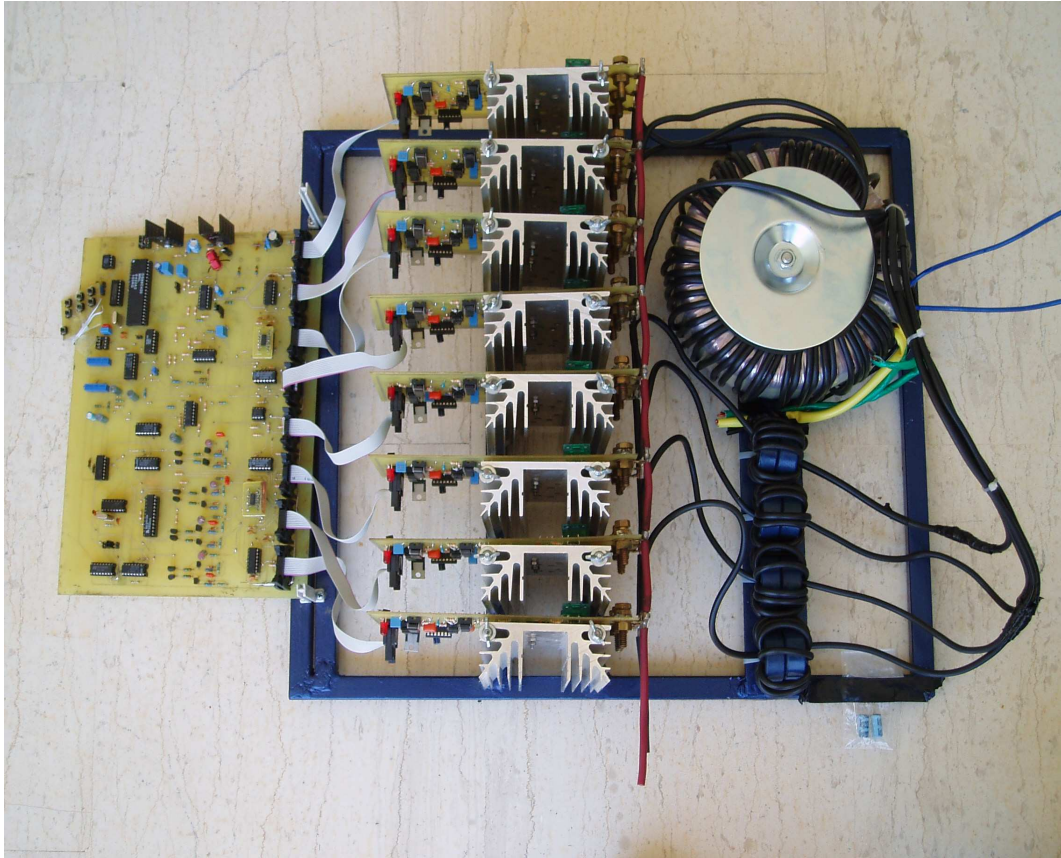


**Τ.Ε.Ι. ΚΡΗΤΗΣ ΠΑΡΑΤΗΜΑ ΧΑΝΙΩΝ**  
**ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗΣ**

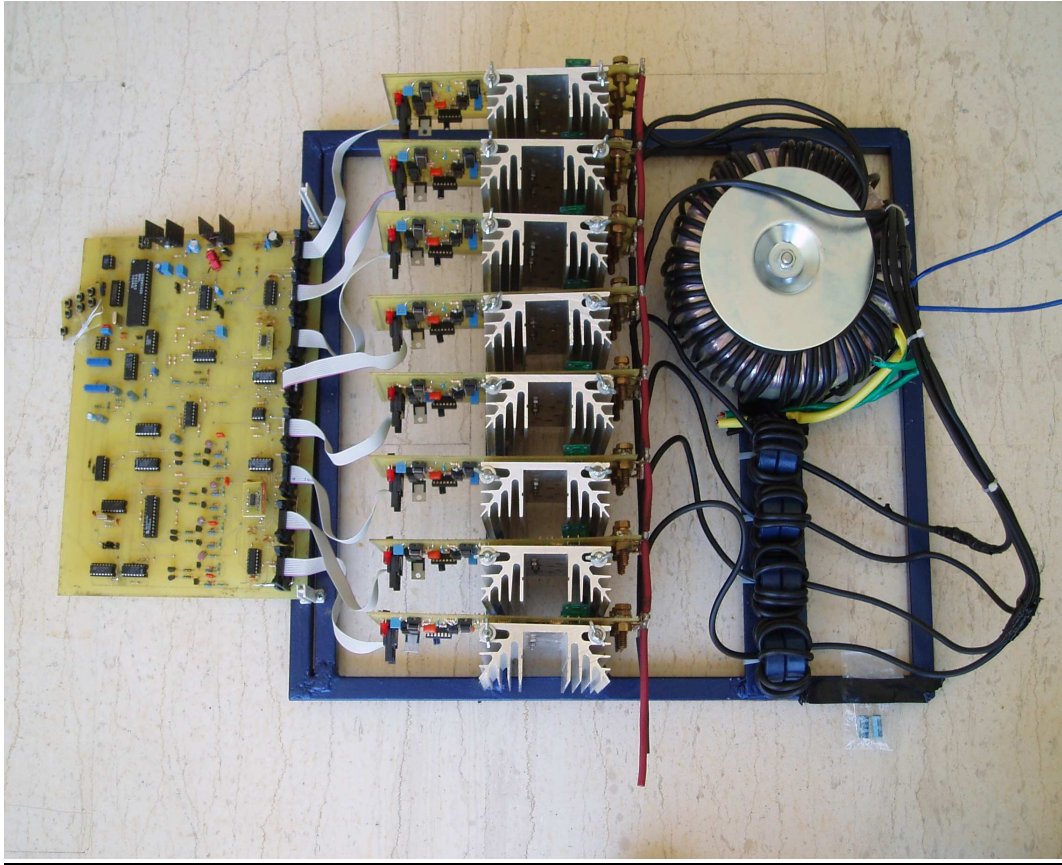


**ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΣΙΝΕΧΟΥΣ ΣΕ ΕΝΑΛΛΑΣΟΜΕΝΟ**  
**(220V/50HZ) INVERTER 2KW**

**ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ : ΧΑΤΖΑΚΗΣ ΙΩΑΝΝΗΣ**

**ΣΠΟΥΔΑΣΤΗΣ : ΒΟΖΙΚΑΚΗΣ ΣΤΕΛΙΟΣ**

**ΧΑΝΙΑ, ΙΟΥΛΙΟΣ 2005**



## **DC 24VOLTS TO AC 220VOLTS INVERTER**

In the present work, we present an inverter that changes to ac voltage with modern and functional technologies.

Our inverter uses SPWM configuration. We use mosfets technology.

The prototype of this system that we created is: In case of damage in one of thee eight semi- bridges, there is a circuit of damage, which signal to a microcontroller and to a programmable chip, which contains peels PLD.22V10. If more than one error is found , it gives a demand of smooth interruption of the system. If only one error found the microcontroller automatically interrupts the operation of the certain bridge and the 22V10 changes the pulse code modulation. So the system continues its operation using the rest tree bridges. For the smooth interruption and restart we use a digital potentiometer. When the corrected circuit is placed it makes a restart and the system continues its regular and complete operation.

Thus the system is repaired without interruption of its operation.

## Περιεχόμενα

Κεφ.1 Μετατροπείς από συνεχές σε εναλλασσόμενο (dc/ac) αντιστροφείς (INVERTERS).

1-1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

1.2 Βασικές αρχές των αντιστροφέων διακοπτικού τύπου.

1.3 Μονοφασικοί αντιστροφείς

1.4 Τριφασική αντιστροφείς

1.5 Επίδραση του κενού χρόνου στην τάση εξόδου αντιστροφέων με διαμόρφωση PWM.

1.6 Άλλες μέθοδοι μετάβασης αντιστροφέων.

1.7 Λειτουργία ανόρθωσης.

Κεφ.2 Κατασκευή του αντιστροφέα.

2.1 Τεχνικά χαρακτηριστικά.

2.2 Κώδικας επεξεργαστή

2.3 Κώδικας PLD 22V10

## Ευχαριστίες:

Θα ήθελα να ευχαριστήσω θερμά τους :

- Ιωάννης Χατζάκης, καθηγητή εφαρμογών και εισηγητή μου, για όλες τις χρήσιμες παρατηρήσεις, αξιόλογες υποδείξεις και τη συνεχή καθοδήγηση του σε καθημερινή βάση στην εκπόνηση της πτυχιακής εργασίας. Ειδικότερα τον ευχαριστώ ολόψυχα για την πολύτιμη γνώση που μου παρείχε στο γνωστικό αντικείμενο του inverter, για την συμβολή του σε ολόκληρο τον πειραματικό σχεδιασμό, καθώς επίσης την πλήρη καθοδήγηση στα πλαίσια διεξαγωγής όλων των πειραματικών μετρήσεων.
- Αθανάσιο Τσάπρα, για τις πολύτιμες συμβουλές του, στο χώρο της σχεδιάσεις της πλακέτας.
- Κωνσταντίνο Αμπατζίδη, για την πολύτιμη βοήθεια του στον προγραμματισμό του μικροεπεξεργαστή.

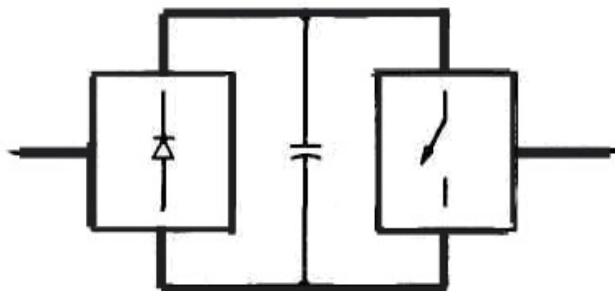
**ΑΝΤΙΣΤΡΑΦΕΙΣ dc-ac ΔΙΑΚΟΠΤΟΥ ΤΥΠΟΥ :**  
**dc <-> ΗΜΙΤΟΝΟΕΙΔΕΣ ac.**

**1-1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ**

Οι αντιστροφείς dc-ac διακοπτικού τύπου χρησιμοποιούνται σε ac κινητήρια συστήματα και σε ac τροφοδοτικά αδιάλειπτης λειτουργίας, όπου ο αντικειμενικός σκοπός είναι η παραγωγή μιας ημιτονοειδούς ac τάσης εξόδου, με ελεγχόμενα τόσο το πλάτος της όσο και τη συχνότητά της. Για παράδειγμα, ως θεωρηθεί το ac κινητήριο σύστημα, που δίνεται με μορφή λειτουργικού διαγράμματος. Η dc τάση λαμβάνεται με ανόρθωση και εξομάλυνση της τάσης του δικτύου, συνήθως με τα κυκλώματα ανορθωτών με διόδους. Η τάση στους ακροδέκτες ενός ac κινητήρα, όπως θα εξεταστεί είναι επιθυμητό να είναι ημιτονοειδής και ελεγχόμενη κατά πλάτος και συχνότητα. Αυτό πραγματοποιείται μέσω του αντιστροφέα dc-ac διακοπτικού. Ο αντιστροφέας αυτός δέχεται dc τάση ως είσοδο και παράγει την επιθυμητή ac τάση εξόδου.

Για να είμαστε περισσότερο ακριβείς, ο αντιστροφέας διακοπτικού τύπου είναι ένας μετατροπέας με αναστρέψιμη τη ροή της ισχύος. Ωστόσο, κατά τον περισσότερο χρόνο η ροή ισχύος είναι από τη dc πλευρά προς την ac πλευρά, οπότε ο μετατροπέας λειτουργεί ως αντιστροφέας. Για το λόγο αυτό, αυτοί οι μετατροπείς διακοπτικού τύπου αναφέρονται συχνά ως αντιστροφείς διακοπτικού τύπου.

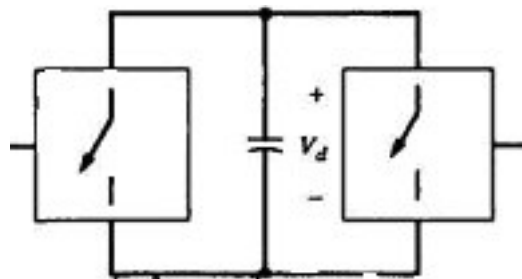
Για την επιβράδυνση του ac κινητήρα, ανακτάται η κινητική ενέργεια που σχετίζεται με την αδράνεια του κινητήρα και του φορτίου του, οπότε ο ac κινητήρας λειτουργεί ως γεννήτρια. Κατά την πέδηση του κινητήρα, η ισχύς ρέει από την ac πλευρά προς τη dc πλευρά του μετατροπέα διακοπτικού τύπου και αυτός λειτουργεί ως ανορθωτής. Η ενέργεια που ανακτάται κατά την πέδηση του ac κινητήρα μπορεί να καταναλώνεται σε μια ωμική αντίσταση, η οποία μπορεί να τοποθετηθεί για το σκοπό αυτό παράλληλα με τον πυκνωτή. Ωστόσο, σε εφαρμογές όπου η πέδηση αυτή εκτελείται συχνά, καλύτερη εναλλακτική λύση είναι να γίνεται με επιστροφή της ενέργειας στο δίκτυο.

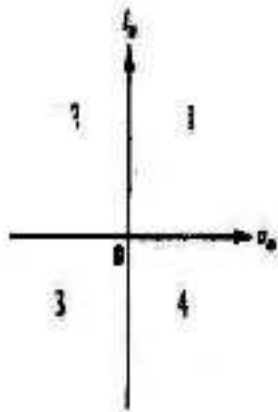
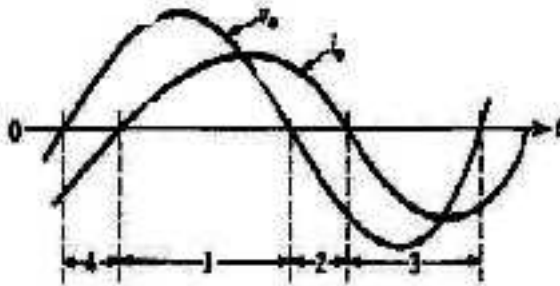
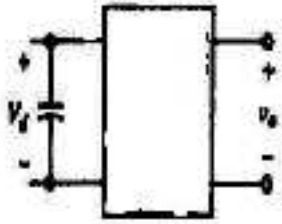


Για να γίνει αυτό, απαιτείται ο μετατροπέας που συνδέει τον κινητήρα στο δίκτυο να είναι μετατροπέας δυο τεταρτημόριων με αναστρέψιμο dc ρεύμα. Ο μετατροπέας αυτός μπορεί να λειτουργεί ως ανορθωτής κατά την κανονική λειτουργία του ac κινητήρα και ως αντιστροφέας κατά την πέδηση του κινητήρα. Ένας τέτοιος μετατροπέας δυο τεταρτημόριων με αναστρέψιμο ρεύμα μπορεί να υλοποιηθεί με δυο αντιπαράλληλα συνδεδεμένους μετατροπείς με thyristor, ή μέσω ενός μετατροπέα διακοπτικού τύπου, όπως φαίνεται. Υπάρχουν και άλλοι λόγοι για τη χρήση ενός τέτοιου ανορθωτή διακοπτικού τύπου (ονομάζεται ανορθωτής, επειδή κατά τον περισσότερο χρόνο η ισχύς ρέει από την ac προς τη dc πλευρά) που σχετίζονται με τη διασύνδεση του κινητήρα με το δίκτυο. Στο κεφάλαιο αυτό θα εξεταστούν αντιστροφείς με μονοφασικές και τριφασικές ac εξόδους. Ως είσοδος των αντιστροφέων διακοπτικού τύπου θα υποτεθεί μια πηγή dc τάσης, όπως υποτέθηκε στα λειτουργικά διαγράμματα. Τέτοιοι αντιστροφείς αναφέρονται ως *αντιστροφείς πηγής τάσης* (voltage-source inverters, VSI). Το άλλο είδος των αντιστροφέων, που σήμερα χρησιμοποιούνται μόνο για ac κινητήρια συστήματα μεγάλης ισχύος, είναι οι *αντιστροφείς πηγής ρεύματος* (current-source inverters, CSI), όπου η dc είσοδος του αντιστροφέα είναι μια πηγή dc ρεύματος. Εξαιτίας των περιορισμένων εφαρμογών τους.

Οι αντιστροφείς πηγής τάσης μπορούν να χωριστούν στις παρακάτω τρεις γενικές κατηγορίες:

1. *Αντιστροφείς με Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (PWM)*. Στους αντιστροφείς αυτούς η dc τάση εισόδου έχει ουσιαστικά σταθερό πλάτος, όπως στο κύκλωμα, όπου, για την ανόρθωση της τάσης του δικτύου, χρησιμοποιείται ένας ανορθωτής με διόδους. Επομένως, ο αντιστροφέας πρέπει να ελέγχει το πλάτος και τη συχνότητα των ac τάσεων εξόδου. Αυτό επιτυγχάνεται με τη διαμόρφωση του εύρους των παλμών των διακοπών του αντιστροφέα και έτσι τέτοιοι αντιστροφείς ονομάζονται αντιστροφείς με διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM). Υπάρχουν διάφορες μέθοδοι διαμόρφωσης PWM των διακοπών του αντιστροφέα με σκοπό την επίτευξη ac τάσεων εξόδου που να πλησιάζουν την ημιτονοειδή κυματομορφή. Από τις διάφορες αυτές μεθόδους διαμόρφωσης PWM, θα εξεταστεί λεπτομερώς αυτή που ονομάζεται *ημιτονοειδής διαμόρφωση PWM*. Κάποιες άλλες τεχνικές PWM θα περιγράψουν σε μια ξεχωριστή ενότητα στο τέλος αυτού του κεφαλαίου.





technique) λειτουργεί μόνο στους μονοφασικούς και όχι στους τριφασικούς αντιστροφέας.

**1-2ΒΑΣΙΚΕΣ ΑΡΧΕΣ ΤΩΝ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΩΝ ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΟΥ ΤΥΠΟΥ.** Στην ενότητα αυτή θα εξεταστούν οι απαιτήσεις του αντιστροφέα διακοπτικού τύπου. Για λόγους απλότητας, ας θεωρηθεί ένας μονοφασικός αντιστροφέας, ο οποίος δίνεται με μορφή λειτουργικού διαγράμματος. Η τάση εξόδου του αντιστροφέα εξομαλύνεται, έτσι ώστε η  $v_o$  να μπορεί να θεωρηθεί ημιτονοειδής. Αν ο αντιστροφέας τροφοδοτεί ένα για παράδειγμα

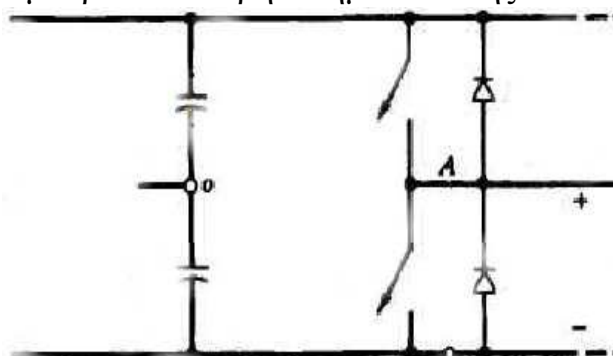
έναν ac κινητήρα, το  $i_o$  θα καθυστερεί σε σχέση με τη  $v_o$ . Στις κυματομορφές της εξόδου φαίνεται ότι κατά το χρονικό διάστημα 1, οι τιμές των  $v_o$  και  $i_o$  είναι και οι δύο θετικές, ενώ κατά το χρονικό διάστημα 3, οι τιμές των  $v_o$  και  $i_o$  είναι και οι δύο

## 2. Αντιστροφής με Τετραγωνική Κυματομορφή.

Στους αναστροφείς αυτούς, για τον έλεγχο του πλάτους της ac τάσης εξόδου, ελέγχεται το πλάτος της dc τάσης εισόδου. Έτσι, ο αντιστροφέας πρέπει να ελέγξει μόνο τη συχνότητα της τάσης εξόδου. Η ac τάση εξόδου έχει μια κυματομορφή παρόμοια με τετραγωνική και γι' αυτόν το λόγο οι αντιστροφείς αυτοί ονομάζονται αντιστροφείς με τετραγωνική κυματομορφή.

## 3. Μονοφασικοί Αντιστροφείς με Απαλοιφή Τάσης.

Στην περίπτωση αντιστροφέων με μονοφασική έξοδο είναι δυνατός ο έλεγχος του πλάτους και της συχνότητας της τάσης εξόδου του μετατροπέα, αν και η είσοδος του αντιστροφέα είναι μια σταθερή dc τάση και στους διακόπτες του μετατροπέα δεν επιβάλλεται διαμόρφωση PWM (η κυματομορφή της τάσης εξόδου είναι σχεδόν τετραγωνική). Επομένως, οι αντιστροφείς αυτοί συνδυάζουν τα χαρακτηριστικά των δυο προηγούμενων αντιστροφέων. Πρέπει να σημειωθεί ότι η τεχνική της απαλοιφής τάσης (voltage cancellation



αρνητικές. Επομένως, κατά τα χρονικά διαστήματα 1 και 3, η στιγμιαία ροή ισχύος  $p_o (= v_o i_o)$  είναι από τη dc πλευρά προς την ac πλευρά, αντιστοιχώντας σε λειτουργία αντιστροφέα. Αντίθετα, οι τιμές των  $v_o$  και  $i_o$  είναι ετερόσημες κατά τα χρονικά διαστήματα 2 και 4 και επομένως η  $p_o$  ρέει από την ac πλευρά προς τη dc πλευρά του αντιστροφέα, αντιστοιχώντας σε λειτουργία ανορθωτή. Για το λόγο αυτό, κατά τη διάρκεια κάθε περιόδου της ac εξόδου, ο αντιστροφέας διακοπτικού τύπου πρέπει να μπορεί να λειτουργεί και στα τέσσερα τεταρτημόρια του επιπέδου  $v_o$ - $i_o$ , όπως φαίνεται. Ένας τέτοιος αντιστροφέα τεσσάρων τεταρτημόριων όπου αποδείχθηκε ότι σε ένα μετατροπέα με πλήρη γέφυρα, το  $I_o$  είναι αναστρέψιμο και η  $i_o$  μπορεί να έχει θετική ή αρνητική πολικότητα, ανεξάρτητα από τη φορά του  $I_o$ . Επομένως, ο μετατροπέας με πλήρη γέφυρα του ικανοποιεί τις απαιτήσεις του αντιστροφέα διακοπτικού τύπου. Φαίνεται μόνο ένα από τα δύο σκέλη του μετατροπέα με πλήρη γέφυρα, για παράδειγμα το σκέλος A. Όλες οι διατάξεις αντιστροφέων dc-ac, που περιγράφονται στο κεφάλαιο αυτό, προέρχονται από το μετατροπέα ενός σκέλους του. Για λόγους ευκολίας, θα υποθεθεί ότι στον αντιστροφέα, το σημείο "o" της dc τάσης εισόδου είναι διαθέσιμο, αν και στους περισσότερους αντιστροφείς δεν χρειάζεται και έτσι δεν είναι διαθέσιμο. Για να γίνουν κατανοητά τα χαρακτηριστικά του αντιστροφέα dc-ac ενός σκέλους, θα υποθεθεί ότι η dc τάση εισόδου  $D_{VD}$  είναι σταθερή και ότι στους διακόπτες του αντιστροφέα γίνεται διαμόρφωση PAM για τη μορφοποίηση και τον έλεγχο της τάσης εξόδου. Αργότερα θα αποδειχθεί ότι η λειτουργία με τετραγωνική κυματομορφή είναι ειδική περίπτωση της διαμόρφωσης PWM.

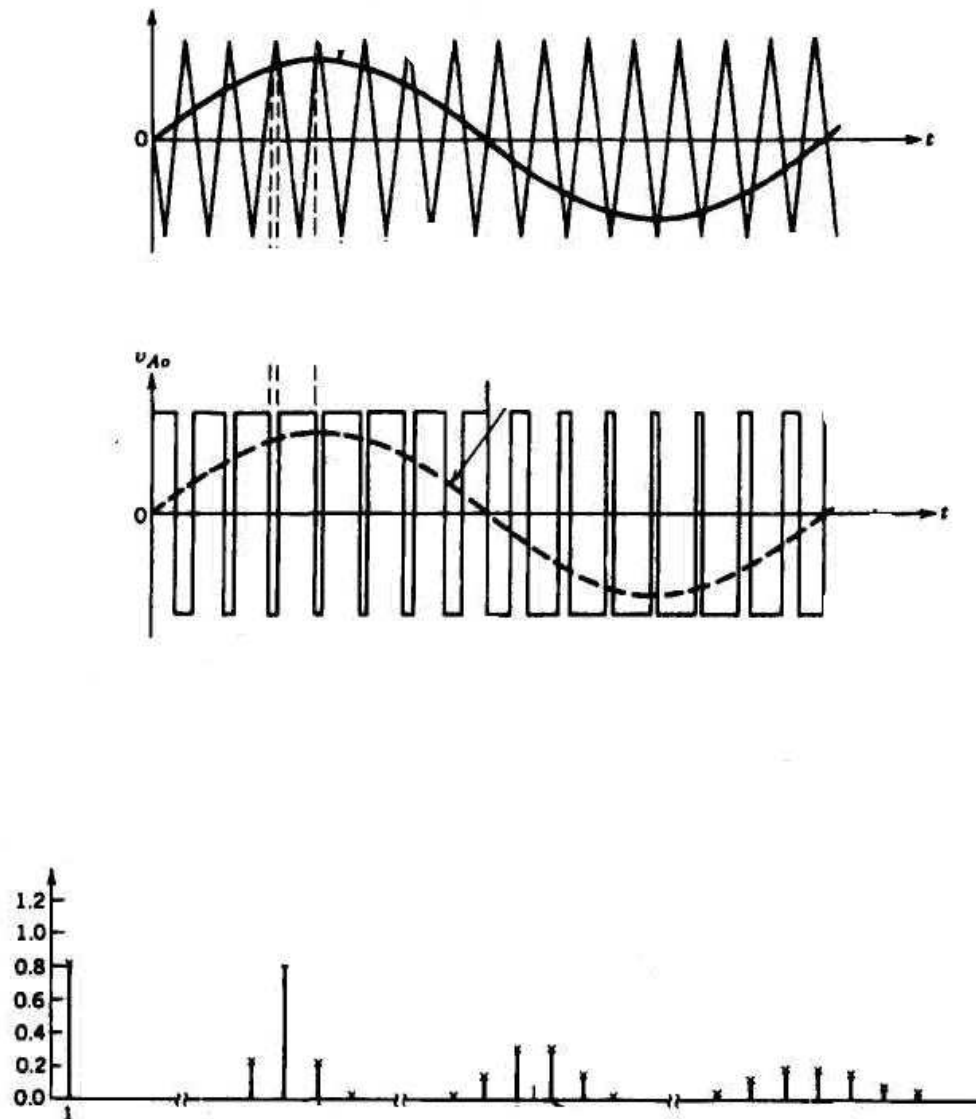
### 1-2-1 ΣΤΡΑΤΗΓΙΚΗ ΤΗΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΕΥΡΟΥΣ ΠΑΛΜΩΝ (PWM)

Εξετάστηκε η διαμόρφωση εύρους παλμού των μετατροπέων dc-dc με πλήρη γέφυρα. Εκεί συγκρινόταν ένα σήμα ελέγχου  $u_{control}$  (σταθερό ή αργά μεταβαλλόμενο με το χρόνο) με μια περιοδική τριγωνική κυματομορφή, με σκοπό την παραγωγή των σημάτων μετάβασης. Ο έλεγχος της σχετικής διάρκειας των παλμών κατά τον τρόπο αυτό, επέτρεπε τον έλεγχο της μέσης dc τάσης εξόδου.

