



ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ ΚΕΝΤΡΙΚΗΣ ΜΑΚΕΔΟΝΙΑΣ  
ΤΜΗΜΑ ΜΗΧΑΝΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

## ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**Ανάλυση διακοπτικών κυκλωμάτων με την  
χρήση διαμόρφωσης εύρους παλμού (PWM) σε  
DC/DC και σε DC/AC μετατροπείς.**



**Χρυσόστομος Σιοπέ ΑΕΜ 5957**

Επιβλέπων Δρ. Δημήτριος Καλπακτσόγλου

**Ιούλιος 2016**

# Περίληψη

---

Στόχος της παρούσας εργασίας είναι η βιβλιογραφική μελέτη και ανάλυση λειτουργίας των Inverter (Αντιστροφείς). Οι Inverter, έχουν μεγάλη αποδοχή και χρήση στη βιομηχανία, χρησιμοποιούνται στα φωτοβολταϊκά και αιολικά συστήματα για μετατροπή του συνεχούς ρεύματος σε εναλλασσόμενο ώστε να συνδεθούν με το εθνικό δίκτυο, επίσης γνωστά είναι και τα κλιματιστικά τύπου inverter.

Στο πρώτο κεφάλαιο γίνεται μια εισαγωγή στα ηλεκτρονικά συστήματα ισχύος, τις εφαρμογές τους και τους τύπους που υπάρχουν. Στο δεύτερο κεφάλαιο αναλύουμε τα δομικά μέρη (στοιχεία) από τα οποία αποτελείται ένα ηλεκτρικό κύκλωμα, με χρήση γραφικών παραστάσεων και επεξήγησης λειτουργίας τους.

Στο τρίτο κεφάλαιο ασχολούμαστε με τα κυκλώματα οδήγησης, το σύνδεσμο μεταξύ του σήματος ελέγχου (πχ για να πάει πιο αργά ή πιο γρήγορα) και των στοιχείων του κυκλώματος που αναφέρθηκαν στο δεύτερο κεφάλαιο, τους τύπους που έχουμε και με ποιο τρόπο γίνεται η συνδεσμολογία.

Στο τέταρτο κεφάλαιο αναφερόμαστε εκτενώς στους inverter και τους τύπους λειτουργίας τους που υπάρχουν και χρησιμοποιούνται.

## Περιεχόμενα

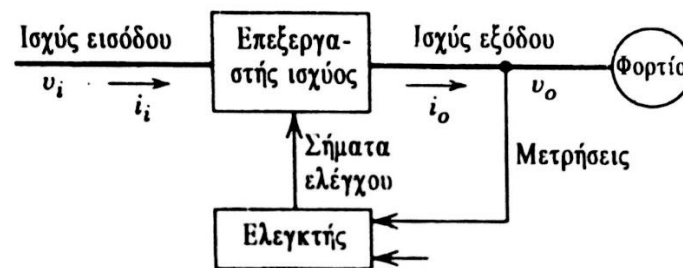
Περίληψη .....	2
1 Ηλεκτρονικά Συστήματα Ισχύος.....	5
1.1 Εισαγωγή στα ηλεκτρονικά συστήματα ισχύος .....	5
1.2 Εφαρμογές ηλεκτρονικών συστημάτων ισχύος.....	6
1.3 Τύποι μετατροπών ισχύος .....	7
2 Στοιχεία Ηλεκτρονικών Κυκλωμάτων .....	11
2.1 Εισαγωγή .....	11
2.2 Δίοδος.....	12
2.3 Thyristor .....	14
2.3.1 SCR (Silicon Controlled Rectifier – Ελεγχόμενοι Ανορθωτές Πυριτίου) .....	15
2.3.2 TRIAC (Triode for Alternating Current - Αμφίδρομες Τρίοδοι).....	18
2.3.3 DIAC (Diode for Alternating Current - Αμφίδρομες Δίοδοι Σκανδαλισμού) ...	24
2.4 Transistor BJT (Bipolar Junction Transistor – Διπολικό Τρανζίστορ Επαφής).....	27
2.5 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor – Διπολικά Τρανζίστορ Με Μονωμένη Πύλη).....	29
3 Κυκλώματα Οδήγησης της Πύλης και της Βάσης .....	31
3.1 Εισαγωγή (προκαταρκτικοί προβληματισμοί) .....	31
3.2 Κυκλώματα Οδήγησης με DC σύζευξη.....	32
3.2.1 Μονοπολικά κυκλώματα οδήγησης με DC σύζευξη .....	32
3.2.2 Διπολικά κυκλώματα οδήγησης με DC σύζευξη .....	36
3.3 Κυκλώματα οδήγησης με ηλεκτρική απομόνωση.....	40
3.3.1 Αναγκαιότητα και είδη ηλεκτρικής απομόνωσης .....	40
3.3.2 Απομονωμένα κυκλώματα οδήγησης με οπτικό ζεύκτη .....	44
4 Αντιστροφείς DC-AC Διακοπτικού Τύπου.....	46
4.1 Εισαγωγή.....	46
4.2 Βασικές αρχές των αντιστροφέων διακοπτικού τύπου .....	48
4.2.1 Στρατηγική της διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM).....	50

