παλμική τάση η οποία εξομαλύνεται ώστε να πάρουμε την επιθυμητή τάση στην έξοδο του μετατροπέα.

Η τεχνική της διαμόρφωσης της συχνότητας των παλμών συνίσταται στο να διατηρούμε σταθερό το χρόνο αγωγής ή αποκοπής του ημιαγωγικού στοιχείου και να μεταβάλλουμε τον χρόνο αποκοπής ή αγωγής, άρα και τη συχνότητα λειτουργίας του μετατροπέα για να πάρουμε τη επιθυμητή έξοδο.

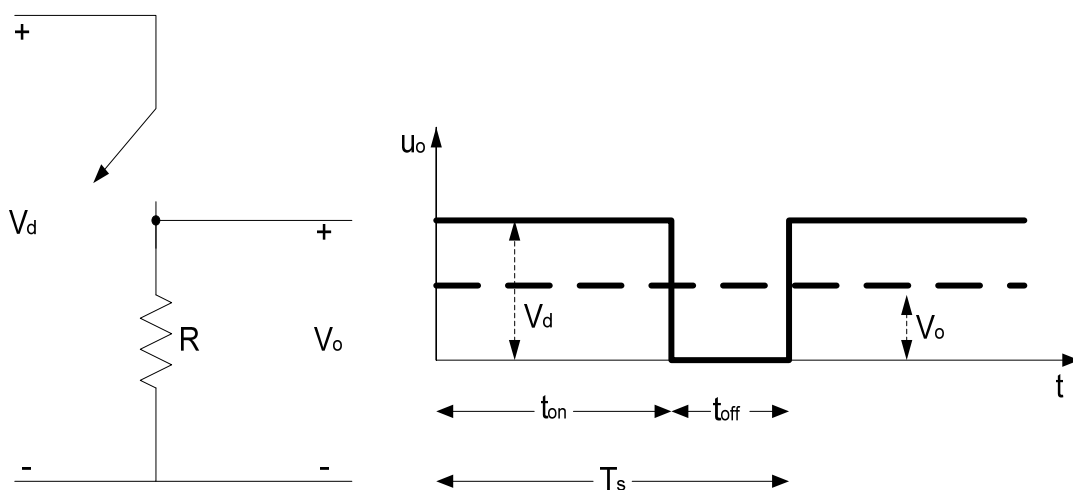
Οι απαιτήσεις των τροφοδοτικών που χρησιμοποιούνται σήμερα είναι η σταθεροποιημένη συνεχή τάση εξόδου, η γαλβανική απομόνωση, καθώς και η δυνατότητα πολλαπλών ανεξάρτητων εξόδων. Κοινή επιδίωξη σήμερα σε αυτά τα κυκλώματα είναι η μείωση του όγκου και του βάρους τους, καθώς και η αύξηση της απόδοσής τους. Παλαιότερα χρησιμοποιούνταν περισσότερο τα γραμμικά τροφοδοτικά, η εξέλιξη όμως της τεχνολογίας των ημιαγωγών και ουσιαστικά η εμφάνιση των MOSFET ισχύος είναι οι κύριοι παράγοντες που συνέβαλλαν στην ευρεία χρήση των διακοπών τροφοδοτικών που παρουσιάζουν αρκετά πλεονεκτήματα σε σχέση με τα γραμμικά τροφοδοτικά.

Οι βασικότερες τοπολογίες διακοπτικών μετατροπέων Σ.Τ σε Σ.Τ είναι οι παρακάτω:

- 1) Μετατροπέας υποβιβασμού τάσης ( BUCK ).
- 2) Μετατροπέας ανύψωσης τάσης ( BOOST ).
- 3) Μικτός μετατροπέας (υποβιβασμού ανύψωσης τάσης BUCK-BOOST ).
- 4) Μετατροπέας του Cuk.
- 5) Μετατροπέας με πλήρη γέφυρα.

Στην διαμόρφωση με PWM με σταθερή συχνότητα μετάβασης το σήμα ελέγχου του διακόπτη το οποίο ελέγχει την κατάστασή του παράγεται με τη σύγκριση του επιπέδου τάσης του σήματος ελέγχου  $v_{control}$  με μια περιοδική κυματομορφή σταθερού πλάτους όπως φαίνεται στο σχήμα 5.1. Η σχετική διάρκεια αγωγής μπορεί να εκφραστεί ως συνάρτηση της  $v_{control}$  και του πλάτους της πριονωτής κυματομορφής  $V_{st}$  με τη σχέση :

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{v_{control}}{V_{st}} \quad (5.1)$$



Σχήμα 5.1 διακοπτική dc- dc μετατροπή

## 5.1 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ ΤΑΣΗΣ

Αυτό το είδος μετατροπέα παράγει μια μέση τάση εξόδου χαμηλότερη από τη συνεχή τάση εισόδου  $V_d$ . Η κύρια εφαρμογή του είναι τα σταθεροποιημένα διακοπτικά τροφοδοτικά συνεχούς ρεύματος και ο έλεγχος της ταχύτητας των κινητήρων συνεχούς ρεύματος.

Στο κύκλωμα 5.2 φαίνεται το κυκλωματικό διάγραμμα της τοπολογίας διακοπτικού μετατροπέα υποβιβασμού τάσης. Θεωρώντας έναν ιδανικό διακόπτη και ένα καθαρά ωμικό φορτίο η στιγμιαία τάση εξόδου εξαρτάται από την κατάσταση του διακόπτη.

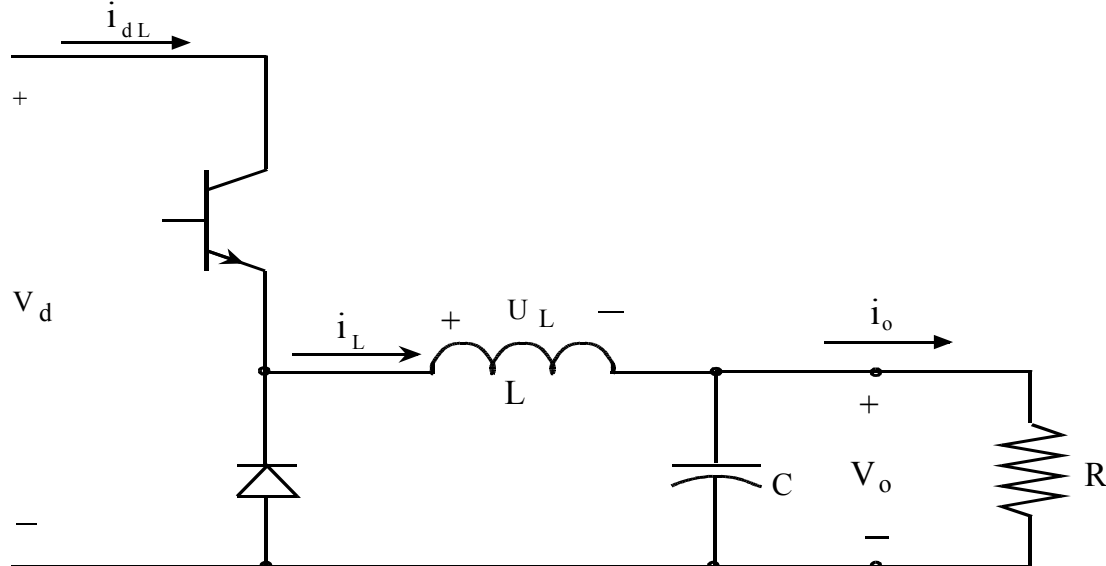
Η μέση τάση εξόδου του μετατροπέα μπορεί να υπολογιστεί ως συνάρτηση της σχετικής διάρκειας αγωγής  $D$ :

$$V_o = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_o(t) \cdot dt = \frac{1}{T_s} \left( \int_0^{t_{on}} V_d \cdot dt + \int_{t_{on}}^{T_s} 0 \cdot dt \right) = \frac{t_{on}}{T_s} \cdot V_d = DV_d \quad (5.2)$$

Όπου από τη σχέση 5.1 αντικαθιστώντας το  $D$  προκύπτει :

$$V_o = \frac{V_d}{V_{st}} \cdot v_{control} = k v_{control} \quad \text{όπου} \quad k = \frac{V_d}{V_{st}} = \text{σταθερά}$$

Η  $V_o$  μπορεί να ελεγχθεί είτε μεταβάλλοντας τον λόγο  $t_{on} / T_s$  είτε να μεταβάλλεται γραμμικά με την τάση ελέγχου. Στην πράξη το φορτίο θα είναι επαγωγικό ακόμα και με ένα ωμικό φορτίο θα υπάρχει πάντα κάποια παρασιτική επαγωγή με αποτέλεσμα ο διακόπτης να απορροφά την ενέργεια της αυτεπαγωγής με αποτέλεσμα να καταστραφεί. Το πρόβλημα αυτό της επαγωγής, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα 5.2, μπορεί να λυθεί με την προσθήκη μιας διόδου.

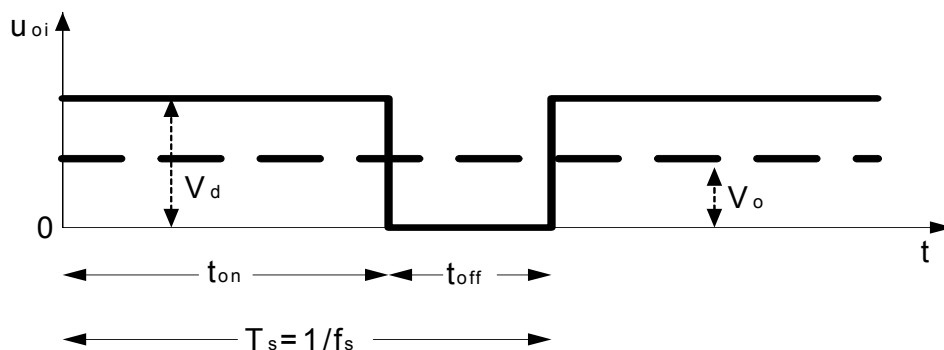


Σχήμα 5.2 Μετατροπέας Σ.Ρ-Σ.Ρ υποβιβασμού τάσης

Το σχήμα 5.2 περιλαμβάνει και ένα φίλτρο που έχει ένα πηνίο και έναν πυκνωτή για την ελάττωση της διακύμανσης της τάσης εξόδου, και ένα ωμικό φορτίο

στην έξοδο. Στην κυματομορφή του σχήματος 5.3 φαίνεται η τάση εισόδου του φίλτρου  $v_{oi}$  η οποία αποτελείται από έναν όρο  $V_o$ , τις αρμονικές στη συχνότητα μετάβασης  $f_s$  καθώς και τις πολλαπλάσιες της.

Κατά την λειτουργία του κυκλώματος 5.2 όσο ο διακόπτης είναι κλειστός η διόδος πολώνεται ανάστροφα και η είσοδος παρέχει ενέργεια στο φορτίο και στο πηνίο. Όσο ο διακόπτης είναι ανοιχτός το ρεύμα του πηνίου ρέει μέσω της διόδου μεταφέροντας έτσι μέρος της αποθηκευμένης ενέργειας του στο φορτίο.



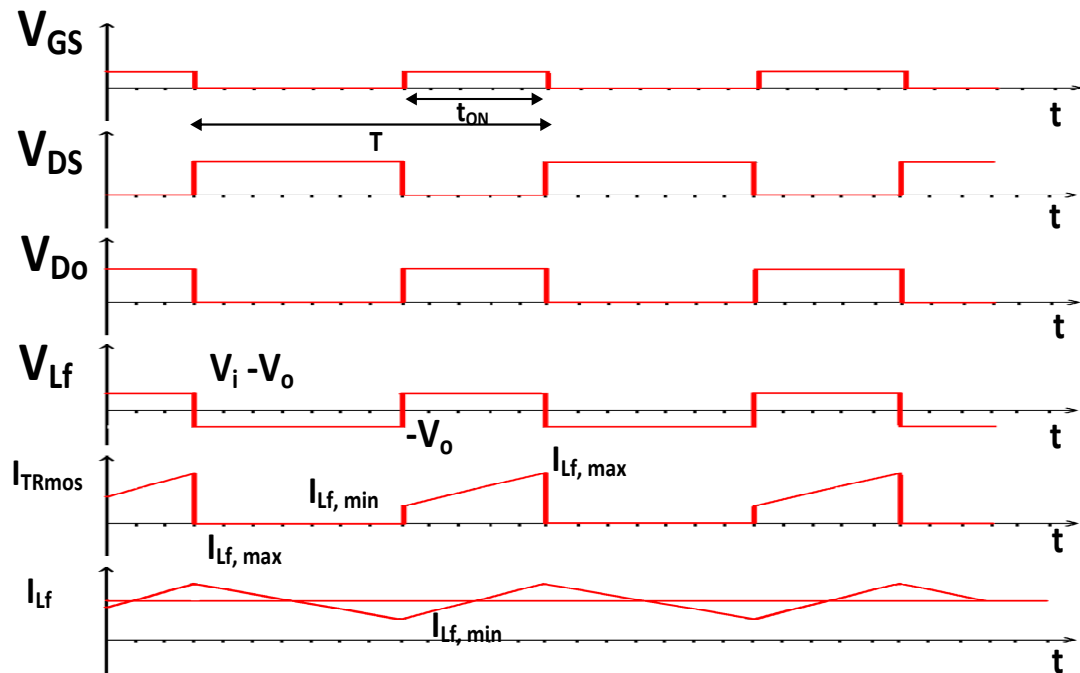
**Σχήμα 5.3** Η τάση εισόδου του φίλτρου  $v_{oi}$

Στην συνέχεια θα γίνει μελέτη του μετατροπέα για :

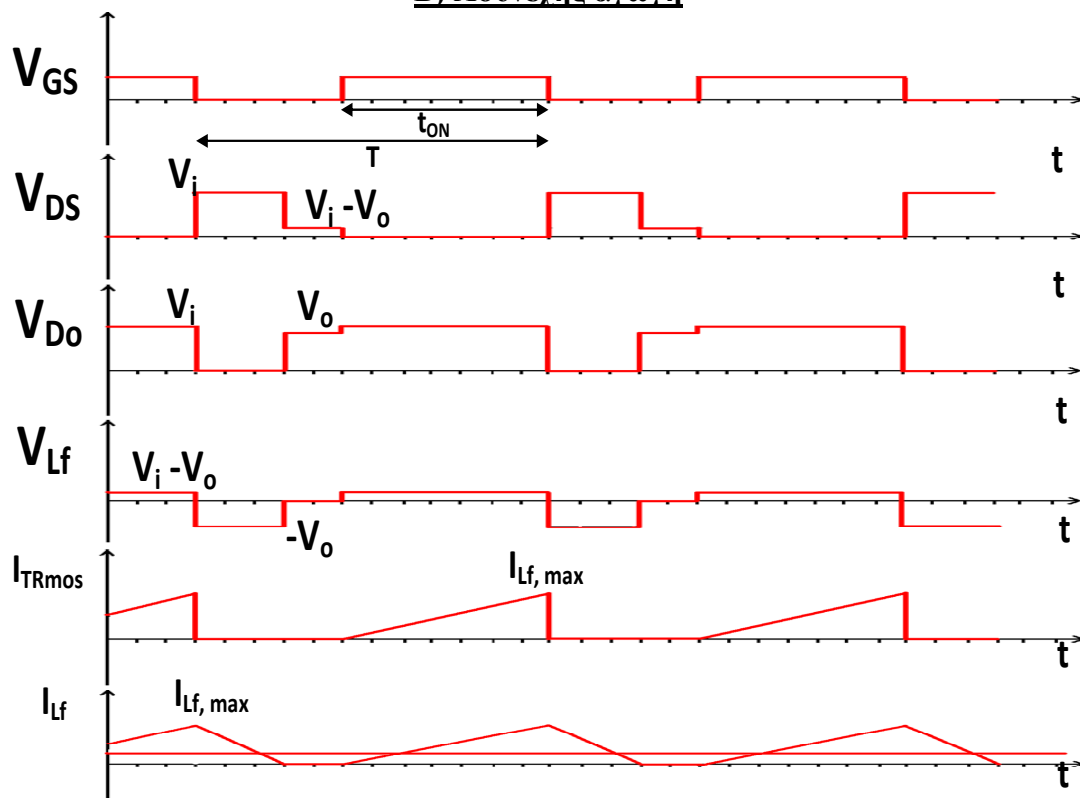
- A) Λειτουργία με συνεχή αγωγή του ρεύματος.
- B) Όριο μεταξύ συνεχούς και ασυνεχούς λειτουργίας.
- Γ) Λειτουργία ασυνεχούς αγωγής του ρεύματος.
- Δ) Κυμάτωση της τάσης εξόδου.

Στην συνέχεια αυτού του κεφαλαίου θα αναλύσουμε την λειτουργία των δυο αυτών βασικών κατηγοριών των τροφοδοτικών ισχύος α) με αγωγή του ρεύματος και β) με αγωγή ασυνεχούς ρεύματος.

**Θεωρητικές κυματομορφές τάσεων εντάσεων μετατροπέα υποβιβασμού τάσης  
εξόδου  
Α) Συνεχής αγωγή**



**Β) Ασυνεχής αγωγή**

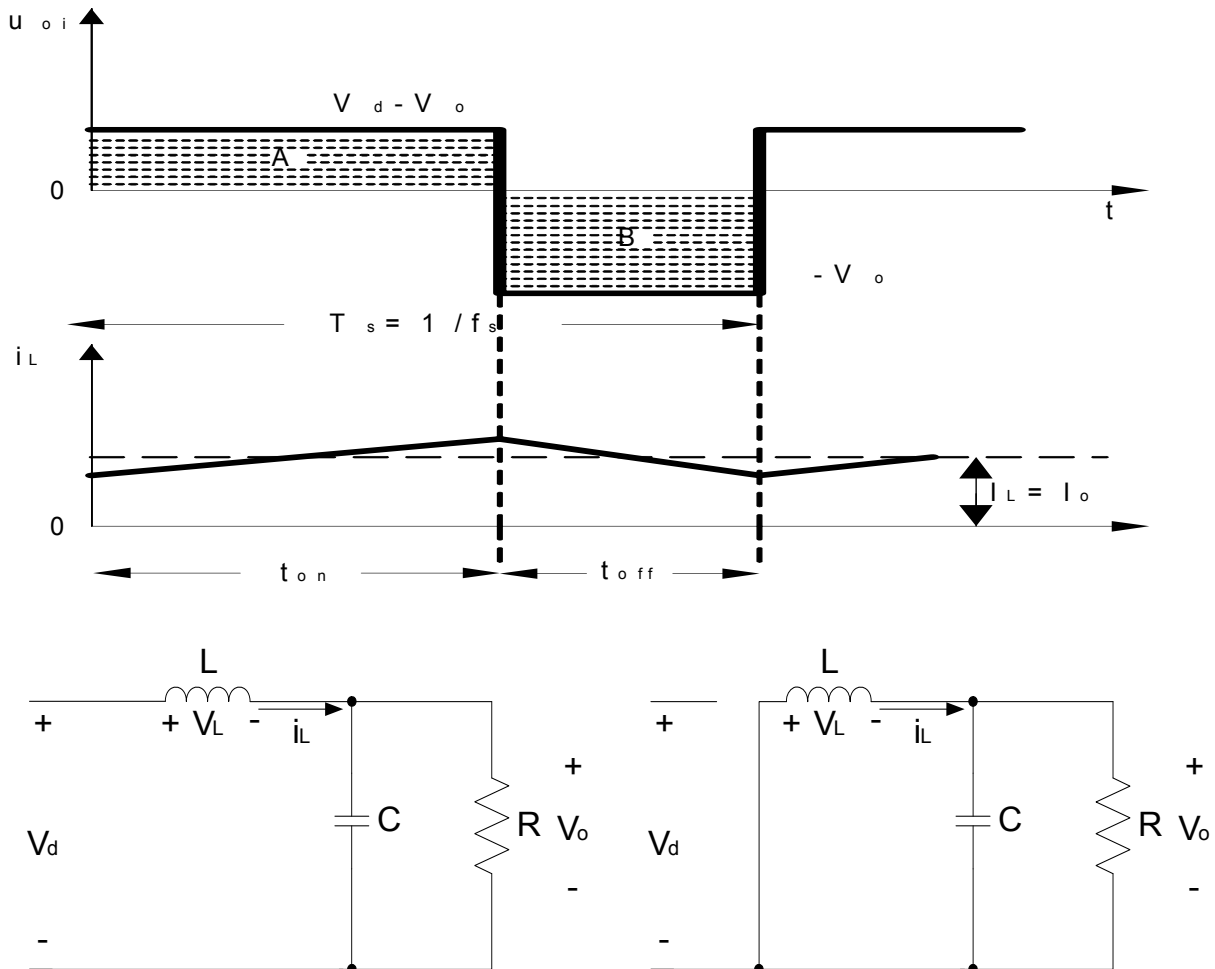


### 5.1.1 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΜΕ ΣΥΝΕΧΗ ΑΓΩΓΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

Στην περίπτωση αυτή λειτουργίας με συνεχή αγωγή ρεύματος το ρεύμα του πηνίου ρέει συνεχώς στο κύκλωμα.

Όταν ο διακόπτης κλείσει για ένα χρονικό διάστημα  $t_{on}$  τότε αυτός άγει το ρεύμα εισόδου με αποτέλεσμα η διόδος να πολώνεται ανάστροφα. Στα άκρα της επαγωγής αναπτύσσεται μια θετική τάση  $v_L = V_d - V_o$  επάνω στα άκρα του πηνίου η οποία προκαλεί και μια γραμμική αύξηση του ρεύματος  $i_L$  επάνω στο πηνίο όπως φαίνεται στο σχήμα 5.5.

Όταν ο διακόπτης ανοίξει το ρεύμα  $i_L$  συνεχίζει να ρέει μέσω της διόδου λόγω της αποθηκευμένης ενέργειας και η τάση που εμφανίζεται στα άκρα του πηνίου είναι  $v_L = -V_o$ .



**Σχήμα 5.5** Καταστάσεις κυκλώματος θεωρώντας ότι το  $i_L$  ρέει συνεχώς. Σε περίπτωση αγωγής και αποκοπής του ημιαγωγικού διακόπτη.

Το ολοκλήρωμα της τάσης στο διάστημα μιας περιόδου είναι ίσο με το 0

$$\int_0^{T_s} v_L \cdot dt = \int_0^{t_{on}} v_L \cdot dt + \int_{t_{on}}^{T_s} v_L \cdot dt = 0 \quad (5.3)$$

Όπου  $T_s = t_{on} + t_{off}$



Οπότε από τα παραπάνω προκύπτει

$$(V_d - V_o)t_{on} = V_o(T_s - t_{on}) \quad \text{ή} \quad \frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{on}}{T_s} = D \quad (5.4)$$

Όπως φαίνεται από τον παραπάνω τύπο η τάση μεταβάλλεται γραμμικά και εξαρτάται μόνον από την διάρκεια αγωγής  $D$ . Γνωρίζοντας ότι η μέση τάση στα άκρα του πηνίου στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας είναι 0 μπορεί επίσης να υπολογιστεί πάλι η τάση εξόδου από την παρακάτω σχέση

$$\frac{V_d \cdot t_{on} + 0 \cdot t_{off}}{T_s} = V_o \quad \text{ή} \quad \frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{on}}{T_s} = D$$

Η ισχύς εισόδου ισούται με την ισχύ εξόδου

$$P_d = P_o$$

Οπότε προκύπτει

$$V_d I_d = V_o I_o \quad \text{και} \quad \frac{I_o}{I_d} = \frac{V_d}{V_o} = \frac{1}{D}$$

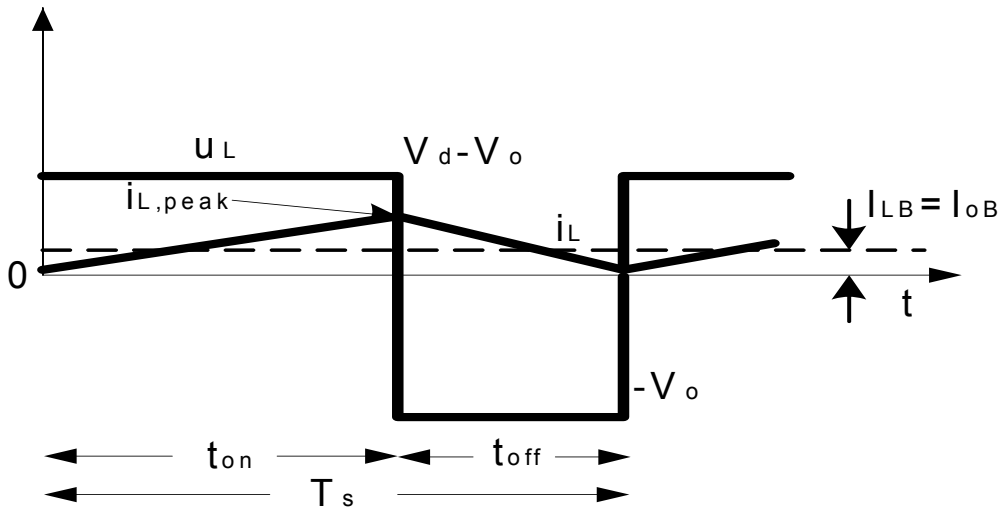
Σαν αποτέλεσμα των παραπάνω ο μετατροπέας υποβιβασμού τάσης ισοδυναμεί με έναν μετασχηματιστή συνεχούς. Το μέσο ρεύμα εισόδου μεταβάλλεται απότομα κατά την αλλαγή κατάστασης του διακόπτη με αποτέλεσμα να χρειάζεται ένα φίλτρο στην είσοδο για την εξάλειψη των ανεπιθύμητων αρμονικών του ρεύματος.

### 5.1.2 ΟΡΙΟ ΜΕΤΑΞΥ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΚΑΙ ΑΣΥΝΕΧΟΥΣ ΑΓΩΓΗΣ ΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

Στο όριο αυτό μεταξύ συνεχούς και ασυνεχούς λειτουργίας το ρεύμα του πηνίου  $i_L$  μηδενίζεται στο τέλος της περιόδου κατά την οποία ο διακόπτης είναι ανοιχτός και δίνεται από την παρακάτω σχέση

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L,peak} = \frac{t_{on}}{2L} (V_d - V_o) = \frac{DT_s}{2L} (V_d - V_o) = I_{oB} \quad (5.5)$$

Εάν το μέσο ρεύμα εξόδου γίνει μικρότερο από το  $I_{LB}$  τότε το  $i_L$  θα μπει στην περιοχή ασυνεχούς λειτουργίας. Στην κυματομορφή του σχήματος 5.6 φαίνονται η τάση και το ρεύμα του πηνίου στην περίπτωση συνεχούς αγωγής.



**Σχήμα 5.6** Ρεύμα στο όριο συνεχούς ασυνεχούς αγωγής.

### 5.1.3 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΑΣΥΝΕΧΟΥΣ ΑΓΩΓΗΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

Στην περίπτωση ασυνεχούς λειτουργίας θα εξεταστούν δύο περιπτώσεις

- A) Η περίπτωση με σταθερή τάση εισόδου  $V_d$
- B) Η περίπτωση με σταθερή τάση εξόδου  $V_o$

#### 5.1.3.1 ΣΤΑΘΕΡΗ ΤΑΣΗ ΕΙΣΟΔΟΥ $V_d$

Στην περίπτωση αυτή η τάση εισόδου παραμένει σταθερή και αυτό που μεταβάλλεται είναι η τάση εξόδου ελέγχοντας την σχετική διάρκεια αγωγής  $D$ . Το μέσο ρεύμα του πηνίου στο όριο λειτουργίας δίνεται από την σχέση:

$$I_{LB} = \frac{T_s V_d}{2L} D \cdot (1 - D) \quad (5.6)$$

Το μέγιστο ρεύμα εξόδου για τη λειτουργία στην περίπτωση με συνεχές ρεύμα δίνεται από την παρακάτω σχέση όταν  $D=0.5$ .

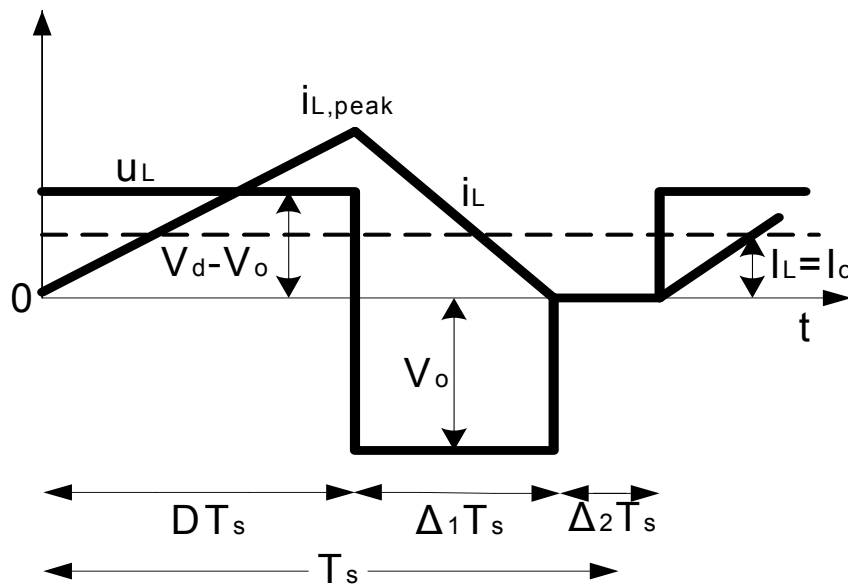
$$I_{LB,max} = \frac{T_s V_d}{8L} \quad (5.7)$$

Αντικαθιστώντας στην προηγούμενη σχέση προκύπτει :

$$I_{LB,max} = 4I_{LB,max} D(1 - D) \quad (5.8)$$

Στην συνέχεια θα υπολογιστεί ο λόγος τάσεων  $V_o/V_d$  στην λειτουργία ασυνεχούς ρεύματος. Εάν έχουμε λειτουργία του μετατροπέα στο όριο συνεχούς αγωγής για δεδομένες και σταθερές τιμές των  $T$ ,  $L$ ,  $V_d$ ,  $D$ , και μειωθεί η ισχύς εξόδου, τότε το μέσο ρεύμα του πηνίου θα μειωθεί με αποτέλεσμα να αυξηθεί και η

τιμή της  $V_o$  και το πηνίο να διαρρέεται από ένα ασυνεχές ρεύμα (όπως φαίνεται στο σχήμα 5.7).



Σχήμα 5.7 Ασυνεχής αγωγή ρεύματος.

Το διάστημα στο οποίο το ρεύμα του πηνίου είναι ίσο με μηδέν, η ισχύς η οποία δίνεται στο ωμικό φορτίο είναι λόγω του πυκνωτή εξομάλυνσης. Κατά το διάστημα όπου η τιμή του πηνίου είναι ίση με μηδέν προκύπτει :

$$(V_d - V_o)DT_s + (-V_o)\Delta_1 T_s = 0 \quad (5.9)$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{D + \Delta_1} \quad (5.10)$$

Παρατηρώντας το σχήμα 5.7 προκύπτει :

$$I_{L,peak} = \frac{V_o}{L} \Delta_1 T_s \quad (5.11)$$

Αντικαθιστώντας προκύπτει :

$$I_o = I_{L,peak} \frac{D + \Delta_1}{2} \quad (5.12)$$

$$= \frac{V_o T_s}{2L} (D + \Delta_1) \Delta_1 \quad (5.13)$$

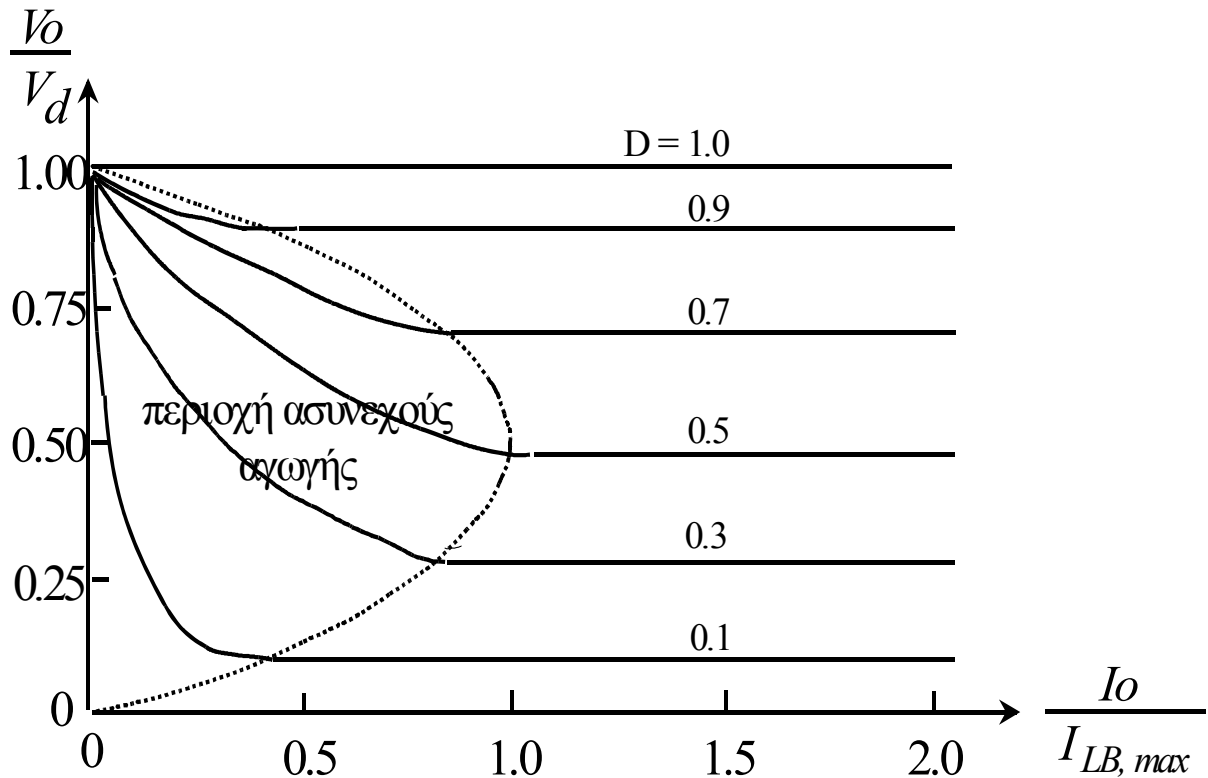
$$= \frac{V_d T_s}{2L} D \Delta_1 \quad (5.14)$$

$$= 4I_{LB,max} D \Delta_1 \quad (5.15)$$

Οπότε ο λόγος των τάσεων που προκύπτει είναι ο παρακάτω :

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D^2}{D^2 + 1/4 \cdot (I_o / I_{LB,max})} \quad (5.16)$$

Στο σχήμα 5.8 φαίνεται το όριο μεταξύ συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής με μια διακεκομμένη καμπύλη.



Σχήμα 5.8 Χαρακτηριστικές μετατροπέα υποβιβασμού τάσης με σταθερή  $V_d$ .

### 5.1.3.2 ΣΤΑΘΕΡΗ ΤΑΣΗ ΕΞΟΔΟΥ $V_o$

Στην περίπτωση αυτή η τάση εξόδου παραμένει σταθερή και αυτό που μεταβάλλεται είναι η τάση εισόδου ελέγχοντας την σχετική διάρκεια αγωγής  $D$ . Αφού για την τάση εξόδου ισχύει  $V_d = V_o/D$ , το μέσο ρεύμα του πηνίου στο όριο συνεχούς λειτουργίας δίνεται από την σχέση :

$$I_{LB} = \frac{V_o T_s}{2L} (1 - D) \quad (5.17)$$

Η μέγιστη τιμή που μπορεί να πάρει το  $I_{LB}$ , για  $D=0$ , δίνεται από την σχέση :

$$I_{LB,max} = \frac{V_o T_s}{2L} \quad (5.18)$$

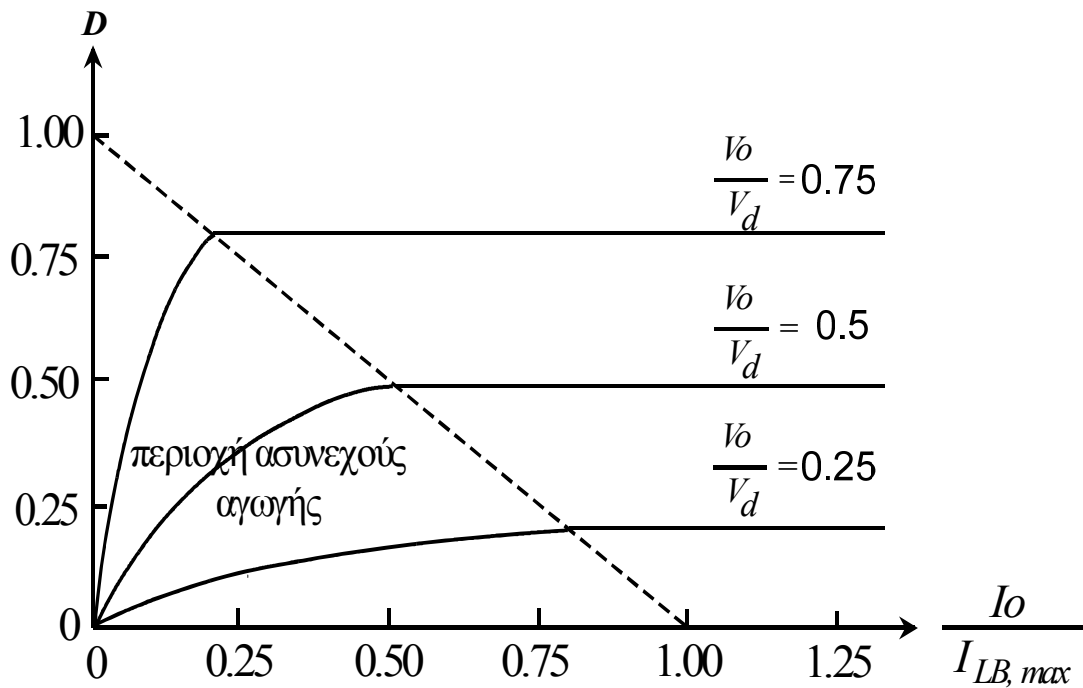
Αντικαθιστώντας στην παραπάνω τώρα εξίσωση προκύπτει :

$$I_{LB} = I_{LB,max}(1-D) \quad (5.19)$$

Η σχετική διάρκεια αγωγής  $D$  στην περίπτωση όπου η  $V_o$  είναι σταθερή μπορεί να υπολογιστεί από την παρακάτω σχέση :

$$D = \frac{V_o}{V_d} \left( \frac{I_o / I_{LB,max}}{1 - V_o / V_d} \right)^{1/2} \quad (5.20)$$

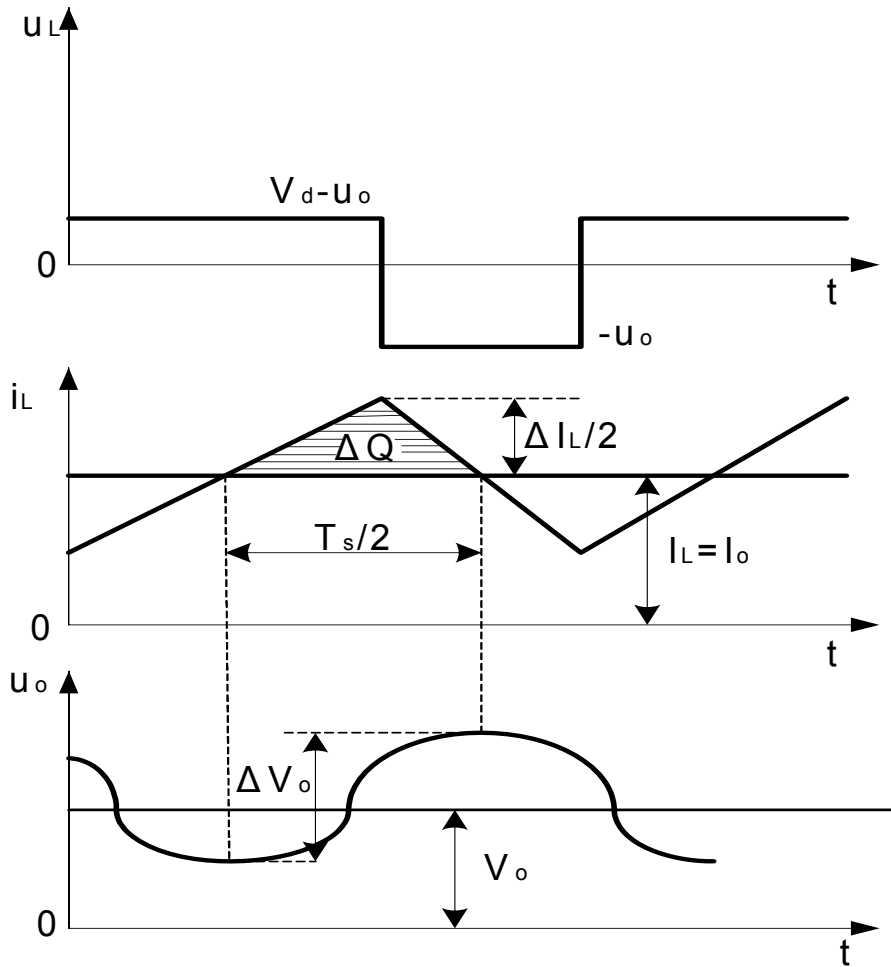
Το  $D$  φαίνεται στο σχήμα 5.9 για διάφορες τιμές του  $V_d/V_o$ , διατηρώντας την  $V_o$  σταθερή.



Σχήμα 5.9 Χαρακτηριστικές μετατροπέα υποβιβασμού τάσης με σταθερή  $V_o$ .

#### 5.1.4 ΚΥΜΑΤΩΣΗ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ

Η κυμάτωση της τάσης εξόδου μπορεί να υπολογιστεί με μια πρακτική τιμή χωρητικότητας για τη λειτουργία συνεχούς ρεύματος. Παρατηρώντας τις κυματομορφές του σχηματος 5.10, ενώ το η μέση τιμή του ρεύματος ρέει μέσω του ωμικού φορτίου, εμφανίζεται ένα πρόσθετο φορτίο  $\Delta Q$ .



**Σχήμα 5.10** Κυμάτωση της τάσης εξόδου στον μετατροπέα υποβιβασμού τάσης.

Η κυμάτωση της τάσης  $\Delta V_o$  από κορυφή σε κορυφή μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta I_L}{2} \cdot \frac{T_s}{2} \quad (5.21)$$

Κατά το χρονικό διάστημα  $t_{off}$  ισχύει η σχέση :

$$\Delta I_L = \frac{V_o}{L} (1-D) T_s \quad (5.22)$$

Αντικαθιστώντας στην προηγούμενη εξίσωση έχουμε :

$$\Delta V_o = \frac{T_s}{8C} \cdot \frac{V_o}{L} (1-D) T_s \quad (5.23)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1}{8} \cdot \frac{T_s^2 (1-D)}{LC} = \frac{\pi^2}{2} (1-D) \left( \frac{f_c}{f_s} \right)^2 \quad (5.24)$$

Όπου

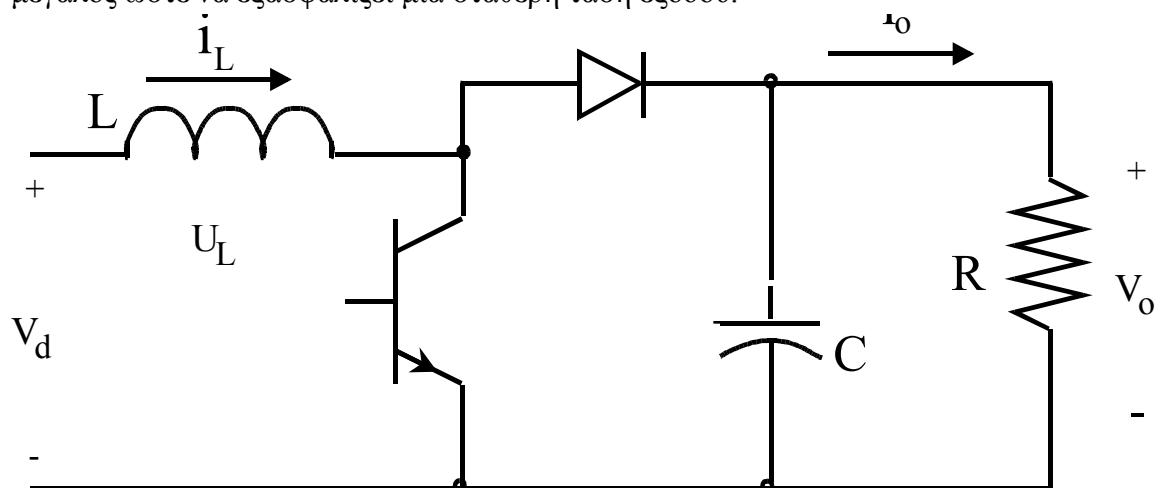
$$f_s = 1/T_s \quad \text{και} \quad f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (5.25)$$

Από τις παραπάνω εξισώσεις φαίνεται πως η κυμάτωση μπορεί να μειωθεί επιλέγοντας την συχνότητα αποκοπής  $f_c$  να είναι πολύ μικρότερη της συχνότητας μετάβασης  $f_s$ .

Στα dc διακοπτικά τροφοδοτικά το ποσοστό κυμάτωσης της τάσης εξόδου είναι μικρότερο από 1%. Επίσης η κυμάτωση της τάσης εξόδου εξαρτάται και από την απόκριση συχνότητας του χαμηλοπερατού φίλτρου.

## 5.2 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΑΝΥΨΩΣΗΣ ΤΑΣΗΣ

Σ' αυτό το είδος μετατροπέα η τάση εξόδου είναι πάντα μεγαλύτερη από την τάση εισόδου. Στο σχήμα 5.11 φαίνεται ένας μετατροπέας ανύψωσης τάσης (boost). Κατά την λειτουργία του κυκλώματος όταν ο διακόπτης είναι κλειστός η δίοδος είναι ανάστροφα πολωμένη με αποτέλεσμα να απομονώνεται το κομμάτι της εξόδου. Όταν ο διακόπτης είναι ανοιχτός το κομμάτι αυτό της εξόδου απορροφά ενέργεια από το πηνίο και από την είσοδο. Σε κατάσταση ισορροπίας ο πυκνωτής θεωρείται πολύ μεγάλος ώστε να εξασφαλίζει μια σταθερή τάση εξόδου.



Σχήμα 5.11 Dc-dc μετατροπέας ανύψωσης τάσης.

Στην συνέχεια θα γίνει μελέτη του μετατροπέα για :

- A) Λειτουργία με συνεχή αγωγή του ρεύματος.
- B) Όριο μεταξύ συνεχούς και ασυνεχούς λειτουργίας.
- Γ) Λειτουργία ασυνεχούς αγωγής του ρεύματος.
- Δ) Επίδραση παρασιτικών στοιχείων.

Ε) Κυμάτωση της τάσης εξόδου.

### 5.2.1 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΜΕ ΣΥΝΕΧΗ ΑΓΩΓΗ ΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

Παρατηρώντας τις κυματομορφές του σχήματος 5.12 το ρεύμα του πηνίου ρέει συνεχώς μέσα στο κύκλωμα και το ολοκλήρωμα της τάσης του πηνίου στο διάστημα μιας περιόδου πρέπει να είναι ίσο με μηδέν, οπότε προκύπτει η παρακάτω σχέση :

$$V_d \cdot t_{on} + (V_d - V_o) \cdot t_{off} = 0 \quad (5.26)$$

Διαιρώντας δια  $T_s$  προκύπτει :

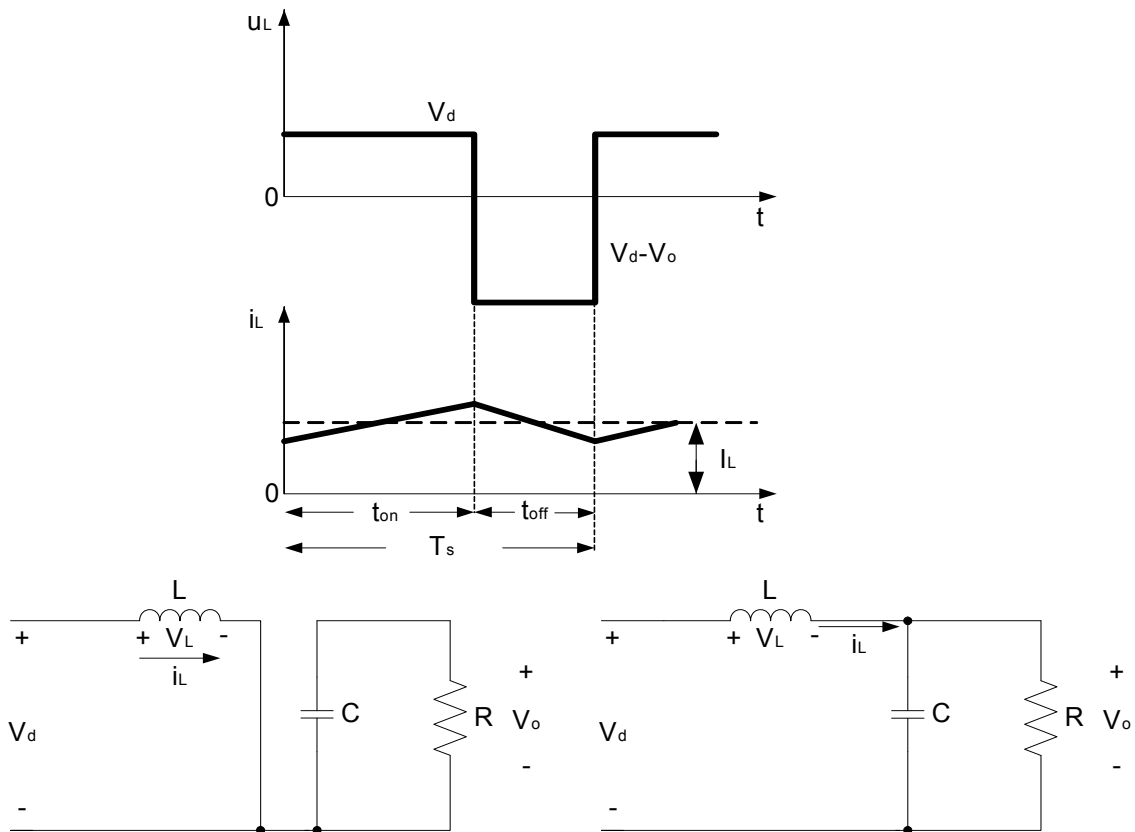
$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{T_s}{t_{off}} = \frac{1}{1-D} \quad (5.27)$$

Έτσι χωρίς απώλειες έχουμε

$$V_d I_d = V_o I_o$$

Οπότε :

$$\frac{I_o}{I_d} = (1-D) \quad (5.28)$$



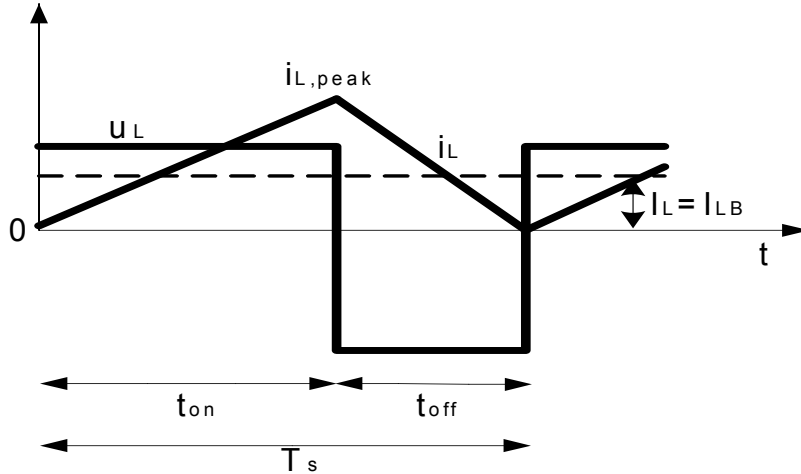
Σχήμα 5.12 Λειτουργία συνεχούς ρεύματος σε περίπτωση αγωγής και αποκοπής του



ημιαγωγικού διακόπτη.

## 5.2.2 ΟΡΙΟ ΜΕΤΑΞΥ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΚΑΙ ΑΣΥΝΕΧΟΥΣ ΑΓΩΓΗΣ ΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

Στο όριο μεταξύ συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής το ρεύμα του πηνίου  $i_L$  μηδενίζεται στο τέλος του χρονικού διαστήματος στο οποίο ο διακόπτης είναι ανοιχτός. Αυτό φαίνεται στις κυματομορφές του σχήματος 5.13.



Σχήμα 5.13 Ρεύμα στο όριο συνεχούς ασυνεχούς αγωγής.

Η μέση τιμή του ρεύματος του πηνίου στο όριο αυτό βρίσκεται από την σχέση :

$$\begin{aligned} I_{LB} &= \frac{1}{2} i_{L,peak} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_d}{L} \cdot t_{on} \\ &= \frac{T_s V_o}{2L} D(1-D)^2 \end{aligned} \quad (5.29)$$

Το μέσο ρεύμα εξόδου στο όριο λειτουργίας με συνεχή αγωγή ρεύματος υπολογίζεται από την σχέση

$$I_{oB} = \frac{T_s V_o}{2L} D(1-D)^2 \quad (5.30)$$

Στο σχήμα 5.14 σχεδιάζεται η μεταβολή της σχετικής διάρκειας αγωγής με διατήρηση της  $V_o$  σταθερή και φυσικά μεταβολή της διάρκειας αγωγής σημαίνει ότι μεταβάλλεται η τάση εισόδου.

Στο σχήμα 5.14 φαίνεται ότι το  $I_{LB}$  φτάνει στη μέγιστη τιμή του για  $D=0.5$

$$I_{LB,max} = \frac{T_s V_o}{8L} \quad (5.31)$$

Επίσης το  $I_{oB}$  έχει το μέγιστο του για  $D=1/3=0,33$

$$I_{oB,\max} = \frac{2}{27} \cdot \frac{T_s V_o}{L} = 0.074 \frac{T_s V_o}{L} \quad (5.32)$$

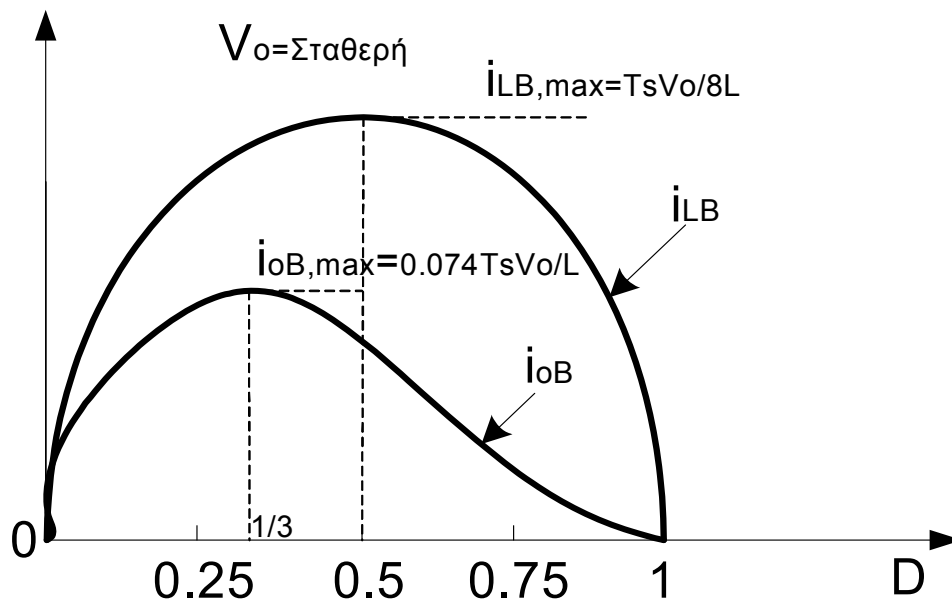
Σε σχέση με το πλάτος τους μπορούν να εκφραστούν ως

$$I_{LB} = 4D(1-D)I_{LB,\max} \quad (5.33)$$

Και

$$I_{oB} = \frac{27}{4} D(1-D)^2 I_{oB,\max} \quad (5.34)$$

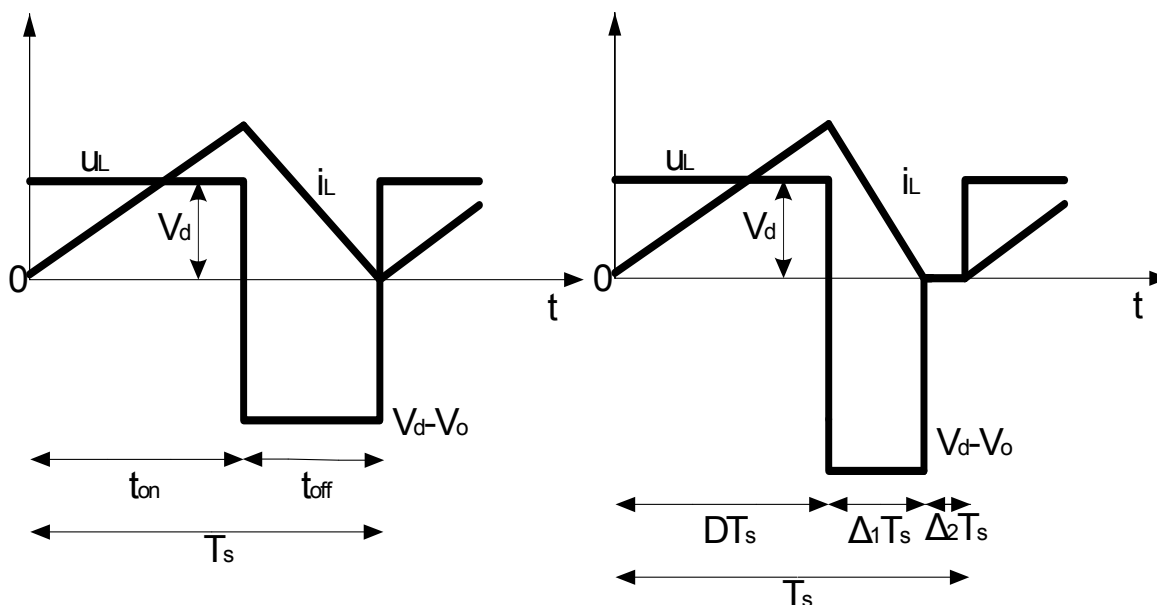
Εάν το μέσο ρεύμα πέσει κάτω από το  $I_{oB}$  για ένα δεδομένο  $D$ , τότε το ρεύμα θα γίνει ασυνεχές.



**Σχήμα 5.14** Μεταβολή της σχετικής διάρκειας αγωγής με διατήρηση της  $V_o$  σταθερή.

### 5.2.3 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΑΣΥΝΕΧΟΥΣ ΑΓΩΓΗΣ ΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

Στην περίπτωση αυτή της λειτουργίας θεωρείται ότι καθώς η ισχύς στο φορτίο μειώνεται, η τάση  $V_d$  και ο λόγος  $D$  παραμένουν σταθερά. Στο σχήμα 5.15 φαίνεται η περίπτωση ασυνεχούς λειτουργίας η οποία προκαλείται από την μειωμένη ισχύ εξόδου ή από το μειωμένο  $I_L$ . Το μέγεθος της ασυνέχειας μπορεί να μεγαλώσει αυξάνοντας την  $V_o$  όπως φαίνεται στο σχήμα 5.15.



**Σχήμα 5.15** Κυματομορφές στο όριο συνεχούς-ασυνεχούς αγωγής ρεύματος και περίπτωση ασυνεχούς αγωγής ρεύματος .

Το ολοκλήρωμα της τάσης του πηνίου στο διάστημα μιας περιόδου πρέπει να είναι ίσο με μηδέν, οπότε προκύπτει η παρακάτω σχέση

$$V_d D T_s + (V_d - V_o) \Delta_1 T_s = 0$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{\Delta_1 + D}{\Delta_1} \quad (5.35)$$

Και

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{\Delta_1}{\Delta_1 + D} \quad (5.36)$$

Το μέσο ρεύμα εισόδου το οποίο είναι ίσο με το ρεύμα πηνίου όπως φαίνεται και στο σχήμα 5.15 προκύπτει από την σχέση

$$I_d = \frac{V_d}{2L} D T_s (D + \Delta_1) \quad (5.37)$$

Έτσι μπορεί να υπολογιστεί και το  $I_o$

$$I_o = \left( \frac{T_s V_d}{2L} \right) D \Delta_1 \quad (5.38)$$

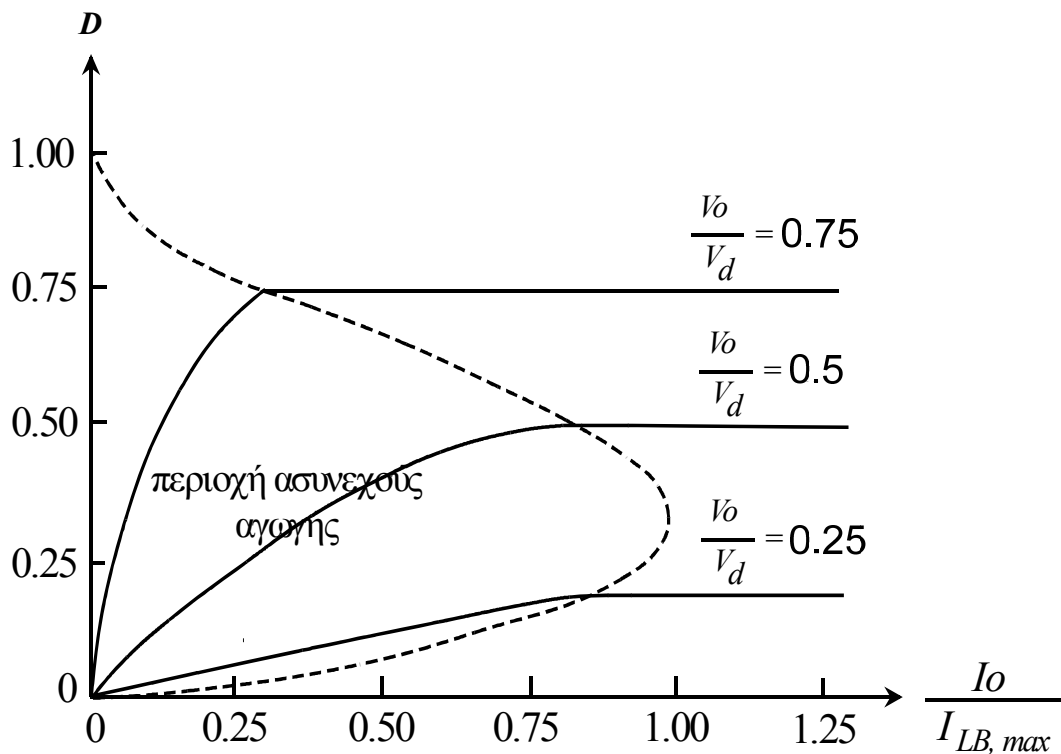
Η σχετική διάρκεια αγωγής  $D$  στην περίπτωση όπου η  $V_o$  είναι σταθερή μπορεί να υπολογιστεί, για διάφορες τιμές του  $V_o/V_d$ , από την παρακάτω σχέση :

$$D = \left[ \frac{4}{27} \frac{V_o}{V_d} \left( \frac{V_o}{V_d} - 1 \right) \frac{I_o}{I_{oB,max}} \right]^{1/2} \quad (5.39)$$

Ο λόγος  $D$  φαίνεται σχεδιασμένος για διάφορες τιμές του  $V_d/V_o$  και το όριο μεταξύ συνεχούς ασυνεχούς αγωγής φαίνεται με μια διακεκομμένη γραμμή. Στην λειτουργία αυτή εάν η  $V_o$  δεν ελέγχεται κατά τη διάρκεια κάθε περιόδου μετάβασης μεταφέρεται από την είσοδο στον πυκνωτή εξόδου και στο φορτίο η ενέργεια

$$\frac{L}{2} i_{L,peak}^2 = \frac{(V_d D T_s)^2}{2L} \quad \mathbf{W-s} \quad (5.40)$$

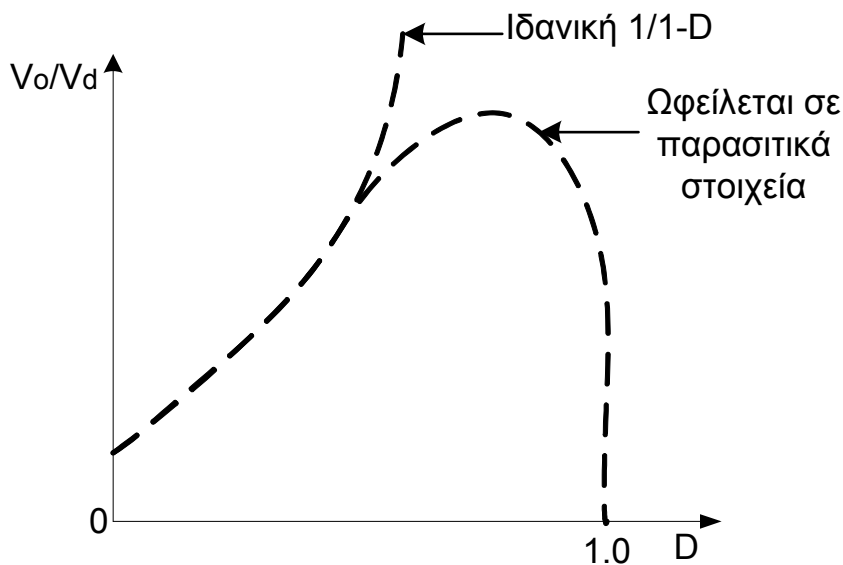
Αν το φορτίο δεν μπορεί να απορροφήσει αυτήν την ενέργεια η τάση του πυκνωτή  $V_o$  θα αυξηθεί μέχρι να επέλθει ενεργειακή ισορροπία. Αν το φορτίο γίνει πολύ μικρό τότε η αύξηση της  $V_o$  μπορεί να προκαλέσει καταστροφή του πυκνωτή ή να αναπτυχθεί μια επικίνδυνα υψηλή τάση.