Σε κυκλώματα αντιστροφέων η διαμόρφωση PWM είναι λίγο πιο πολύπλοκη, εφόσον, όπως αναφέρθηκε νωρίτερα, είναι επιθυμητό η έξοδος του αντιστροφέα να είναι ημιτονοειδής και να υπάρχει η δυνατότητα ελέγχου του πλάτους και της συχνότητας της. Για την παραγωγή μιας ημιτονοειδούς τάσης εξόδου σε μια επιθυμητή συχνότητα, συγκρίνεται ένα ημιτονοειδές σήμα ελέγχου στην επιθυμητή συχνότητα με μια τριγωνική κυματομορφή, όπως φαίνεται. Η συχνότητα της τριγωνικής κυματομορφής καθορίζει τη συχνότητα μετάβασης του αντιστροφέα και διατηρείται γενικά σταθερή, όπως και το πλάτος της  $V_{tri}$ .

Πριν από την εξέταση της συμπεριφοράς της διαμόρφωσης PWM, είναι απαραίτητο να οριστούν μερικοί όροι. Η συχνότητα  $f_s$  της τριγωνικής κυματομορφής  $u_{tri}$  καθορίζει τη συχνότητα με την οποία αλλάζουν κατάσταση οι διακόπτες του αντιστροφέα και λέγεται *συχνότητα μετάβασης* (switching frequency). Ακόμη, ονομάζεται και *φέρουσα συχνότητα* (carrier frequency). Το σήμα ελέγχου  $u_{control}$  χρησιμοποιείται για τη διαμόρφωση της σχετικής διάρκειας αγωγής και έχει μια συχνότητα  $f_1$ , η οποία είναι η επιθυμητή θεμελιώδης συχνότητα της τάσης εξόδου του αντιστροφέα (η  $f_1$  ονομάζεται και *συχνότητα διαμόρφωσης*, modulating frequency). Η τάση εξόδου του αντιστροφέα δεν θα είναι μια





τέλεια ημιτονοειδής κυματομορφή, αλλά θα περιέχει αρμονικές της  $f_1$ . Ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους (amplitude modulation ratio)  $m_a$  ορίζεται ως

όπου  $V_{control}$  είναι το πλάτος του σήματος ελέγχου. Το πλάτος  $V_{tri}$  του τριγωνικού σήματος διατηρείται γενικά σταθερό.

Ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας (frequency modulation ratio)  $m_f$

Στον αντιστροφέα οι διακόπτες  $T_{A+}$  και  $T_A$  ελέγχονται με βάση τη σύγκριση των  $v_{control}$  και  $u_{tri}$  και προκύπτει η ακόλουθη τάση εξόδου.

Εφόσον οι δυο διακόπτες δεν είναι ποτέ ταυτόχρονα ανοιχτοί, η τάση εξόδου  $u_{Ao}$  κυμαίνεται μεταξύ δυο τιμών ( $V_d/2$  και  $-V_d/2$ ). Η  $u_{Ao}$  και η θεμελιώδης συχνότητα της (καμπύλη που σημειώνεται με διακεκομμένη γραμμή) φαίνονται, το οποίο σχεδιάζεται για  $m_f=15$  και  $m_a=0.8$ .

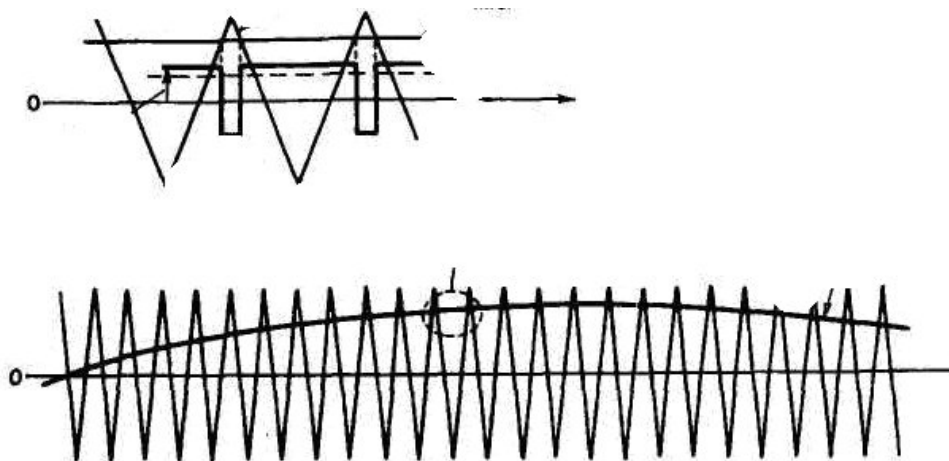
Το φάσμα της  $u_{Ao}$  για τις συνθήκες που σημειώνονται, όπου σχεδιάζονται οι κανονικοποιημένες αρμονικές τάσεις  $(V_{Ao})_n/1/2V_d$  που έχουν σημαντικά πλάτη. Αυτή η παράσταση (για  $m_a \leq 1,0$ )

επιδεικνύει τρία σημαντικά στοιχεία:

1. Το πλάτος της θεμελιώδους συχνότητας  $(V_{A0})_1$  είναι  $m_a$  φορές το  $(V_d / 2)$ . Αυτό εξηγείται θεωρώντας αρχικά ένα σταθερό  $u_{\text{control}}$ , όπως φαίνεται. Έτσι προκύπτει μια κυματομορφή εξόδου  $v_{A0}$ . Από τη μελέτη της διαμόρφωσης εύρους παλμών στον μετατροπέα dc-dc με πλήρη γέφυρα, μπορεί να σημειωθεί ότι η μέση τάση εξόδου (ή ακριβέστερα, η μέση τάση εξόδου στο διάστημα μιας περιόδου μετάβασης  $T_s=1/f_s$ )  $V_{A0}$  εξαρτάται από το λόγο του  $u_{\text{control}}$  προς τη  $V_{tri}$  για δεδομένη  $V_d$ :

Ας υποθεθεί (παρά το ότι η υπόθεση αυτή δεν είναι απαραίτητη) ότι το  $u_{\text{control}}$  μεταβάλλεται πολύ λίγο κατά τη διάρκεια της περιόδου μετάβασης, δηλαδή ο  $m_f$  είναι μεγάλος, όπως φαίνεται. Επομένως, θεωρώντας το  $u_{\text{control}}$  σταθερό κατά τη διάρκεια της περιόδου μετάβασης, δείχνει το πώς η "στιγμιαία" μέση τιμή της  $v_{A0}$  (στο διάστημα περιόδου μετάβασης  $T_s$ ) μεταβάλλεται από μια περίοδο μετάβασης στην επόμενη. Αυτή η "στιγμιαία" μέση τιμή είναι ίδια με τη θεμελιώδη συνιστώσα της  $v_{A0}$ .

Το προηγούμενο επιχειρήμα δείχνει το λόγο για τον οποίο το  $u_{\text{control}}$  επιλέγεται ημιτονοειδές, ώστε να παράγεται ημιτονοειδής τάση εξόδου με λιγότερες αρμονικές. Τώρα, ας θεωρηθεί ημιτονοειδής μεταβολή της τάσης ελέγχου στη συχνότητα  $f_1=\omega_1/2\pi$  η οποία είναι η επιθυμητή (ή η θεμελιώδης) συχνότητα της εξόδου, του αντιστροφέα:



Χρησιμοποιώντας και τα προηγούμενα επιχειρήματα που δείχνουν ότι η θεμελιώδης συνιστώσα  $(u_{A0})_1$  μεταβάλλεται ημιτονοειδώς και σε φάση με το  $u_{\text{control}}$ , προκύπτει

Η σχέση αυτή δείχνει ότι σε μια ημιτονοειδή διαμόρφωση PWM το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου μεταβάλλεται γραμμικά με τον  $m_a$  (με την προϋπόθεση ότι  $m_a < 1,0$ ). Για το λόγο αυτό, η περιοχή του  $m_a$  από 0 έως 1 αναφέρεται ως γραμμική περιοχή.

2. Οι αρμονικές της τάσης εξόδου του αντιστροφέα εμφανίζονται ως πλευρικές ζώνες, με κέντρο τη συχνότητα μετάβασης και τις πολλαπλάσιες της, δηλαδή γύρω από τις αρμονικές  $m_f, 2m_f, 3m_f$  κ.ο.κ.. Αυτό το γενικό πρότυπο ισχύει για όλες τις τιμές του  $m_a$  στην

περιοχή από 0 έως 1.

Για ένα συντελεστή διαμόρφωσης συχνότητας  $m_f >$  (που πάντα συμβαίνει, εκτός από πολύ υψηλές απαιτήσεις ισχύος), τα πλάτη των αρμονικών είναι σχεδόν ανεξάρτητα από τον  $m_f$ , αν και ο  $m_f$  καθορίζει τις συχνότητες στις οποίες εμφανίζονται (οι αρμονικές), θεωρητικά, οι συχνότητες στις οποίες εμφανίζονται οι αρμονικές μπορούν να εκφραστούν ως

$$f_h = (jm_f \pm k)f_1$$

δηλαδή η αρμονική τάξη  $h$  αντιστοιχεί στην  $k$ -τάξης πλευρική ζώνη της,  $j$ -φορές το συντελεστή διαμόρφωσης συχνότητας  $m_f$ :

$$h = j(m_f) \pm k \quad (1-8)$$

όπου η θεμελιώδης συχνότητα αντιστοιχεί στο  $h = 1$ . Για περιττές τιμές του  $j$ , οι αρμονικές υπάρχουν μόνο για άρτιες τιμές του  $k$ . Για άρτιες τιμές του  $j$ , οι αρμονικές υπάρχουν μόνο για περιττές τιμές του  $k$ .

Καταγράφονται οι κανονικοποιημένες αρμονικές  $(V_{A0})_h / \frac{1}{2}V_d$  ως συνάρτηση του συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους  $m_a$ , θεωρώντας  $m_f \geq 9$ . Φαίνονται μόνο εκείνες με σημαντικά πλάτη, για τιμές του  $j$  μέχρι  $j = 4$  στην Εξ.1-8. Λεπτομερής εξέταση γίνεται στην Αναφορά 6.

Θα είναι χρήσιμο αργότερα να ληφθεί υπόψη ότι στο κύκλωμα του αντιστροφέα ισχύει η σχέση

$$V_{AN} = v_{A0} + \frac{1}{2}V_d$$

Επομένως, οι αρμονικοί όροι των  $u_{AN}$  και  $u_{A0}$  είναι οι ίδιοι:

$$(V_{AN})_H = (V_{A0})_H$$

Στον φαίνεται ότι η ακολουθείται σχεδόν ακριβώς και ότι το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου μεταβάλλεται γραμμικά με τον συντελεστή  $m_a$ .

3. Ο συντελεστής  $m_f$  πρέπει να είναι περιττός ακέραιος. Η επιλογή μιας περιττής ακέραιης τιμής για τον  $m_f$  έχει ως αποτέλεσμα μια περιττή συμμετρία [ $f(-t) = -f(t)$ ], όπως επίσης μια συμμετρία μισού κύματος [ $f(t) = -f(t+T_s/2)$ ] με την αρχή του χρόνου που φαίνεται, το οποίο σχεδιάζεται για  $m_f = 15$ . Επομένως, υπάρχουν μόνο περιττές αρμονικές, ενώ οι άρτιες αρμονικές εξαφανίζονται από την κυματομορφή της  $u_{A0}$ . Επίσης, στην ανάλυση Fourier μόνο οι συντελεστές της σειράς των ημιτόνων είναι διάφοροι του μηδενός, ενώ αυτοί της σειράς των συνημίτονων είναι μηδενικοί.

#### □ Παράδειγμα 1-1

Στο κύκλωμα μας, είναι  $V_d=300$  V,  $m_a=0,8$ ,  $m_f=39$  και η θεμελιώδης συχνότητα είναι 47 Hz. Να υπολογιστούν οι rms τιμές της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης και κάποιες από τις κύριες αρμονικές της  $u_{A0}$ .

Στη συνέχεια εξετάζεται η επιλογή της συχνότητας μετάβασης και του συντελεστή διαμόρφωσης συχνότητας  $m_f$ . Οι αρμονικές με υψηλή συχνότητα φιλτράρονται σχετικά ευκολότερα από τις αρμονικές με χαμηλή συχνότητα. Άρα, είναι επιθυμητή η χρήση όσο το δυνατό υψηλότερων συχνοτήτων μετάβασης. Από την άλλη μεριά οι απώλειες μετάβασης στους διακόπτες του αντιστροφέα αυξάνουν ανάλογα προς τη συχνότητα μετάβασης  $f_s$ . Επομένως, στις περισσότερες εφαρμογές, η

συχνότητα μετάβασης επιλέγεται είτε χαμηλότερη των 6 kHz είτε υψηλότερη των 20 kHz, ώστε να είναι πάνω από την ακουστική περιοχή συχνοτήτων. Αν η βέλτιστη συχνότητα μετάβασης (με βάση τη συνολική απόδοση του συστήματος) προκύψει κάπου στην περιοχή από 6 έως 20 kHz, τότε τα μειονεκτήματα της αύξησης της στα 20 kHz αντισταθμίζονται συχνά από το πλεονέκτημα ότι δεν υπάρχει ακουστικός θόρυβος για  $f_s$  των 20 kHz ή μεγαλύτερη. Επομένως, σε εφαρμογές των 50 ή 60 Hz, όπως είναι τα ac-κινητήρια συστήματα (όπου η θεμελιώδης συχνότητα εξόδου του μετατροπέα μπορεί να απαιτείται να είναι μέχρι 200 Hz), ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας  $m_f$  μπορεί να είναι 9 ή ακόμη μικρότερος για συχνότητες μετάβασης μικρότερες των 2 kHz. Από την άλλη μεριά, ο  $m_f$  θα είναι μεγαλύτερος από 100 για συχνότητες μετάβασης μεγαλύτερες των 20 kHz. Οι επιθυμητές σχέσεις μεταξύ του σήματος τριγωνικής κυματομορφής και του σήματος της τάσης ελέγχου καθορίζονται από το πόσο μεγάλος είναι ο  $m_f$ . Στην εξέταση που γίνεται εδώ, η τιμή  $m_f = 21$  αντιμετωπίζεται ως όριο μεταξύ μεγάλων και μικρών τιμών του, αν και η επιλογή της είναι κάπως αυθαίρετη. Εδώ θεωρείται ότι ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους  $m_a$  είναι μικρότερος από 1.

#### 1-2-1-1 Μικρός $m_f$ ( $m_f < 21$ )

1. *Συγχρονισμένη διαμόρφωση PWM.* Για μικρές τιμές του  $m_f$ , το σήμα της τριγωνικής κυματομορφής και το σήμα ελέγχου πρέπει να είναι συγχρονισμένα μεταξύ τους (συγχρονισμένη διαμόρφωση PWM), όπως φαίνεται. Η συγχρονισμένη διαμόρφωση PWM απαιτεί ακέραιη τιμή του  $m_f$ . Ο λόγος για τον οποίο χρήσιμο ποιείται η συγχρονισμένη διαμόρφωση PWM είναι ότι η ασύγχρονη διαμόρφωση PWM (όπου ο  $m_f$  δεν είναι ακέραιος) έχει ως αποτέλεσμα υποαρμονικές της θεμελιώδους συχνότητας, οι οποίες είναι τελείως ανεπιθύμητες στις περισσότερες εφαρμογές. Αυτό σημαίνει ότι η συχνότητα της τριγωνικής κυματομορφής μεταβάλλεται με την επιθυμητή συχνότητα του αντιστροφέα (για παράδειγμα, αν η συχνότητα εξόδου του αντιστροφέα και έτσι η συχνότητα του  $u_{\text{control}}$  είναι 65.42 Hz και  $m_f=15$ , η συχνότητα της τριγωνικής κυματομορφής θα πρέπει να είναι ακριβώς  $15 \times 65.42 = 981.3$  Hz).
2. Ο συντελεστής  $m_f$  πρέπει να είναι περιττός ακέραιος. Όπως εξετάστηκε προηγουμένως, ο  $m_f$  πρέπει να είναι περιττός ακέραιος, εκτός από την περίπτωση μονοφασικών αντιστροφέων με διαμόρφωση PWM με μονοπολική τάση εξόδου, οι οποίοι θα εξεταστούν στην Ενότητα 1-3-2-2.

#### 1-2-1-2 Μεγάλος $m_f$ ( $m_f > 21$ )

Τα πλάτη των υποαρμονικών που οφείλονται σε ασύγχρονη διαμόρφωση PWM είναι μικρά, όταν οι τιμές του  $m_f$  είναι μεγάλες. Επομένως, σε μεγάλες τιμές του  $m_f$ , μπορεί να χρησιμοποιηθεί η ασύγχρονη διαμόρφωση PWM, όπου η συχνότητα της τριγωνικής κυματομορφής διατηρείται σταθερή, ενώ η συχνότητα του  $u_{\text{control}}$  μεταβάλλεται, έχοντας ως αποτέλεσμα μη ακέραιες τιμές του  $m_f$  (εφόσον αυτές είναι μεγάλες). Ωστόσο, αν ο αντιστροφέας τροφοδοτεί ένα φορτίο, όπως ο ac κινητήρας, οι υποαρμονικές στη μηδενική ή κοντά στη μηδενική συχνότητα, παρά το ότι έχουν μικρό πλάτος, θα έχουν ως αποτέλεσμα μεγάλα ρεύματα, τα οποία είναι τελείως ανεπιθύμητα. Επομένως, η ασύγχρονη διαμόρφωση PWM πρέπει να αποφεύγεται.

### 1-2-1-3 ΥΠΕΡΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ( $m_a > 1$ )

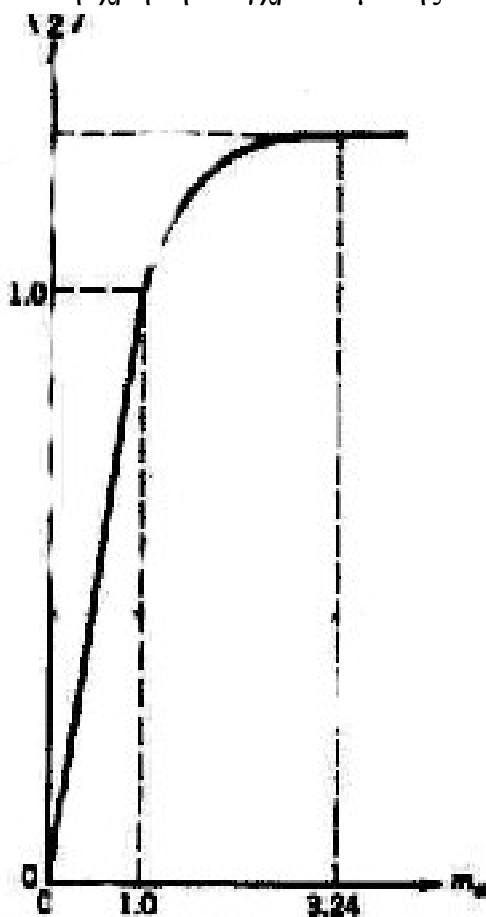
Στα προηγούμενα θεωρήθηκε ότι  $m_a \leq 1$  γεγονός που αντιστοιχεί σε μια ημιτονοειδή διαμόρφωση PWM στη γραμμική περιοχή. Επομένως, το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης μεταβάλλεται γραμμικά με τον  $m_a$ , όπως προκύπτει. Στην περιοχή με  $m_a \leq 1$  διαμόρφωση PWM ωθεί τις αρμονικές σε μια περιοχή υψηλών συχνοτήτων γύρω από τη συχνότητα μετάβασης και τις πολλαπλάσιες της. Παρά το επιθυμητό αυτό χαρακτηριστικό της ημιτονοειδούς διαμόρφωσης PWM στη γραμμική περιοχή, ένα από τα μειονεκτήματα είναι ότι το μέγιστο δυνατό πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας δεν είναι τόσο υψηλό όσο είναι επιθυμητό. Αυτό είναι φυσική συνέπεια των αιχμών στην κυματομορφή της τάσης εξόδου.

Για την παραπέρα αύξηση του πλάτους της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου, ο  $m_a$  αυξάνεται πέρα από την τιμή 1, έχοντας ως αποτέλεσμα αυτό που ονομάζεται *υπερδιαμόρφωση*. Η υπερδιαμόρφωση κάνει την τάση εξόδου να περιέχει περισσότερες αρμονικές στις πλευρικές ζώνες σε σύγκριση με τη γραμμική περιοχή (με  $m_a \leq 1$ ), όπως φαίνεται. Οι αρμονικές που υπερισχύουν στη γραμμική περιοχή μπορεί να μην υπερισχύουν κατά την υπερδιαμόρφωση. Σημαντικότερο, με την υπερδιαμόρφωση, το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας δεν μεταβάλλεται γραμμικά με τον συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους  $m_a$ . δίνεται το κανονικοποιημένο πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας  $\{V_{Ao}\}_h / \frac{1}{2} V_d$  ως συνάρτηση του συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους  $m_a$ . Στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης, ακόμη και για λογικά μεγάλες τιμές του  $m_f$ , το  $\{V_{Ao}\}_h / \frac{1}{2} V_d$  εξαρτάται από τον  $m_f$ . Αυτό είναι αντίθετο με όσα συμβαίνουν στη γραμμική περιοχή ( $m_a \leq 1$ ), όπου το  $\{V_{Ao}\}_h / \frac{1}{2} V_h$  μεταβάλλεται γραμμικά με τον  $m_a$ , σχεδόν ανεξάρτητα από τον  $m_f$  (με την προϋπόθεση ότι  $m_f > 9$ ).

Με την υπερδιαμόρφωση, ανεξάρτητα από τις τιμές του  $m_f$ , συνιστάται η χρήση συγχρονισμένης διαμόρφωσης PWM, ικανοποιώντας έτσι τις απαιτήσεις που σημειώθηκαν προηγουμένως, για μικρές τιμές του  $m_f$ .

Η περιοχή υπερδιαμόρφωσης αποφεύγεται σε αδιάλειπτες τροφοδοσίες ισχύος, εξαιτίας της αυστηρής απαίτησης ελαχιστοποίησης της παραμόρφωσης της τάσης εξόδου. Στα επαγωγικά κινητήρια συστήματα που περιγράφονται, συνήθως χρησιμοποιείται υπερδιαμόρφωση.

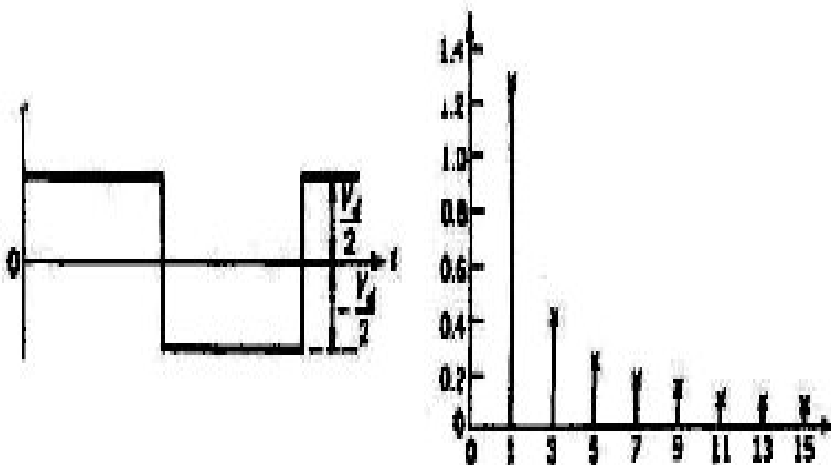
Για επαρκώς μεγάλες τιμές του  $m_a$ , η κυματομορφή της τάσης του αντιστροφέα εκφυλίζεται από κυματομορφή με διαμόρφωση PWM σε τετραγωνική, η οποία εξετάζεται λεπτομερώς στην επόμενη ενότητα. Από το και την εξέταση της μετάβασης σε τετραγωνική κυματομορφή, που θα παρουσιαστεί στην επόμενη ενότητα, προκύπτει το συμπέρασμα ότι στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης με  $m_a > 1$  ισχύει η σχέση.



### 1-2-2 ΜΕΤΑΒΑΣΗ ΜΕ ΤΕΤΡΑΓΩΝΙΚΗ ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΗ

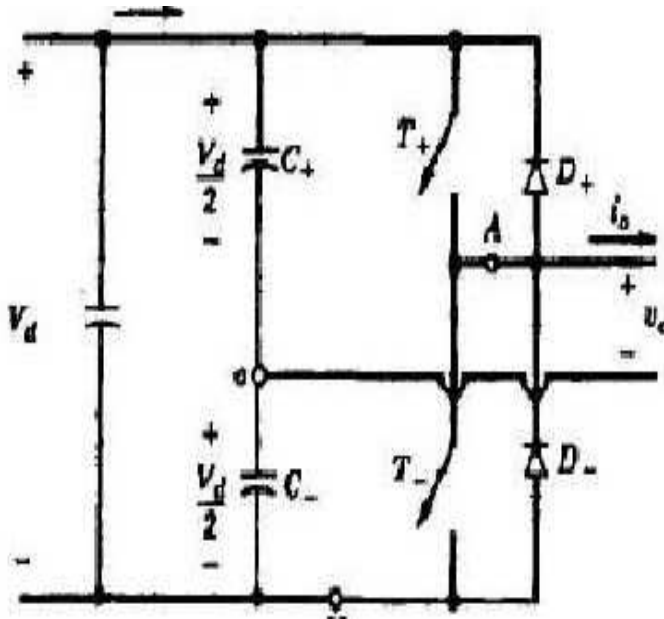
Στη μετάβαση με τετραγωνική κυματομορφή κάθε διακόπτης του σκέλους του αντιστροφέα είναι κλειστός για μια ημιπερίοδο ( $180^\circ$ ) της επιθυμητής εξόδου. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τάση εξόδου με την κυματομορφή. Από την ανάλυση Fourier τα πλάτη της θεμελιώδους συνιστώσας και των αρμονικών για μια δεδομένη είσοδο  $V_d$  προκύπτουν.

όπου η τάξη της αρμονικής  $h$  παίρνει μόνο περιττές τιμές, όπως φαίνεται. Πρέπει να σημειωθεί ότι η μετάβαση με τετραγωνική κυματομορφή είναι ειδική περίπτωση της μετάβασης με ημιτονοειδή διαμόρφωση PWM, όταν ο συντελεστής  $m_a$  γίνεται τόσο μεγάλος, ώστε η κυματομορφή της τάσης ελέγχου να τέμνεται με την τριγωνική κυματομορφή μόνο στο μηδενισμό του  $u_{\text{control}}$ . Επομένως, όπως φαίνεται, η τάση εξόδου στην περιοχή τετραγωνικής κυματομορφής είναι ανεξάρτητη του  $m_a$ . Ένα από τα πλεονεκτήματα της λειτουργίας με τετραγωνική κυματομορφή είναι ότι κάθε διακόπτης του αντιστροφέα αλλάζει την κατάσταση του μόνο δυο φορές ανά περίοδο, γεγονός που είναι σημαντικό στην περίπτωση πολύ υψηλών επιπέδων ισχύος, όπου οι διακόπτες στερεάς κατάστασης έχουν γενικά χαμηλότερες ταχύτητες μετάβασης. Ένα από τα σοβαρά μειονεκτήματα της μετάβασης με τετραγωνική κυματομορφή είναι ότι ο αντιστροφέας δεν μπορεί να ρυθμίσει το πλάτος της τάσης εξόδου. Για να ελέγχεται το πλάτος της τάσης εξόδου του αντιστροφέα, πρέπει να ρυθμίζεται η dc τάση εισόδου  $V_d$ .



### 1-3 ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΙ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ

#### 1-3-1 ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΗΣ ΜΕ ΜΙΣΗ ΓΕΦΥΡΑ (ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΙ)



Δίνεται ο αντιστροφέας με μισή γέφυρα. Εδώ, στα άκρα της dc εισόδου συνδέονται σε σειρά δυο ίδιοι πυκνωτές. Το σημείο σύνδεσης των πυκνωτών βρίσκεται στο μισό δυναμικό, οπότε στα άκρα του κάθε πυκνωτή αναπτύσσεται τάση ίση με  $(V_d/2)$ . Οι χωρητικότητες που θα χρησιμοποιηθούν πρέπει να είναι επαρκώς μεγάλες, ώστε να είναι λογική η υπόθεση ότι το δυναμικό στο σημείο "ο" παραμένει ουσιαστικά σταθερό σε σχέση με το

δυναμικό του αγωγού N. Επομένως, αυτή η δομή κυκλώματος ταυτίζεται με το βασικό αντιστροφέα ενός σκέλους που εξετάστηκε λεπτομερώς προηγουμένως και είναι  $u_o = u_{A0}$ .