4.2.1.1	Μικρός $m_f$ ( $m_f \leq 21$ ) .....	55
4.2.1.2	Μεγάλος $m_f$ ( $m_f > 21$ ).....	55
4.2.1.3	Υπερδιαμόρφωση ( $m_a > 1$ ).....	56
4.2.2	Μετάβαση με τετραγωνική κυματομορφή .....	58
4.3	Μονοφασικοί αντιστροφείς.....	59
4.3.1	Αντιστροφείς με μισή γέφυρα (μονοφασικοί).....	59
4.3.2	Αντιστροφείς με πλήρη γέφυρα (μονοφασικοί).....	60
4.3.2.1	Διαμόρφωση PWM με διπολική τάση εξόδου .....	60
4.3.2.2	Διαμόρφωση PWM με μονοπολική τάση εξόδου .....	64
4.3.2.3	Λειτουργία τετραγωνικής κυματομορφής.....	67
4.3.2.4	Έλεγχος της εξόδου με απαλοιφή της τάσης .....	68
4.3.2.5	Αξιοποίηση διακοπών σε αντιστροφείς με πλήρη γέφυρα.....	69
4.3.2.6	Κυμάτωση στην έξοδο του μονοφασικού αντιστροφέα.....	69
4.3.3	Αξιοποίηση διακοπών σε μονοφασικούς αντιστροφείς.....	72
4.4	Τριφασικοί αντιστροφείς.....	73
4.4.1	Διαμόρφωση PWM σε τριφασικούς αντιστροφείς πηγής τάσης .....	74
4.4.1.1	Γραμμική διαμόρφωση ( $m_a \leq 1$ ).....	76
4.4.1.2	Υπερδιαμόρφωση ( $m_a > 1$ ).....	77
4.4.2	Λειτουργία με τετραγωνική κυματομορφή σε τριφασικούς αντιστροφείς .....	78
4.4.3	Αξιοποίηση διακοπών σε τριφασικούς αντιστροφείς.....	79
4.4.4	Κυμάτωση στην έξοδο του αντιστροφέα .....	80
4.4.5	Ρεύμα $i_d$ DC-πλευράς.....	83
5	Επίλογος.....	85
6	Βιβλιογραφία.....	86

# 1 Ηλεκτρονικά Συστήματα Ισχύος

## 1.1 Εισαγωγή στα ηλεκτρονικά συστήματα ισχύος

Ο σκοπός των ηλεκτρονικών συστημάτων ισχύος, με την ευρεία έννοια του όρου είναι η επεξεργασία και ο έλεγχος της ηλεκτρικής ενέργειας. Αυτό επιτυγχάνεται με την παροχή τάσεων και ρευμάτων με βέλτιστα διαμορφωμένη μορφή, κατάλληλη για το χρησιμοποιούμενο φορτίο. Στην παρακάτω εικόνα βλέπουμε το λειτουργικό διάγραμμα ενός ηλεκτρονικού συστήματος ισχύος.



Εικόνα 1.1 - Λειτουργικό διάγραμμα ενός ηλεκτρονικού συστήματος ισχύος

Η ισχύς εισόδου του μετατροπέα ισχύος παρέχεται συνήθως (αλλά όχι πάντοτε) από το δίκτυο (μονοφασικό ή τριφασικό) και έχει συχνότητα 50 ή 60 Hz. Η γωνία φάσης ανάμεσα στην τάση και το ρεύμα εισόδου εξαρτάται από την τοπολογία και τον έλεγχο του μετατροπέα ισχύος. Η επεξεργασμένη έξοδος (τάση, ρεύμα, συχνότητα, αριθμός φάσεων) είναι αυτή που ταιριάζει στο φορτίο. Αν ο μετατροπέας ισχύος μπορεί να θεωρηθεί ως πηγή τάσης, το ρεύμα εξόδου και η διαφορά φάσης ανάμεσα στο ρεύμα και την τάση εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά του φορτίου. Συνήθως η έξοδος του μετατροπέα ισχύος συγκρίνεται με μια επιθυμητή είσοδο (είσοδο αναφοράς) και το μεταξύ τους σφάλμα ελαχιστοποιείται με τη βοήθεια ενός ελεγκτή. Σ' αυτά τα συστήματα η ροή της ισχύος πρέπει να είναι αμφίδρομη, ώστε να εναλλάσσονται οι ρόλοι της εισόδου και της εξόδου.

Τα τελευταία χρόνια ο τομέας των ηλεκτρικών συστημάτων ισχύος γνώρισε μεγάλη ανάπτυξη, η οποία οφείλεται στη συμβολή αρκετών παραγόντων. Ο ελεγκτής στην παραπάνω εικόνα αποτελείται από αναλογικά ολοκληρωμένα κυκλώματα ή/και από ψηφιακούς επεξεργαστές σήματος (DSP). Οι επαναστατικές πρόοδοι, που έχουν γίνει στη μικροηλεκτρονική, έχουν επιτρέψει την ανάπτυξη τέτοιων ελεγκτών. Ακόμη, αυτές οι πρόοδοι στη τεχνολογία κατασκευής των ημιαγωγών έκαναν δυνατή τη σημαντική αύξηση των τάσεων και των ρευμάτων, που μπορούν να χειριστούν οι ημιαγωγοί ισχύος, και την αύξηση των ταχυτήτων μετάβασης. Επιπλέον, έχει διευρυνθεί σημαντικά και η αγορά των ηλεκτρονικών διατάξεων

ισχύος. Διάφορες εφαρμογές των ηλεκτρονικών συστημάτων ισχύος αναφέρονται στην επόμενη ενότητα.

## 1.2 Εφαρμογές ηλεκτρονικών συστημάτων ισχύος

Όπως αναφέρθηκε ο σκοπός των ηλεκτρονικών συστημάτων ισχύος είναι ο μετασχηματισμός των ηλεκτρικών μεγεθών, όπως είναι η μετατροπή της εναλλασσόμενης τάσης σε συνεχή, ή αντίστροφα η μετατροπή της συνεχούς τάσεως σε εναλλασσόμενη. Μέσω αυτών των μετατροπών επιτυγχάνεται η τροφοδοσία διαφόρων ηλεκτρικών φορτίων π.χ. μηχανών συνεχούς ρεύματος, μηχανών εναλλασσόμενου ρεύματος κλπ., όπου ιδιαίτερη σημασία έχει ο έλεγχος της ποσότητας ισχύος σε κάθε χρονική στιγμή ικανοποιώντας τις απαιτήσεις του χρήστη. Επίσης, οι διαδικασίες μετατροπής των ηλεκτρικών μεγεθών με ταυτόχρονη μετατροπή της ενέργειας, π.χ. ηλεκτρική σε μηχανική, πρέπει να διεκπεραιώνεται γρήγορα, αξιόπιστα, με υψηλές τιμές απόδοσης και συντελεστή ισχύος, καθώς και με μικρό κόστος.