**Σχήμα 5.16** Χαρακτηριστικές μετατροπέα ανύψωσης τάσης με διατήρηση της  $V_o$  σταθερή.

## 5.2.4 ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ

Λέγοντας επίδραση των παρασιτικών στοιχείων εννοούμε τις απώλειες που οφείλονται στον πυκνωτή, στο πηνίο, στη διάοδο και στο διακόπτη. Στο σχήμα 5.17 φαίνεται η ιδανική χαρακτηριστική και η χαρακτηριστική που οφείλεται στην επίδραση των παρασιτικών στοιχείων.



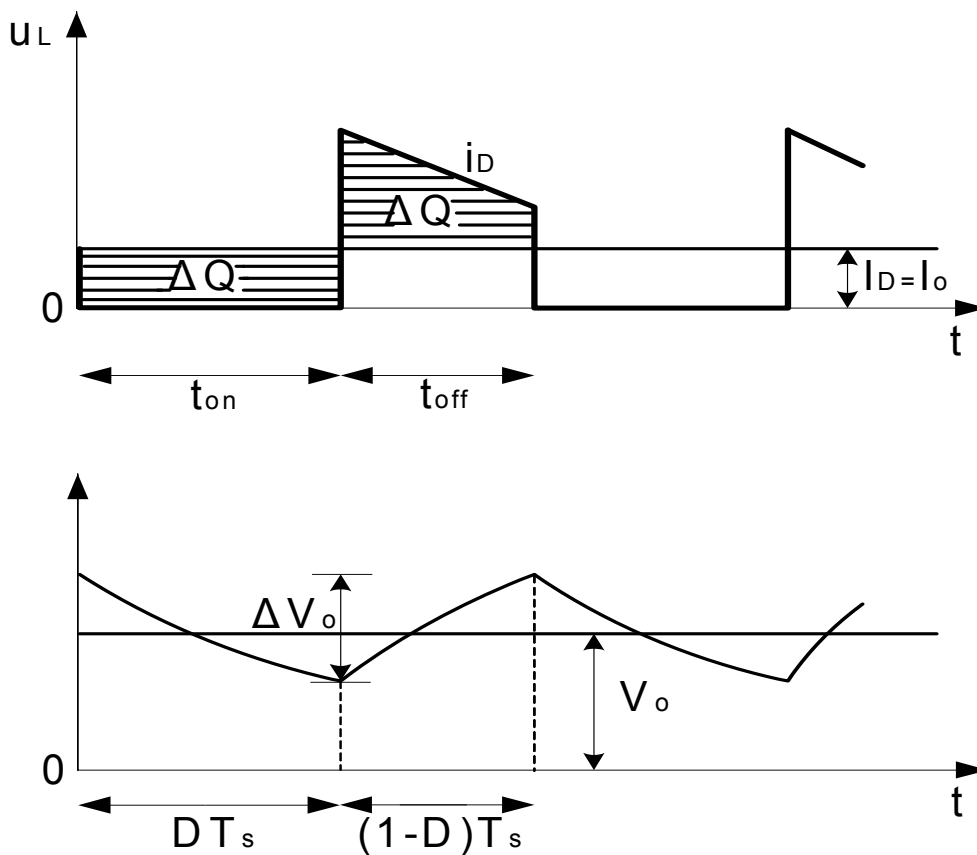
**Σχήμα 5.17** Ιδανική χαρακτηριστική και η χαρακτηριστική που οφείλεται στην επίδραση των παρασιτικών στοιχείων.

## 5.2.5 ΚΥΜΑΤΩΣΗ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ

Παρατηρώντας τις κυματομορφές του σχήματος 5.18 φαίνεται η κυμάτωση της τάσης εξόδου από κορυφή σε κορυφή. Εάν υποθέσουμε πως όλες οι συνιστώσες του ρεύματος της διάόδου ρέουν μέσα από τον πυκνωτή και ότι η μέση τιμή του ρεύματος ρέει μέσα από το φορτίο, που εκφράζεται ως το διάστημα  $\Delta Q$ , μπορεί από τα παρακάτω να υπολογιστεί αυτή η κυμάτωση της τάσης από κορυφή σε κορυφή:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o DT_s}{C} = \frac{V_o}{R} \frac{DT_s}{C} \quad (5.41)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT_s}{RC} = D \frac{T_s}{\tau} \quad (5.42)$$



Σχήμα 5.18 Κυμάτωση της τάσης εξόδου μετατροπέα ανύψωσης τάσης.

### 5.3 ΜΙΚΤΟΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ/ΑΝΥΨΩΣΗΣ ΤΑΣΗΣ (BUCK-BOOST).

Σύμφωνα και με το όνομά του αυτό το είδος μετατροπέα κάνει και ανύψωση της τάσης αλλά και υποβιβασμό της τάσης. Η βασική του λειτουργία είναι στα dc διακοπτικά τροφοδοτικά όπου απαιτείται μια έξοδος με αρνητική πολικότητα σε σχέση με το κοινό της τάσης εισόδου και η τάση εξόδου μπορεί να είναι είτε ψηλότερη είτε χαμηλότερη από την τάση εισόδου.

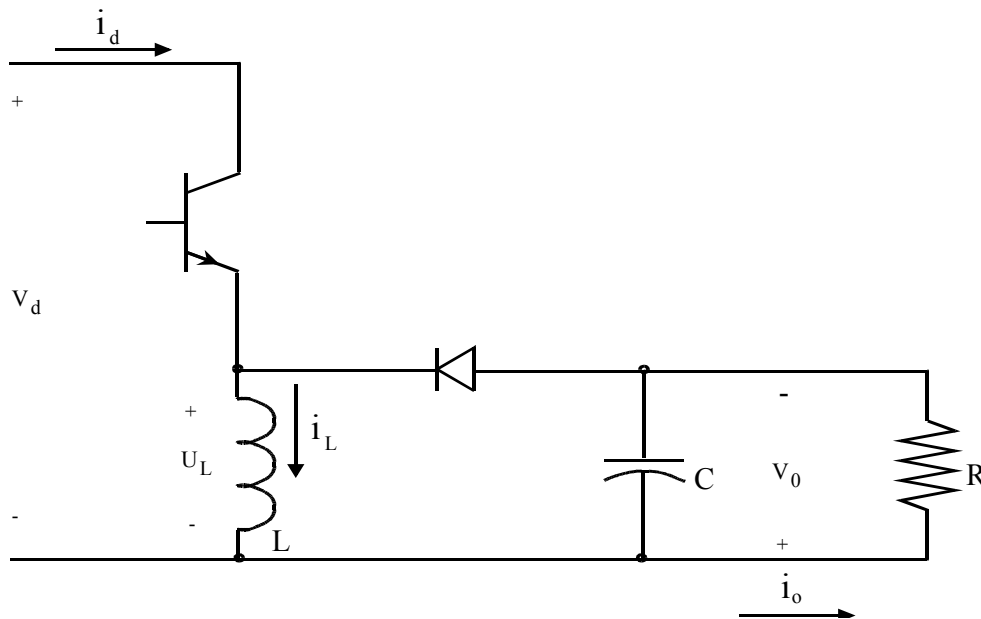
Ο μετατροπέας αυτός μπορεί να σχηματιστεί συνδέοντας σε σειρά έναν μετατροπέα υποβιβασμού και έναν μετατροπέα ανύψωσης της τάσης. Σε κατάσταση ισορροπίας ο λόγος μετατροπής δίνεται από την σχέση :

$$\frac{V_o}{V_d} = D \frac{1}{1-D} \quad (5.43)$$

Ανάλογα με τον λόγο  $D$  μπορεί να επιτευχθεί μεγαλύτερη τάση ή μικρότερη τάση στην έξοδο του μετατροπέα.

Η μορφή ενός τέτοιου μετατροπέα φαίνεται στο σχήμα 5.19, όπου κατά την λειτουργία του όταν ο διακόπτης είναι κλειστός τότε η είσοδος παρέχει ενέργεια και η

δίοδος πολώνεται ανάστροφα. Όταν ο διακόπτης ανοίξει τότε η ενέργεια της αυτεπαγωγής είναι αυτή που μεταφέρεται στη έξοδο.



**Σχήμα 5.19** Κυκλωματικό διάγραμμα ενός διακοπτικού μετατροπέα μικτής τοπολογίας.

Στην συνέχεια θα γίνει μελέτη του μετατροπέα για :

- A) Λειτουργία με συνεχή αγωγή του ρεύματος.
- B) Όριο μεταξύ συνεχούς και ασυνεχούς λειτουργίας.
- Γ) Λειτουργία ασυνεχούς αγωγής του ρεύματος.
- Δ) Επίδραση παρασιτικών στοιχείων.
- E) Κυμάτωση της τάσης εξόδου.

### 5.3.1 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΜΕ ΣΥΝΕΧΗ ΑΓΩΓΗ ΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

Στο σχήμα 5.20 φαίνονται οι κυματομορφές στην περίπτωση όπου έχουμε συνεχή αγωγή του ρεύματος.

Το ολοκλήρωμα της τάσης του πηνίου στο διάστημα μιας περιόδου πρέπει να είναι ίσο με μηδέν, οπότε προκύπτει η παρακάτω σχέση

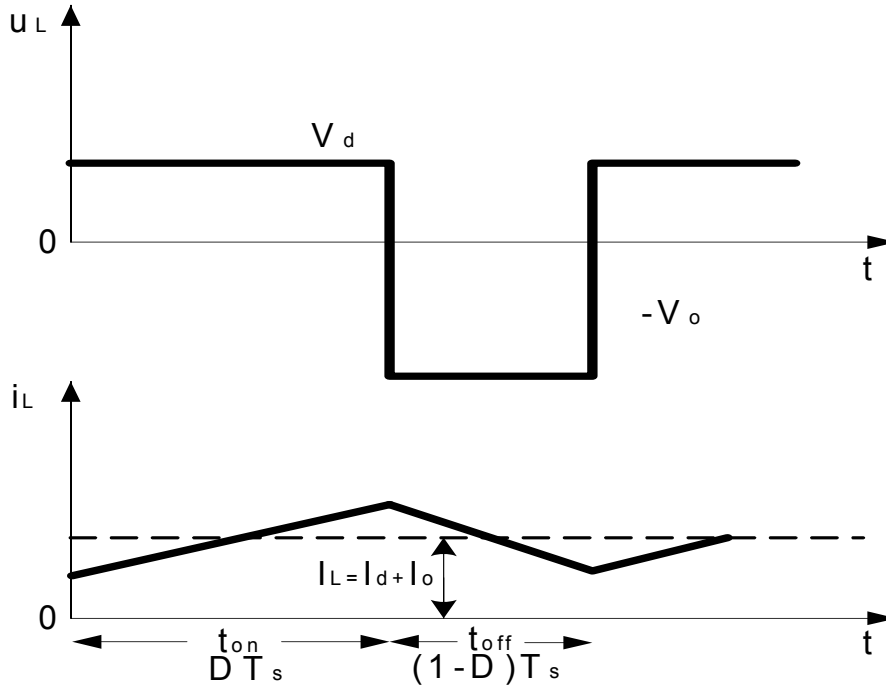
$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{1-D} \quad (5.44)$$

Και

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{1-D}{D} \quad (5.45)$$

Επίσης ο λόγος D μπορεί να βρεθεί από την σχέση :

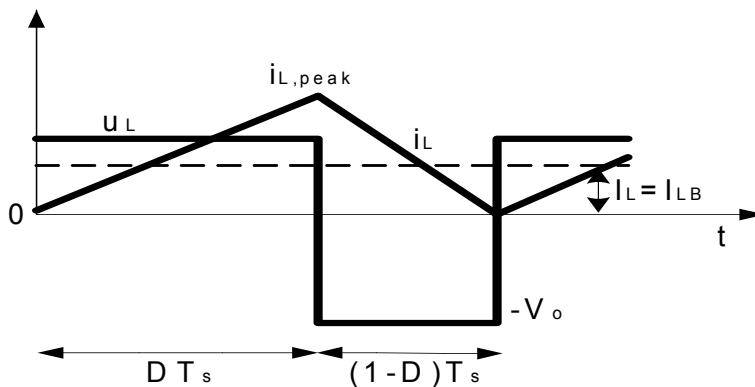
$$D = \frac{V_o}{V_{in} + V_o} \quad (5.46)$$



Σχήμα 5.20 Μικτός μετατροπέας συνεχή αγωγή του ρεύματος.

### 5.3.2 ΟΡΙΟ ΜΕΤΑΞΥ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΚΑΙ ΑΣΥΝΕΧΟΥΣ ΑΓΩΓΗΣ

Λέγοντας όριο μεταξύ συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής εννοείται όταν το ρεύμα  $i_L$  μηδενίζεται στο τέλος της χρονικής στιγμής όπου ο διακόπτης είναι ανοιχτός. Αυτό φαίνεται και στις κυματομορφές του σχήματος 5.21.





**Σχήμα 5.21** Μικτός μετατροπέας όριο συνεχούς ασυνεχούς αγωγής του ρεύματος. Από τα παραπάνω προκύπτει

$$I_{LB} = \frac{1}{2} i_{L,peak} = \frac{T_s V_d}{2L} D \quad (5.47)$$

Επίσης 
$$I_o = I_L - I_d \quad (5.48)$$

Το μέσο ρεύμα της αυτεπαγωγής και το ρεύμα εξόδου μπορούν να βρεθούν από τις παρακάτω σχέσεις :

$$I_{LB} = \frac{T_s V_o}{2L} (1 - D) \quad (5.49)$$

Και

$$I_{oB} = \frac{T_s V_o}{2L} (1 - D)^2 \quad (5.50)$$

Σε πολλές περιπτώσεις απαιτείται να διατηρείται σταθερή η  $V_o$  και να μεταβάλλεται η  $V_d$ , έτσι προκύπτουν μέγιστες τιμές στο μέσο ρεύμα της αυτεπαγωγής και στο ρεύμα εξόδου για  $D=0$ , έτσι προκύπτουν οι παρακάτω σχέσεις :

$$I_{LB,max} = \frac{T_s V_o}{2L} \quad (5.51)$$

Και

$$I_{oB,max} = \frac{T_s V_o}{2L} D \quad (5.52)$$

Έτσι από τις παραπάνω εξισώσεις προκύπτει

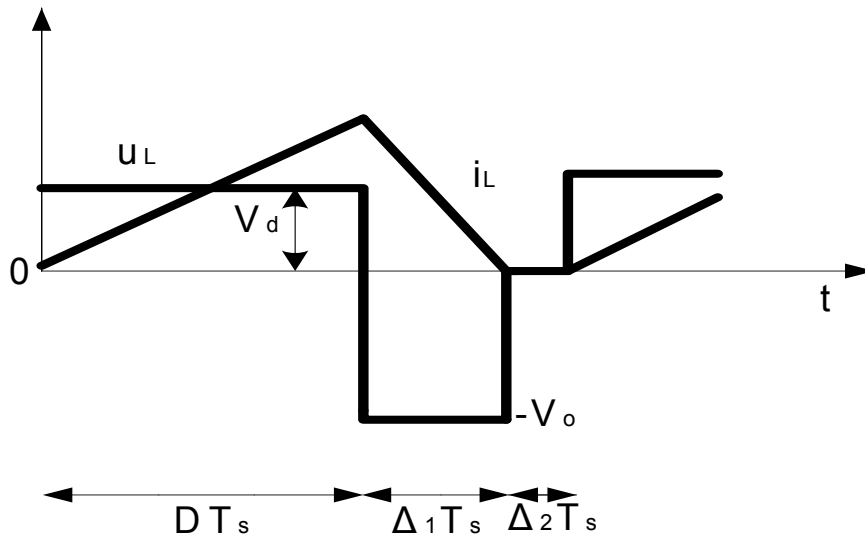
$$I_{LB} = I_{LB,max} (1 - D) \quad (5.53)$$

Και

$$I_{oB} = I_{oB,max} (1 - D)^2 \quad (5.54)$$

### 5.3.3 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΜΕ ΑΣΥΝΕΧΗ ΑΓΩΓΗ ΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

Η λειτουργία αυτή φαίνεται στις κυματομορφές του σχήματος 5.22



*Σχήμα 5.22 Μικτός μετατροπέας με ασυνεχή αγωγή ρεύματος.*

Το ολοκλήρωμα της τάσης του πηνίου στο διάστημα μιας περιόδου είναι ίσο με μηδέν, οπότε προκύπτει η παρακάτω σχέση

$$V_d D T_s + (-V_o) \Delta_1 T_s = 0$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{\Delta_1} \quad (5.55)$$

Και

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{\Delta_1}{D} \quad (5.56)$$

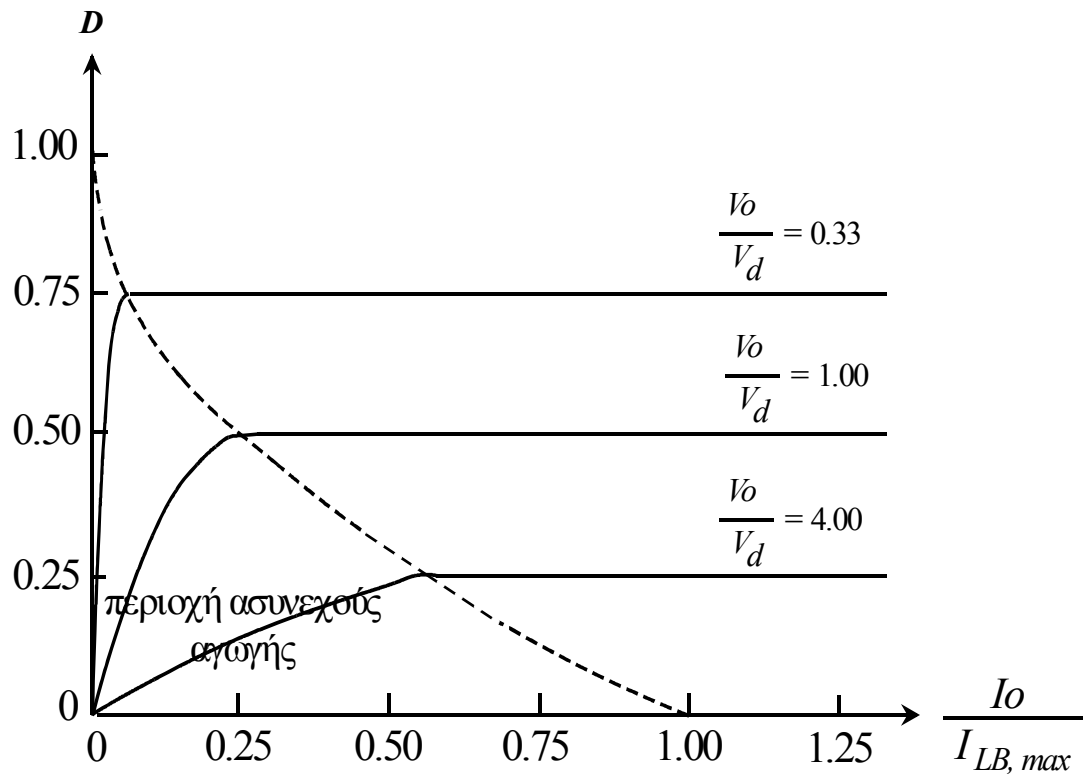
Έτσι προκύπτει ότι

$$I_L = \frac{V_d}{2L} D T_s (D + \Delta_1) \quad (5.57)$$

Με τις παραπάνω εξισώσεις μπορεί να υπολογιστεί και ο λόγος D :

$$D = \frac{V_o}{V_d} \sqrt{\frac{I_o}{I_{oB,max}}} \quad (5.58)$$

Στην καμπύλη του σχήματος 5.23 φαίνεται το όριο συνεχούς ασυνεχούς αγωγής με μια διακεκομμένη γραμμή.

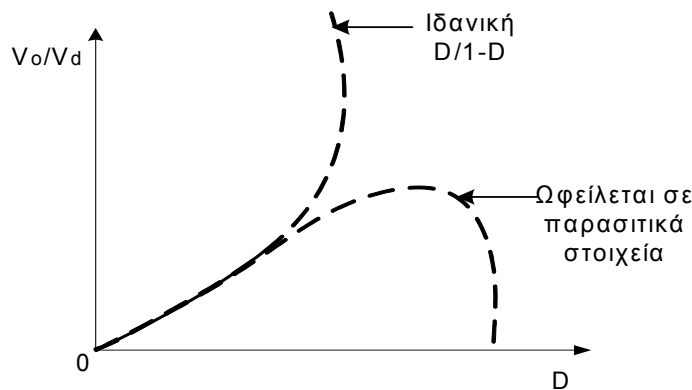


Σχήμα 5.23 Χαρακτηριστικές μικτού μετατροπέα με διατήρηση της  $V_o$  σταθερή.

### 5.3.4 ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΤΩΝ ΠΑΡΑΣΙΤΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ

Τα παρασιτικά στοιχεία παίζουν σημαντικό ρόλο στον λόγο μετατροπής της τάσης και στην ευστάθεια του μικτού μετατροπέα όταν εφαρμόζεται σε αυτόν ανάδραση.

Στο σχήμα 5.24 φαίνεται η ιδανική χαρακτηριστική και η χαρακτηριστική που οφείλεται στην επίδραση των παρασιτικών στοιχείων.



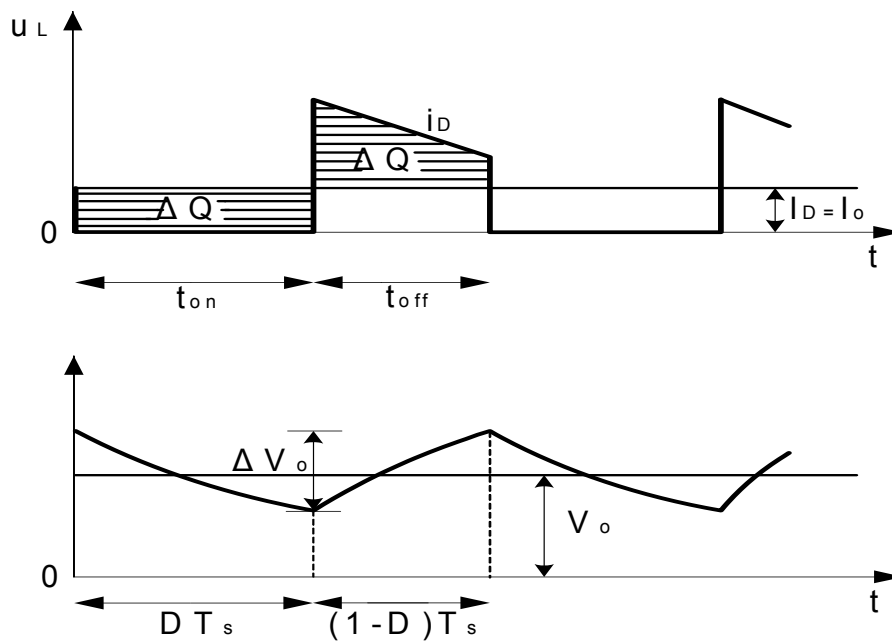
Σχήμα 5.24 Ιδανική χαρακτηριστική στο μικτό μετατροπέα και η χαρακτηριστική που οφείλεται στην επίδραση των παρασιτικών στοιχείων.

### 5.3.5 ΚΥΜΑΤΩΣΗ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ

Παρατηρώντας τις κυματομορφές του σχήματος 5.25 φαίνεται η κυμάτωση της τάσης εξόδου από κορυφή σε κορυφή. Εάν υποθέσουμε πως όλες οι συνιστώσες του ρεύματος της διόδου ρέουν μέσα από τον πυκνωτή και ότι η μέση τιμή του ρεύματος ρέει μέσα από το φορτίο, που εκφράζεται ως το διάστημα  $\Delta Q$ , μπορεί από τα παρακάτω να υπολογιστεί αυτή η κυμάτωση της τάσης από κορυφή σε κορυφή:

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o D T_s}{C} = \frac{V_o}{R} \frac{D T_s}{C} \quad (5.59)$$

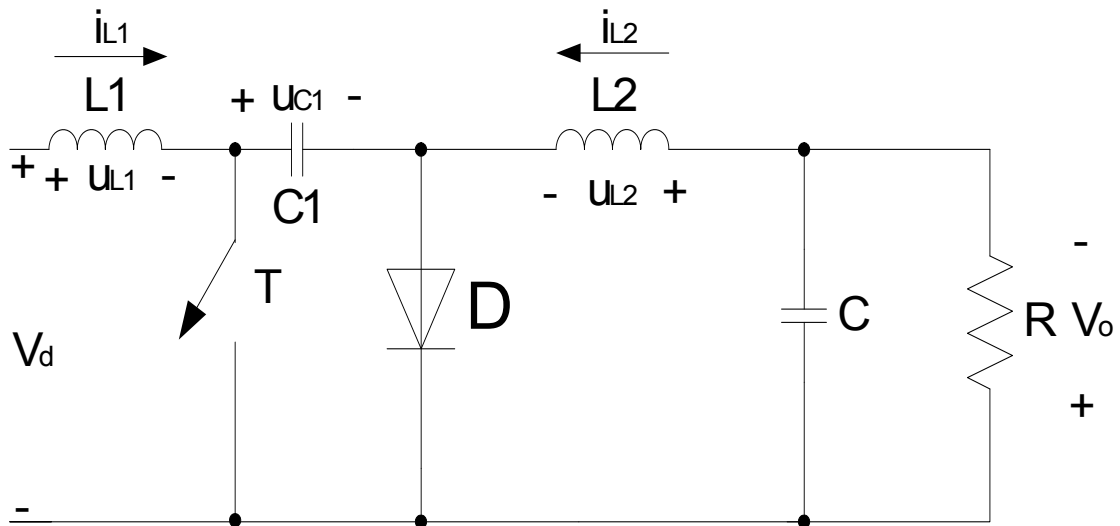
$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D T_s}{R C} = D \frac{T_s}{\tau} \quad (5.60)$$



Σχήμα 5.25 Η κυμάτωση της τάσης εξόδου του μετατροπέα

## 5.4 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΤΟΥ CUK

Το όνομα αυτό ο μετατροπέας το πήρε από τον εφευρέτη του, του οποίου η λειτουργία είναι η ίδια με αυτή του μικτού μετατροπέα. Η γενική μορφή του κυκλώματος φαίνεται στο σχήμα 5.26.



Σχήμα 5.26 Κυκλωματικό διάγραμμα ενός μετατροπέα τύπου Cuk.

Ο μετατροπέας του Cuk παρέχει μια σταθεροποιημένη τάση εξόδου με αρνητική πολικότητα σε σχέση με το κοινό της τάση εισόδου. Στο κύκλωμα αυτό ο πυκνωτής C1 είναι αυτός που αποθηκεύει και μεταφέρει ενέργεια στην έξοδο. Παρατηρώντας το κύκλωμα 5.27 προκύπτει ότι

$$V_{C1} = V_d + V_o \quad (5.61)$$

Έτσι η  $V_{C1}$  είναι μεγαλύτερη και από την  $V_d$  και από την  $V_o$ .

Την στιγμή που ο διακόπτης είναι ανοιχτός τα ρεύματα των δυο αυτεπαγωγών ρέουν μέσω της διόδου με αποτέλεσμα να φορτίζεται ο πυκνωτής από την διόδο, από την είσοδο και από την επαγωγή  $L_1$ . Το ρεύμα  $i_{L1}$  μειώνεται λόγω του ότι η  $V_{C1}$  είναι μεγαλύτερη από τη  $V_d$ , έτσι η  $L_2$  τροφοδοτεί με ενέργεια την έξοδο με αποτέλεσμα να μειώνεται το ρεύμα  $i_{L2}$ .

Την στιγμή που ο διακόπτης είναι κλειστός τα ρεύματα των δυο αυτεπαγωγών ρέουν μέσω του διακόπτη και η διόδος πολώνεται ανάστροφα. Ο C1 εκφορτίζεται μέσω του διακόπτη μεταφέροντας ενέργεια στην έξοδο και στην  $L_2$ . Η είσοδος παρέχει ενέργεια στη  $L_1$  με αποτέλεσμα την αύξηση του ρεύματος  $i_{L1}$ .

Θεωρώντας τα ρεύματα  $i_{L1}$  και  $i_{L2}$  συνεχή και την τάση του πυκνωτή  $V_{C1}$  σταθερή, τότε εξισώνοντας τα ολοκληρώματα των τάσεων στα άκρα των  $L_1$  και  $L_2$  στο διάστημα μιας περιόδου με μηδέν προκύπτει :

$$L_1: V_d DT_s + (V_d - V_{C1})(1 - D)T_s = 0$$

$$\therefore V_{C1} = \frac{1}{1 - D} V_d \quad (5.62)$$

$$L_2: (V_{C1} - V_o)DT_s + (-V_o)(1 - D)T_s = 0$$

$$\therefore V_{C1} = \frac{1}{D} V_o \quad (5.63)$$

Από τις παραπάνω εξισώσεις προκύπτει

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{1 - D} \quad (5.64)$$

Και

$$\frac{I_o}{I_d} = \frac{1 - D}{D} \quad (5.65)$$

Οπού  $I_{L1} = I_d$  και  $I_{L2} = I_o$ .

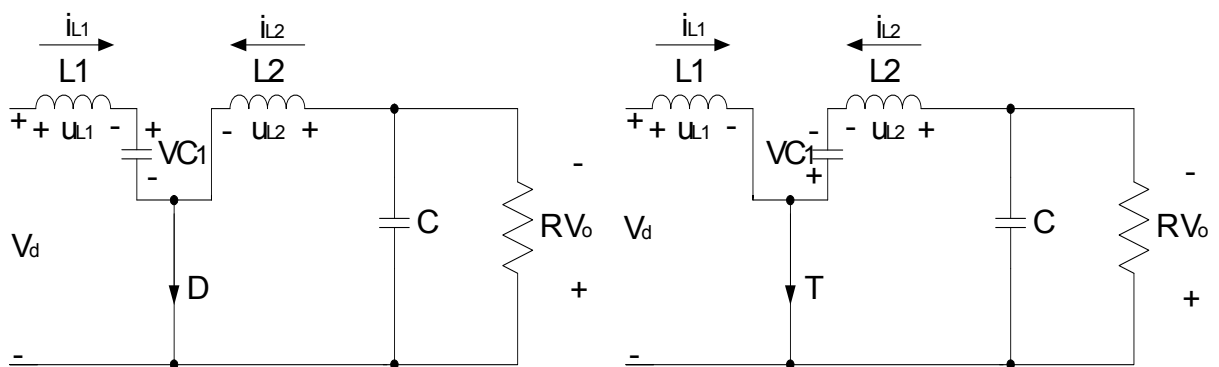
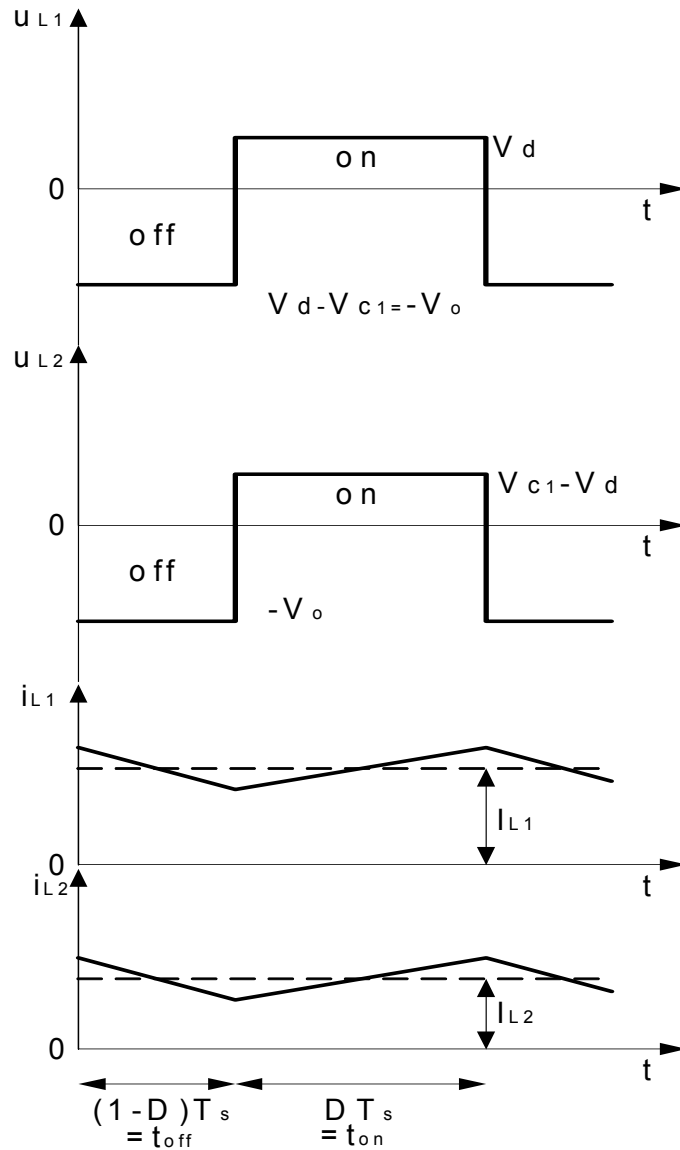
Οι παραπάνω εκφράσεις μπορούν να βρεθούν και με άλλον τρόπο. Όταν ο διακόπτης είναι ανοιχτός το φορτίο που αποδίδεται στο C1 είναι  $I_{L1}(1 - D)T_s$  και όταν ο διακόπτης είναι κλειστός τότε ο πυκνωτής εκφορτίζεται κατά μια ποσότητα  $I_{L2}DT_s$ . Έτσι προκύπτει:

$$I_{L1}(1 - D)T_s = I_{L2}DT_s \quad (5.66)$$

$$\therefore \frac{I_{L2}}{I_{L1}} = \frac{I_o}{I_d} = \frac{1 - D}{D} \quad (5.67)$$

Και

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{1 - D} \quad (5.68)$$



Σχήμα 5.27 Μετατροπέας του Cuk με διακόπτη σε αγωγή και σε αποκοπή.

Ένα από τα βασικότερα πλεονεκτήματα του κυκλώματος αυτού είναι ότι το ρεύμα εισόδου και το ρεύμα που τροφοδοτεί την έξοδο είναι χωρίς κυμάτωση. Ένα βασικό επίσης μειονέκτημα είναι η απαίτηση ενός πυκνωτή C1 με μεγάλη δυνατότητα αγωγής του ρεύματος κυμάτωσης.

## 5.5 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΜΕ ΠΛΗΡΗ ΓΕΦΥΡΑ

Ο μετατροπέας με πλήρη γέφυρα υπάρχει συνήθως σε τρεις εφαρμογές.

α) DC κινητήρια συστήματα

β) Μετατροπή DC σε AC, σε μονοφασικές αδιάλειπτες AC τροφοδοσίες.

γ) Μετατροπή DC σε AC, στα διακοπτικά DC τροφοδοτικά με μετασχηματιστή απομόνωσης.

Η τοπολογία πλήρους γέφυρας παραμένει η ίδια σε κάθε μια από τις τρεις παραπάνω εφαρμογές. Στο σχήμα 5.28 φαίνεται ένα σχήμα ενός μετατροπέα πλήρους γέφυρας όπου σαν είσοδο υπάρχει μια συνεχή τάση  $V_d$  και η έξοδος βγαίνει μια συνεχή τάση  $V_o$  η οποία μπορεί να ελέγχεται ως προς το πλάτος και την πολικότητα. Στην τοπολογία αυτή οι διόδους συνδέονται αντιπαράλληλα με τους διακόπτες. Όταν ένας διακόπτης κλείνει μπορεί να άγει ή να μην άγει ρεύμα, ανάλογα με την φορά του ρεύματος εξόδου. Αν ο διακόπτης άγει τότε είναι σε κατάσταση αγωγιμότητας.

Ο μετατροπέας αυτός αποτελείται από δυο σκέλη A και B. Το κάθε σκέλος αποτελείται από δυο διακόπτες και τις αντιπαράλληλες διόδους τους. Όταν ο ένας διακόπτης από αυτούς είναι ανοιχτός, ο άλλος είναι κλειστός. Αυτοί οι δυο διακόπτες δεν είναι ποτέ ανοιχτοί ταυτόχρονα. Στην συνέχεια οι διακόπτες αυτοί θεωρούνται ιδανικοί, ικανοί να ανοίγουν ακαριαία. Αν οι διακόπτες του μετατροπέα σε κάθε σκέλος αλλάζουν κατάσταση κατά τέτοιο τρόπο, ώστε να μην είναι ανοιχτοί ταυτόχρονα και οι δύο διακόπτες του ενός σκέλους, τότε το ρεύμα εξόδου στο σχήμα 5.28 θα ρέει συνεχώς, επομένως η τάση εξόδου καθορίζεται αποκλειστικά από την κατάσταση των διακοπών.

Κατά την λειτουργία του σχήματος, όταν ο  $T_{A+}$  είναι κλειστός το ρεύμα θα ρέει μέσω του  $T_{A+}$ , αν το  $i_o$  είναι θετικό, ή θα ρέει μέσω της  $D_{A+}$ , αν το  $i_o$  είναι αρνητικό. Όταν ο  $T_{A+}$  είναι κλειστός σημαίνει πως το σημείο A βρίσκεται στο ίδιο δυναμικό με το θετικό ακροδέκτη της dc εισόδου οπότε ισχύει

$$V_{AN} = V_d \quad (5.69)$$

Παρόμοια όταν ο  $T_{A-}$  είναι κλειστός ένα αρνητικό ρεύμα  $i_o$  θα ρέει μέσω του  $T_{A-}$  και ένα θετικό  $i_o$  θα ρέει μέσω της  $D_{A-}$ , επομένως

$$V_{AN} = 0 \quad (5.70)$$

Από τα παραπάνω φαίνεται πως η  $V_{AN}$  εξαρτάται από την κατάσταση των διακοπών και είναι ανεξάρτητη από την φορά του ρεύματος εξόδου, έτσι η τάση εξόδου στο διάστημα μιας περιόδου μετάβασης  $T_s$  εξαρτάται μόνο από την τάση εισόδου  $V_d$  και τον λόγο D του διακόπτη  $T_{A+}$  :



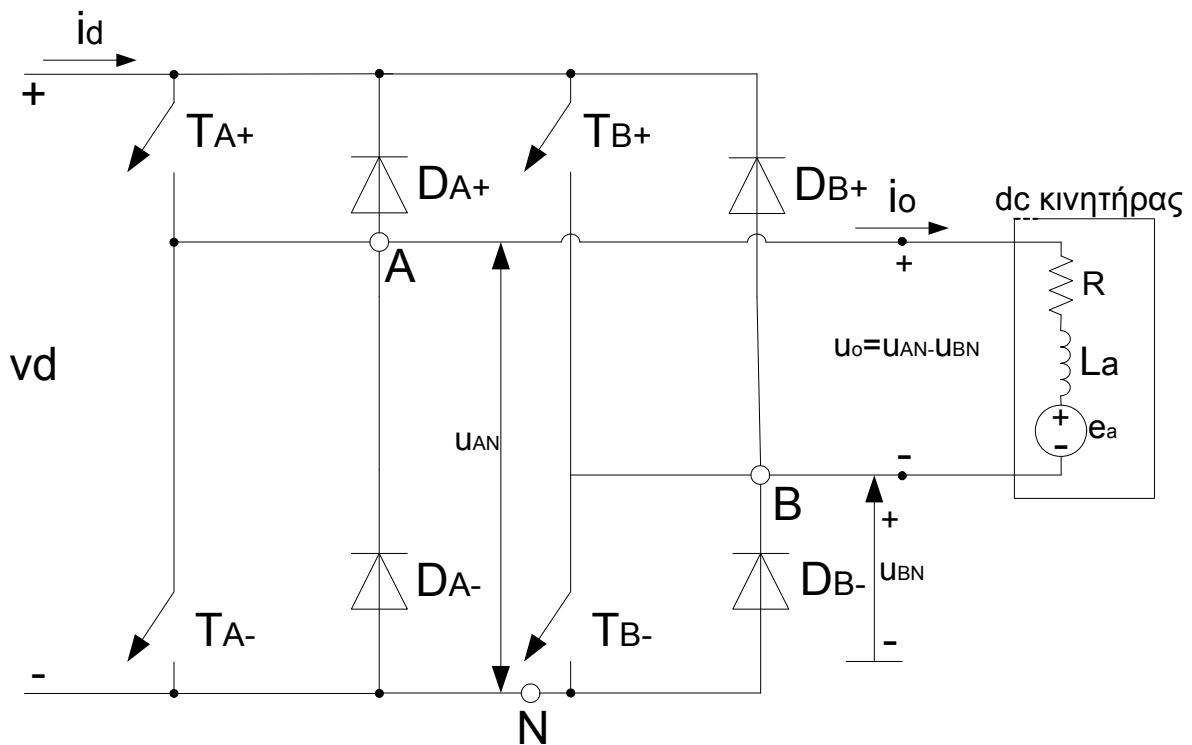
$$V_{AN} = \frac{V_d t_{on} + 0 \cdot t_{off}}{T_s} = V_d \cdot \text{λόγος } D \text{ του } T_{A+} \quad (5.71)$$

Όπου  $t_{on}$  και  $t_{off}$  τα διαστήματα όπου ο  $T_{A+}$  είναι κλειστός και ανοιχτός αντίστοιχα.

Παρόμοια στο σκέλος B και η  $V_{BN}$  εξαρτάται από τη  $V_d$  και τον λόγο D του διακόπτη  $T_{B+}$  :

$$V_{BN} = V_d \cdot \text{λόγος } D \text{ του } T_{B+} \quad (5.72)$$

ανεξάρτητα από τη φορά του ρεύματος εξόδου. Έτσι η έξοδος του μετατροπέα μπορεί να ελέγχεται από την ρύθμιση των λόγων D των διακοπών και είναι ανεξάρτητη του  $i_o$ .



**Σχήμα 5.28** Μετατροπέας με πλήρη γέφυρα.

Η τάση εξόδου του μετατροπέα με πλήρη γέφυρα έχει αντιστρεπτή πολικότητα με αποτέλεσμα να χρησιμοποιείται μια τριγωνική κυματομορφή για τη διαμόρφωση PWM των διακοπών του μετατροπέα.

Οι δύο αυτές μορφές μετάβασης με διαμόρφωση PWM είναι οι εξής :

- 1) Διαμόρφωση PWM με διπολική τάση εξόδου, όπου οι διακόπτες σε κάθε ζεύγος κλείνουν και ανοίγουν ταυτόχρονα.
- 2) Διαμόρφωση PWM με μονοπολική τάση εξόδου, όπου οι διακόπτες σε κάθε σκέλος του αντιστροφέα ελέγχονται ανεξάρτητα από το άλλο σκέλος.

### 5.5.1 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ PWM ΜΕ ΔΙΠΟΛΙΚΗ ΤΑΣΗ ΕΞΟΔΟΥ

Σε αυτό το είδος μετάβασης οι διακόπτες αντιμετωπίζονται σαν δυο ζευγάρια διακοπών, όπου δυο διακόπτες σε κάθε ζεύγος κλείνουν και ανοίγουν ταυτόχρονα. Τα σήματα μετάβασης παράγονται από την σύγκριση μιας τριγωνικής μορφής με τη συχνότητα μετάβασης  $u_{tri}$  με την τάση ελέγχου  $u_{control}$ . Όταν η  $u_{control} > u_{tri}$  κλείνουν οι διακόπτες  $T_{A+}$  και  $T_{B-}$  ή οι διακόπτες  $T_{A-}$  και  $T_{B+}$ . Από τις κυματομορφές του σχήματος 5.29 μπορούν να βρεθούν οι λόγοι D.

$$v_{tri} = \widehat{V} \frac{1}{T_s / 4} \quad 0 < t < \frac{1}{4} T_s \quad (5.73)$$

Για  $t=t_1$  η  $u_{tri}$  ισούται με  $u_{control}$  έτσι προκύπτει

$$t_1 = \frac{v_{control}}{\widehat{V}_{tri}} \frac{T_s}{4} \quad (5.74)$$

Την κατά την διάρκεια  $t_{on}$ , όπου οι διακόπτες  $T_{A+}$  και  $T_{B-}$  είναι κλειστές είναι

$$t_{on} = 2t_1 + \frac{1}{2} T_s \quad (5.75)$$

Έτσι προκύπτει και ο λόγος D1

$$D_1 = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{v_{control}}{\widehat{V}_{tri}} \right) \quad (5.76)$$

Ο λόγος του D2 των άλλων δυο διακοπών  $T_{A-}$  και  $T_{B+}$  είναι

$$D_2 = 1 - D_1 \quad (5.77)$$

Με τους παραπάνω λόγους μπορούν να βρεθούν οι τάσεις  $V_{AN}$  και  $V_{BN}$ .

$$V_o = V_{AN} - V_{BN} = D_1 V_d - D_2 V_d = (2D_1 - 1) V_d \quad (5.78)$$

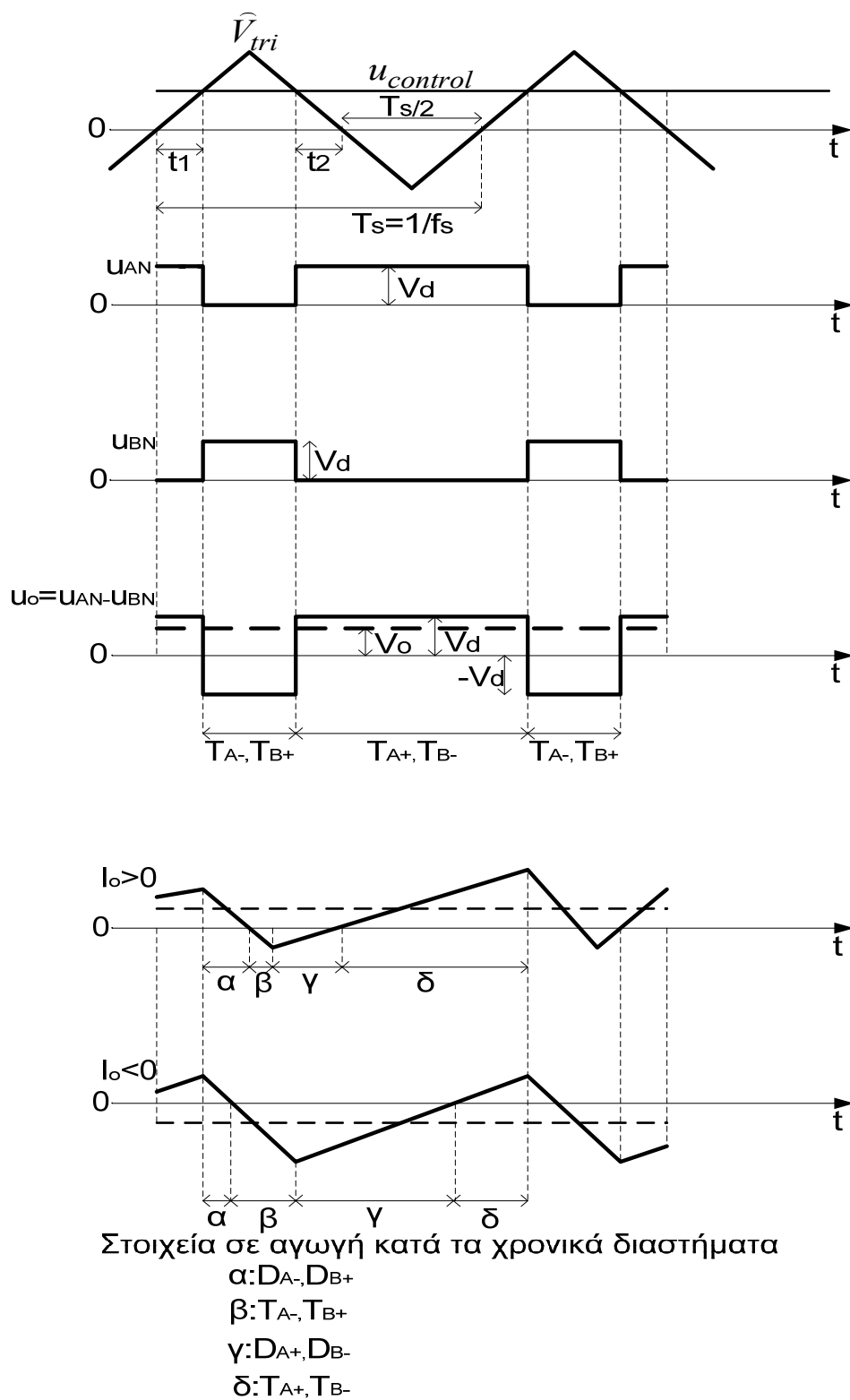
Αντικαθιστώντας το  $D_1$  έχουμε

$$V_o = \frac{V_d}{\widehat{V}_{tri}} v_{control} = k v_{control} \quad (5.79)$$

Όπου σταθερά  $= V_d / \widehat{V}_{tri}$ .

Από τις κυματομορφές του σχήματος 5.29 φαίνεται η τάση να πηδά από +Vd σε -Vd, γι' αυτό το λόγο αυτός ο τρόπος μετάβασης ονομάζεται διαμόρφωση PWM με διπολική τάση εξόδου. Επίσης ο λόγος D1 από τις εξισώσεις μπορεί να

μεταβάλλεται από 0 σε 1 ανάλογα με το πλάτος και την πολικότητα της  $u_{control}$  και έτσι η  $V_o$  μπορεί να μεταβάλλεται συνεχώς ανάμεσα στο  $+V_d$  και στο  $-V_d$ . Επίσης το μέσο ρεύμα μπορεί να είναι είτε θετικό είτε αρνητικό.



Σχήμα 5.29 Διαμόρφωση PWM με διπολική τάση εξόδου.

### 5.5.2 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ PWM ΜΕ ΜΟΝΟΠΟΛΙΚΗ ΤΑΣΗ ΕΞΟΔΟΥ

Στην περίπτωση μονοπολικής τάσης εξόδου όπως φαίνεται και στο σχήμα 5.28, ανεξάρτητα με την φορά του ρεύματος  $i_o$  αν οι διακόπτες  $T_{A+}$  και  $T_{B+}$  είναι κλειστοί τότε  $v_o = 0$ . Το ίδιο συμβαίνει εάν  $T_{A-}$  και  $T_{B-}$  είναι κλειστοί.

Η ικανότητα στον τρόπο αυτό της λειτουργίας των διακοπών μπορεί να αξιοποιηθεί για την βελτίωση της κυματομορφής της τάσης εξόδου.

Στις κυματομορφές του σχήματος 5.30 φαίνεται πως κατά την μετάβαση των σκελών Α και Β συγκρίνεται μια τριγωνική κυματομορφή με τις τάσεις ελέγχου  $u_{control}$  και  $-u_{control}$  αντίστοιχα. Η  $u_{control}$  και η  $u_{tri}$  ελέγχουν το σκέλος Α και η  $-u_{control}$  και η  $u_{tri}$  ελέγχουν το σκέλος Β.

$$T_{A+} : \text{ κλειστός αν } u_{control} > u_{tri} \quad (5.80)$$

Και

$$T_{B+} : \text{ κλειστός αν } -u_{control} > u_{tri} \quad (5.81)$$

Ο λόγος D1 του διακόπτη  $T_{A+}$  :δίνεται από την σχέση

$$D_1 = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{1}{2} \left( 1 + \frac{v_{control}}{\widehat{V}_{tri}} \right) \quad (5.82)$$

Και ο λόγος D2 του διακόπτη  $T_{B+}$  :δίνεται από την σχέση

$$D_2 = 1 - D_1 \quad (5.83)$$

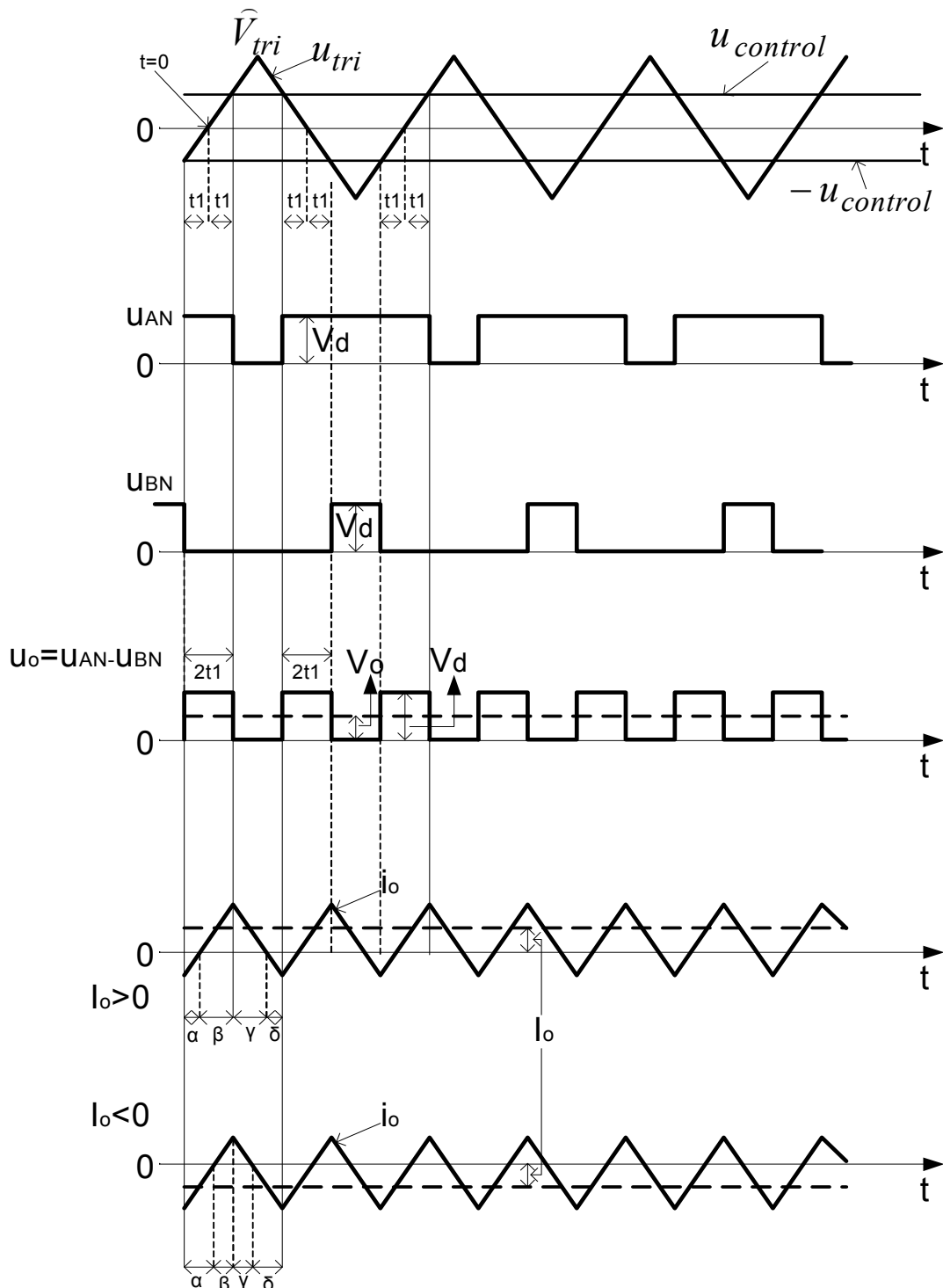
Επομένως και σε αυτήν την περίπτωση προκύπτει

$$V_o = (2D_1 - 1)V_d = \frac{V_d}{\widehat{V}_{tri}} v_{control} \quad (5.84)$$

Όπως παρατηρείται η τάση εξόδου  $V_o$  σ' αυτό το είδος μετάβασης είναι η ίδια με την προηγούμενη περίπτωση της διπολικής τάσης εξόδου.

Στο σχήμα 5.30 φαίνονται και οι κυματομορφές των ρευμάτων την στιγμή που άγουν οι διακόπτες.

Στην περίπτωση όπου οι συχνότητες μετάβασης είναι οι ίδιες τότε η μετάβαση σε μονοπολική τάση οδηγεί σε μια καλύτερη κυματομορφή της τάσης εξόδου και σε μια καλύτερη απόκριση συχνότητας, επειδή διπλασιάζεται η ενεργός συχνότητα μετάβασης της κυματομορφής της τάσης εξόδου και μειώνεται η κυμάτωση.



Στοιχεία σε αγωγή κατά τα χρονικά διαστήματα  
 $\alpha = D_{A+}, D_{B-}$   
 $\beta = T_{A+}, T_{B-}$   
 $\gamma = D_{A-}, T_{B-}$   
 $\delta = T_{A-}, D_{B-}$

Σχήμα 5.30 Διαμόρφωση PWM με μονοπολική τάση εξόδου.

## 6. ΕΙΣΑΓΩΓΗ

### Γενικά περί μετατροπών συνεχούς σε εναλλασσόμενη τάση

Το πρόβλημα της δημιουργίας μιας πηγής εναλλασσόμενης τάσης με μεταβλητή συχνότητα και πλάτος προέκυψε πριν από πολλές δεκαετίες. Η λύση επάνω σε αυτό το πρόβλημα δόθηκε με την μετατροπή μιας συνεχούς τάσεως σε εναλλασσόμενη, μονοφασική ή τριφασική, με την βοήθεια ηλεκτρονικών μετατροπών ισχύος, οι οποίοι ονομάζονται αντιστροφείς. [2, 3, 18, 42-46]

Οι αντιστροφείς αυτοί έχουν μεγάλο εύρος εφαρμογών σε πολλές περιοχές μερικές από τις οποίες είναι οι παρακάτω :

- Συστήματα αδιάκοπης παροχής ισχύος ( UPS ).
- Συστήματα ελέγχου στροφών ή ροπής ηλεκτρικών κινητήρων εναλλασσομένου ρεύματος.
- Συστήματα ελέγχου της θερμοκρασίας με επαγωγή.
- Συστήματα μετατροπής και ελέγχου της τάσης εξόδου αιολικών γεννητριών.
- Συστήματα μετατροπής και ελέγχου της τάσης εξόδου φωτοβολταϊκών γεννητριών.
- Συστήματα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας.

Οι αντιστροφείς αυτοί μπορούν να διαιρεθούν σε δυο κατηγορίες οι οποίες είναι οι εξής :

1. Σε μονοφασικούς αντιστροφείς με συνδεσμολογία ημιγέφυρας ( με δυο ελεγχόμενα ημιαγωγικά διακοπτικά στοιχεία ) ή με συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας ( με τέσσερα ελεγχόμενα ημιαγωγικά διακοπτικά στοιχεία ).
2. Σε τριφασικούς αντιστροφείς ( με έξι ελεγχόμενα ημιαγωγικά διακοπτικά στοιχεία ).

Επίσης η κάθε μία από τις παραπάνω κατηγορίες μπορεί να υποδιαιρεθεί στις παρακάτω δυο κατηγορίες :

1. Στους αντιστροφείς οι οποίοι τροφοδοτούνται από πηγή συνεχούς τάσης ( Voltage Source Inverters ).
2. Στους αντιστροφείς οι οποίοι τροφοδοτούνται από πηγή συνεχούς ρεύματος ( Current Source Inverters ).

Στα παρακάτω κεφάλαια θα εξεταστούν αντιστροφείς οι οποίοι τροφοδοτούνται από πηγή μια συνεχούς τάσης ( Voltage Source Inverters ).

Αυτή η συνεχής τάσης η οποία τροφοδοτεί έναν αντιστροφέα μπορεί να προέρχεται από ένα συσσωρευτή. Στις περισσότερες βιομηχανικές εφαρμογές παρέχεται από ένα ανορθωτικό σύστημα το οποίο αποτελείται από διόδους ή θυρίστορ.

Αυτή η ανορθωμένη τάση σταθεροποιείται με την βοήθεια ηλεκτρολυτικών πυκνωτών μεγάλης χωρητικότητας οι οποίοι συνδέονται στους ακροδέκτες εισόδου του αντιστροφέα.

Λέγοντας ελεγχόμενα ημιαγωγικά διακοπτικά στοιχεία ισχύος αυτά που μπορούν να χρησιμοποιηθούν είναι τα στοιχεία των οποίων ελέγχεται η έναυση (όπως τα θυρίστορ ) ή στοιχεία των οποίων ελέγχεται η έναυση και η σβέση (όπως BJT, MD, MOSFET, IGBT, GTO, MCT ).

Ιδιαίτερο γνώρισμα των μετατροπέων με θυρίστορ είναι ότι υπάρχει η ανάγκη ύπαρξης ενός κυκλώματος σβέσης. Σε αντίθεση με την ύπαρξη τρανζίστορ ισχύος η σβέση του διακοπτικού στοιχείου γίνεται από το ηλεκτρόδιο ελέγχου του με αποτέλεσμα το κύκλωμα ισχύος του μετατροπέα να γίνεται ακόμα πιο απλό.

Η διακοπτική λειτουργία του αντιστροφέα έχει ως αποτέλεσμα μη ημιτονοειδείς κυματομορφές της τάσεως και του ρεύματος στην έξοδο του. Το φιλτράρισμα των ανώτερων αρμονικών στην έξοδο του αντιστροφέα δεν είναι εύκολο, ειδικότερα στην περίπτωση όπου η συχνότητα των ανώτερων αρμονικών μεταβάλλεται και βρίσκεται κοντά στη συχνότητα της βασικής αρμονικής της τάσης εξόδου του μετατροπέα. Αποτέλεσμα των παραπάνω είναι να αυξάνεται το βάρος, το κόστος καθώς και ο όγκος του αντιστροφέα.

Στην περίπτωση όπου τροφοδοτείται ένας κινητήρας Ε.Ρ., οι ανώτερες αρμονικές που εμφανίζονται σε χαμηλές συχνότητες, μπορούν να προκαλέσουν μηχανικές ταλαντώσεις στον άξονα του κινητήρα. Αυτή η ταλάντωση του άξονα είναι ανεπιθύμητη σε οποιαδήποτε εφαρμογή.

Γενικά όσο υψηλότερα σε συχνότητα βρίσκονται οι ανώτερες αρμονικές τόσο μικρότερο θόρυβο έχουμε από τον κινητήρα Ε.Ρ.

Για όλα τα παραπάνω που προαναφέραμε η δημιουργία κυματομορφών με το μικρότερο δυνατό αρμονικό περιεχόμενο και ανώτερες αρμονικές που εντοπίζονται σε όσο το δυνατόν υψηλότερες συχνότητες, είναι ένας από τους βασικότερους στόχους των κατασκευαστών βιομηχανικών αντιστροφέων.

Οι αντιστροφείς πηγής τάσης με τους οποίους και θα ασχοληθούμε χωρίζονται στις τρεις παρακάτω κατηγορίες.

### **1. ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΜΕ ΤΕΤΡΑΓΩΝΙΚΗ ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΗ**

Όπου για τον έλεγχο του πλάτους της εναλλασσόμενης εξόδου, ελέγχεται το πλάτος της εισόδου συνεχούς ρεύματος. Έτσι ο αντιστροφέας πρέπει να ελέγξει μόνο την συχνότητα της τάσης εξόδου. Η μορφή της τάσης που βγαίνει στην έξοδο έχει μια τετραγωνική μορφή και για αυτό το λόγο αυτοί οι αντιστροφείς ονομάζονται αντιστροφείς με τετραγωνική κυματομορφή.

### **2. ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΜΕ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΕΥΡΟΥΣ ΠΑΛΜΩΝ (PWM).**

Σε αυτό το είδος αντιστροφέα η τάση συνεχούς ρεύματος στην είσοδο έχει σταθερό πλάτος και για την ανόρθωση της τάσης του δικτύου χρησιμοποιείται ένας ανορθωτής με διόδους. Επομένως ο αντιστροφέας πρέπει να ελέγχει το πλάτος και την συχνότητα των ac τάσεων εξόδου. Αυτό επιτυγχάνεται με τη διαμόρφωση του εύρους των παλμών των διακοπών του αντιστροφέα και έτσι οι αντιστροφείς αυτοί ονομάζονται αντιστροφείς με διαμόρφωση εύρους των παλμών (PWM).