Θεωρώντας μετάβαση με διαμόρφωση PWM, διαπιστώνεται ότι η κυματομορφή της τάσης εξόδου θα είναι ακριβώς όπως στο. Πρέπει να σημειωθεί ότι, ανεξάρτητα από τις καταστάσεις των διακοπών, το ρεύμα μοιράζεται εξίσου μεταξύ των δύο πυκνωτών  $C_+$  και  $C_-$  (που έχουν ίσες και πολύ μεγάλες χωρητικότητες). Όταν ο  $T_+$  είναι κλειστός, άγει είτε ο  $T_+$  είτε η  $D_+$ , ανάλογα με τη φορά του ρεύματος εξόδου και το  $i_o$  μοιράζεται εξίσου μεταξύ των δύο πυκνωτών. Παρόμοια, όταν ο διακόπτης  $T_-$  είναι κλειστός, άγει

είτε ο  $T_-$  είτε η  $D_-$ , ανάλογα με τη φορά του ρεύματος εξόδου και το  $i_o$  μοιράζεται εξίσου μεταξύ των δύο πυκνωτών. Επομένως, οι πυκνωτές  $C_+$  και  $C_-$  είναι "ουσιαστικά" συνδεδεμένοι παράλληλα στην πορεία του  $i_o$ . Αυτό εξηγεί επίσης γιατί το σημείο σύνδεσης "ο"

παραμένει στο μισό δυναμικό. Εφόσον το  $i_o$  πρέπει να περάσει από τον παράλληλο συνδυασμό των  $C_+$  και  $C_-$ , το  $i_o$  στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας δεν έχει dc συνιστώσα. Επομένως, οι πυκνωτές αυτοί λειτουργούν ως πυκνωτές αποκοπής του dc, εξαλείφοντας έτσι το πρόβλημα κορεσμού του μετασχηματιστή από την πλευρά του πρωτεύοντος, αν χρησιμοποιείται μετασχηματιστής στην έξοδο για να παρέχει ηλεκτρική απομόνωση. Εφόσον το ρεύμα στο πρωτεύον τύλιγμα ενός τέτοιου μετασχηματιστή δεν θα εξαναγκάζεται σε μηδενισμό με κάθε μετάβαση, η ενέργεια της αυτεπαγωγής διαρροής του μετασχηματιστή δεν παρουσιάζει πρόβλημα στους διακόπτες.

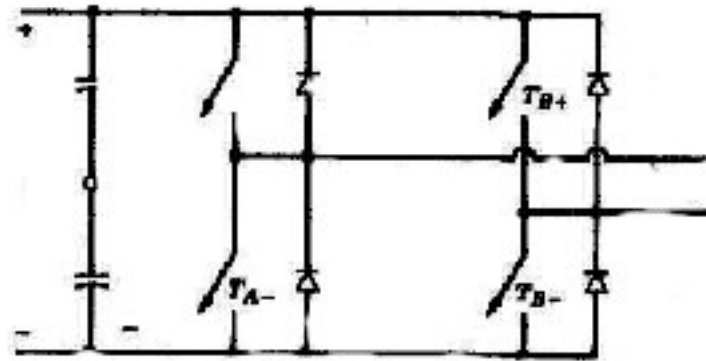
Σ' έναν αντιστροφέα με μισή γέφυρα, οι μέγιστοι περιορισμοί της τάσης και ρεύματος των διακοπών είναι:

#### 1-3-2 ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΜΕ ΠΛΗΡΗ ΓΕΦΥΡΑ (ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΙ)

Ένας αντιστροφέας με πλήρη γέφυρα φαίνεται. Ο αντιστροφέας αυτός

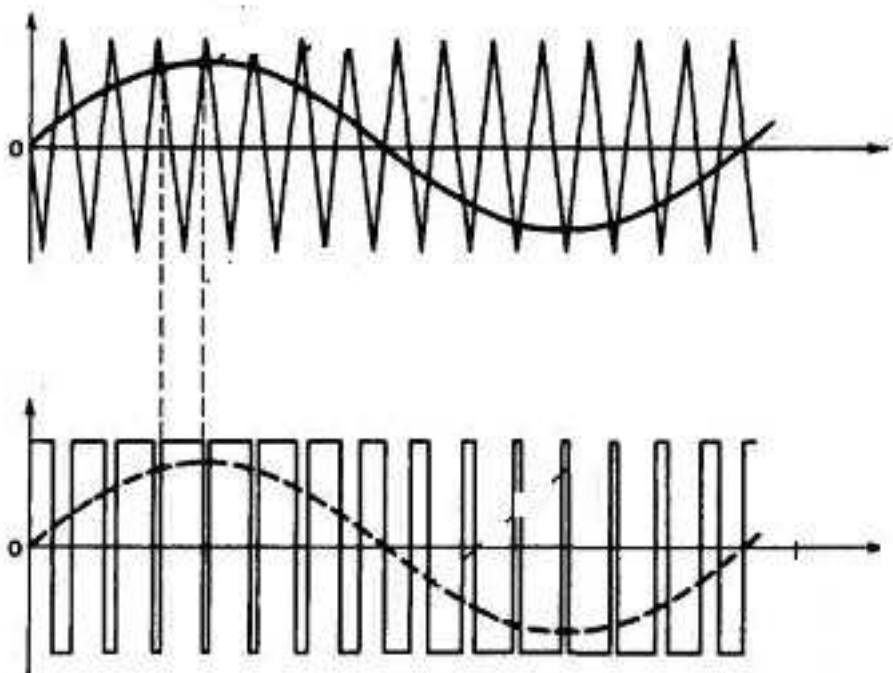
αποτελείται από δύο αντιστροφείς ενός σκέλους της μορφής που εξετάστηκε και προτιμάται σε σχέση με άλλες διατάξεις σε υψηλότερες απαιτήσεις ισχύος. Με την ίδια dc τάση εισόδου, η μέγιστη τάση εξόδου του αντιστροφέα με πλήρη γέφυρα είναι διπλάσια εκείνης του αντιστροφέα με μισή γέφυρα. Αυτό σημαίνει ότι για την ίδια ισχύ, το ρεύμα εξόδου και τα ρεύματα των διακοπών είναι το μισό εκείνων του αντιστροφέα με μισή γέφυρα. Σε υψηλά επίπεδα ισχύος, αυτό είναι ιδιαίτερο πλεονέκτημα, εφόσον απαιτεί λιγότερους παραλληλισμούς ημιαγωγικών στοιχείων.

1-3-2-1



Διαμόρφωση PWM με διπολική τάση εξόδου

Αυτή η διάταξη με διαμόρφωση PWM πρωτοεξετάστηκε σε σχέση με τους μετατροπείς dc-dc με πλήρη γέφυρα στο. Εδώ, τα ζεύγη των διακοπών ( $T_{A+}$ ,  $T_{B-}$ ) και ( $T_{A-}$ ,  $T_{B+}$ ) από τα δύο σκέλη αλλάζουν κατάσταση ως ζεύγη διακοπών 1 και 2 αντίστοιχα. Με το είδος αυτό της μετάβασης με διαμόρφωση PWM, η κυματομορφή της τάσης εξόδου του σκέλους A ταυτίζεται με την έξοδο του βασικού αντιστροφέα ενός σκέλους, η οποία καθορίζεται κατά τον ίδιο τρόπο με σύγκριση του  $u_{\text{control}}$  και της  $u_{\text{tri}}$ . Η έξοδος του σκέλους B του αντιστροφέα είναι αντίθετη της εξόδου του σκέλους A. Για παράδειγμα, όταν ο  $T_{A+}$  είναι κλειστός και η  $u_{A0}$  ισούται με





Η κυματομορφή της  $v_o$  φαίνεται. Η ανάλυση που έγινε στην Ενότητα 1-2 για το βασικό αντιστροφέα ενός σκέλους, βρίσκει πλήρη εφαρμογή σ' αυτήν τη μορφή μετάβασης με διαμόρφωση PWM. Επομένως, το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου  $(V_o)_1$ .

Παρατηρείται ότι η τάση εξόδου  $v_o$  μεταβαίνει μεταξύ των επιπέδων τάσης  $-V_d$  και  $V_d$ . Αυτός είναι ο λόγος για τον οποίο αυτή η μορφή μετάβασης ονομάζεται διαμόρφωση PWM με διπολική τάση εξόδου. Τα πλάτη των αρμονικών της τάσης εξόδου μπορούν να βρεθούν, όπως υποδεικνύεται στο παράδειγμα που ακολουθεί.

### Παράδειγμα 1-2

Στο κύκλωμα μετατροπέα με πλήρη γέφυρα, είναι  $V_d=300$  V,  $m_a=0.8$ ,

$m_f=39$  και η θεμελιώδης συχνότητα είναι 47 Hz. Να υπολογιστούν οι rms τιμές της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης και κάποιων από τις κυρίες αρμονικές της τάσης εξόδου  $v_o$ , αν χρησιμοποιείται διάταξη με διαμόρφωση PWM με διπολική τάση εξόδου.

*Λύση* Μπορούν να βρεθούν οι αρμονικές της  $v_o$  πολλαπλασιάζοντας τις αρμονικές και του Παραδείγματος 1-1 επί 2. Επομένως, από την Εξ. 1-11 η rms τάση για οποιαδήποτε αρμονική  $h$  είναι

*Ρεύμα  $i_d$  της dc-πλευράς.* Η εξέταση του ρεύματος  $i_d$  της dc-πλευράς στη διάταξη PWM με διπολική τάση εξόδου είναι διαφωτιστική.

Για λόγους απλότητας θα χρησιμοποιηθούν πλασματικά L-C φίλτρα υψηλών συχνοτήτων στη dc και στην ac πλευρά, όπως φαίνεται. Η συχνότητα μετάβασης θεωρείται πολύ υψηλή και υποτίθεται ότι προσεγγίζει το άπειρο. Επομένως, για την αποκοπή των υψίσυχνων συνιστωσών των  $v_o$  και  $i_d$ , τα στοιχεία του φίλτρου L και C στην ac και τη dc πλευρά έχουν σχεδόν τιμές μηδέν. Αυτό σημαίνει ότι η ενέργεια που αποθηκεύεται στα φίλτρα είναι αμελητέα. Εφόσον ο ίδιος ο μετατροπέας δεν έχει στοιχεία που αποθηκεύουν ενέργεια, η στιγμιαία ισχύς εισόδου πρέπει κάθε χρονική στιγμή να είναι ίση με τη στιγμιαία ισχύ εξόδου.

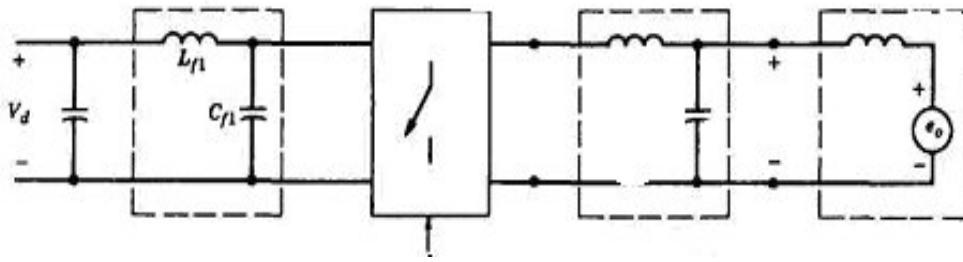
Έχοντας κάνει αυτές τις υποθέσεις, η  $v_o$  είναι ένα καθαρά ημιτονοειδές σήμα με συχνότητα  $\omega_1$

$$v_{o1} = v_o = \sqrt{2}V_o \sin\omega_1 t \quad (1-22)$$

Αν το φορτίο είναι όπως φαίνεται, όπου  $e_o$  είναι ένα ημιτονοειδές σήμα με συχνότητα  $\omega_1$ , τότε το ρεύμα εξόδου θα είναι επίσης ημιτονοειδές και, για ένα επαγωγικό φορτίο όπως ο ac κινητήρας, θα καθυστερεί σε σχέση με τη  $v_o$ :

$$i_o = \sqrt{2}I_o \sin(\omega_1 t - \varphi) \quad (1-23)$$

όπου  $\varphi$  είναι η γωνία κατά την οποία καθυστερεί το  $i_o$  σε σχέση με τη  $v_o$ .



Στη dc- πλευρά το φίλτρο L-C θα φιλτράρει τις υψίσυχνες συνιστώσες του  $i_d$  και το  $i_d^*$  θα αποτελείται μόνο από dc και συνιστώσες χαμηλών συχνοτήτων, θεωρώντας ότι δεν αποθηκεύεται ενέργεια στα φίλτρα

Η Εξ.1-26 για το  $i_d^*$  δείχνει ότι αυτό αποτελείται από έναν dc όρο  $I_d$ , ο οποίος είναι υπεύθυνος για τη μεταφορά ισχύος από τη dc-πλευρά του αντιστροφέα στην ac-πλευρά. Το  $i_d$  περιέχει επίσης έναν ημιτονοειδή όρο με συχνότητα διπλάσια της θεμελιώδους. Το ρεύμα εισόδου του αντιστροφέα  $i_d$  αποτελείται από το  $i_d$  και τις συνιστώσες υψηλών συχνοτήτων εξαιτίας των μεταβάσεων του αντιστροφέα, όπως φαίνεται.

Σε πρακτικά συστήματα η υπόθεση της σταθερής dc τάσης εισόδου του αντιστροφέα δεν ισχύει πλήρως. Κανονικά αυτή η dc τάση λαμβάνεται με ανόρθωση της ac τάσης του δικτύου. Στους ακροδέκτες εξόδου του ανορθωτή χρησιμοποιείται ένας μεγάλος πυκνωτής, για να εξομαλύνει τη dc τάση. Η κυμάτωση της τάσης του πυκνωτή, η οποία είναι επίσης η dc τάση εισόδου του αντιστροφέα, οφείλεται σε δύο λόγους: (1) Η ανόρθωση της τάσης του δικτύου για την παραγωγή dc δεν οδηγεί σε καθαρή dc τάση, που πραγματεύονται τους ανορθωτές της τάσης του δικτύου, και (2), το ρεύμα του μονοφασικού αντιστροφέα δεν είναι σταθερό dc, αλλά έχει μια συνιστώσα στη δεύτερη αρμονική (της θεμελιώδους συχνότητας εξόδου του αντιστροφέα) μαζί με τις συνιστώσες στη συχνότητα μετάβασης. Η δεύτερη αρμονική συνιστώσα του ρεύματος έχει ως αποτέλεσμα μια κυμάτωση στην τάση του πυκνωτή, παρά το γεγονός ότι η κυμάτωση της τάσης που οφείλεται στις υψηλές συχνότητες μετάβασης είναι ουσιαστικά αμελητέα.

### 1-3-2-2 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ PWM ΜΕ ΜΟΝΟΠΟΛΙΚΗ ΤΑΣΗ ΕΞΟΔΟΥ

Στη διαμόρφωση PWM με μονοπολική τάση εξόδου οι διακόπτες στα δυο σκέλη του αντιστροφέα με πλήρη γέφυρα δεν αλλάζουν κατάσταση ταυτόχρονα, όπως στην προηγούμενη διάταξη διαμόρφωσης PWM. Εδώ, τα σκέλη A και B του αντιστροφέα με πλήρη γέφυρα ελέγχονται ξεχωριστά με σύγκριση της  $u_{tri}$  με τα  $u_{control}$  και  $-u_{control}$  αντίστοιχα. Όπως φαίνεται, η σύγκριση του  $u_{control}$  με την τριγωνική κυματομορφή έχει ως αποτέλεσμα τα ακόλουθα λογικά σήματα για τον έλεγχο των διακοπών του σκέλους A:

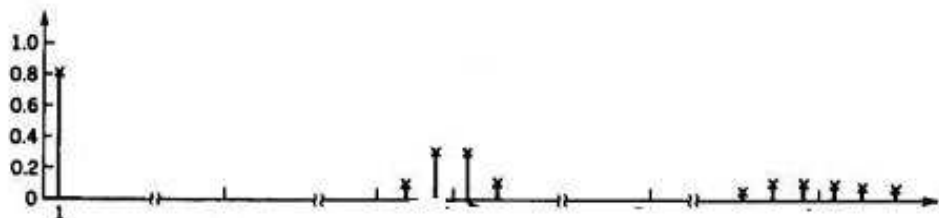
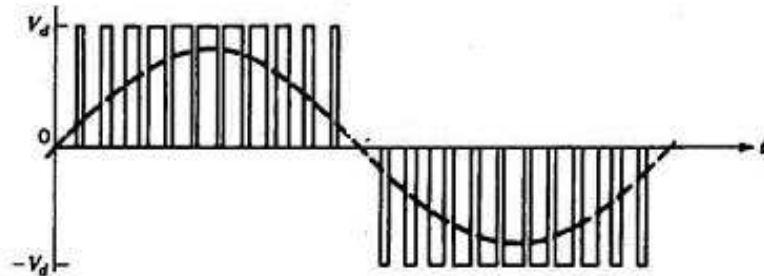
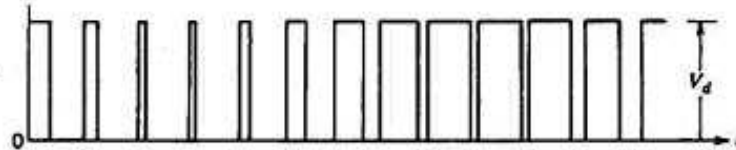
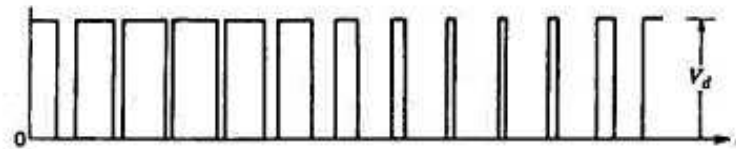
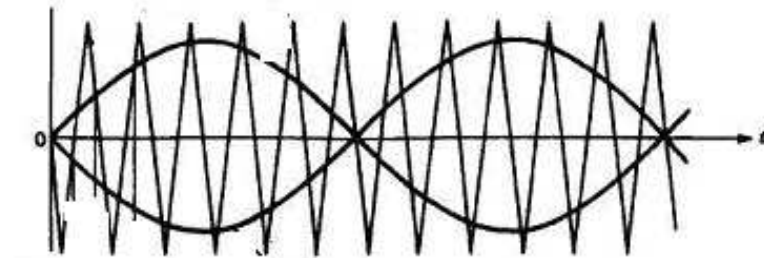
$$V_{control} > V_{tri}: \quad T_{A+} \text{ on} \quad \text{και} \quad v_{AN} = V_d$$

$$V_{control} < V_{ui}: \quad T_{A-} \text{ on} \quad \text{και} \quad v_{AN} = 0 \quad (1-29)$$

Η τάση εξόδου του σκέλους A του αντιστροφέα σε σχέση με τον αγωγό N που φέρει την αρνητική dc τάση φαίνεται. Για τον έλεγχο των διακοπών του σκέλους B, το  $(-u_{control})$  συγκρίνεται με την ίδια τριγωνική κυματομορφή, δίνοντας τα ακόλουθα:

$$\begin{aligned} (-v_{\text{control}}) > v_{\text{tri}}: & \quad T_{B^+} \text{ on και } v_{BN} = V_d \\ (-v_{\text{control}}) < v_{\text{tri}}: & \quad T_{B^-} \text{ on και } v_{BN} = 0 \end{aligned}$$

Εξαιτίας των διόδων ανατροφοδότησης που συνδέονται αντιπαράλληλα προς τους διακόπτες, οι τάσεις που δίνονται από τις Εξ.1-29 είναι ανεξάρτητες από τη φορά του ρεύματος εξόδου  $i_o$ .



Από τις κυματομορφές φαίνεται ότι υπάρχουν τέσσερις συνδυασμοί κλειστών διακοπών και των αντίστοιχων επιπέδων τάσης:

Παρατηρείται ότι όταν και οι δύο επάνω διακόπτες  $T_{A+}$  και  $T_{B+}$  είναι κλειστοί, η τάση εξόδου είναι μηδέν. Το ρεύμα εξόδου κυκλοφορεί σ' ένα βρόχο μέσω των ( $T_{A+}$  και  $D_{B+}$ ) ή ( $D_{A+}$  και  $T_{B+}$ ), ανάλογα με τη φορά του  $i_o$ . Κατά τη διάρκεια αυτού του χρονικού διαστήματος το ρεύμα εισόδου  $i_d$  είναι μηδέν. Μια παρόμοια κατάσταση συμβαίνει, όταν και οι δύο κάτω διακόπτες  $T_{A-}$  και  $T_{B-}$  είναι κλειστοί.

Σ' αυτήν τη διάταξη διαμόρφωσης PWM, όταν συμβαίνει μια μετάβαση, η τάση εξόδου αλλάζει μεταξύ των επιπέδων τάσης 0 και  $+V_d$  ή μεταξύ των 0 και  $-V_d$ . Για τον λόγο αυτό, αυτή η μορφή διαμόρφωσης PWM ονομάζεται διαμόρφωση εύρους παλμού με μονοπολική τάση εξόδου, σε αντίθεση με τη διάταξη PWM με διπολική τάση εξόδου (μεταξύ  $+V_d$  και  $-V_d$ ) που περιγράφει προηγουμένως. Η διάταξη αυτή έχει το πλεονέκτημα του "ουσιαστικού" διπλασιασμού της συχνότητας μετάβασης όσον αφορά τις αρμονικές εξόδου, σε σύγκριση με τη διάταξη διπολικής μετάβασης τάσης. Επίσης, τα άλματα της τάσης εξόδου σε κάθε μετάβαση μειώνονται σε  $V_d$  από  $2V_d$  στην προηγούμενη διάταξη.

Το πλεονέκτημα του "ουσιαστικού" διπλασιασμού της συχνότητας μετάβασης εμφανίζεται στο φάσμα της τάσης εξόδου, όπου οι χαμηλότερες αρμονικές (στο εξιδανικευμένο κύκλωμα) εμφανίζονται ως πλευρικές ζώνες σε συχνότητα διπλάσια της θεμελιώδους. Αυτό είναι εύκολο να γίνει κατανοητό σ' ένα μονοφασικό αντιστροφέα, αν επιλεγεί άρτιος συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας  $m_f$  (ο  $m_f$  πρέπει να είναι περιττός στη διαμόρφωση PWM με διπολική τάση εξόδου). Οι κυματομορφές της τάσης  $u_{AN}$  και  $u_{BN}$  μετατοπίζονται κατά  $180^\circ$  από τη θεμελιώδη συχνότητα  $f_1$ , η μία σε σχέση με την άλλη. Επομένως, οι αρμονικοί όροι στη συχνότητα μετάβασης στις  $u_{AN}$  και  $u_{BN}$  έχουν την ίδια φάση ( $\phi_{AN} - \phi_{BN} = 180^\circ$   $m_f = 0^\circ$ , εφόσον οι κυματομορφές είναι κατά  $180^\circ$  μετατοπισμένες και ο  $m_f$  θεωρείται άρτιος). Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την απαλοιφή του αρμονικού όρου στη συχνότητα μετάβασης στην τάση εξόδου  $v_o = u_{AN} - u_{BN}$ . Επίσης, εξαλείφονται οι πλευρικές ζώνες των αρμονικών της συχνότητας μετάβασης. Κατά παρόμοιο τρόπο, εξαλείφεται η άλλη κύρια αρμονική με συχνότητα διπλάσια της θεμελιώδους, ενώ οι πλευρικές ζώνες της παραμένουν. Εδώ επίσης ισχύει

#### □ Παράδειγμα

Στο Παράδειγμα 1-2 ας υποθεθεί ότι χρησιμοποιείται μια διάταξη PWM με μονοπολική τάση εξόδου, με  $m_f=38$ . Να υπολογιστούν οι rms τιμές της θεμελιώδους συχνότητας και κάποιων από τις κύριες αρμονικές της τάσης εξόδου.

Λύση Με βάση την εξέταση της μονοπολικής μετάβασης τάσης, η αρμονική τάξη  
 Η μπορεί να γραφεί ως

$$h = j(2m_f) \pm k$$

όπου οι αρμονικές υπάρχουν ως πλευρικές ζώνες γύρω από τη  $2m_f$  και τις πολλαπλάσιες της  $2m_f$ . Εφόσον το  $h$  παίρνει περιττές τιμές, το  $k$  στην Εξ. 1-34 παίρνει μόνο πετρίτες τιμές.

Χρησιμοποιώντας την  $V_{o1}$  και τον  $V_{o75}$ , βρίσκεται ότι οι rms τάσεις είναι:

$$\begin{aligned} \text{στη θεμελιώδη συχνότητα των } 47 \text{ Hz: } V_{o1} &= 0.8 \times 212.13 \\ &= 169.7 \text{ V στην } h = 2m_f - 1 = 75 \text{ ή } 3525 \text{ Hz: } (V_o)_{75} = 0.314 \\ &\times 212.13 = 66.60 \text{ V στην } h = 2m_f + 1 = 77 \text{ ή } 3619 \text{ Hz:} \\ (V_o)_{77} &= 0.314 \times 212.13 = 66.60 \text{ V κλπ.} \end{aligned}$$

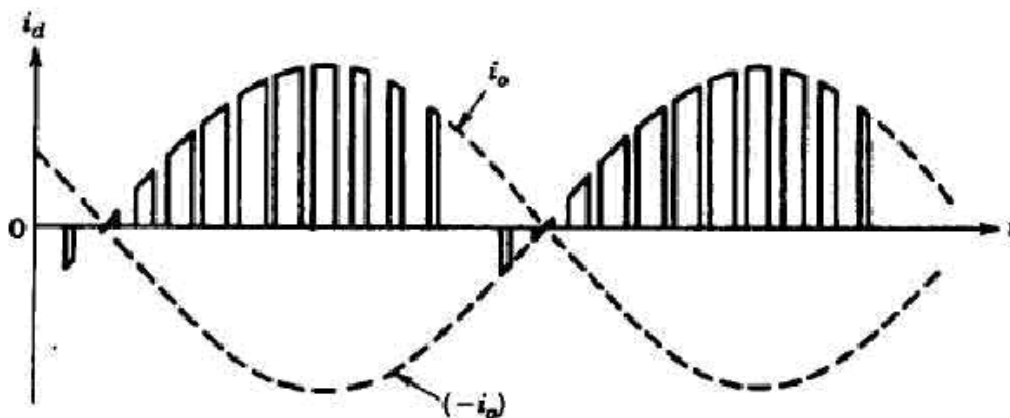
Από τη σύγκριση της μετάβασης μονοπολικής και της διπολικής τάσης του Παραδείγματος 1-2 φαίνεται ότι και στις δύο περιπτώσεις οι τάσεις της θεμελιώδους συχνότητας είναι ίσες για ίσους  $m_a$ . Ωστόσο, με τη μονοπολική τάση εξόδου οι κύριες αρμονικές τάσεις με κέντρο γύρω από την  $m_f$  εκλείπουν, έχοντας έτσι ως αποτέλεσμα ένα σημαντικά χαμηλότερο περιεχόμενο.

Ρεύμα  $i_d$  της dc-πλευράς. Κάτω από συνθήκες παρόμοιες με εκείνες του κυκλώματος για τη διαμόρφωση PWM με διπολική τάση εξόδου, φαίνεται το ρεύμα  $i_d$  της dc-πλευράς για τη διάταξη PWM με μονοπολική τάση εξόδου, όπου  $m_f=14$  (αντί  $m_f=15$  για τη διπολική τάση εξόδου).