Από τα προηγούμενα αντιλαμβανόμαστε ότι τα ηλεκτρονικά συστήματα ισχύος έχουν εφαρμογή σε όλο το φάσμα της ζωής μας, από το πιο απλό, ένα κινητό ή το φωτισμό ενός χώρου, έως το πιο σύνθετο, όπως συστήματα τροφοδοσίας αεροπλάνων/δορυφόρων και ανεμογεννητριών. Με λίγα λόγια, τα ηλεκτρονικά συστήματα ισχύος καλύπτουν μια μεγάλη περιοχή ισχύος, από λίγα mWatt έως μερικές εκατοντάδες MWatt. Ακολουθούν μερικά αντιπροσωπευτικά παραδείγματα εφαρμογής:

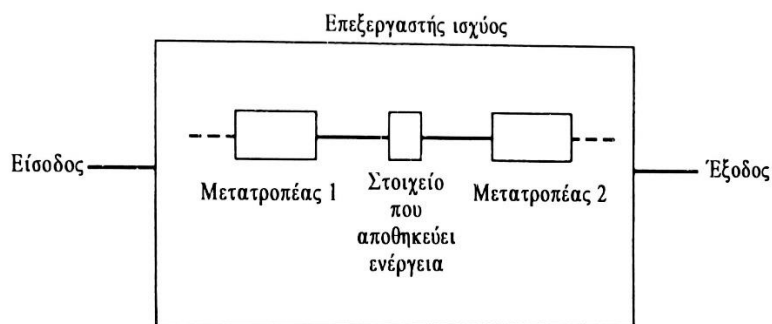
1. *Οικιακές*: Ψύξη/κατάψυξη, θέρμανση χώρων, κλιματισμός, μαγείρεμα, φωτισμός, ψυχαγωγικός εξοπλισμός και εξοπλισμός γραφείου.
2. *Εμπορικές*: Θέρμανση, εξαερισμός και κλιματισμός, κεντρική ψύξη, φωτισμός, υπολογιστές και εξοπλισμός γραφείου, αδιάλειπτη τροφοδοσία (UPS), ανελκυστήρες.
3. *Βιομηχανικές*: Αντλίες, συμπιεστές, στροβιλοσυμπιεστές και εξαεριστήρες, φωτισμός, εργαλειομηχανές, φούρνοι τόξου, επαγωγικοί φούρνοι, βιομηχανικά lasers, επαγωγική θέρμανση, συγκολλήσεις.
4. *Μεταφορές*: Ηλεκτροκίνητα οχήματα, φορτιστές μπαταριών, σιδηρόδρομοι (υπέργειοι και υπόγειοι), αυτοκίνητα, τραμ και τρόλεϋ.
5. *Κοινωνική συστήματα*: Μεταφορά υψηλής DC τάσης, διόρθωση συντελεστή ισχύος, ανανεώσιμες πηγές ενέργειας (ανεμογεννήτριες, φωτοβολταϊκά), συστήματα αποθήκευσης ενέργειας, υδραγωγεία.
6. *Διάστημα*: Τροφοδοσία συστημάτων τηλεπικοινωνίας, συστήματα τροφοδοσίας δορυφόρων, συστήματα τροφοδοσίας αεροσκαφών.
7. *Τηλεπικοινωνίες*: Φορτιστές μπαταριών, τροφοδοτικά (DC και UPS).

Ο λόγος της εκτεταμένης ζήτησης ηλεκτρονικών διατάξεων ισχύος οφείλεται σε αρκετούς παράγοντες, ορισμένοι είναι οι εξής:

1. *Εξοικονόμηση ενέργειας*: Το αυξανόμενο κόστος της ενέργειας και η ανάγκη προστασίας του περιβάλλοντος έδωσαν προτεραιότητα στην εξοικονόμηση ενέργειας. Οι αντλίες θερμότητας, τα κλιματιστικά μηχανήματα, όπου μέσω της εφαρμογής των ηλεκτρονικών διατάξεων ισχύος μπορούμε να ελέγχουμε τη θερμοκρασία και ανάλογα τη λειτουργία του μηχανήματος, είναι μερικά παραδείγματα για την εξοικονόμηση ενέργειας.
2. *Διακοπτικά τροφοδοτικά (DC) και τροφοδοτικά αδιάλειπτης λειτουργίας (UPS)*: Η πρόοδος της μικροηλεκτρονικής οδήγησε στην ανάπτυξη ηλεκτρονικών υπολογιστών, τηλεπικοινωνιακών συστημάτων και ηλεκτρονικών συστημάτων ευρείας κατανάλωσης. Όλα αυτά απαιτούν σταθεροποιημένη και συχνά αδιάλειπτη τροφοδοσία.
3. *Έλεγχος διαδικασιών και βιομηχανικοί αυτοματισμοί*: Η χρήση των Η/Υ στη βιομηχανία είναι ένας σημαντικός παράγοντας που καθιστά δυνατό τον έλεγχο διαδικασιών και την αυτοματοποίηση της βιομηχανίας.
4. *Μεταφορές*: Τα ηλεκτρικά οχήματα (τρένα, αυτοκίνητα, κα) απαιτούν φορτιστές μπαταριών οι οποίοι χρησιμοποιούν ηλεκτρονικές διατάξεις ισχύος.
5. *Εφαρμογές σχετικές με το σύστημα παραγωγής και μεταφοράς της ηλεκτρικής ενέργειας*: Μια τέτοια εφαρμογή είναι η μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας με γραμμές μεταφοράς υψηλής DC τάσης (HVDC). Στην αρχή της γραμμής μεταφοράς η τάση και το ρεύμα με τη συχνότητα της γραμμής μετατρέπονται σε DC. Στο τέλος της γραμμής το DC μετατρέπεται σε AC με τη συχνότητα του δικτύου. Ένα παράδειγμα για αυτό είναι η διασύνδεση των φωτοβολταϊκών και αιολικών συστημάτων με το εθνικό δίκτυο.

### **1.3 Τύποι μετατροπών ισχύος**

Οι επεξεργαστές ισχύος στην Εικόνα 1.1 αποτελούνται συνήθως από μια ή περισσότερες βαθμίδες μετατροπής ισχύος, όπως φαίνεται στην Εικόνα 1.2.