### **3. ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΙ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΜΕ ΑΠΑΛΟΙΦΗ ΤΑΣΗΣ.**

Στην περίπτωση αυτή είναι δυνατός ο έλεγχος του πλάτους και της συχνότητας της τάσης εξόδου του μετατροπέα, αν και η είσοδος του αντιστροφέα είναι μια σταθερή συνεχής τάση και στους διακόπτες του μετατροπέα δεν επιβάλλεται διαμόρφωση PWM.

## 6.1 ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΙ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ

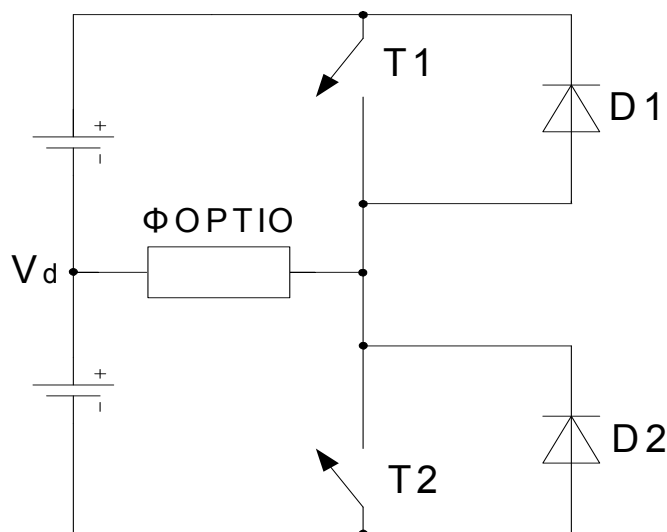
### 6.1.1 ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΙ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΜΕ ΤΕΤΡΑΓΩΝΙΚΗ ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΗ

Στην συνέχεια θα εξεταστούν δύο βασικές διατάξεις μονοφασικών αντιστροφέων τάσης με ιδανικούς διακόπτες :

- A) Αντιστροφέας με ημιγέφυρα.
- B) Αντιστροφέας με πλήρη γέφυρα.

#### A) ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΜΕ ΗΜΙΓΕΦΥΡΑ

Η συνδεσμολογία της ημιγέφυρας φαίνεται στο σχήμα 6.1, όπου ανάβοντας και σβήνοντας εναλλάξ τους ελεγχόμενους ημιαγωγικούς διακόπτες T1 και T2 παράγεται μία τετραγωνική εναλλασσόμενη κυματομορφή τάσης επάνω στους διακόπτες φορτίου. Η μέγιστη τιμή τάσης που εφαρμόζεται επάνω στο φορτίο είναι  $V_d/2$  και η ελάχιστη  $-V_d/2$ .

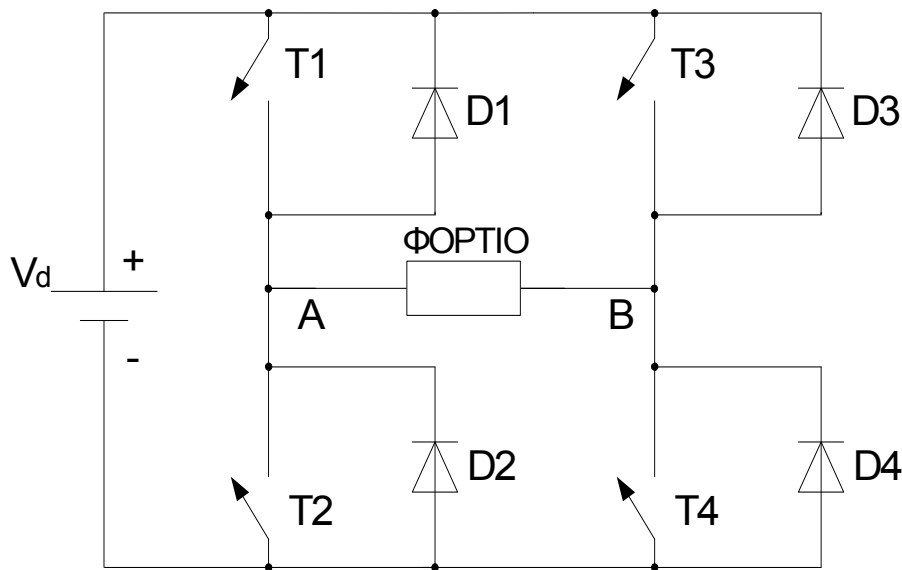


Σχήμα 6.1 Συνδεσμολογία της ημιγέφυρας

#### B) ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΜΕ ΠΛΗΡΗ ΓΕΦΥΡΑ

Όπως φαίνεται και από το σχήμα 6.2 η πλήρης μονοφασική γέφυρα αποτελείται από δύο ημιγέφυρες. Έτσι αποφεύγεται η μεσαία λήψη στη συνεχή τροφοδοσία, αλλά χρειάζονται περισσότερα ημιαγωγικά στοιχεία.





**Σχήμα 6.2** Συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας

Οι ελεγχόμενοι ημιαγωγικοί διακόπτες στο μονοφασικό αντιστροφέα με συνδεσμολογία πλήρους γέφυρας, όπως φαίνεται στο σχήμα 6.2, αναβοσβήνουν σε διαγώνια ζευγάρια. Όταν δηλαδή οι διακόπτες T1 και T4 είναι σε αγωγή, οι διακόπτες T3 και T2 είναι σε αποκοπή. Το ίδιο συμβαίνει και στην αντίθετη περίπτωση, όταν δηλαδή οι διακόπτες T3 και T2 είναι σε αγωγή, οι διακόπτες T1 και T4 είναι σε αποκοπή. Έτσι επάνω στο φορτίο εμφανίζεται μία τάση από  $V_d$  έως  $-V_d$ .

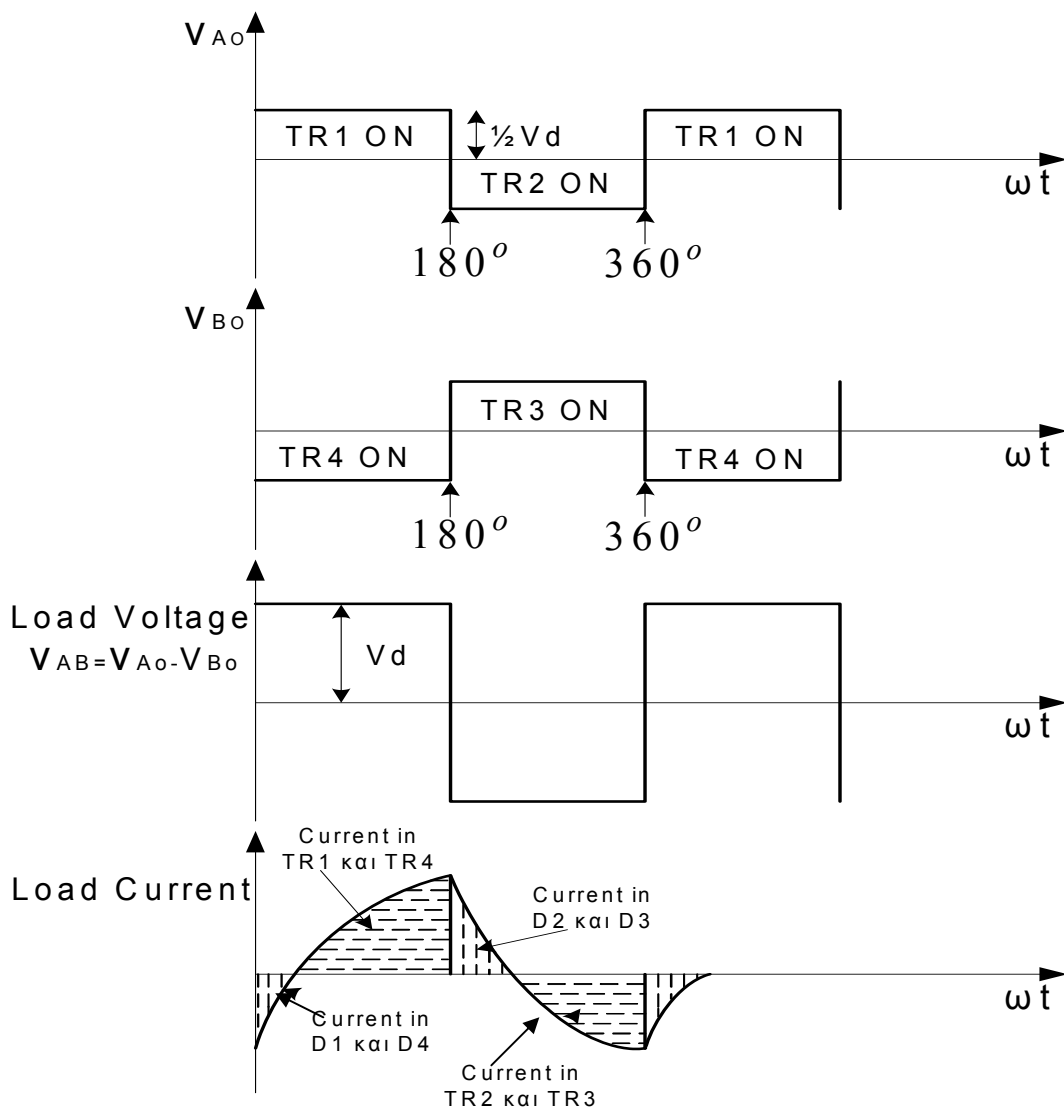
Όταν το φορτίο είναι καθαρά ωμικής φύσης, τότε και το ρεύμα έχει παρόμοια μορφή με την τάση και οι αντιπαράλληλες διόδους δεν έχουν ενεργό ρόλο στη λειτουργία του κυκλώματος.

Στην περίπτωση που το φορτίο είναι επαγωγικής φύσης τα πράγματα είναι διαφορετικά. Εάν αρχικά βρίσκονται σε αγωγή οι διακόπτες T1 και T4 και το ρεύμα ρέει στο φορτίο από το σημείο A προς το σημείο B. Την στιγμή τώρα που οι διακόπτες T1 και T4 έρθουν σε αποκοπή και αρχίσουν να άγουν οι διακόπτες T3 και T2, η πολικότητα της τάσης επάνω στο φορτίο θα αλλάξει, το ρεύμα όμως για ένα χρονικό διάστημα θα συνεχίσει να ρέει με την ίδια φορά, λόγω της επίδρασης του επαγωγικού φορτίου. Έτσι το ρεύμα για αυτό το χρονικό διάστημα θα ρέει διαμέσου των διόδων D3 και D2 επιστρέφοντας έτσι ενέργεια στην πηγή τροφοδοσίας.

Στο σχήμα 6.3 φαίνονται οι κυματομορφές τάσης και ρεύματος της μονοφασικής πλήρους γέφυρας με ωμικό-επαγωγικό φορτίο.

Αν για παράδειγμα με κατάλληλη παλμοδότηση επιτύχουμε στην έξοδο μονοφασικού αντιστροφέα έναν τετραγωνικό παλμό συχνότητας 30 Hz, τότε εκτός από τη βασική αρμονική στα 30 Hz, θα έχουμε ανώτερες αρμονικές οι οποίες θα έχουν συχνότητες 90Hz ( $3 \cdot 30\text{Hz}$ ), 150Hz ( $5 \cdot 30\text{Hz}$ ), 210 Hz ( $7 \cdot 30\text{Hz}$ ), 270Hz ( $9 \cdot 30\text{Hz}$ ), 330Hz ( $11 \cdot 30\text{Hz}$ ), 390Hz ( $13 \cdot 30\text{Hz}$ ), κ.λπ.

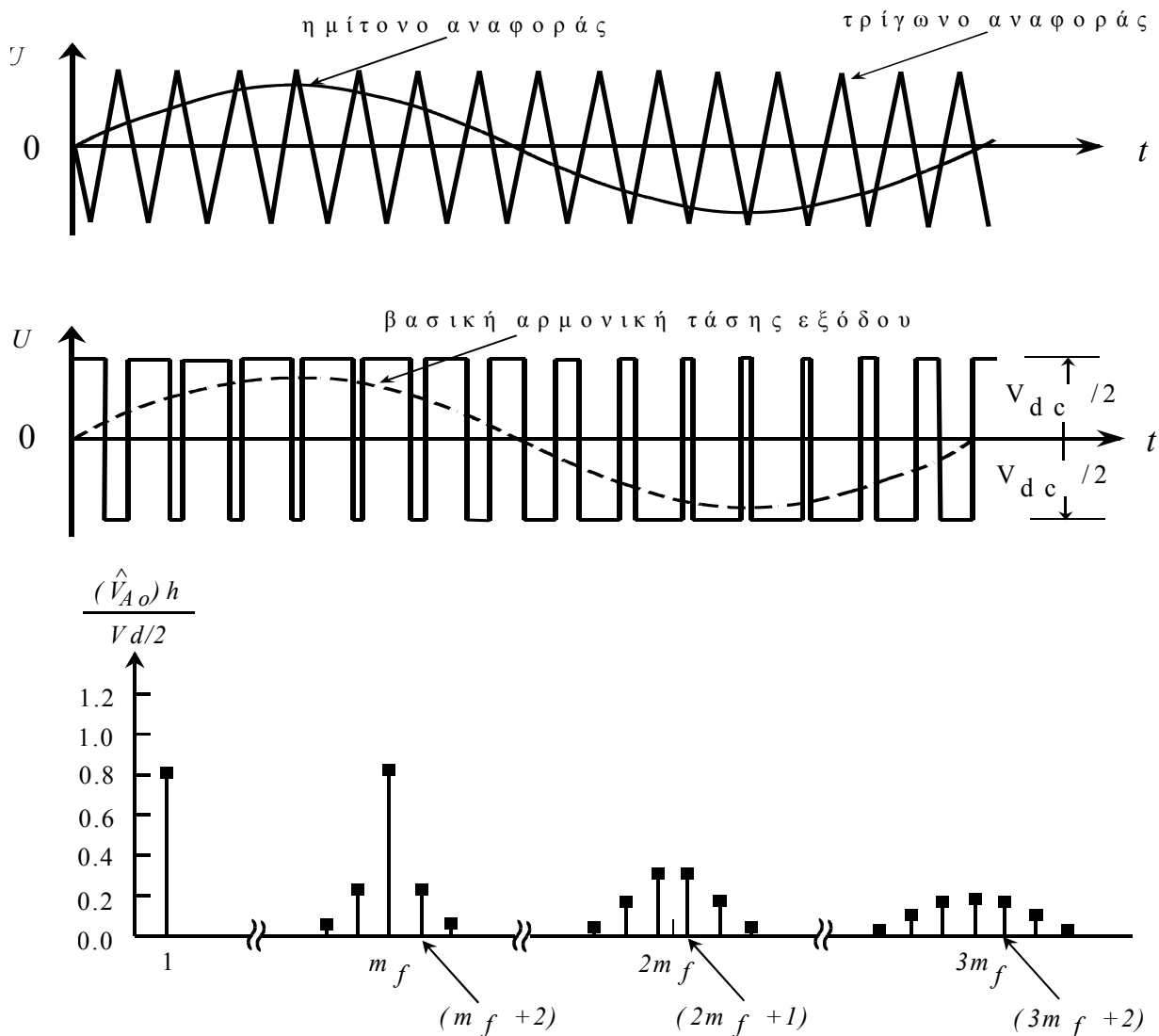
Με τον έλεγχο με τετραγωνικούς παλμούς δεν είναι δυνατό να μεταβληθεί η βασική αρμονική της τάσης εξόδου αντιστροφέα.



*Σχήμα 6.3 Κυματομορφές τάσης και ρεύματος με ωμικό-επαγωγικό φορτίο*

### 6.1.2 ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΙ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΜΕ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΕΥΡΟΥΣ ΠΑΛΜΩΝ (PWM).

Στα κυκλώματα αυτού του είδους του αντιστροφέα είναι επιθυμητό η έξοδος του να είναι ημιτονοειδής και να υπάρχει η δυνατότητα ελέγχου του πλάτους και της συχνότητας της. Για να παραχθεί μια ημιτονοειδής τάση εξόδου σε μια επιθυμητή συχνότητα συγκρίνεται ένα ημιτονοειδές σήμα ελέγχου σε μια επιθυμητή συχνότητα με μια τριγωνική κυματομορφή. Αυτή η συχνότητα μετάβασης καθορίζεται από την συχνότητα της τριγωνικής κυματομορφής και διατηρείται σταθερή όπως και το πλάτος της  $\hat{V}_{tri}$ . Αυτό φαίνεται και στις κυματομορφές του σχήματος 6.4



**Σχήμα 6.4** Διαμόρφωση εύρους PWM

Στις παραπάνω κυματομορφές το σήμα ελέγχου  $u_{control}$  χρησιμοποιείται για την διαμόρφωση της σχετικής διάρκειας αγωγής και έχει μια συχνότητα  $f_1$  η οποία είναι η επιθυμητή θεμελιώδης συχνότητα της τάσης εξόδου του αντιστροφέα.

Η συχνότητα της τριγωνικής κυματομορφής  $u_{tri}$  καθορίζει την συχνότητα με την οποία αλλάζουν κατάσταση οι διακόπτες του αντιστροφέα.

Η τάση εξόδου του αντιστροφέα δεν θα είναι ημιτονοειδής αλλά θα περιέχει αρμονικές της  $f_1$ . Ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους  $m_a$  ορίζεται ως εξής :

$$m_a = \frac{\widehat{V}_{control}}{\widehat{V}_{tri}} \quad (6.1)$$

Όπου  $\widehat{V}_{control}$  είναι το πλάτος του σήματος ελέγχου ενώ το πλάτος της  $\widehat{V}_{tri}$  του τριγωνικού σήματος διατηρείται σταθερό.

Ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας  $m_f$  ορίζεται ως εξής :

$$m_a = \frac{f_s}{f_1} \quad (6.2)$$

Η τάση εξόδου στην περίπτωση δύο ημιαγωγικών στοιχείων ( $T_{A+}$  και  $T_{A-}$ ) ανεξάρτητα από την φορά του ρεύματος  $i_o$ .

$$v_{control} > v_{tri}, \quad T_{A+} \text{ είναι on, } v_{Ao} = \frac{1}{2}V_d \quad (6.3)$$

ή

$$v_{control} < v_{tri}, \quad T_{A-} \text{ είναι on, } v_{Ao} = -\frac{1}{2}V_d \quad (6.4)$$

Οι δυο αυτοί διακόπτες δεν είναι ποτέ ταυτόχρονα ανοιχτοί και η τάση εξόδου  $v_{Ao}$  κυμαίνεται από  $V_d/2$  έως  $-V_d/2$ . Η θεμελιώδης συνιστώσα φαίνεται στο σχήμα 6.4 το οποίο έχει σχεδιαστεί για  $m_f = 15$  και  $m_a = 0.8$ . Η γραφική αυτή παράσταση του σχήματος 6.4 έχει συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους μικρότερο της μονάδας ( $m_a \leq 1.0$ ). Αυτό επιδεικνύει τρία σημαντικά στοιχεία τα οποία είναι τα εξής.

1. Το πλάτος της θεμελιώδους συχνότητας  $\widehat{V}_{Ao}$  είναι  $m_a$  φορές το  $V_d/2$ . Η μέση τάση εξόδου  $V_{Ao}$  στο διάστημα μιας περιόδου μετάβασης εξαρτάται από το λόγο της  $v_{control}$  προς τη  $\widehat{V}_{tri}$  για μια δεδομένη  $V_d$ .

$$V_{Ao} = \frac{v_{control}}{\widehat{V}_{tri}} \frac{V_d}{2} \quad v_{control} \leq \widehat{V}_{tri} \quad (6.5)$$

Θεωρώντας ότι η  $v_{control}$  μεταβάλλεται λίγο κατά τη διάρκεια της περιόδου μετάβασης δείχνει το πως η στιγμιαία μέση τιμή της  $v_{Ao}$  μεταβάλλεται από μία περίοδο μετάβασης στην επόμενη. Αυτή η στιγμιαία μέση τιμή είναι ίδια με τη θεμελιώδη συνιστώσα της  $v_{Ao}$ . Για τους παραπάνω λόγους γίνεται κατανοητός ο λόγος για τον οποίο η  $v_{control}$  επιλέγεται ημιτονοειδής έτσι ώστε να παράγει στην έξοδο ημιτονοειδή τάση με λιγότερες αρμονικές.

Στην περίπτωση όπου η μεταβολή της ημιτονοειδούς τάσης ελέγχου στην συχνότητα η οποία είναι η επιθυμητή συχνότητα της εξόδου του αντιστροφέα ισχύει :

$$v_{control} = \widehat{V}_{control} \sin \omega t \quad (6.6)$$

Όπου

$$\widehat{V}_{control} \leq \widehat{V}_{tri}$$

Χρησιμοποιώντας τις παραπάνω εξισώσεις προκύπτει

$$(v_{Ao})_1 = \frac{\widehat{V}_{control}}{\widehat{V}_{tri}} \sin \omega_1 t \frac{V_d}{2} \quad (6.7)$$

$$= m_a \sin \omega_1 t \frac{V_d}{2} \quad \text{για } m_a \leq 1.0 \quad (6.8)$$

Οπότε

$$(\widehat{V}_{Ao})_1 = m_a \frac{V_d}{2} \quad \text{για } m_a \leq 1.0 \quad (6.9)$$

Από την παραπάνω σχέση φαίνεται πως το πλάτος μιας θεμελιώδους συνιστώσας μεταβάλλεται γραμμικά με τον λόγο  $m_a$ . Για τον λόγο αυτό η περιοχή του  $m_a$  από 0 έως 1 ονομάζεται γραμμική περιοχή.

2. Οι αρμονικές της τάσης εξόδου του αντιστροφέα εμφανίζονται με κέντρο τη συχνότητα μετάβασης και τις πολλαπλάσιες της  $m_f$ ,  $2m_f$ ,  $3m_f$ , κ.λπ. Αυτό ισχύει για την περιοχή του  $m_a$  από 0 έως 1.

Για ένα συντελεστή διαμόρφωσης συχνότητας  $m_f \geq 9$  τα πλάτη των αρμονικών είναι ανεξάρτητα από τον  $m_f$  αν και αυτός είναι που καθορίζει τις συχνότητες στις οποίες εμφανίζονται οι αρμονικές οι οποίες μπορούν να εκφραστούν ως

$$f_h = (jm_f \pm k)f_1 \quad (6.10)$$

Όπου η αρμονική h αντιστοιχεί στην k-τάξης πλευρική ζώνης της, j-φορές το συντελεστή διαμόρφωσης της συχνότητας  $m_f$ :

$$h = j(m_f) \pm k \quad (6.11)$$

Όπου η θεμελιώδης συνιστώσα αντιστοιχεί στο  $h=1$ .

**Για περιττές τιμές του j, οι αρμονικές υπάρχουν για άρτιες τιμές του k.**

**Για άρτιες τιμές του j, οι αρμονικές υπάρχουν για περιττές τιμές του k.**

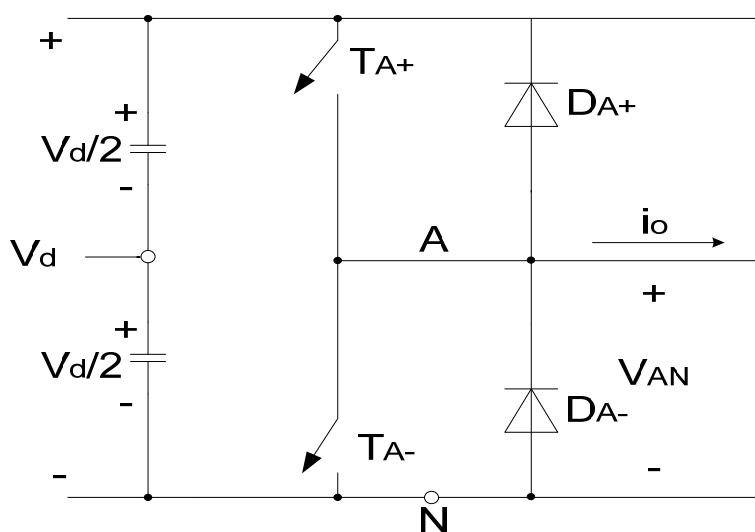
Στην συνέχεια υπάρχει ο 6.1 πίνακας στον οποίο καταγράφονται οι κανονικοποιημένες αρμονικές  $(\widehat{V}_{Ao})_h / \frac{1}{2}V_d$  ως συνάρτηση του συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους  $m_a$ , θεωρώντας πως  $m_f \geq 9$ . Στον πίνακα εμφανίζονται αυτές με τα πλάτη για τιμές μέχρι  $j=4$ .

Στο κύκλωμα 6.5 του αντιστροφέα ισχύει η σχέση

$$v_{AN} = v_{Ao} + \frac{1}{2}V_d \quad (6.12)$$

Αυτό συνεπάγει πως οι όροι των  $v_{AN}$  και  $v_{Ao}$  είναι ίδιοι :

$$(V_{AN})_h = (V_{Ao})_h \quad (6.13)$$



Σχήμα 6.5 Αντιστροφείας διακοπτικού τύπου με ένα σκέλος.

Στον **πίνακα 6.1** το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου μεταβάλλεται γραμμικά με τον συντελεστή  $m_a$ .

$m_a$	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
h	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
Θεμελιώδη					
$m_f$	1.242	1.15	1.006	0.818	0.601
$m_f \pm 2$	0.016	0.061	0.131	0.220	0.318
$m_f \pm 4$					0.018
$2m_f \pm 1$	0.190	0.326	0.370	0.314	0.181
$2m_f \pm 3$		0.024	0.071	0.139	0.212
$2m_f \pm 5$				0.013	0.033
$3m_f$	0.335	0.123	0.083	0.171	0.113
$3m_f \pm 2$	0.044	0.139	0.203	0.176	0.062
$3m_f \pm 4$		0.012	0.047	0.104	0.157
$3m_f \pm 6$				0.016	0.044
$4m_f \pm 1$	0.163	0.157	0.008	0.105	0.068
$4m_f \pm 3$	0.012	0.070	0.132	0.115	0.009
$4m_f \pm 5$			0.034	0.084	0.119
$4m_f \pm 7$				0.017	0.050

**Πίνακας 6.1**  $\frac{V_{d1}}{V_{d2}/2}$  Γενικευμένες Αρμονικές της  $V_{A0}$  για μεγάλο  $m_f$ .

3. Ο συντελεστής διαμόρφωσης της συχνότητας  $m_f$  πρέπει να είναι περιττός ακέραιος. Εάν επιλεγθεί μια τέτοια ακέραια τιμή του  $m_f$ , έχει σαν αποτέλεσμα μια περιττή συμμετρία  $[f(-t) = -f(t)]$ , όπως επίσης μια συμμετρία μισού κύματος όπως φαίνεται στο σχήμα 6.4 το οποίο σχεδιάστηκε για  $m_f=15$ . αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να υπάρχουν μόνο περιττές αρμονικές ενώ οι άρτιες εξαφανίζονται από την κυματομορφή της  $v_{A0}$ . Επίσης στην ανάλυση Fourier μόνο οι συντελεστές της σειράς των ημιτόνων είναι διάφοροι του μηδενός ενώ αυτοί της σειράς των συνιμιτόνων είναι μηδενικοί.

Οι αρμονικές με υψηλή συχνότητα φιλτράρονται ευκολότερα από τις αρμονικές με χαμηλές συχνότητες. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να είναι επιθυμητή η χρήση όσο το δυνατό υψηλότερων συχνοτήτων μετάβασης. Από την άλλη μεριά οι απώλειες μετάβασης στους διακόπτες του αντιστροφέα αυξάνουν ανάλογα προς την συχνότητα μετάβασης  $f_s$ .

Στις περισσότερες εφαρμογές η συχνότητα μετάβασης επιλέγεται να είναι είτε κάτω από 6 kHz ή υψηλότερη από 20 kHz έτσι ώστε να μην είναι επάνω από την ακουστική περιοχή συχνοτήτων.

Σε εφαρμογές 50 ή 60 Hz ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας  $m_f$  μπορεί να είναι 9 ή μικρότερος για συχνότητες μετάβασης μικρότερες των 2 kHz. Σε περίπτωση όπου η συχνότητα είναι μεγαλύτερη από 20 kHz, τότε ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας  $m_f$  θα είναι μεγαλύτερος από 100.

Οι σχέσεις μεταξύ του σήματος τριγωνικής κυματομορφής με το σήμα της τάσης ελέγχου καθορίζονται από το μέγεθος  $m_f$ . Αν θεωρήσουμε το  $m_f=21$  σαν όριο μεταξύ μεγάλων και μικρών τιμών και τον συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους  $m_a$  μικρότερο από την μονάδα τότε προκύπτουν τα παρακάτω :

A) Μικρός  $m_f$  ( $m_f \leq 21$ ).

1. Συγχρονισμένη διαμόρφωση PWM. Το σήμα της τριγωνικής κυματομορφής και το σήμα ελέγχου πρέπει να είναι συγχρονισμένα μεταξύ τους. Η συγχρονισμένη διαμόρφωση απαιτεί ακέραια τιμή του  $m_f$ . Ο λόγος για τον οποίο χρησιμοποιείται συγχρονισμένη διαμόρφωση σε αντίθεση με την ασύγχρονη είναι ότι η ασύγχρονη εμφανίζει υποαρμονικές της θεμελιώδους συχνότητας οι οποίες είναι ανεπιθύμητες.

2. Ο συντελεστής  $m_f$  πρέπει να είναι περιττός ακέραιος. Εκτός από την περίπτωση μονοφασικών αντιστροφέων με PWM.

B) Μεγάλος  $m_f$  ( $m_f > 21$ ).

Σε μεγάλες τιμές του  $m_f$  μπορεί να χρησιμοποιηθεί η ασύγχρονη PWM όπου η συχνότητα της τριγωνικής κυματομορφής διατηρείται σταθερή ενώ η συχνότητα της  $v_{control}$  μεταβάλλεται έχοντας ως αποτέλεσμα μη ακέραιες τιμές του  $m_f$ .

Γ) Υπερδιαμόρφωση ( $m_a > 1$ )

Στην περίπτωση αυτή που το  $m_a$  είναι μεγαλύτερο της μονάδας, η διαμόρφωση PWM ωθεί τις αρμονικές σε μία περιοχή υψηλών συχνοτήτων γύρω από τη συχνότητα μετάβασης και τις πολλαπλάσιες της. Αυτό έχει σαν συνέπεια να εμφανίζονται αιχμές στην κυματομορφή της τάσης εξόδου.

Η περιοχή της υπερδιαμόρφωσης αποφεύγεται σε αδιάλειπτες τροφοδοσίες ισχύος, λόγω της αυστηρής απαίτησης ελαχιστοποίησης της παραμόρφωσης της τάσης εξόδου. Στα επαγωγικά κινητήρια συστήματα συνήθως χρησιμοποιείται υπερδιαμόρφωση.

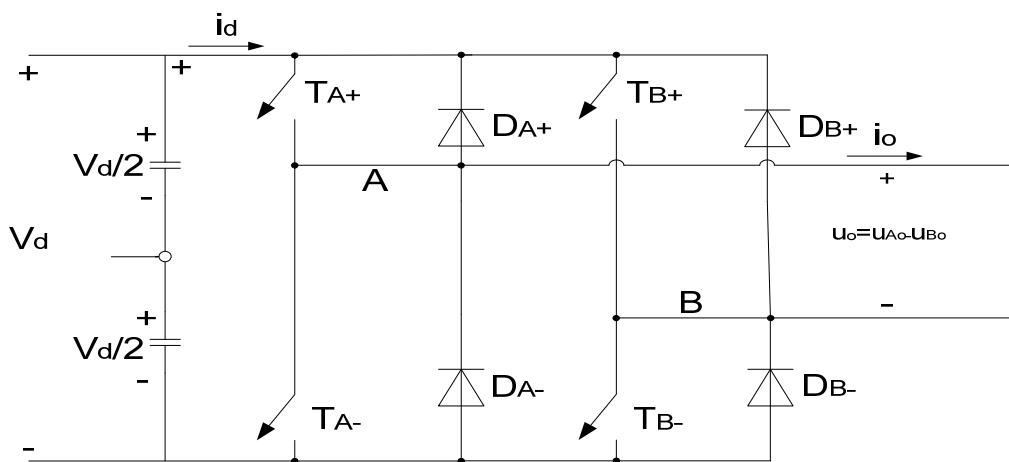
Για μεγάλες τιμές του  $m_a$  η κυματομορφή της τάσης του αντιστροφέα αλλάζει και από κυματομορφή με διαμόρφωση PWM μετατρέπεται σε τετραγωνική. Στο σχήμα 6.6α φαίνεται η μετάβαση από γραμμική σε τετραγωνική κυματομορφή όπου στο διάστημα της υπερδιαμόρφωσης ισχύει :

$$\frac{V_d}{2} < (\hat{V}_{Ao})_1 < \frac{4}{\pi} \frac{V_d}{2} \quad (6.14)$$

Στην συνέχεια θα εξεταστούν οι μονοφασικοί αντιστροφείς με διπολική και μονοπολική τάση εξόδου.

### 6.1.2.1 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΜΕ ΔΙΠΟΛΙΚΗ ΤΑΣΗ ΕΞΟΔΟΥ

Στην περίπτωση αυτή όπως φαίνεται στο σχήμα 6.6 τα ζεύγη των διακοπών  $T_{A+}, T_{B-}$  και  $T_{A-}, T_{B+}$  αλλάζουν κατάσταση σαν δύο ζεύγη διακοπών και η κυματομορφή της τάσης εξόδου του σκέλους A ταυτίζεται με την έξοδο του βασικού αντιστροφέα η οποία καθορίζεται κατά τον ίδιο τρόπο με σύγκριση του  $v_{control}$  και της  $v_{tri}$  όπως φαίνεται και στις κυματομορφές 6.6α. Η έξοδος του σκέλους B είναι αντίθετη της εξόδου του σκέλους A.



Σχήμα 6.6 Μονοφασικός αντιστροφέας με πλήρη γέφυρα



Όταν τώρα ο διακόπτης  $T_{A+}$  είναι κλειστός και η  $v_{A_o}$  ισούται με  $+V_d/2$ , ο  $T_{B-}$  είναι επίσης κλειστός και η  $v_{B_o}$  ισούται με  $-V_d/2$ .

$$v_{B_o}(t) = -v_{A_o}(t) \quad (6.15)$$

Και

$$v_o(t) = v_{A_o}(t) - v_{B_o}(t) = 2v_{A_o}(t) \quad (6.16)$$

Το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου μπορεί να βρεθεί από την σχέση :

$$\widehat{V}_{o1} = m_a V_d \quad (m_a \leq 1.0) \quad (6.17)$$

Και

$$V_d < \widehat{V}_{o1} < \frac{4}{\pi} V_d \quad (m_a > 1.0) \quad (6.18)$$

Τα πλάτη των αρμονικών της τάσης εξόδου μπορούν να βρεθούν από τον πίνακα 6.1

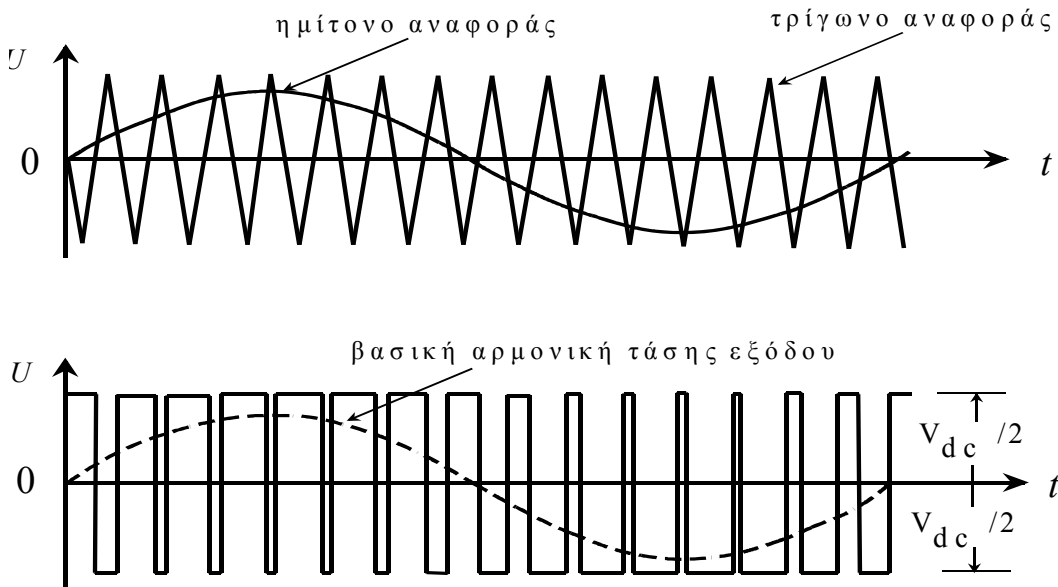
Υποθέτοντας ότι η  $v_o$  είναι ένα καθαρά ημιτονοειδές σήμα με συχνότητα  $\omega$  ισχύει

$$v_{o1} = v_o = \sqrt{2} V_o \sin \omega t \quad (6.19)$$

Με την παραπάνω υπόθεση το ρεύμα θα είναι καθαρά ημιτονοειδές και στην περίπτωση επαγωγικού φορτίου θα καθυστερεί σε σχέση με την  $v_o$

$$i_o = \sqrt{2} I_o \sin(\omega t - \varphi) \quad (6.20)$$

Όπου  $\varphi$  είναι η γωνία καθυστέρησης του  $i_o$  με την  $v_o$ .



Σχήμα 6.6α Διαμόρφωση PWM με διπολική τάση εξόδου.

### 6.1.2.2 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΜΕ ΜΟΝΟΠΟΛΙΚΗ ΤΑΣΗ ΕΞΟΔΟΥ

Η διάταξη είναι η ίδια με αυτήν της προηγούμενης περίπτωσης μόνο που σε αυτήν την περίπτωση οι διακόπτες στα δύο σκέλη του αντιστροφέα δεν αλλάζουν κατάσταση ταυτόχρονα. Εδώ τα σκέλη A και B ελέγχονται ξεχωριστά με σύγκριση της  $v_{tri}$  με τα  $v_{control}$  και  $-v_{control}$ .

Η σύγκριση της  $v_{control}$  με την τριγωνική κυματομορφή έχει σαν αποτέλεσμα τα ακόλουθα λογικά σήματα για τον έλεγχο των διακοπών του σκέλους A :

$$v_{control} > v_{tri} : T_{A+} \text{ on και } v_{AN} = V_d \quad (6.21)$$

$$v_{control} < v_{tri} : T_{A-} \text{ on και } v_{AN} = 0 \quad (6.22)$$

Ανάλογα τώρα για το σκέλος B ισχύουν τα ακόλουθα λογικά σήματα για τον έλεγχο των διακοπών :

$$-v_{control} > v_{tri} : T_{B+} \text{ on και } v_{BN} = V_d \quad (6.23)$$

$$-v_{control} < v_{tri} : T_{B-} \text{ on και } v_{BN} = 0 \quad (6.24)$$

Όταν οι δυο επάνω διακόπτες  $T_{A+}, T_{B+}$  είναι κλειστοί η τάση εξόδου είναι 0. το ρεύμα τότε κυκλοφορεί μέσω των  $T_{A+}$  και  $D_{B+}$  ή μέσω των  $D_{A+}$  και  $T_{B+}$ , ανάλογα με την φορά του ρεύματος  $i_o$ . κατά την χρονική αυτή διάρκεια το  $i_d$  είναι ίσο με μηδέν. Το ίδιο συμβαίνει τώρα στην περίπτωση όπου οι κάτω διακόπτες είναι κλειστοί.

Όταν έχουμε το φαινόμενο της μετάβασης η τάση εξόδου αλλάζει μεταξύ των επιπέδων της τάσης 0 και  $+V_d$  ή μεταξύ των 0 και  $-V_d$ . για το λόγο αυτό ονομάζεται διαμόρφωση εύρους των παλμών με μονοπολική έξοδο. Η διάταξη αυτή έχει σαν πλεονέκτημα του διπλασιασμού της συχνότητας μετάβασης όσο αναφορά τις αρμονικές εξόδου. Επίσης τα άλματα της τάσης εξόδου σε κάθε μετάβαση μειώνονται σε  $V_d$  από  $2V_d$  στην προηγούμενη διάταξη.

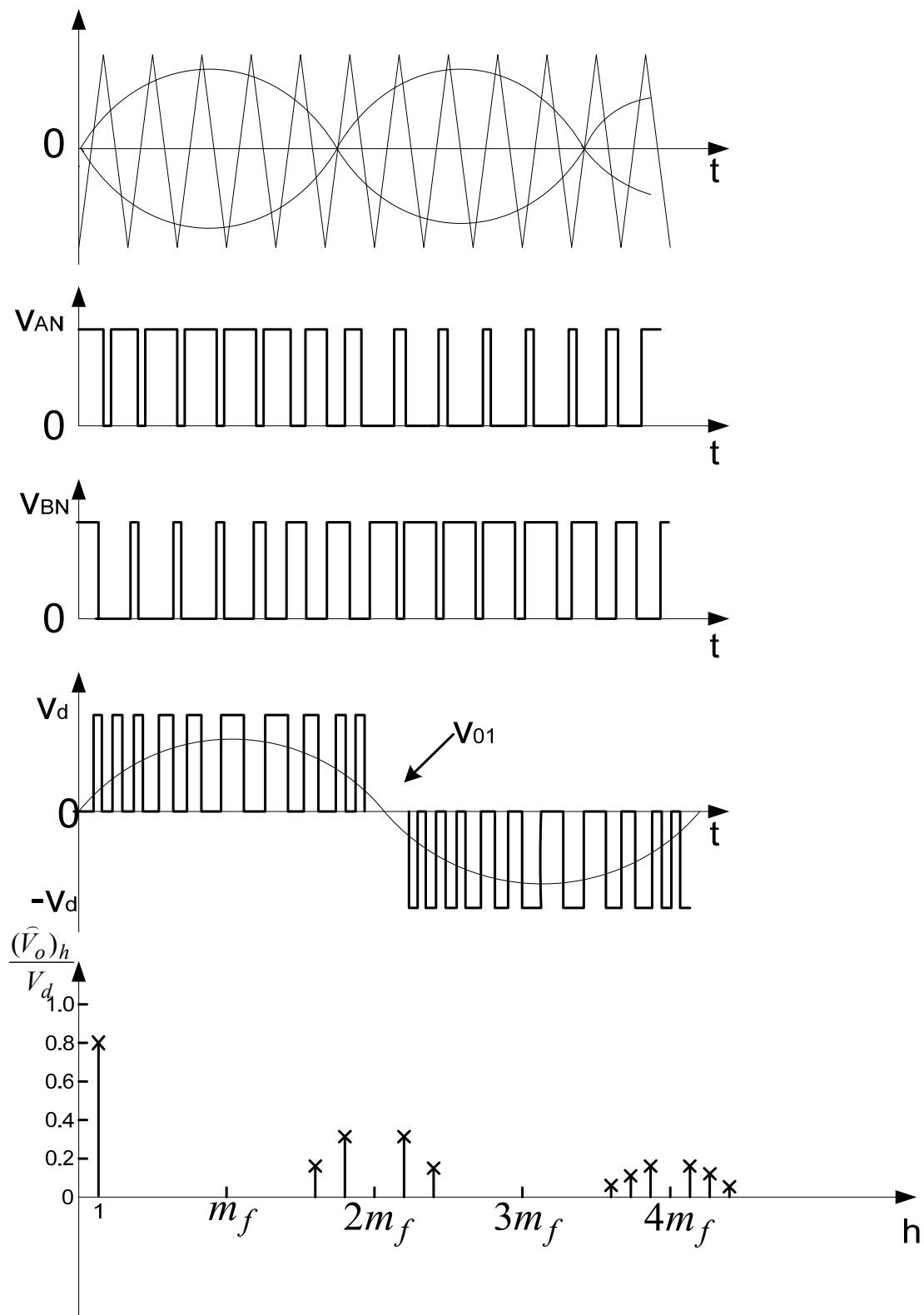
Λόγω του διπλασιασμού της συχνότητας μετάβασης, οι χαμηλότερες αρμονικές εμφανίζονται σαν πλευρικές ζώνες σε συχνότητα διπλάσιας της θεμελιώδους όπως φαίνεται στις κυματομορφές του σχήματος 6.7.

Εδώ επίσης ισχύει :

$$\widehat{V}_{o1} = m_a V_d \quad (m_a \leq 1.0) \quad (6.25)$$

Και

$$V_d < \widehat{V}_{o1} < \frac{4}{\pi} V_d \quad (m_a > 1.0) \quad (6.26)$$



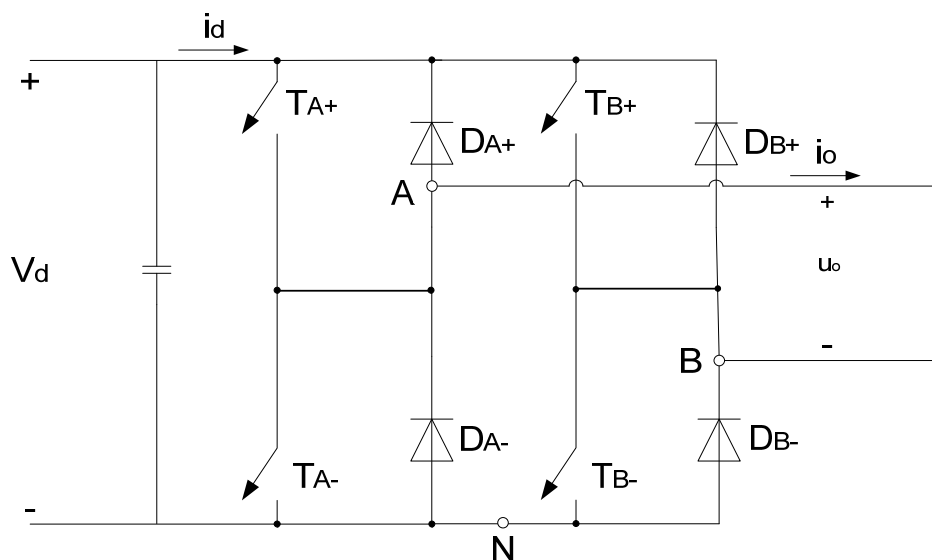
Σχήμα 6.7 Διαμόρφωση PWM με μονοπολική τάση εξόδου

### 6.1.3 ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΗΣ ΕΞΟΔΟΥ ΜΕ ΑΠΑΛΟΙΦΗ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ

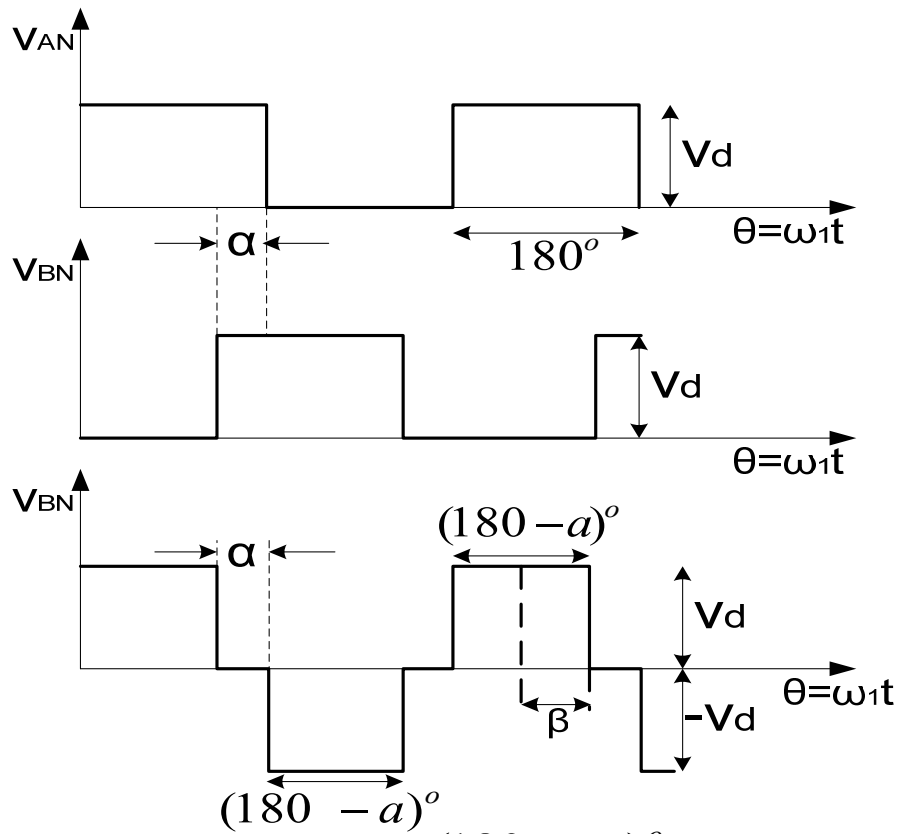
Παρατηρώντας το κύκλωμα του σχήματος 6.8 οι διακόπτες στα δύο σκέλη του αντιστροφέα ελέγχονται ξεχωριστά, αλλά όλοι οι διακόπτες έχουν σχετική διάρκεια αγωγής 0.5. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα τις κυματομορφές που φαίνονται στο σχήμα 6.8a για τις  $v_{AN}$  και  $v_{BN}$ , όπου η γωνία επικάλυψης των κυματομορφών  $\alpha$  μπορεί να ελέγχεται. Κατά την χρονική στιγμή της επικάλυψης η τάση εξόδου είναι μηδενική επειδή είτε οι δύο επάνω ή οι δύο κάτω διακόπτες θα είναι κλειστοί. Όταν το  $\alpha=0$  η κυματομορφή θα είναι η ίδια με αυτήν του αντιστροφέα με τετραγωνική κυματομορφή και μέγιστο πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας εξόδου. Στο σχήμα 6.8a μπορούν να βρεθούν οι όροι της θεμελιώδους και αρμονικών συχνοτήτων της τάσης εξόδου ως συνάρτηση της  $\beta=90^\circ -\alpha/2$  :

$$\begin{aligned} (\widehat{V}_o)_h &= \frac{2}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} v_o \cos(h\theta) d\theta \\ &= \frac{2}{\pi} \int_{-\beta}^{\beta} V_d \cos(h\theta) d\theta \\ \therefore (\widehat{V}_o)_h &= \frac{4}{\pi \cdot h} V_d \sin(h\beta) \end{aligned} \quad (6.27)$$

Όπου  $\beta=90^\circ -\alpha/2$  και  $h=\text{περιττός ακέραιος}$ . Στο σχήμα 6.8β φαίνονται οι μεταβολές της θεμελιώδους συνιστώσας ως συνάρτηση της γωνίας  $\alpha$ . όπως και η ολική αρμονική παραμόρφωση η οποία είναι ο λόγος της rms τιμής της αρμονικής παραμόρφωσης προς την rms τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας. Για μεγάλες τιμές του  $\alpha$  οι καμπύλες σημειώνονται με διακεκομμένες γραμμές.

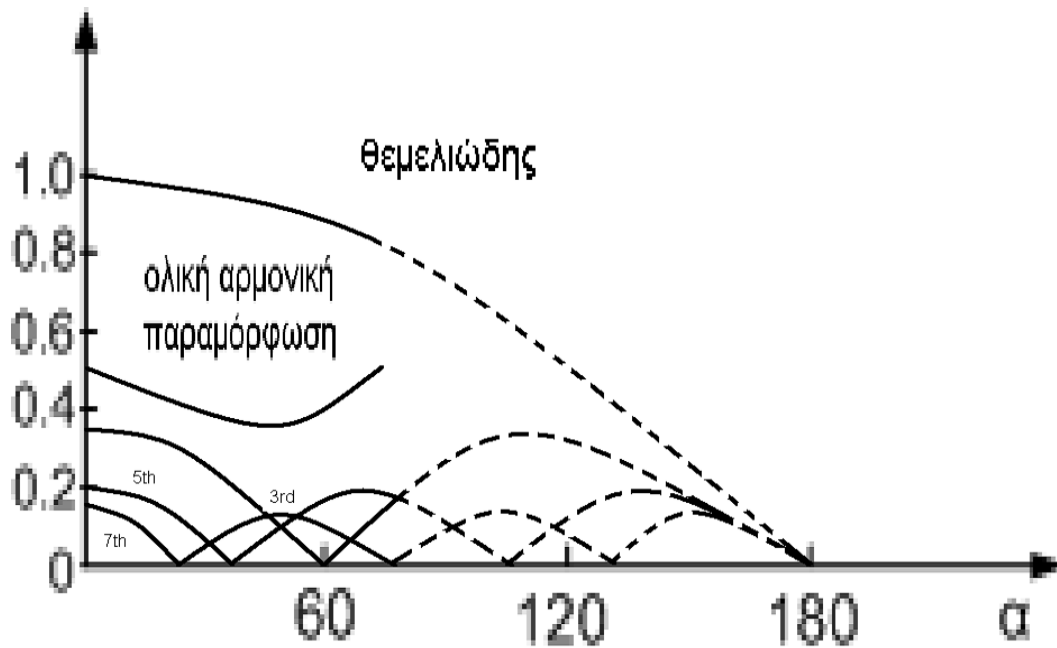


Σχήμα 6.8 Κύκλωμα ισχύος.



$$\beta = \frac{(180 - a)^\circ}{2} = (90 - a/2)^\circ$$

Σχήμα 6.8α Αρμονική τάση εξόδου

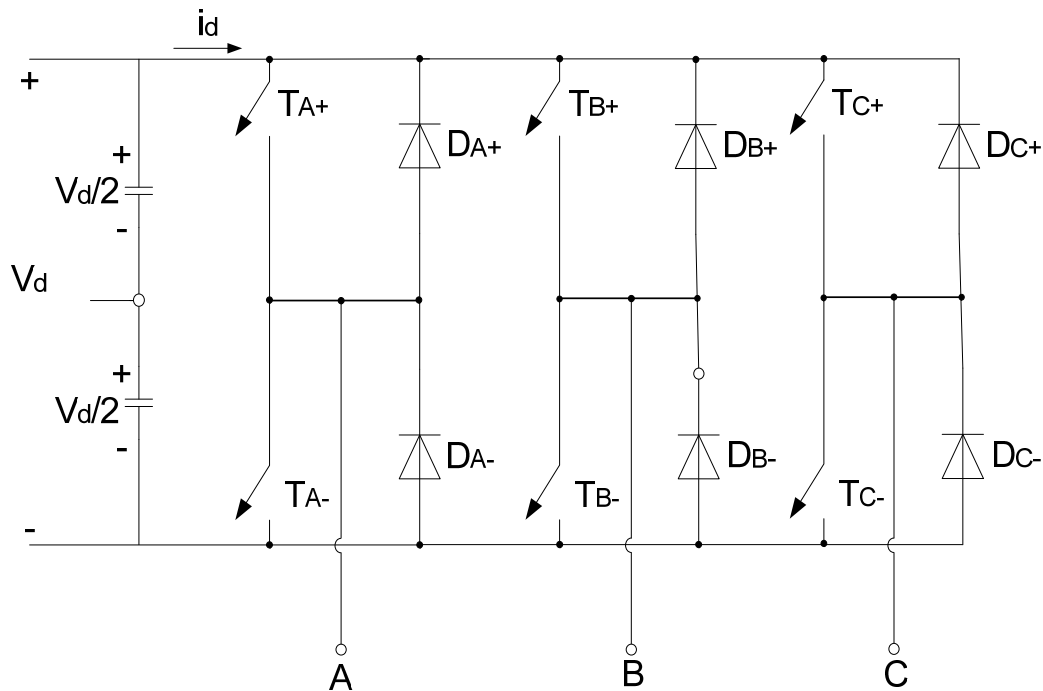


Σχήμα 6.8β Ολική αρμονική παραμόρφωση ως συνάρτηση της γωνίας \$\alpha\$.

## 6.2 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΙ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ

### 6.2.1 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΟΣ ΜΕΣΩ ΤΕΤΡΑΓΩΝΙΚΩΝ ΠΑΛΜΩΝ

Ο τριφασικός αντιστροφέας τάσης σχηματίζεται όπως φαίνεται στο σχήμα 6.9, προσθέτοντας άλλον έναν κλάδο στη μονοφασική γέφυρα που αναφέρθηκε στους μονοφασικούς αντιστροφείς. Η λειτουργία είναι ανάλογη με αυτή της μονοφασικής.

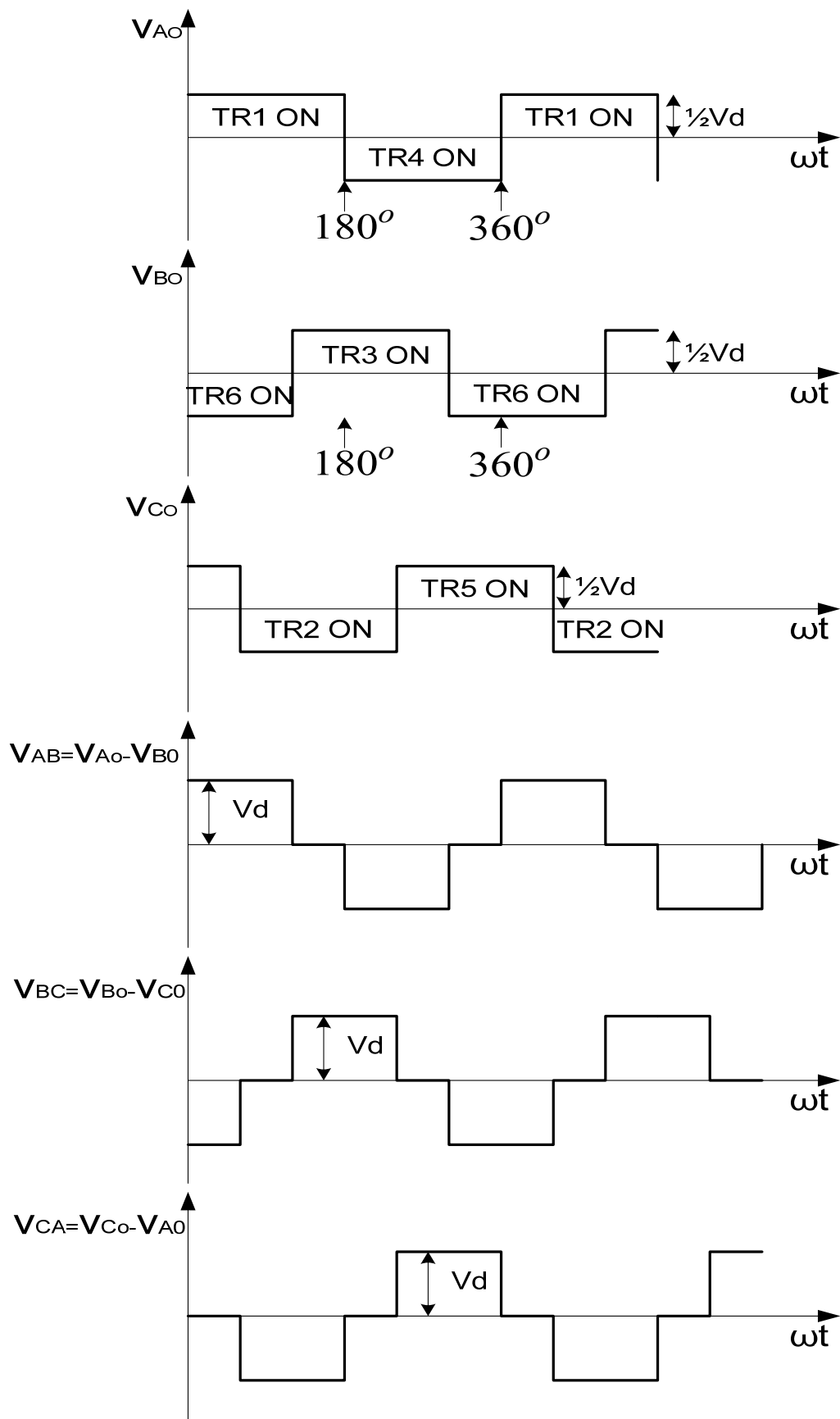


Σχήμα 6.9 Τριφασικός αντιστροφέας

Κάθε ημιαγωγικό στοιχείο ανάβει και σβήνει για 180° και κάθε ακροδέκτης εξόδου (A, B και C) συνδέεται εναλλάξ για κάθε ημπερίοδο στον θετικό ή στον αρνητικό πόλο της συνεχούς τροφοδοσίας. Η τριφασική έξοδος επιτυγχάνεται προκαλώντας μια καθυστέρηση φάσεως 120° μεταξύ των παλμών έναυσης του κάθε κλάδου της γέφυρας όπως φαίνεται στο σχήμα 6.10.

Όσον αφορά το αρμονικό περιεχόμενο της πολικής τάσης εξόδου, η μόνη διαφορά με το αρμονικό περιεχόμενο του προηγούμενου αντιστροφέα είναι ότι η τρίτη αρμονική είναι μηδέν. Αυτό συμβαίνει λόγω του ότι η τρίτη αρμονική της φάσης A και η τρίτη αρμονική της φάσης B αλληλοαναιρούνται υπολογίζοντας την διαφορά μεταξύ τους, η οποία είναι προφανώς η  $V_{AB}$ .

Στη λειτουργία αυτή με τετραγωνική κυματομορφή ο αντιστροφέας δεν μπορεί να ελέγξει το πλάτος των τάσεων εξόδου E.P. από μόνος του. Για τον λόγο αυτό η τάση Σ.Ρ. εισόδου πρέπει να ελέγχεται ώστε να ελέγχεται το πλάτος στην έξοδο.



Σχήμα 6.10 Κυματομορφές τάσης εξόδου ενός τριφασικού αντιστροφέα εξι παλμών.

Η θεμελιώδης συνιστώσα της πολικής τάσης μπορεί να βρεθεί από την σχέση :

$$(\widehat{V}_{Ao})_1 = \frac{4}{\pi} \frac{V_d}{2} = 1.273 \left( \frac{V_d}{2} \right) \quad (6.28)$$

Για το βασικό αντιστροφέα ενός σκέλους που λειτουργεί με τετραγωνική κυματομορφή:

$$\begin{aligned} V_{LL}(rms) &= \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} \frac{V_d}{2} \\ &= \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_d \\ &= 0.78V_d \end{aligned} \quad (6.29)$$

Η κυματομορφή της πολικής τάσης εξόδου δεν εξαρτάται από το φορτίο και περιέχει αρμονικές ( $6n \pm 1, n = 1, 2, \dots$ ), τα πλάτη των οποίων μειώνονται αντιστρόφως ανάλογα προς την αρμονική τους τάξη.

$$V_{LLh} = \frac{0.78}{h} V_d \quad (6.30)$$

Όπου  $h = 6n \pm 1, (n = 1, 2, \dots)$  Στον τριφασικό μετατροπέα δεν είναι δυνατό να ελεγχθεί το πλάτος εξόδου με τετραγωνική κυματομορφή με απαλοιφή τάσης, όπως στους μονοφασικούς αντιστροφείς.