Συγκρίνοντας γίνεται φανερό ότι η χρήση της διαμόρφωσης PWM με μονοπολική τάση εξόδου έχει ως αποτέλεσμα μικρότερη κυμάτωση στο ρεύμα της dc-πλευράς του αντιστροφέα.

### 1-3-2-3 Λειτουργία τετραγωνικής κυματομορφής

Ο αντιστροφέας με πλήρη γέφυρα μπορεί επίσης να λειτουργήσει ως αντιστροφέας με τετραγωνική κυματομορφή. Και οι δύο τρόποι διαμόρφωση PWM που εξετάστηκαν προηγουμένως, εκφυλίζονται στον ίδιο τρόπο λειτουργίας τετραγωνικής κυματομορφής, όπου οι διακόπτες ( $T_{A+}$ ,  $T_{B-}$ ) και ( $T_{A-}$ ,  $T_{B+}$ ) λειτουργούν ως δύο ζεύγη με σχετική διάρκεια αγωγής 0,5.



Όπως συμβαίνει στον τρόπο λειτουργίας τετραγωνικής κυματομορφής, το πλάτος της τάσης εξόδου, που δίνεται παρακάτω, ρυθμίζεται με έλεγχο της dc τάσης εισόδου:

#### 1-3-2-4 Έλεγχος της εξόδου με απαλοιφή της τάσης

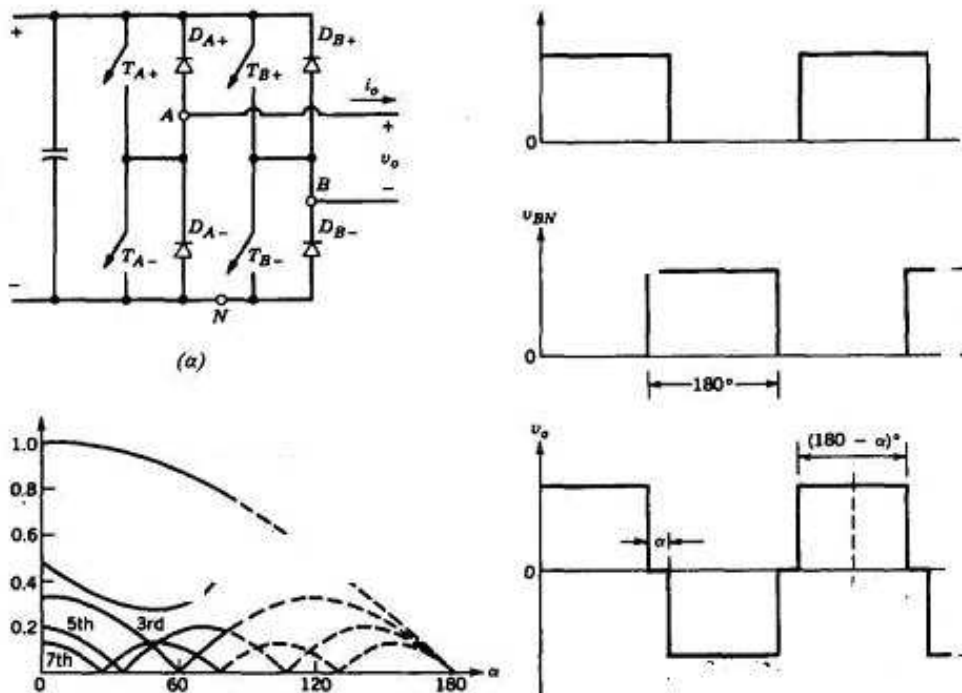
Αυτή η μορφή ελέγχου είναι εφικτή μόνο σε κύκλωμα μονοφασικού αντιστροφέα με πλήρη γέφυρα. Βασίζεται στο συνδυασμό της μετάβασης τετραγωνικής κυματομορφής και της διαμόρφωσης PWM με μονοπολική τάση εξόδου. Στο κύκλωμα, οι διακόπτες στα δυο σκέλη του αντιστροφέα ελέγχονται ξεχωριστά (όπως στη διαμόρφωση PWM με μονοπολική τάση εξόδου), αλλά όλοι οι διακόπτες έχουν σχετική διάρκεια αγωγής 0.5, όπως στον έλεγχο τετραγωνικής κυματομορφής. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τις κυματομορφές που φαίνονται στο για τις  $v_{AN}$  και  $v_{BN}$ , όπου η γωνία επικάλυψης των κυματομορφών  $\alpha$  μπορεί να ελέγχεται. Κατά τη διάρκεια αυτού του χρονικού διαστήματος επικάλυψης, η τάση εξόδου είναι μηδενική, επειδή είτε οι δύο επάνω είτε οι δύο κάτω διακόπτες είναι κλειστοί. Με  $\alpha=0$ , η κυματομορφή εξόδου είναι ίδια με αυτήν ενός αντιστροφέα με τετραγωνική κυματομορφή και μέγιστο πλάτος θεμελιώδους συνιστώσας εξόδου. Όπως φαίνεται, είναι ευκολότερο να βρεθούν οι όροι της θεμελιώδους και των αρμονικών συχνοτήτων της τάσης εξόδου ως συνάρτηση της  $\beta = 90^\circ - \alpha/2$ :

όπου  $\beta = 90^\circ - \alpha/2$  και  $h =$  περιττός ακέραιος.

Στο φαίνεται οι μεταβολές της θεμελιώδους συνιστώσας και των αρμονικών τάσεων ως συνάρτηση της γωνίας  $\alpha$ . Αυτές είναι κανονικοποιημένες σε σχέση με τη θεμελιώδη συνιστώσα της λειτουργία με τετραγωνική κυματομορφή ( $\alpha=0$ ). Επίσης σχεδιάζεται, ως συνάρτηση της γωνίας,  $\alpha$  η ολική αρμονική παραμόρφωση (THD), η οποία είναι ο λόγος της rms τιμής της αρμονικής παραμόρφωσης προς την rms τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας. Λόγω μεγάλης παραμόρφωσης, για μεγάλες τιμές της  $\alpha$  οι καμπύλες σημειώνονται με διακεκομμένες γραμμές.

#### 1-3-2-5 Αξιοποίηση διακοπών σε αντιστροφείς με πλήρη γέφυρα

Όπως σ' έναν αντιστροφέα με μισή γέφυρα, αν στην έξοδο ενός αντιστροφέα με πλήρη γέφυρα χρησιμοποιείται ένας μετασχηματιστής, η αυτεπαγωγή διαρροής του μετασχηματιστή δεν παρουσιάζει πρόβλημα στους διακόπτες.



Έλεγχος με απαλοιφή τάσης μονοφασικού αντιστροφέα με πλήρη γέφυρα: (α) κύκλωμα ισχύος, (β) κυματομορφές, (γ) κανονικοποιημένη θεμελιώδης και αρμονική τάση εξόδου και ολική αρμονική παραμόρφωση ως συνάρτηση της γωνίας  $\alpha$ .

Ανεξάρτητα από το είδος ελέγχου και τη διάταξη μετάβασης που χρησιμοποιείται, οι μέγιστες προδιαγραφές τάσης και ρεύματος των διακοπών που απαιτούνται σ' έναν αντιστροφέα με πλήρη γέφυρα είναι:

$$V_T = V_d$$

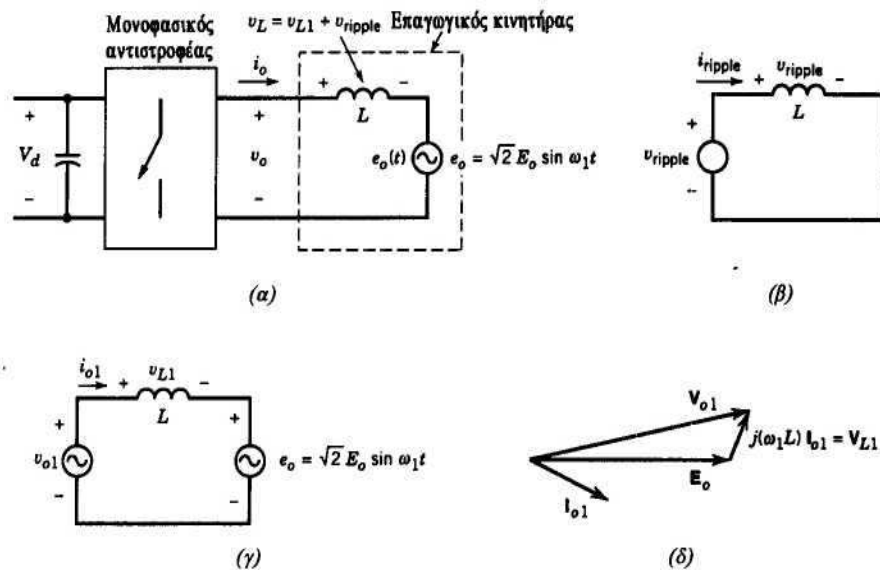
και

$$I_T = I_o, \text{ peak}$$

### 1-3-2-6 Κυμάτωση στην έξοδο του μονοφασικού αντιστροφέα

Η *κυμάτωση* σε μια επαναλαμβανόμενη κυματομορφή αναφέρεται στη διαφορά μεταξύ των στιγμιαίων τιμών της κυματομορφής και της θεμελιώδους συνιστώσας της.

Φαίνεται ένας μονοφασικός αντιστροφέας διακοπτικού τύπου, θεωρείται ότι τροφοδοτεί έναν επαγωγικό κινητήρα, ο οποίος φαίνεται με ένα απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμα με μια ΑΗΔ (αντιηλεκτρεγερτική δύναμη)  $e_o$ . Εφόσον η  $e_o(t)$  είναι ημιτονοειδής, μόνο οι θεμελιώδεις συνιστώσες της τάσης και του ρεύματος εξόδου του αντιστροφέα είναι υπεύθυνες για τη μεταφορά πραγματικής ισχύος στο φορτίο.



Μονοφασικός αντιστροφέας: (α) κύκλωμα, (β) κύκλωμα με συνιστώσα στη θεμελιώδη συχνότητα, (γ) κύκλωμα συνιστώσα στη συχνότητα κυμάτωσης, (δ) διανυσματικό διάγραμμα στη θεμελιώδη συχνότητα.

Μπορούμε να διαχωρίσουμε τη θεμελιώδη συνιστώσα από την κυμάτωση στα  $v_o$  και  $i_o$  εφαρμόζοντας την αρχή της επαλληλίας στο γραμμικό κύκλωμα. Έστω  $v_o = v_{o1} + v_{ripple}$  και  $i_o = i_{o1} + i_{ripple}$ . Παρουσιάζουν τα κυκλώματα στη θεμελιώδη συχνότητα και στη συχνότητα της κυμάτωσης αντίστοιχα, όπου η συχνότητα κυμάτωσης περιέχει υποσυνιστώσες σε διάφορες αρμονικές συχνότητες. Επομένως, με στρεφόμενα διανύσματα (η θεμελιώδης συνιστώσα χαρακτηρίζεται με το δείκτη 1), έχουμε:

$$V_{o1} = E_o + V_{L1} = E_o + j\omega_1 L I_{o1}$$

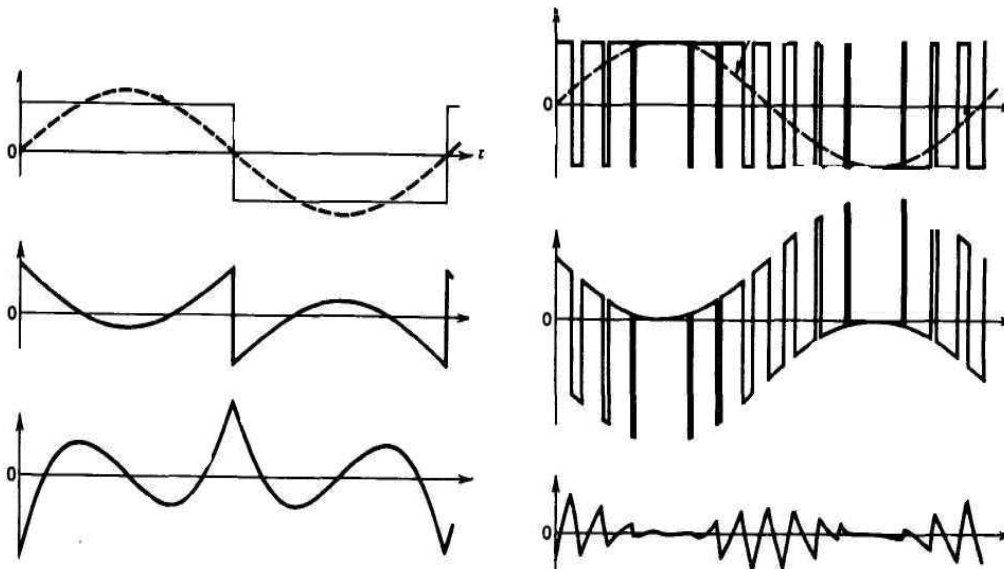
Εφόσον ισχύει εδώ η αρχή της επαλληλίας, όλη η κυμάτωση στη  $v_o$  αναπτύσσεται στα άκρα της  $L$ , όπου

$$V_{ripple}(t) = v_o - v_{o1}$$

όπου  $\zeta$  είναι η μεταβλητή και  $k$  είναι μια σταθερά ολοκλήρωσης.

Με μια κατάλληλα επιλεγμένη αρχή του χρόνου  $t=0$ , η σταθερά  $k$  θα είναι μηδέν. Επομένως, δείχνουν ότι η κυμάτωση του ρεύματος είναι ανεξάρτητη της ισχύος που μεταφέρεται στο φορτίο.

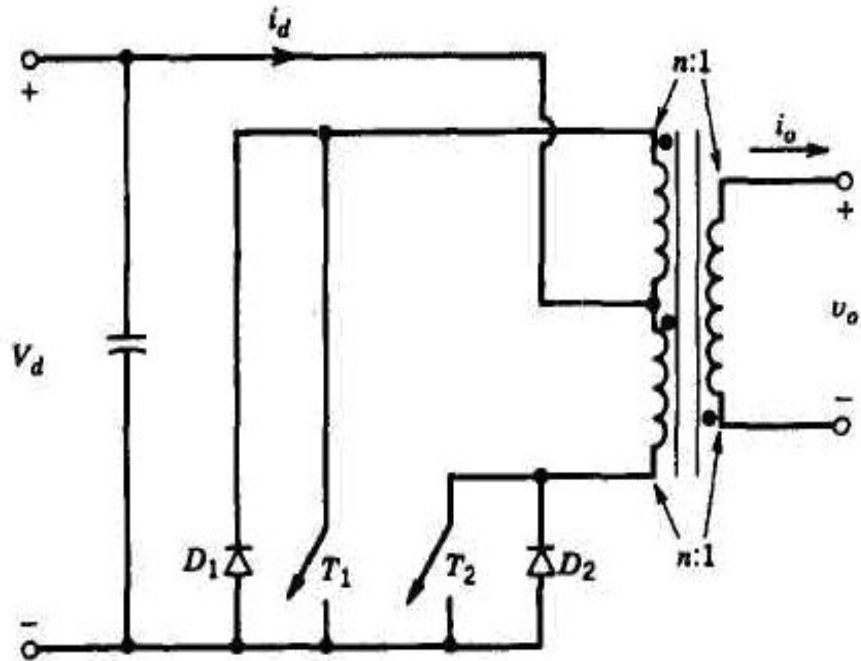




Για παράδειγμα, στο φαίνεται το ρεύμα κυμάτωσης στην έξοδο αντιστροφέα με τετραγωνική κυματομορφή. Στο το ρεύμα κυμάτωσης σε μια διαμόρφωση PWM με διπολική τάση εξόδου. Στις παραστάσεις των Οι θεμελιώδεις συνιστώσες των τάσεων εξόδου του αντιστροφέα διατηρούνται ίσες στο πλάτος (αυτό απαιτεί υψηλότερη τιμή της  $V_d$  στον αντιστροφέα με διαμόρφωση PWM). Ο αντίτροφέα με διαμόρφωση PWM έχει ως αποτέλεσμα ένα ρεύμα κυμάτωσης με σημαντικά μικρότερο πλάτος σε σύγκριση με τον αντιστροφέα με τετραγωνική κυματομορφή. Αυτό δείχνει το πλεονέκτημα της ώθησης των αρμονικών της τάσης εξόδου του αντιστροφέα σε όσο το δυνατό πιο υψηλές συχνότητες, μειώνοντας έτσι τις απώλειες στο φορτίο με μείωση των αρμονικών του ρεύματος εξόδου. Αυτό επιτυγχάνεται με τη χρήση υψηλότερων συχνοτήτων μετάβασης του αντιστροφέα, η οποία έχει ως αποτέλεσμα πιο συχνές μεταβάσεις και έτσι μεγαλύτερες απώλειες μετάβασης στον αντιστροφέα. Επομένως, από την άποψη της ολικής ενεργειακής απόδοσης του συστήματος, πρέπει να επιλεγεί μια συμβιβαστική λύση ως προς τη συχνότητα μετάβασης του αντιστροφέα.

### 1-3-3 ANTIΣΤΡΟΦΕΙΣ PUSH - PULL

Φαίνεται ένα κύκλωμα αντιστροφέα push-pull. Αυτός απαιτεί ένα μετασχηματιστή με μεσαία λήψη στο πρωτεύον. Αρχικά θα υποθεθεί ότι το ρεύμα εξόδου  $i_o$  ρέει συνεχώς. Με την υπόθεση αυτή, όταν ο διακόπτης  $T_1$  είναι κλειστός (και ο  $T_2$  ανοιχτός), ο  $T_1$  θα άγει για ένα θετικό  $i_o$  και η  $D_1$  θα άγει για ένα αρνητικό  $i_o$ . Επομένως, ανεξάρτητα από τη φορά του  $i_o$ ,  $v_o = V_d/n$ , όπου  $n$  είναι ο λόγος σπειρών του μετασχηματιστή μεταξύ του μισού πρωτεύοντος και του δευτερεύοντος τυλίγματος. Παρόμοια, όταν ο  $T_2$  είναι κλειστός (και ο  $T_1$  ανοιχτός),  $v_o = -V_d/n$ . Ένας αντιστροφέας push-pull μπορεί να λειτουργήσει με διαμόρφωση PWM ή με τετραγωνική κυματομορφή και οι κυματομορφές ταυτίζονται με εκείνες για αντιστροφείς με μισή και με πλήρη γέφυρα. Η τάση εξόδου ισούται με



οδήγησης για τους δύο διακόπτες έχουν κοινή γείωση. Ωστόσο, στον αντιστροφέα push-pull είναι δύσκολο να αποφευχθεί ο dc κορεσμός του μετασχηματιστή.

Το ρεύμα εξόδου, το οποίο είναι το ρεύμα στο δευτερεύον του μετασχηματιστή, είναι ένα αργά μεταβαλλόμενο ρεύμα στη θεμελιώδη συχνότητα της εξόδου και μπορεί να υποτεθεί σταθερό κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος μετάβασης. Όταν συμβαίνει μια μετάβαση, το ρεύμα μεταβαίνει από το ένα μισό στο άλλο μισό του πρωτεύοντος τυλίγματος. Αυτό απαιτεί πολύ καλή μαγνητική σύζευξη μεταξύ των δύο αυτών μισών τυλιγμάτων, με σκοπό τη μείωση της ενέργειας που σχετίζεται με την αυτεπαγωγή διαρροής των δύο πρωτευόντων τυλιγμάτων. Η ενέργεια αυτή θα καταναλωθεί στους διακόπτες ή σε κυκλώματα snobbier που χρησιμοποιούνται για την προστασία των διακοπών. Αυτό είναι ένα γενικό φαινόμενο που σχετίζεται με όλους τους μετατροπείς (ή αντιστροφείς) με απομόνωση, όπου το ρεύμα σε ένα από τα τυλίγματα εξαναγκάζεται σε μηδενισμό με κάθε μετάβαση. Το φαινόμενο αυτό είναι πολύ σημαντικό στη σχεδίαση τέτοιων μετατροπέων.

Σ' έναν αντιστροφέα push-pull με διαμόρφωση PWM για την παραγωγή ημιτονοειδούς εξόδου (αντίθετα με εκείνους που χρησιμοποιούνται σε dc τροφοδοτικά διακοπτικού τύπου), ο μετασχηματιστής πρέπει να είναι σχεδιασμένος για τη θεμελιώδη συχνότητα εξόδου. Το αριθμός των σπειρών του θα είναι για το λόγο αυτό υψηλός σε σύγκριση με ένα μετασχηματιστή σχεδιασμένο για λειτουργία στη συχνότητα μετάβασης σε ένα dc τροφοδοτικό διακοπτικού τύπου. Αυτό θα έχει ως αποτέλεσμα μια υψηλή αυτεπαγωγή διαρροής του μετασχηματιστή, η οποία είναι ανάλογη προς το τετράγωνο του αριθμού των σπειρών, με την προϋπόθεση ότι όλες οι άλλες διαστάσεις διατηρούνται σταθερές. Αυτό καθιστά δύσκολη τη λειτουργία ενός αντιστροφέα push-pull με ημιτονοειδή διαμόρφωση PWM σε συχνότητες μετάβασης υψηλότερες του 1 kHz περίπου.

#### 1-3-4 ΑΞΙΟΠΟΙΗΣΗ ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ ΣΕ ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΥΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ

Εφόσον σκοπός αυτής της ενότητας είναι η σύγκριση της

αξιοποίησης των διακοπών σε διάφορους μονοφασικούς αντιστροφείς, οι συνθήκες των κυκλωμάτων εξιδανικεύονται. Θα υποθεθεί ότι  $V_{d,max}$  είναι η υψηλότερη τιμή της τάσης εισόδου, η οποία καθορίζει τους περιορισμούς τάσης των διακοπών. Στη λειτουργία με διαμόρφωση PWM η είσοδος παραμένει σταθερή ίση με  $V_{d,max}$ . Στη λειτουργία αντιστροφής με τετραγωνική κυματομορφή, η τάση εισόδου μειώνεται κάτω από την τιμή  $V_{d,max}$ , ώστε να μειωθεί η μέγιστη τάση εξόδου. Ανεξάρτητα από τον τρόπο λειτουργίας, με διαμόρφωση PWM ή με τετραγωνική κυματομορφή, υποτίθεται ότι το φορτίο εξόδου έχει επαρκή αυτεπαγωγή, ώστε το ρεύμα εξόδου να είναι ένα καθαρά ημιτονοειδές ρεύμα (πραγματικά εξιδανικευμένη συνθήκη για έξοδο τετραγωνικής κυματομορφής) με rms τιμή  $I_{0,inax}$ , όταν το φορτίο είναι μέγιστο.

Αν το ρεύμα εξόδου υποθεθεί καθαρά ημιτονοειδές, η rms έξοδος του αντιστροφέα σε volt-ampere στη θεμελιώδη συχνότητα ισούται με  $V_{o1} I_{o,max}$  στη μέγιστη προδιαγεγραμμένη έξοδο, όπου ο δείκτης "1" σημαίνει τη θεμελιώδη συνιστώσα της εξόδου του αντιστροφέα. Με μέγιστες τιμές τάσης και ρεύματος ενός διακόπτη  $V_T$  και  $I_T$  αντίστοιχα, η συνδυασμένη αξιοποίηση όλων των διακοπών του αντιστροφέα μπορεί να οριστεί ως

Αρχικά η σύγκριση της αξιοποίησης των διακοπών στους διάφορους μονοφασικούς αντιστροφείς θα γίνει για τη λειτουργία με τετραγωνική κυματομορφή στη μέγιστη προδιαγεγραμμένη έξοδο. (Η μέγιστη αξιοποίηση των διακοπών γίνεται όταν  $V_d = V_{d,max}$ .)

Στην πράξη ο λόγος αξιοποίησης των διακοπών θα είναι πολύ μικρότερος από 0.16 για τους παρακάτω λόγους: (1) οι περιορισμοί τάσης και ρεύματος των διακοπών επιλέγονται συντηρητικά, ώστε να παρέχονται όρια ασφαλείας, (2) στον καθορισμό των περιορισμών ρεύματος των διακοπών ενός αντιστροφέα με διαμόρφωση PWM θα πρέπει να ληφθούν υπόψη οι μεταβολές στη διαθέσιμη dc τάση εισόδου και (3) η κυμάτωση στο ρεύμα εξόδου θα επηρεάζει τις προδιαγραφές ρεύματος των διακοπών. Επίσης, μπορεί να απαιτείται από τον αντιστροφέα μια βραχυχρόνια υπερφόρτιση. Έτσι, ο λόγος αξιοποίησης των διακοπών θα είναι στην πράξη σημαντικά μικρότερος από το 0.16 που υπολογίστηκε.

Στη χαμηλότερη έξοδο σε volt-amperes σε σύγκριση με τη μέγιστη προδιαγεγραμμένη έξοδο, η αξιοποίηση των διακοπών μειώνεται γραμμικά. Πρέπει να σημειωθεί ότι χρησιμοποιώντας μετάβαση με διαμόρφωση PWM με  $m_a < 1.0$ , ο λόγος αυτός θα μειώνεται κατά έναν παράγοντα  $(\pi/4)m_a$  σε σχέση με τη μετάβαση με τετραγωνική κυματομορφή: Επομένως, ο θεωρητικός μέγιστος λόγος αξιοποίησης των διακοπών ενός αντιστροφέα με διαμόρφωση PWM είναι μόνο 0.125, για  $m_a$  ίσο με 1, συγκρινόμενος με το 0.6 του αντιστροφέα με τετραγωνική κυματομορφή.

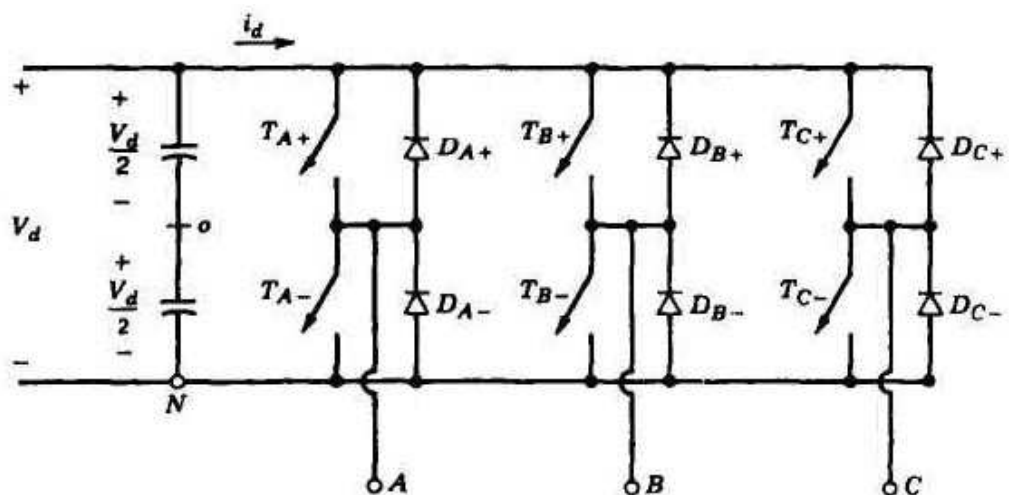
*Παράδειγμα 1-4* Σ' ένα μονοφασικό αντιστροφέα με πλήρη γέφυρα και διαμόρφωση PWM η  $V_d$  κυμαίνεται σε μια περιοχή από 295 ως 325 V. Η τάση εξόδου απαιτείται να είναι σταθερή στα 200 V (rms) και το

μέγιστο ρεύμα φορτίου (που θεωρείται ημιτονοειδές) είναι 10 A (rms). Να υπολογιστεί ο συνδυασμένος λόγος αξιοποίησης των διακοπών (κάτω από αυτές τις εξιδανικευμένες συνθήκες, χωρίς να λαμβάνεται υπόψη η δυνατότητα υπερέντασης).