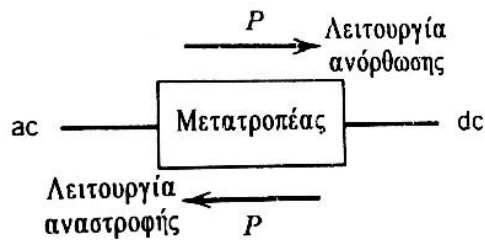
Εικόνα 1.2 - Λειτουργικό διάγραμμα του επεξεργαστή ισχύος

Η λειτουργία αυτών των βαθμίδων απεμπλέκεται στιγμιαία από στοιχεία που αποθηκεύουν ενέργεια, όπως είναι οι πυκνωτές και τα πηνία. Έτσι, η στιγμιαία ισχύς εισόδου δεν είναι ίση με τη στιγμιαία ισχύ εξόδου. Κάθε βαθμίδα που μετατρέπει ισχύ λέγεται μετατροπέας ισχύος. Άρα, ο μετατροπέας ισχύος είναι η βασική βαθμίδα του ηλεκτρονικού συστήματος ισχύος. Αυτός αποτελείται από ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος, τα οποία ελέγχονται από διάφορα ολοκληρωμένα κυκλώματα, που επεξεργάζονται μικρά σήματα, και πιθανόν από στοιχεία που αποθηκεύουν ενέργεια. Με βάση τη μορφή (ή τη συχνότητα) στις δυο πλευρές του μετατροπέα, δηλαδή στην είσοδο και στην έξοδο, οι μετατροπείς ισχύος μπορούν να διακριθούν στις εξής κατηγορίες:

1. *Μετατροπείς εναλλασσόμενης τάσης σε συνεχή τάση (AC-DC converters ή Rectifiers):* Αλλιώς ονομάζονται ανορθωτικές διατάξεις, μετατρέπουν την εναλλασσόμενη τάση, μιας ορισμένης ενεργού τιμής, συχνότητας και αριθμού φάσεων σε συνεχή τάση, συγκεκριμένης μέσης τιμής και πολικότητας. Στην περίπτωση αυτή η ηλεκτρική ενέργεια μεταφέρεται από ένα σύστημα εναλλασσόμενου σε ένα σύστημα συνεχούς τάσης.
2. *Μετατροπείς συνεχούς τάσης σε εναλλασσόμενη τάση (DC-AC converters ή Inverters):* Αλλιώς ονομάζονται αντιστροφείς, μετατρέπουν τη συνεχή τάση σε εναλλασσόμενη τάση συγκεκριμένης ενεργού τιμής, συχνότητας και αριθμού φάσεων. Στην περίπτωση αυτή η ηλεκτρική ενέργεια μεταφέρεται από ένα σύστημα συνεχούς τάσης σε ένα σύστημα εναλλασσόμενης τάσης.
3. *Μετατροπείς συνεχούς τάσης σε συνεχή τάση (DC-DC converters):* Μετατρέπουν τη συνεχή τάση συγκεκριμένης τιμής και πολικότητας σε συνεχή τάση άλλης τιμής και ενίοτε και άλλης πολικότητας. Στην περίπτωση αυτή η ηλεκτρική ενέργεια μεταφέρεται από το ένα σύστημα συνεχούς τάσης στο άλλο, το οποίο έχει διαφορετικά ηλεκτρικά χαρακτηριστικά.



4. *Μετατροπείς εναλλασσόμενης τάσης σε εναλλασσόμενη τάση (AC-AC converters):* Μετατρέπουν την εναλλασσόμενη τάση, μιας ορισμένης ενεργού τιμής, συχνότητας και αριθμού φάσεων σε εναλλασσόμενη τάση άλλης ενεργού τιμής, της ίδιας ή άλλης συχνότητας και ενίοτε άλλου αριθμού φάσεων. Στην περίπτωση αυτή η ηλεκτρική ενέργεια μεταφέρεται από το ένα σύστημα εναλλασσόμενου στο άλλο, το οποίο έχει διαφορετικά ηλεκτρικά χαρακτηριστικά.



Εικόνα 1.3 - Μετατροπέας AC-DC

Θα χρησιμοποιούμε τον όρο “μετατροπέας” ως γενικό όρο, για να αναφερόμαστε σε μια απλή βαθμίδα μετατροπής ισχύος, η οποία προκαλεί μια από τις προαναφερθείσες λειτουργίες. Πιο ειδικά, σε μια μετατροπή AC-DC και DC-AC, ο όρος “ανορθωτής” χρησιμοποιείται, όταν η ροή της μέσης ισχύος είναι από την AC πλευρά προς την DC πλευρά. Ο όρος “αντιστροφέας” χρησιμοποιείται, όταν η ροή της μέσης ισχύος είναι από την DC πλευρά προς την AC πλευρά. Στην πράξη η ροή της ισχύος σε έναν μετατροπέα είναι αμφίδρομη. Σ’ αυτές τις περιπτώσεις, όπως φαίνεται στην Εικόνα 1.3, χαρακτηρίζουμε τον μετατροπέα ανάλογα με τον τρόπο λειτουργίας του.

Μια άλλη κατηγοριοποίηση των ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος μπορεί να γίνει βάση του τρόπου μετάβασης των ηλεκτρονικών στοιχείων του μετατροπέα. Με βάση αυτό το κριτήριο έχουμε τις εξής 3 κατηγορίες:

1. *Μετατροπείς στη συχνότητα του δικτύου με φυσική μετάβαση (Natural-Commutated Converters ή Line-Commutated Converters):* Στους μετατροπείς αυτούς οι τάσεις του δικτύου στη μια πλευρά του μετατροπέα διευκολύνουν το άνοιγμα (off) των ημιαγωγικών διακοπών ισχύος. Κατά παρόμοιο τρόπο, οι διακόπτες κλείνουν (on), σε συγχρονισμό με την κυματομορφή της τάσης του δικτύου. Επομένως οι διακόπτες ανοίγουν και κλείνουν με τη συχνότητα των 50 ή 60 Hz του δικτύου.
2. *Διακοπτικοί μετατροπείς με εξαναγκασμένη μετάβαση (Force-Commutated Converters ή Self-Commutated Converters):* Στους μετατροπείς αυτούς οι ελεγχόμενοι διακόπτες του μετατροπέα ανοίγουν και κλείνουν σε υψηλές, σε σχέση με τη συχνότητα του δικτύου,

συχνότητες. Ανεξάρτητα από τη μεγάλη εσωτερική συχνότητα των μεταβάσεων του μετατροπέα, η συχνότητα της εξόδου του μπορεί να είναι είτε DC είτε συγκρίσιμη με τη συχνότητα του δικτύου.