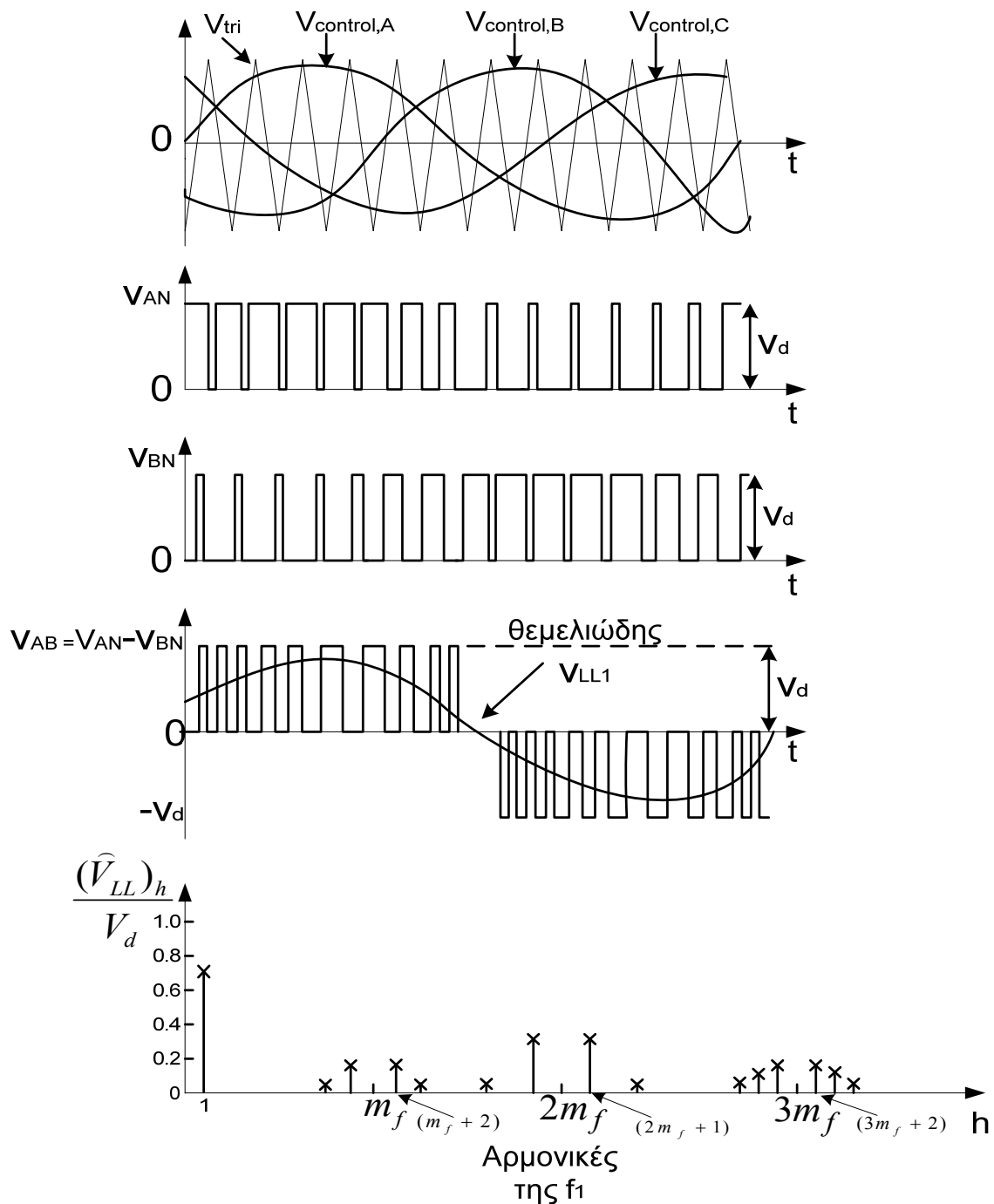
### 6.2.2 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΜΕ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΕΥΡΟΥΣ ΠΑΛΜΩΝ (PWM).

Σκοπός μιας τέτοιας διάταξης είναι η μορφοποίηση και ο έλεγχος των τριφασικών τάσεων εξόδου κατά πλάτος και συχνότητα, όπου σαν είσοδο θα έχουμε μια σταθερή τάση  $V_d$ . Αυτό που επιδιώκεται είναι να έχουμε στην έξοδο την εμφάνιση τριών συμμετρικών συνιστωσών. Για να γίνει αυτό συγκρίνουμε με μια τριγωνική κυματομορφή τις τρεις ημιτονοειδής τάσεις ελέγχου. Αυτό φαίνεται στις κυματομορφές του σχήματος 6.11.

Στην συνέχεια προκύπτουν οι τάσεις εξόδου  $v_{AN}$  και  $v_{BN}$  οι οποίες μετρούνται σε σχέση με τον αγωγό που φέρει την αρνητική συνεχούς ρεύματος τάση με την ίδια συνιστώσα συνεχούς. Αυτές τώρα οι συνιστώσες απαλείφονται στις πολικές τάσεις. Αυτό που μας ενδιαφέρει στους τριφασικούς αντιστροφείς είναι οι αρμονικές των πολικών τάσεων, εάν για παράδειγμα οι αρμονικές της τάσης εξόδου  $v_{AN}$  είναι ίδιες με τις αρμονικές της  $v_{Ao}$  όπου εμφανίζονται μόνο περιττές αρμονικές σαν πλευρικές ζώνες με κέντρο τον  $m_f$  και τα πολλαπλάσια του, με την προϋπόθεση ότι ο  $m_f$  είναι περιττός. Θεωρώντας μόνο την αρμονική στο  $m_f$  τότε η διαφορά φάσης μεταξύ της αρμονικής στο  $m_f$  και των  $v_{AN}$  και  $v_{BN}$  είναι  $120m_f^\circ$ .



αυτή η διαφορά φάσης θα ισοδυναμεί με μηδέν αν ο  $m_f$  είναι περιττός και πολλαπλάσιος του 3. αυτό έχει σαν αποτέλεσμα η αρμονική του  $m_f$  να μην εμφανίζεται στην πολική τάση  $v_{AB}$ . αυτό που ισχύει παραπάνω ισχύει και στα περιττά πολλαπλάσια του  $m_f$ , αν ο  $m_f$  επιλέγεται πολλαπλάσιο περιττό του 3. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα κάποιες από τις κύριες αρμονικές στον αντιστροφέα ενός σκέλους να μπορούν να εξαλειφθούν από την πολική τάση ενός τριφασικού αντιστροφέα.



**Σχήμα 6.11** Τριφασικές κυματομορφές με διαμόρφωση PWM και φάσμα αρμονικών.

Στην συνέχεια γενικά για την διαμόρφωση PWM έχουμε :

- A) Χαμηλές τιμές του  $m_f$ , όπου πρέπει να χρησιμοποιηθεί συγχρονισμένη διαμόρφωση PWM και ο  $m_f$  πρέπει να είναι περιττός ακέραιος και πολλαπλάσιος του 3 για την απαλοιφή των κυριότερων αρμονικών από την πολική τάση.
- B) Μεγάλες τιμές του  $m_f$ , όπου ισχύει ότι και στους μονοφασικούς αντιστροφείς.
- Γ) Την υπερδιαμόρφωση όπου  $m_a > 1$  και πρέπει να τηρηθούν οι συνθήκες που ισχύουν για μικρό  $m_f$ .

#### 6.2.2.1 ΓΡΑΜΜΙΚΗ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ( $m_a \leq 1.0$ )

Στην περιοχή αυτή η θεμελιώδης συνιστώσα της τάσης εξόδου μεταβάλλεται γραμμικά με τον λόγο διαμόρφωσης πλάτους  $m_a$ .

Το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας σε ένα από τα σκέλη του αντιστροφέα είναι :

$$(\hat{V}_{AN})_1 = m_a \frac{V_d}{2} \quad (6.31)$$

Επομένως η πολική rms τάση στη θεμελιώδη συνιστώσα μπορεί να γραφεί ως

$$\begin{aligned} V_{LL_1} &= \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} (\hat{V}_{AN})_1 \\ &= \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a V_d \\ &= 0.612 m_a V_d \end{aligned} \quad (6.32)$$

Οι αρμονικοί όροι των πολικών τάσεων μπορούν να υπολογιστούν από τον πίνακα 6.2.

$h \backslash m_a$	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1	0.122	0.245	0.367	0.490	0.612
Θεμελιώδη					
$m_f \pm 2$	0.010	0.037	0.080	0.135	0.195
$m_f \pm 4$				0.005	0.011
$2m_f \pm 1$	0.116	0.200	0.227	0.192	0.111
$2m_f \pm 5$				0.008	0.020
$3m_f \pm 2$	0.027	0.085	0.124	0.108	0.038
$3m_f \pm 4$		0.007	0.029	0.064	0.096
$4m_f \pm 1$	0.100	0.096	0.005	0.064	0.042
$4m_f \pm 5$			0.021	0.051	0.073
$4m_f \pm 7$				0.010	0.030

**Πίνακας 6. 2** Γενικευμένες αρμονικές της  $V_{LL}$  για μεγάλο και περριτό  $m_f$ , δηλαδή πολλαπλάσιο του 3

### 6.2.2.2 ΥΠΕΡΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ( $m_a > 1.0$ )

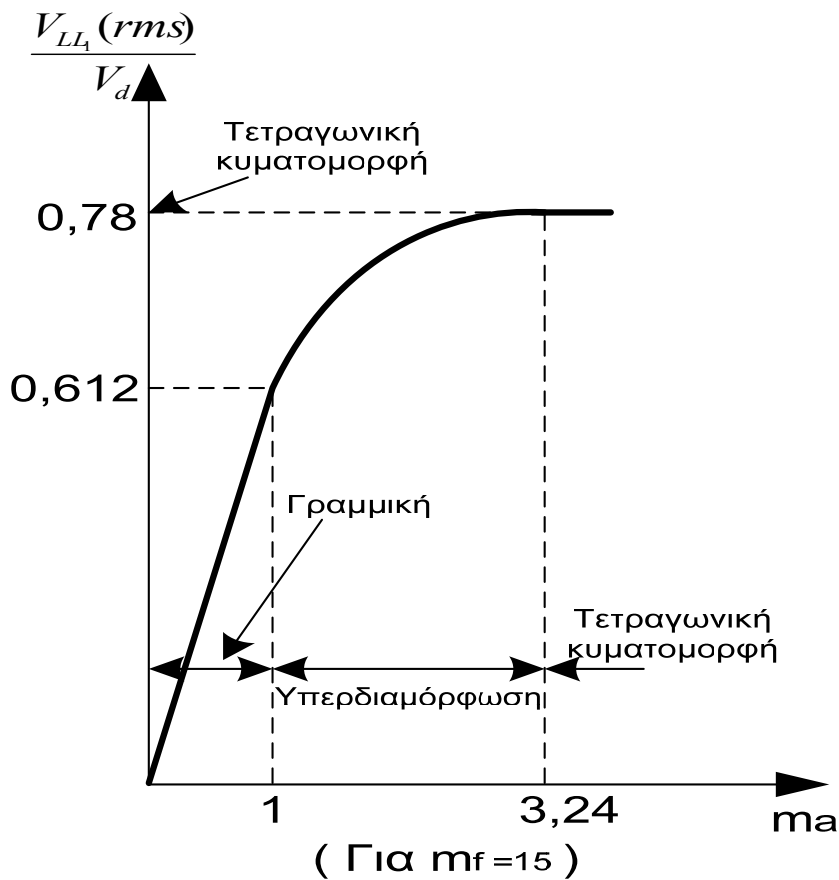
Στην περίπτωση αυτή το πλάτος των τάσεων ελέγχου επιτρέπεται να υπερβαίνει το πλάτος της τριγωνικής κυματομορφής. Σε αυτή τη μορφή λειτουργίας το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας δεν αυξάνεται ανάλογα με την τιμή του  $m_a$ . Αυτό φαίνεται στο σχήμα 6.12 όπου σχεδιάζεται η τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας της πολικής τάσης  $V_{LL}$  ως συνάρτηση του  $m_a$ .

Για μεγάλες τιμές του  $m_a$  η διαμόρφωση PWM εκφυλίζεται σε κυματομορφή αντιστροφέα με τετραγωνική κυματομορφή. Έτσι η  $V_{LL}$  παίρνει την μέγιστη τιμή της στην τιμή 0.78Vd.

Στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης εμφανίζονται περισσότερες αρμονικές πλευρικών ζωνών με κέντρο τις συχνότητες των αρμονικών του  $m_f$  και των πολλαπλάσιων του.

Η απώλεια ισχύος στο φορτίο που οφείλεται στις αρμονικές συχνοτήτων μπορεί να μην είναι τόσο υψηλή στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης όσο από την παρουσία πρόσθετων αρμονικών πλευρικών ζωνών. Ανάλογα με την φύση του φορτίου και τη συχνότητα μετάβασης οι απώλειες που οφείλονται σε αυτές τις αρμονικές στην

υπερδιαμόρφωση μπορεί να είναι ακόμη μικρότερες από εκείνες της γραμμικής περιοχής της διαμόρφωσης PWM.



Σχήμα 6.12 Τριφασικός αντιστροφείας ως συνάρτηση του  $m_a$

### 6.2.3 ΒΕΛΤΙΩΜΕΝΕΣ ΜΕΘΟΔΟΙ PWM

Στην παράγραφο αυτή θα αναφερθούν νέες μέθοδοι PWM οι οποίες έχουν ως βάση την κλασική SPWM και προσδίδουν βελτιωμένα χαρακτηριστικά κυρίως όσον αφορά το αρμονικό περιεχόμενο που παρουσιάζουν. Πιο συγκεκριμένα αυτές οι μέθοδοι έχουν ως στόχο την αύξηση του πλάτους της βασικής αρμονικής της πολικής τάσης και παράλληλα τη μείωση του πλάτους των ανώτερων αρμονικών. Συνήθως το μόνο που αλλάζει σε σχέση με την κλασική μέθοδο είναι η κυματομορφή αναφοράς ενώ η υπόλοιπη λογική παραμένει ίδια.

Δυο από τις βασικότερες βελτιωμένες μεθόδους είναι οι παρακάτω :

#### A) ΠΡΩΤΗ ΜΕΘΟΔΟΣ

Η πρώτη μέθοδος ονομάζεται PWM Τεχνική Εισαγωγής Αρμονικών. Αυτή η μέθοδος προκύπτει από την κλασική SPWM εισάγοντας στην κυματομορφή

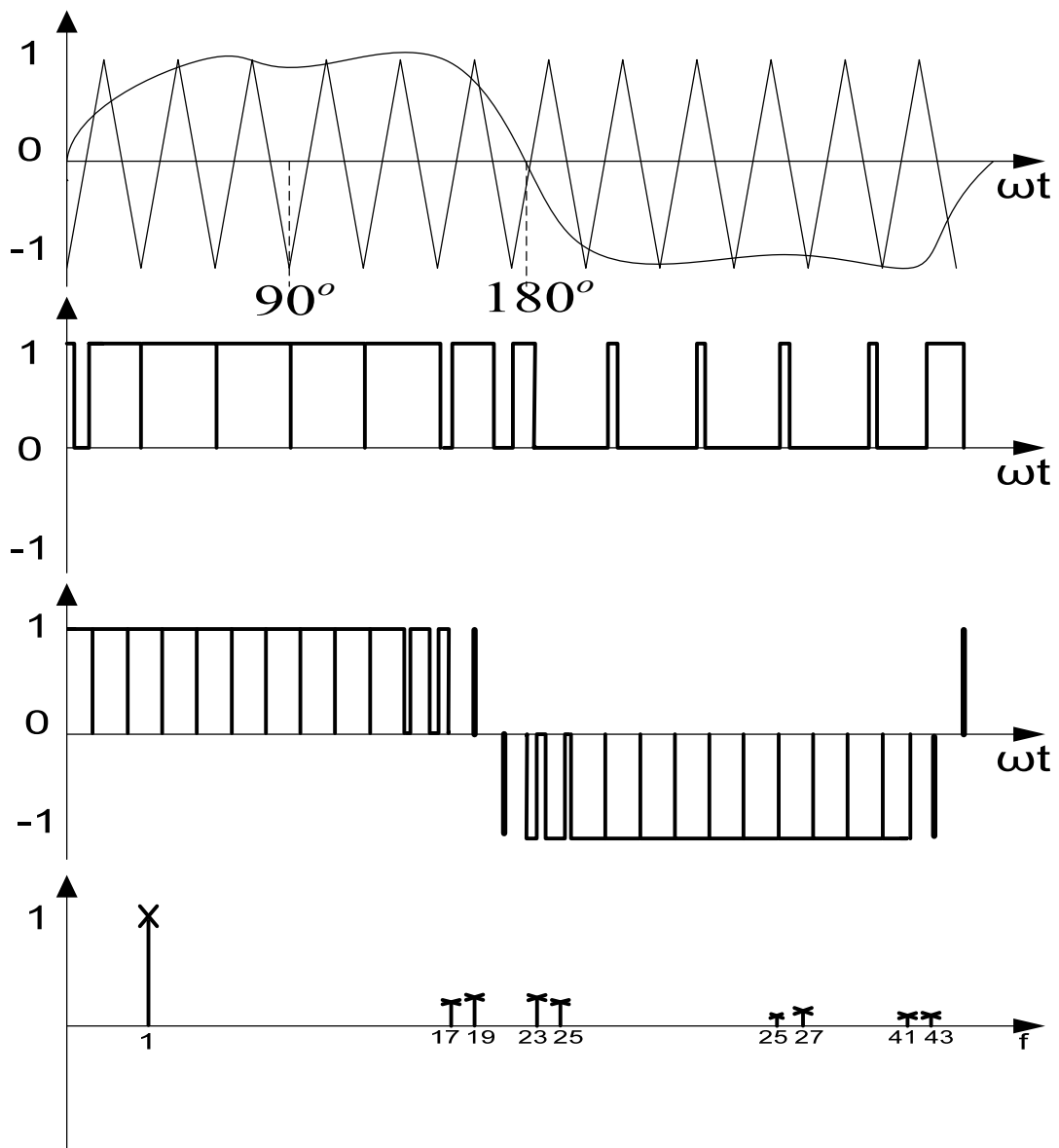
αναφοράς αρμονικές που είναι τριπλά πολλαπλάσιες της βασικής αρμονικής. Το αποτέλεσμα είναι μια ημιτονοειδής κυματομορφή με σχεδόν επίπεδη κορυφή η οποία όταν εφαρμοστεί επιτρέπει υπερδιαμόρφωση (σε σχέση με την κλασική μέθοδο και βελτιώνει το αρμονικό περιεχόμενο της πολικής τάσης). Η κυματομορφές αυτής της μεθόδου φαίνεται στο σχήμα 6.13.

Συγκεντρωτικά τα χαρακτηριστικά της είναι τα εξής :

- Η αναλυτική έκφραση της κυματομορφής αναφοράς είναι:

$$y = 1.15 \sin(\omega t) + 0.27 \sin(3\omega t) - 0.029 \sin(9\omega t) \quad (6.33)$$

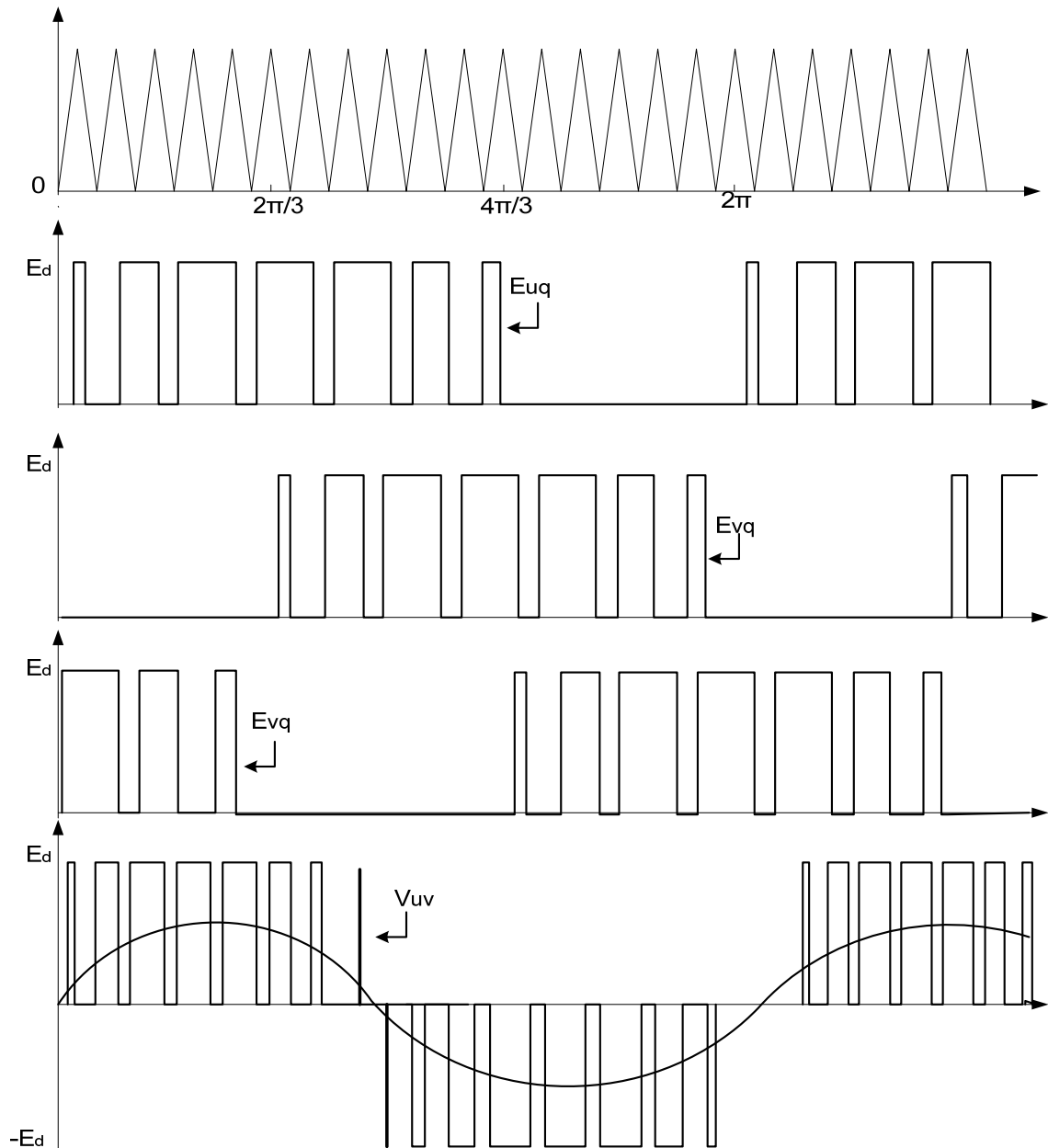
- Το πλάτος της βασικής αρμονικής της πολικής τάσης είναι ίσο με 1, ενώ για την SPWM είναι 0.87.



Σχήμα 6.13 PWM με Τεχνική Εισαγωγής Αρμονικών.

## B) ΔΕΥΤΕΡΗ ΜΕΘΟΔΟΣ

Η δεύτερη αυτή μέθοδος παρουσιάζει πρόσθετα πλεονεκτήματα. Για να έχουμε ημιτονοειδή πολική τάση δεν είναι απαραίτητο η κάθε φασική να είναι ημιτονοειδής κυματομορφή. Στην κυματομορφή αναφοράς για ένα τριφασικό αντιστροφέα μπορούν να προστεθούν 3N-πλάσιες αρμονικές στην κλασική τριφασική ημιτονοειδή κυματομορφή. Η κυματομορφές αυτής της μεθόδου φαίνεται στο σχήμα 6.14.



**Σχήμα 6.14** Δεύτερη βελτιωμένη μέθοδος PWM για τριφασικό αντιστροφέα.

Χρησιμοποιώντας τη νέα αυτή κυματομορφή αναφοράς, οι πολικές τάσεις του αντιστροφέα γίνονται ημιτονοειδής PWM κυματομορφές, το πλάτος της βασικής

αρμονικής αυξάνεται κατά 15% σε σχέση με την κλασσική μέθοδο και ο αριθμός των μεταβάσεων του αντιστροφέα μειώνεται κατά δυο τρίτα σε σχέση με την SPWM. Τα παραπάνω σημαίνουν ότι η πηγή τροφοδοσίας χρησιμοποιείται αποτελεσματικότερα και ότι μειώνονται οι διακοπτικές απώλειες, πράγμα που σημαίνει μείωση της θερμότητας των ημιαγωγικών στοιχείων. Το τελευταίο συμπέρασμα είναι πολύ σημαντικό ειδικά όταν θέλουμε να έχουμε υψηλή συχνότητα φορέα, γιατί με αυτόν τον τρόπο καταπονούμε λιγότερο τα στοιχεία μας.

➤ Η αναλυτική έκφραση της κυματομορφής αναφοράς είναι:

$$y = \begin{cases} \sin(\omega t), \dots\dots\dots 0^\circ < \omega t < 120^\circ \\ \sin(\omega t - 60^\circ), \dots\dots\dots 120^\circ < \omega t < 240^\circ \\ 0, \dots\dots\dots\dots\dots\dots 240^\circ < \omega t < 360^\circ \end{cases} \quad (6.34)$$

## **7. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΕΝΑΛΛΑΣΣΟΜΕΝΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΣΕ ΕΝΑΛΛΑΣΣΟΜΕΝΟ ΡΕΥΜΑ**

### **7.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ**

Ο ηλεκτρονικός μετατροπέας εναλλασσόμενου ρεύματος σε εναλλασσόμενο ρεύμα (E.P-E.P), δέχεται εναλλασσόμενη ηλεκτρική ενέργεια από ένα σύστημα και την μετατρέπει με σκοπό να την δώσει σε ένα άλλο εναλλασσόμενο σύστημα με κυματομορφές διαφορετικού πλάτους, συχνότητας και φάσης. Αυτοί οι μετατροπείς μπορεί να είναι είτε μονοφασικοί είτε τριφασικοί. Σκοπός αυτών των μετατροπών είναι να μετατρέψουν την rms τιμή της τάσης του φορτίου σε τιμή τάσης σταθερής συχνότητας, για το λόγο αυτό ονομάζονται και ελεγκτές τάσης E.P ή ρυθμιστές E.P. [1, 5, 6]

Ο έλεγχος της τάσης γίνεται με τους εξής τρόπους :

- 1) Με έλεγχο της φάσης, χρησιμοποιώντας ανορθωτές ή triacs.
- 2) Με on-off ελεγκτές , χρησιμοποιώντας θυρίστορ σβέσης (GTOs), IGBTs, MOS, κλ.π.

Οι μετατροπείς E.P-E.P στους οποίους η ενέργεια E.P μιας συχνότητας μετατρέπεται σε ενέργεια εναλλασσόμενου ρεύματος διαφορετικής συχνότητας και δεν μεσολαβεί καμία διάταξη συνεχούς μετατροπέα ονομάζονται κυκλομετατροπείς οι οποίοι στην πλειοψηφία τους χρησιμοποιούνται όταν η μέγιστη συχνότητα της εξόδου εξαρτάται από την συχνότητα της εισόδου.

Οι μετατροπείς αυτοί δεν συνοδεύονται από το φαινόμενο της μετάβασης, οτι δηλαδή υπάρχουν χρονικά διαστήματα όπου δυο θυρίστορ συγχρόνως διαρρέονται από ρεύμα ενώ διεξάγεται η διαδικασία μετάβασης του ρεύματος από έναν κλάδο σε έναν άλλο. Στην πράξη χρησιμοποιούνται σαν διακόπτες εναλλασσόμενου ρεύματος μονοφασικού ή τριφασικού αντιστροφέα. Εκτός από την απλή διακοπή μπορούν να χρησιμοποιηθούν σαν στοιχεία ρυθμίσεως της ισχύος διακόπτοντας και συνδέοντας την πηγή με το φορτίο σε προκαθορισμένες χρονικές στιγμές.

Οι ηλεκτρονικοί διακόπτες παρουσιάζουν πλεονεκτήματα και μειονεκτήματα σε σχέση με τους μηχανικούς διακόπτες.

Τα πλεονεκτήματα είναι α) έχουν μεγάλο αριθμό συνδέσεων και αποσυνδέσεων χωρίς να μειώνεται η διάρκεια ζωής, β) η ταχύτητα συνδέσεως, γ) η ακρίβεια σύνδεσης την χρονική στιγμή του παλμού έναυσης, δ) η αποφυγή φθοράς κατά την επαφή των μεταλλικών σωμάτων, και ε) η αποσύνδεση χωρίς την παρουσία φωτεινού τόξου, καθώς μπορούμε να αποσυνδέσουμε το φορτίο την στιγμή που το ρεύμα διέρχεται από το μηδέν.

Τα μειονεκτήματα είναι α) η πτώση τάσης κατά την διάρκεια αγωγής, η οποία προκαλεί θερμικές απώλειες και καθιστά αναγκαία την ψύξη, β) στην κατάσταση αποκοπής διέρχεται ένα μικρό ρεύμα, έτσι μπορούμε να πούμε ότι δεν έχουμε τέλεια μόνωση, και γ) το μεγάλο κόστος τους.

Ο παραπάνω μετατροπέας χρησιμοποιείται σε κινητήρια συστήματα μεταβλητής τάσης και συχνότητας τα οποία είναι τα πλέον αποδοτικά συστήματα ελέγχου της ταχύτητας των επαγωγικών κινητήρων βραχυκυκλωμένου δρομέα. Σε ορισμένες εφαρμογές η χρήση τέτοιων συστημάτων μεταβλητής τάσης είναι η οικονομικότερη.



Η ροπή ενός φορτίου ανεμιστήρα ή αντλίας μεταβάλλεται περίπου με το τετράγωνο της ταχύτητας, έτσι στις χαμηλές ταχύτητες απαιτείται μικρή ροπή. Για ένα φορτίο που απαιτεί ροπή ανεξάρτητη από την ταχύτητα, πρέπει να χρησιμοποιηθεί ένας κινητήρας με μεγαλύτερη αντίσταση ρότορα.

Ο έλεγχος της ταχύτητας με τη ρύθμιση της τάσης του στάτη έχει σαν αποτέλεσμα μικρό συντελεστή απόδοσης σε χαμηλές ταχύτητες εξαιτίας των μεγάλων απωλειών στον ρότορα που προκαλούνται μετά την ολίσθηση. Σε έναν κινητήρα οι απώλειες του ρότορα πρέπει να είναι μικρότερες από τις ονομαστικές, δηλαδή τις απώλειες του ρότορα όταν τροφοδοτείται με την ονομαστική τάση και παρέχει την ονομαστική ροπή. Αυτοί οι κινητήρες είναι συνήθως μονοφασικοί και η τεχνική αυτή εφαρμόζεται ευρέως σε ανεμιστήρες και αντλίες με κινητήρες μικρότερης ισχύος του ενός ίππου (1 hp). Επίσης αυτή η τεχνική ελέγχου της ταχύτητας χρησιμοποιείται σε γερανούς και ανυψωτικά μηχανήματα όπου η λειτουργία με μεγάλη ολίσθηση και αυξημένες απώλειες απαιτείται μόνο για ένα μικρό τμήμα του κύκλου εργασίας.

Μια τέτοια τριφασική διάταξη ελέγχου μπορεί να χρησιμοποιηθεί και σε κινητήρια σταθερής ταχύτητας για την ελάττωση της τάσης του κινητήρα κατά την εκκίνηση ώστε να μειωθεί το ρεύμα εκκίνησης. Στους κανονικούς επαγωγικούς κινητήρες το ρεύμα εκκίνησης είναι από έξι έως οκτώ φορές μεγαλύτερο από το ονομαστικό ρεύμα. Για να ελαττωθεί αυτό το μεγάλο ρεύμα εκκίνησης ο κινητήρας πρέπει να εκκινεί με μικρή τάση. Αν η ροπή που αναπτύσσεται υπό ελαττωμένη τάση είναι ικανή να κινήσει το φορτίο, ο κινητήρας επιταχύνεται και το ρεύμα του κινητήρα μειώνεται.

Σε έναν επαγωγικό κινητήρα για δεδομένο φορτίο οι απώλειες μεταβάλλονται ανάλογα προς την τάση του στάτη. Η τάση του στάτη στην οποία οι απώλειες γίνονται ελάχιστες μειώνονται με το φορτίο.

Το ποσό ενέργειας που εξοικονομείται είναι σημαντικό μόνο όταν ο κινητήρας λειτουργεί με μικρά φορτία για παρατεταμένα χρονικά διαστήματα. Σε εφαρμογές όπου απαιτείται ομαλή εκκίνηση, το κύκλωμα ισχύος υπάρχει ήδη και για την ελαχιστοποίηση των απωλειών χρειάζεται να προστεθεί μόνο το κύκλωμα ελέγχου.

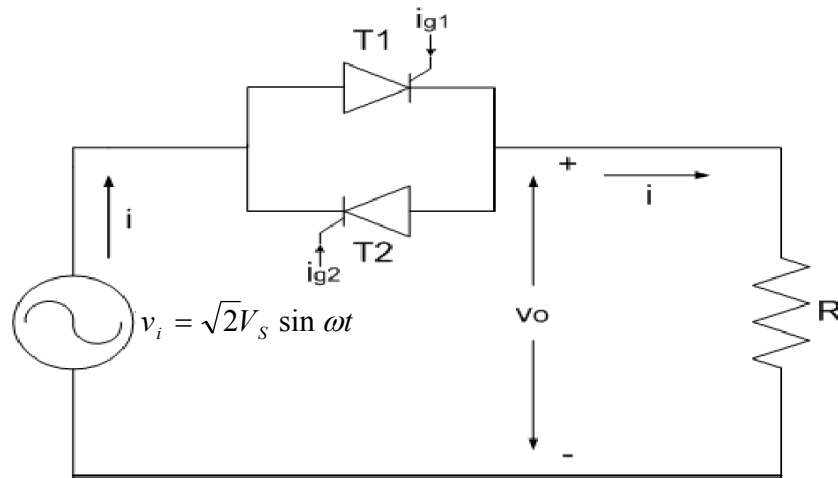
Στην συνέχεια θα εξεταστούν οι περιπτώσεις μονοφασικών και τριφασικών μετατροπέων με αντιπαράλληλα θυρίστορ και διάφορα φορτία στην έξοδο.

## **7.2 ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΙ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ Ε.Ρ-Ε.Ρ**

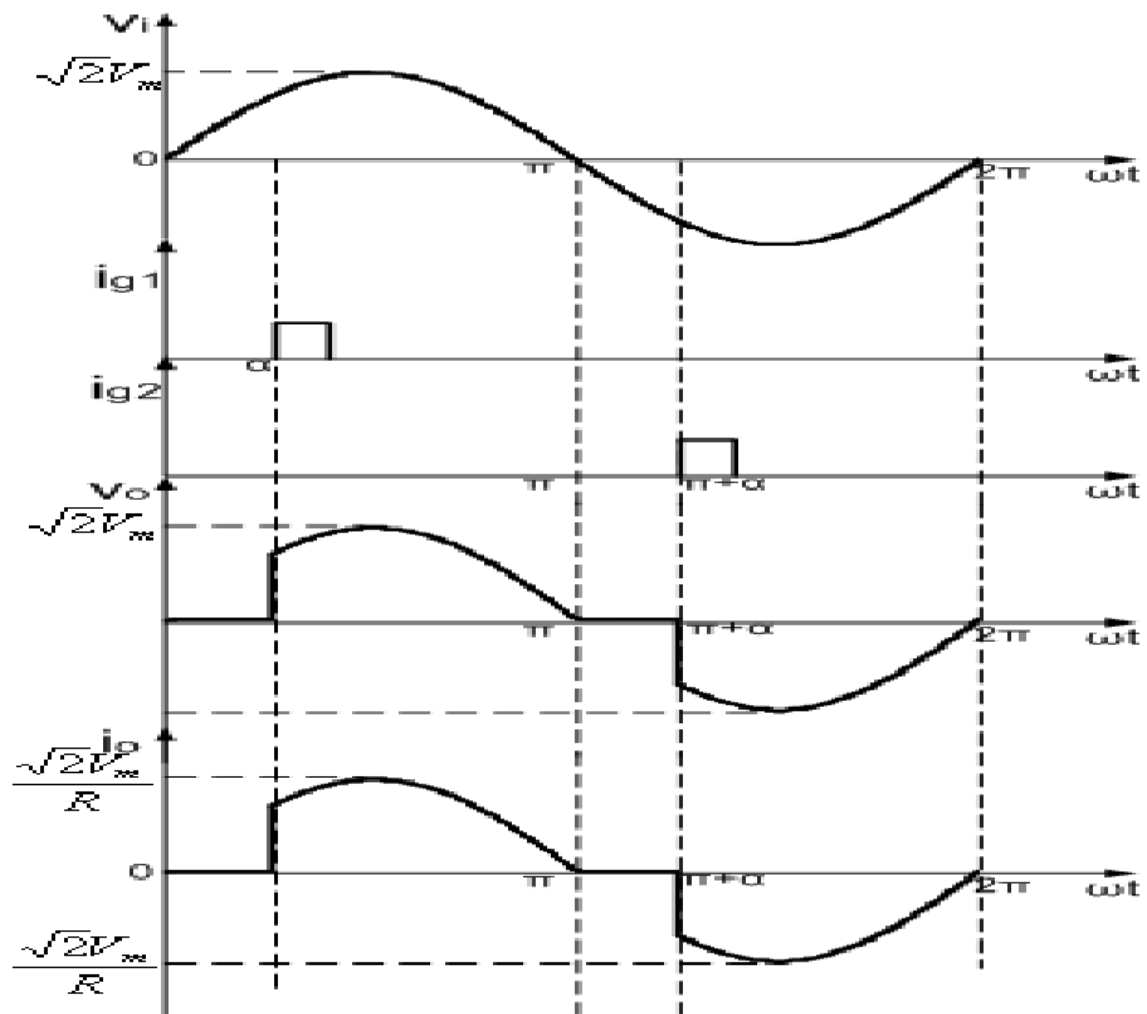
### **7.2.1 ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ**

Στο σχήμα 7.1 παρουσιάζεται ένας μονοφασικός ρυθμιστής εναλλασσόμενης τάσης. Όπως φαίνεται από το σχήμα αυτό ο μονοφασικός μετατροπέας αποτελείται από δυο θυρίστορ T1 και T2 συνδεδεμένα αντιπαράλληλα. Το θυρίστορ T1 άγει το ρεύμα κατά την θετική ημιπερίοδο της τάσης εισόδου ενώ το θυρίστορ T2 άγει το ρεύμα κατά την αρνητική ημιπερίοδο. Στο τέλος της κάθε ημιπεριόδου όταν το ρεύμα θυρίστορ πάει στο μηδέν, αυτό σβήνει με φυσική μετάβαση χωρίς να χρειάζεται βοηθητικό κύκλωμα μετάβασης. Στις κυματομορφές του σχήματος 7.2 φαίνονται οι συμπεριφορές των τάσεων και των ρευμάτων με ωμικό φορτίο. Όπως διαπιστώνεται

από το σχήμα 8.2 αυξομειώνοντας ταυτόχρονα τη γωνία έναυσης των δύο θυρίστωρ, αυξομειώνεται και η ενεργός τιμή της τάσης εισόδου του ρυθμιστή.



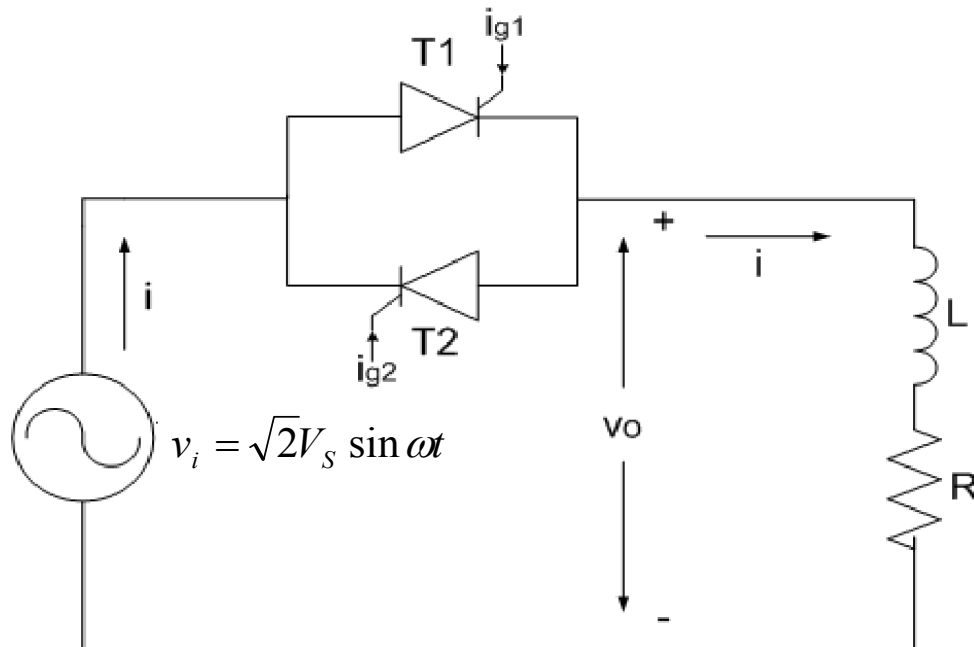
Σχήμα 7.1 Μονοφασικός ρυθμιστής εναλλασσόμενης τάσης με ωμικό φορτίο.



Σχήμα 7.2 Κυματομορφές με ωμικό φορτίο.

### 7.2.2 ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

Η λειτουργία του κυκλώματος είναι ίδια με την περίπτωση του ωμικού φορτίου μόνο που στην έξοδο έχουμε ωμικό-επαγωγικό φορτίο όπως φαίνεται στο σχήμα 7.3.



**Σχήμα 7.3** Μονοφασικός ρυθμιστής εναλλασσόμενης τάσης με ωμικό-επαγωγικό φορτίο.

Για ωμικό-επαγωγικό thyristor όταν ένα από τα δύο thyristor άγει, ισχύει η σχέση :

$$L \frac{di}{dt} + Ri = \sqrt{2}V_m \sin \omega t \quad (7.1)$$

Η λύση της παραπάνω διαφορικής εξίσωσης δίνεται από την σχέση :

$$i = \frac{\sqrt{2}V_m}{|Z|} \left[ \sin(\omega t - \varphi) - \sin(a - \varphi) e^{(R/L)\left(\frac{a}{\omega} - t\right)} \right] \quad (7.2)$$

Όπου

$$\varphi = \tan^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right) \quad (7.3)$$

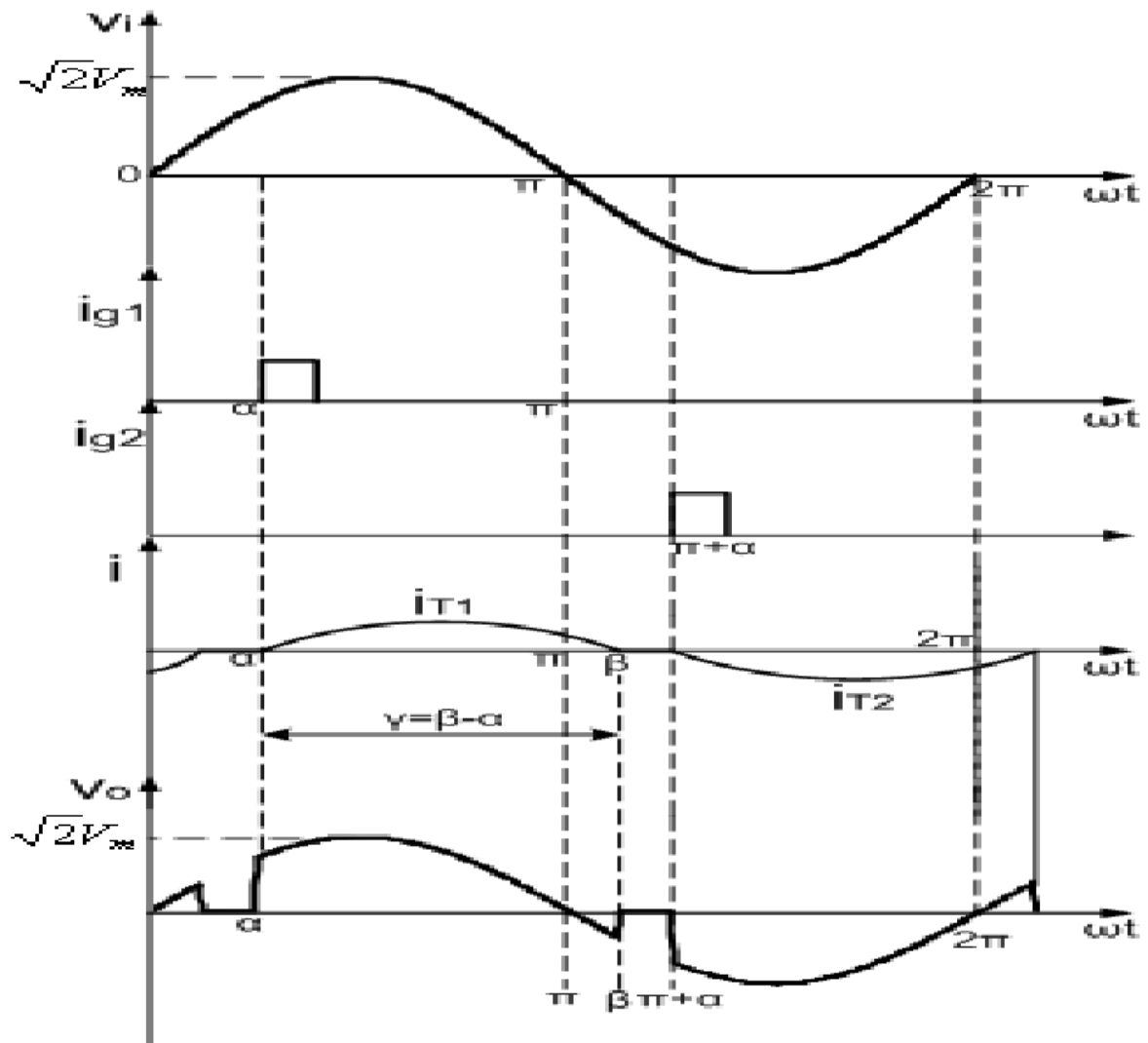
$\alpha$  = γωνία του thyristor T1

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} \quad (7.4)$$

Η πιο ακατάλληλη στιγμή για έναυση είναι το σημείο  $(\alpha/\omega)$ -t, διότι τότε το ρεύμα αποκτά μία μέγιστη τιμή.

Η κυματομορφή του ρεύματος φορτίου δεν είναι πια ημιτονοειδής αλλά αποτελείται από μια ημιτονοειδή και μια εκθετική συνιστώσα που φθίνει με τη σταθερά  $\tau=L/R$ . Το ρεύμα θα αρχίσει να κυκλοφορεί αμέσως μόλις δοθεί παλμός έναυσης στο θυρίστορ T1 στη γωνία  $\alpha$ .

Στο σχήμα 7.4 παρουσιάζονται οι κυματομορφές του μονοφασικού μετατροπέα με ωμικό-επαγωγικό φορτίο.



Σχήμα 7. Κυματομορφές με ωμικό-επαγωγικό φορτίο.

Επειδή όμως το φορτίο είναι ωμικό-επαγωγικό η γωνία σβέσης του θυρίστορ μπορεί να πάρει τιμές μικρότερες ή μεγαλύτερες των  $180^\circ$ . Η γωνία σβέσης μπορεί να υπολογιστεί από την παρακάτω σχέση θέτοντας  $i=0$  για  $\omega t=\beta$ :

$$i = 0 = \left[ \sin(\beta - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi) e^{(R/L)\left(\frac{\alpha - \beta}{\omega}\right)} \right] \quad (7.5)$$

Η γωνία αγωγής για κάθε θυρίστορ δίνεται από την σχέση:

$$\gamma = \beta - \alpha \quad (7.6)$$

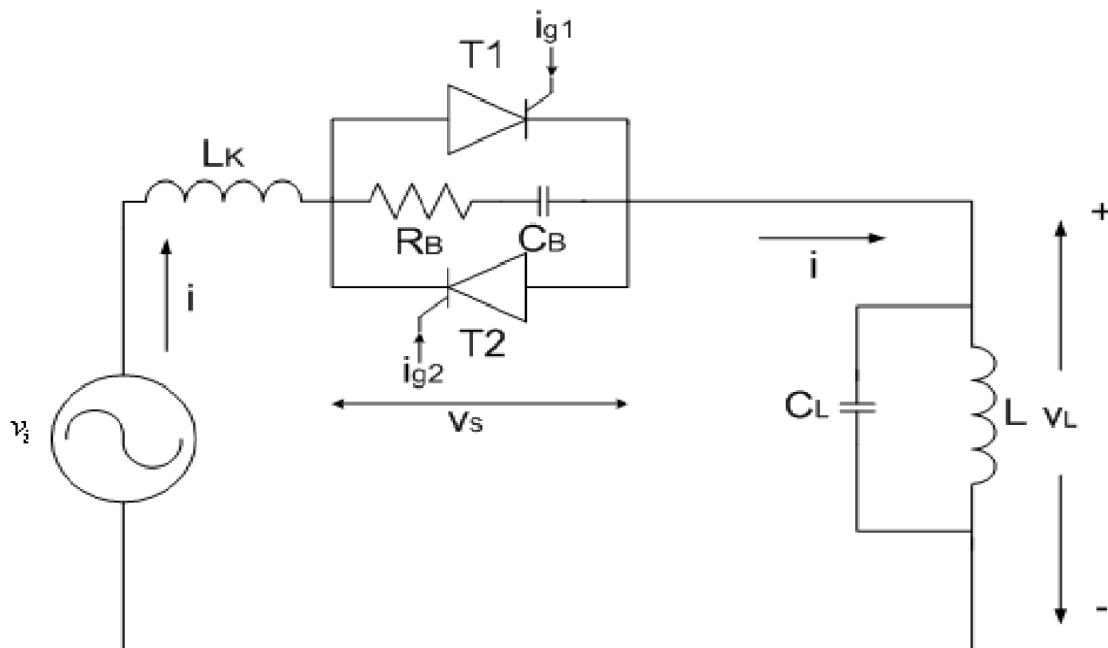
Η rms τιμή της τάσης εξόδου δίνεται από την σχέση

$$\begin{aligned} \tilde{V}_o &= \left[ \frac{1}{2\pi} \left[ \int_a^\pi 2V_s^2 \sin^2 \omega t d\omega t + \int_{\pi+a}^{2\pi} 2V_s^2 \sin^2 \omega t d\omega t \right] \right]^{1/2} \\ &= V_s \left[ \frac{1}{\pi} \left( \pi - a + \frac{\sin 2a}{2} \right) \right]^{1/2} \end{aligned} \quad (7.7)$$

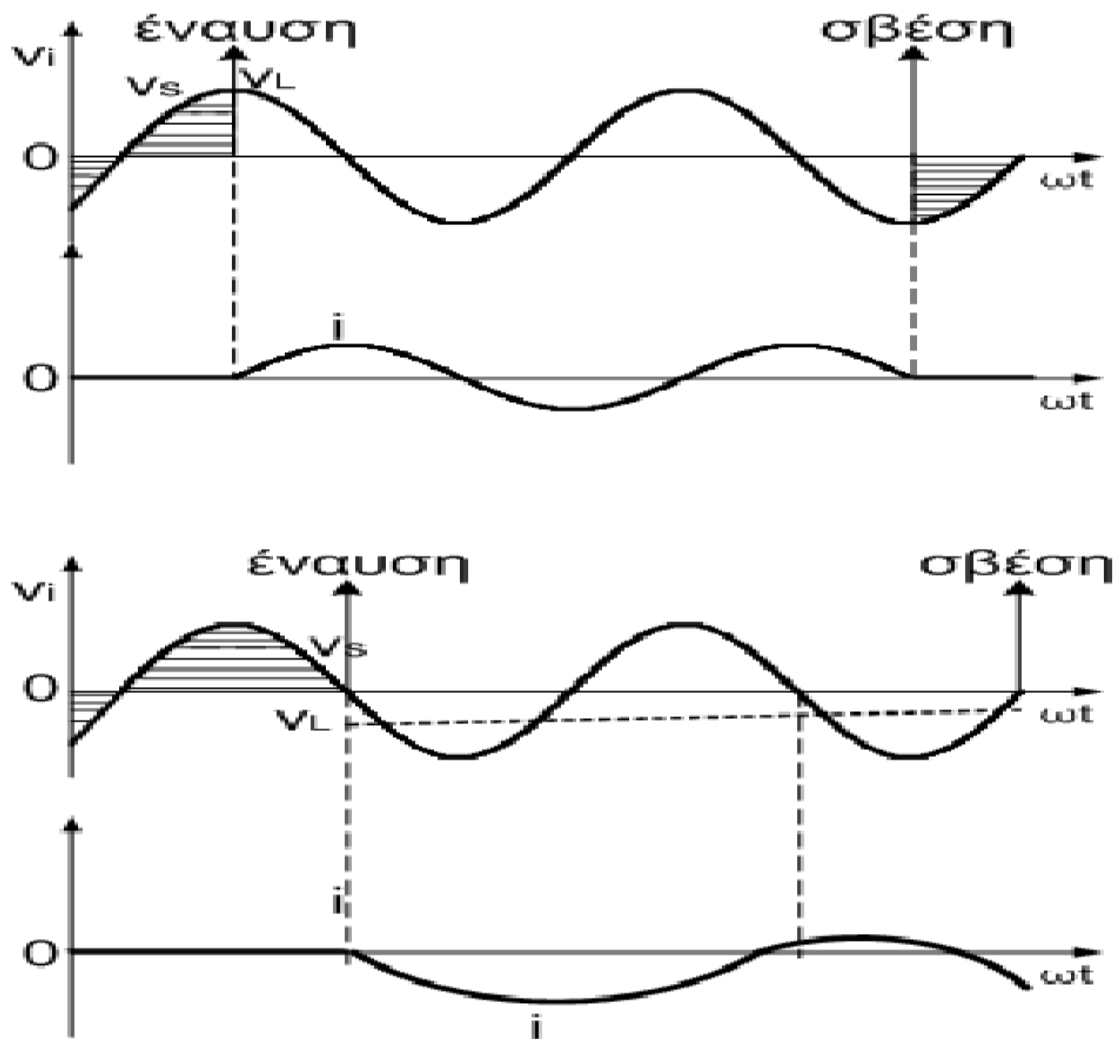
### 7.2.3 ΚΑΘΑΡΑ ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

Στο σχήμα 7.5 φαίνεται η σύνδεση μιας επαγωγής  $L$  χωρίς συνεχή συνιστώσα και με συνεχή συνιστώσα. Επειδή το πηνίο έχει πάντα μια μικρή χωρητικότητα  $C_L$  κατά τη σύνθεση εμφανίζεται μια ταλάντωση στην τάση  $v_L$  της οποίας η συχνότητα είναι προσεγγιστικά  $1/\sqrt{L_K \cdot C_L}$  όπου  $L_K$  είναι η αυτεπαγωγή της πηγής. Κατά την αποσύνδεση εμφανίζεται μια ταλάντωση στην τάση  $v_s$  με προσεγγιστική συχνότητα  $1/\sqrt{(L_K + L) \cdot C_B}$ . Η απόσβεση των ταλαντώσεων οφείλεται στην ωμική αντίσταση  $R_B$ . Εάν γίνει σύνδεση κατά την στιγμή που η τάση είναι μηδέν, εμφανίζεται η μέγιστη μεταβατική συνιστώσα ενώ δεν εμφανίζεται καθόλου εάν ανάψουμε τα θυρίστορ την στιγμή που η τάση  $v$  έχει την μεγαλύτερη της τιμή. Αυτό προκύπτει από την λύση της διαφορικής εξίσωσης του κυκλώματος.

Στο σχήμα 7.6 φαίνονται οι κυματομορφές των τάσεων και των ρευμάτων.



**Σχήμα 7.5** Μονοφασικός ρυθμιστής εναλλασσόμενης τάσης με καθαρά επαγωγικό φορτίο.



Σχήμα 7.6 Κυματομορφές με καθαρά επαγωγικό φορτίο.

#### 7.2.4 ΡΥΘΜΙΣΗ ΙΣΧΥΟΣ ΕΝΟΣ ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΥ ΚΑΤΑΝΑΛΩΤΗ

Στο κύκλωμα του σχήματος 7.7 φαίνεται ο τρόπος ρύθμισης της ισχύος με την συσκευή παραγωγής παλμών St, με την οποία ρυθμίζονται τα σημεία έναυσεως ώστε να απέχουν από τα σημεία μηδενισμού της τάσης κατά την γωνία  $\alpha$ .

Χαρακτηριστικό μέγεθος κατά την ρύθμιση είναι η γωνία έναυσης  $\alpha$  η οποία ορίζεται ως η γωνία μεταξύ του μηδενισμού του ρεύματος στη μόνιμη κατάσταση για ωμικού φορτίο και του σημείου που εμείς αποφασίζουμε να αρχίσει η έναυση του αντίστοιχου θυρίστορ.

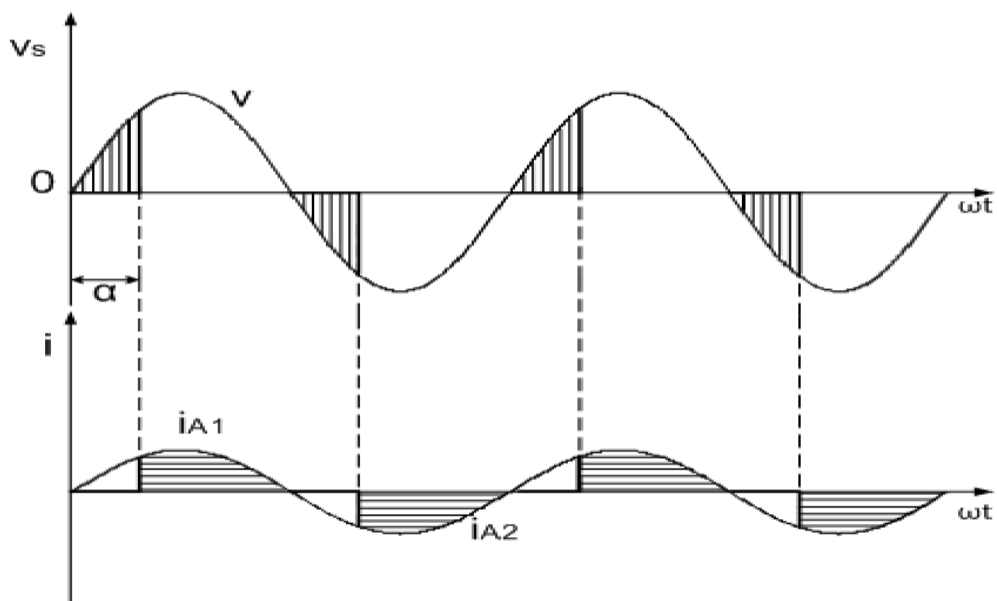
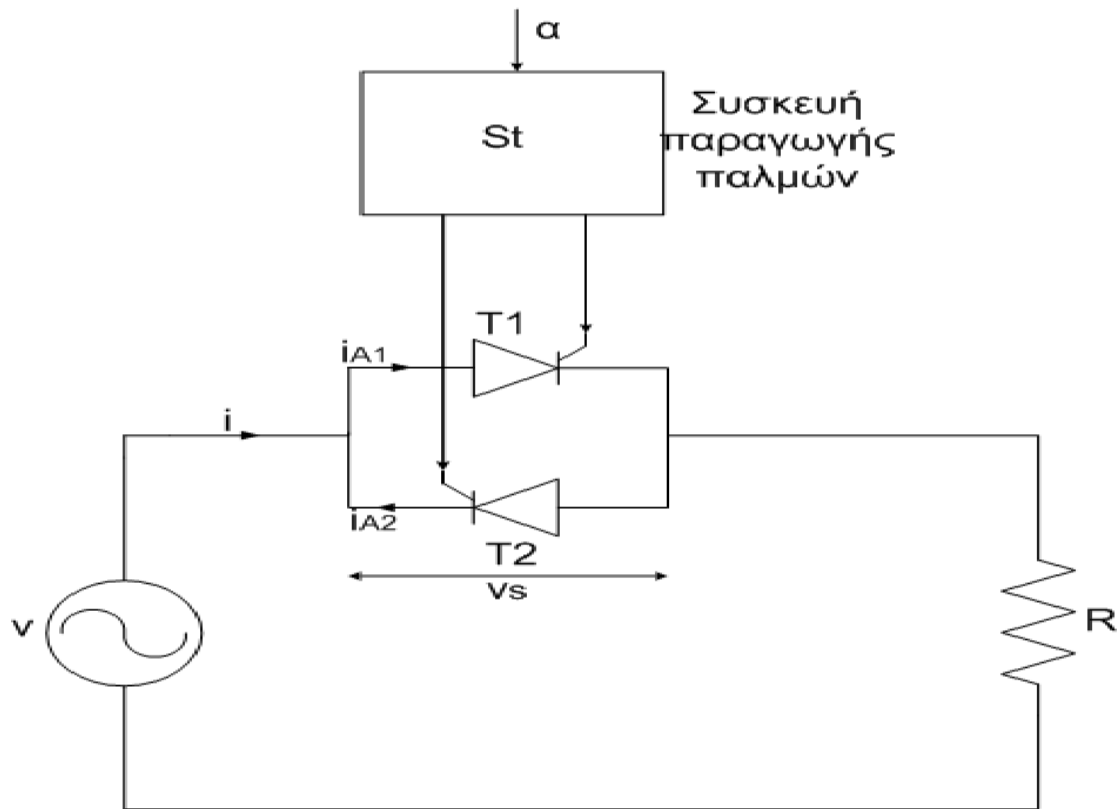
Η γωνία  $\alpha$  για ωμικό φορτίο μπορεί να μεταβληθεί από μηδέν μοίρες έως  $180^\circ$ . Το ρεύμα για  $\alpha \geq \omega t$  δίνεται από την σχέση:

$$i(t) = \frac{\sqrt{2}V}{R} \sin \omega t \quad (7.8)$$

Εάν το φορτίο είναι καθαρά επαγωγικό ισχύει η σχέση :

$$i(t) = \frac{\sqrt{2}V}{\omega L} \left[ \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) - \sin(\alpha - \frac{\pi}{2}) \right] \quad (7.9)$$

Η γωνία  $\alpha$  πρέπει να είναι μεγαλύτερη από  $90^\circ$  καθώς το ρεύμα παρουσιάζει διαφορά φάσεως  $90^\circ$ . Έτσι η περιοχή ελέγχου είναι  $180^\circ \geq \alpha \geq 90^\circ$ .

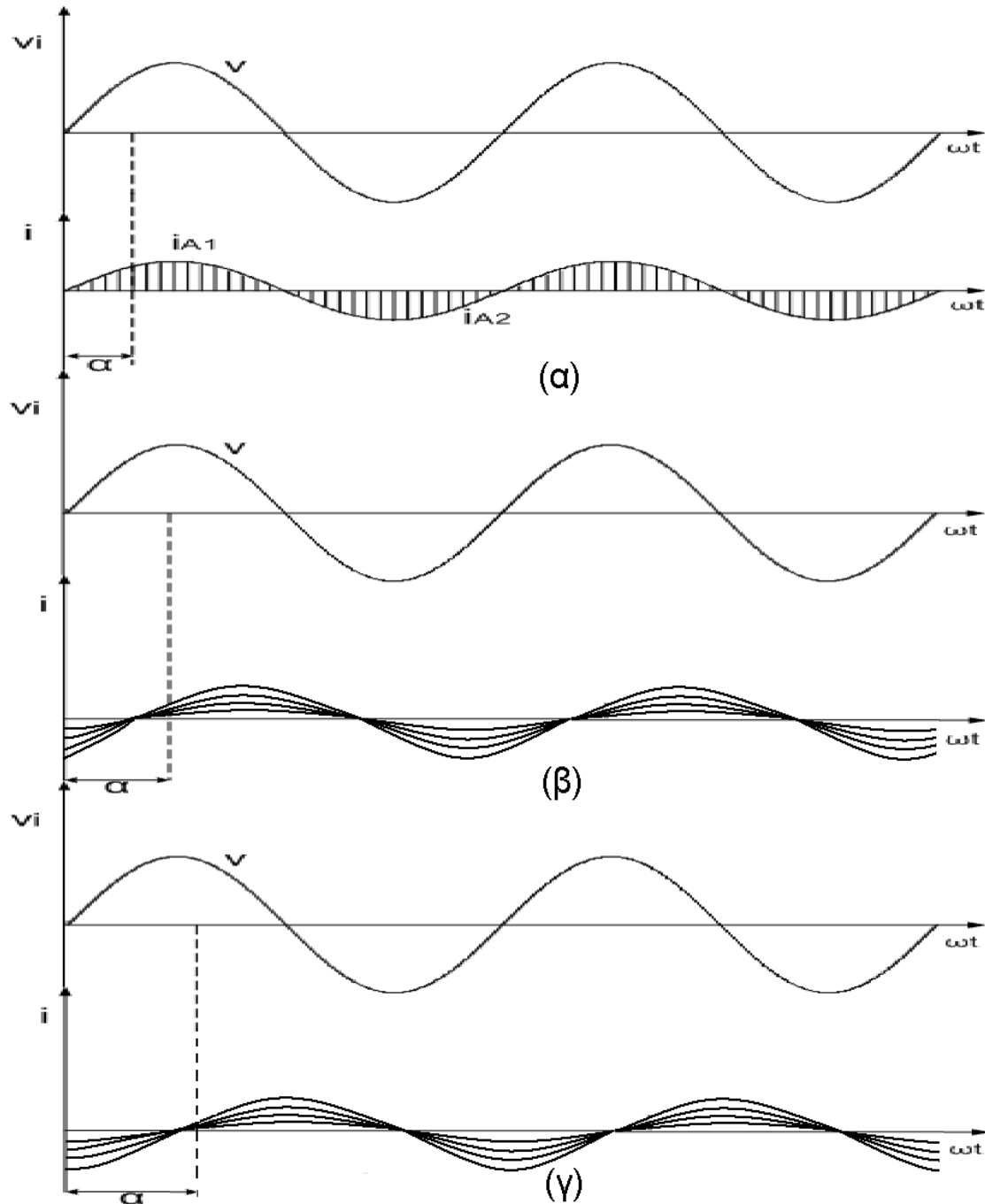


**Σχήμα 7.7** Ρύθμιση της ισχύος ενός μονοφασικού φορτίου.

Στο σχήμα 7.8 φαίνονται οι κυματομορφές διαφόρων φορτίων στην έξοδο.