#### 1-4 ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΙ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ

Σε τριφασικές εφαρμογές, όπως τα ac τροφοδοτικά αδιάλειπτης λειτουργίας και τα ac κινητήρια συστήματα, χρησιμοποιούνται συνήθως τριφασικοί αντιστροφείς. Είναι δυνατή η τροφοδοσία ενός τριφασικού φορτίου μέσω τριών ξεχωριστών μονοφασικών αντιστροφέων, όπου ο κάθε αντιστροφέας παράγει μια έξοδο (στη θεμελιώδη συχνότητα) μετατοπισμένη κατά  $120^\circ$  σε σχέση με τις άλλες. Παρά το ότι αυτή η διάταξη μπορεί να είναι προτιμότερη κάτω από ορισμένες συνθήκες, απαιτεί είτε έναν τριφασικό μετασχηματιστή εξόδου ή ξεχωριστή πρόσβαση σε καθεμία από τις τρεις φάσεις του φορτίου. Στην πράξη, μια τέτοια πρόσβαση δεν είναι, γενικά, δυνατή. Επιπλέον, απαιτεί δώδεκα (12) διακόπτες.

Το πιο συχνά χρησιμοποιούμενο κύκλωμα τριφασικού αντιστροφέα αποτελείται από τρία σκέλη, ένα για κάθε φάση. Το καθένα από τα σκέλη του αντιστροφέα είναι όμοιο μ' εκείνο που χρησιμοποιήθηκε για την περιγραφή του βασικού αντιστροφέα ενός σκέλους. Επομένως, η έξοδος του κάθε σκέλους, για παράδειγμα η  $v_{AN}$  (σε σχέση με τον αγωγό που φέρει την αρνητική dc τάση) εξαρτάται μόνο από τη  $V_d$  και την κατάσταση των διακοπών. Η τάση εξόδου είναι ανεξάρτητη του ρεύματος εξόδου, εφόσον σε κάθε χρονική στιγμή ένας από τους δύο διακόπτες σε κάθε σκέλος είναι πάντα κλειστός. Εδώ, με την υπόθεση ιδανικών διακοπών, αγνοείται και πάλι ο κενός χρόνος που απαιτείται στα πρακτικά κυκλώματα. Επομένως, η τάση εξόδου του αντιστροφέα είναι ανεξάρτητη της φοράς του ρεύματος φορτίου.

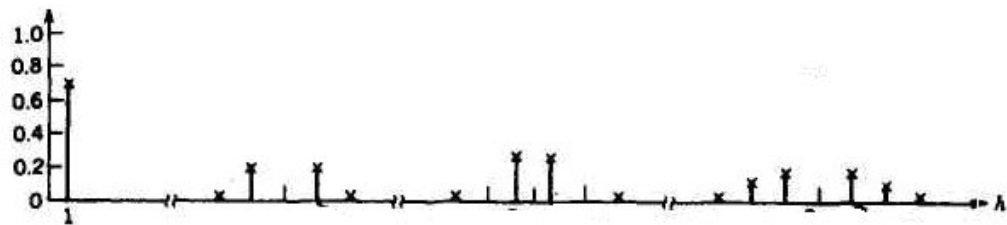
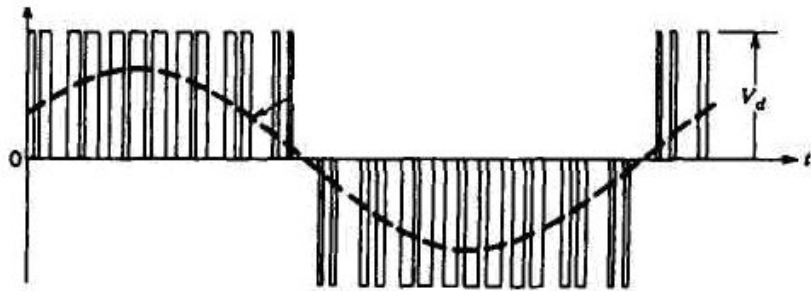
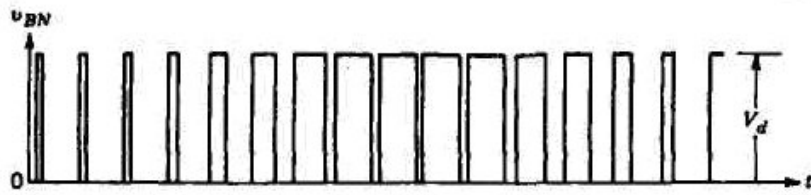
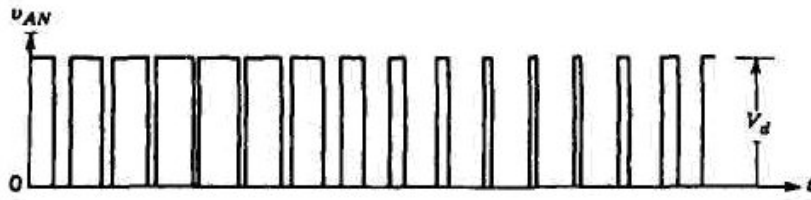
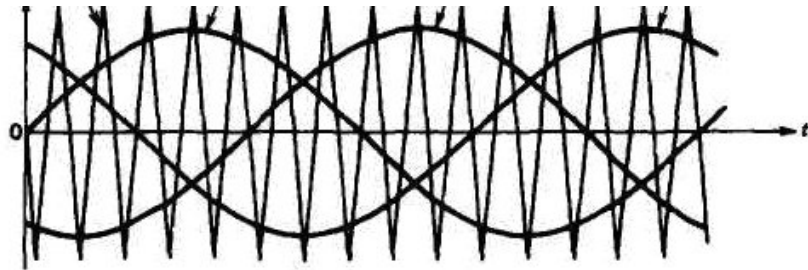


#### 1-4-1 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ PWM ΣΕ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΗΣ

Παρόμοια με τους μονοφασικούς αντιστροφείς, ο αντικειμενικός σκοπός στους τριφασικούς αντιστροφείς με διαμόρφωση PWM είναι η μορφοποίηση και ο έλεγχος των τριφασικών τάσεων εξόδου κατά πλάτος και συχνότητα, με μια ουσιαστικά σταθερή τάση εισόδου  $V_d$ . Για τη επίτευξη συμμετρικών τριφασικών τάσεων εξόδου σ' έναν τριφασικό αντιστροφέα με διαμόρφωση PWM, συγκρίνεται η ίδια τριγωνική κυματομορφή τάσης με τρεις ημιτονοειδείς τάσεις ελέγχου, οι οποίες είναι κατά  $120^\circ$  εκτός φάσης, όπως φαίνεται στο (το οποίο σχεδιάζεται για  $m_f = 15$ ).

Όπως προκύπτει στις τάσεις εξόδου  $v_{AN}$  και  $v_{BN}$  οποίες μετρούνται σε σχέση με τον αγωγό που φέρει την αρνητική dc τάση, υπάρχει η ίδια ακριβώς dc συνιστώσα. Οι dc συνιστώσες απαλείφονται στις πολικές τάσεις, για παράδειγμα στη  $v_{AB}$  που φαίνεται. Αυτό είναι παρόμοιο με αυτό που συμβαίνει σ' έναν μονοφασικό αντιστροφέα με πλήρη γέφυρα που λειτουργεί με διαμόρφωση PWM.

Στους τριφασικούς αντιστροφείς, ενδιαφέρουν μόνο οι αρμονικές των πολικών τάσεων. Οι αρμονικές εξόδου οποιουδήποτε σκέλους, για παράδειγμα της  $v_{AN}$ , είναι ίδιες με τις αρμονικές της  $v_{A0}$  όπου εμφανίζονται μόνο οι περιττές αρμονικές 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  $m_f$  (το ίδιο ισχύει και στα περιττά πολλαπλάσιά του), η διαφορά φάσης μεταξύ της αρμονικής στο  $m_f$  των  $v_{AN}$  και  $v_{BN}$  είναι  $(120m_f)^\circ$ . Αυτή η διαφορά φάσης θα ισοδυναμεί με μηδέν (ένα πολλαπλάσιο των  $360^\circ$ ), αν ο  $m_f$  είναι περιττός και πολλαπλάσιο του 3. Κατά συνέπεια, η αρμονική στο  $m_f$  δεν εμφανίζεται στην πολική τάση  $v_{AB}$ . Το ίδιο ισχύει για τις αρμονικές στα περιττά πολλαπλάσια του  $m_f$  αν ο  $m_f$  επιλέγεται περιττό πολλαπλάσιο του 3 (όπου ο λόγος επιλογής περιττού πολλαπλάσιου του 3 για τον  $m_f$  είναι η διατήρηση του  $m_f$  περιττού και, έτσι, η εξάλειψη των άρτιων αρμονικών). Έτσι, κάποιες από τις κύριες αρμονικές στον αντιστροφέα ενός σκέλους μπορούν να εξαλειφθούν από την πολική τάση ενός τριφασικού αντιστροφέα.



Στη συνέχεια συνοψίζεται η εξέταση της διαμόρφωση PWM:

1. Για χαμηλές τιμές του  $m_f$  για την απαλοιφή των άρτιων αρμονικών, πρέπει να χρησιμοποιηθεί συγχρονισμένη διαμόρφωση PWM και ο  $m_f$  πρέπει να είναι περιττός ακέραιος. Επίσης, ο  $m_f$  πρέπει να είναι πολλαπλάσιος του 3 για την απαλοιφή των κυριότερων αρμονικών από την πολική τάση.
2. Για μεγάλες τιμές του  $m_f$ , ισχύουν τα σχόλια της Ενότητας 1-2-1-2 για μονοφασική διαμόρφωση PWM.
3. Κατά την υπερδιαμόρφωση ( $m_a > 1.0$ ) ανεξάρτητα από την τιμή του  $m_f$ , πρέπει να τηρηθούν οι συνθήκες που ισχύουν για μικρό  $m_f$ .

#### 1-4-1-1 Γραμμική διαμόρφωση ( $m_a \leq 1.0$ )

Στη γραμμική περιοχή ( $m_a \leq 1.0$ ) η θεμελιώδης συνιστώσα της τάση εξόδου μεταβάλλεται γραμμικά με το λόγο διαμόρφωσης πλάτους  $m_a$ . Από το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας σ' ένα από τα σκέλη του αντιστροφέα είναι αρμονικοί όροι των πολικών τάσεων εξόδου μπορούν να υπολογιστούν με παρόμοιο τρόπο, αναγνωρίζοντας ότι κάποιες από τις αρμονικές στις πολικές τάσεις καταστέλλονται.

#### 1-4-1-2 Υπερδιαμόρφωση ( $m_a > 1.0$ )

Στην υπερδιαμόρφωση PWM το πλάτος των τάσεων ελέγχου επιτρέπεται να υπερβαίνει το πλάτος της τριγωνικής κυματομορφής. Σ' αυτή τη μορφή λειτουργίας, σε αντίθεση με τη λειτουργία στη γραμμική περιοχή, το πλάτος της τάσης της θεμελιώδους συνιστώσας δεν αυξάνεται ανάλογα με την τιμή του  $m_a$ . Αυτό φαίνεται, όπου σχεδιάζεται η rms τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας της πολικής τάσης  $V_{LL}$  ως συνάρτηση του  $m_a$ . Όπως και στη μονοφασική διαμόρφωση PWM, για αρκετά μεγάλες τιμές του  $m_a$ , η διαμόρφωση PWM εκφυλίζεται σε κυματομορφή αντιστροφέα με τετραγωνική κυματομορφή. Αυτό οδηγεί στη μέγιστη τιμή της  $V_{LL1}$ , που ισούται με  $0.78 V_d$ , όπως εξηγείται στην επόμενη ενότητα.

### 1-4-2 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΜΕ ΤΕΤΡΑΓΩΝΙΚΗ ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΗ ΣΕ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ

Αν η dc τάση εισόδου  $V_d$  είναι ελεγχόμενη, ο αντιστροφέας μπορεί να λειτουργήσει με τετραγωνική κυματομορφή. Επίσης, για επαρκώς μεγάλες τιμές του  $m_a$ , η διαμόρφωση PWM εκφυλίζεται σε λειτουργία τετραγωνικής κυματομορφής και οι κυματομορφές των τάσεων φαίνονται. Εδώ, κάθε διακόπτης είναι κλειστός για  $180^\circ$  (δηλαδή, η σχετική διάρκεια του παλμού είναι 50%). Επομένως, σε κάθε χρονική στιγμή είναι κλειστοί τρεις διακόπτες.

Στη λειτουργία με τετραγωνική κυματομορφή ο αντιστροφέας δεν μπορεί να ελέγξει το πλάτος των ac τάσεων εξόδου από μόνος του. Για τον λόγο αυτό, η dc τάση εισόδου πρέπει να ελέγχεται, ώστε να ελέγχεται το πλάτος στην έξοδο. Εδώ, η θεμελιώδης συνιστώσα της πολικής τάσης (rms) στην έξοδο μπορεί να βρεθεί από την Εξ.1-13, για το βασικό αντιστροφέα ενός σκέλους που λειτουργεί με τετραγωνική κυματομορφή. 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.

Πρέπει να σημειωθεί ότι δεν είναι δυνατό να ελεγχθεί το πλάτος εξόδου σ' έναν τριφασικό αντιστροφέα με τετραγωνική κυματομορφή με απαλοιφή τάσης, όπως περιγράφεται για τους μονοφασικούς αντιστροφείς.

### 1-4-3 Αξιοποίηση Διακοπών σε Τριφασικούς Αντιστροφείς

Θα θεωρηθεί ότι  $V_{d,max}$  είναι η μέγιστη τάση εισόδου που παραμένει σταθερή κατά την διαμόρφωση PWM και μειώνεται κάτω από το επίπεδο αυτό για να ελέγξει το πλάτος της τάσης εξόδου στη λειτουργία με τετραγωνική κυματομορφή. Θα θεωρηθεί επίσης ότι το φορτίο έχει επαρκή αυτεπαγωγή, ώστε να προκαλεί ένα καθαρά ημιτονοειδές ρεύμα εξόδου με rms τιμή  $I_o,max$  όταν το φορτίο είναι μέγιστο (τόσο στην διαμόρφωση PWM όσο και στη λειτουργία με τετραγωνική κυματομορφή). Επομένως, κάθε διακόπτης θα έχει τους ακόλουθους περιορισμούς τάσης και ρεύματος αντίστοιχα:

Στη λειτουργία με τετραγωνική κυματομορφή ο λόγος αυτός είναι  $1/2\pi \simeq 0.16$ , σε σύγκριση με ένα μέγιστο 0.125 για μια γραμμική περιοχή διαμόρφωσης PWM με  $m_a=1.0$ .

Στην πράξη ισχύει η ίδια μείωση του λόγου αξιοποίησης των διακοπών που εξετάστηκε στην Ενότητα 1-3-4 για τους μονοφασικούς αντιστροφείς.

Παρατηρείται ότι ο μέγιστος λόγος αξιοποίησης των διακοπών είναι ο ίδιος σ' έναν τριφασικό αντιστροφέα τριών σκελών και σ' ένα μονοφασικό αντιστροφέα. Με άλλα λόγια, χρησιμοποιώντας διακόπτες με τις ίδιες προδιαγραφές, ένας τριφασικός αντιστροφέας με 50% αύξηση στο πλήθος των διακοπών οδηγεί σε μια 50% αύξηση της εξόδου σε volt-ampere, σε σύγκριση μ' έναν μονοφασικό αντιστροφέα.

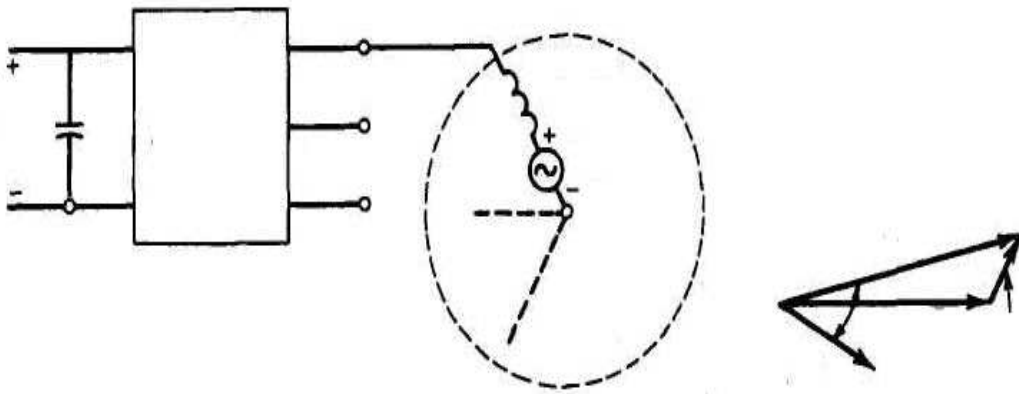


#### 1-4-4 ΚΥΜΑΤΩΣΗ ΣΤΗΝ ΕΞΟΔΟ ΤΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ

Δίνεται το λειτουργικό διάγραμμα του τριφασικού αντιστροφέα πηγής τάσης διακοπτικού τύπου με τρία σκέλη. θεωρείται ότι τροφοδοτεί έναν τριφασικό ac κινητήρα. Κάθε φάση του φορτίου φαίνεται με το απλοποιημένο ισοδύναμο κύκλωμά της με αναφορά με το ουδέτερο σημείο του φορτίου "η". Οι επαγόμενες αντί ΗΕΔ  $e_A(t)$ ,  $e_B(t)$  και  $e_C(t)$  θεωρούνται ημιτονοειδείς.

Σε συμμετρικές συνθήκες λειτουργίας είναι δυνατό να εκφραστούν οι φασικές τάσεις εξόδου του αντιστροφέα  $v_{AN}$  (με αναφορά το ουδέτερο σημείο του φορτίου "η") με την τάση εξόδου του αντιστροφέα με αναφορά τον αγωγό που φέρει την αρνητική dc τάση N:

$$v_{kN} = v_{kN} - v_{nN} \quad (k = A, B, C)$$



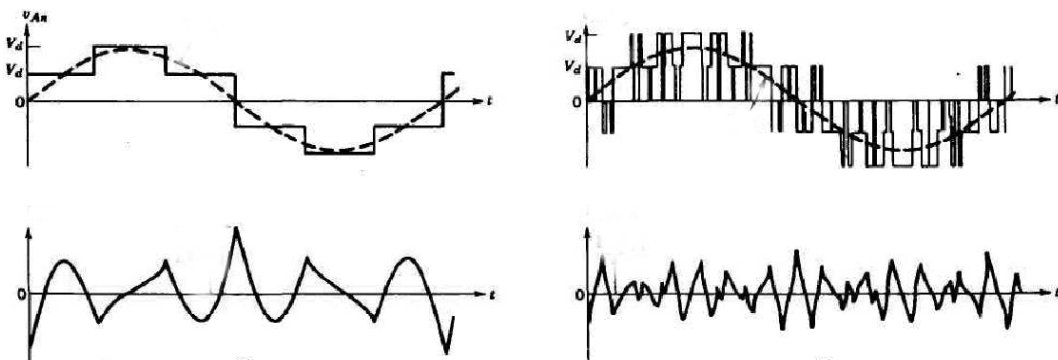
Παρόμοιες εξισώσεις μπορούν να γραφούν και για τις φασικές τάσεις των φάσεων B και C..

Όπως και στην Ενότητα 1-3-2-6, για την κυμάτωση στην έξοδο του μονοφασικού αντιστροφέα, μόνο η θεμελιώδης συνιστώσα της φασικής τάσης  $v_{An1}$  και του ρεύματος εξόδου  $i_{A1}$  συμβάλλουν στην πραγματική ισχύ, εφόσον η αντι-ΗΕΔ  $e_A(t)$  θεωρείται ημιτονοειδής και η αντίσταση του φορτίου αγνοείται. Επομένως, σ' ένα διανυσματικό διάγραμμα, ισχύει

$$v_{An1} = E_a + j\omega_1 L I_{A1}$$

Χρησιμοποιώντας την αρχή της επαλληλίας, όλη η κυμάτωση της  $v_{An}$  εμφανίζεται στα άκρα της αυτεπαγωγής L του φορτίου.

Φαίνεται η κυματομορφή για τη φασική τάση του φορτίου  $V_{An}$  για τις λειτουργίες με τετραγωνική κυματομορφή και με διαμόρφωση PWM αντίστοιχα. Και οι δύο αντιστροφείς έχουν τα ίδια πλάτη θεμελιώδους συνιστώσας  $V_{An1}$ , πράγμα το οποίο απαιτεί υψηλότερη  $V_d$  κατά τη



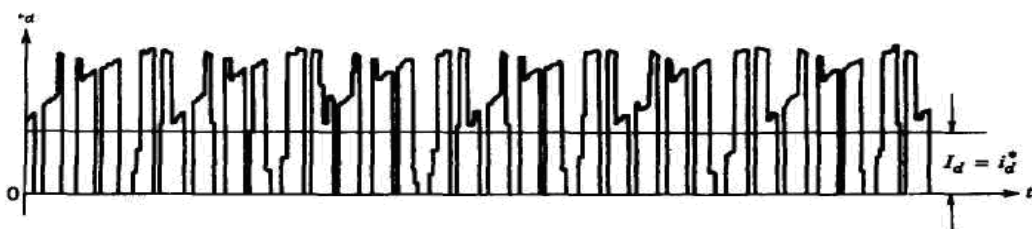
λειτουργία με διαμόρφωση PWM. Η κυμάτωση τάσης  $u_{\text{ripple}}$  ( $=u_{\text{An}} - u_{\text{An1}}$ ) είναι η κυμάτωση της φασικής τάσης, θεωρώντας ίδια φορτία στις δύο αυτές περιπτώσεις, η κυμάτωση του ρεύματος εξόδου. Η κυμάτωση αυτή του ρεύματος είναι ανεξάρτητη της ισχύος που μεταφέρεται, δηλαδή, η κυμάτωση του ρεύματος θα είναι η ίδια, εφόσον, για μια δεδομένη αυτεπαγωγή φορτίου  $L$ , η κυμάτωση στην τάση εξόδου του αντιστροφέα παραμένει σταθερή κατά πλάτος και συχνότητα. Από τη σύγκριση αυτή διαπιστώνεται ότι για μεγάλες τιμές του  $m_f$ , η κυμάτωση του ρεύματος στον αντιστροφέα με διαμόρφωση PWM θα είναι σημαντικά μικρότερη από ότι είναι στον αντιστροφέα με τετραγωνική κυματομορφή.

#### 1-4-5 ΡΕΥΜΑ $i_d$ DC-ΠΛΕΥΡΑΣ

Όπως και κατά την αντιμετώπιση του μονοφασικού αντιστροφέα, στη συνέχεια εξετάζονται οι κυματομορφές ρεύματος και τάσης που σχετίζονται με τη dc-πλευρά ενός τριφασικού αντιστροφέα με διαμόρφωση PWM. Η τάση εισόδου  $V_d$  θεωρείται dc χωρίς κυμάτωση. Αν θεωρηθεί ότι η συχνότητα μετάβασης προσεγγίζει το άπειρο, τότε, όπως, μπορεί να εισαχθεί στην ac-πλευρά ένα εικονικό φίλτρο με αμελητέα αποθήκευση ενέργειας και το ρεύμα στην έξοδο του αντιστροφέα θα είναι ημιτονοειδές χωρίς κυμάτωση. Εξαιτίας της υπόθεσης μη αποθήκευσης ενέργειας στο εικονικό φίλτρο της ac-πλευράς, η στιγμιαία ac ισχύς εξόδου μπορεί να εκφραστεί ως συνάρτηση των θεμελιωδών συνιστωσών των τάσεων και των ρευμάτων εξόδου. Με τον ίδιο τρόπο, στη dc-πλευρά μπορεί να θεωρηθεί ένα εικονικό φίλτρο χωρίς αποθήκευση ενέργειας, όπως φαίνεται, οπότε φιλτράρονται οι όροι υψηλής συχνότητας του  $i_d$ . Εξισώνοντας τώρα τη στιγμιαία ισχύ εισόδου με τη στιγμιαία ισχύ εξόδου, βρίσκεται ότι σε συμμετρική μόνιμη κατάσταση ισορροπίας οι ποσότητες των τριών φάσεων είναι μετατοπισμένες κατά  $120^\circ$  μεταξύ τους. Υποθέτοντας ότι  $\varphi$  είναι η γωνία φάσης κατά την οποία ένα φασικό ρεύμα καθυστερεί σε σχέση με τη φασική τάση του αντιστροφέα και ότι  $\sqrt{2}V_0$  και  $\sqrt{2}I_0$  είναι τα πλάτη των φασικών τάσεων και ρευμάτων αντίστοιχα. Από την προηγούμενη ανάλυση φαίνεται ότι το  $i_d^*$  είναι μια dc ποσότητα, αντίθετα με το μονοφασικό αντιστροφέα, όπου το  $i_d^*$  περιείχε έναν όρο με συχνότητα διπλάσια της συχνότητας εξόδου. Ωστόσο, το  $i_d$  αποτελείται από όρους υψηλής συχνότητας μετάβασης, όπως φαίνεται, που υπερτίθενται στο  $i_d^*$ . Αυτοί οι όροι υψηλής συχνότητας, εξαιτίας των υψηλών συχνοτήτων τους, θα έχουν αμελητέα επίδραση στην τάση  $V_d$  του πυκνωτή.

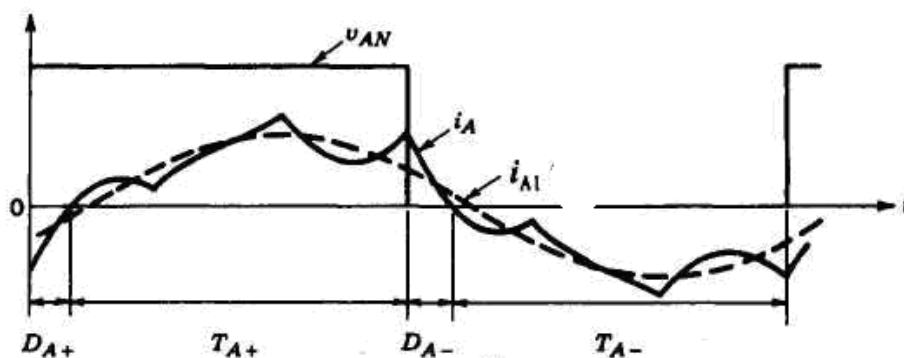
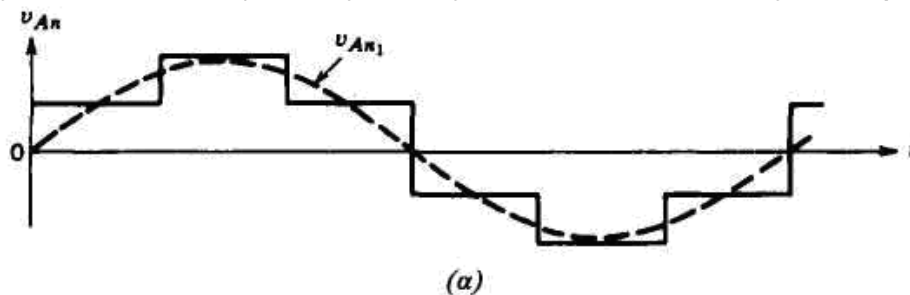
#### 1-4-6 ΑΓΩΓΗ ΔΙΑΚΟΠΤΩΝ ΣΕ ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΥΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ

Αποδείχθηκε προηγουμένως ότι η τάση εξόδου δεν εξαρτάται από το φορτίο. Ωστόσο, η διάρκεια της αγωγής του κάθε διακόπτη εξαρτάται από τον συντελεστή ισχύος του φορτίου.