3. *Μετατροπείς συντονισμού (Resonant Converters)*: Στους μετατροπείς αυτούς χρησιμοποιείται ένα κατάλληλα τοποθετημένο κύκλωμα συντονισμού με σκοπό να επιτυγχάνεται το άνοιγμα ή/και το κλείσιμο των ημιαγωγικών στοιχείων υπό μηδενικό ρεύμα ή/και μηδενική τάση και να περιορίζονται οι διακοπτικές απώλειες του μετατροπέα. Συνήθως η διακοπτική συχνότητα λειτουργίας των μετατροπέων αυτών είναι πολύ μεγαλύτερη από τη συχνότητα λειτουργίας των μετατροπέων που ανήκουν στις παραπάνω κατηγορίες αλλά έχουν πολυπλοκότερο κύκλωμα και πιο σύνθετη τεχνική ελέγχου και γι' αυτό χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές με ειδικές απαιτήσεις (συνήθως για αύξηση της απόδοσης της διάταξης).

## 2 Στοιχεία Ηλεκτρονικών Κυκλωμάτων

### 2.1 Εισαγωγή

Η δυνατότητα διαχείρισης αυξημένων ποσοτήτων ισχύος, η ευκολία ελέγχου και το μειωμένο κόστος των σύγχρονων ημιαγωγών ισχύος, σε σύγκριση με εκείνους του πρόσφατου παρελθόντος, έχουν καταστήσει τους μετατροπείς ισχύος οικονομικά εφικτούς, για ένα μεγάλο αριθμό εφαρμογών, και έχουν εγκαινιάσει ένα πλήθος από νέες τοπολογίες μετατροπέων. Για τη σαφή κατανόηση της πραγματοποιησιμότητας αυτών των νέων τοπολογιών και εφαρμογών, είναι σημαντικό να συγκριθούν τα χαρακτηριστικά των διαθέσιμων ημιαγωγών ισχύος.

Μπορούμε να θεωρήσουμε ότι τα ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος έχουν σχεδόν ιδανικές ιδιότητες. Οι ιδιότητες αυτές περιλαμβάνουν τα εξής:

1. Μεγάλες τάσεις διάσπασης
2. Μικρές τάσεις και αντιστάσεις στην κατάσταση αγωγιμότητας
3. Μικρούς χρόνους έναυσης και σβέσης
4. Ικανότητα κατανάλωσης μεγάλης ισχύος

Παρά τη σημαντική πρόοδο στην ανάπτυξη στοιχείων ισχύος, δεν υπάρχουν στοιχεία που να έχουν ταυτόχρονα όλες αυτές τις ιδιότητες. Σε όλα τα είδη στοιχείων, υπάρχει συμβιβασμός μεταξύ των τάσεων διάσπασης και απωλειών στην κατάσταση αγωγιμότητας. Επίσης, στα διπολικά στοιχεία (φορέων μειονότητας), υπάρχει συμβιβασμός μεταξύ των απωλειών στην κατάσταση αγωγιμότητας και των ταχυτήτων μετάβασης.

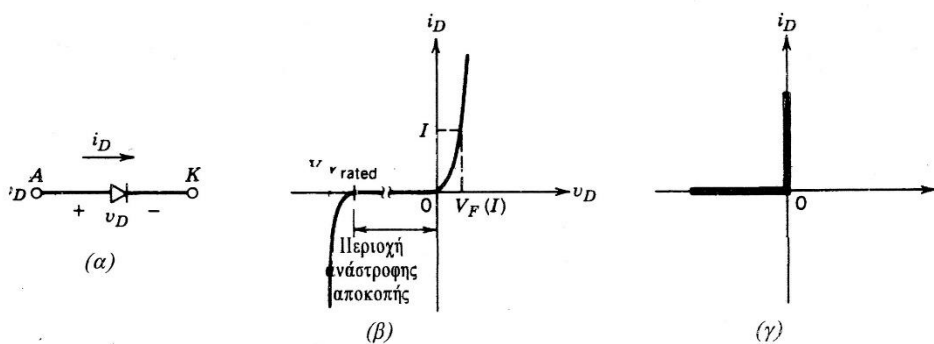
Αυτοί οι συμβιβασμοί σημαίνουν ότι δεν υπάρχει ένα είδος στοιχείου που να μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε όλες τις εφαρμογές. Οι απαιτήσεις για τη συγκεκριμένη εφαρμογή πρέπει να ταιριάζουν με τις ικανότητες των διαθέσιμων στοιχείων. Το γεγονός αυτό συχνά απαιτεί έξυπνες και νεωτεριστικές προσεγγίσεις στη σχεδίαση. Για παράδειγμα, για τον έλεγχο μεγαλύτερων ποσών ισχύος ίσως πρέπει να συνδυαστούν αρκετά στοιχεία εν παραλλήλω ή εν σειρά.

Στις επόμενες ενότητες θα γίνει μια σύντομη καταγραφή των χαρακτηριστικών τους και των δυνατοτήτων τάσης, ρεύματος και ταχύτητας μετάβασης των διαθέσιμων ημιαγωγών ισχύος. Θα αναπτυχθεί η λειτουργία, η κατασκευή και η συσκευασία των στοιχείων μεγάλης ισχύος. Συγκεκριμένα δε, θα παρουσιαστούν τα εξής στοιχεία: δίοδος, thyristor SCR, DIAC και TRIAC, transistor BJT και το IGBT.