Στο επαγωγικό φορτίο φαίνεται πως όσο μεγαλώνει η γωνία τόσο μικραίνει η διάρκεια ροής του ρεύματος. Αυτό συμβαίνει διότι το μέγιστο του ρεύματος γίνεται στο μηδενισμό του ρεύματος, σύμφωνα με την παρακάτω σχέση:

$$v = \sqrt{2}V_s \sin \omega t = L \frac{di}{dt} \quad (7.10)$$



**Σχήμα 7.8** Κυματομορφές τάσης και ρεύματος για : α) Ωμικό φορτίο β) Ωμικό-επαγωγικό φορτίο και γ) καθαρά επαγωγικό φορτίο.



Εάν το φορτίο γίνει ωμικό-επαγωγικό δεν αποτελείται από τμήματα ημιτονοειδούς καμπύλης αλλά εκτός από την ημιτονοειδή περιέχει μια εκθετική συνιστώσα διότι κάθε έναυση είναι ένα μεταβατικό φαινόμενο. Η συνάρτηση  $i(t)$  σε αυτήν την περίπτωση δίνεται από την σχέση:

$$i = \frac{\sqrt{2}V_s}{|Z|} \left[ \sin(\omega t - \varphi) - \sin(a - \varphi) e^{-(R/L)\left(\frac{a-t}{\omega}\right)} \right] \quad (7.11)$$

Όπου

$$\varphi = \tan^{-1}\left(\frac{\omega L}{R}\right) \quad (7.12)$$

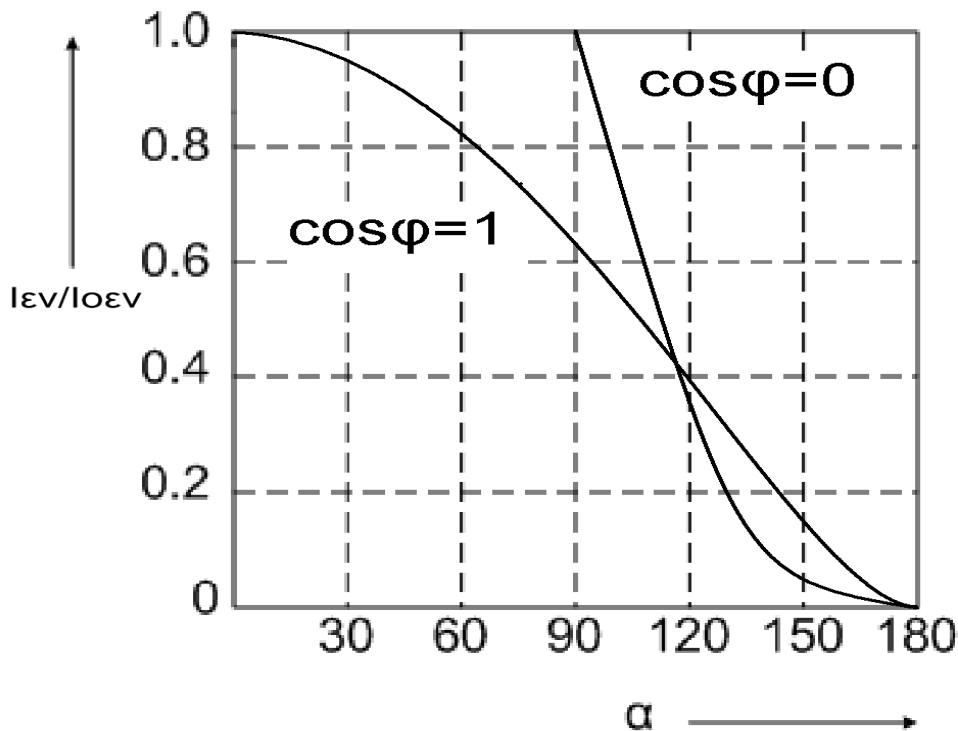
$a =$  γωνία του θυρίστορ

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} \quad (7.13)$$

Για  $a = \varphi$  το ρεύμα γίνεται καθαρά ημιτονοειδές.

Από τα παραπάνω μπορούμε να βρούμε την ενεργό τιμή του ρεύματος και να την παραστήσουμε σαν συνάρτηση της γωνίας  $a$ . Η παράσταση αυτή ονομάζεται χαρακτηριστική ελέγχου και φαίνεται στο σχήμα 7.9 και είναι ο λόγος της τιμής του ενεργού ρεύματος  $I_{εν}$  προς την ενεργό τιμή  $I_{οεν}$  που έχουμε για  $a=0$ .

Το συνημίτονο της γωνίας  $\varphi$  που χαρακτηρίζει την φύση του φορτίου παρουσιάζεται σαν παράμετρος. Μεταξύ των καμπυλών για  $\cos\varphi=1$  και  $\cos\varphi=0$ , βρίσκονται οι καμπύλες για ωμικό-επαγωγικό φορτίο οι οποίες πρέπει να αρχίζουν από  $a \geq \varphi$ . Η γωνία  $a$  πρέπει να παίρνει τιμές μεγαλύτερες της  $\varphi$ , λόγω του ότι το ρεύμα καθυστερεί ως προς την τάση κατά την γωνία  $\varphi$ .



Σχήμα 7.9 Χαρακτηριστική ελέγχου ενός μονοφασικού ρυθμιζόμενου διακόπτη.

## 7.3 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΙ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ Ε.Ρ-Ε.Ρ

### 7.3.1 ΣΥΝΔΕΣΗ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΦΟΡΤΙΟΥ

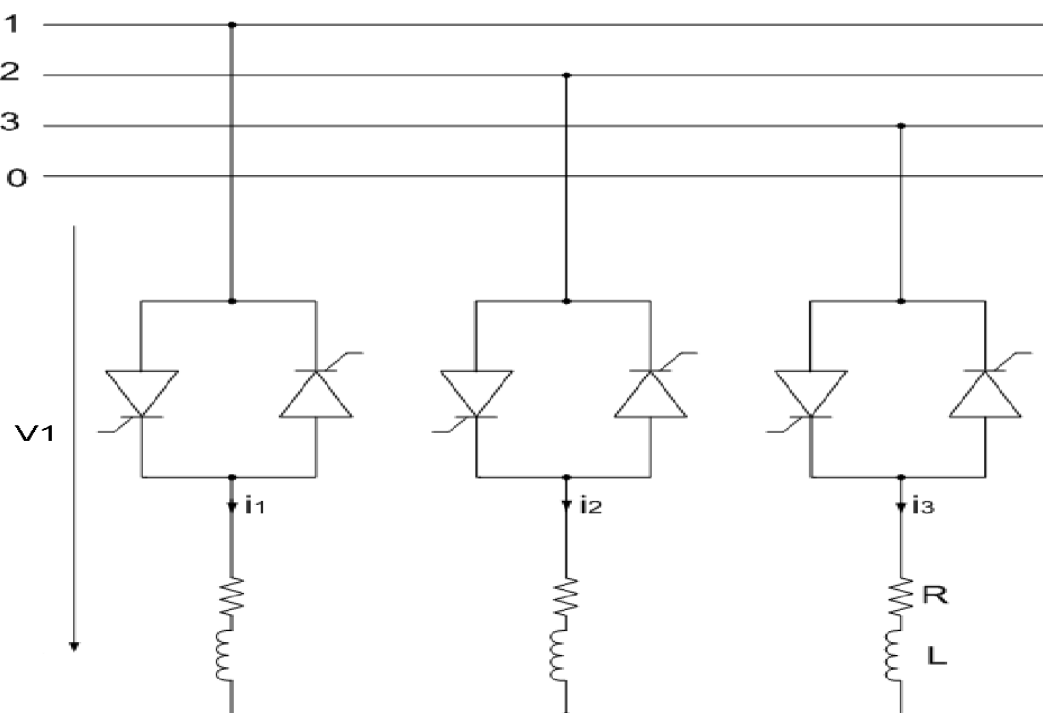
Το τριφασικό φορτίο μπορεί να συνδεθεί με το τριφασικό δίκτυο όπως και το μονοφασικό, όπου παρουσιάζονται παρόμοια προβλήματα και η λύση τους δίνεται κατά ανάλογο τρόπο. Στο σχήμα 7.10 φαίνεται μια τέτοια τριφασική ανορθωτική διάταξη. Εάν ανάψουν όλα τα θυρίστορ και έχουμε μόνιμη ροή ρευμάτων, τότε μεταξύ κάθε μιας φασικής τάσεως και του αντίστοιχου φασικού ρεύματος θα υπάρξει διαφορά φάσεως  $\varphi$ .

Όπως και στο μονοφασικό, έτσι και εδώ η καταλληλότερη στιγμή για σύνδεση είναι η χρονική στιγμή που το ρεύμα διέρχεται φυσιολογικά από το μηδέν. Επειδή υπάρχουν τρεις φάσεις, εάν ανάψουμε συγχρόνως και τους τρεις διακόπτες τότε σε δύο τουλάχιστον φάσεις θα εμφανιστεί μεταβατική συνιστώσα, λόγω του ότι αυτήν τη στιγμή μία μόνο τάση μπορεί να έχει την μέγιστη τιμή της.

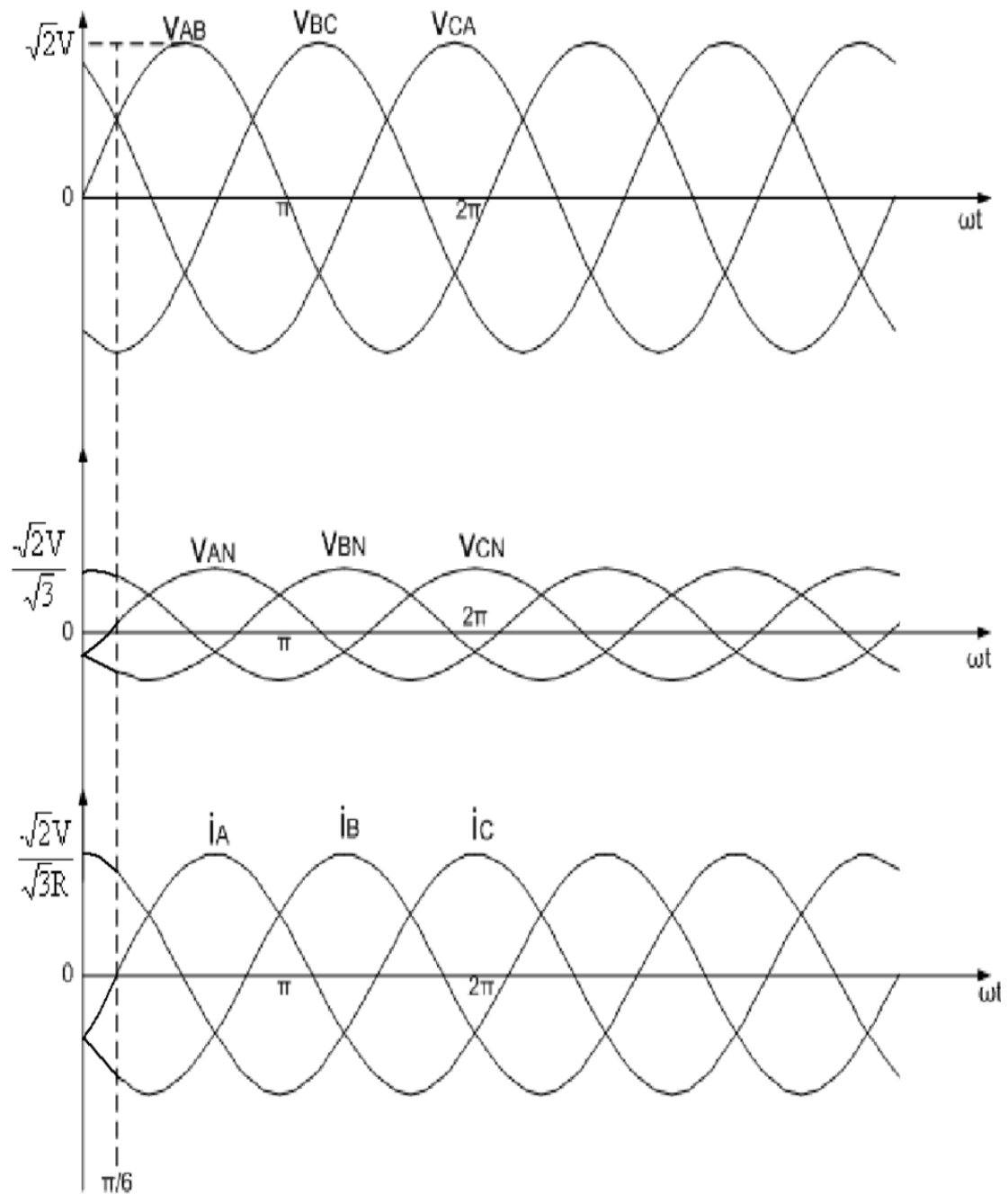
Για να μην γίνει τώρα αυτό πρέπει να μην ανάψουν και τα τρία θυρίστορ συγχρόνως, αλλά να πάρουν παλμό έναυσης πρώτα δυο θυρίστορ ώστε να περάσει ρεύμα από τις δυο φάσεις και μετά από  $90^\circ$  να δοθεί παλμός έναυσης στο τρίτο θυρίστορ ώστε να αποφθεχθούν οι μεταβατικές συνιστώσες. Οι στιγμές έναυσης πρέπει να είναι τέτοιες ώστε τα αντίστοιχα φασικά ρεύματα να είχαν την τιμή μηδέν εάν είχαμε μόνιμη κατάσταση λειτουργίας.

Η διακοπή του ρεύματος με ένα τριφασικό ημιαγωγικό διακόπτη γίνεται απλώς με την διακοπή των παλμών έναυσης. Το ρεύμα δεν διακόπτεται ακαριαία εάν υπάρχει επαγωγικότητα αλλά διακόπτεται πρώτα σε μία φάση που θα εμφανιστεί ο φυσιολογικός μηδενισμός και συνεχίζει να ρέει στις άλλες δύο σαν μονοφασικό ρεύμα μέχρι να συμπληρωθεί η γωνία  $\omega t = 90^\circ$ .

Στο σχήμα 7.11 φαίνονται οι τριφασικές κυματομορφές με ωμικό φορτίο στην έξοδο.



Σχήμα 7.10 Σύνδεση τριφασικού φορτίου με τριφασικό ημιαγωγικό διακόπτη.

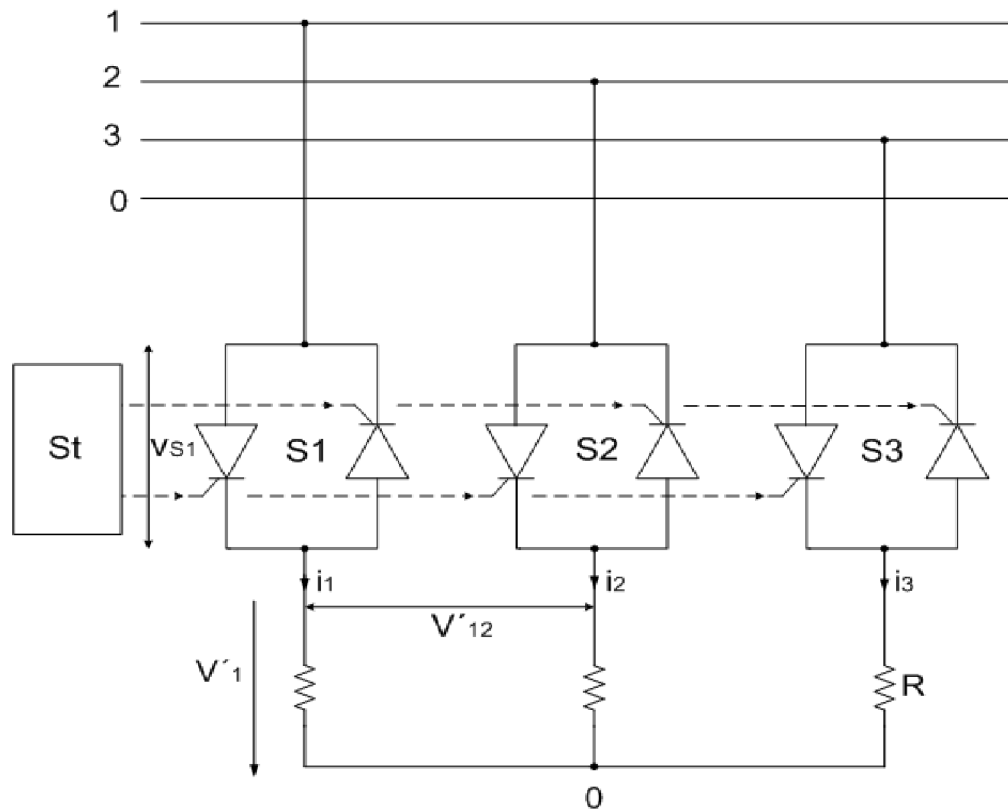


**Σχήμα 7.11** Κυματομορφές με ωμικό φορτίο στην έξοδο και για  $\alpha=0^\circ$ .

### 7.3.2 ΡΥΘΜΙΣΗ ΙΣΧΥΟΣ ΕΝΟΣ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥ ΚΑΤΑΝΑΛΩΤΗ

Όσο αφορά την ρύθμιση ισχύος ενός τριφασικού καταναλωτή ισχύουν οι ίδιοι νόμοι με τον μονοφασικό καταναλωτή. Αποτελείται από τρία ζεύγη αντιπαράλληλων θυρίστρον που ανάβουν περιοδικά.

Η γωνία έναυσης  $\alpha$  είναι η γωνία μεταξύ του φυσιολογικού μηδενισμού μιας φασικής τάσεως και του σημείου που δίνουμε τον παλμό έναυσης.



Σχήμα 7.12 Ρύθμιση της ισχύος ενός τριφασικού φορτίου.

Στην συνέχεια θα μελετηθεί χωριστά η κυματομορφή της τάσεως και του ρεύματος.

#### A) Κυματομορφή τάσεως.

Στην περίπτωση που στην έξοδο έχουμε ωμικό φορτίο σε μία φάση το ρεύμα που ρέει θα είναι στο διάστημα  $\alpha \leq \omega t \leq \pi$  κατά την μια ημιπερίοδο και στο διάστημα  $\pi + \alpha \leq \omega t \leq 2\pi$  κατά την άλλη. Το στοιχείο ρυθμίσεως St πρέπει να έχει τη δυνατότητα συγχρονισμού με το δίκτυο και την ικανότητα μετατοπίσεως των παλμών έναυσης. Η τάση  $v_{S1}$  που επικρατεί στον διακόπτη όπως φαίνεται στο σχήμα 7.12 προκύπτει με τον παρακάτω τρόπο:

Όσο κανένα από τα θυρίστωρ του S1 δεν άγει τότε  $v_{S1} = 1,5V_1$ . Το ίδιο ισχύει τώρα στην περίπτωση που κανένα από τα θυρίστωρ του S2 και του S3 δεν άγουν, δηλαδή  $v_{S2} = 1,5V_2$  και  $v_{S3} = 1,5V_3$ .

Στην περίπτωση που τώρα θα δοθεί παλμός στο S1 η τάση  $v_{S1}$  μηδενίζεται ( $v_{S1} = 0$ ). Συνοψίζοντας τώρα τα παραπάνω για να σχεδιαστεί η κυματομορφή της  $v_1$  και κατά παρόμοιο τρόπο τις άλλες φάσεις, σχεδιάζονται πρώτα οι τρεις φάσεις του δικτύου και στην συνέχεια οι τάσεις  $v_{S1}$ ,  $v_{S2}$  και  $v_{S3}$ . Στην συνέχεια μηδενίζεται η τάση

$v_1$  όπου η  $v_{S1}$  δεν άγει και εφαρμόζεται τον κανόνα των βρόγχων για τα υπόλοιπα διαστήματα.

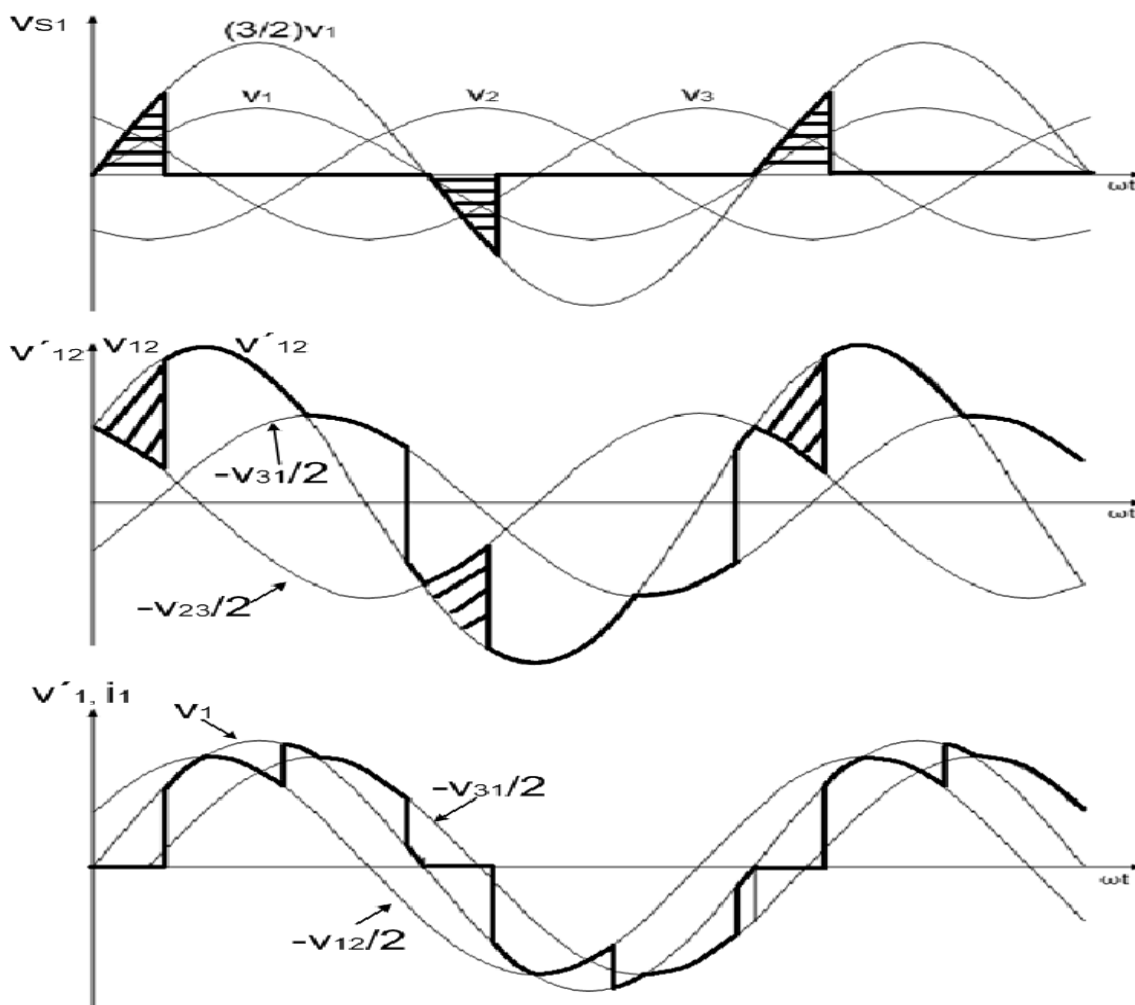
Στο σχήμα 7.13 η φασική τάση  $v_1'$  αποτελείται από τμήματα της  $v_1$ , της  $\frac{v_{12}}{2}$  και της  $-\frac{v_{13}}{2}$ , όπου αυτή είναι διάφορη του μηδενός. Το ρεύμα στην περίπτωση αυτή θα έχει την ίδια κυματομορφή λόγω του ωμικού φορτίου.

Για καθαρά επαγωγικό φορτίο τα διαστήματα αγωγής θα είναι  $\alpha \leq \omega t \leq 2\pi - \alpha$  για την μια ημιπερίοδο και  $\pi + \alpha \leq \omega t \leq 3\pi - \alpha$  για την άλλη λόγω της διαφοράς φάσεως  $90^\circ$  μεταξύ ρεύματος και τάσης σε κάθε φάση.

### B) Κυματομορφή ρεύματος.

Στην περίπτωση ωμικού φορτίου το ρεύμα θα έχει την κυματομορφή της τάσης, όπως είπαμε και παραπάνω.

Στην περίπτωση που τώρα στην έξοδο έχουμε καθαρά επαγωγικό φορτίο τα πράγματα διαφέρουν γιατί το ρεύμα  $I$  είναι συμμετρικό ως προς το σημείο μηδενισμού της τάσεως  $v$ . Έτσι για  $\alpha > 90^\circ$  εμφανίζονται χρονικά διαστήματα όπου το ρεύμα μιας φάσεως είναι μηδέν.

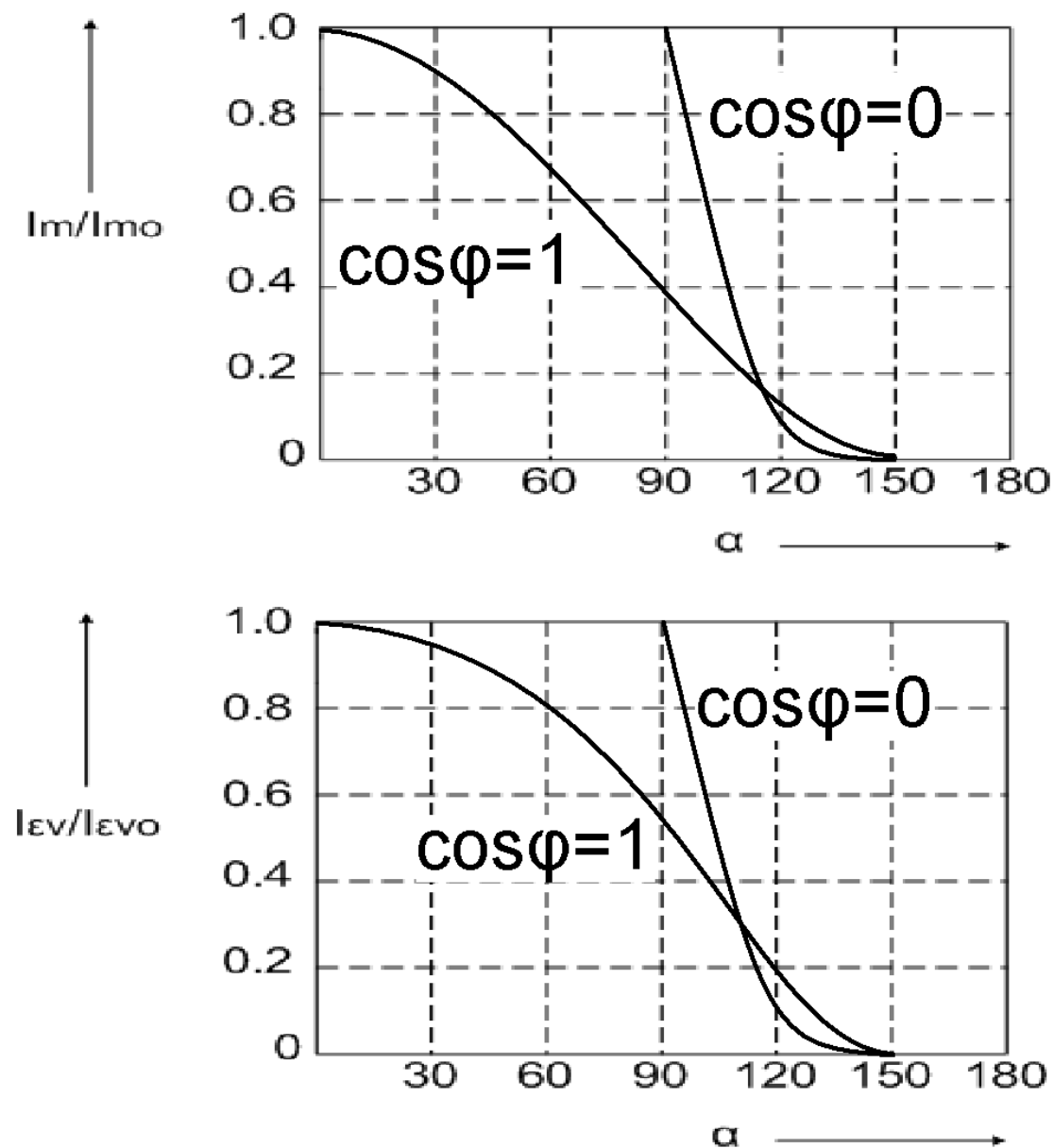


**Σχήμα 7.13** Κυματομορφές τάσεως και ρεύματος για ωμικό φορτίο και για  $\alpha=45^\circ$ .

Γενικά για τα παραπάνω ισχύει ότι η γωνία έναυσης για διάφορα φορτία είναι :

- Για ωμικό φορτίο  $0 \leq \alpha \leq 150^\circ$
- Για καθαρά επαγωγικό φορτίο  $90^\circ \leq \alpha \leq 150^\circ$
- Για ωμικό-επαγωγικό φορτίο  $\varphi \leq \alpha \leq 150^\circ$

Στο σχήμα 7.14 φαίνονται οι χαρακτηριστικές ελέγχου ενός μετατροπέα με αντιπαράλληλα θυρίστορ για ανηγμένη μέση τιμή και ανηγμένη ενεργό τιμή. Αυτή η χαρακτηριστική μπορεί να οριστεί σαν συνάρτηση είτε της μέσης τιμής του ανορθωμένου ρεύματος είτε της ενεργού τιμής μεταβαλλόμενης της γωνίας έναυσεως  $\alpha$ .



**Σχήμα 7.14** Χαρακτηριστικές ελέγχου ενός μετατροπέα με αντιπαράλληλα θυρίστορ για ανηγμένη μέση τιμή ανηγμένη ενεργό τιμή.

## 7.4 ΑΕΡΓΟΣ ΙΣΧΥΣ ΕΛΕΓΧΟΥ

Κατά τον έλεγχο της ισχύος με αντιπαράλληλα θυρίστορ τόσο στα μονοφασικά όσο και στ τριφασικά παρουσιάζονται μη ημιτονοειδή ρεύματα. Όταν αυτά τα μεγέθη είναι περιοδικά τότε μπορούν κατά Fourier να αναλυθούν σε βασικές και σε ανώτερες αρμονικές. Η βασική αυτή αρμονική έχει την ίδια συχνότητα με την τάση που προκαλεί το ρεύμα και παρουσιάζει μια διαφορά φάσεως ως προς αυτήν. Αυτό σημαίνει ότι από το δίκτυο παίρνουμε μια άεργο ισχύ η οποία ακριβώς εξυπηρετεί τον έλεγχο αφού η αιτία της ύπαρξης της είναι η γωνία  $\alpha$ . Στο σχήμα φαίνονται οι κυματομορφές όπου δείχνει την τάση και το ρεύμα σε περίπτωση ωμικού μονοφασικού μετατροπέα. Το ρεύμα αυτό έχει την βασική αρμονική  $i_1$  η οποία αναλύεται σε δυο συνιστώσες από τις οποίες η  $i_{1P}$  είναι συμφασική με την τάση και η  $i_{1Q}$  που διαφέρει ως προς την τάση κατά  $90^\circ$ . Η  $i_{1P}$  παράγει την ενεργό ισχύ και η  $i_{1Q}$  παράγει την άεργο ισχύ.

Η μέγιστη τιμή των ανώτερων συνιστωσών κατά Fourier δίνεται από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$\hat{i}_{1P} = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \hat{i} \sin^2 \omega t \cdot d\omega t = \frac{\hat{i}}{\pi} (\pi - \alpha + \sin \alpha \cos \alpha) \quad (7.14)$$

$$\hat{i}_{1Q} = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \hat{i} \sin \omega t \cdot \cos \omega t \cdot d\omega t = -\frac{\hat{i}}{\pi} \sin^2 \alpha \quad (7.15)$$

Επομένως για την διαφορά φάσεως ισχύει :

$$\varphi_1 = \arctan \left| \frac{\hat{i}_{1Q}}{\hat{i}_{1P}} \right| = \arctan \left( \frac{\sin^2 \alpha}{\pi - \alpha + \sin \alpha \cdot \cos \alpha} \right) \quad (7.16)$$

Έτσι από το δίκτυο παίρνουμε την ολική ενεργό ισχύ:

$$P_{\varepsilon V} = VI_1 \cos \varphi_1 \quad (7.17)$$

Και την άεργο ισχύ της βασικής αρμονικής:

$$P_{\alpha \varepsilon \rho 1} = VI_1 \sin \varphi_1 \quad (7.18)$$

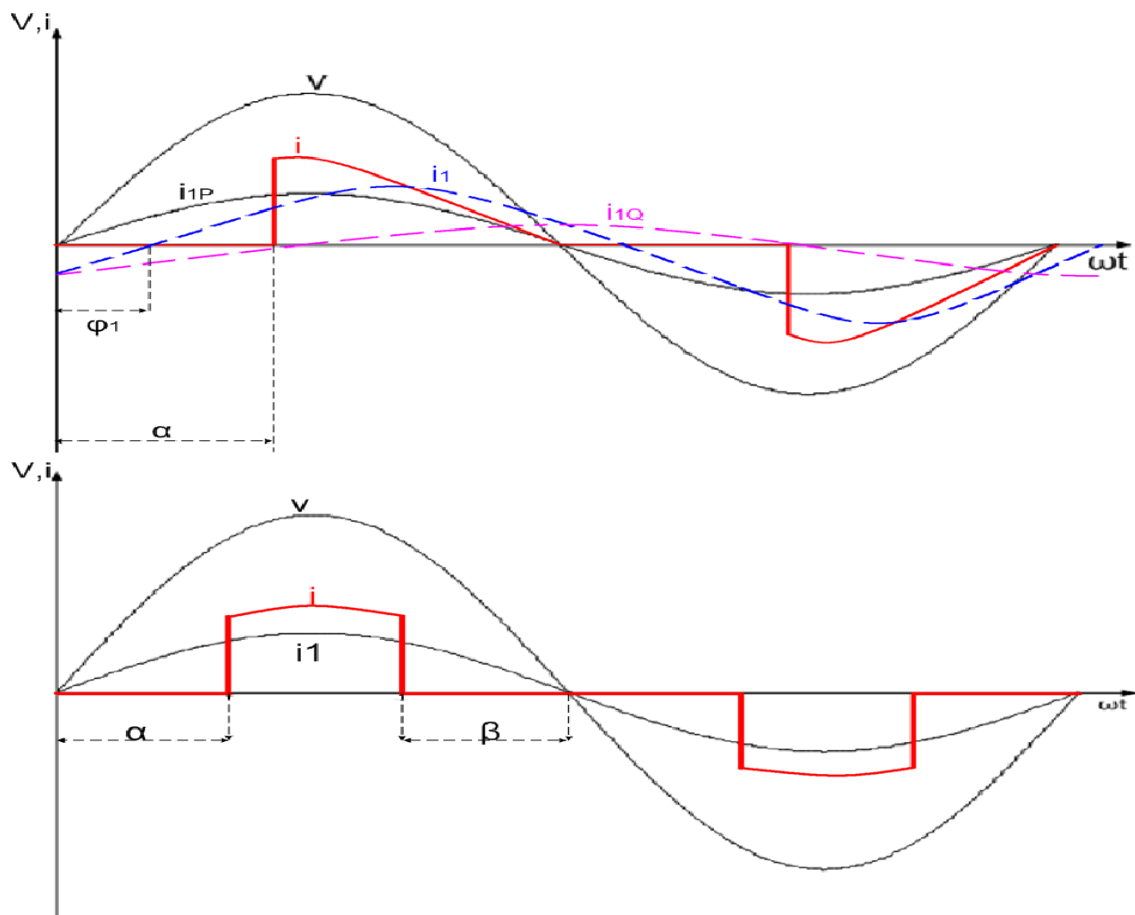
Οι ανώτερες αρμονικές του ρεύματος μαζί με την τάση παράγουν μια ισχύ η οποία ονομάζεται ισχύς αρμονικών και ορίζεται ως εξής:

$$D = V \sqrt{I_2^2 + I_3^2 + \dots} \quad (7.19)$$

Όπου  $I_2 + I_3 + \dots$  είναι οι ενεργές τιμές των ανώτερων αρμονικών του ρεύματος.

Όταν το φορτίο είναι ωμικό τότε εμφανίζεται άεργος ισχύς διότι όπως είναι γνωστό η άεργος ισχύς ταλαντεύεται μεταξύ δικτύου και φορτίου. Μέχρις στιγμής ήταν γνωστό πως για να συμβεί το φαινόμενο που αναφέρθηκε παραπάνω έπρεπε να υπάρχει κάποιο στοιχείο με ικανότητα αποθήκευσης όπως είναι ο πυκνωτής ή το πηνίο. Τώρα αφού δημιουργείτε κάποια καθυστέρηση στη ροή του ρεύματος με τη βοήθεια των μη γραμμικών στοιχείων, έχουμε την άεργο ισχύ της βασικής αρμονικής και την ισχύ των ανώτερων αρμονικών. Τα δύο είδη ισχύος συμπληρώνονται κατά τέτοιο τρόπο ώστε σε κάθε χρονική στιγμή να μην επιστρέφει ενέργεια προς την πηγή, πράγμα που πρέπει να συμβαίνει όταν το φορτίο είναι ωμικό. Η άεργος ισχύς και η ισχύς των ανώτερων αρμονικών δεν είναι άμεσα φυσιολογικά μεγέθη αλλά είναι υπολογιστικά μεγέθη.

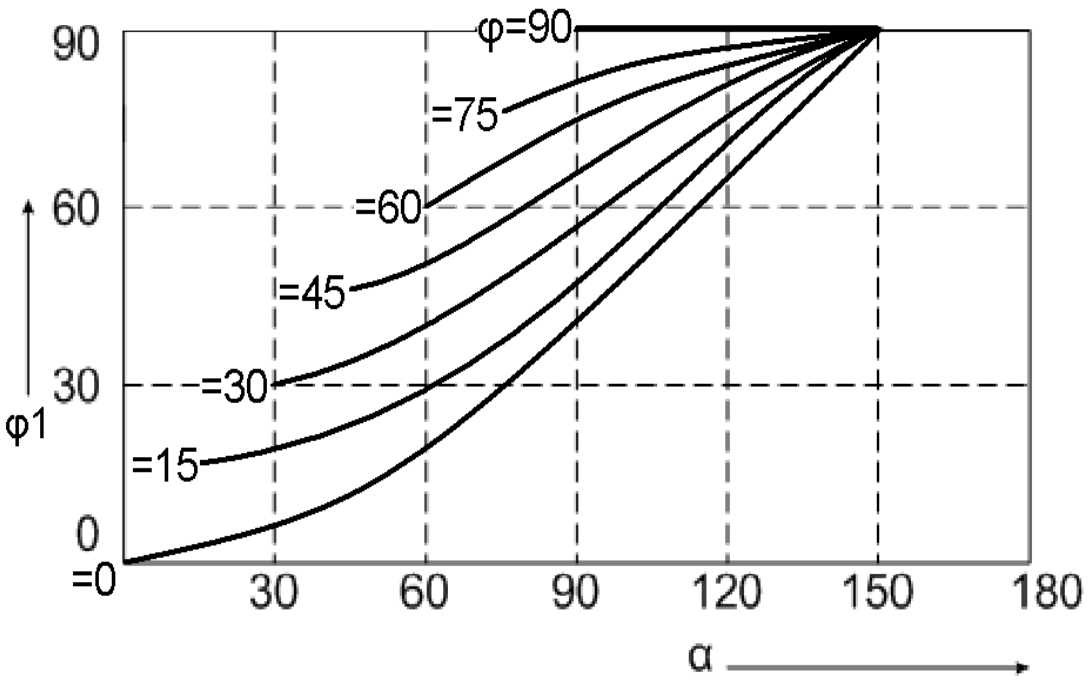
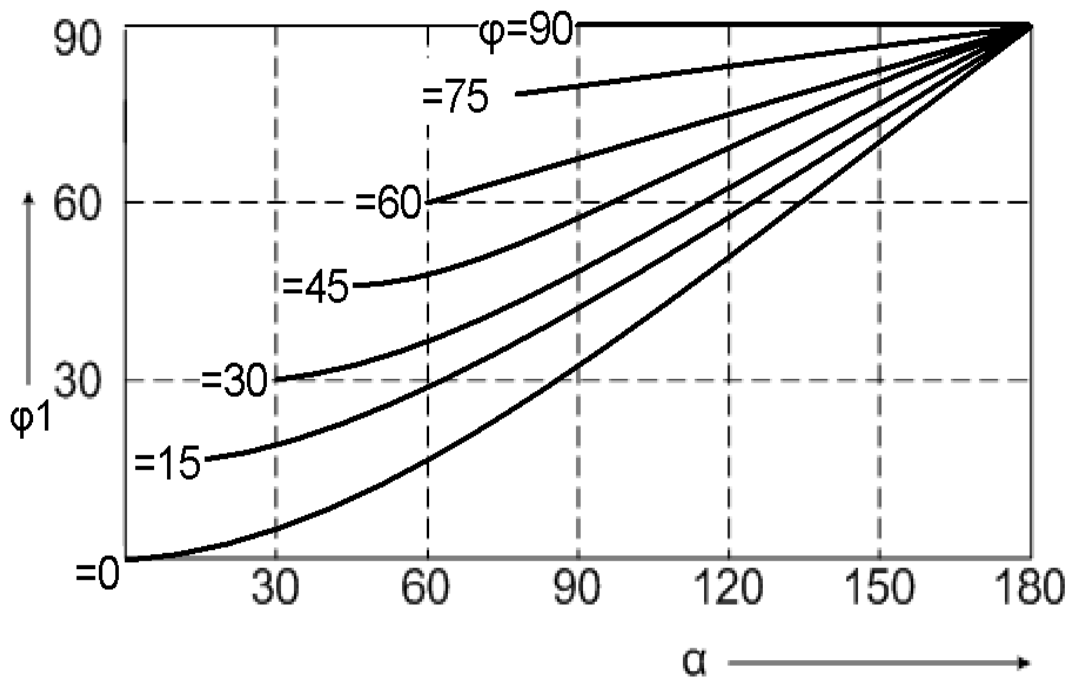
Η άεργος ισχύς της βασικής αρμονικής μηδενίζεται την στιγμή που το ρεύμα  $i_1$  πάρει την μορφή που φαίνεται στο σχήμα 7.15. Το θυρίστορ το σβήνουμε με κατάλληλο τρόπο κατά την γωνία  $\beta$ , πριν το ρεύμα φτάσει φυσιολογικά στο μηδέν, ώστε η πρώτη αρμονική της κυματομορφής  $i_1(\omega t)$  να είναι συμφασική με την τάση  $v$ . Το σβήσιμο γίνεται με κατάλληλη τάση αντιπαράλληλα συνδεδεμένη προς το θυρίστορ που είναι αναμμένο κάθε φορά.



**Σχήμα 7.15** Τάση και ρεύμα ωμικού φορτίου υπό μια γωνία  $\alpha$  και ανάλυση της πρώτης αρμονικής σε ενεργό και άεργο συνιστώσα. Στην πρώτη γραφική φαίνεται η πρώτη αρμονική και συνιστώσες αυτής και στην δεύτερη γραφική φαίνεται η αποφυγή της άεργης ισχύος με μηδενισμό του ρεύματος στην αρχή και στο τέλος της κάθε περιόδου



Στο σχήμα 7.16 και 7.17 για μονοφασικό και τριφασικό φορτίο αντίστοιχα φαίνεται η συνάρτηση της γωνίας  $\varphi_1$  από την γωνία  $\alpha$  με παράμετρο τη γωνία  $\varphi$ . Όταν το φορτίο είναι καθαρά επαγωγικό τότε ισχύει ότι  $\varphi_1=90^\circ$  ανεξάρτητα από τη γωνία  $\alpha$ .



Σχήμα 7.16-7.17 Στην πρώτη περίπτωση αφορά μονοφασικό φορτίο και στην δεύτερη τριφασικό φορτίο.

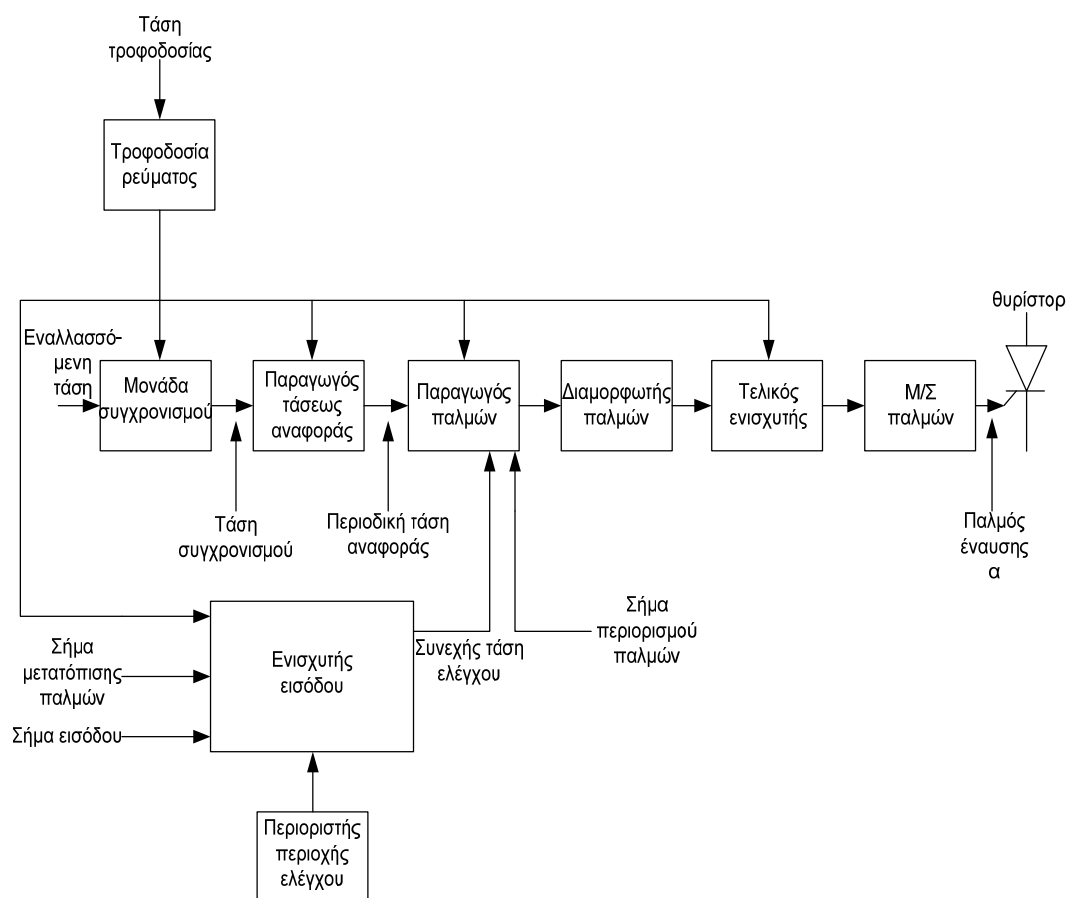
## 8. ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΕΣ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ

Στο κεφάλαιο αυτό θα παρουσιαστούν μετρήσεις που προέκυψαν από πειραματικές διατάξεις που αναφέρθηκαν στα προηγούμενα κεφάλαια. Όπως θα παρατηρηθεί και στις παρακάτω διατάξεις οι καμπύλες που προκύπτουν είναι οι ίδιες με αυτές του θεωρητικού μέρους. Για όλες τις τοπολογίες θα δοθεί τάση με διαφορετικές γωνίες έναυσης, για  $0^\circ$ ,  $45^\circ$ ,  $90^\circ$ ,  $135^\circ$  και  $180^\circ$ .

Οι διατάξεις που θα δειχθούν είναι οι εξής:

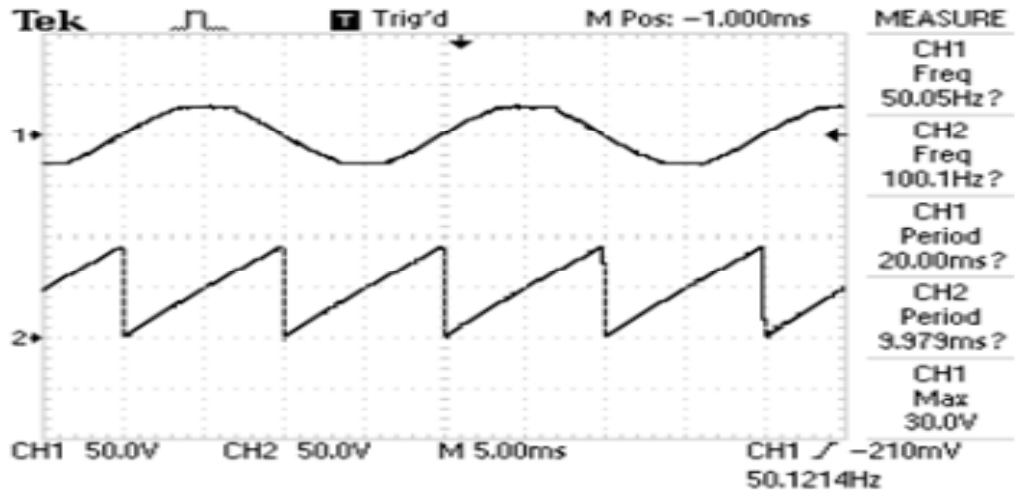
- Παλμοδότηση θυρίστορ.
- Μελέτη ανορθωτικής διάταξης με ένα θυρίστορ με ωμικό και ωμικό-επαγωγικό φορτίο.
- Μελέτη ανορθωτικής διάταξης με δύο θυρίστορ με ωμικό και ωμικό επαγωγικό φορτίο.
- Μελέτη αντιπαράλληλων θυρίστορ με ωμικό και ωμικό-επαγωγικό φορτίο
- Μελέτη της διαμόρφωση του εύρους των παλμών και ενός μετατροπέα τοπολογίας υποβιβασμού τάσης εισόδου.
- Μελέτη εξαπαλμικής γέφυρας.

### 8.1 ΠΑΛΜΟΔΟΤΗΣΗ ΘΥΡΙΣΤΟΡ

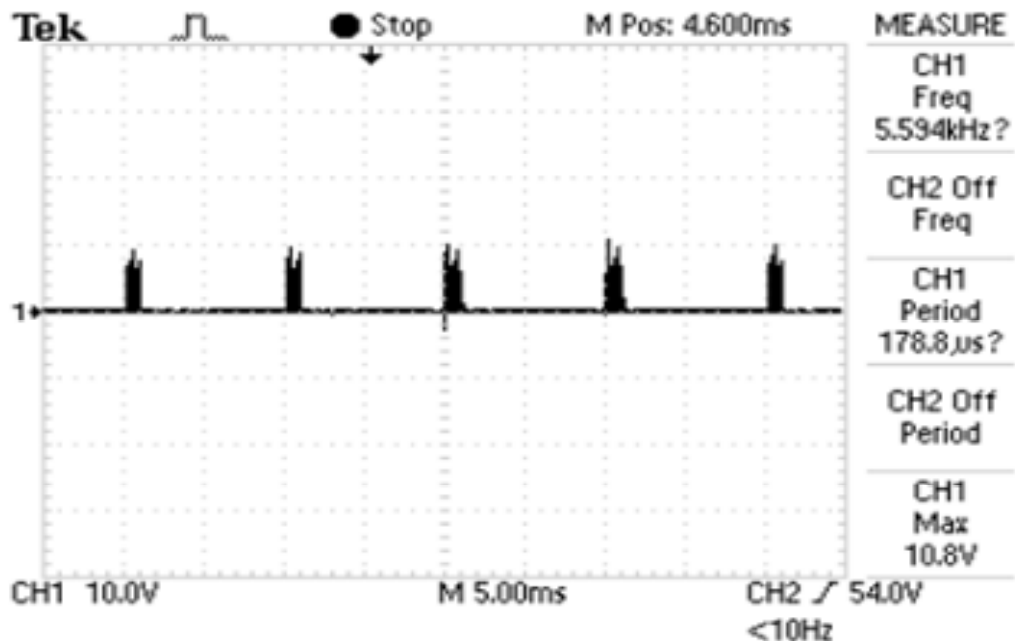


Σχήμα 8.1 Διαδικασία παλμοδότησης θυρίστορ.

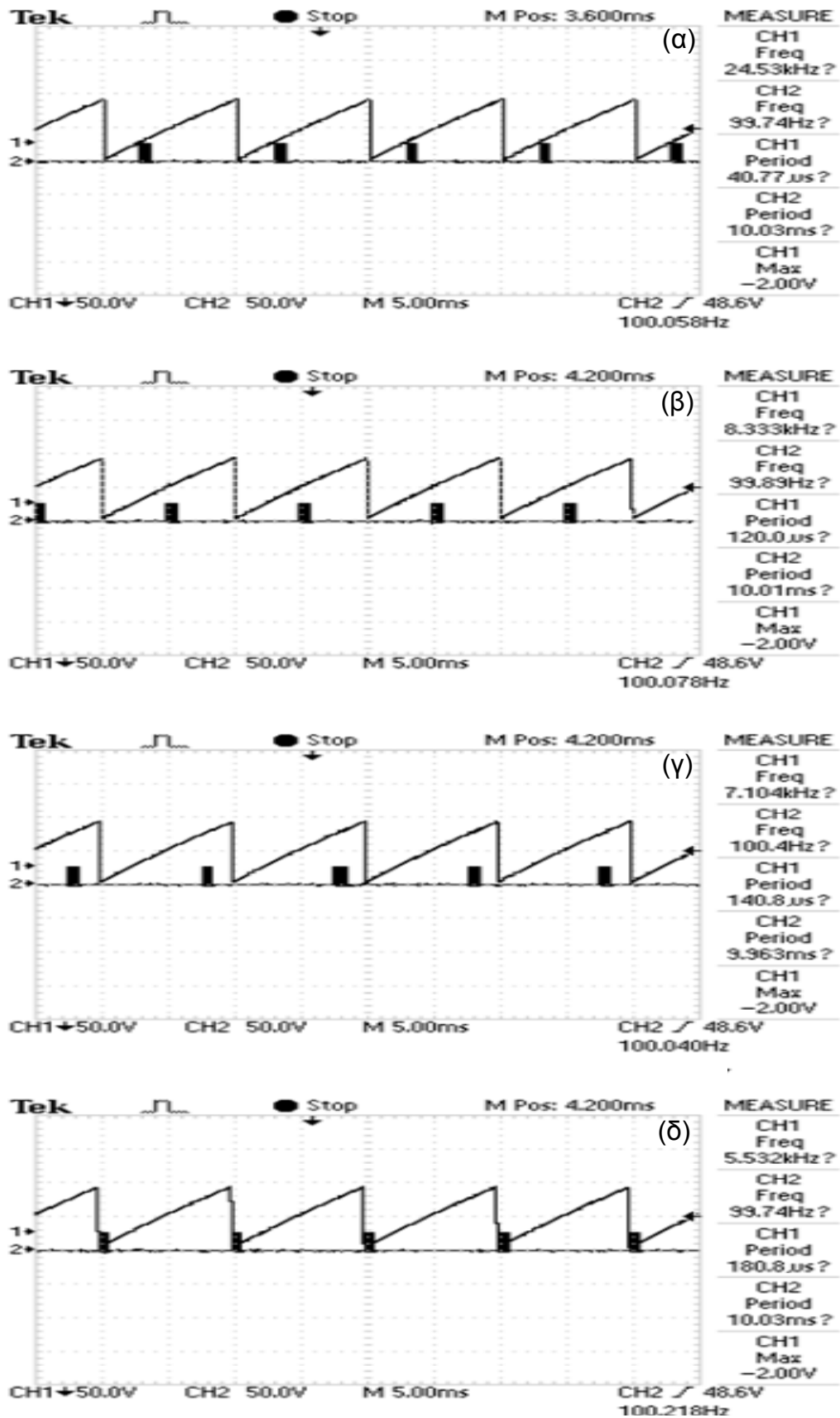
Στο σχήμα 8.1 παρουσιάζεται η διαδικασία παλμοδότησης ενός θυρίστορ καθώς και όλη η λειτουργία που χρησιμοποιεί το σύστημα αυτό μέχρι να δοθεί ο παλμός έναυσης α στην πύλη του θυρίστορ. Η λειτουργία αυτού του συστήματος παλμοδότησης αναλύεται εκτενέστερα στο κεφάλαιο 4 της παραγράφου 4.3.2



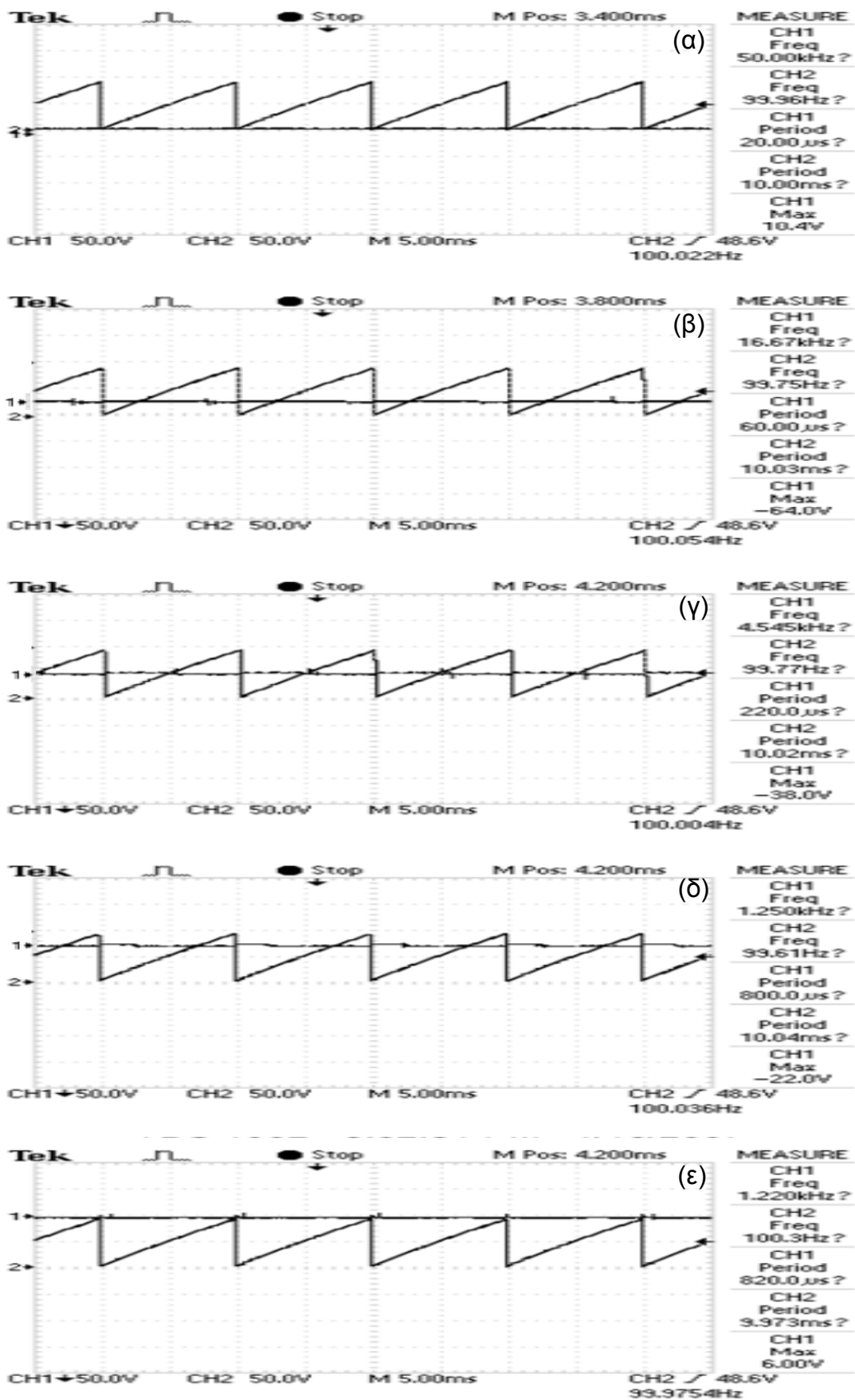
Σχήμα 8.2α Εναλλασσόμενη τάση στο CH1 και τριγωνική τάση σύγκρισης στο CH2



Σχήμα 8.2β Παλμός στην έξοδο του θυρίστορ.



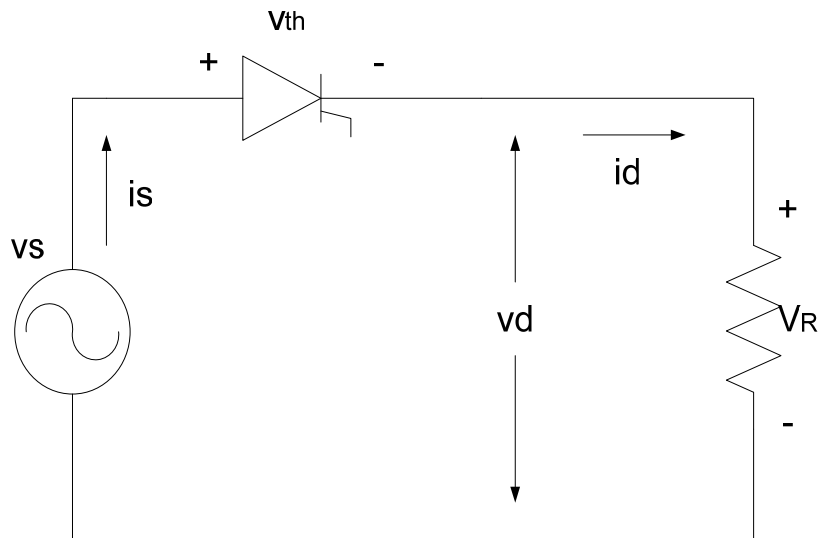
Σχήμα 8.3 Πριονωτή τάση αναφοράς στο CH1 και παλμός έναυσης, στο CH2, για α)  $0^\circ$ , β)  $45^\circ$ , γ)  $90^\circ$ , δ)  $135^\circ$  και ε)  $180^\circ$ .



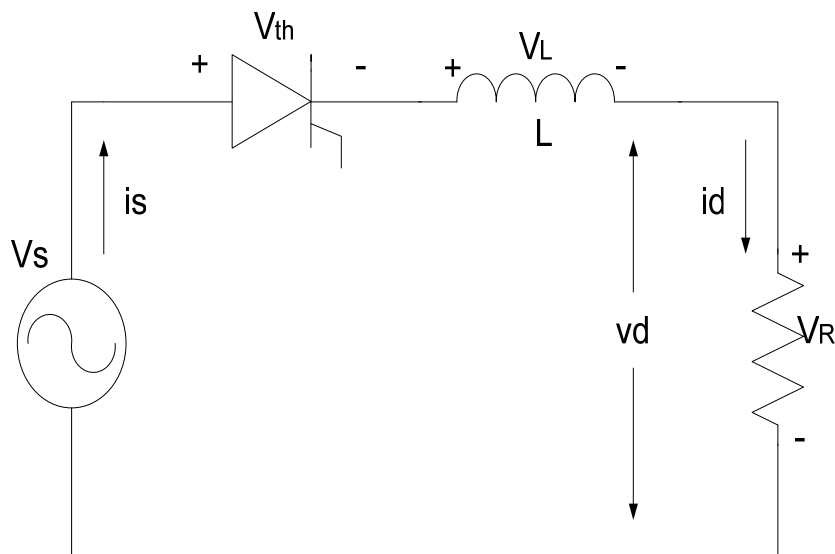
Σχήμα 8.4 Στο CH1 η πριονωτή τάση σύγκρισης και στο CH2 η συνεχής συνιστώσα για α)  $0^\circ$ , β)  $45^\circ$ , γ)  $90^\circ$ , δ)  $135^\circ$  και ε)  $180^\circ$ .

## 8.2 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΑΝΟΡΘΩΤΙΚΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ ΜΕ ΕΝΑ ΘΥΡΙΣΤΟΡ

Στην συνέχεια φαίνονται οι γραφικές που προκύπτουν για την τοπολογία της ανορθωτικής διάταξης με ένα θυρίστορ και με φορτίο ωμικό (σχήμα 8.5) και ωμικό - επαγωγικό φορτίο (σχήμα 8.6). Οι μετρήσεις που αποκτήθηκαν κατά την λειτουργία των δυο κυκλωμάτων φαίνονται στα σχήματα 8.7-8.9.