### 1-4-8-1 Λειτουργία Τετραγωνικής Κυματομορφής

Εδώ κάθε διακόπτης είναι κλειστός για  $180^\circ$ . Για να καθοριστεί το χρονικό διάστημα αγωγής του διακόπτη, θεωρείται (για παράδειγμα) ένα φορτίο με γωνία μετατόπισης της θεμελιώδους συχνότητας  $30^\circ$  (καθυστέρηση). Φίνονται οι κυματομορφές για μια από τις τρεις φάσεις. Φαίνονται οι φασικές τάσεις  $V_{An}$  και  $V_{An1}$ . Σχεδιάζονται η  $V_{AN}$

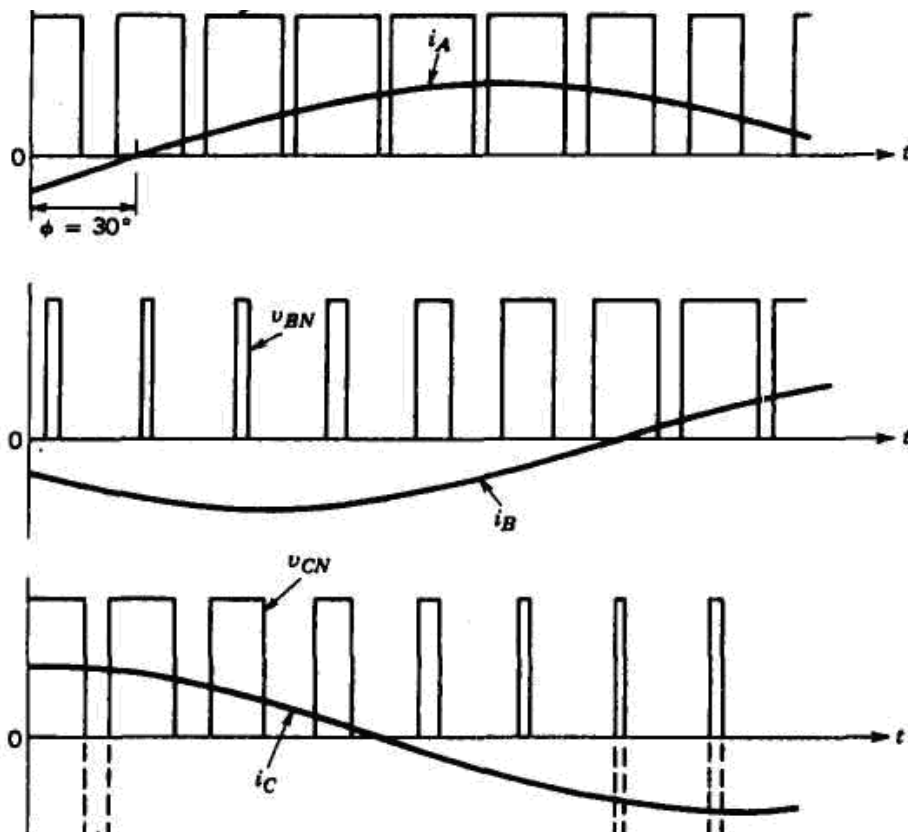


(σε σχέση με τον αγωγό που φέρει την αρνητική dc τάση), το  $i_A$  και η θεμελιώδης συνιστώσα του  $i_{A1}$ . Παρά το ότι οι διακόπτες  $T_{A+}$  και  $T_{A-}$  είναι κλειστοί για  $180^\circ$ , εξαιτίας του συντελεστή ισχύος του φορτίου (καθυστέρηση), τα πραγματικά διαστήματα αγωγής τους είναι μικρότερα από  $180^\circ$ . Είναι εύκολο να γίνει κατανοητό ότι, καθώς ο συντελεστής ισχύος του φορτίου μειώνεται, τα διαστήματα αγωγής των διόδων θα αυξάνουν και τα διαστήματα αγωγής των διακοπών θα μειώνονται. Από την άλλη μεριά, μ' ένα καθαρά ωμικό φορτίο θεωρητικά οι διόδοι ανάδρασης δεν θα άγουν καθόλου.

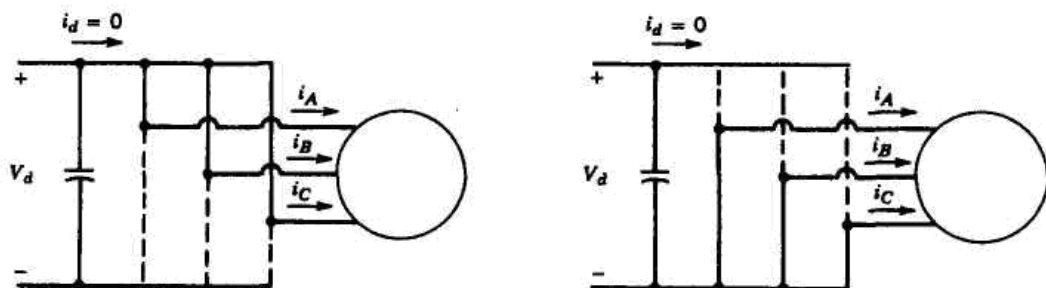
### 1-4-8-2 Λειτουργία με διαμόρφωση PWM

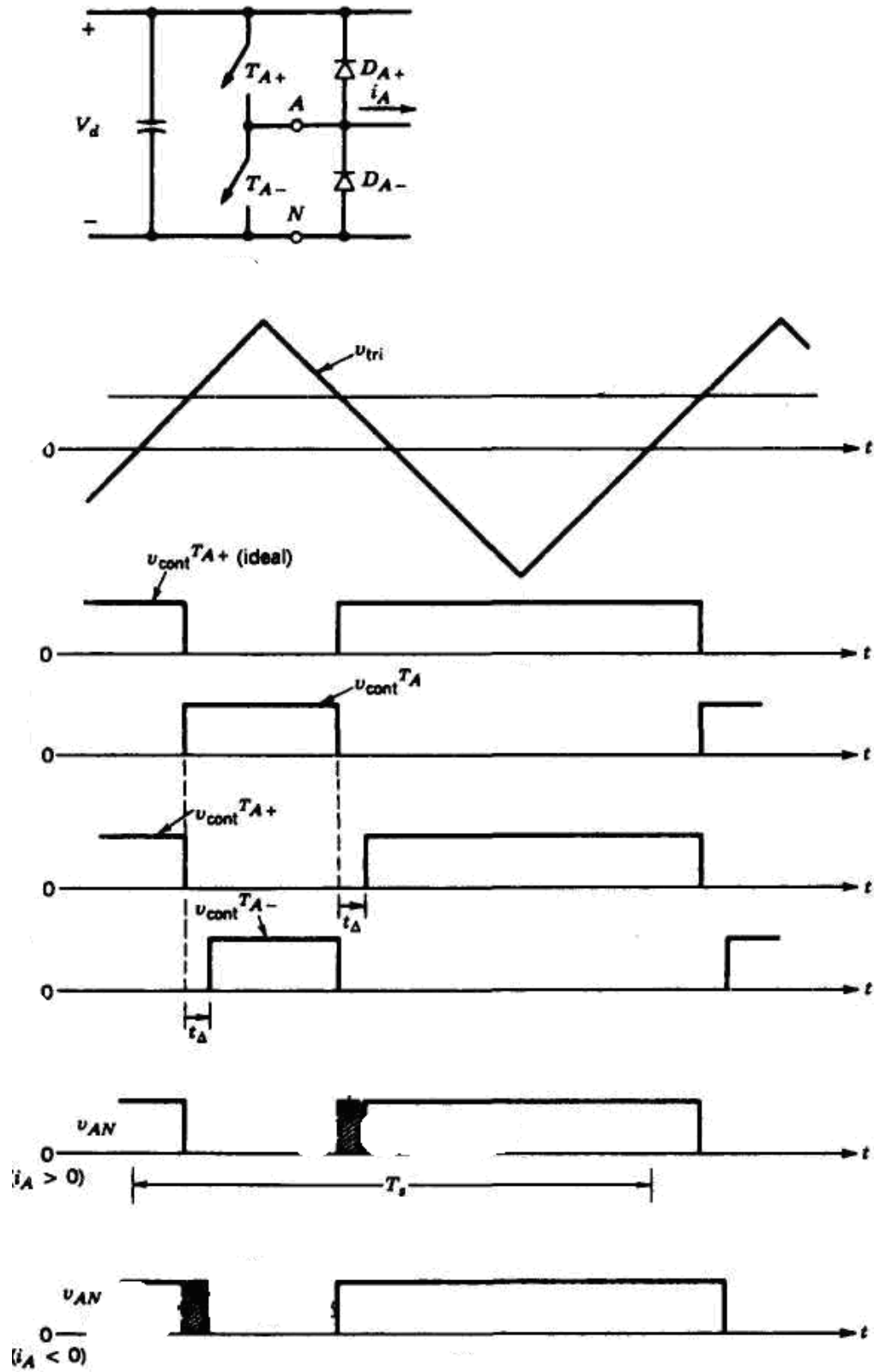
αίνονται οι κυματομορφές τάσης και ρεύματος του αντιστροφέα με διαμόρφωση PWM. Εδώ, για παράδειγμα, η γωνία μετατόπισης του φορτίου θεωρείται ίση με  $30^\circ$  (καθυστέρηση). Επίσης, το ρεύμα εξόδου θεωρείται τέλειο ημίτονο. Τρεις φάσης αγωγού αρνητικής dc τάσης και το φασικό ρεύμα ( $u_A$ ,  $i_A$  κτλ. για ένα τέταρτο περίπου του κύκλου της θεμελιώδους κυματομορφής.

Εξετάζοντας τα στοιχεία που άγουν, παρατηρείται ότι υπάρχουν διαστήματα κατά τα οποία τα ρεύματα φάσης  $i_A$ ,  $i_B$ ,  $i_C$  ρέουν μόνο μέσω των στοιχείων που είναι συνδεδεμένα με τον αγωγό που φέρει τη θετική dc τάση (δηλαδή, τρία από τα στοιχεία  $T_{A+}$ ,  $D_{A+}$ ,  $T_{B+}$ ,  $D_{B+}$ ,  $T_{C+}$  και  $D_{C+}$ ). Αυτό σημαίνει ότι κατά τα διαστήματα αυτά βραχυκυκλώνονται και οι τρεις φάσεις του φορτίου και δεν υπάρχει είσοδος ισχύος από



τον αγωγό της dc τάσης (δηλαδή  $i_d=0$ ), όπως φαίνεται. Παρόμοια, υπάρχουν διαστήματα κατά τα οποία όλα τα στοιχεία που άγουν, συνδέονται στον αγωγό που φέρει την αρνητική dc τάση, όπως φαίνεται στο κύκλωμα. Το πλάτος της τάσης εξόδου ρυθμίζεται με τον έλεγχο της διάρκειας αυτών των χρονικών διαστημάτων βραχυκυκλώσεις. Στη λειτουργία με τετραγωνική κυματομορφή δεν υπάρχουν τέτοια διαστήματα τριφασικής βραχυκύκλωσης. Για τον λόγο αυτό, το πλάτος της τάσης εξόδου σ' έναν αντιστροφέα που λειτουργεί με τετραγωνική κυματομορφή πρέπει να ρυθμίζεται ελέγχοντας την τάση εισόδου  $V_d$ .





περίοδο μετάβασης, το  $v_{\text{control}}$  είναι μια σταθερή dc τάση, όπως εξηγήθηκε. Η σύγκριση του με μια τριγωνική κυματομορφή  $v_{\text{tri}}$  καθορίζει τις χρονικές στιγμές μετάβασης και τα σήματα ελέγχου (ιδανικά) των διακοπών  $u_{\text{cont}}$ , θεωρώντας ιδανικούς διακόπτες.

Στην πράξη, εξαιτίας των πεπερασμένων χρόνων μετάβασης που σχετίζονται με οποιοδήποτε είδος διακόπτη, ένας διακόπτης ανοίγει κατά τη χρονική στιγμή μετάβασης που καθορίζεται. Ωστόσο, το κλείσιμο του άλλου διακόπτη στο σκέλος εκείνο του αντιστροφέα καθυστερείτε κατά έναν κενό χρόνο  $t_{\Delta}$ , ο οποίος επιλέγεται συντηρητικά, για την αποφυγή της βραχυκυκλώσεως του σκέλους. Αυτός ο κενός χρόνος επιλέγεται να είναι μόλις μερικά μs για γρήγορα διακριτικά στοιχεία, όπως είναι τα Misfits, και μεγαλύτερος για αργά διακριτικά στοιχεία. Τα σήματα ελέγχου των διακοπών για τους δύο διακόπτες με την παρουσία του κενού χρόνου, φαίνονται.

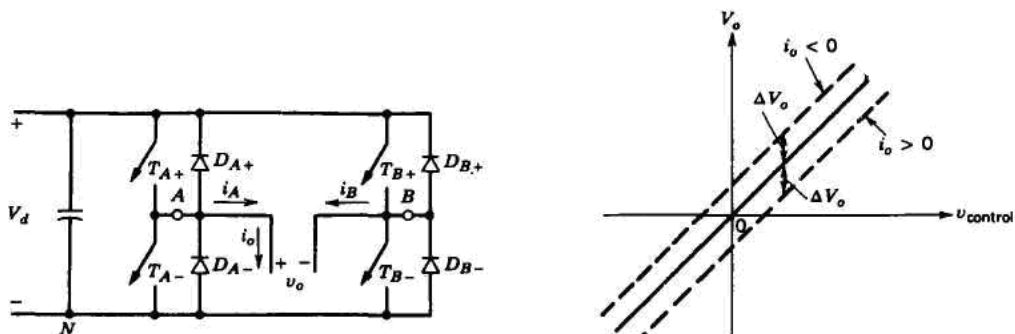
Εφόσον κατά τον κενό χρόνο και οι δύο διακόπτες είναι ανοιχτοί, η  $v_{\text{AN}}$  κατά αυτό το χρονικό διάστημα εξαρτάται από τη φορά του  $i_{\text{A}}$ , όπως φαίνεται για  $i_{\text{A}} > 0$  και για  $i_{\text{A}} < 0$ . Οι ιδανικές κυματομορφές (χωρίς τον κενό χρόνο) σημειώνονται με διακεκομμένη γραμμή. Συγκρίνοντας την ιδανική κυματομορφή της  $v_{\text{AN}}$  χωρίς τον κενό χρόνο, με την πραγματική κυματομορφή, με τον κενό χρόνο, η διαφορά μεταξύ της ιδανικής και της πραγματικής τάσης εξόδου είναι

$$V_{\varepsilon} = (V_{\text{AN}})_{\text{ideal}} - (V_{\text{AN}})_{\text{actual}}$$

Παίρνοντας το μέσο όρο της  $v_{\varepsilon}$  στη διάρκεια μιας περιόδου μετάβασης, μπορεί να βρεθεί η μεταβολή (που ορίζεται ως πτώση, αν είναι θετική) της τάσης εξόδου που οφείλεται στον χρόνο  $t_{\Delta}$

Από την φαίνεται ότι η  $\Delta V_{\text{AN}}$  δεν εξαρτάται από το πλάτος του ρεύματος, αλλά η πολικότητά της εξαρτάται από τη φορά του ρεύματος. Επίσης, η  $\Delta V_{\text{AN}}$  είναι ανάλογη προς τον κενό χρόνο  $t_{\Delta}$  και τη συχνότητα μετάβασης  $f_s$  ( $=1/T_s$ ), που σημαίνει ότι σε υψηλότερες συχνότητες μετάβασης, πρέπει να χρησιμοποιούνται ταχύτερα διακόπτικα στοιχεία, που επιτρέπουν μικρότερο  $t_{\Delta}$ .

Εφαρμόζοντας την ίδια ανάλυση στο σκέλος B του μονοφασικού αντιστροφέα και γνωρίζοντας ότι  $i_{\text{A}} = -i_{\text{B}}$ , προσδιορίζεται ότι



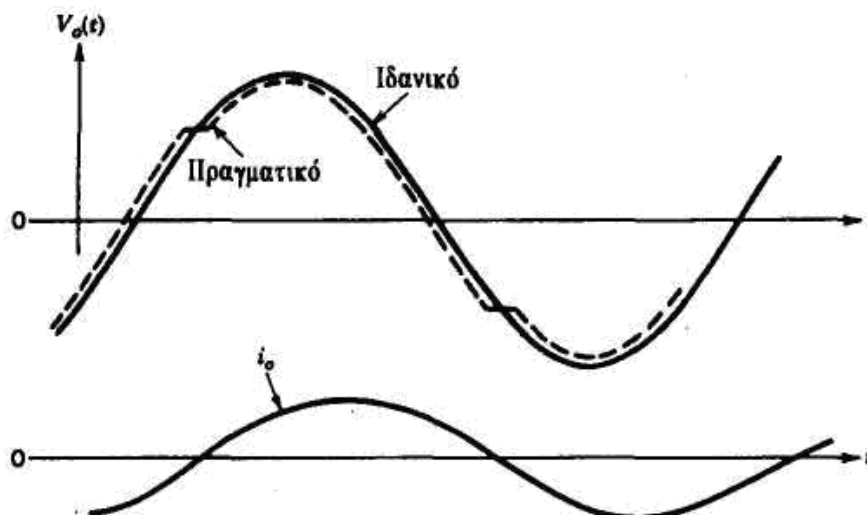
Εφόσον  $v_o = V_{AN} - V_{BN}$  και  $i_o = i_A$ , η "στιγμιαία-μέση τιμή" της διαφοράς τάσης, δηλαδή η μέση τιμή κατά την περίοδο μετάβασης  $T_s$  της διαφοράς της ιδανικής κυματομορφής από την πραγματική κυματομορφή, είναι

Στο φαίνεται η παράσταση της "στιγμιαίας -μέσης τιμής" της  $V_o$  ως συνάρτηση

της  $u_{\text{control}}$  με και χωρίς τον κενό χρόνο.

Αν ο μετατροπέας με πλήρη γέφυρα του λειτουργεί με διαμόρφωση PWM, για μια μετατροπή dc σε dc, τότε το  $u_{\text{control}}$  είναι μια σταθερή dc τάση στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας. Η παράσταση του είναι χρήσιμη για τον καθορισμό της επίδρασης του κενού χρόνου σε εφαρμογές τέτοιων μετατροπέων για dc κινητήρια συστήματα.

Για ένα ημιτονοειδές  $u_{\text{control}}$  σε μονοφασικό μετατροπέα με διαμόρφωση PWM με πλήρη γέφυρα, η "στιγμιαία-μέση" έξοδος  $V_o(t)$  φαίνεται για ρεύμα φορτίου  $i_o$ , το οποίο θεωρείται ημιτονοειδές και με καθυστέρηση σε σχέση με τη  $V_o(t)$ . Η παραμόρφωση στη  $V_o(t)$  στους μηδενισμούς του ρεύματος προκαλεί στην έξοδο του αντιστροφέα αρμονικές χαμηλής τάξης, όπως τρίτη, πέμπτη, έβδομη κ.ο.κ.. Παρόμοιες παραμορφώσεις συμβαίνουν στις πολικές τάσεις στην έξοδο ενός τριφασικού αντιστροφέα με διαμόρφωση PWM, όπου οι αρμονικές χαμηλής τάξης είναι της τάξης  $6m \pm 1$  ( $m = 1, 2, 3, \dots$ ) της θεμελιώδους συχνότητας. Η επίδραση αυτών των παραμορφώσεων εξαιτίας του κενού χρόνου εξετάζεται περαιτέρω



## 1-6 ΑΛΛΕΣ ΜΕΘΟΔΟΙ ΜΕΤΑΒΑΣΗΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΩΝ

Στις προηγούμενες ενότητες, αναλύθηκαν λεπτομερώς δύο συνήθως χρησιμοποιούμενες στρατηγικές μετάβασης αντιστροφών, στρατηγική με ημιτονοειδή διαμόρφωση PWM και αυτή με τετραγωνική κυματομορφή. Στις αναφορές στο τέλος του κεφαλαίου παρουσιάζεται λεπτομερής εξέταση αυτών των τεχνικών. Μια ενδεδειγμένη ανασκόπηση των τεχνικών διαμόρφωσης PWM παρουσιάζεται στην αναφορά 14.

### 1-6-1 Μετάβαση με πρόσθετες αιχμές

Εδώ κάθε φασική τάση είναι ουσιαστικά μια τετραγωνική κυματομορφή, εκτός από λίγες αιχμές (ή παλμούς) για τον έλεγχο του πλάτους της θεμελιώδους συνιστώσας. Οι αιχμές αυτές εισάγονται χωρίς να ληφθεί υπόψη το αρμονικό περιεχόμενο της εξόδου και επομένως αυτή η στρατηγική δεν χρησιμοποιείται πια, εκτός από κάποιους αντιστροφείς με thyristor. Ένα σημαντικό μειονέκτημα των παλαιών τεχνικών είναι ότι δεν ελάμβαναν υπόψη το αρμονικό περιεχόμενο της εξόδου, το οποίο μπορεί να γίνεται μη αποδεκτό. Το πλεονέκτημα είναι η απλότητα τους και το μικρό πλήθος μεταβάσεων που απαιτείται (το οποίο είναι σημαντικό σε αντιστροφείς με thyristor μεγάλης ισχύος).

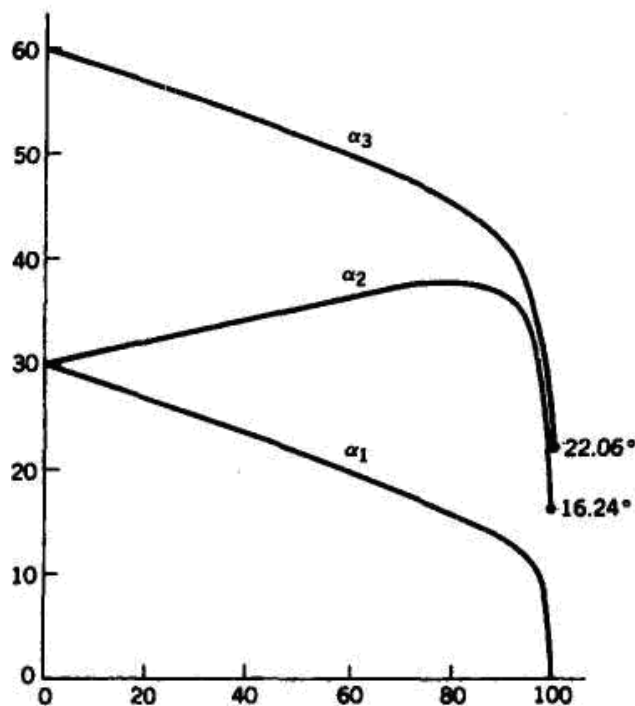
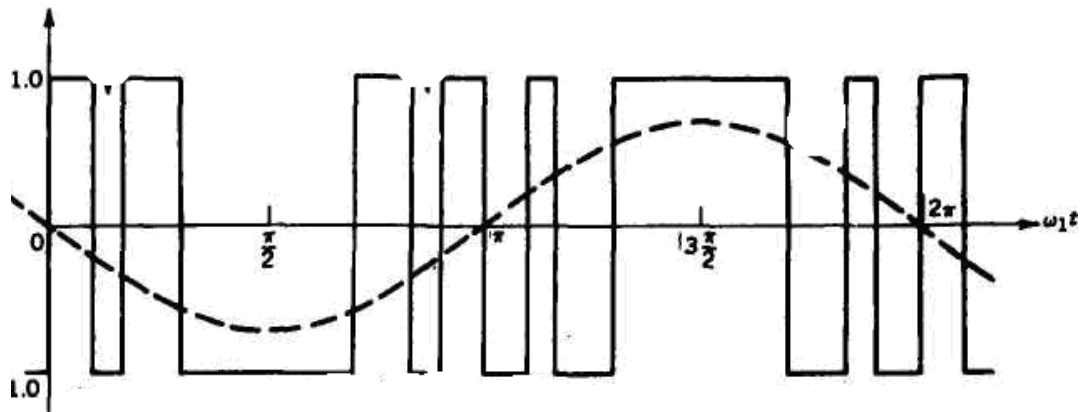
### 1-6-2 Προγραμματισμένη προσθήκη αιχμών για την Απαλοιφή Αρμονικών

Η τεχνική αυτή συνδυάζει τη μετάβαση με τετραγωνική κυματομορφή και τη διαμόρφωση PWM για τον έλεγχο του πλάτους της θεμελιώδους τάσης εξόδου και για την απαλοιφή προκαθορισμένων αρμονικών από την έξοδο.

Σχεδιάζεται η τάση  $v_{Ao}$  ενός σκέλους του αντιστροφέα, κανονικοποιημένη ως προς  $V_d/2$ . Στην τετραγωνική κυματομορφή εισάγονται έξι αιχμές, για τον έλεγχο του πλάτους της τάσης της θεμελιώδους συνιστώσας και την απαλοιφή της πέμπτης και έβδομης αρμονικής. Ανά ημιπερίοδο κάθε αιχμή παρέχει έναν βαθμό ελευθερίας, δηλαδή με τρεις αιχμές ανά ημιπερίοδο επιχειρείται ο έλεγχος της θεμελιώδους και η απαλοιφή δύο αρμονικών (στην περίπτωση αυτή της πέμπτης και της έβδομης).

Φαίνεται ότι η κυματομορφή εξόδου έχει περιττή συμμετρία μισού κύματος (μερικές φορές αναφέρεται ως περιττή συμμετρία ενός τετάρτου κύματος).





Εφόσον σ' έναν τριφασικό αντιστροφέα (που αποτελείται από τρία τέτοια σκέλη) η τρίτη αρμονική και οι πολλαπλάσιες της απαλείφονται στην έξοδο, οι αρμονικές αυτές δεν χρειάζεται να απαλείφουν από την έξοδο του σκέλους του αντιστροφέα μέσω αιχμών στην κυματομορφή.

Με προσεκτική εξέταση φαίνεται ότι η συχνότητα μετάβασης ενός διακόπτη στο είναι επτά φορές η συχνότητα μετάβασης που σχετίζεται με τη λειτουργία με τετραγωνική κυματομορφή.

Σε μια λειτουργία με τετραγωνική κυματομορφή, η θεμελιώδης συνιστώσα της τάσης είναι

Εξαιτίας των αιχμών για την απαλοιφή της πέμπτης και της έβδομης αρμονικής, μειώνεται το μέγιστο διαθέσιμο πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας. Μπορεί να δειχθεί ότι σχεδιάζονται οι ζητούμενες τιμές των  $\alpha_1$ ,  $\alpha_2$  και  $\alpha_3$ , ως συνάρτηση του κανονικοποιημένου πλάτους της

θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου.

Για τη δυνατότητα ελέγχου του πλάτους της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου και την απαλοιφή των αρμονικών πέμπτης, έβδομης, ενδέκατης και δέκατης τρίτης τάξης, θα χρειάζονται πέντε αιχμές ανά ημιπερίοδο. Στην περίπτωση αυτή, κάθε διακόπτης θα έχει έντεκα (11) φορές τη συχνότητα μετάβασης της λειτουργίας με τετραγωνική κυματομορφή.

Η στρατηγική της προγραμματισμένης απαλοιφής αρμονικών μπορεί να υλοποιηθεί με τη βοήθεια κυκλωμάτων VLSI και μικροελεγκτών. Χωρίς να καθιστά τη συχνότητα μετάβασης (και επομένως τις απώλειες μετάβασης) πολύ υψηλή, επιτρέπει την απαλοιφή των ανεπιθύμητων αρμονικών μικρότερης τάξης. Οι αρμονικές ανώτερης τάξης μπορούν, αν χρειάζεται, να φιλτραριστούν από ένα μικρό φίλτρο. Όμως, πριν αποφασιστεί η τεχνική αυτή, πρέπει να συγκριθεί με μια ημιτονοειδή διαμόρφωση PWM με χαμηλό  $m_f$ , ώστε να εκτιμηθεί ποια πλεονεκτεί. Πρέπει να σημειωθεί ότι οι παραμορφώσεις που οφείλονται στον κενό χρόνο, όπως εξετάστηκαν στην Ενότητα 1-5, συμβαίνουν και εδώ.