## 2.2 Δίοδος

Στην ηλεκτρονική, η δίοδος είναι ένα στοιχείο που περιορίζει τη κατευθυντήρια ροή των φορέων αγωγιμότητας (charge carriers). Ουσιαστικά, η δίοδος επιτρέπει στο ηλεκτρικό ρεύμα να περάσει από τη μια κατεύθυνση, αλλά μπλοκάρει την κίνηση από την αντίθετη κατεύθυνση. Έτσι, η δίοδος μπορεί να θεωρηθεί ως μια ηλεκτρονική εκδοχή της βαλβίδας, η οποία, για παράδειγμα, σε ένα σωλήνα νερού, δεν επιτρέπει ροή αντίθετη από την επιθυμητή. Οπότε, τα κυκλώματα που απαιτούν ροή προς μία μόνο κατεύθυνση περιλαμβάνουν μία ή περισσότερες διόδους στη σχεδίαση του κυκλώματος. Οι πρώτες διόδους περιλάμβαναν κρυστάλλους cat's whisker και λυχνίες κενού. Σήμερα, οι περισσότερες διόδους είναι κατασκευασμένες από υλικά ημιαγωγών όπως πυρίτιο ή γερμάνιο.

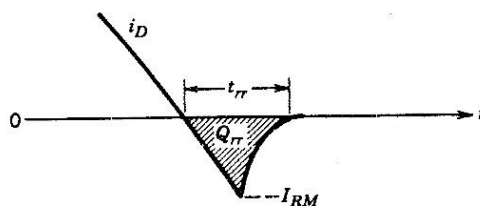
Στην Εικόνα 2.1 δίνονται το κυκλωματικό σύμβολο της διόδου και η στατική I-V χαρακτηριστική της ((α) και (β) αντίστοιχα). Όταν η δίοδος είναι ορθά πολωμένη, αρχίζει να άγει (κλείνει) με μια μικρή πτώση τάσης στα άκρα της, της τάξης του 1V. Όταν η δίοδος είναι ανάστροφα πολωμένη, και μέχρι η τάση στα άκρα της να γίνει ίση με την ανάστροφη τάση διάσπασης, διαρρέεται μόνο από ένα πολύ μικρό ρεύμα διαρροής. Κατά την κανονική λειτουργία της διόδου, η ανάστροφη τάση πόλωσης δε θα πρέπει να φτάνει την ονομαστική τιμή της τάσης διάσπασης.



Εικόνα 2.1 - Δίοδος: (α) σύμβολο, (β) I-V χαρακτηριστική, (γ) ιδανική χαρακτηριστική

Λαμβάνοντας υπόψη τα πολύ μικρά ρεύματα διαρροής στην κατάσταση αποκοπής (ανάστροφη πόλωση) και τη μικρή πτώση τάσης στην κατάσταση αγωγιμότητας (ορθή πόλωση) σε σύγκριση με τις τάσεις και τα ρεύματα λειτουργίας του κυκλώματος στο οποίο χρησιμοποιείται η δίοδος, η I-V χαρακτηριστική της διόδου μπορεί να εξιδανικευτεί, όπως φαίνεται στην Εικόνα 2.1γ. Η ιδανική αυτή χαρακτηριστική μπορεί να χρησιμοποιηθεί για την ανάλυση της τοπολογίας του μετατροπέα, αλλά δε θα έπρεπε να χρησιμοποιηθεί για τη σχεδίασή του στην

πράξη, για παράδειγμα, κατά τον υπολογισμό των απαιτήσεων απαγωγής θερμότητας για τη διάταξη.



Εικόνα 2.2 - Μετάβαση διόδου στην κατάσταση αποκοπής

Κατά το κλείσιμο, η διόδος μπορεί να θεωρηθεί ιδανικός διακόπτης, επειδή μεταβαίνει γρήγορα σε σύγκριση με τα μεταβατικά φαινόμενα που εμφανίζονται στο κύκλωμα ισχύος. Κατά το άνοιγμα όμως, όπως φαίνεται στην Εικόνα 2.2, το ρεύμα της διόδου αναστρέφεται για κάποιο χρονικό διάστημα, πριν μηδενιστεί. Το χρονικό διάστημα αυτό ονομάζεται *χρόνος ανάστροφης αποκατάστασης* (reverse recovery time)  $t_{rr}$ . Αυτό το αρνητικό ρεύμα ανάστροφης αποκατάστασης απαιτείται για να εξαλείψει την περίσσεια φορέων στη διόδο και να της επιτρέψει την αποκοπή. Σε επαγωγικά κυκλώματα, το ρεύμα ανάστροφης αποκατάστασης μπορεί να οδηγήσει σε υπερτάσεις. Στα περισσότερα κυκλώματα, αυτό το ανάστροφο ρεύμα δεν επηρεάζει τη χαρακτηριστική εισόδου/εξόδου του μετατροπέα και έτσι η διόδος μπορεί και πάλι να θεωρηθεί ιδανική κατά τη μετάβαση στην κατάσταση αγωγιμότητας. Για να ικανοποιηθούν οι απαιτήσεις των εφαρμογών, διατίθενται διάφορα είδη διόδων:

1. *Δίοδοι Schottky*: Οι διόδους αυτές χρησιμοποιούνται εκεί όπου απαιτείται μικρή ορθή πτώση τάσης (τυπική τιμή 0.3V), δηλαδή σε κυκλώματα με πολύ μικρή τιμή τάσης εξόδου. Αυτές οι διόδους έχουν περιορισμένες τάσεις διάσπασης μέχρι 50-100V.
2. *Δίοδοι ταχείας αποκατάστασης*: Αυτές σχεδιάζονται για χρήση σε κυκλώματα υψηλής συχνότητας σε συνδυασμό με ελεγχόμενους διακόπτες, όπου απαιτείται μικρός χρόνος ανάστροφης αποκατάστασης. Στα επίπεδα ισχύος αρκετών εκατοντάδων volt και αρκετών εκατοντάδων amperes, τέτοιες διόδους έχουν ονομαστικούς χρόνους  $t_{rr}$  μικρότερους από μερικά μsec.
3. *Δίοδοι συχνότητας δικτύου*: Η τάση (πτώση τάσης) αγωγιμότητας αυτών των διόδων σχεδιάζεται, ώστε να είναι η μικρότερη δυνατή και κατά συνέπεια έχουν μεγαλύτερους χρόνους  $t_{rr}$ , που είναι αποδεκτοί μόνο για εφαρμογές στη συχνότητα του δικτύου. Οι διόδους αυτές διατίθενται με ονομαστικές τάσεις διάσπασης αρκετών kV και ονομαστικά ρεύματα αρκετών kA. Επιπλέον, μπορούν να συνδεθούν σε σειρά ή και παράλληλα, για να ικανοποιήσουν οποιαδήποτε απαίτηση τάσης και ρεύματος.