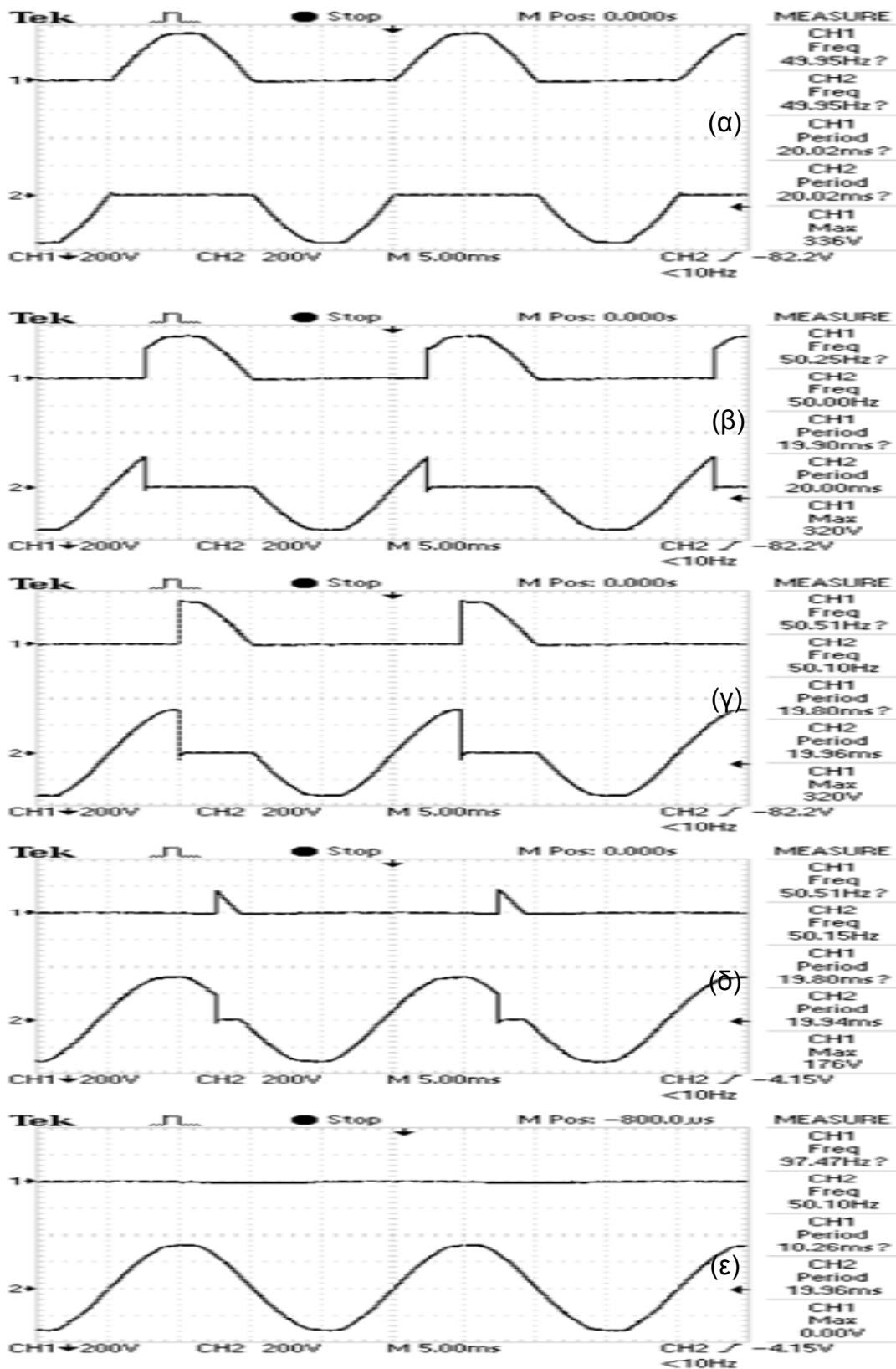


Σχήμα 8.5 Τοπολογία με ωμικό φορτίο.



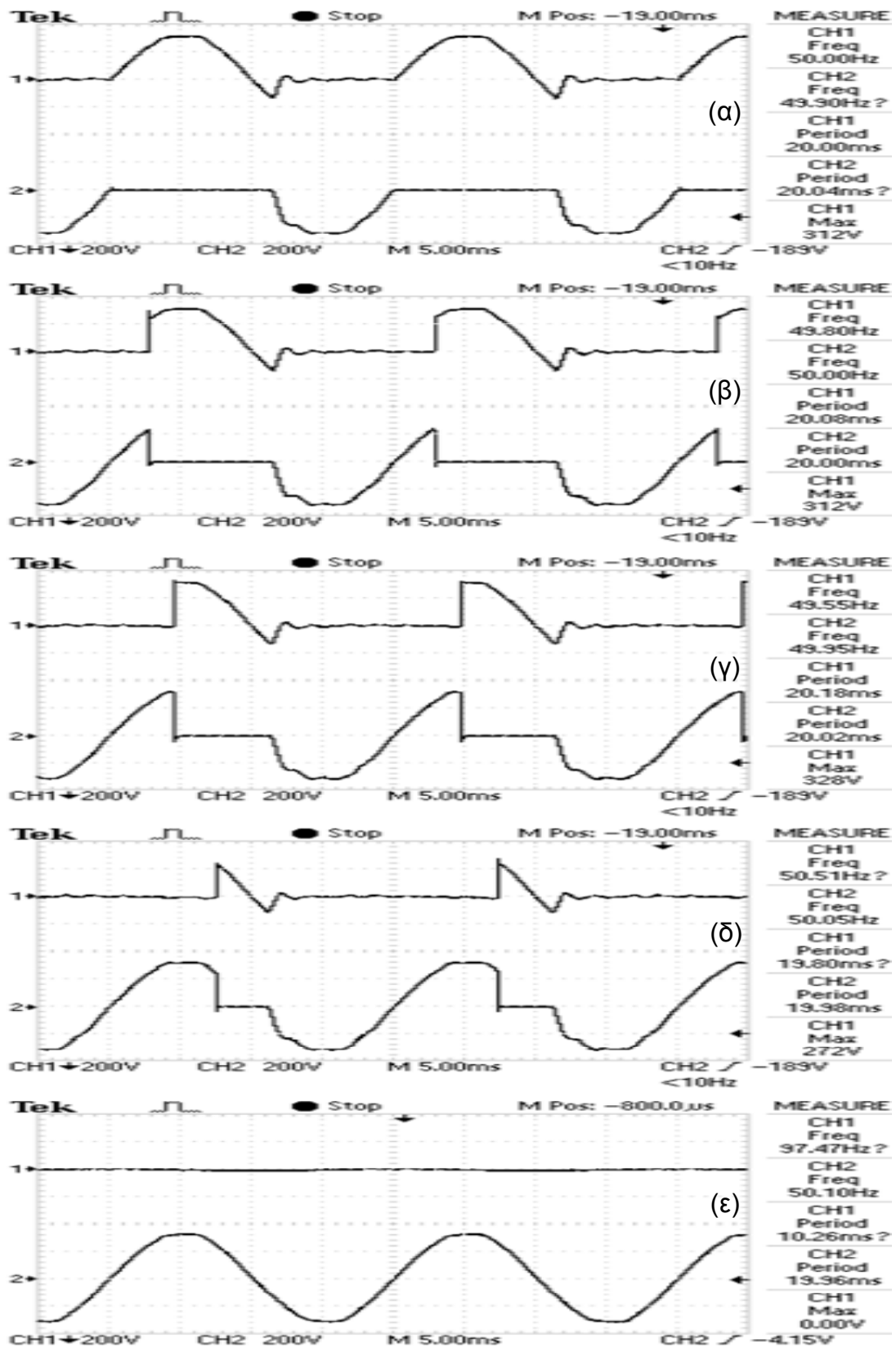
Σχήμα 8.6 Τοπολογία με ωμικό-επαγωγικό φορτίο.

## 8.2.1 ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ



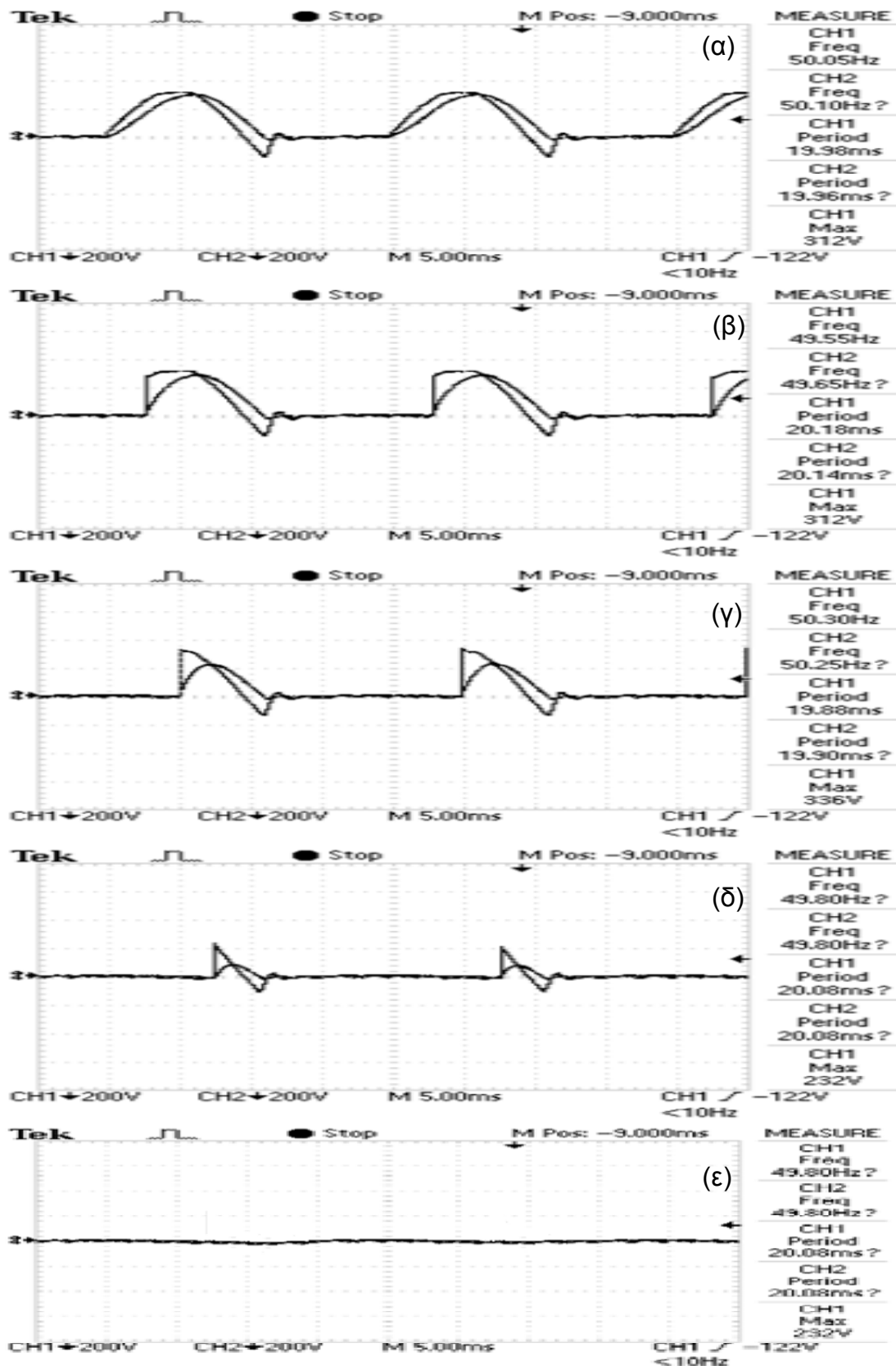
Σχήμα 8.7 Κυματομορφές της τάσης εξόδου  $V_d$  (CH1) και της τάσης στα άκρα του θυρίστορ,  $V_{th}$  (CH2) για α)  $0^\circ$ , β)  $45^\circ$ , γ)  $90^\circ$ , δ)  $135^\circ$  και ε)  $180^\circ$ , με ωμικό φορτίο

### 8.2.2 ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ



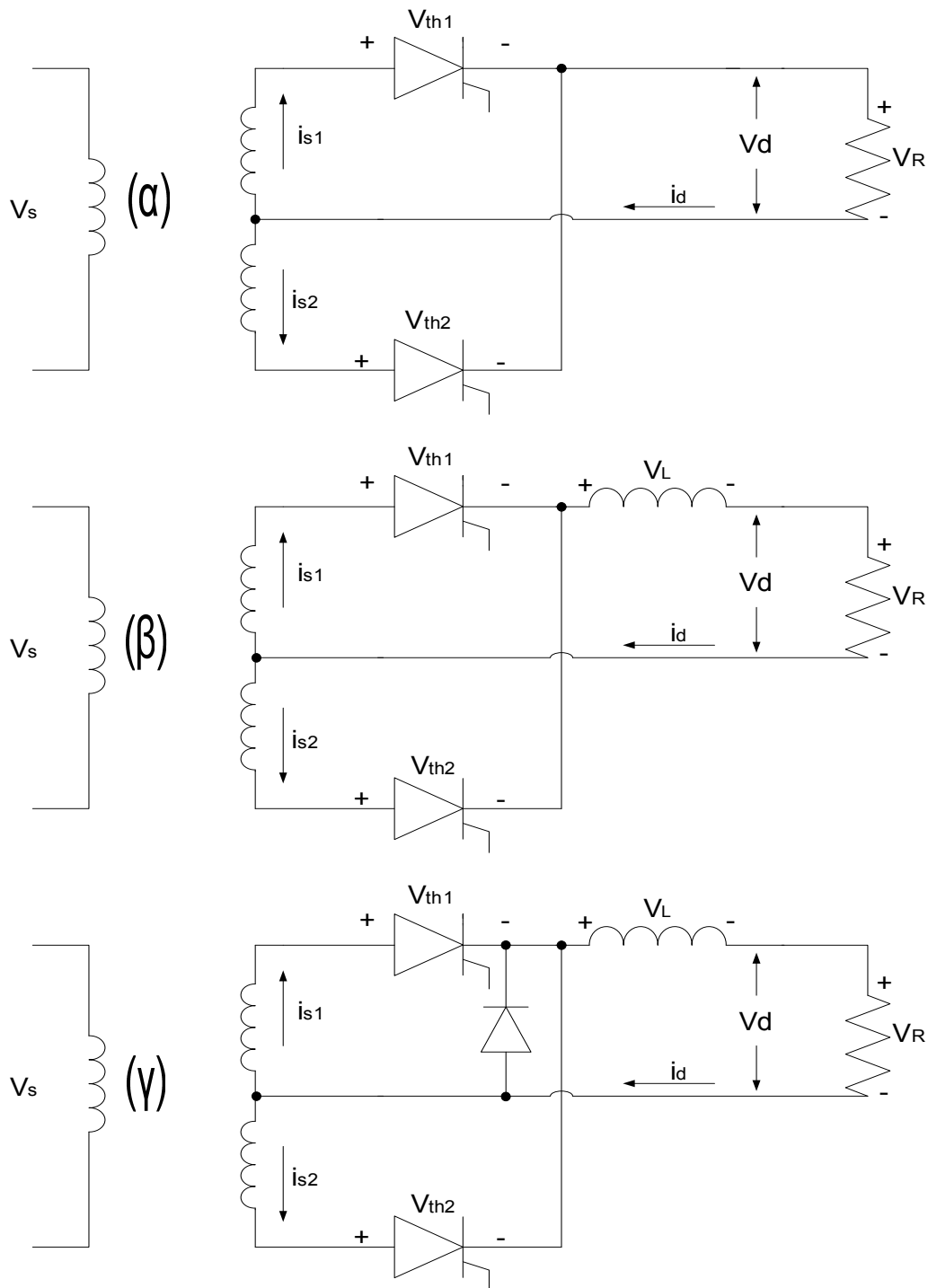
Σχήμα 8.8 Κυματομορφές των τάσεων  $V_d$  (CH1)  $V_{th}$  (CH2) κατά τη λειτουργία μετατροπέα ενός παλμού και για γωνίες έναυσης α)  $0^\circ$ , β)  $45^\circ$ , γ)  $90^\circ$ , δ)  $135^\circ$  και ε)  $180^\circ$  και με ωμικό-επαγωγικό φορτίο.





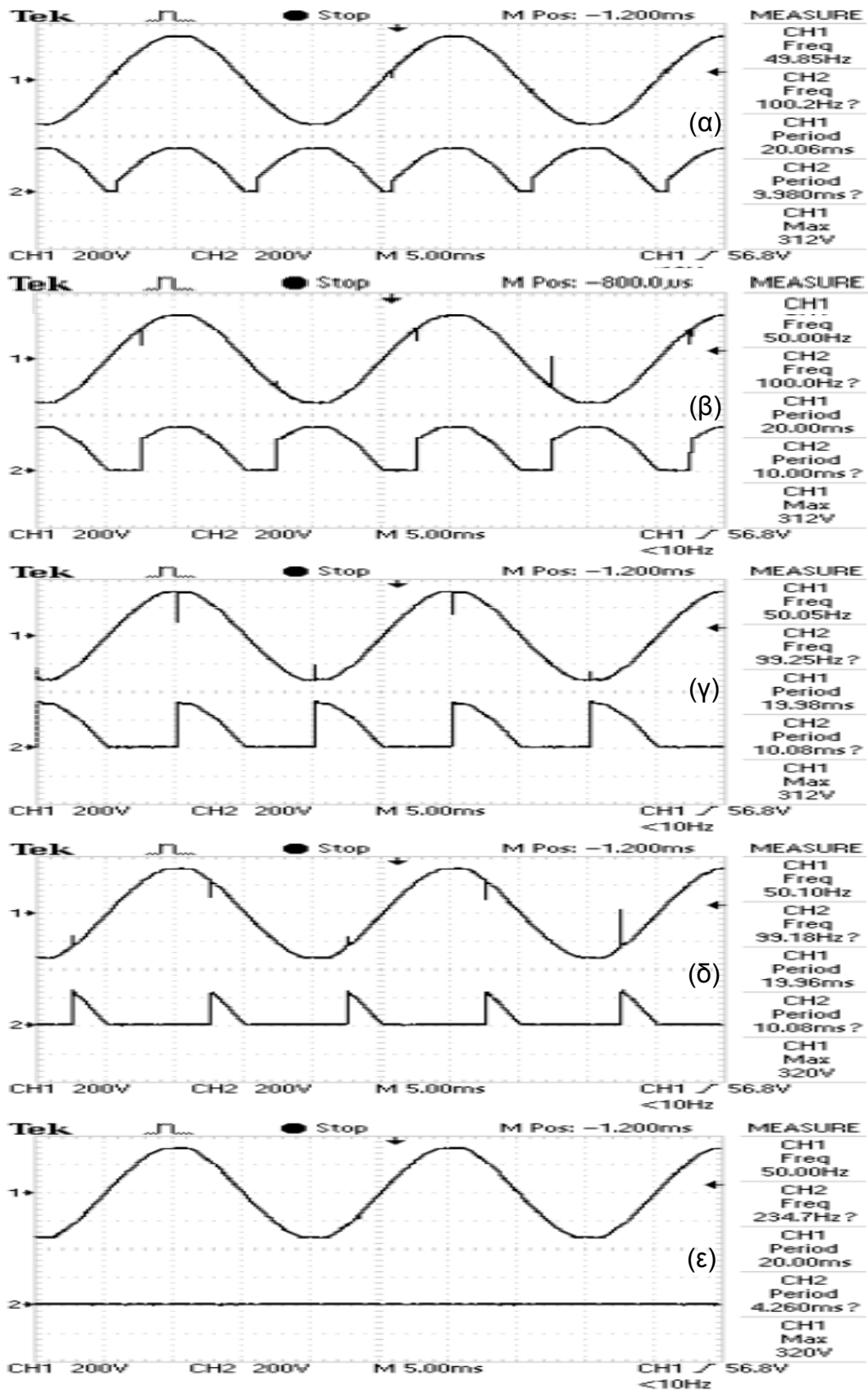
**Σχήμα 8.9** Κοματομορφές των τάσεων  $V_d$  (CH1)  $V_R$  (CH2) κατά τη λειτουργία μετατροπέα ενός παλμού με ωμικό-επαγωγικό φορτίο και για γωνίες έναυσης α)  $0^\circ$ , β)  $45^\circ$ , γ)  $90^\circ$ , δ)  $135^\circ$  και ε)  $180^\circ$ . Παρατηρούμε πως παρόλο που η  $V_d$  λαμβάνει και αρνητικές τιμές η  $V_R$  παραμένει μονίμως θετική.

### 8.3 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΑΝΟΡΘΩΤΙΚΗΣ ΔΙΑΤΑΞΗΣ ΜΕ ΔΥΟ ΘΥΡΙΣΤΟΡ

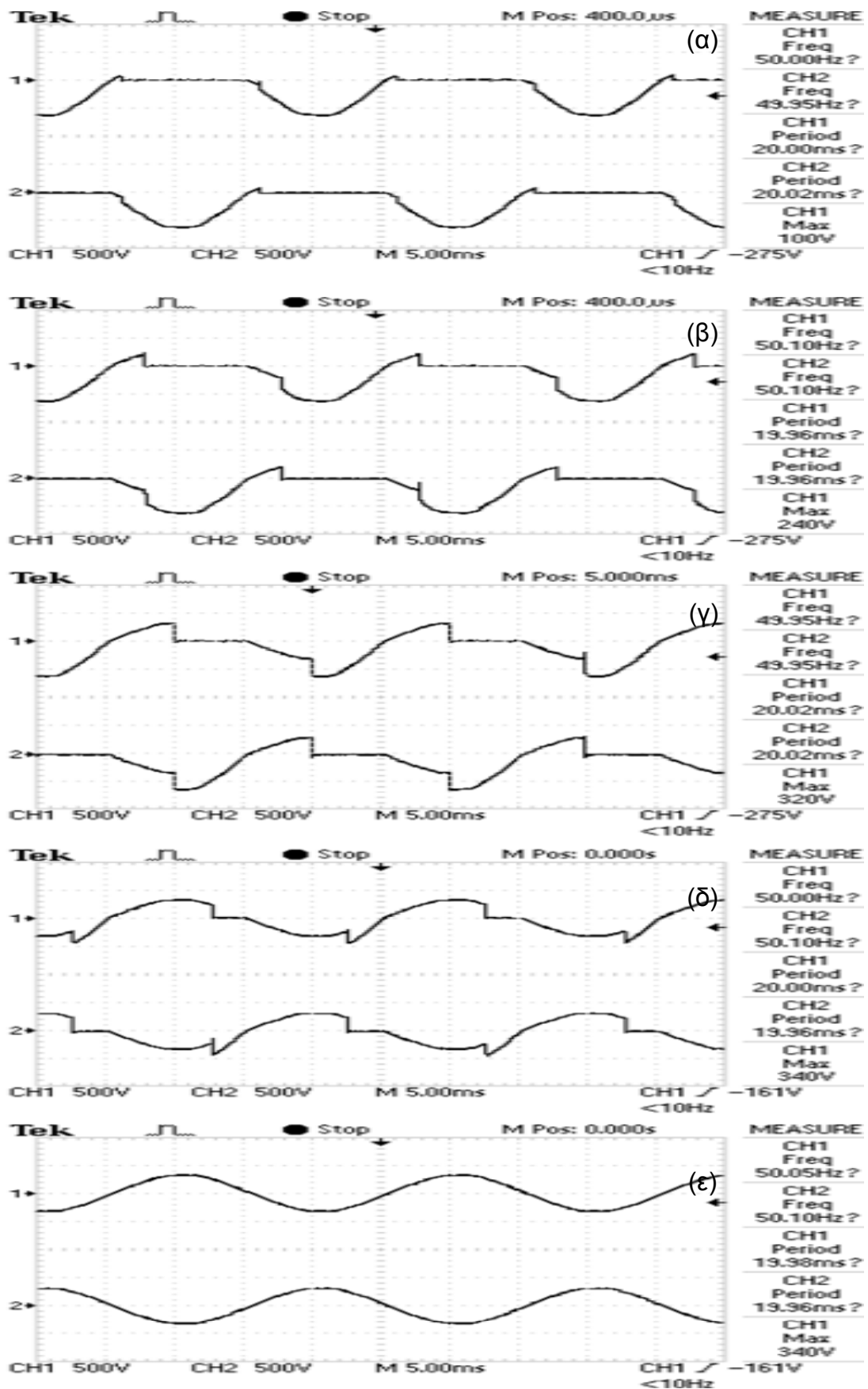


**Σχήμα 8.10** Τοπολογία ανορθωτικής διάταξης με δυο θυρίστορ και με ωμικό φορτίο, ωμικό-επαγωγικό(σχ. 8.10α), ωμικό-επαγωγικό(σχ. 8.10β) και δίοδο ελεύθερης διέλευσης(σχ. 8.10γ) στην έξοδο. Για τις παραπάνω τοπολογίες θα δειχθούν διάφορες γραφικές παραστάσεις τάσεων και ρευμάτων για  $10^\circ$  ,  $45^\circ$  ,  $90^\circ$  ,  $135^\circ$  και  $180^\circ$  .

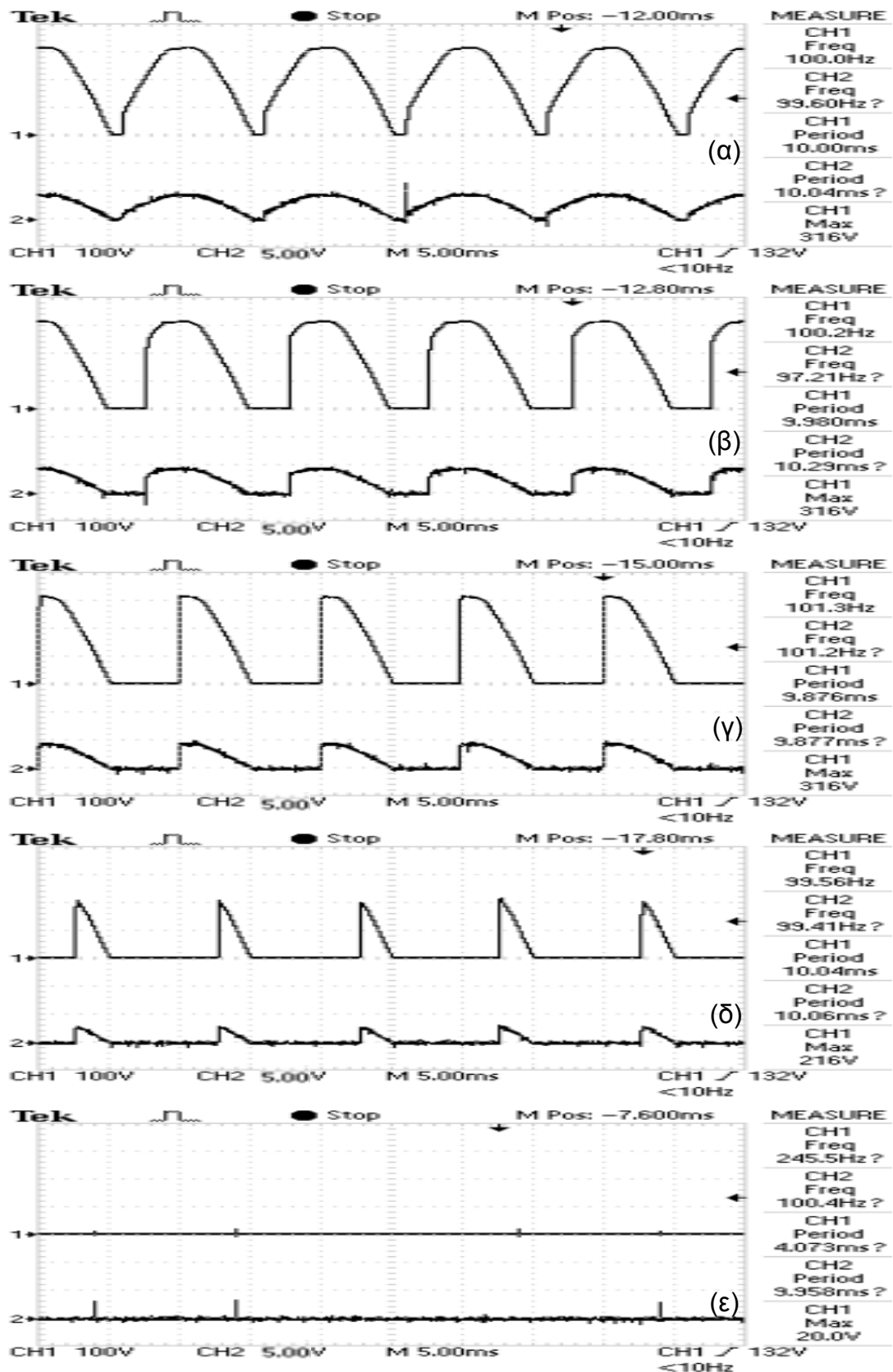
### 8.3.1 ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ



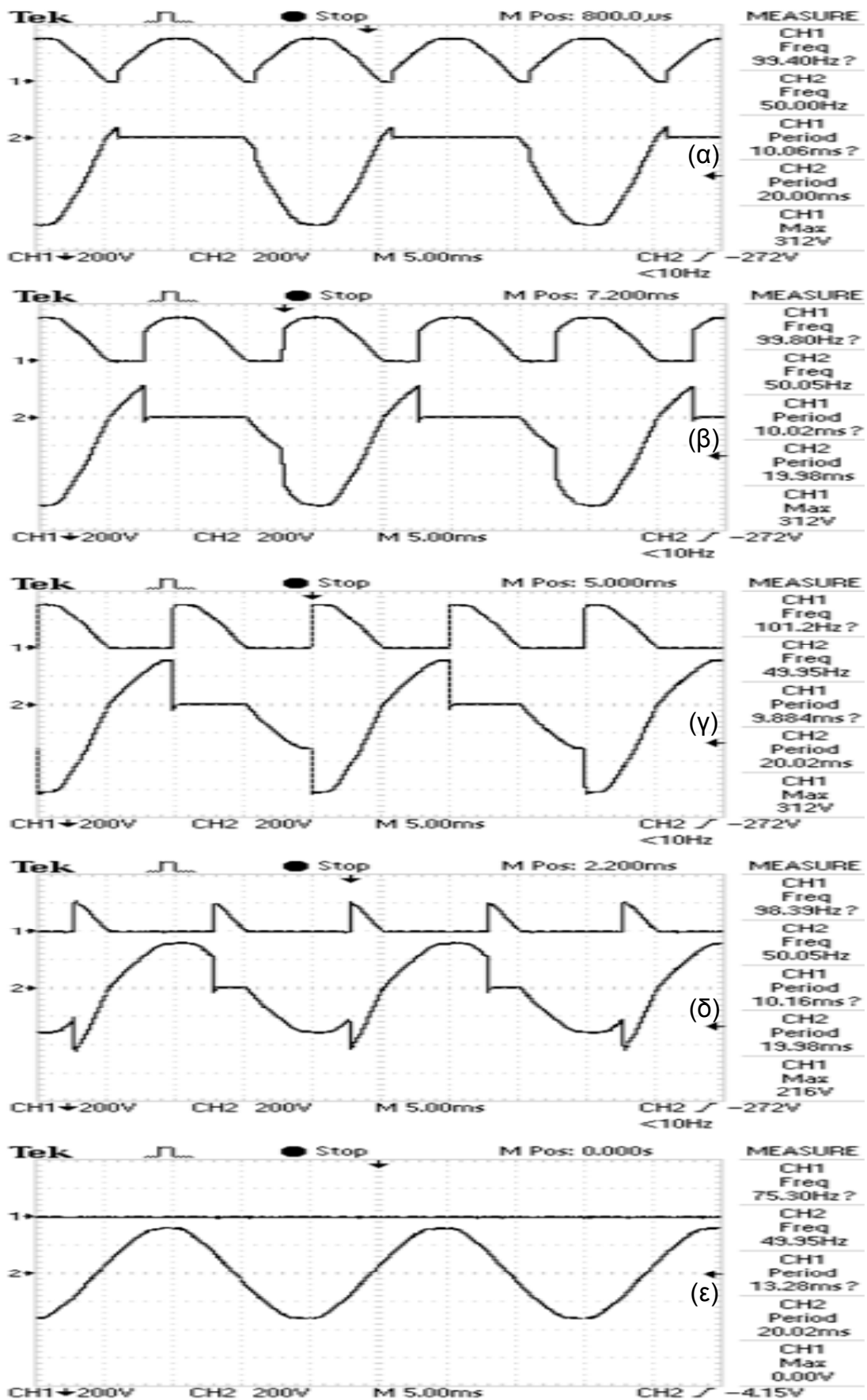
Σχήμα 8.11 Κυματομορφές των τάσεων  $V_s$  (CH1) και  $V_d$  (CH2), για γωνίες έναυσης α) 10°, β) 45°, γ) 90°, δ) 135° και ε) 180°.



Σχήμα 8.12 Κοματομορφές των τάσεων αγωγής στο θυρίστορ V<sub>th1</sub>(CH1) και στο θυρίστορ V<sub>th2</sub>(CH2), για γωνίες έναρξης α) 10°, β) 45°, γ) 90°, δ) 135° και ε) 180°.

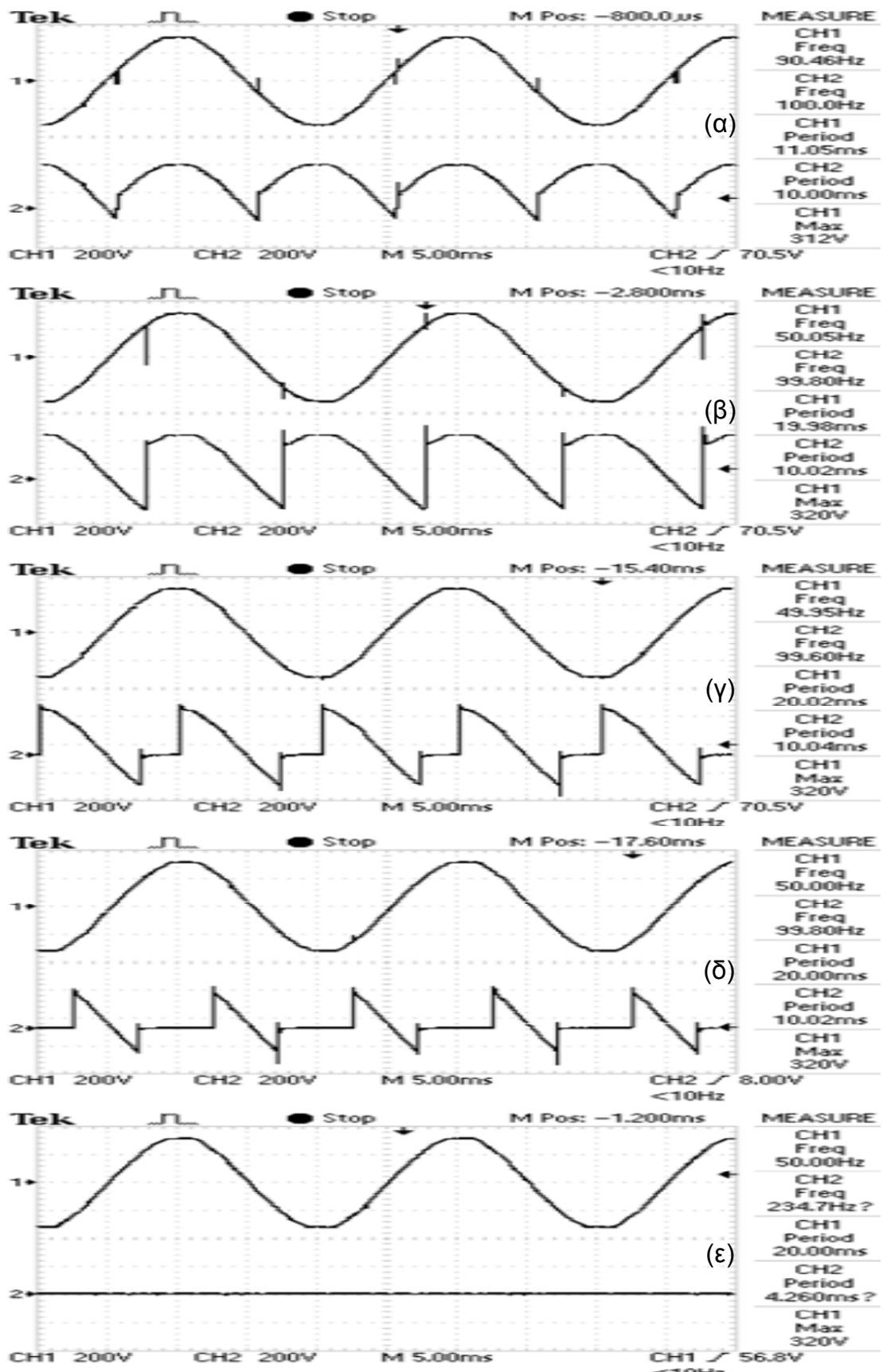


**Σχήμα 8.13** Κυματομορφή της τάσης εξόδου  $V_d$  (CH1) και κυματομορφή του ρεύματος  $I_d \cdot R_{sense}$  (CH2), για γωνίες έναυσης α)  $10^\circ$ , β)  $45^\circ$ , γ)  $90^\circ$ , δ)  $135^\circ$  και ε)  $180^\circ$ .

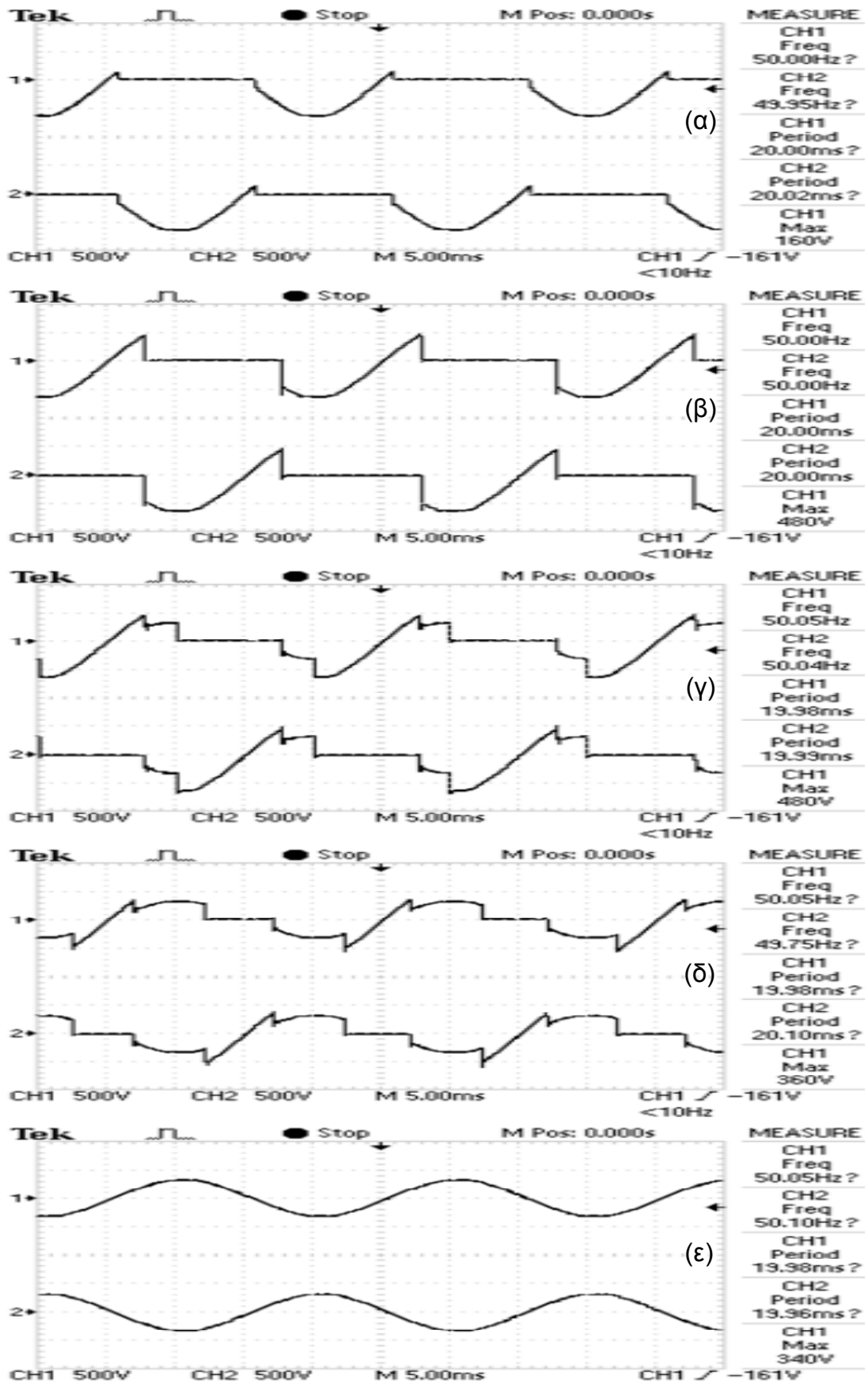


Σχήμα 8.14 Κυματομορφές των τάσεων  $V_d$  (CH1) και της αγωγής του θυρίστορ  $V_{th1}$  (CH2), για γωνίες έναρξης α)  $10^\circ$ , β)  $45^\circ$ , γ)  $90^\circ$ , δ)  $135^\circ$  και ε)  $180^\circ$ .

### 8.3.2 ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

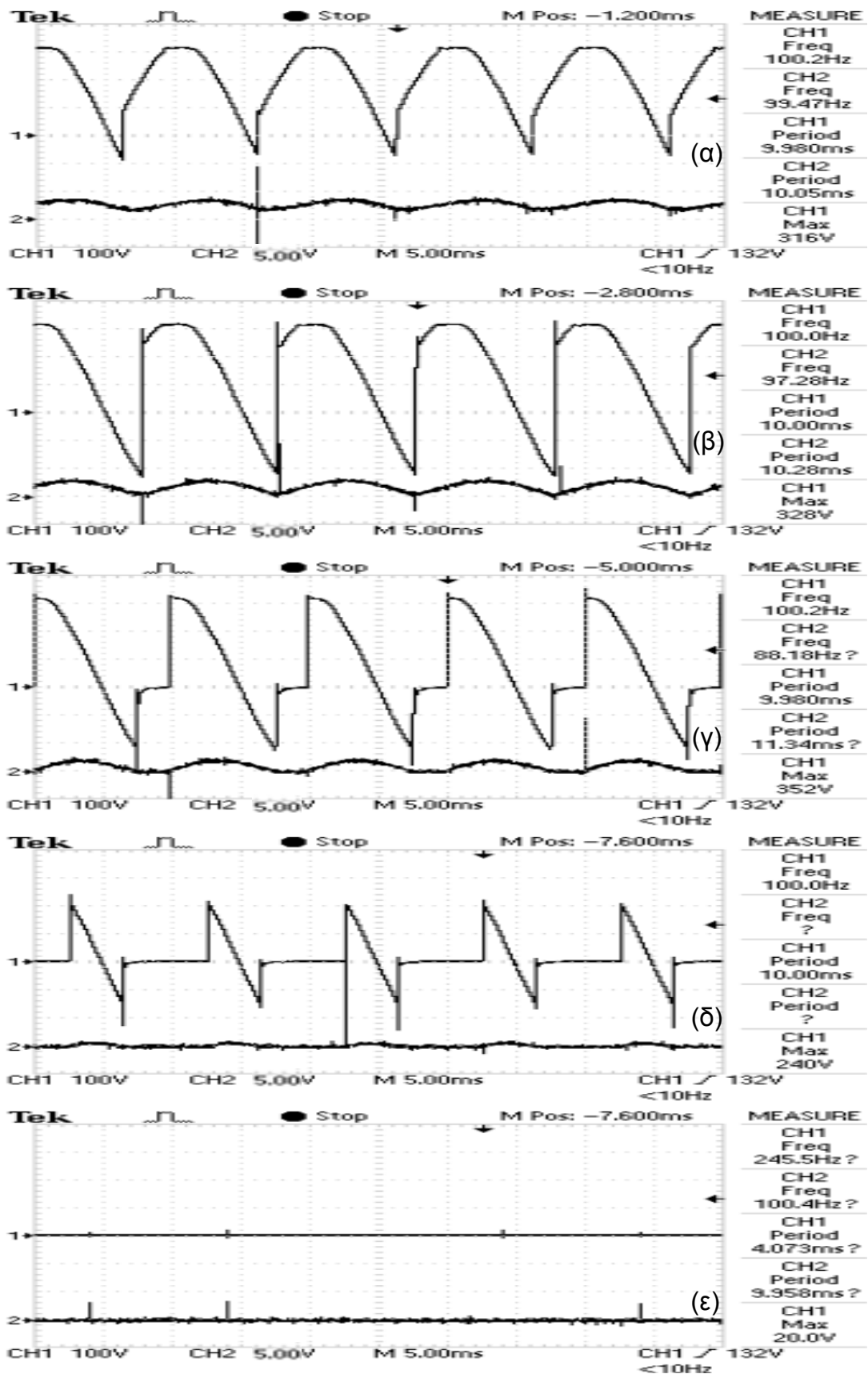


Σχήμα 8.15 Κυματομορφές των τάσεων  $V_s$  (CH1) και  $V_d$  (CH2), για γωνίες έναυσης α)  $10^\circ$ , β)  $45^\circ$ , γ)  $90^\circ$ , δ)  $135^\circ$  και ε)  $180^\circ$ .

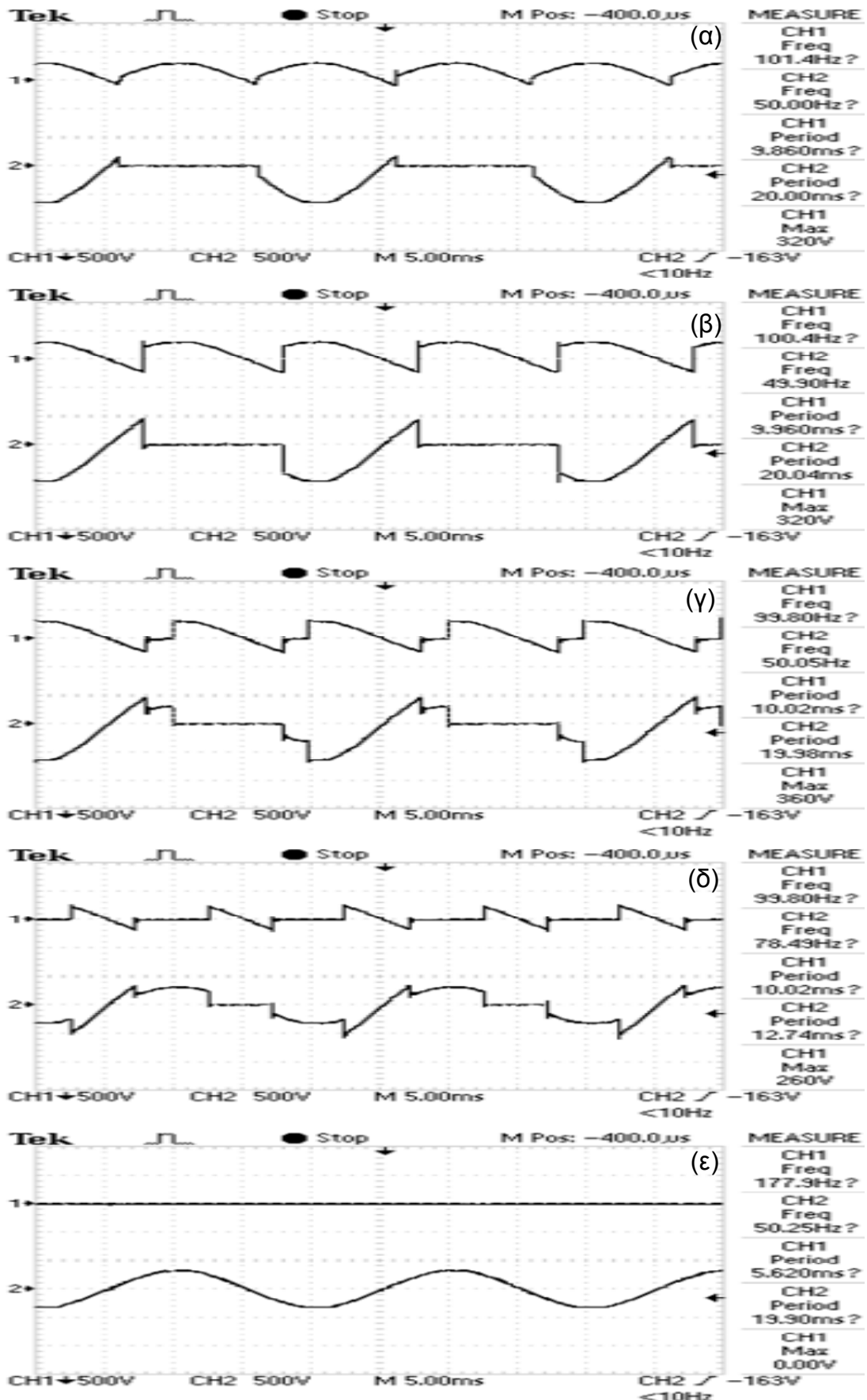


Σχήμα 8.16 Κυματομορφές των τάσεων κατά την αγωγή των θυρίστωρ  $V_{th1}$  (CH1) και  $V_{th2}$  (CH2), για γωνίες έναρξης α)  $10^\circ$ , β)  $45^\circ$ , γ)  $90^\circ$ , δ)  $135^\circ$  και ε)  $180^\circ$ .

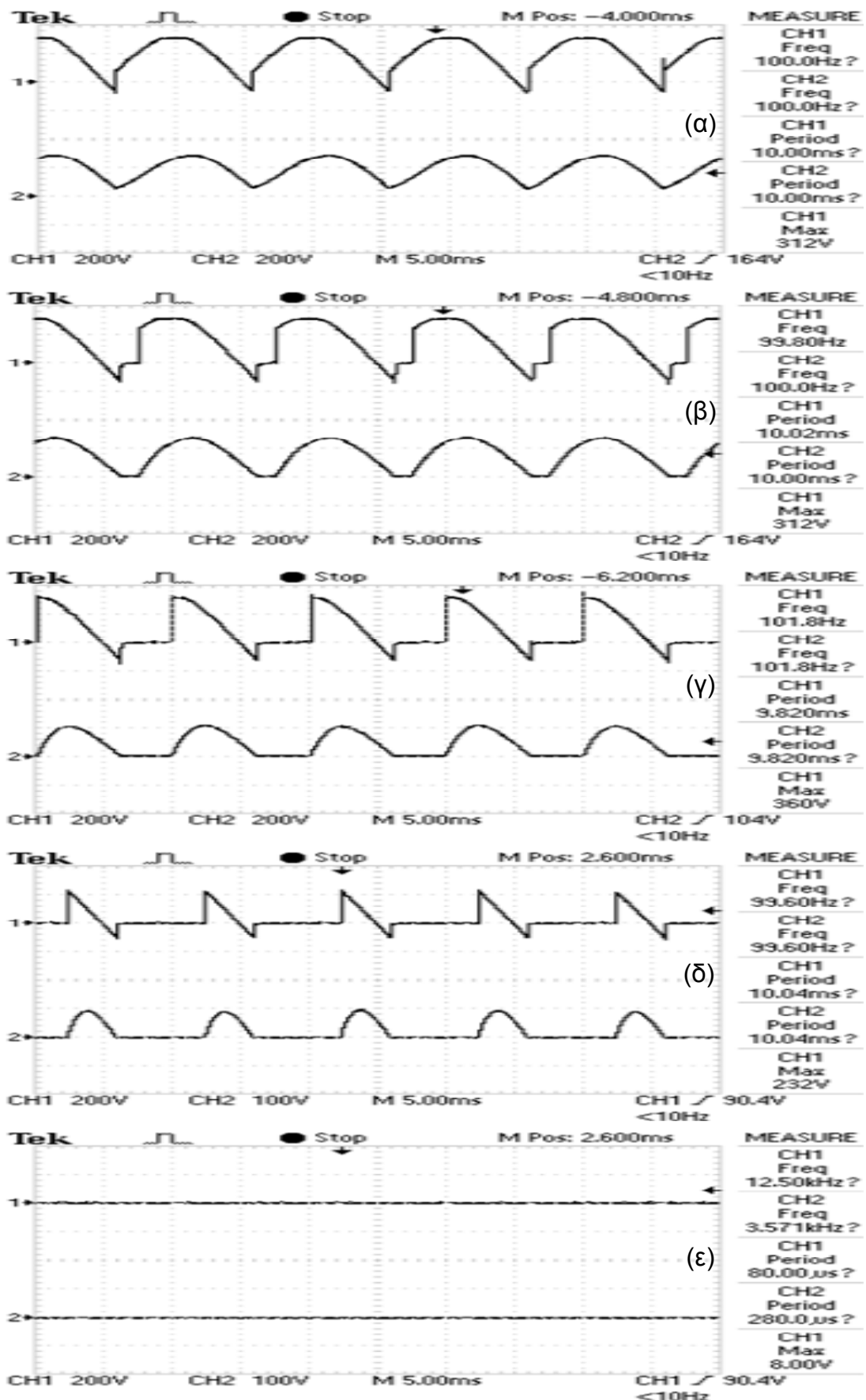




Σχήμα 8.17 Κυματομορφή της τάσης εξόδου  $V_d$  (CH1) και κυματομορφή του ρεύματος  $I_d \cdot R_{sense}$  (CH2), για γωνίες έναυσης α)  $10^\circ$ , β)  $45^\circ$ , γ)  $90^\circ$ , δ)  $135^\circ$  και ε)  $180^\circ$ .

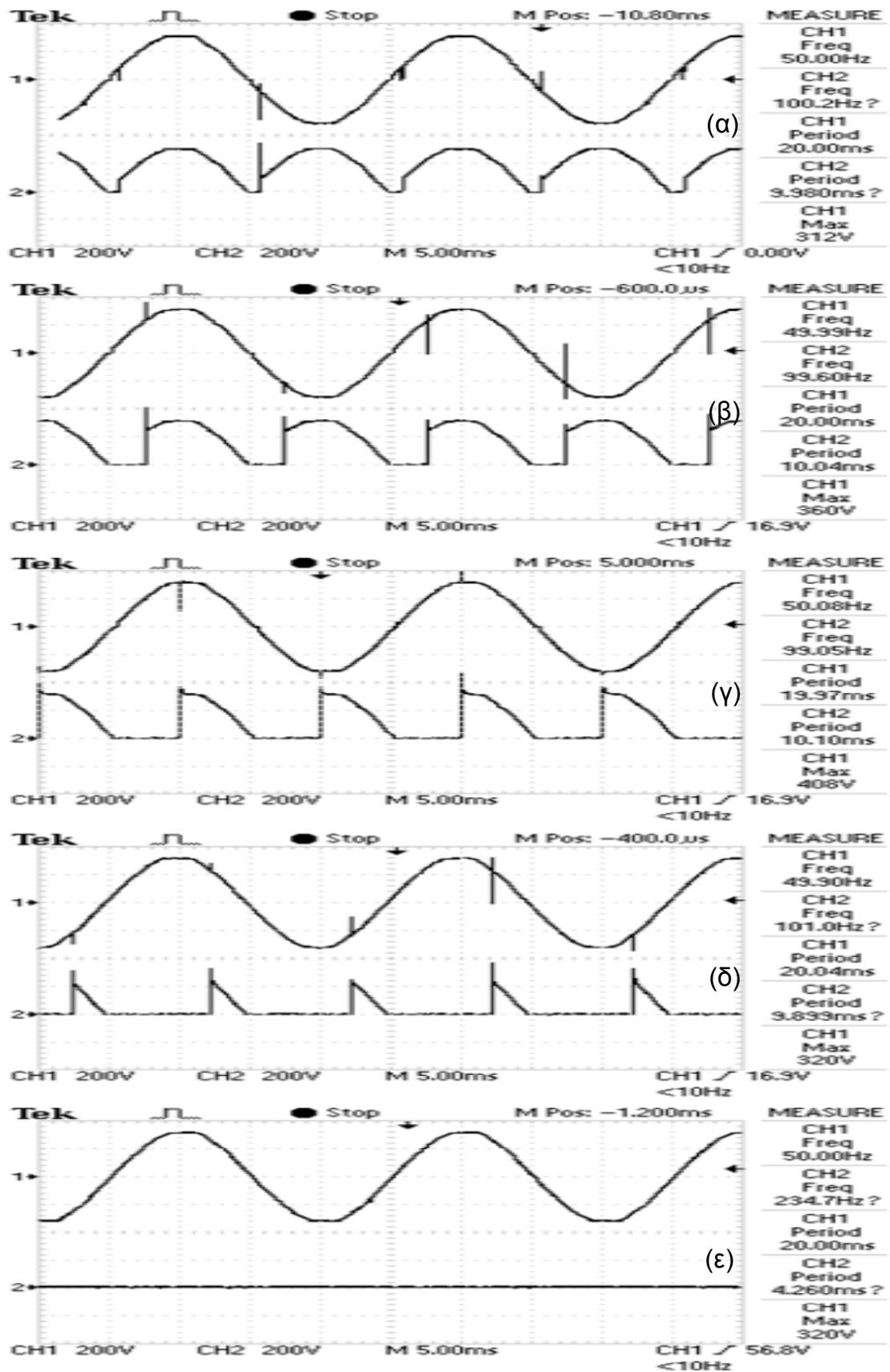


Σχήμα 8.18 Κυματομορφές των τάσεων  $V_d$  (CH1) και  $V_{th1}$  (CH2), για γωνίες έναυσης α)  $10^\circ$ , β)  $45^\circ$ , γ)  $90^\circ$ , δ)  $135^\circ$  και ε)  $180^\circ$ .

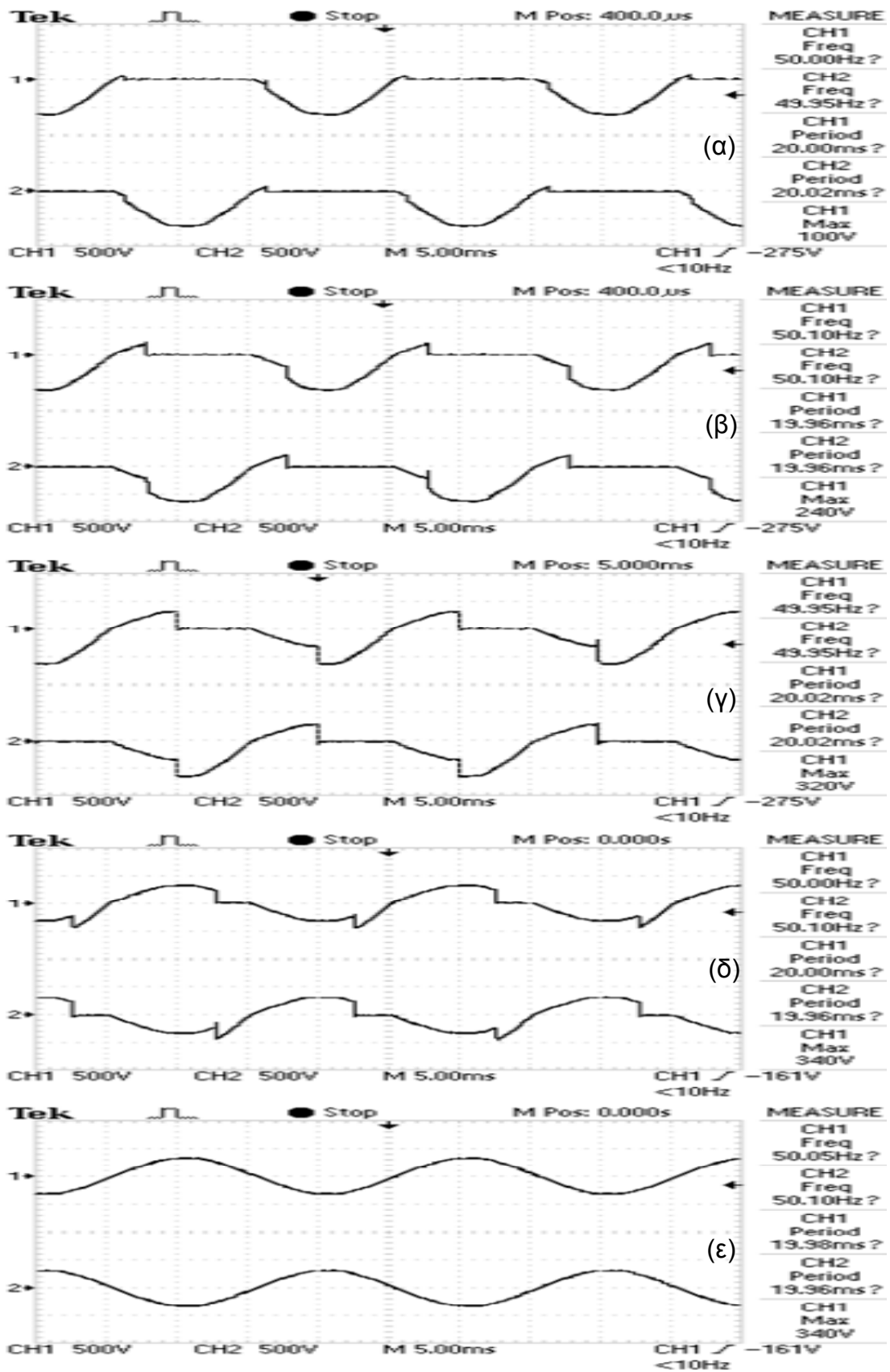


Σχήμα 8.19 Κυματομορφές των τάσεων  $V_d$  (CH1) και  $V_R$  (CH2), για γωνίες έναρξης α)  $10^\circ$ , β)  $45^\circ$ , γ)  $90^\circ$ , δ)  $135^\circ$  και ε)  $180^\circ$ .