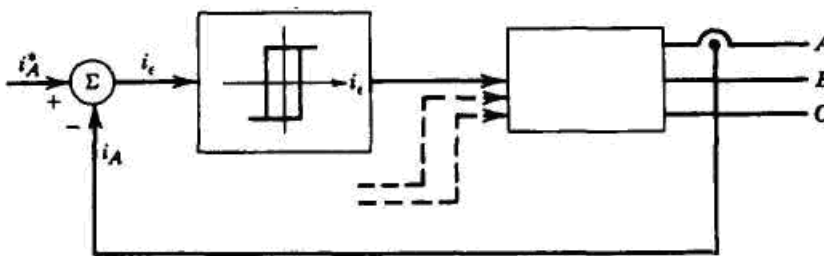
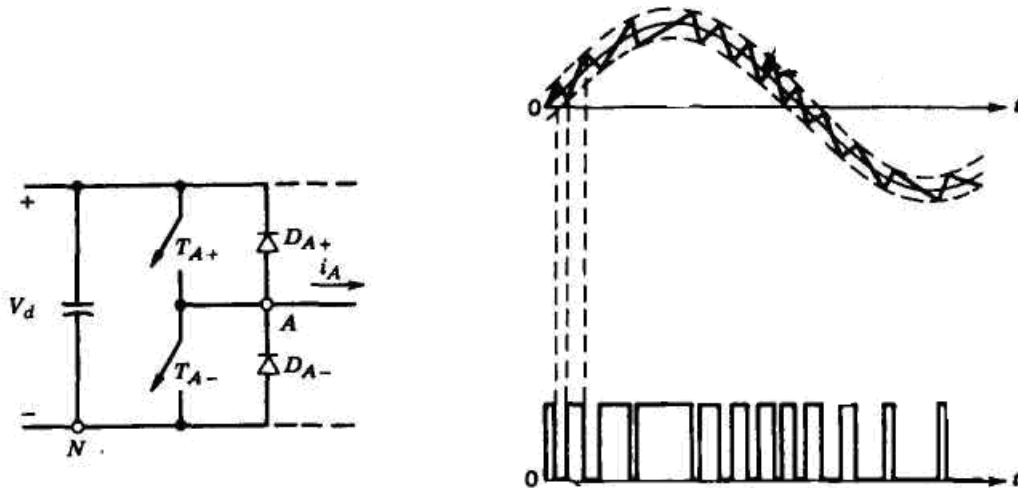
### 1-6-3 ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΜΕ ΣΤΑΘΕΡΟΠΟΙΗΣΗ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

Σε εφαρμογές όπως οι dc και ac σερβοκινητήρες, αν και χρησιμοποιείται συχνά ένας αντιστροφέας πηγής τάσης, αυτό που πρέπει να ελεγχθεί είναι το ρεύμα του κινητήρα (που παρέχεται από το μετατροπέα διακοπτικού τύπου ή τον αντιστροφέα). Από την άποψη αυτή, τα πράγματα είναι όπως στα dc διακόπτηκα τροφοδοτικά, όπου μπορεί να ελέγχεται το ρεύμα της βαθμίδας εξόδου, ώστε να ρυθμίζεται η τάση εξόδου.

Για τον έλεγχο του ρεύματος εξόδου υπάρχουν διάφορες μέθοδοι καθορισμού των σημάτων μετάβασης των διακοπών του αντιστροφέα. Στη συνέχεια περιγράφονται δύο τέτοιες μέθοδοι.

#### 1-6-3-1 ΕΛΕΓΧΟΣ ΖΩΝΗΣ ΑΝΟΧΗΣ

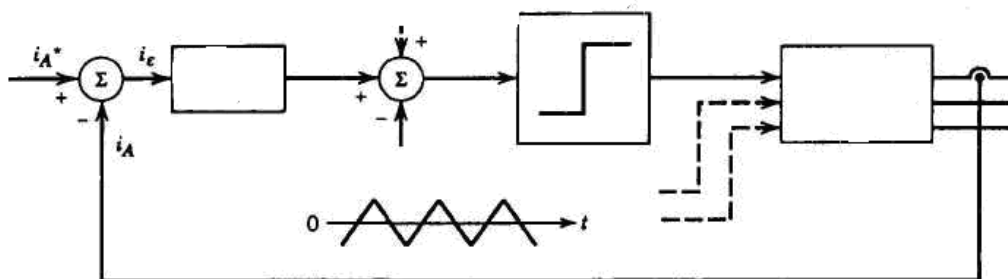
Η μέθοδος αυτή παρουσιάζεται για ένα ημιτονοειδές ρεύμα αναφοράς  $i_A^*$ , όπου το πραγματικό ρεύμα φάσης  $i_A$  συγκρίνεται με τη ζώνη ανοχής γύρω από το ρεύμα αναφοράς που σχετίζεται με τη φάση αυτή. Αν το πραγματικό ρεύμα τείνει να ξεπεράσει το άνω όριο της ζώνης ανοχής, ο TA- κλείνει (δηλαδή ο TA+ ανοίγει). Η αντίθετη μετάβαση συμβαίνει, αν το πραγματικό ρεύμα τείνει να πέσει κάτω από το κάτω όριο της ζώνης ανοχής. Παρόμοιες λειτουργίες συμβαίνουν και στις άλλες δύο φάσεις. Ο έλεγχος αυτός δίνεται με μορφή λειτουργικού διαγράμματος.



Η συχνότητα μετάβασης εξαρτάται από το πόσο γρήγορα μεταβάλλεται το ρεύμα από το άνω όριο στο κάτω όριο της ζώνης ανοχής και αντίστροφα. Αυτό, με τη σειρά του, εξαρτάται από την τάση  $V_d$ , την αντι-ΗΕΔ του φορτίου και την αυτεπαγωγή του φορτίου. Επίσης, η συχνότητα μετάβασης δεν παραμένει σταθερή, αλλά μεταβάλλεται κατά μήκος της κυματομορφής του ρεύματος.

### 1-6-3-2 ΕΛΕΓΧΟΣ ΜΕ ΣΤΑΘΕΡΗ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ

Ο έλεγχος ρεύματος με σταθερή συχνότητα δίνεται με μορφή λειτουργικού διαγράμματος. Το σφάλμα μεταξύ του ρεύματος αναφοράς και του πραγματικού ρεύματος ενισχύεται ή διέρχεται μέσω ενός αναλογικού-ολοκληρωτικού (PI) ελεγκτή. Η έξοδος  $u_{\text{control}}$  του ενισχυτή συγκρίνεται με μια τριγωνική κυματομορφή  $u_{\text{tri}}$  με σταθερή συχνότητα (της συχνότητας μετάβασης  $f_s$ ). Ένα θετικό σφάλμα ( $i_A^* - i_A$ ) και, έτσι, ένα θετικό σήμα  $u_{\text{control}}$  έχει ως αποτέλεσμα μια μεγαλύτερη τάση εξόδου του αντιστροφέα, οδηγώντας έτσι το  $i_A$  προς την τιμή της αναφοράς του. Παρόμοια λειτουργία συμβαίνει και στις άλλες δύο φάσεις. Συχνά η τάση του φορτίου (όχι η πραγματική, αλλά υπολογισμένη από το μοντέλο



του φορτίου) χρησιμοποιείται ως σήμα για αντιστάθμιση με πρόσω δράση, όπως σημειώνεται με διακεκομμένη γραμμή.

Πρέπει να σημειωθεί ότι στη βιβλιογραφία εξετάζονται πολλές πολύπλοκες τεχνικές μετάβασης, οι οποίες ελαχιστοποιούν το συνολικό πλήθος συνδυασμένων μεταβάσεων και στις τρεις φάσεις.

#### 1-6-4 ΔΙΑΤΑΞΗ ΜΕΤΑΒΑΣΗΣ ΜΕ ΕΝΣΩΜΑΤΩΣΗ ΕΞΟΥΔΕΤΕΡΩΣΗΣ ΑΡΜΟΝΙΚΩΝ ΜΕΣΩ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΚΑΙ ΣΥΝΔΕΣΕΩΝ ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΤΩΝ

Σε ορισμένες εφαρμογές, όπως τα τριφασικά τροφοδοτικά αδιάλειπτης λειτουργίας, συνήθως στην έξοδο απαιτούνται μετασχηματιστές απομόνωσης. Σε τέτοιες εφαρμογές η παρουσία των μετασχηματιστών εξόδου χρησιμοποιείται για την απαλοιφή ορισμένων αρμονικών. Επίσης, για τον έλεγχο του πλάτους της θεμελιώδους συνιστώσας της εξόδου και την απαλοιφή (ή μείωση) μερικών ακόμη αρμονικών, μπορεί να χρησιμοποιηθεί η τεχνική προγραμματισμένης απαλοιφής αρμονικών.

#### 1-7 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΑΝΟΡΘΩΣΗΣ

Όπως εξετάστηκε στην Ενότητα 1-1, οι μετατροπείς διακοπτικού τύπου μπορούν να πραγματοποιούν μια ομαλή μετάβαση από τη λειτουργία αντιστροφής στη λειτουργία ανόρθωσης. Η λειτουργία ανόρθωσης προκύπτει, για παράδειγμα, κατά την πέδηση (επιβράδυνση) επαγωγικών κινητήρων που τροφοδοτούνται μέσω ενός μετατροπέα διακοπτικού τύπου. Αυτός ο τρόπος λειτουργίας εξετάζεται σύντομα σ' αυτήν την ενότητα. Οι ανορθωτές διακοπτικού τύπου, που χρησιμοποιούνται για τη διασύνδεση ηλεκτρονικών μονάδων ισχύος με το δίκτυο, λειτουργούν με την ίδια βασική αρχή και εξετάζονται λεπτομερώς.

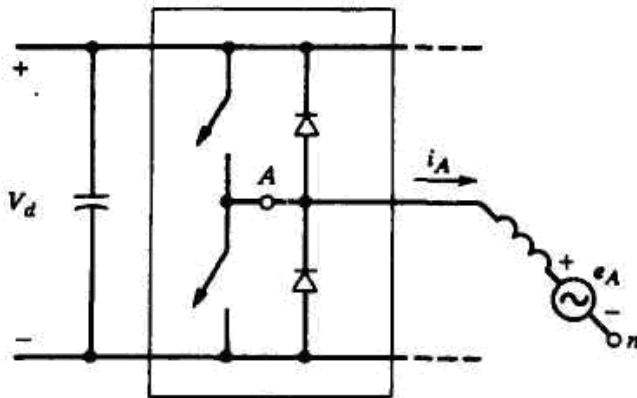
Η λειτουργία ανόρθωσης εξετάζεται μόνο για τους τριφασικούς μετατροπείς. Η ίδια αρχή λειτουργίας βρίσκεται εφαρμογή και στους μονοφασικούς μετατροπείς. Εδώ, εξετάζεται ένας τριφασικός μετατροπέας, θεωρώντας συμμετρική μόνιμη κατάσταση ισορροπίας.

Για παράδειγμα, ας θεωρηθεί το τριφασικό σύστημα. Ας θεωρηθεί μόνο η θεμελιώδης συχνότητα (όπου ο δείκτης 1 παραλείπεται), αγνοώντας τις αρμονικές στη συχνότητας μετάβασης. Η τάση του μετατροπέα  $V_{An}$  που εφαρμόζεται στον κινητήρα, προηγείται της  $E_A$  κατά μια γωνία  $\delta$ . Με άλλα λόγια, η μηχανή λειτουργεί ως κινητήρας. Η ενεργός (πραγματική) συνιστώσα  $(I_A)_p$   $I_A$  είναι σε φάση με την  $E_A$  και επομένως ο μετατροπέας λειτουργεί ως αντιστροφέας.

Η γωνία φάσης (όπως και το πλάτος) της ac τάσης που παράγεται από τον μετατροπέα μπορεί να ελέγχεται. Αν, τώρα, η τάση του μετατροπέα  $V_{An}$  αναγκαστεί να υστερεί της  $E_A$  κατά την ίδια γωνία  $\delta$  (διατηρώντας τη  $V_{An}$  σταθερή), φαίνεται ότι η ενεργός (πραγματική) συνιστώσα  $(I_A)_p$  του  $I_A$  είναι τώρα κατά  $180^\circ$  εκτός φάσης σε σχέση με την  $E_A$ , έχοντας ως αποτέλεσμα μια λειτουργία ανορθωτή, όπου η ισχύς ρέει από τον κινητήρα προς τη dc πλευρά του μετατροπέα.

Στην πραγματικότητα η  $V_{An}$  μπορεί να ελέγχεται τόσο κατά πλάτος (μέσα σε κάποια όρια) όσο και κατά φάση, επιτρέποντας έτσι έλεγχο του πλάτους του ρεύματος και του επιπέδου ισχύος, για παράδειγμα κατά την πέδηση ενός ac κινητήρα θεωρώντας ότι η  $E_A$  δεν μπορεί να μεταβληθεί ακαριαία, φαίνεται ο γεωμετρικός τύπος του διανύσματος  $V_{An}$ , που θα κρατούσε το πλάτος του ρεύματος σταθερό.

Οι κυματομορφές μπορούν να χρησιμοποιηθούν για την εξήγηση του τρόπου ελέγχου της  $V_{An}$  κατά πλάτος, όπως επίσης και κατά φάση, με μια δεδομένη (σταθερή) dc τάση  $V_d$ . Είναι προφανές ότι ελέγχοντας το πλάτος της ημιτονοειδούς κυματο-μορφής αναφοράς  $u_{control|A}$ , μπορεί να μεταβάλλεται η  $V_{An}$ . Παρόμοια, μετατοπίζοντας



τη φάση του  $u_{\text{control},A}$  σε σχέση με την  $E_A$  μπορεί να μεταβάλλεται η γωνία φάσης της  $V_{An}$ . Για μια συμμετρική λειτουργία, οι τάσεις ελέγχου για τις φάσεις B και C είναι ίσες κατά πλάτος, αλλά μετατοπισμένες κατά  $\pm 120^\circ$  σε σχέση με την τάση ελέγχου της φάσης A.

Οι ανορθωτές διακοπτικού τύπου, όπου η ανόρθωση είναι η κύρια λειτουργία τους, το οποίο πραγματεύεται κυκλώματα για τη διασύνδεση ηλεκτρονικών μονάδων ισχύος με το δίκτυο.

## ΠΕΡΙΛΗΨΗ

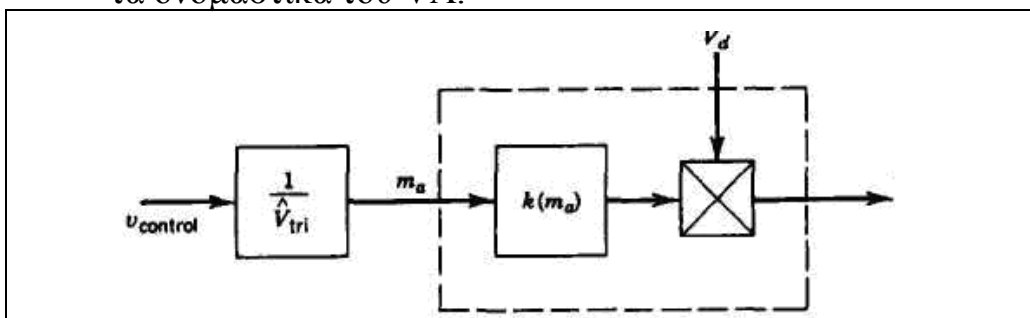
1. Περιγράφονται dc-ac αντιστροφείς πηγής τάσης διακόπτου τύπου, οι οποίοι έχουν ως είσοδο πηγή dc τάσης και παράγουν είτε τριφασικές είτε μονοφασικές ημιτονοειδείς τάσεις εξόδου σε μια συχνότητα χαμηλή σε σχέση με τη συχνότητα μετάβασης.
2. Αυτοί οι dc-ac αντιστροφείς μπορούν να πραγματοποιούν μια ομαλή μετάβαση στη λειτουργία ανόρθωσης, όπου η ροή ισχύος αναστρέφεται και γίνεται από την ac προς τη dc πλευρά. Αυτό συμβαίνει, για παράδειγμα, κατά την πέδηση ενός επαγωγικού κινητήρα που τροφοδοτείται μέσω ενός τέτοιου αντιστροφέα.
3. Η ημιτονοειδής διαμόρφωση PWM επιτρέπει τον έλεγχο του πλάτους και της συχνότητας της τάσης εξόδου. Για το λόγο αυτό, η είσοδος στους αντιστροφείς με διαμόρφωση PWM είναι μια μη ελεγχόμενη, ουσιαστικά σταθερή, πηγή dc τάσης. Αυτή η διάταξη έχει ως αποτέλεσμα αρμονικές τάσεις στην περιοχή της συχνότητας μετάβασης και υψηλότερων συχνοτήτων, οι οποίες μπορούν να αποκοπούν εύκολα με κάποιο φίλτρο.
4. Η διάταξη με τετραγωνική κυματομορφή ελέγχει μόνο τη συχνότητα της εξόδου του αντιστροφέα. Επομένως, το πλάτος της εξόδου πρέπει να ελέγχεται με τον έλεγχο του πλάτους της dc τάσης εισόδου. Η τετραγωνικής κυματομορφής τάση εξόδου περιέχει αρμονικές χαμηλής τάξης. Μια παραλλαγή της διάταξης με τετραγωνική κυματομορφή, που ονομάζεται τεχνική απαλοιφής τάσης, μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τον έλεγχο τόσο της συχνότητας όσο και του πλάτους της εξόδου του μονοφασικού, αλλά όχι του τριφασικού, αντιστροφέα.
5. Ως συνέπεια των αρμονικών της τάσης εξόδου του αντιστροφέα, η κυμάτωση του ρεύματος εξόδου δεν εξαρτάται από το επίπεδο μεταφοράς ισχύος στη θεμελιώδη συχνότητα. Αντίθετα η κυμάτωση εξαρτάται από την αυτεπαγωγή του φορτίου. Η εξάρτηση αυτή είναι πιο έντονη σε υψηλότερες συχνότητες.
6. Στην πράξη, αν σε ένα σκέλος του αντιστροφέα ένας διακόπτης ανοίξει, το κλείσιμο του άλλου διακόπτη καθυστερεί κατά ένα χρονικό διάστημα το οποίο εισάγει αρμονικές χαμηλής τάξης στην έξοδο του αντιστροφέα.
7. Υπάρχουν πολλές άλλες μέθοδοι μετάβασης εκτός της ημιτονοειδούς διαμόρφωσης PWM. Για παράδειγμα, η τεχνική προγραμματισμένης μετάβασης με απαλοιφή αρμονικών μπορεί εύκολα να υλοποιηθεί με τη βοήθεια κυκλωμάτων VLSI, για την απαλοιφή ορισμένων αρμονικών από την έξοδο

του αντιστροφέα. Η διαμόρφωση με σταθεροποίηση του ρεύματος επιτρέπει τον άμεσο έλεγχο του ρεύματος (ή των ρευμάτων) εξόδου του αντιστροφέα συγκρίνοντας το μετρούμενο πραγματικό ρεύμα με το ρεύμα αναφοράς και χρησιμοποιώντας το σφάλμα για τον έλεγχο των διακοπών του αντιστροφέα. Η τεχνική αυτή χρησιμοποιείται ευρέως για dc και ac σερβοκινητήρες. Ο έλεγχος του ρεύματος χρησιμοποιείται επίσης σε dc-dc μετατροπείς, όπως εξετάζεται στο, που πραγματεύεται dc διακόπηκα τροφοδοτικά.

8. Η σχέση μεταξύ της εισόδου ελέγχου και του πλάτους εξόδου του αντιστροφέα με πλήρη γέφυρα συνοψίζεται, θεωρώντας ημιτονοειδή διαμόρφωση PWM στη γραμμική περιοχή ( $m_a \leq 1.0$ ). Για μια μετάβαση με τετραγωνική κυματομορφή, ο αντιστροφέας δεν ελέγχει το πλάτος της εξόδου του αντιστροφέα και η σχέση μεταξύ της dc τάσης εισόδου και του πλάτους της εξόδου συνοψίζεται.
10. Οι μετατροπείς διακοπτικού τύπου μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τη διασύνδεση ηλεκτρονικών μονάδων ισχύος με το δίκτυο. Όπως αναφέρεται, εξαιτίας του ότι η ανόρθωση είναι η κύρια λειτουργία, ονομάζονται ανορθωτές ac-dc διακοπτικού τύπου.

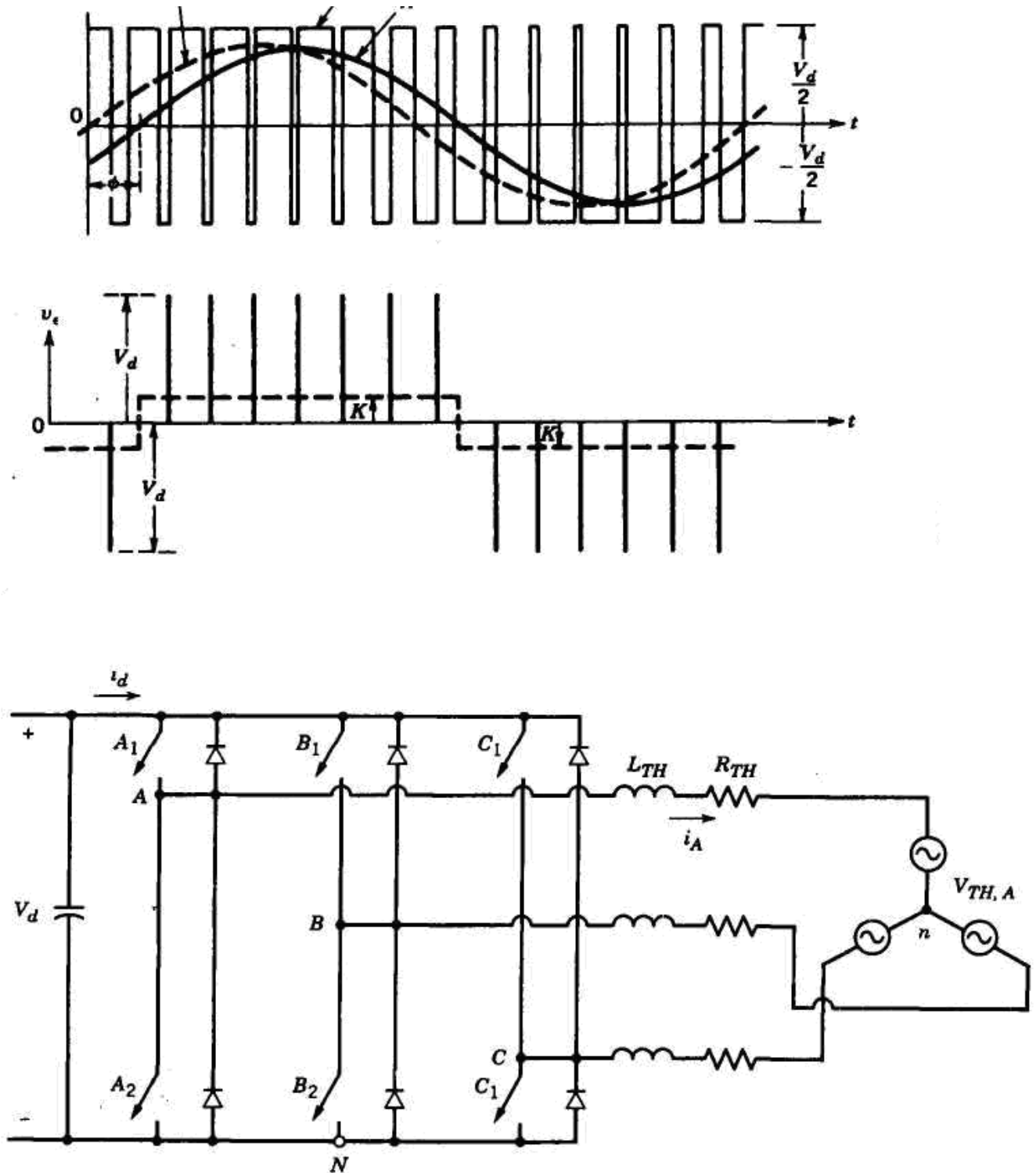
ΠΡΟΒΛΗΜΑΤΑ  
ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΙ  
ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ

- 1-1. Σ' έναν μονοφασικό αντιστροφέα με πλήρη γέφυρα και με διαμόρφωση PWM η dc τάση εισόδου μεταβάλλεται σε μια περιοχή από 295 V έως 325 V. Εξαιτίας της χαμηλής παραμόρφωσης που ζητείται στην έξοδο  $v_o$ ,  $m_a < 1,0$ .
- (α) Ποια είναι η υψηλότερη  $V_{o1}$  που μπορεί να ληφθεί και να αποτυπωθεί στην πινακίδα του ως ονομαστική πηγή τάσης;
- (β) Η ονομαστική φαινόμενη ισχύς ορίζεται στα 2000 VA, δηλαδή  $V_{o1,max} I_{o,max} = 2000 \text{ VA}$ , όπου το  $i_o$  θεωρείται ημιτονοειδές. Να υπολογιστεί ο συνδυασμένος λόγος απόδοσης των διακοπών, όταν ο αντιστροφέας τροφοδοτεί τα ονομαστικά του VA.



- 1-2. Να θεωρηθεί το πρόβλημα της κυμάτωσης στο ρεύμα εξόδου ενός μονοφασικού αντιστροφέα με πλήρη γέφυρα, θεωρούμε  $V_{o1}=220 \text{ V} / 47 \text{ Hz}$  και το είδος του φορτίου είναι αυτό με  $L=100 \text{ mH}$ . Αν ο αντιστροφέας λειτουργεί με τετραγωνική κυματομορφή, να υπολογιστεί η μέγιστη τιμή του ρεύματος κυμάτωσης.

- 1-3. Να επαναληφθεί το Πρόβλημα 1-2 για αντιστροφέα που λειτουργεί με ημιτονοειδή διαμόρφωση PWM, με  $m_f=21$  και  $m_a=0,8$ .