Η δίοδος έχει ένα ευρύ φάσμα εφαρμογών, μερικές αναφέρονται παρακάτω:

1. *Διαμόρφωση ραδιοφωνικών κυμάτων*: Η πρώτη χρήση της δίοδου ήταν η αποδιαμόρφωση των διαμορφωμένων κατά πλάτος (AM) ραδιοφωνικών εκπομπών. Συνοπτικά, ένα σήμα AM αποτελείται από θετικές και αρνητικές κορυφές που εναλλάσσονται, των οποίων το πλάτος είναι ανάλογο με το πλάτος του αρχικού ηχητικού σήματος, αλλά του οποίου η μέση τιμή είναι μηδέν. Η δίοδος (αρχικά μια κρυσταλλική δίοδος) ανορθώνει το σήμα AM, αφήνοντας ένα σήμα του οποίου η μέση τιμή είναι το επιθυμητό ηχητικό σήμα. Η μέση τιμή εξάγεται χρησιμοποιώντας ένα απλό ηλεκτρονικό φίλτρο και εισάγεται σε ένα ηχητικό transducer, ο οποίος παράγει ήχο.
2. *Μετατροπή ισχύος*: Οι ανορθωτές κατασκευάζονται από δίοδους, οι οποίες χρησιμοποιούνται για να μετατρέψουν το εναλλασσόμενο ρεύμα (AC) σε συνεχές ρεύμα (DC).
3. *Προστασία από υπέρταση ρεύματος*: Οι δίοδοι χρησιμοποιούνται συχνά για να διοχετεύσουν καταστροφικές υψηλές τάσεις μακριά από ευαίσθητες ηλεκτρονικές συσκευές. Συνήθως, υπό κανονικές συνθήκες είναι ανάστροφης πολικότητας. Όταν η τάση αυξηθεί, η δίοδος γίνεται ορθής πολικότητας. Επίσης πολλά ολοκληρωμένα κυκλώματα χρησιμοποιούν δίοδους στις επαφές σύνδεσης για να προστατεύσουν τα ευαίσθητα τρανζίστορ τους από εξωτερικές υψηλές τάσεις
4. *Λογικές πύλες*: Οι δίοδοι μπορούν να συνδυαστούν με άλλα στοιχεία για να κατασκευάσουν πύλες λογικής και ειδικά πύλες λογικού AND και λογικού OR.
5. *Ανιχνευτές ιονικής ακτινοβολίας*
6. *Μέτρηση θερμοκρασίας*: Μια δίοδος μπορεί να χρησιμοποιηθεί και ως συσκευή μέτρησης της θερμότητας, αφού η ορθή πτώσης τάσης της δίοδου εξαρτάται από τη θερμοκρασία. Αυτή η συσχέτιση με τη θερμοκρασία προκύπτει από τη σχέση της ιδανικής δίοδου του Shockley και τυπικά είναι περίπου με  $-2.2\text{mV}$  ανά βαθμό Κελσίου.

### 2.3 Thyristor

Ο όρος “thyristor” (ή θυρίστορ) προσδιορίζει μια περιοχή υλικών σταθερής κατάστασης τα οποία χρησιμοποιούνται ως ηλεκτρικοί ελεγχόμενοι διακόπτες. Κάθε μία από αυτές τις συσκευές μπορεί να μεταβάλλεται μεταξύ μιας αγωγίμης (on) κατάστασης και μιας μη αγωγίμης (off) κατάστασης, ώστε να επιτρέπει ή να σταματά τη διέλευση ηλεκτρικού ρεύματος. Επιπλέον, κάποια thyristor έχουν τη δυνατότητα να διακόπτουν τη ροή του

ρεύματος, σε μία κατεύθυνση, ενώ άλλα thyristor δύνανται να διακόπτουν τη ροή του ρεύματος, σε κάθε κατεύθυνση.

Τα thyristor χρησιμοποιούνται, ευρέως, σε εφαρμογές, όπου πρέπει να ελεγχθεί φορτίο ισχύος DC και AC. Αυτές οι συσκευές χρησιμοποιούνται, συχνά, για να τροφοδοτήσουν ένα συγκεκριμένο ποσό ισχύος σε ένα φορτίο ή για να το αφαιρέσουν, εντελώς, από το φορτίο. Εν τούτοις, χρησιμοποιούνται, επίσης, για να κανονικοποιήσουν ή να προσαρμόσουν το παρεχόμενο ποσό ισχύος, σε ένα συγκεκριμένο φορτίο. Για παράδειγμα, ένα thyristor μπορεί να χρησιμοποιηθεί, απλώς, για να “ξεκινήσει” ή να “σταματήσει” ένα ηλεκτρικό κινητήρα ή μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να ρυθμίσει την ταχύτητα ή τη ροπή στρέψης του κινητήρα, σε μία ευρεία περιοχή λειτουργίας.

Τα thyristor δεν πρέπει να συγχέονται με τα διπολικά transistor. Παρόλο που τα transistor μπορούν να χρησιμοποιηθούν ως ηλεκτρονικοί διακόπτες, οι συσκευές αυτές δεν είναι τόσο επαρκείς και δεν έχουν την ικανότητα χειρισμού ισχύος των thyristor. Τα thyristor είναι συσκευές που χρησιμοποιούνται ρητώς, για τον έλεγχο της ηλεκτρικής ισχύος, ενώ τα transistor χρησιμοποιούνται, πρωτίστως, για να παρέχουν ενίσχυση.