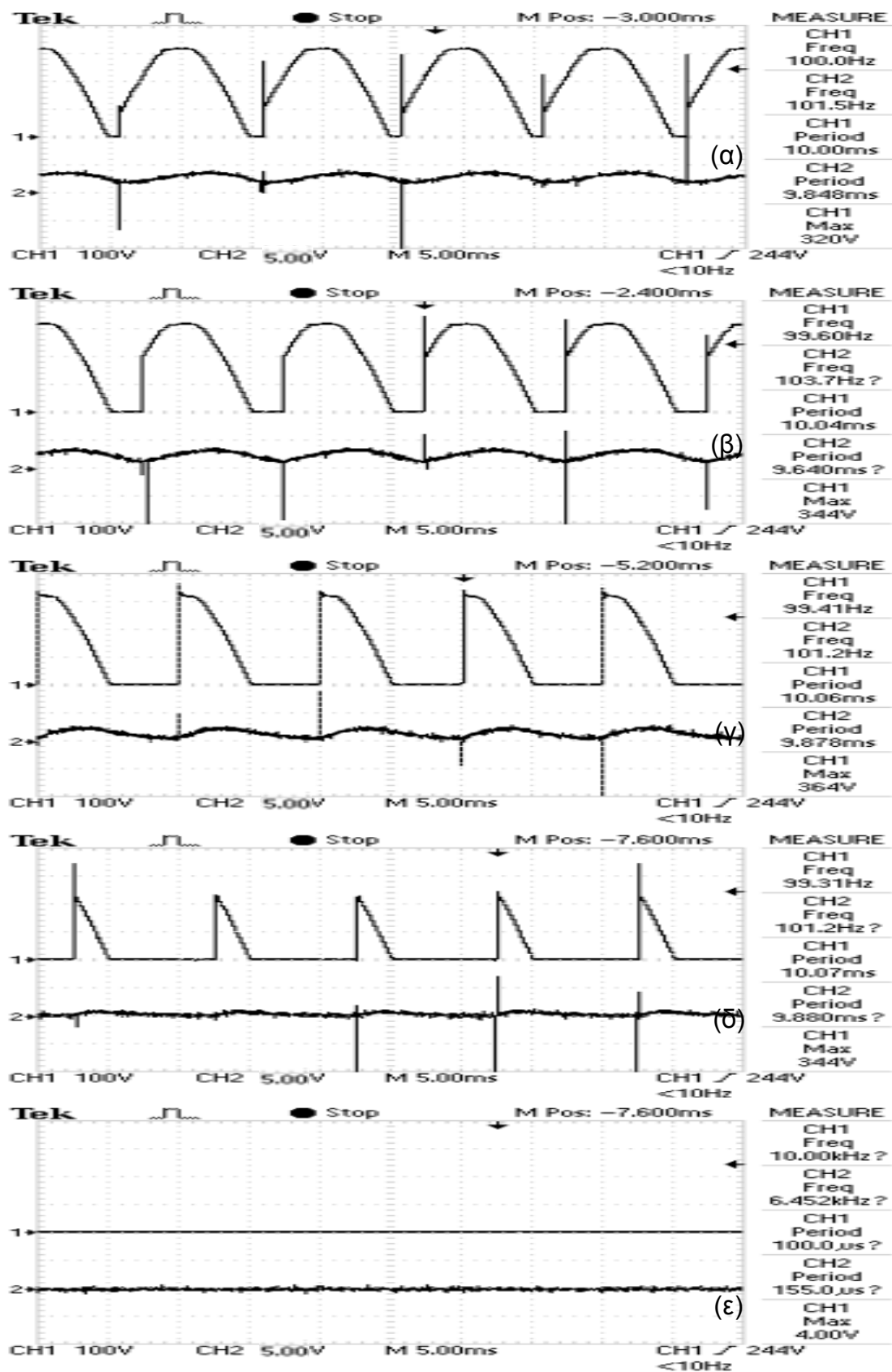
### 8.3.3 ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ ΚΑΙ ΔΙΟΔΟ ΕΛΕΥΘΕΡΗΣ ΔΙΕΛΕΥΣΗΣ



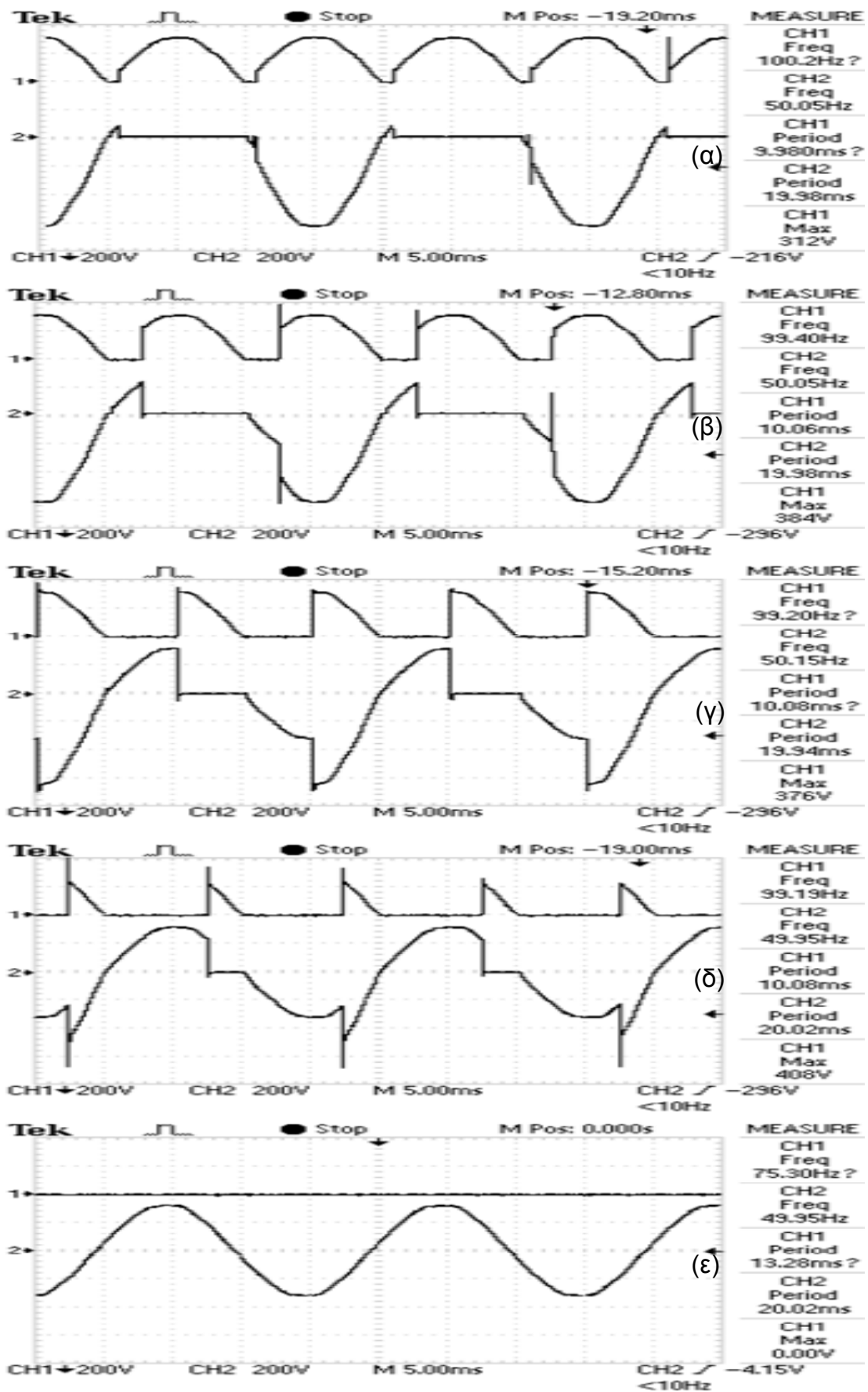
Σχήμα 8.20 Κομματομορφές των τάσεων  $V_s$  (CH1) και  $V_d$  (CH2), για γωνίες έναυσης α)  $10^\circ$ , β)  $45^\circ$ , γ)  $90^\circ$ , δ)  $135^\circ$  και ε)  $180^\circ$ .



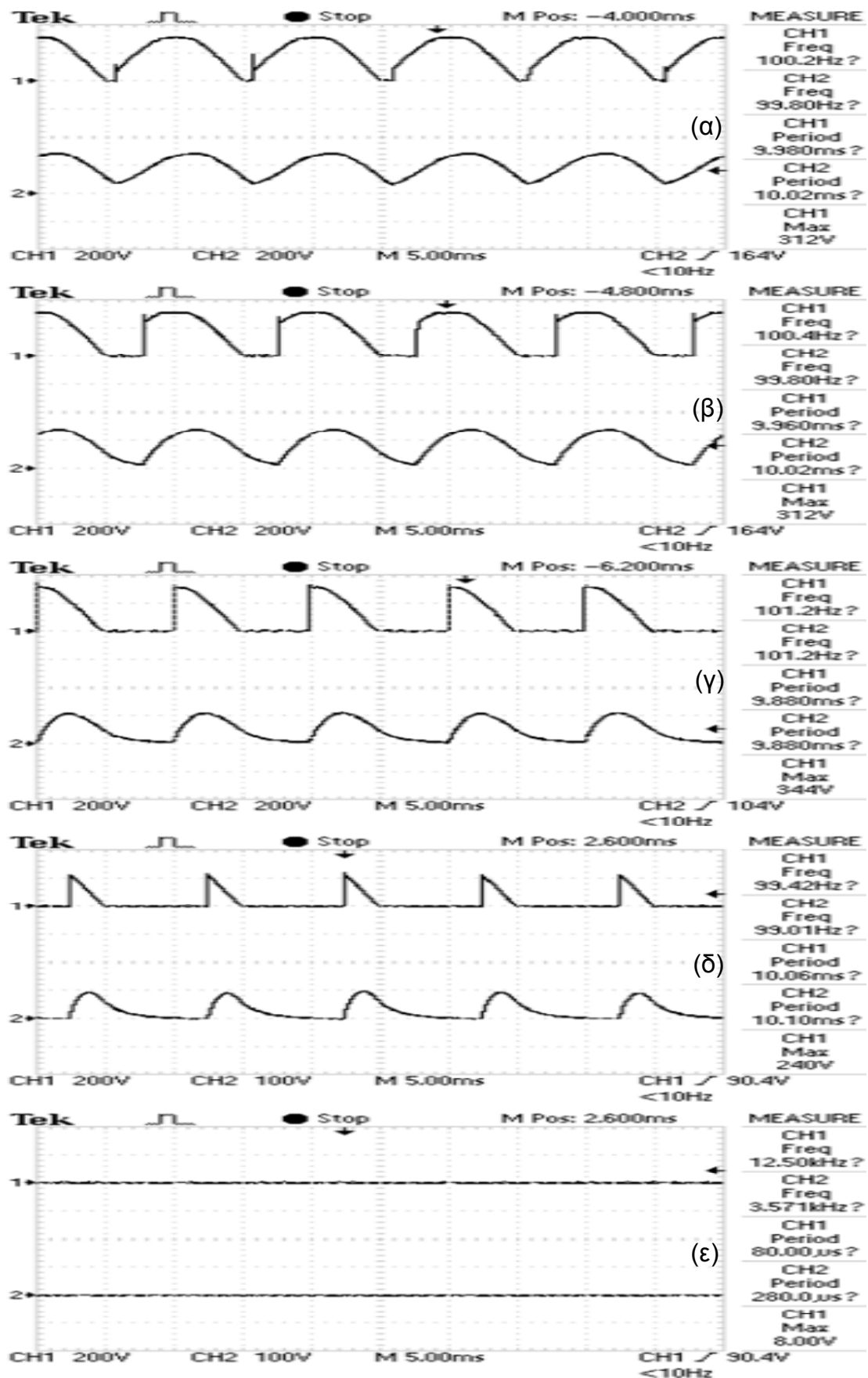
Σχήμα 8.21 Κυματομορφές των τάσεων κατά την αγωγή των θυρίστωρ  $V_{th1}$  (CH1) και  $V_{th2}$  (CH2), για γωνίες έναυσης α)  $10^\circ$ , β)  $45^\circ$ , γ)  $90^\circ$ , δ)  $135^\circ$  και ε)  $180^\circ$ .



Σχήμα 8.22 Κυματομορφή της τάσης εξόδου  $V_d$ (CH1) και κυματομορφή του ρεύματος  $I_d \cdot R_{sense}$  (CH2), για γωνίες έναρξης α) 10°, β) 45°, γ) 90°, δ) 135° και ε) 180°.



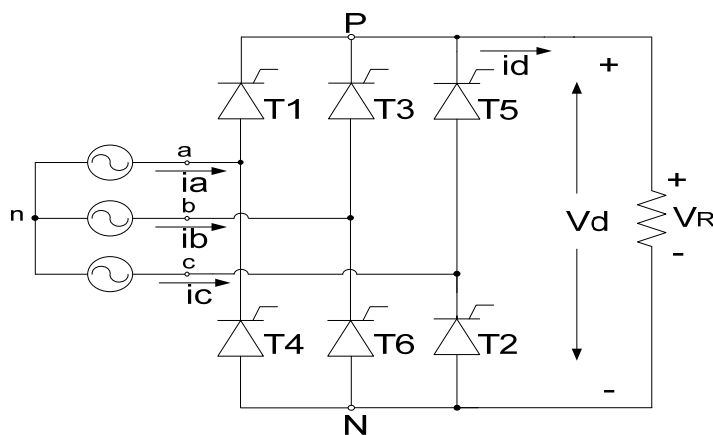
Σχήμα 8.23 Κυματομορφές των τάσεων  $V_d$  (CH1) και αγωγής του θυρίστορ  $I_{th1}$  (CH2), για γωνίες έναυσης α)  $10^\circ$ , β)  $45^\circ$ , γ)  $90^\circ$ , δ)  $135^\circ$  και ε)  $180^\circ$ .



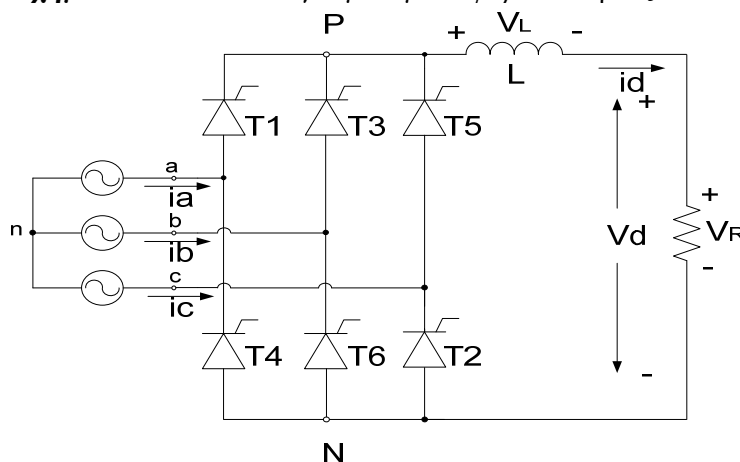
Σχήμα 8.24 Κυματομορφές των τάσεων  $V_d$  (CH1) και  $V_R$  (CH2), για γωνίες έναρξης α)  $10^\circ$ , β)  $45^\circ$ , γ)  $90^\circ$ , δ)  $135^\circ$  και ε)  $180^\circ$ .



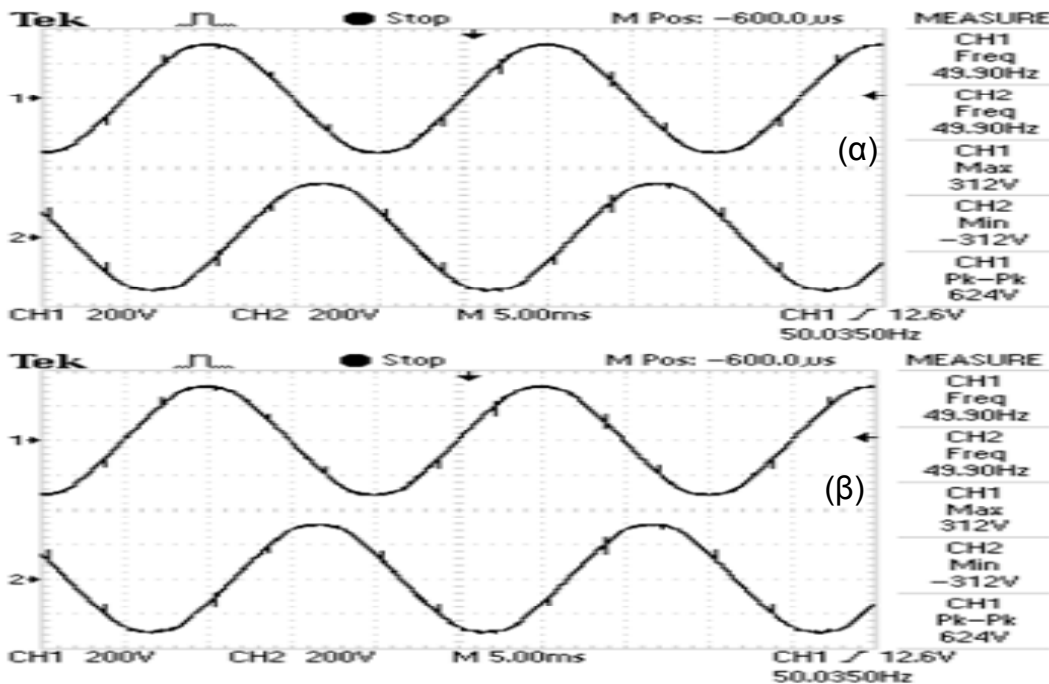
### 8.4 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΜΕ ΕΞΙ ΘΥΡΙΣΤΟΡ



Σχήμα 8.25 Τοπολογία με ωμικό φορτίο στην έξοδο.

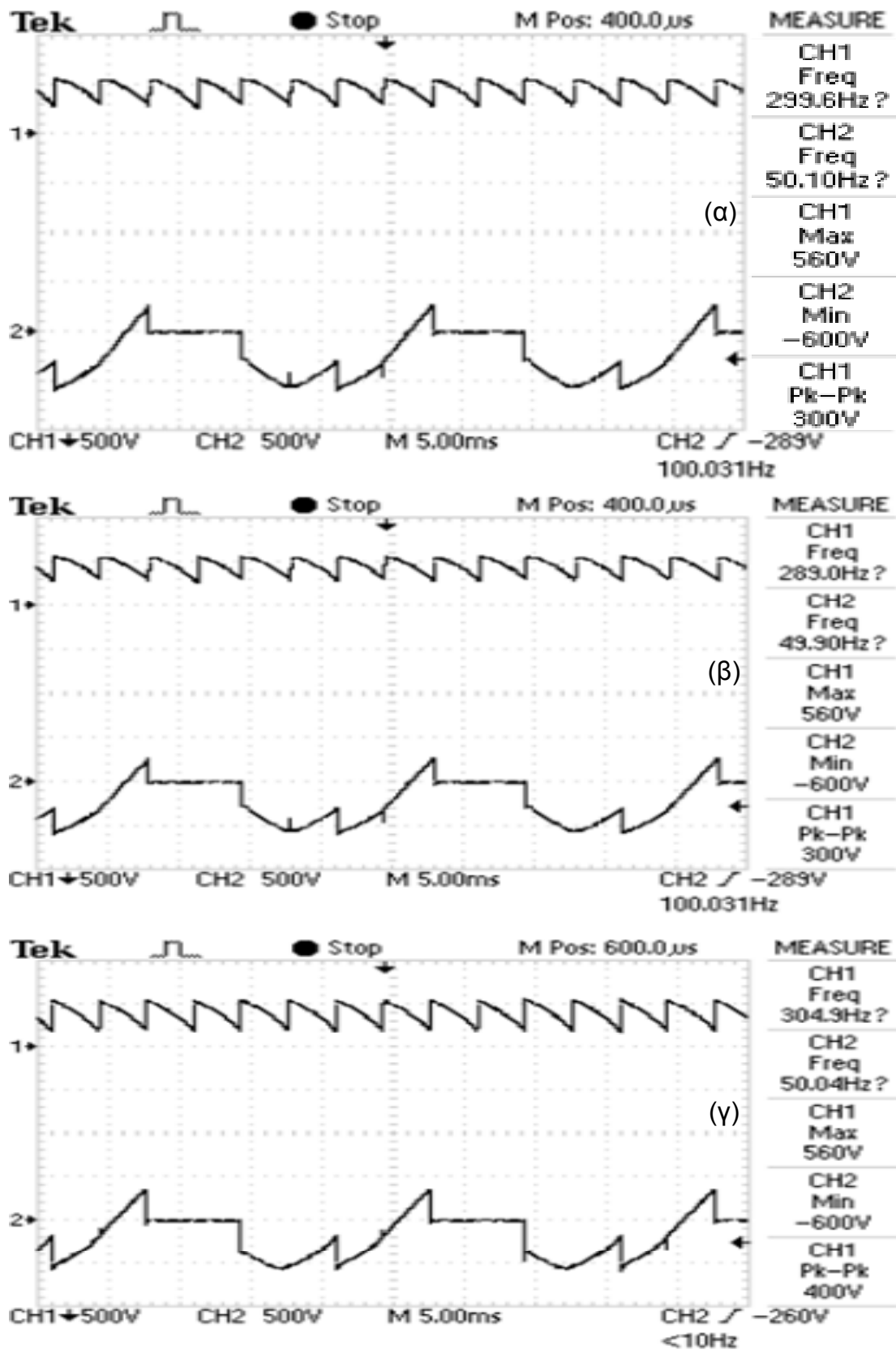


Σχήμα 8.26 Τοπολογία με ωμικό-επαγωγικό φορτίο στην έξοδο.

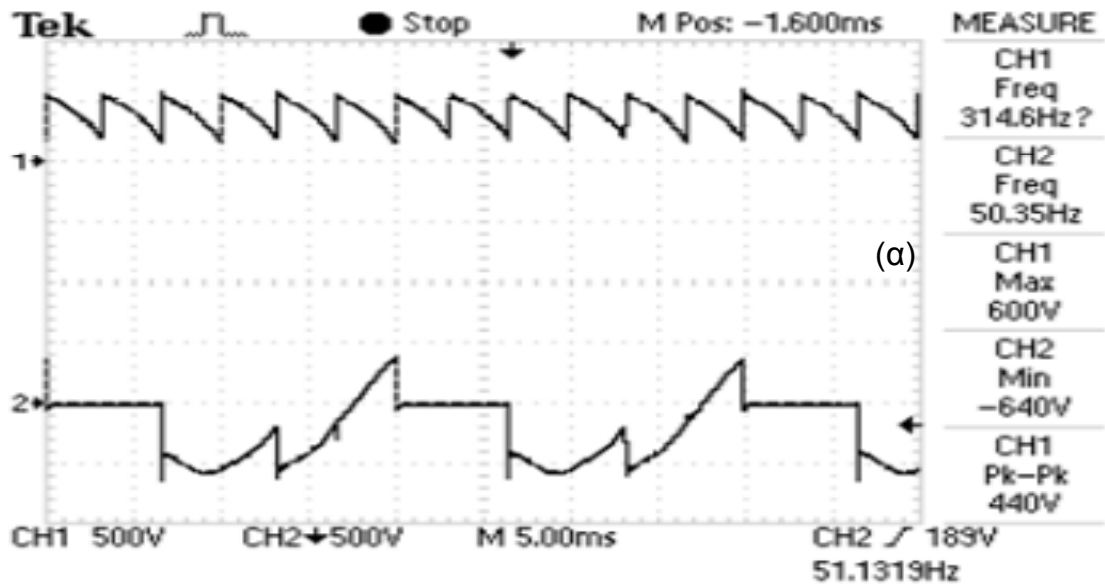


Σχήμα 8.27 Κυματομορφές των τάσεων  $V_R$ (CH1) και  $V_S$ (CH2) στο σχήμα (α) με  $120^\circ$  διαφορά μεταξύ τους. και κυματομορφές των τάσεων  $V_S$ (CH1) και  $V_T$ (CH2) στο σχήμα (β) με  $120^\circ$  διαφορά μεταξύ τους. .

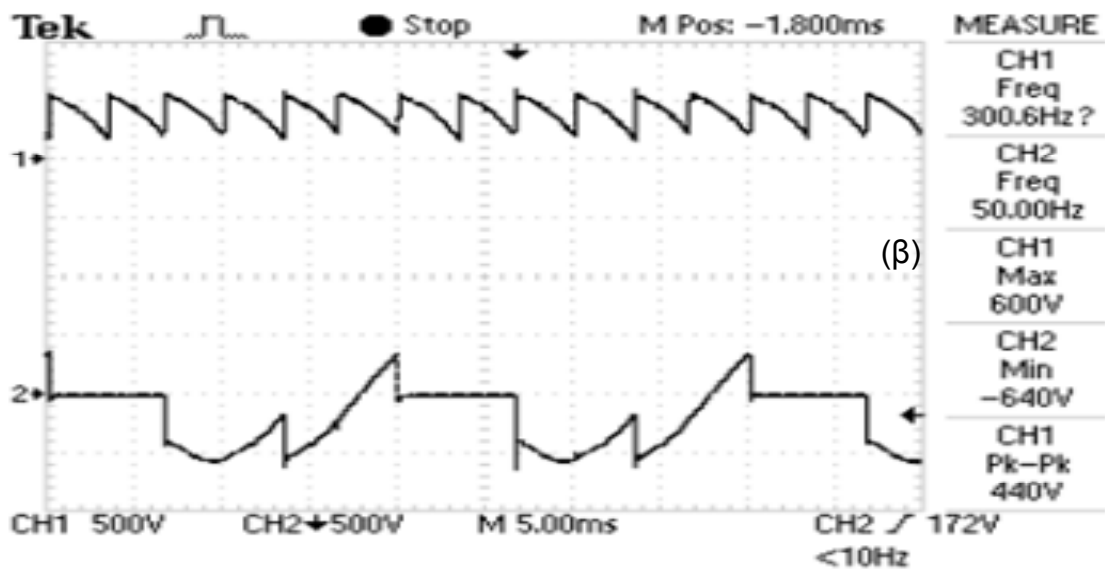
### 8.4.1 ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ



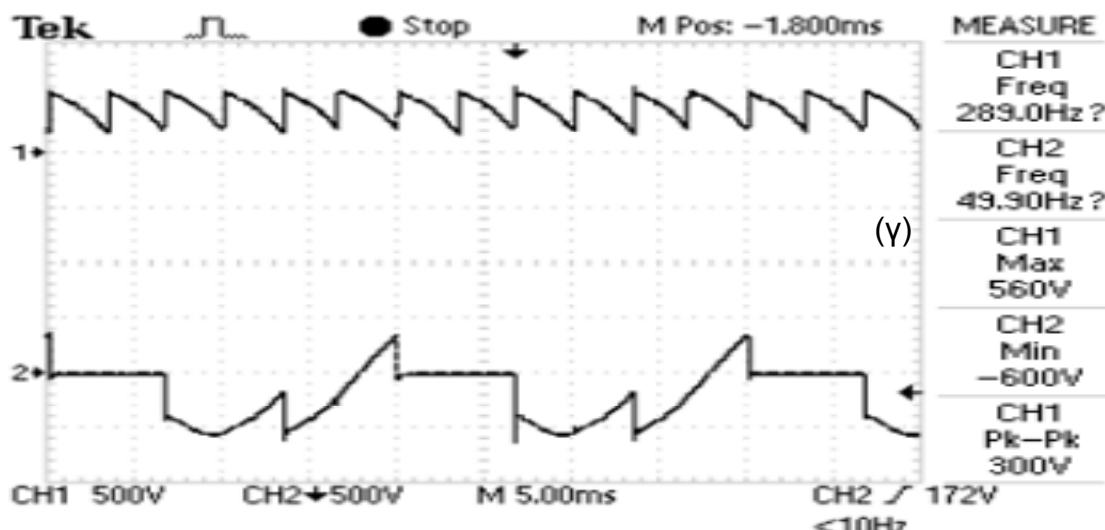
Σχήμα 8.28 Κοματομορφές της τάσης  $V_d$  (CH1) και της αγωγής των θυρίστορ I-3-5 (CH2) στα σχήματα α, β, γ, αντίστοιχα.



(α)

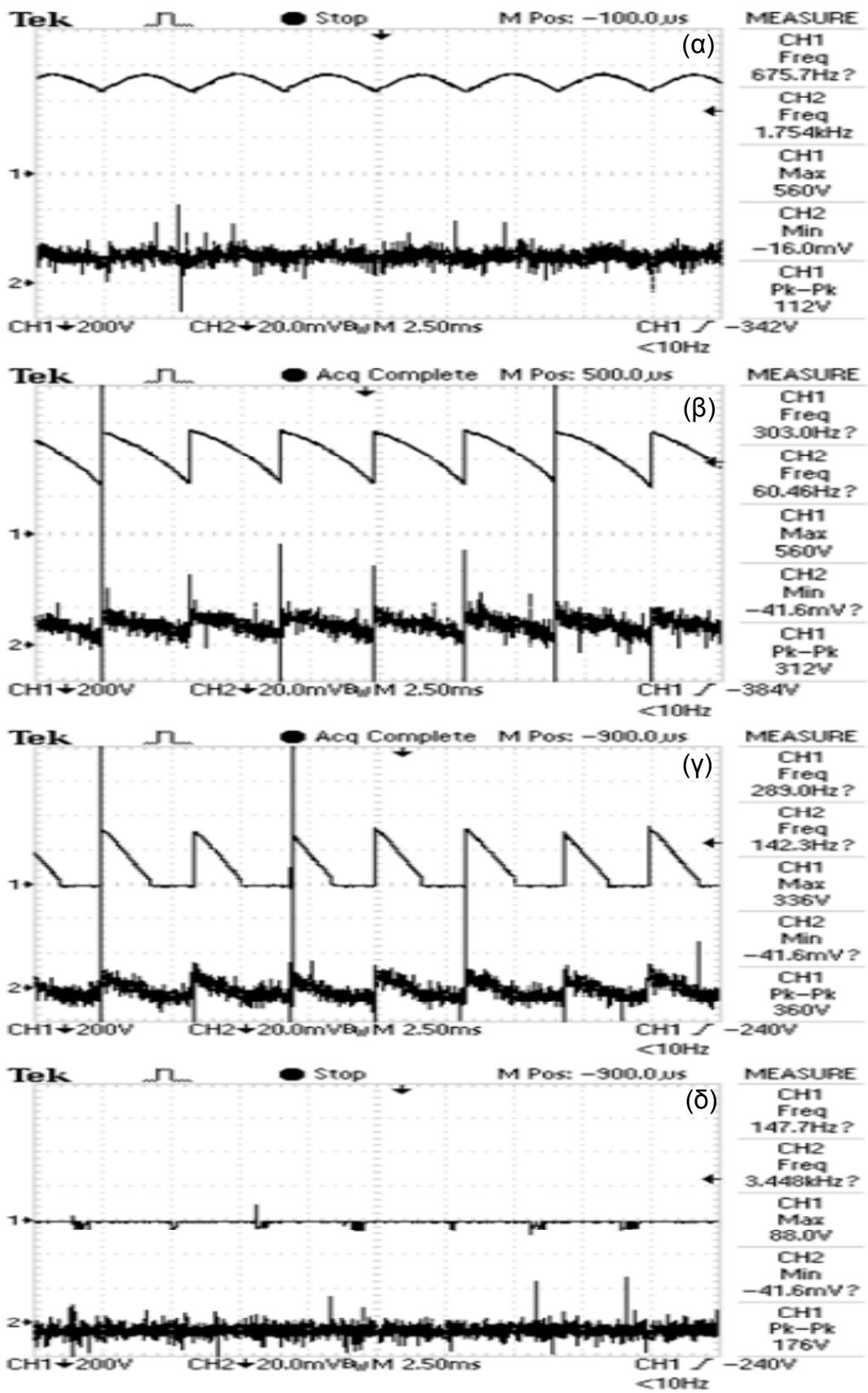


(β)



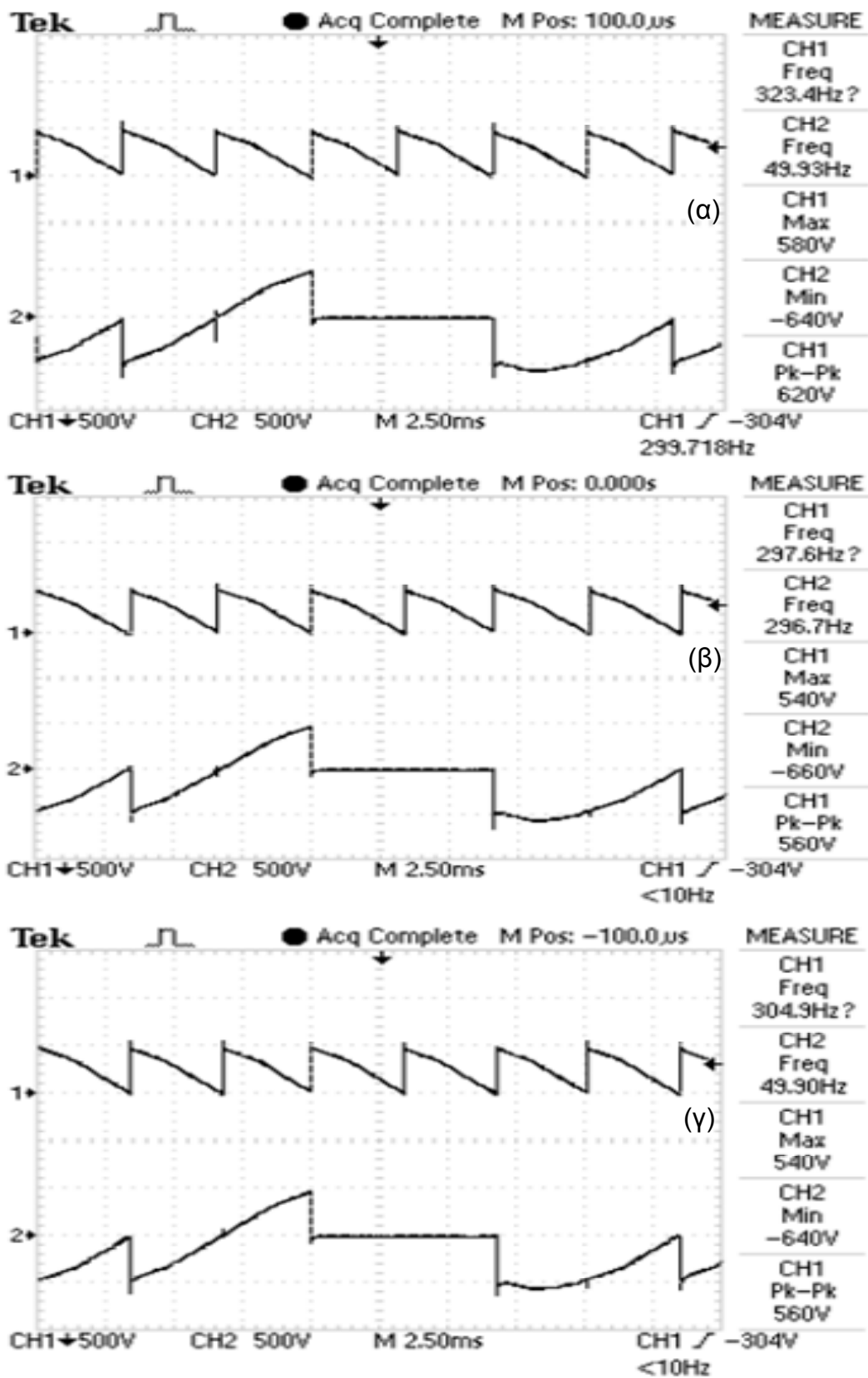
(γ)

Σχήμα 8.29 Κυματομορφές της τάσης  $V_d$ (CH1) και της αγωγής των θυρίστρον 4-6-2 (CH2) στα σχήματα α, β, γ, αντίστοιχα.

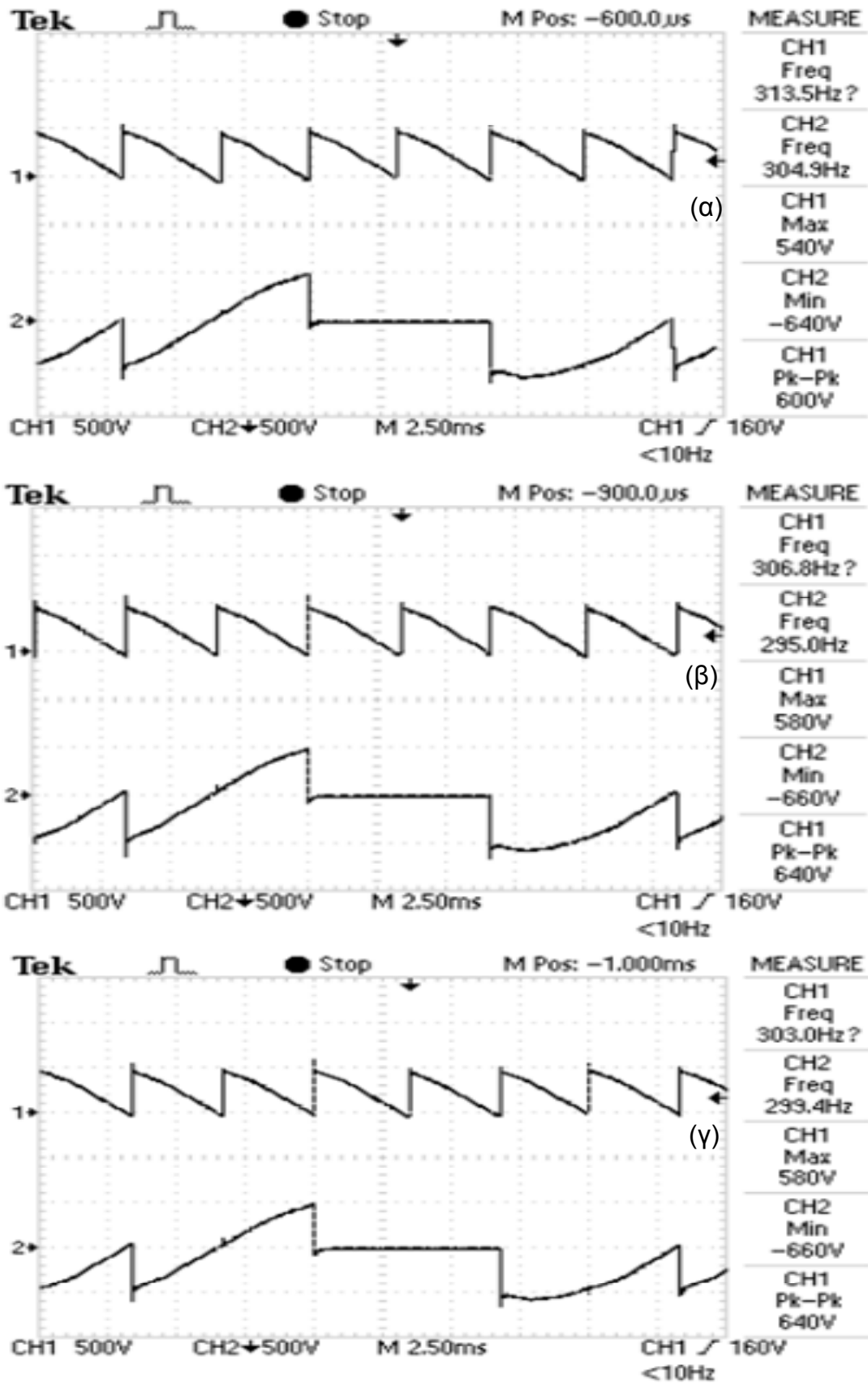


Σχήμα 8.30 Κυματομορφές της τάσης  $V_d$  (CH1) και του ρεύματος  $I_d \cdot R_{sense}$  (CH2), για διαφορετικές γωνίες έναυσης

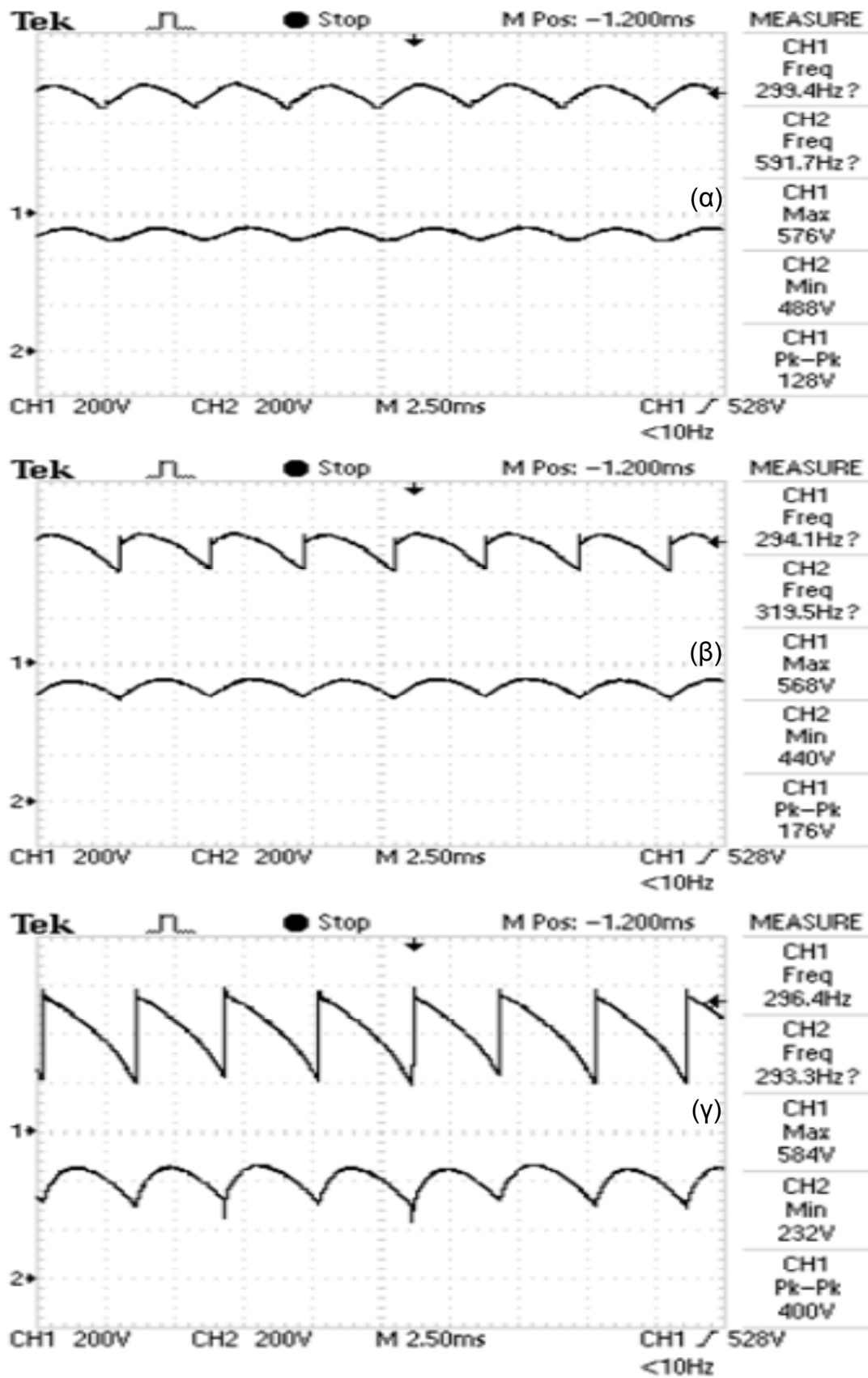
### 8.4.2 ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ



Σχήμα 8.31 Κομματομορφές της τάσης  $V_d$ (CH1) και της αγωγής των θυρίστωρ 1-3-5 (CH2) στα σχήματα α, β, γ, αντίστοιχα.

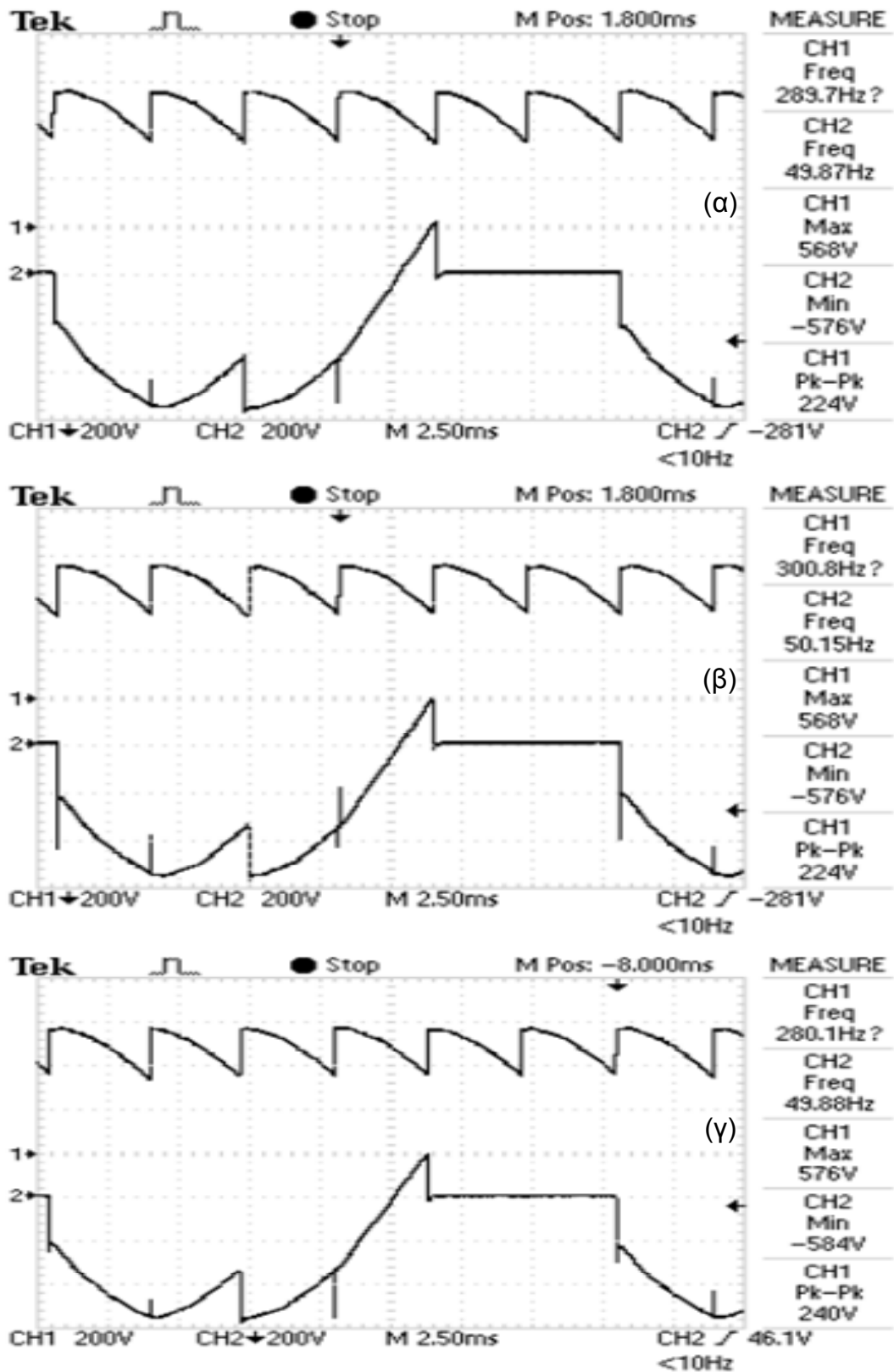


Σχήμα 8.32 Κυματομορφές της τάσης  $V_d$  (CH1) και της αγωγής των θυρίστρον 4-6-2 (CH2) στα σχήματα α, β, γ, αντίστοιχα.



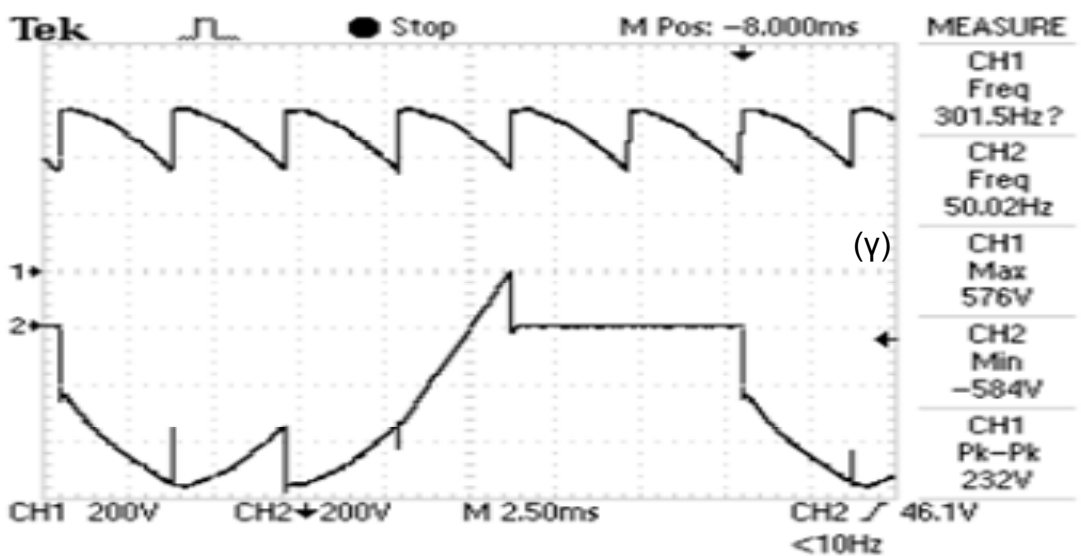
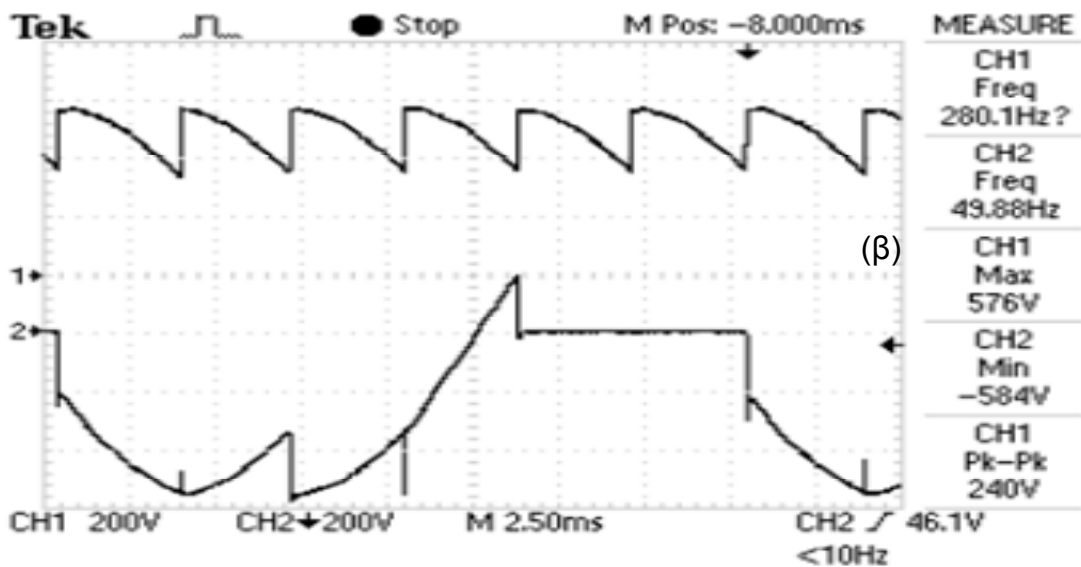
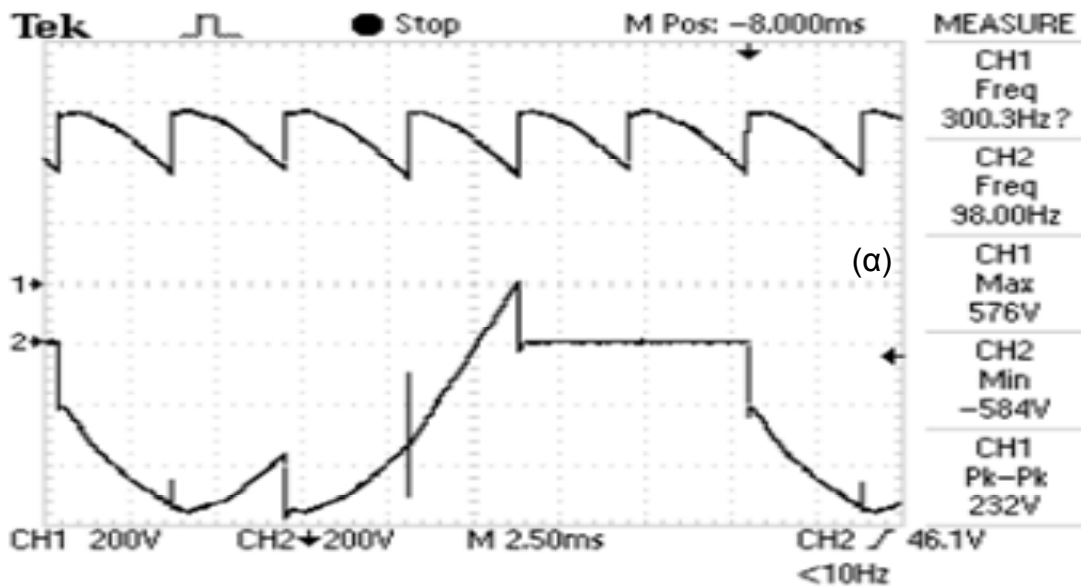
Σχήμα 8.33 Κυματομορφές των τάσεων  $V_d$  (CH1) και  $V_R$  (CH2) για διάφορες γωνίες έναυσης.

### 8.4.3 ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ ΚΑΙ ΔΙΟΔΟ ΕΛΕΥΘΕΡΗΣ ΔΙΕΛΕΥΣΗΣ

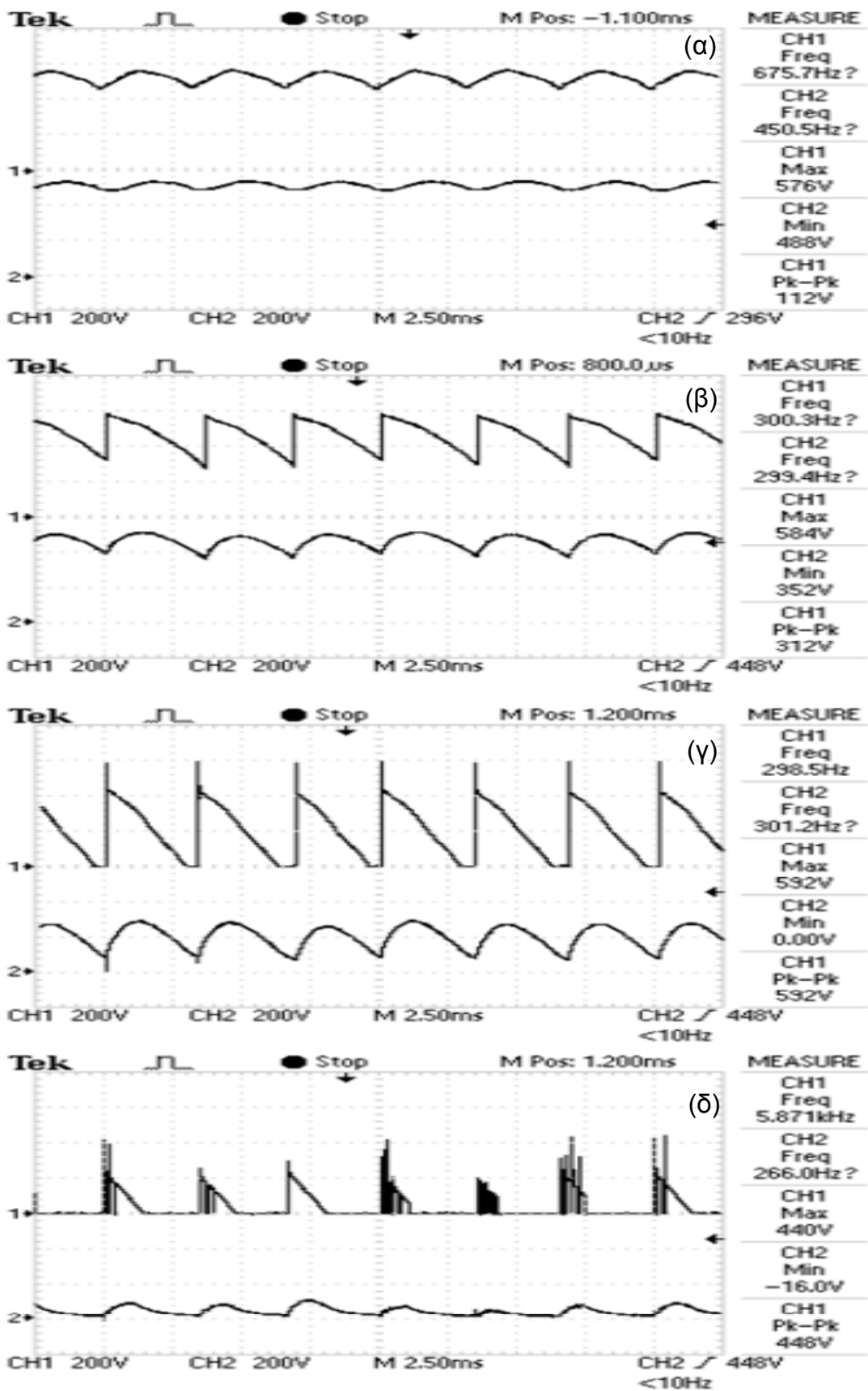


Σχήμα 8.34 Κυματομορφές της τάσης  $V_d$ (CH1) και της αγωγής των θυρίστωρ 1-3-5 (CH2) στα σχήματα α, β, γ, αντίστοιχα.



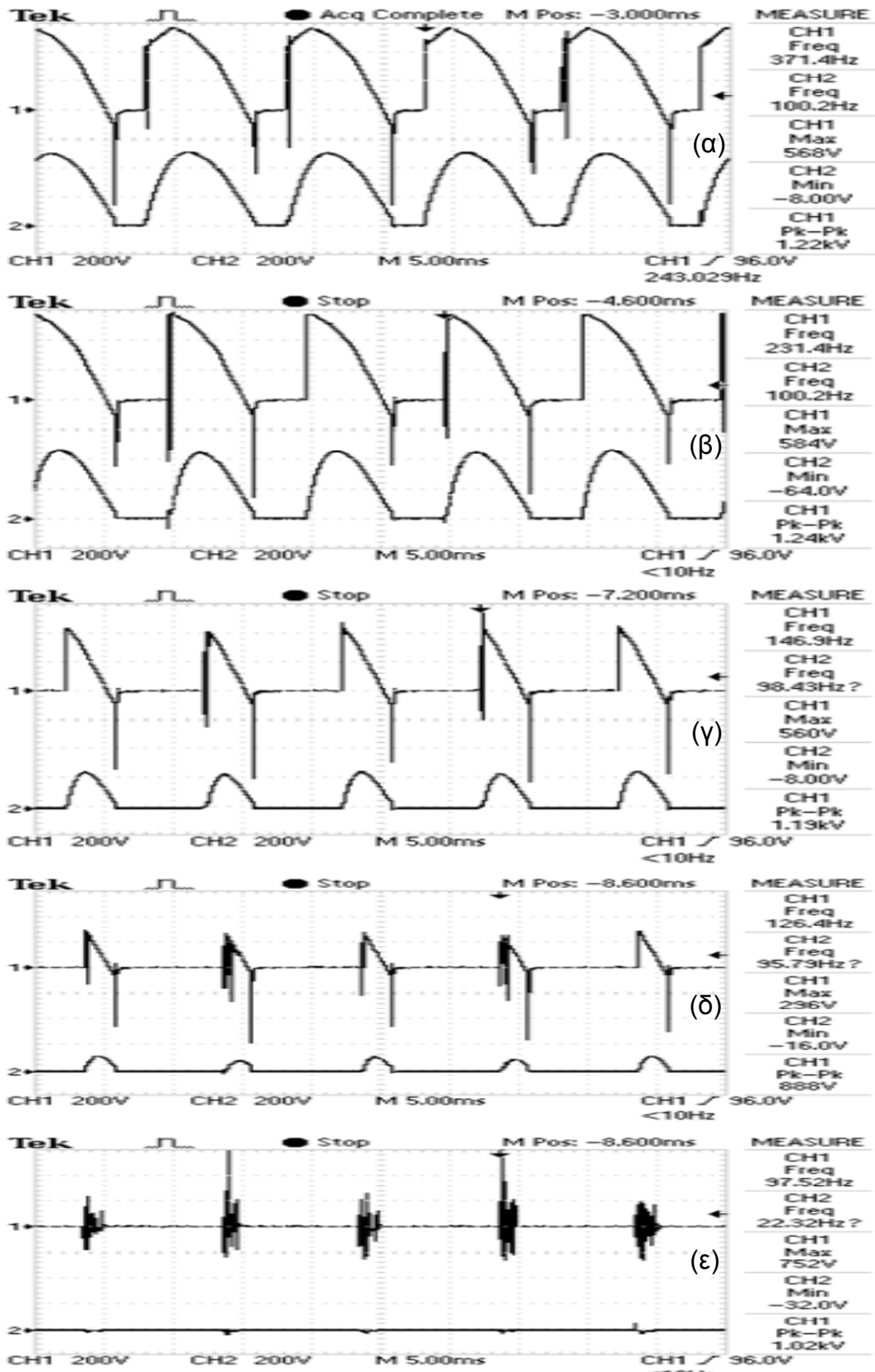


Σχήμα 8.35 Κυματομορφές της τάσης  $V_d$ (CH1) και της αγωγής των θυρίστωρ 4-6-2 (CH2) στα σχήματα α, β, γ, αντίστοιχα.



Σχήμα 8.36 Κοματομορφές των τάσεων  $V_d$  (CH1) και  $V_R$  (CH2) για διάφορες γωνίες έναυσης.

#### 8.4.4 ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΣΕ ΤΡΙΦΑΣΙΚΗ ΔΙΑΤΑΞΗ ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ



Σχήμα 8.37 Κομματομορφές των τάσεων  $V_d$  (CH1) και  $V_R$  (CH2) για διάφορες γωνίες έναυσης.

## 8.5 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΕΥΡΟΥΣ ΤΩΝ ΠΑΛΜΩΝ (PWM).

### Εισαγωγή

Στους μετατροπείς από συνεχή σε συνεχή τάση, η μέση τάση εξόδου πρέπει να ελέγχεται, ώστε να είναι σε ένα επιθυμητό επίπεδο, ανεξάρτητα από το γεγονός ότι η τάση εισόδου και το φορτίο εξόδου μπορούν να αυξομειώνονται. Σε ένα μετατροπέα από συνεχή τάση σε συνεχή με δεδομένη τάση εισόδου, η μέση τιμή της τάσης εξόδου ρυθμίζεται ελέγχοντας τους χρόνους έναυσης και σβέσης του διακοπτικού ημιαγωγικού στοιχείου. Η μέση τιμή  $V_o$  της τάσης εξόδου  $u_o$  του εκάστοτε μετατροπέα εξαρτάται από τους χρόνους έναυσης και σβέσης. Μια από τις μεθόδους ελέγχου της μέσης τιμής της τάσης εξόδου χρησιμοποιεί σταθερή διακοπτική συχνότητα, και συνεπώς σταθερή διακοπτική περίοδο, όπως και ρύθμιση της διάρκειας κατά την οποία ο διακόπτης είναι κλειστός. Σε αυτήν την μέθοδο που ονομάζεται μετάβαση με Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (PWM), μεταβάλλεται η σχετική διάρκεια αγωγής (duty cycle).

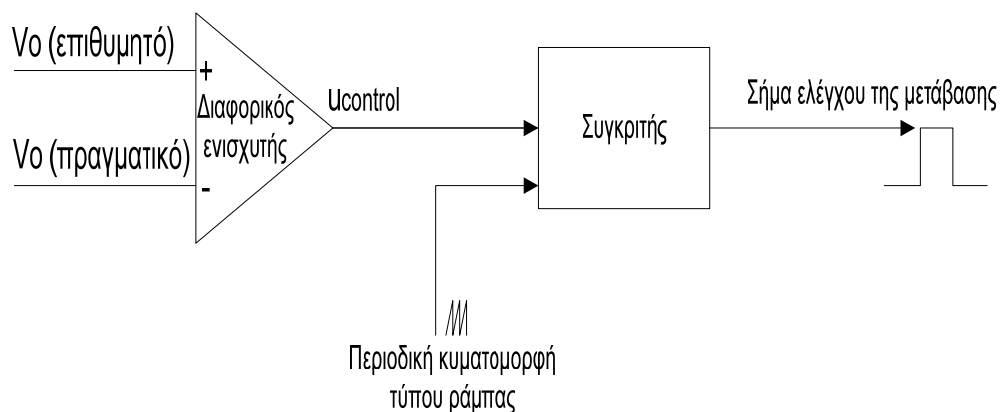
$$\delta = t_{on} / T_s$$

Που ορίζεται ως ο λόγος της διάρκειας κατά την οποία το ημιαγωγικό στοιχείο είναι σε αγωγή προς τη διακοπτική περίοδο.

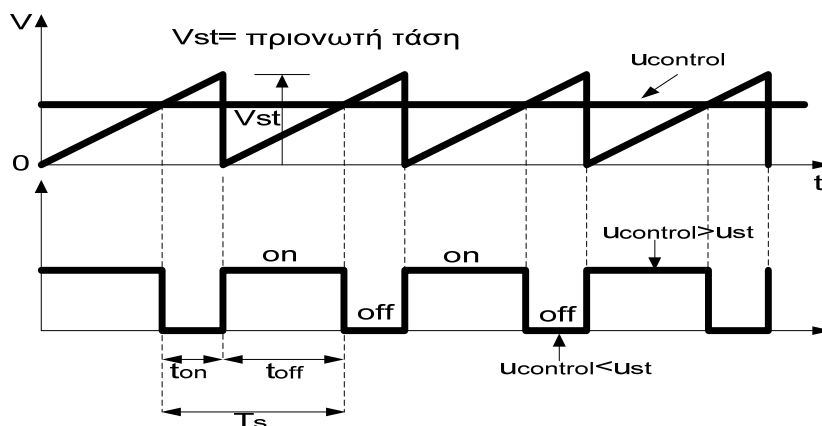
Στο κύκλωμα παλμοδότησης κατά την διαμόρφωση PWM με σταθερή συχνότητα μετάβασης, το σήμα ελέγχου του ημιαγωγικού στοιχείου, το σήμα δηλαδή που ελέγχει την κατάσταση του παράγεται με την σύγκριση ενός σήματος ελέγχου  $u_{control}$  με μια κυματομορφή σταθερού πλάτους όπως φαίνεται στα σχήματα 8.31 και 8.32.

Το σήμα της τάσης ελέγχου λαμβάνεται ενισχύοντας το σφάλμα η τη διαφορά μεταξύ της πραγματικής τάσης εξόδου και της επιθυμητής της τιμής. Η συχνότητα αυτή είναι συνήθως πριονωτή και καθορίζει τη συχνότητα μετάβασης. Στον έλεγχο με PWM η συχνότητα αυτή διατηρείται σταθερή και επιλέγεται σε μια περιοχή από μερικά kHz μέχρι μερικές εκατοντάδες kHz. Η σχετική διάρκεια αγωγής μπορεί να εκφραστεί ως συνάρτηση της  $u_{control}$  και του πλάτους της πριονωτής κυματομορφής  $V_{st}$  με τη σχέση

$$\delta = t_{on} / T_s = u_{control} / V_{st}$$



Σχήμα 8.38 Λειτουργικό διάγραμμα του διαμορφωτή εύρους των παλμών.