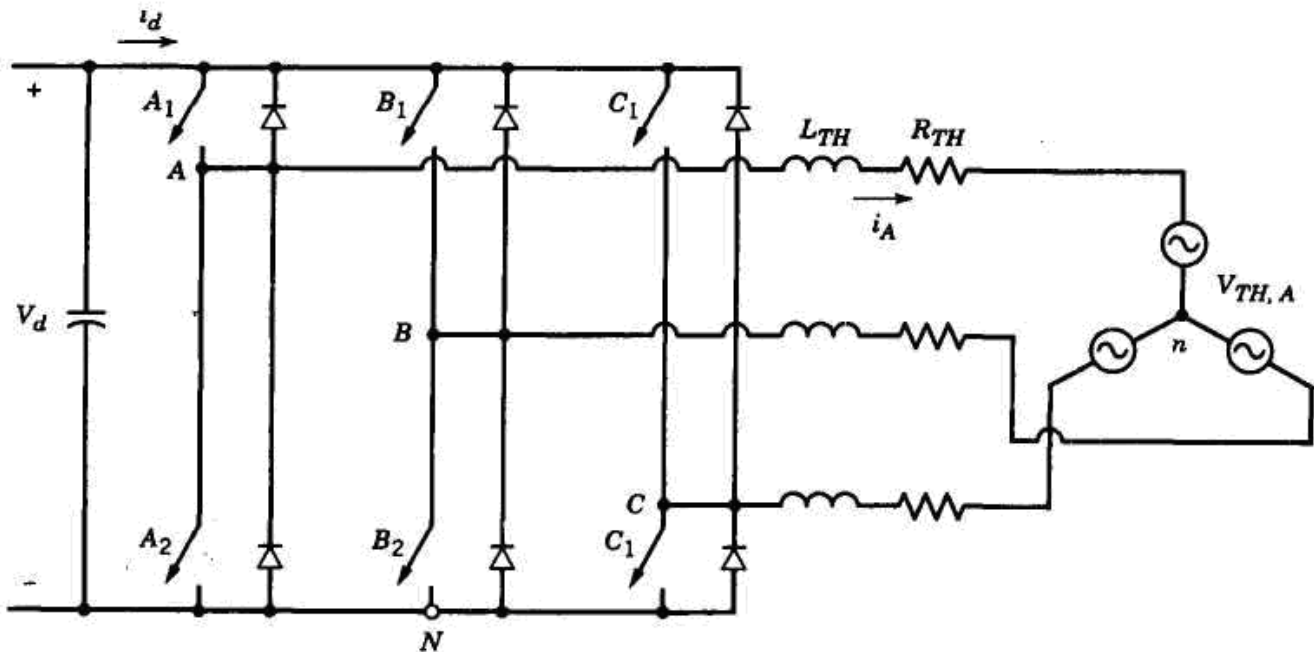
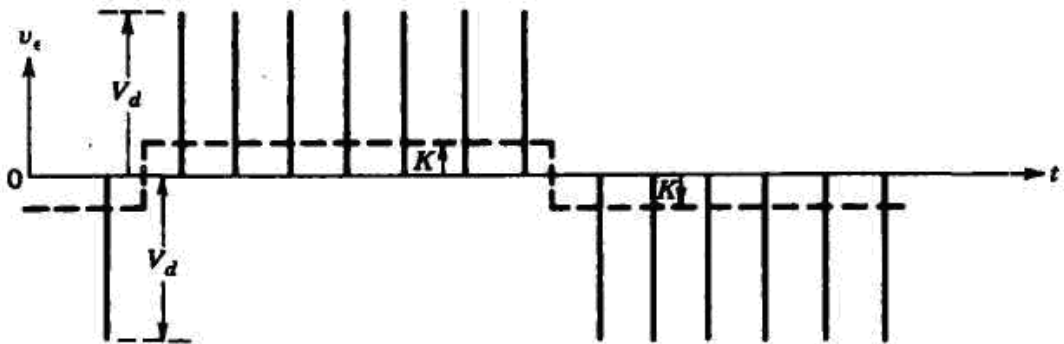
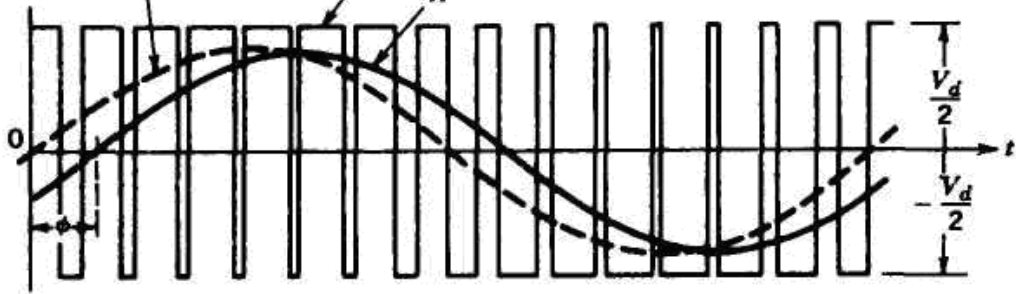
- 1-4. Να επαναληφθεί το Πρόβλημα 1-2, αλλά να θεωρηθεί ότι η τάση εξόδου ελέγχεται με απαλοιφή τάσης και η  $V_d$  έχει την ίδια τιμή που ζητείται στον αντιστροφέα με διαμόρφωση PWM του Προβλήματος 1-3.
- 1-5. Να υπολογιστούν και να συγκριθούν οι μέγιστες τιμές των ρευμάτων κυμάτωσης των Προβλημάτων 1-2 ως 1-4.
- 1-6. Χρησιμοποιώντας το MATLAB, επαληθεύστε τα αποτελέσματα που δίνονται στον Πίνακα 1-1.

#### τριφασικοί αντιστροφείς

- 1-7. Να θεωρηθεί το πρόβλημα της κυμάτωσης στο ρεύμα εξόδου ενός τριφασικού αντιστροφέα τετραγωνικής κυματομορφής. Είναι  $(V_{LL})_1 = 200 \text{ V} / 52 \text{ Hz}$  και το είδος του φορτίου είναι αυτό του Σχ.1-25α με  $L=100 \text{ mH}$



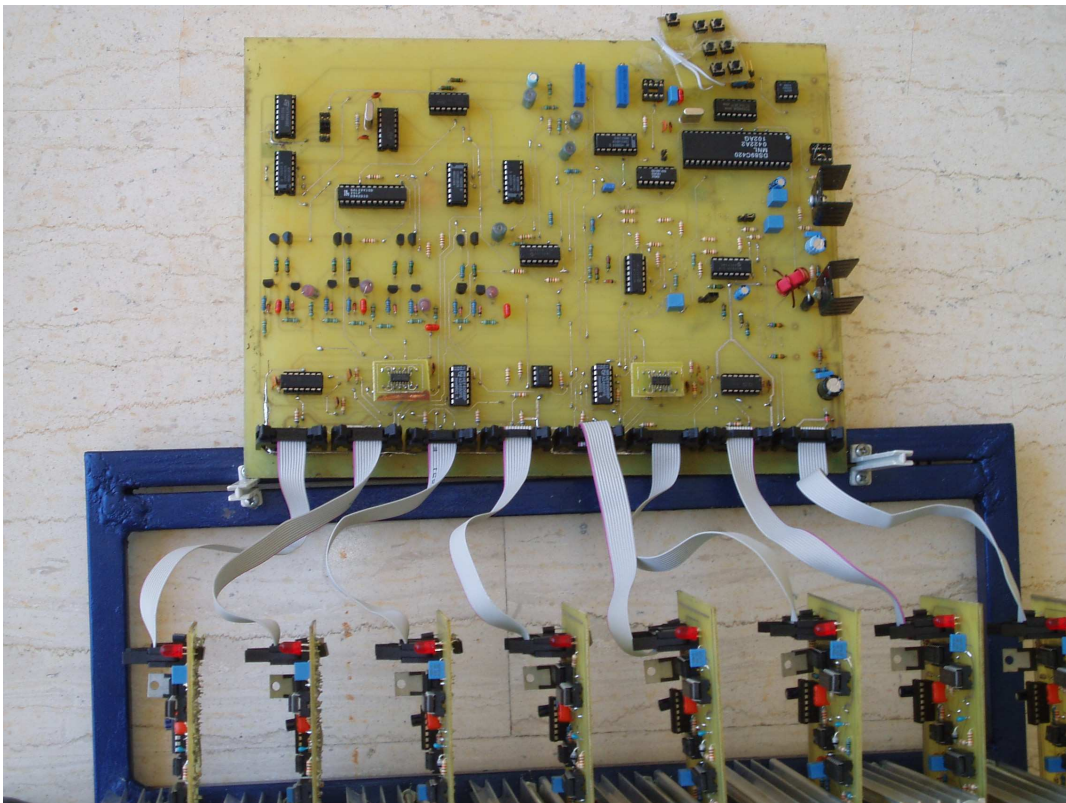
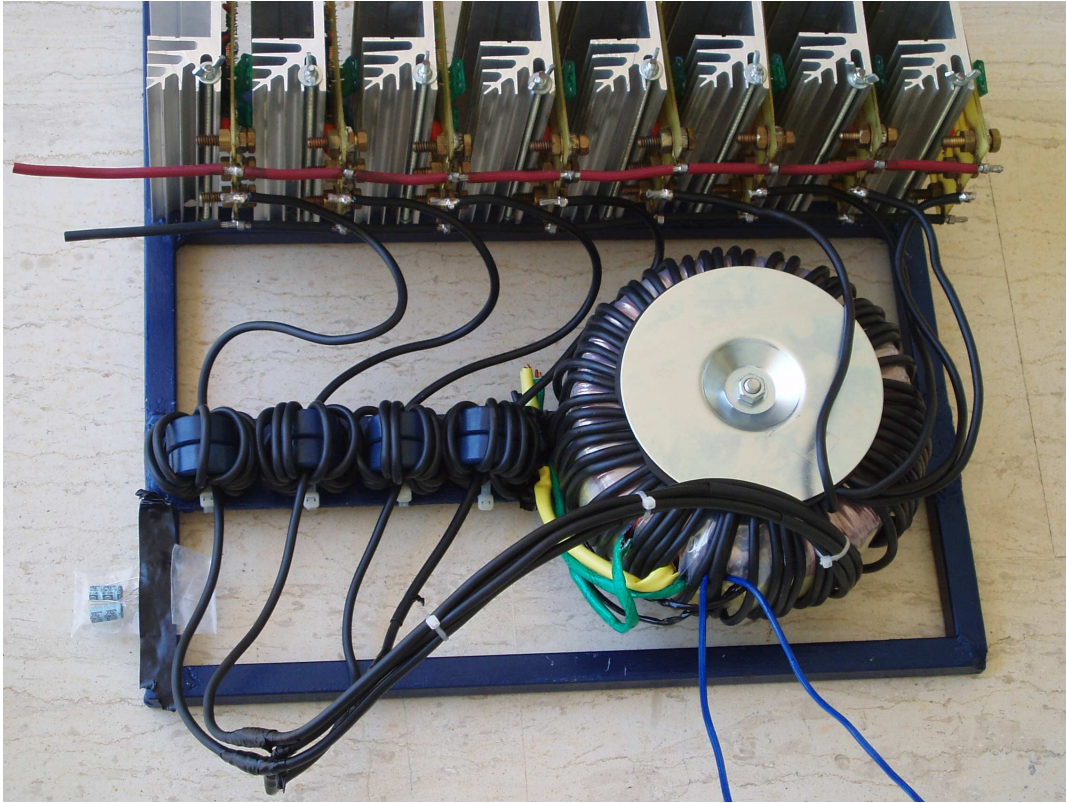
- 1-8. Να επαναληφθεί το Πρόβλημα 1-7, αν ο αντιστροφέας του Προβλήματος 2-7 λειτουργεί με συγχρονισμένη διαμόρφωση PWM με  $m_f=39$  και  $m_a=0.8$ . Να υπολογιστεί το μέγιστο ρεύμα κυμάτωσης που ορίζεται.
- 1-9. Να βρεθεί μια έκφραση για τους συντελεστές Fourier στην κυματομορφή, για προγραμματισμένη απαλοιφή αρμονικών πέμπτης και έβδομης τάξης. Ναδειχθεί ότι, για  $\alpha_1=0$ ,  $\alpha_2=16,24^\circ$  και  $\alpha_3=22,06^\circ$ , η πέμπτη και η έβδομη αρμονική απαλείφονται και η έξοδος θεμελιώδους συχνότητας του αντιστροφέα έχει ένα μέγιστο πλάτος.
- 1-10. Στον τριφασικό αντιστροφέα τετραγωνικής κυματομορφής, να θεωρηθεί συμμετρικό και καθαρά ωμικό φορτίο με ουδέτερο σημείο φορτίου η. Να σχεδιαστούν οι κυματομορφές των  $v_{An}$ ,  $i_A$ ,  $i_{DA^+}$  και  $i_d$  στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας, όπου  $i_{DA^+}$  είναι το ρεύμα μέσω της  $D_{A^+}$ . 1-11. Να επαναληφθεί το Πρόβλημα 1-10 θεωρώντας ότι το φορτίο είναι καθαρά επαγωγικό. δηλαδή η ωμική αντίσταση του φορτίου μπορεί να αγνοηθεί.
- 1-12. Να θεωρηθεί ένα μόνο σκέλος του αντιστροφέα, όπως φαίνεται, όπου το ρεύμα εξόδου υστερεί της  $(v_{A0})_1$  κατά μία γωνία  $\phi$ .  $v_\varepsilon = (v_{A0})_1$  -ιδανική -  $(v_{A0})_1$ -πραγματική  
Κάθε παλμός  $v_\varepsilon$ , θετικός ή αρνητικός, έχει πλάτος  $V_d$  και διάρκεια  $t_\Delta$ . Για τον υπολογισμό των αρμονικών χαμηλής τάξης της θεμελιώδους συχνότητας στην τάση εξόδου που οφείλονται στον κενό χρόνο, οι παλμοί αυτοί μπορούν να αντικαταστούν από έναν ισοδύναμο ορθογώνιο παλμό πλάτους  $K$ . Το εμβαδό του σε volt ανά ημιπερίοδο ισούται με εκείνο των παλμών  $v_\varepsilon$ . Να αποδειχθεί η παρακάτω έκφραση για τις αρμονικές της θεμελιώδους συχνότητας στη  $v_{A0}$  που εισάγονται από τον κενό χρόνο:



$v_e = (v_{A0})$ -ιδανική -  $(v_{A0})$ -πραγματική

Κάθε παλμός  $v_e$ , θετικός ή αρνητικός, έχει πλάτος  $V_d$  και διάρκεια  $t_{\Delta}$ . Για τον υπολογισμό των αρμονικών χαμηλής τάξης της θεμελιώδους συχνότητας στην τάση εξόδου που οφείλονται στον κενό χρόνο, οι παλμοί αυτοί μπορούν να αντικαταστούν από έναν ισοδύναμο ορθογώνιο παλμό πλάτους  $K$ . Το εμβαδό του σε volt ανά ημιπερίοδο ισούται με εκείνο των παλμών  $v_e$ . Να αποδειχθεί η παρακάτω έκφραση για τις αρμονικές της θεμελιώδους συχνότητας στη  $v_{A0}$  που εισάγονται από τον κενό χρόνο:

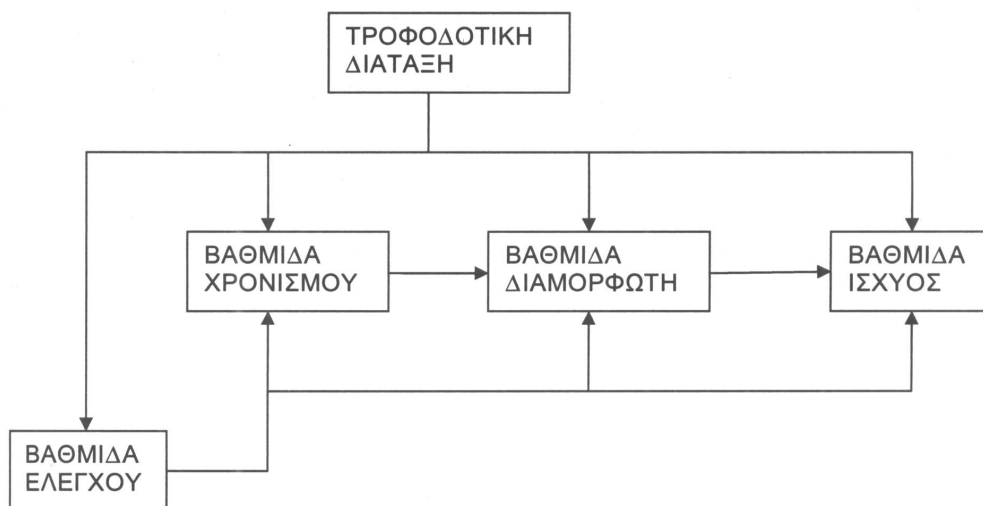
## Κεφαλαίο.2 Κατασκευή του αντιστροφέα.



### 2.1 Γενικά

Το κεφάλαιο αυτό αναφέρεται στην κατασκευή, στην αρχή και στον τρόπο λειτουργίας του αντιστροφέα.

Παρακάτω φαίνεται το μπλοκ διάγραμμα των βαθμίδων που απαρτίζουν τον αντιστροφέα.



Η τροφοδοτική διάταξη του αντιστροφέα είναι που παράγει της τάσεις που απαιτούνε για να λειτουργήσουν οι υπόλοιπες βαθμίδες, το απαιτούμενο είναι να έχει υψηλό βαθμό απόδοσης γιατί επηρεάζει τον βαθμό απόδοσης όλου του αντιστροφέα. Για να έχει υψηλό βαθμό απόδοσης είναι διακοπτικό. Το κυρίως τμήμα του, της τροφοδοτικής διάταξης στηρίζεται στο διακοπτικό σταθεροποιητή LM2576 ο οποίος είναι σχεδιασμένος ώστε να παίρνει την τάση τροφοδοσίας του αντιστροφέα και να παράγει σταθερή τάση 15volt. Η τάση αυτή τροφοδοτεί τους οδηγούς των mosfets (mosfets drivers) και εφαρμόζεται στις πύλες τους όταν αυτά είναι σε αγωγή. Επειδή όμως ο αντιστροφέας χρησιμοποιεί και αναλογικά κυκλώματα η σταθεροποίηση της τάσης για το αναλογικό κομμάτι είναι γραμμική. Ένας γραμμικός σταθεροποιητής 7805 τροφοδοτείται από τα 15volt που παράγει το κύριο τμήμα της τροφοδοτικής διάταξης και παράγει την τροφοδοσία των 5volt που θα χρησιμοποιηθεί από τα αναλογικά και τα ψηφιακά κυκλώματα ελέγχου του αντιστροφέα.

Στη συνέχεια υπάρχει η βαθμίδα χρονισμού του αντιστροφέα. Από τη βαθμίδα αυτή παράγεται η συχνότητα της PWM (σχήμα 2.6) καθώς και το ημίτονο αναφοράς που θα δημιουργήσει την τάση

εξόδου των 50hz (σχήμα 2.5). Η καρδιά της βαθμίδας χρονισμού είναι ένα ολοκληρωμένο 4060. Από το ολοκληρωμένο αυτό χρονίζεται ένα ψηφιακό κύκλωμα που παράγει μια ημιτετραγωνική διαμόρφωση PWM. Η διαμόρφωση αυτή αποδιαμορφώνεται από ένα βαθυπερατό φίλτρο (Butterworth) 4<sup>ης</sup> τάξης που είναι στηριγμένο στους τελεστικούς MCP619 το οποίο στην έξοδο που παράγει το ημίτονο αναφοράς.

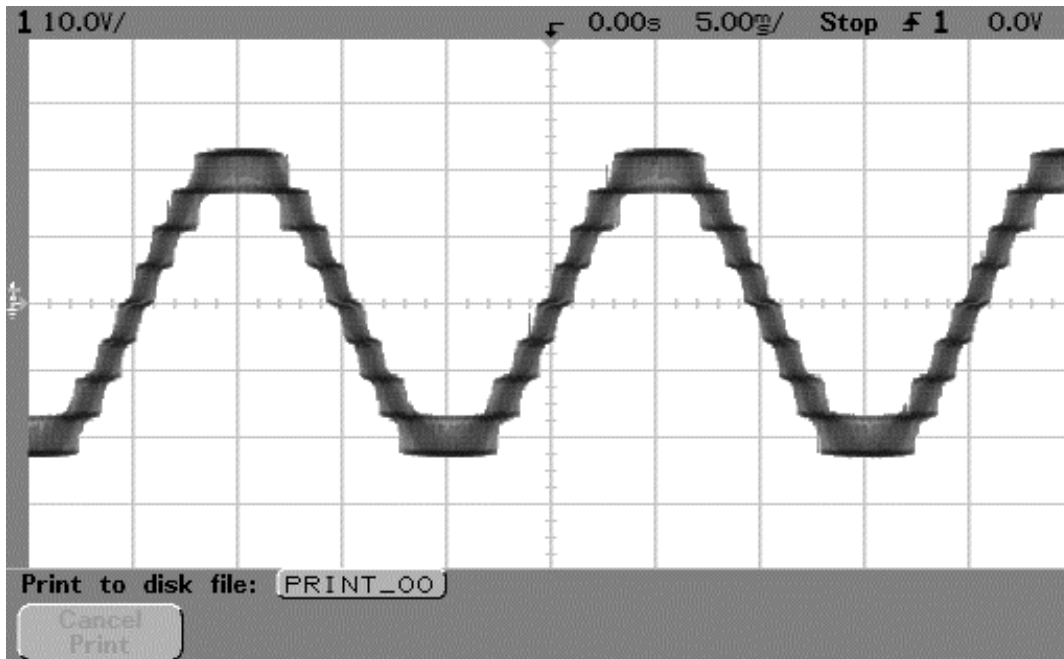
Έτσι το ημίτονο αναφοράς οδηγείται στη συνέχεια στη βαθμίδα του διαμορφωτή PWM (σχήμα 2.4). Ο διαμορφωτής PWM διαμορφώνει την τάση τροφοδοσίας στο πλάτος των τριγωνικών παλμών που παράγει την PWM και με αυτόν τον τρόπο δημιουργεί έλεγχο ενός κύκλου (one cycle control) στην τάση εξόδου του διατηρώντας σταθερό το κέρδος του αντιστροφέα και ανεξάρτητο από την τάση τροφοδοσίας. Το ημίτονο αναφοράς συγκρίνεται με τους τριγωνικούς παλμούς με τους συγκριτές LMX339 που με τη σειρά τους οδηγούν πύλες 74HC08. Οι πύλες αυτές χρησιμοποιούνται από το διαμορφωτή για να υπάρχει μια είσοδος ελέγχου μέσω της οποίας άγουν μόνο οι κάτω πλευρές από τις ημιγέφυρες. Στη συνέχεια κάθε έξοδος του διαμορφωτή οδηγεί και μία ημιγέφυρα ισχύος στηριγμένη στο ολοκληρωμένο κύκλωμα IR2104 το οποίο είναι ένας οδηγός ημιγέφυρας και έχει τη δυνατότητα να οδηγήσει δύο τύπου n-channel mosfet IRFP054N. Στην έξοδο της ημιγέφυρας που δημιουργείται από αυτά τα εξαρτήματα εμφανίζονται οι PWM διαμορφώσεις. Οι PWM διαμορφώσεις οδηγούνται μέσω πηνίων αποδιαμόρφωσης στα πρωτεύον ενός τοροειδή μετασχηματιστή και τελικά αποδιαμορφώνονται από ένα πυκνωτή που βρίσκεται στο δευτερεύον του. Τα πηνία αποδιαμόρφωσης με τις παρασιτικές αυτεπαγωγές του μετασχηματιστή δημιουργούν ένα βαθυπερατό φίλτρο 2<sup>ης</sup> τάξης με τον πυκνωτή της εξόδου.

Στο τέλος υπάρχει και η βαθμίδα ελέγχου του αντιστροφέα (σχήμα 2.7) της οποίας καρδιά είναι ένας μικροελεγκτής DS89C440. Ο μικροελεγκτής έχει τη δυνατότητα να μεταβάλλει το πλάτος της εξόδου. Για τη μεταβολή του πλάτους εξόδου χρησιμοποιείται ένα ψηφιακό ποτενσιόμετρο DS1267 που επικοινωνεί μέσω ενός 3-wire interface. Δύο συγκριτές MAX973 περιλαμβάνονται σε αυτή τη βαθμίδα και ελέγχουν την τάση εισόδου να είναι μέσα στα πλαίσια της κανονικής λειτουργίας του αντιστροφέα και σε άλλη περίπτωση δημιουργούν αίτημα διακοπής στο μικροελεγκτή (interrupt) ώστε να ξεκινήσει η διαδικασία σβέσης του αντιστροφέα. Ο μικροελεγκτής παίρνει 8 σήματα, (bant) από τις 8 ημιγέφυρες ισχύος. Σε περίπτωση που μια από τις οκτώ ημιγέφυρες δεν στείλει σήμα (error mode) τότε ο μικροελεγκτής βγάζει εκτός λειτουργίας την άλλη πλευρά της γέφυρας. Παράλληλα το PLD τρέχει τον κώδικα του, βρίσκει πια γέφυρα έχει βγει εκτός λειτουργίας και αλλάζει την παλμοδιαμόρφωση (σχ. 2.12). Μόλις αντικαταστεί η προβληματική πλακέτα, το σύστημα μας κάνει reset και συνεχίζει την κανονική λειτουργία του. Στην περίπτωση που δυο γέφυρες τεθούν εκτός λειτουργίας, τότε ο μικροελεγκτής δημιουργεί σβέση του συστήματος. Τέλος, ο μικροελεγκτής έχει τη δυνατότητα επικοινωνίας με υπολογιστή μέσω σειριακής θύρας για την περίπτωση που μελλοντικά ο αντιστροφέας θέλουμε να συνεργάζεται με υπολογιστή.

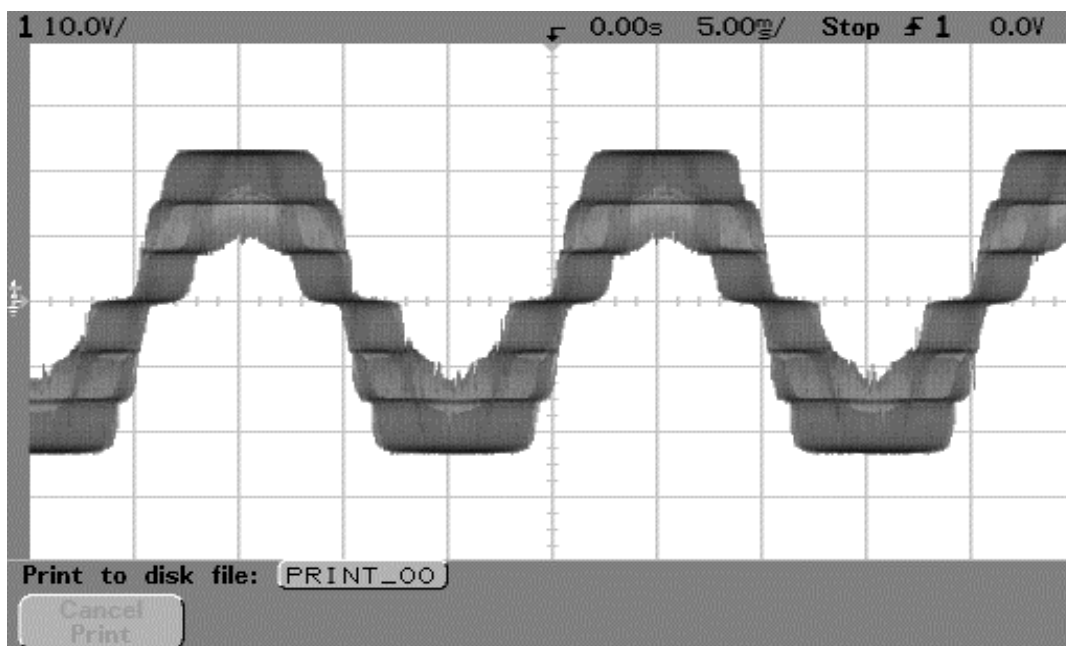
Στην έξοδο της βαθμίδας ισχύος (σχήμα 2.10) όταν δεν υπάρχουν πηνία αποδιαμόρφωσης πειραματικά πήραμε το παρακάτω παλμογράφοιμα; (η τάση είναι 24V γιατί δεν υπάρχει

μετασχηματιστής), όπου φαίνεται καθαρά η διαμόρφωση SPWM.

Με την προσθήκη των πηνίων αποδιαμόρφωσης και του μετασχηματιστή πήραμε τελικά ημιτονοειδή κυματομορφή με τάση εξόδου 220V όπως φαίνεται στο σχήμα 2.11.



σχ. 2.11



σχ. 2.12

Παρακάτω φαίνονται τα σχηματικά διαγράμματα των κεντρικών βαθμίδων του αντιστροφέα όπως αυτές σχεδιάστηκαν μέσω του σχεδιαστικού προγράμματος PROTEL99SE. Έτσι όπως στο μπλοκ διάγραμμα φαίνονται τα σχηματικά διαγράμματα της βαθμίδας ισχύος, της τροφοδοτικής διάταξης, της βαθμίδας ελέγχου, της βαθμίδας διαμορφωτή και της βαθμίδας χρονισμού αντίστοιχα.

## 2.2 Αλγόριθμος λειτουργίας του αντιστροφέα

Όπως φαίνεται στο σχήμα 3.9 με την τροφοδότηση του αντιστροφέα έχουμε στην έξοδο πλάτος 0 και όλες οι έξοδοι των MOSFET είναι 0. Μόλις πατηθεί το πλήκτρο εκκίνησης το πλάτος της τάσης στην έξοδο αυξάνεται σταδιακά μέχρι που φτάνει τα 220 Volt. Εάν παρουσιαστεί πρόβλημα κατά τη διαδικασία εκκίνησης (υπερτάσεις κλπ.) αυτός επιστρέφει στην αρχική του κατάσταση. Στη συνέχεια για να ξεκινήσει η διαδικασία σβέσης πιέζουμε το πλήκτρο και το πλάτος της τάσης εξόδου μειώνεται μέχρι να μηδενιστεί και ο αντιστροφέας επιστρέφει στην αρχική του κατάσταση. Σε όλη τη διάρκεια της λειτουργίας του μόλις παρουσιαστεί κάποιο πρόβλημα ο αντιστροφέας μέσω του συστήματος προστασίας του θα καταφέρει να επιστρέψει στην κατάσταση που βρίσκεται στην αρχή. Επίσης παρακάτω φαίνεται ο κώδικας που κατασκευάστηκε για τον προγραμματισμό του μικροεπεξεργαστή.