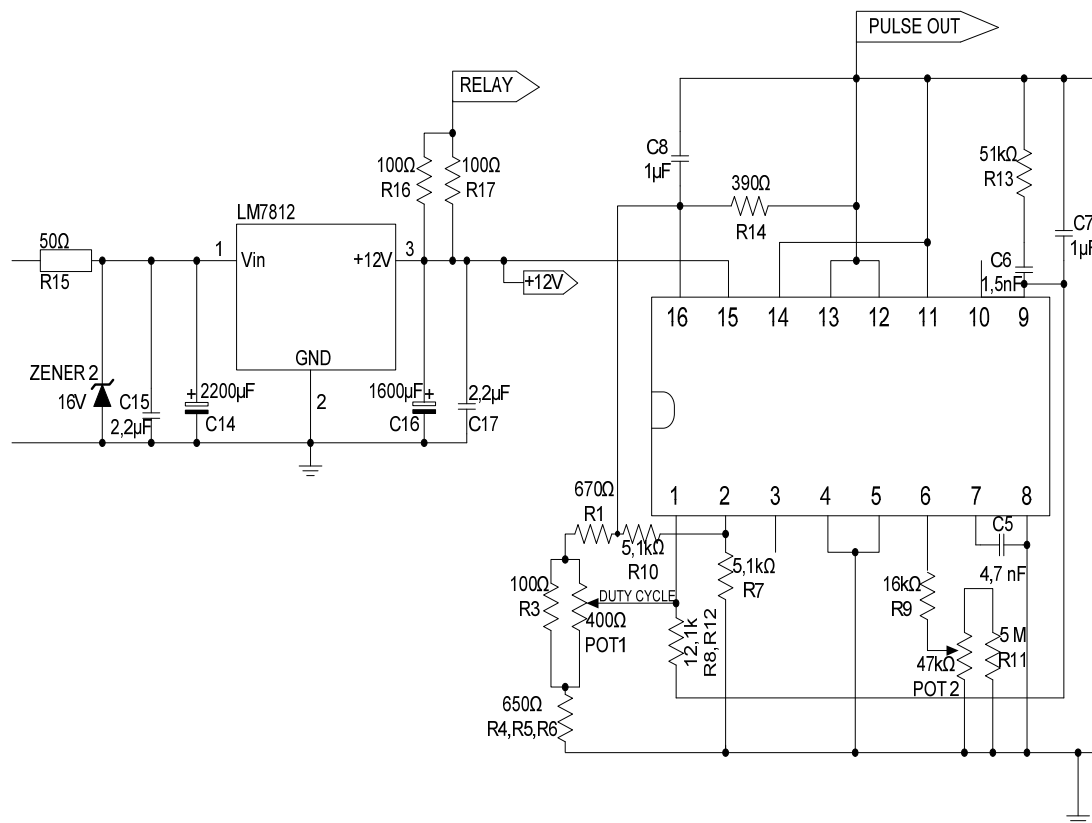


Σχήμα 8.39 Σήματα συγκριτή

Η κατασκευή του κυκλώματος παλμοδότησης στηρίζεται στο ολοκληρωμένο LM3524. Η λειτουργία του πληροῦσε τις προδιαγραφές για τον έλεγχο των παλμοτροφοδοτικών με μέγιστη συχνότητα 205 kHz και διάρκεια αγωγής στο 80%.

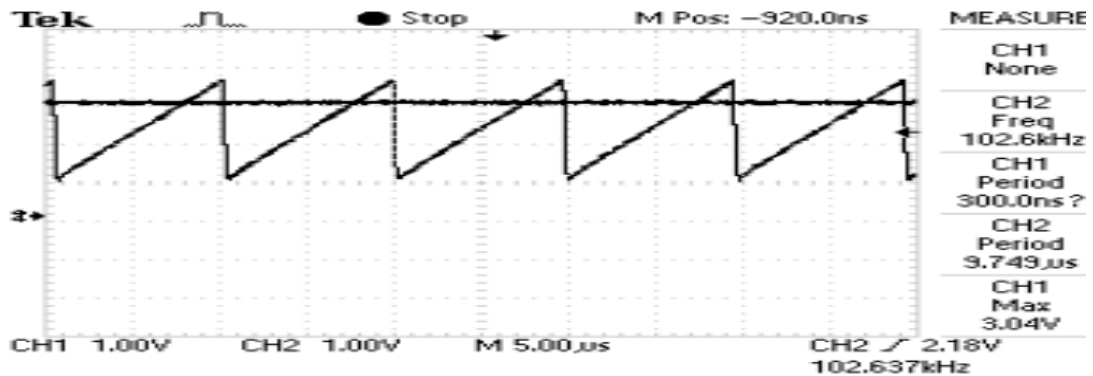
Ο ενισχυτής παλμών αποτελείται από το ολοκληρωμένο ICL 7667 το οποίο παράλληλα με την ενίσχυση κάνει και αντιστροφή των παλμών. Είναι ουσιαστικά ένας ενισχυτής ισχύος που χρησιμοποιείται για μεγάλη ταχύτητα λειτουργίας και για οδήγηση χωρητικών φορτίων.

Στην έξοδο του δίνει μέχρι 1,5 A για οδήγηση του φορτίου του. Το κύκλωμα του τροφοδοτικού αποτελείται από έναν σταθεροποιητή τάσης, την δίοδο ζένερ για προστασία και του πυκνωτές εξομάλυνσης.

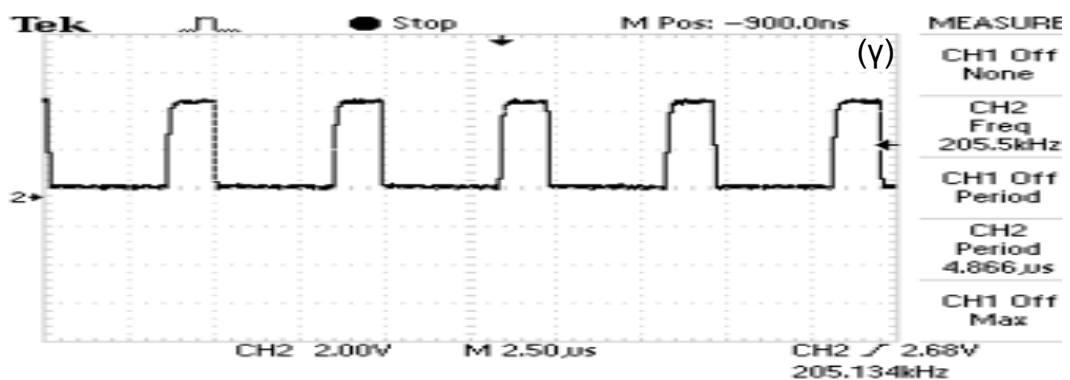
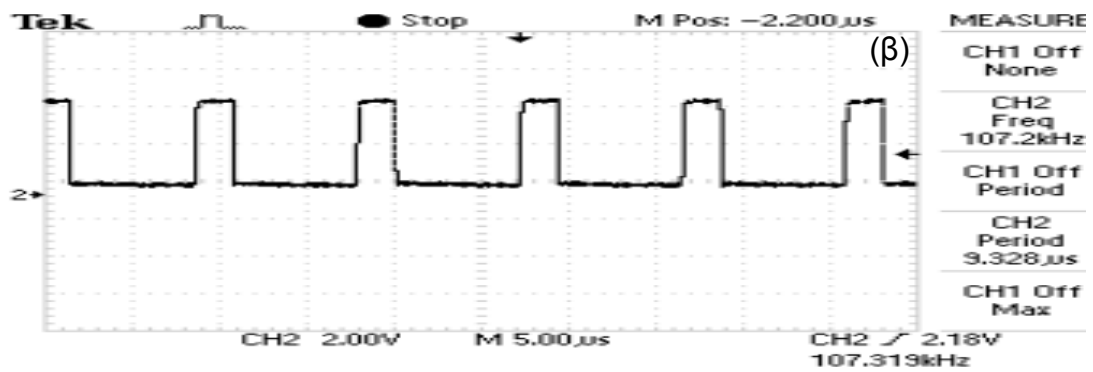
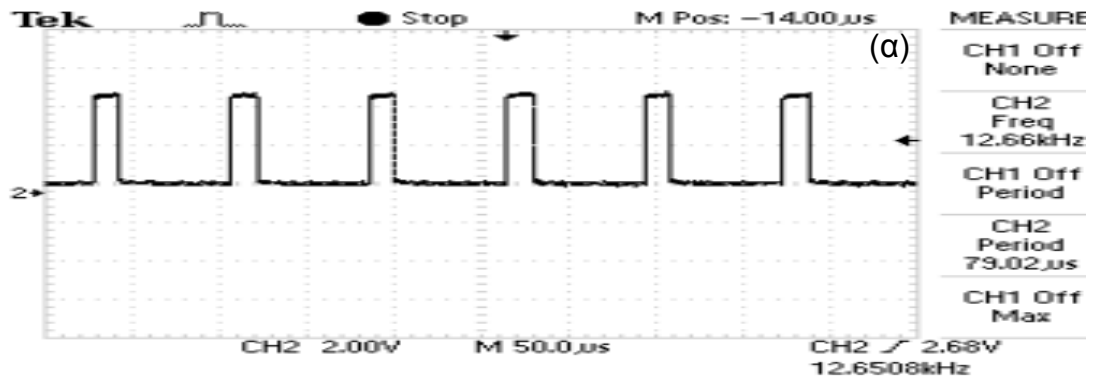


Σχήμα 8.40 Κύκλωμα παλμοδότησης για τον έλεγχο των παλμοτροφοδοτικών.

### 8.5.1 ΤΕΧΝΙΚΗ ΠΑΡΑΓΩΓΗΣ ΠΑΛΜΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ ΣΥΜΦΩΝΑ ΜΕ ΤΗΝ ΤΕΧΝΙΚΗ Δ.Ε.Π. ΚΑΙ ΜΕ D=20%

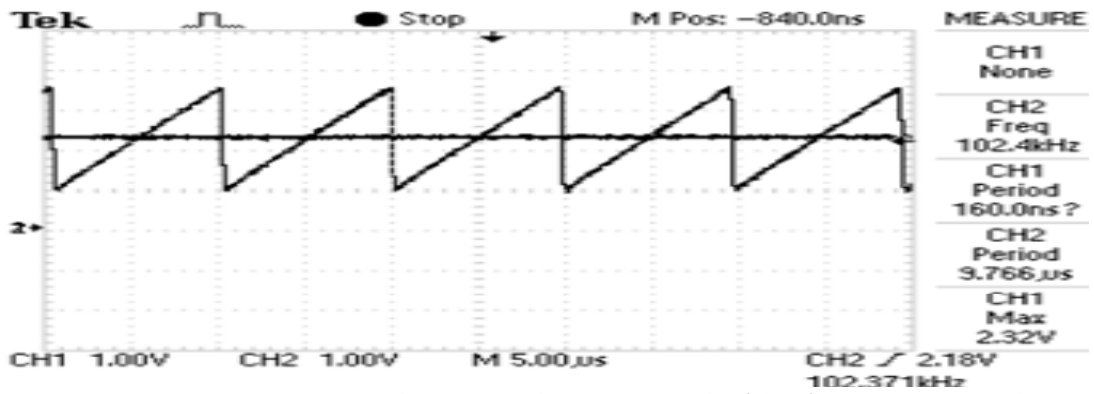


Σχήμα 8.41 Κυματομορφές του τριγώνου αναφοράς (CH1) και της συνεχούς συνιστώσας ελέγχου (CH2) για λόγο κατάτμησης 20% και συχνότητα 102,6KHz.

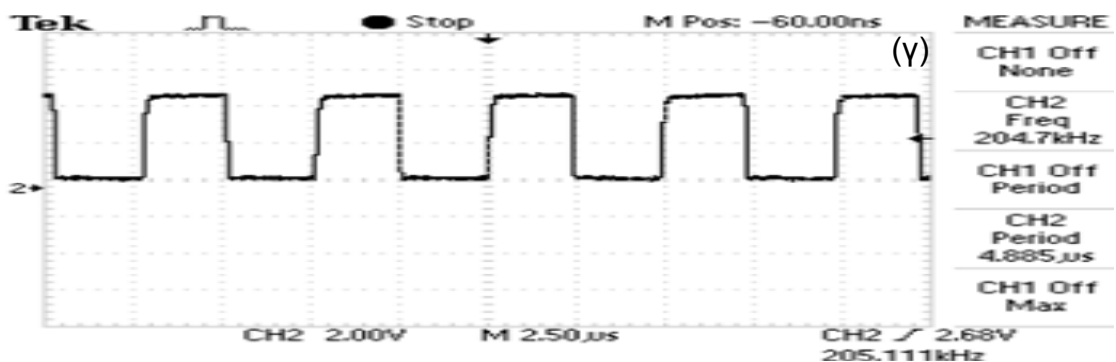
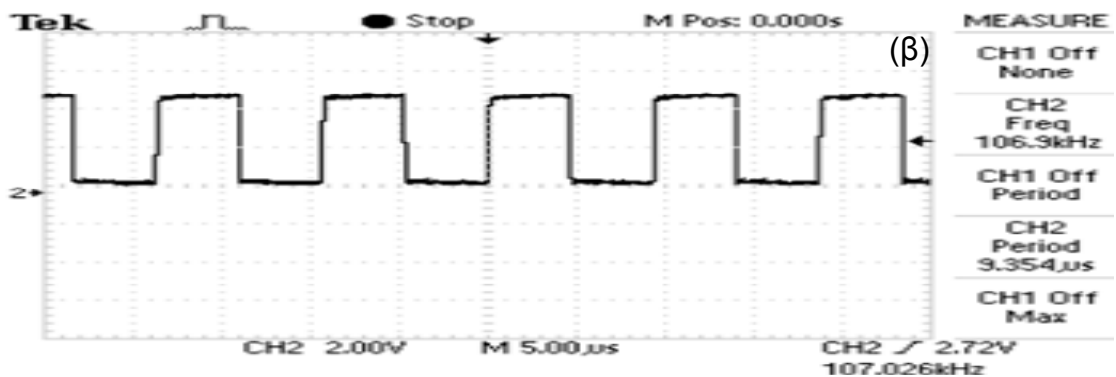
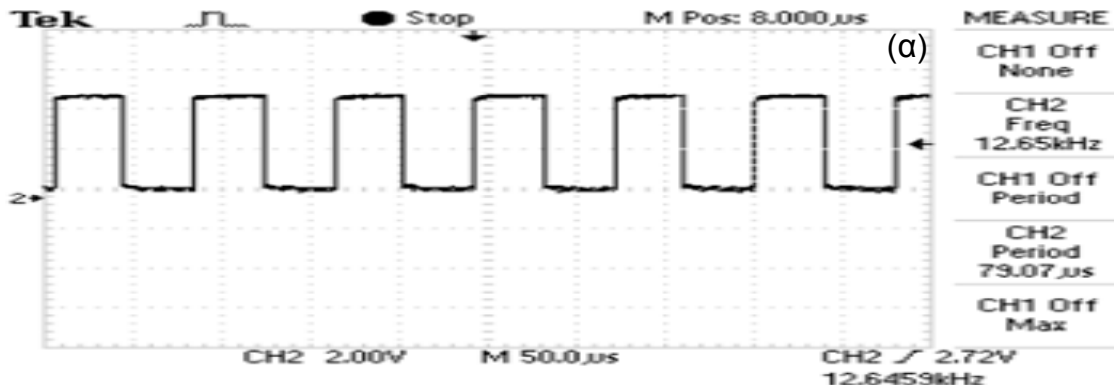


Σχήμα 8.42 Κυματομορφές των παλμών ελέγχου σύμφωνα με την τεχνική της Δ.Ε.Π. και για λόγο κατάτμησης 20% και συχνότητες α) 12,66KHz, β) 107,2KHz, γ) 205,5 KHz, .

### 8.5.2 ΤΕΧΝΙΚΗ ΠΑΡΑΓΩΓΗΣ ΠΑΛΜΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ ΣΥΜΦΩΝΑ ΜΕ ΤΗΝ ΤΕΧΝΙΚΗ Δ.Ε.Π. ΚΑΙ ΜΕ D=50%

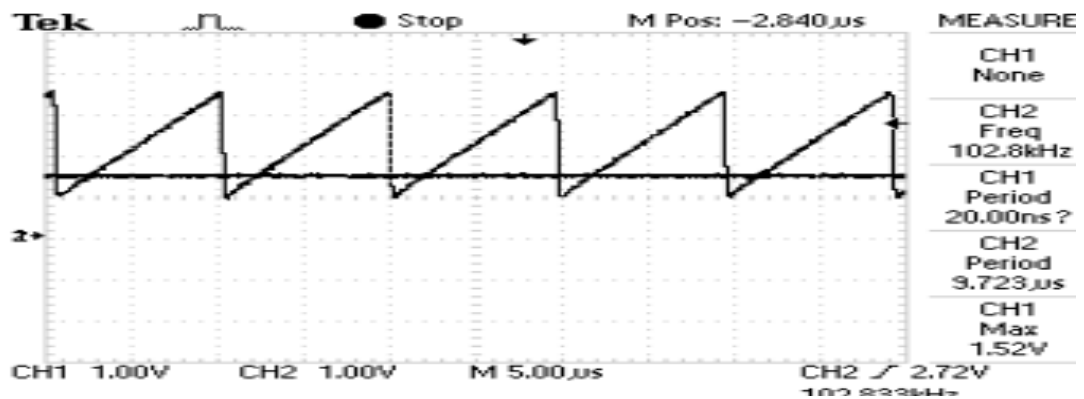


Σχήμα 8.43 Κυματομορφές του τριγώνου αναφοράς (CH1) και της συνεχούς συνιστώσας ελέγχου (CH2) για λόγο κατάιτησης 50% και συχνότητα 102,4KHz.

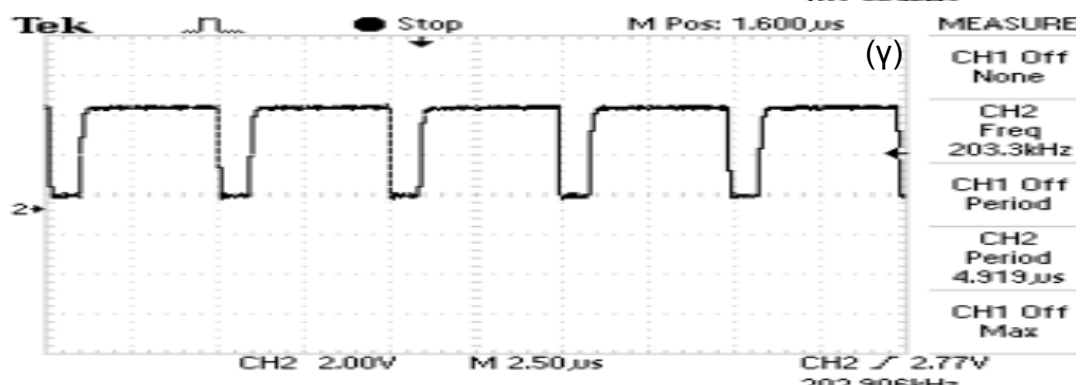
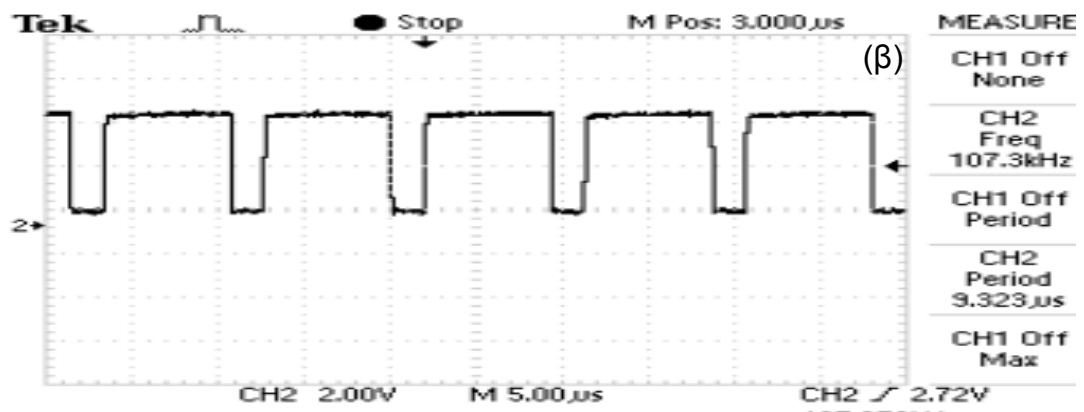
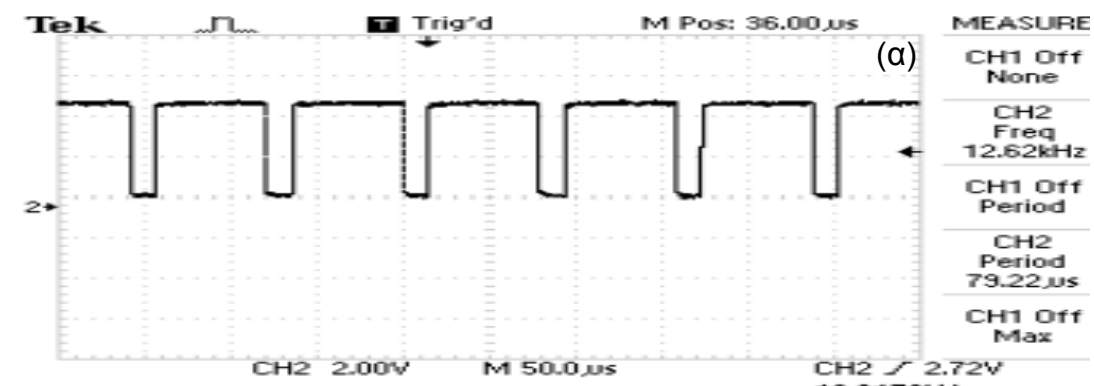


Σχήμα 8.44 Κυματομορφές των παλμών ελέγχου σύμφωνα με την τεχνική της Δ.Ε.Π. και για λόγο κατάιτησης 50% και συχνότητες α) 12,65KHz, β) 106,9KHz, 204,7KHz.

### 8.5.3 ΤΕΧΝΙΚΗ ΠΑΡΑΓΩΓΗΣ ΠΑΛΜΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ ΣΥΜΦΩΝΑ ΜΕ ΤΗΝ ΤΕΧΝΙΚΗ Δ.Ε.Π. ΚΑΙ ΜΕ D=80%



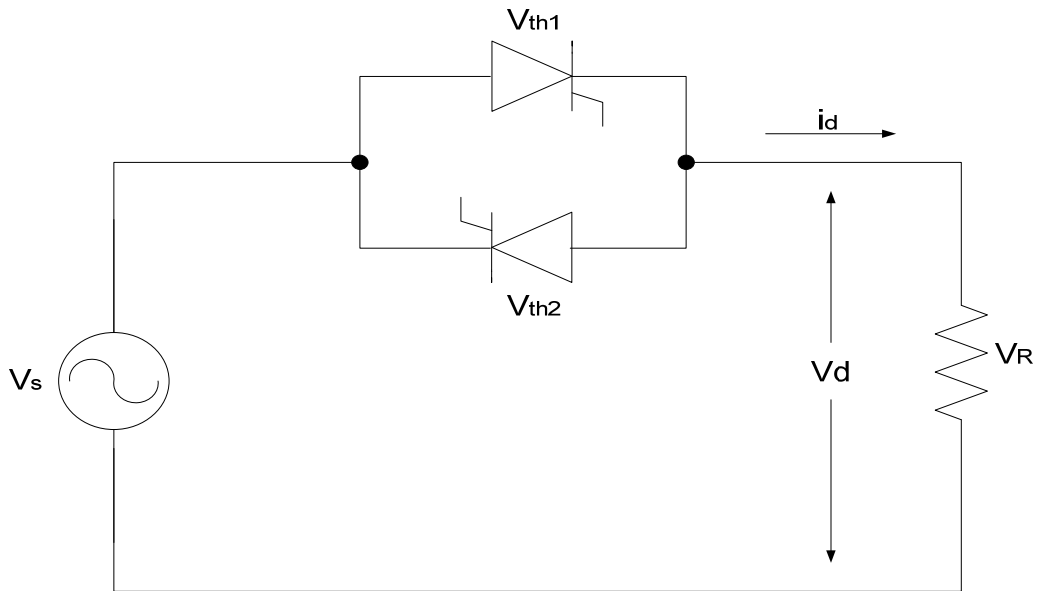
Σχήμα 8.45 Κυματομορφές του τριγώνου αναφοράς (CH1) και της συνεχούς συνιστώσας ελέγχου (CH2) για λόγο κατάτμησης 80% και συχνότητα 102,8KHz.



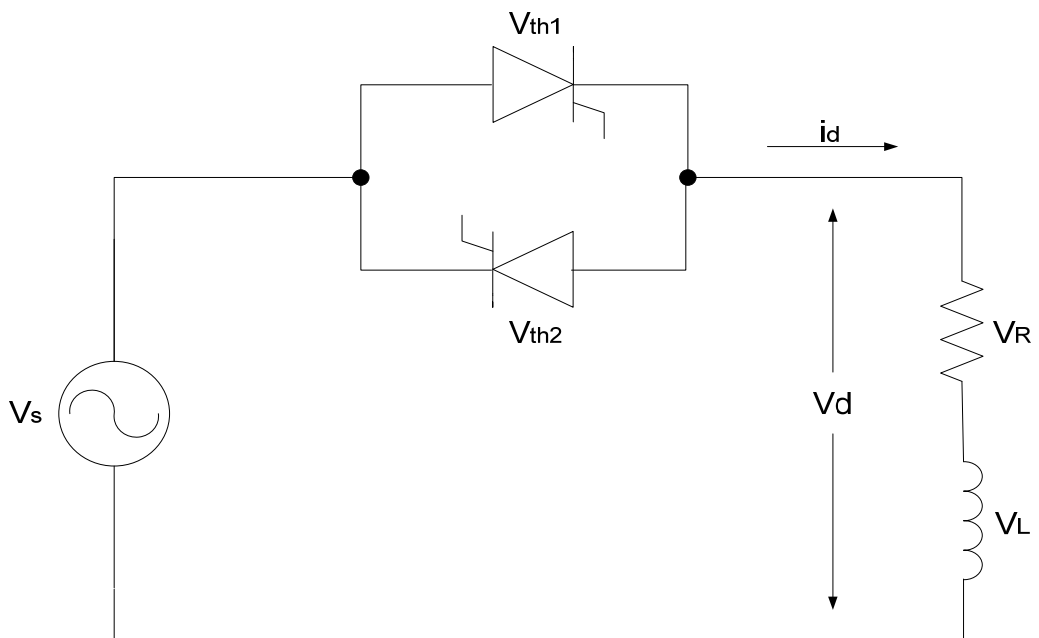
Σχήμα 8.46 Κυματομορφές των παλμών ελέγχου σύμφωνα με την τεχνική της Δ.Ε.Π. και για λόγο κατάτμησης 80% και συχνότητες α) 12,62KHz, β) 107,3KHz, γ) 203,3KHz.



## 8.6 ΤΟΠΟΛΟΓΙΑ ΜΕ ΑΝΤΙΠΑΡΑΛΛΗΛΑ ΘΥΡΙΣΤΟΡ

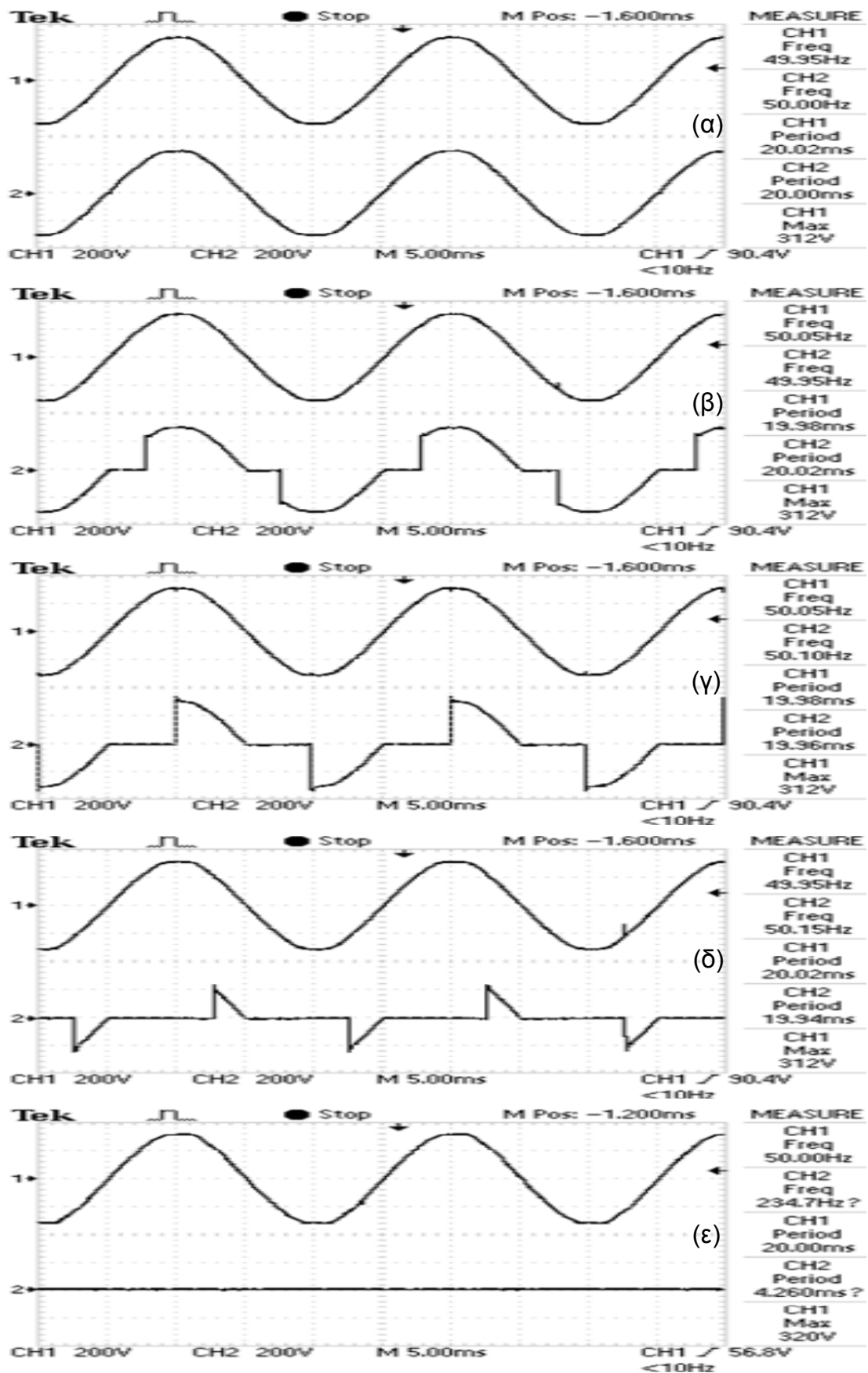


*Τοπολογία αντιπαράλληλων θυρίστορ με ωμικό φορτίο.*

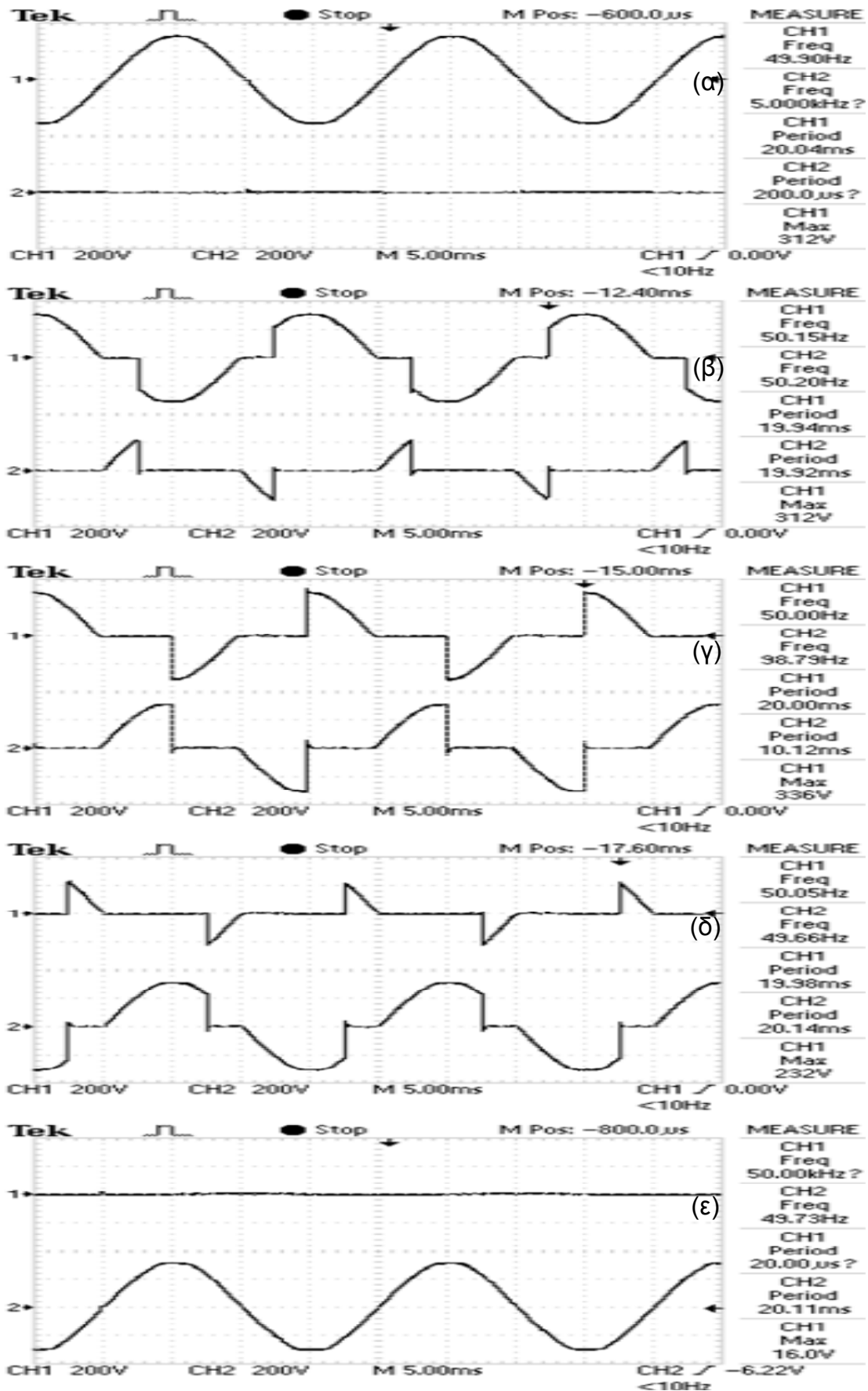


*Τοπολογία αντιπαράλληλων θυρίστορ με ωμικό-επαγωγικό φορτίο.*

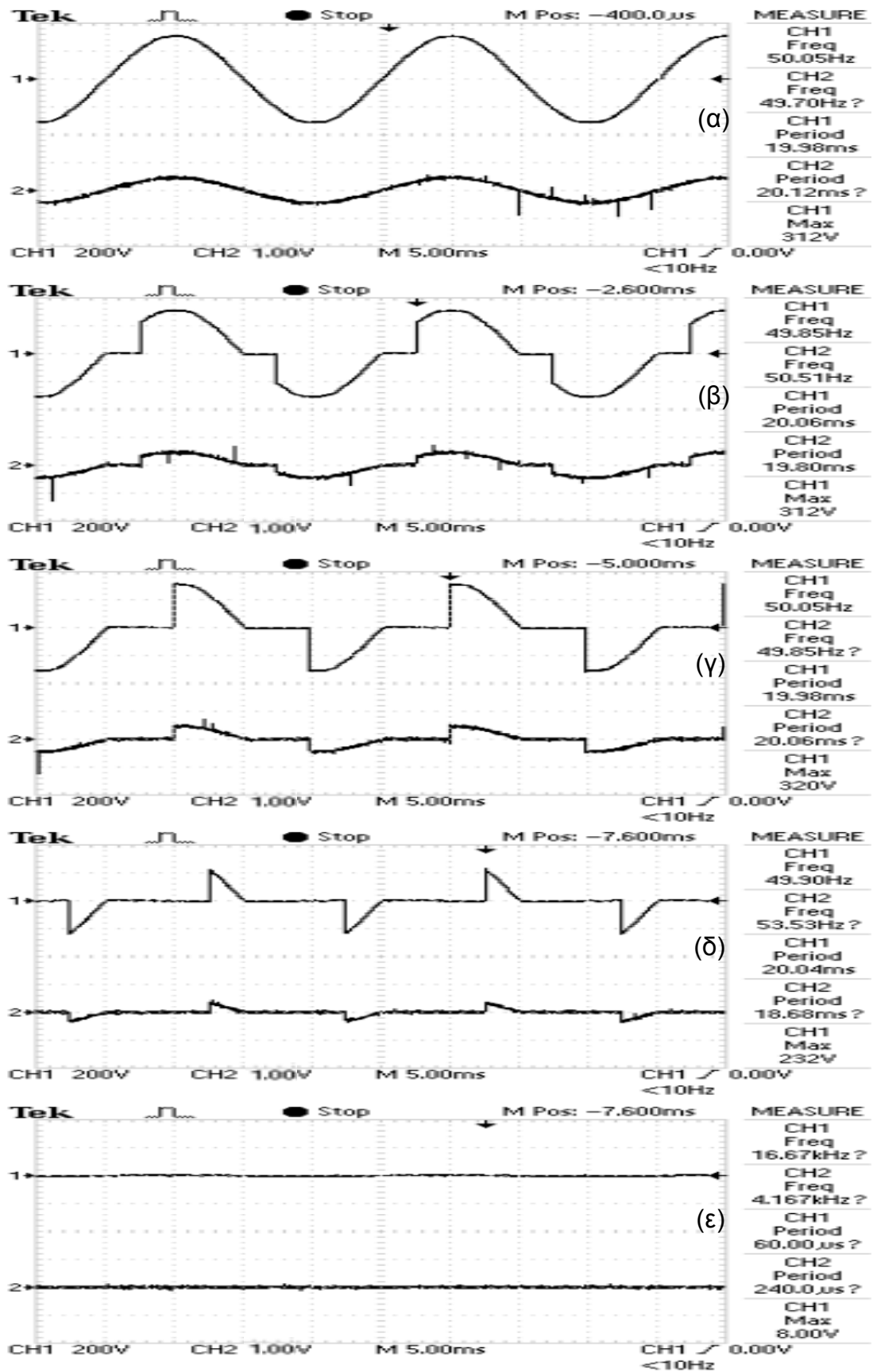
### 8.6.1 ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ



Σχήμα 8.47 Κομματομορφές των τάσεων  $V_s$  (CH1) και  $V_d$  (CH2), για γωνίες έναυσης α)  $0^\circ$ , β)  $45^\circ$ , γ)  $90^\circ$ , δ)  $135^\circ$  και ε)  $180^\circ$ .

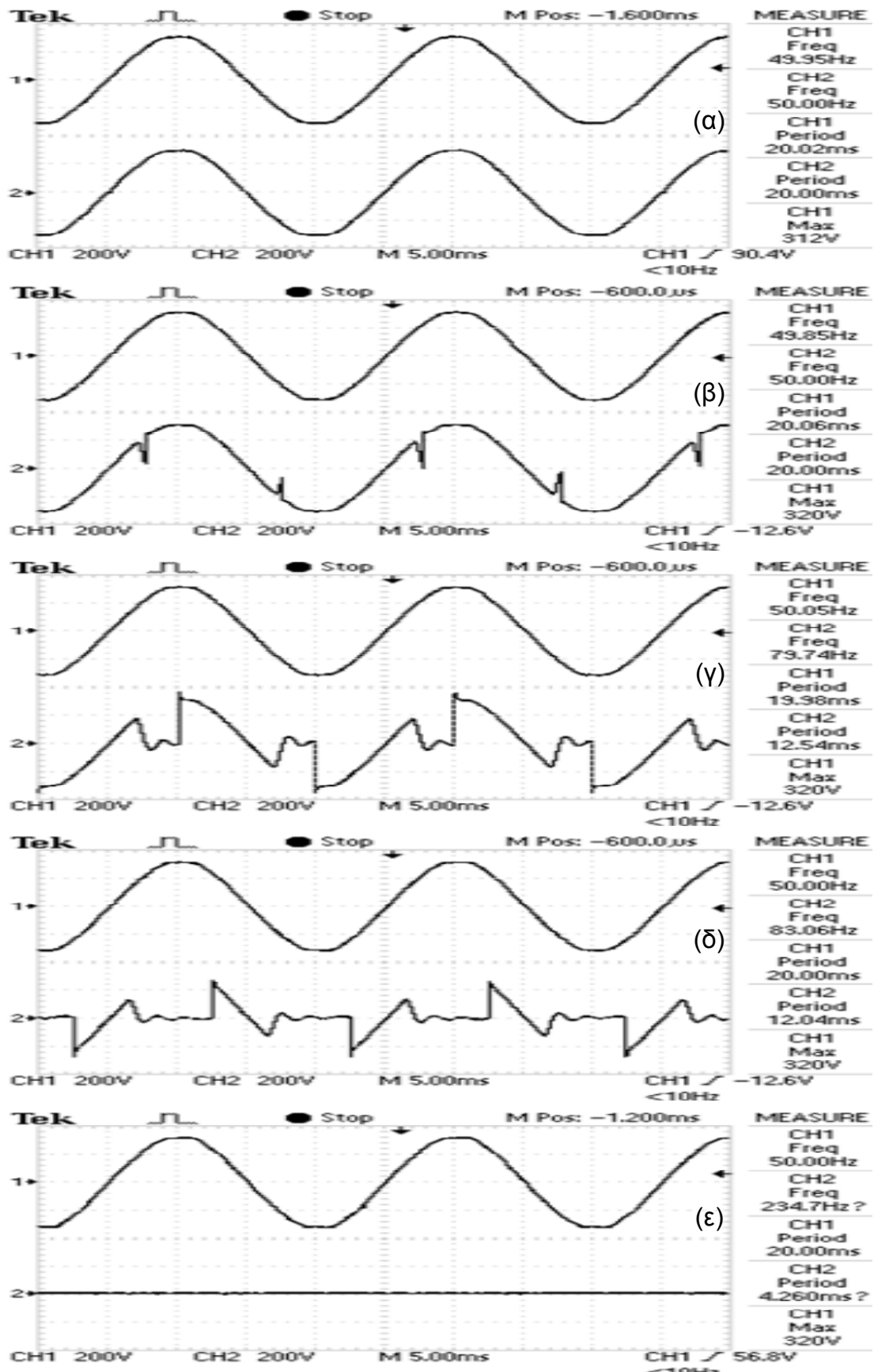


Σχήμα 8.48 Κυματομορφές των τάσεων  $V_d$  (CH1) και αγωγή του θυρίστορ  $V_{th1}$  (CH2), για γωνίες έναυσης α)  $0^\circ$ , β)  $45^\circ$ , γ)  $90^\circ$ , δ)  $135^\circ$  και ε)  $180^\circ$ .

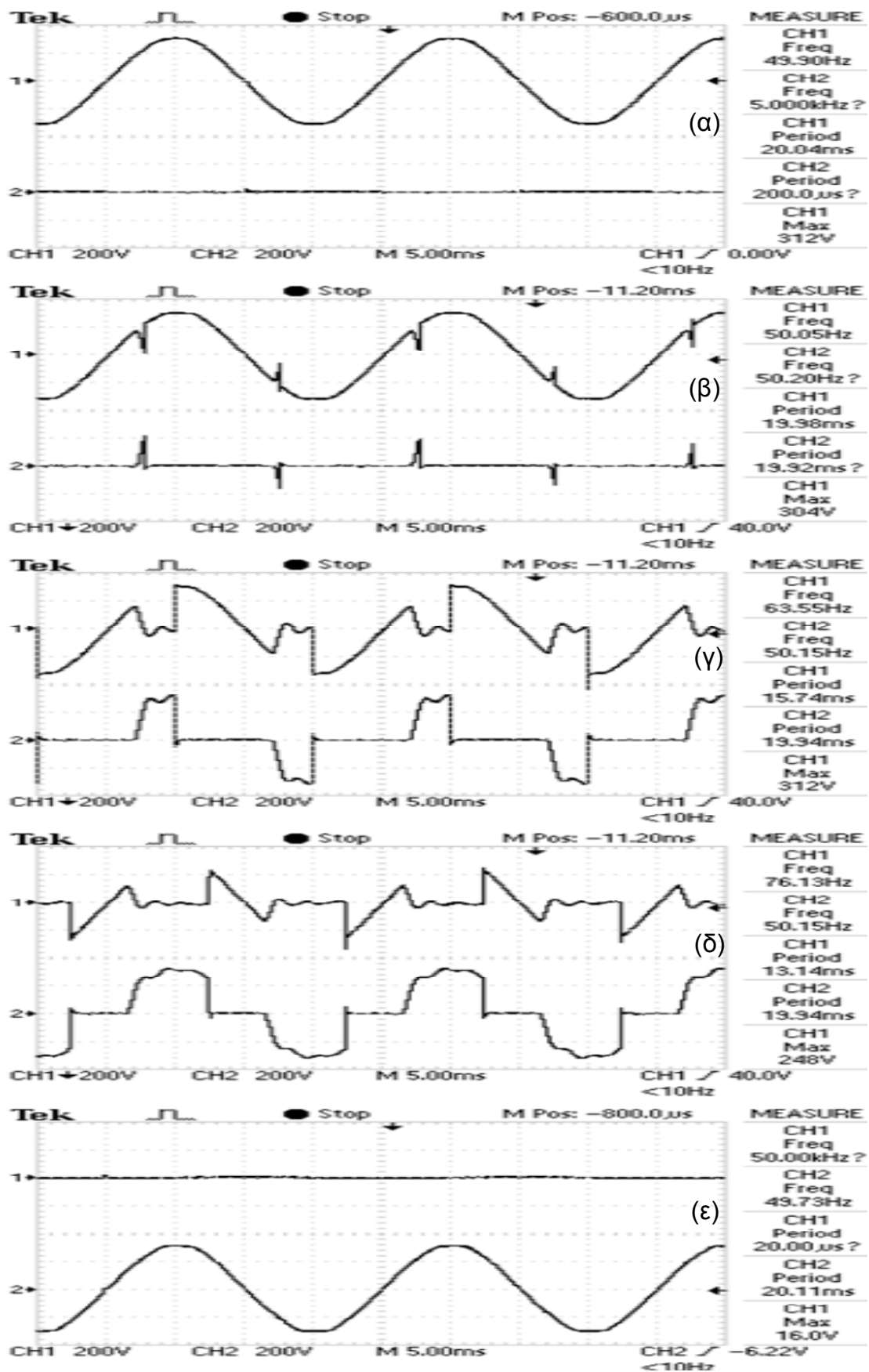


Σχήμα 8.49 Κυματομορφή της τάσης εξόδου  $V_d$ (CH1) και κυματομορφή του ρεύματος  $I_d \cdot R_{sense}$  (CH2), για γωνίες έναυσης α)  $0^\circ$ , β)  $45^\circ$ , γ)  $90^\circ$ , δ)  $135^\circ$  και ε)  $180^\circ$ .

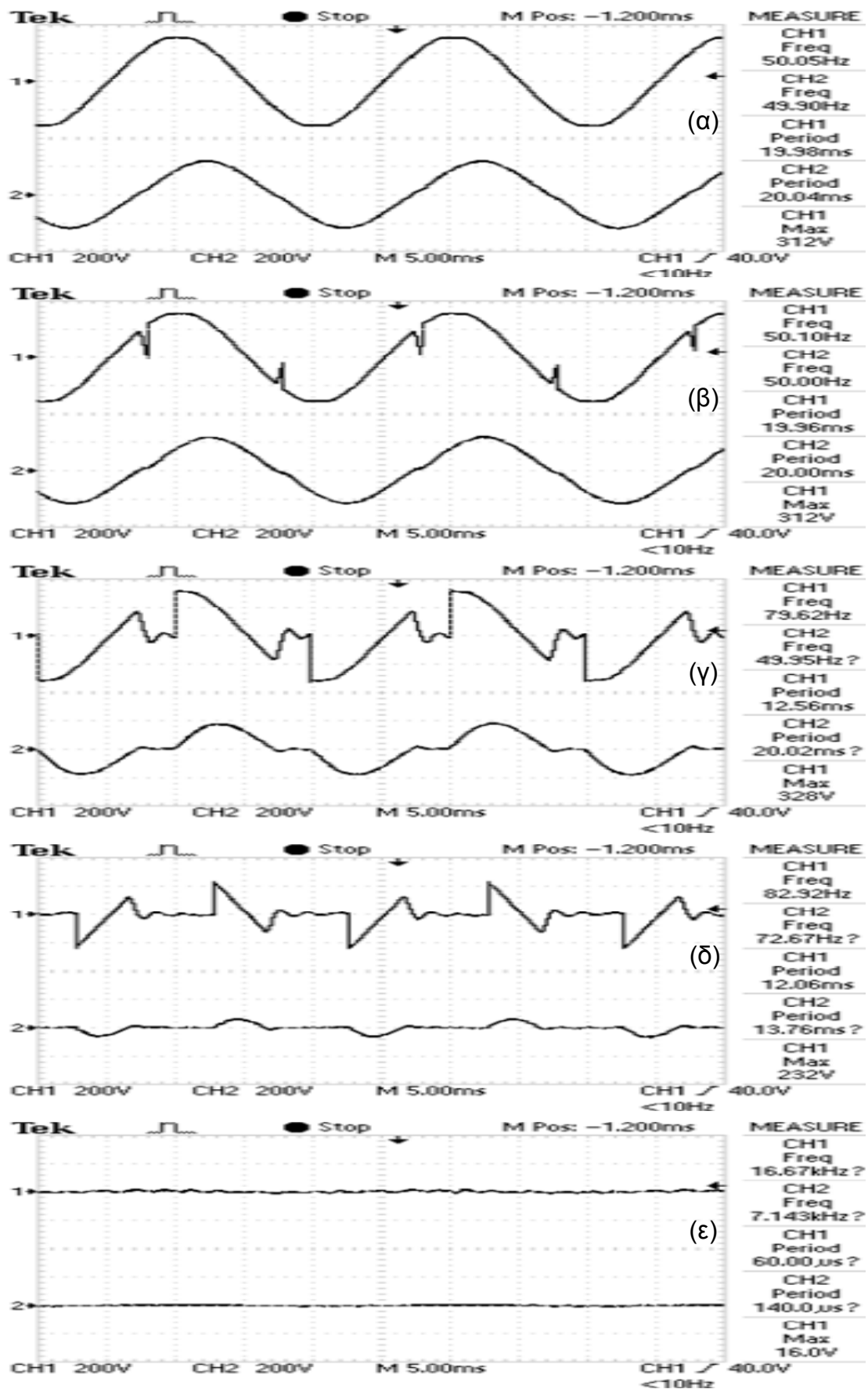
### 8.6.2 ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ



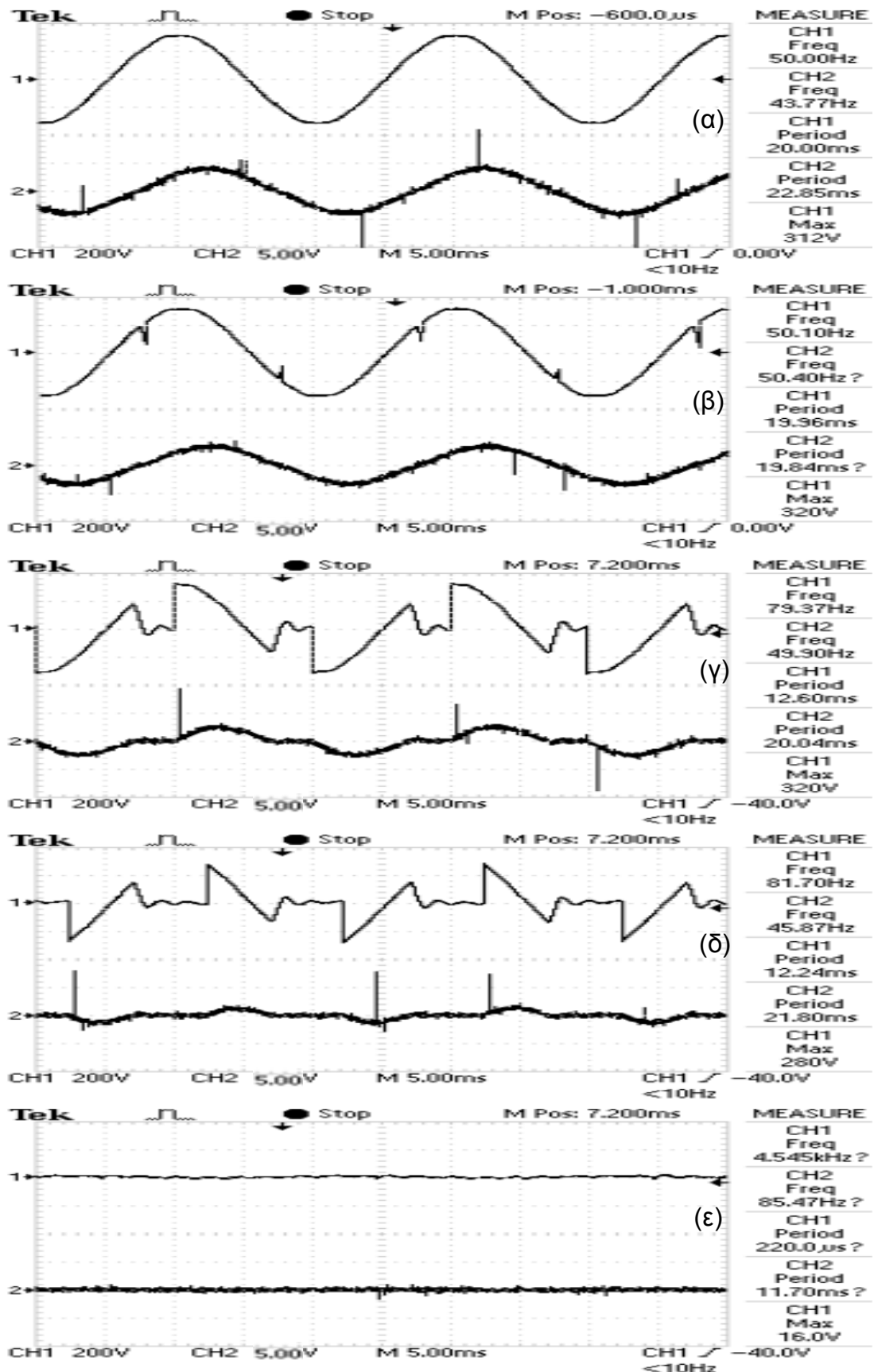
Σχήμα 8.50 Κυματομορφές των τάσεων  $V_s$  (CH1) και  $V_d$  (CH2), για γωνίες έναυσης α) 0°, β) 45°, γ) 90°, δ) 135° και ε) 180°.



Σχήμα 8.51 Κυματομορφές των τάσεων  $V_d$  (CH1) και αγωγής του θυρίστορ  $V_{th1}$  (CH2), για γωνίες έναυσης α)  $0^\circ$ , β)  $45^\circ$ , γ)  $90^\circ$ , δ)  $135^\circ$  και ε)  $180^\circ$ .



Σχήμα 8.52 Κυματομορφές των τάσεων  $V_d$  (CH1) και  $V_R$  (CH2), για γωνίες έναυσης α)  $0^\circ$ , β)  $45^\circ$ , γ)  $90^\circ$ , δ)  $135^\circ$  και ε)  $180^\circ$ .



Σχήμα 8.53 Κυματομορφή της τάσης εξόδου  $V_d(CH1)$  και κυματομορφή του ρεύματος  $I_d \cdot R_{sense} (CH2)$ , για γωνίες ένασης α)  $0^\circ$ , β)  $45^\circ$ , γ)  $90^\circ$ , δ)  $135^\circ$  και ε)  $180^\circ$ .



## **Παρατηρήσεις**

Στην πτυχιακή εργασία αυτή έγινε μια λεπτομερής παρουσίαση των βασικότερων τοπολογιών ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος. Παρουσιάστηκαν όλες αυτές οι τοπολογίες στα κεφάλαια 3-7, οι εξισώσεις που διέπουν την λειτουργία τους σε μόνιμη κατάσταση λειτουργίας, καθώς και οι κυματομορφές που προκύπτουν κατά την λειτουργία τους. Ξεκινώντας την εργασία, στα πρώτα δυο κεφάλαια έγινε μια αναφορά στις θεμελιώδεις έννοιες και στους ορισμούς καθώς και στα διάφορα ημιαγωγικά στοιχεία τα οποία χρησιμοποιούνται ευρέως στα ηλεκτρονικά ισχύος για την καλύτερη κατανόηση των βασικότερων τοπολογιών. Τέλος, στο όγδοο κεφάλαιο της πτυχιακής εργασίας, σε κάποιες από τις τοπολογίες που παρουσιάστηκαν έγιναν διεξοδικές πειραματικές μετρήσεις σε εργαστηριακές διατάξεις για να επιβεβαιωθεί η προαναφερόμενη θεωρητική ανάλυση της λειτουργίας τους.

## **9. ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ**

- [1] Αθανασίου Ν. Σαφάκα, “*Ηλεκτρονικά ισχύος, θυρίστωρ, μετατροπείς, εφαρμογές*”, Οργανισμός Εκδόσεως Διδακτικών Βιβλίων, Αθήνα 1985.
- [2] N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robbins, “*Ανάλυση, Σχεδίαση και Εφαρμογές των Ηλεκτρικών Μετατροπέων Ισχύος*”, δεύτερη έκδοση, 1996.
- [3] N. Mohan, T.M. Undeland, W.P. Robbins, “*Power Electornics: converters, applications and design*”, John Wiley and Sons Editions.
- [4] Rashid, Muhammad H., “*Power Electronics Handbook*”, Publisher: Elsevier Academic Press 2001.
- [5] MAZDA, Fraidoon, “*Power Electronics Handbook (3rd ed.)*”, Oxford, UK: Newnes. An imprint of Elsevier Science 1997.
- [6] BROWN, Marty, “*Practical Switching Power Supply Design*”, an Diego, CA: Academic Press, Inc., a division of Harcourt Brace & Company 1990.
- [7] BROWN, Marty, “*Power Supply Cookbook (2nd ed.)*”, Boston, MA: Newnes. An imprint of Butterworth-Heinemann. A member of the Reed Elsevier group 2001.
- [8] Hoffman/Stocker: “*Thyristor-Handbuch*”, Siemens Berlin, Erlangen, 1965.
- [9] Σαφάκας, Α.: “*Εξελίξεις στα ηλεκτρονικά ισχύος*”, Διήμερο “ηλεκτρονικά ισχύος”, παραγωγή-εφαρμογή-εκπαίδευση, 23-24/2/1989, Τ.Ε.Ε., Τεχνικά Χρονικά-1<sup>η</sup> έκτακτη έκδοση 1992, σελ. 16-20.
- [10] Heumann. K.: “*Basic Principles of power electronics*”, Springer-Verlag, Berlin, 1986.
- [11] The IEEE Power Engineering Society: “*Power Electronics: The second Electronics Revolution, IEEE Power Engineering Review*”, May 1991, Vol.11, p.p. 46-47.
- [12] Fischer, M.: “*Power Electronics*”, PWS-Kent Publishing Company, Boston, 1991.
- [13] Van Wyk, J.: “*Present and Future Trends in Power Electronics Converters*”, 6<sup>th</sup> European Conference on Electronics and Applications, 19-21/9/1995, Sevilla, Spain, Proceedings, Vol.0-keynotes papers, p.p. 0.001-0.016.
- [14] Σαφάκας Α.: “*Ηλεκτρονικά ισχύος: Τέσσερις Δεκαετίες Εξελίξεων*”, Μηνιαία Τεχνική Επιθεώρηση, τεύχος 5<sup>ο</sup>, Μάρτιος 1996, σελ. 46-47.
- [15] Van Wyk J.D., Skudelny H. Ch., Muller-Hellmann A., “*Power Electronics, control of the electromechanical energy conversion process and some applications*”, IEE proceedings, No 129, Pt B, November 1986, pp. 369-399.
- [16] Bose B.K. “*Power Electronics – An Emerging Technology*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-36, No. 3, August 1989, pp. 403-412
- [17] Bose B.K., “*Introduction to Power Electronics*”. Modern Power Electronics, Evolution, Technology and Applications, edited by B.K. Bose, IEEE Press, 1992.
- [18] Leonard W., “*Adjustable-Speed AC Drives*”, Proceedings of the IEEE, Vol. 76, No. 4, April 1988, pp. 455-471.
- [19] Hingorani N.G., “*Power Electronics in Electric Utilities : Role of Power Electronics in Future Power Systems*”, Proceedings of the IEEE, Vol. 76, No. 4, April 1988, pp. 481-482.
- [20] Bose B.K. “*Evaluation of Modern Power Semiconductor Devices and Future Trends of Converters*”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-28, No. 2, March/April 1992, pp. 403-413.

- [21] McMurray W., “*Power Electronic Circuit Topology*”. Proceedings of the IEEE, Vol. 76, No. 4, April 1988, pp. 428-437
- [22] Getmar L. “*Needs for Solutions and New Areas of Applications for Power Electronics*”, European Power Electronics Conference (EPE '97 ), 8-10 September 1997, Trondheim (Norway), Vol. 1, pp. 1.016-1.029.
- [23] Kamiyama K., Kawamura A., Funato H., “*New Trends in Control Systems with Power Electronics*.”
- [24] Σαφάκας Α., “*Ηλεκτρονικά Ισχύος – Γενική θεώρηση της υφιστάμενης κατάστασης – Τάσεις και προοπτικές.*”, Τεχνολογία και βιομηχανικές εφαρμογές ηλεκτρονικών ισχύος – Βιομηχανικά ηλεκτρονικά, Διήμερο Τεχνικού Επιμελητηρίου Ελλάδος, 28-29 Σεπτεμβρίου 2000, Αθήνα.
- [25] Masada E., “*High Power Converters and their Applications in Future*”, International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC '96 ), 2-4 September, 1996, Budapest (Hungary), Vol. 1, pp. K.1-K.4.
- [26] Severns R.P., Bloom G.E., “*Modern DC to DC Switch Mode Power Converter Circuits*”, Van Nostrand Reinhold, New York, 1985.
- [27] Ιωαννίδου Μ., Λαδακάκος Π., Μητρονίκας Ε., Παπαδόπουλος Π., “*Χρήση των Ηλεκτρονικών Ισχύος στη Βιομηχανική Παραγωγή*”, Έκθεση Ομάδας Τεχνικού Επιμελητηρίου Ελλάδος, Αθήνα. 1998.
- [28] Peter J.M., “*Switching Behavior of Fast Diodes in the Converter Circuits*”, Power Conversion International conference (PCI '84), April 1984, pp. 152-168.
- [29] Grover R.J., “*Optimising Schottky Diodes for S.M.P.S.*”, Power Conversion International conference (PCI '84), October 1984, pp. 282-292.
- [30] Gate Turn-off Thyristors, Gate Commutated Thyristors, Fast Recovery Diodes, ABB semiconductors AG, Data Book, 1997.
- [31] Hall R.N., “*Power Rectifiers and Transistors*”, Proceedings of the I.R.E, Vol. 40, No 11, November 1952, pp. 1512-1518.
- [32] Pelly B.R., “*Power MOSFETs – a Status Review*”, International Power Electronics Conference (IPEC '83), 1983, Tokyo (Japan), pp. 19-32.
- [33] “*Hexfet Databook; Power MOSFET Application and Product Data*”, International Rectifier, 1982-1983.
- [34] Balliga B.J., Adler M.S, Love R.P., Gray P.V., Zommer N.D., “*The Insulated Gate Transistor: A New Three Terminal MOS-Controlled Bipolar Power Device*”, IEEE Transactions on Electron Devices, Vol. ED-31, No 6, June 1984, pp. 821-828.
- [35] “*Semicon Innovation and Service Databook*”, SEMICRON Int. GmbH & Co, 1999.
- [36] “*Semiconductor Databook, MOSFET and IGBT Devices* ”, IXYS Corporation, 2001.
- [37] “*Switched-Mode Power Supplies*”, MBL, second edition, 1978.
- [38] Cuk S., Middlebrook R.D. “*Advances in Switched mode Power Conversion Part I and II*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. IE-30, No 1, 1983, pp. 10-29.
- [39] Μανιάς Σ., “*Ηλεκτρονικά Ισχύος*”, Τόμος 1<sup>ος</sup>, Τρίτη έκδοση, Εκδόσεις Συμείων, 1988.
- [40] Kilgenstein O., “*Switched-Mode Power Supplies in Practice*”, John Wiley & Sons, Chichester, 1989.
- [41] Billings K.H., “*Switchmode Power Supply Handbook*”, McGraw-Hill Publishing Company, New York, 1989.

- [42] S.R. Bowes, M.J. Mounie, “*Microprocessor Control of PWM Inverters*”, IEE. Proc, Vol. 128, Pt B, No6, Νοέμβρης 1981.
- [43] Murphy M., Turnbull F., “*Power Electronic Control of AC Motors*”, Pergamon Press, 1989.
- [44] M.A. Boost, P.D. Ziogas, “*State of The Art Carrier PWM Techniques A Critical Evaluation*”, IEE Trans. Ind. Aplicat, Vol. 24, No 2, pp. 271-280, Μάρτιος – Απρίλιος, 1988.
- [45] K. Taniguchi, Y. Ogino, H. Irie. “*PWM Technique for Power MOSFET Inverter*”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 3, No 3, Ιούλιος 1988.
- [46] Colclaser R.A, “*Micro-Electronics, Processing and Device Designs*”, John Wiley & Sons Inc, New York 1980.