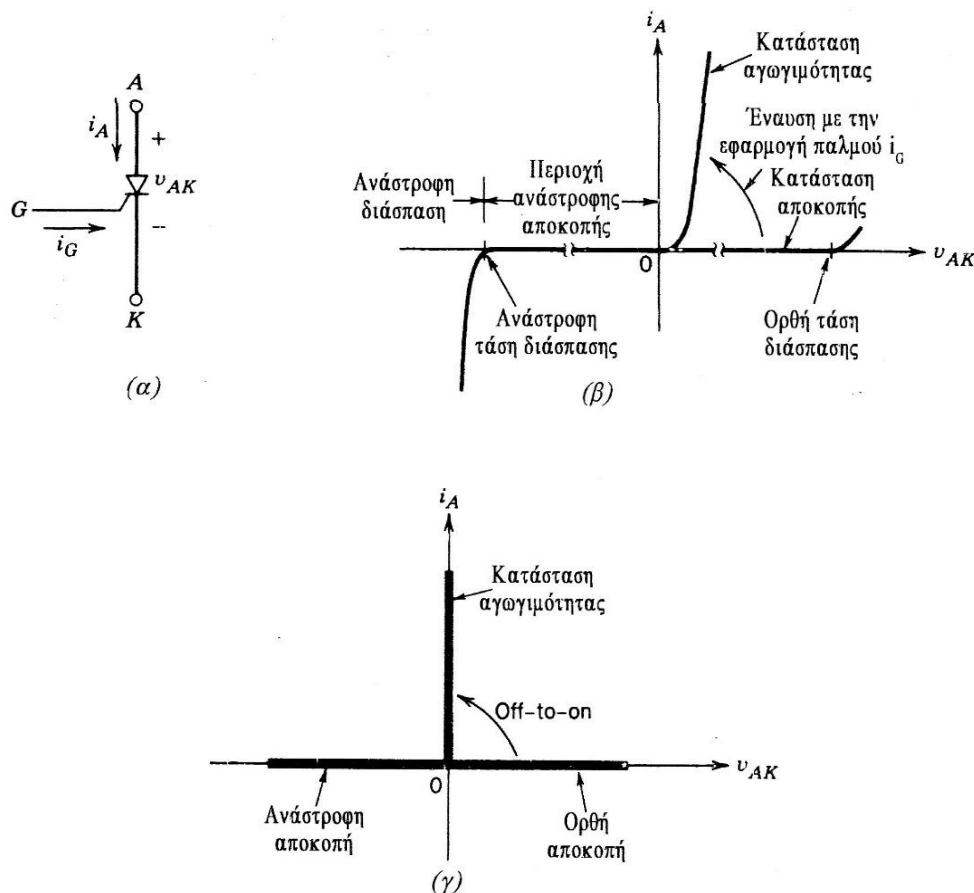
Μια μεγάλη ποικιλία από thyristors είναι διαθέσιμη σήμερα, πολλές από αυτές τις συσκευές έχουν παρόμοια ή συγγενή χαρακτηριστικά. Τα thyristor που χρησιμοποιούνται, κυρίως, και θα αναλυθούν παρακάτω, είναι τα εξής: οι ελεγχόμενοι ανορθωτές πυριτίου (SCR - Silicon Controlled Rectifier), οι αμφίδρομες τρίοδοι (TRIAC - Triode for Alternating Current) και οι αμφίδρομες δίοδοι σκανδαλισμού (DIAC - Diode for Alternating Current).

### **2.3.1 SCR (Silicon Controlled Rectifier – Ελεγχόμενοι Ανορθωτές Πυριτίου)**

Οι ελεγχόμενοι ανορθωτές πυριτίου είναι το δημοφιλέστερο μέλος της οικογένειας των thyristor. Αυτή η συσκευή αναφέρεται συχνά ως SCR. Σε αντίθεση με το διπολικό transistor, που έχει δύο επαφές και παρέχει ενίσχυση, ο SCR έχει τρεις επαφές και χρησιμοποιείται ως διακόπτης. Όπως συνεπάγεται από το όνομά του, η συσκευή είναι ένας ανορθωτής, ο οποίος άγει ρεύμα σε μία μόνο κατεύθυνση. Εν τούτοις, μπορεί να μετατραπεί έτσι, ώστε να άγει (turn on) ή να σταματήσει να άγει (turn off), με σκοπό να χρησιμοποιηθεί ως διακόπτης για τον έλεγχο του ηλεκτρικού ρεύματος.

Το κυκλωματικό σύμβολο του thyristor και η I-V χαρακτηριστική του δίνονται στην Εικόνα 2.3 ((α) και (β) αντίστοιχα). Το κύριο ρεύμα ρέει από την άνοδο (A) προς την κάθοδο (K). Στην κατάσταση αποκοπής, το thyristor μπορεί να αποκόπτει μια ορθή τάση και να μην άγει, όπως φαίνεται από το τμήμα αποκοπής της I-V χαρακτηριστικής της Εικόνα 2.3β.

Το thyristor μπορεί να κλείσει με την εφαρμογή ενός σύντομου θετικού παλμού ρεύματος στην πύλη, με την προϋπόθεση ότι είναι σε κατάσταση ορθής αποκοπής (ορθά πολωμένο). Η σχέση ρεύματος-τάσης που προκύπτει φαίνεται στο τμήμα αγωγιμότητας της I-V χαρακτηριστικής στην Εικόνα 2.3β. Η ορθή πτώση τάσης στο thyristor, όταν αυτό είναι κλειστό, είναι μόνο μερικά volt (τυπικά 1 έως 3V ανάλογα με την ονομαστική τιμή της τάσης διάσπασης του στοιχείου).



Εικόνα 2.3 - Thyristor: (α) σύμβολο, (β) I-V χαρακτηριστικές, (γ) ιδανικές χαρακτηριστικές

Εφόσον το thyristor κλείσει, παραμένει κλειστό και το ρεύμα της πύλης μπορεί να πάψει να εφαρμόζεται. Το thyristor δεν μπορεί να ανοίξει από την πύλη και άγει όπως η δίοδος. Το thyristor ανοίγει και το ρεύμα του μηδενίζεται μόνο όταν το ρεύμα ανόδου τείνει να γίνει αρνητικό, υπό την επίδραση του κυκλώματος μέσα στο οποίο βρίσκεται. Αυτό επιτρέπει στην πύλη να ανακτήσει τον έλεγχο, για να κλείσει και πάλι το thyristor σε κάποια ελεγχόμενη χρονική στιγμή, εφόσον αυτό επανέλθει σε κατάσταση ορθής αποκοπής.

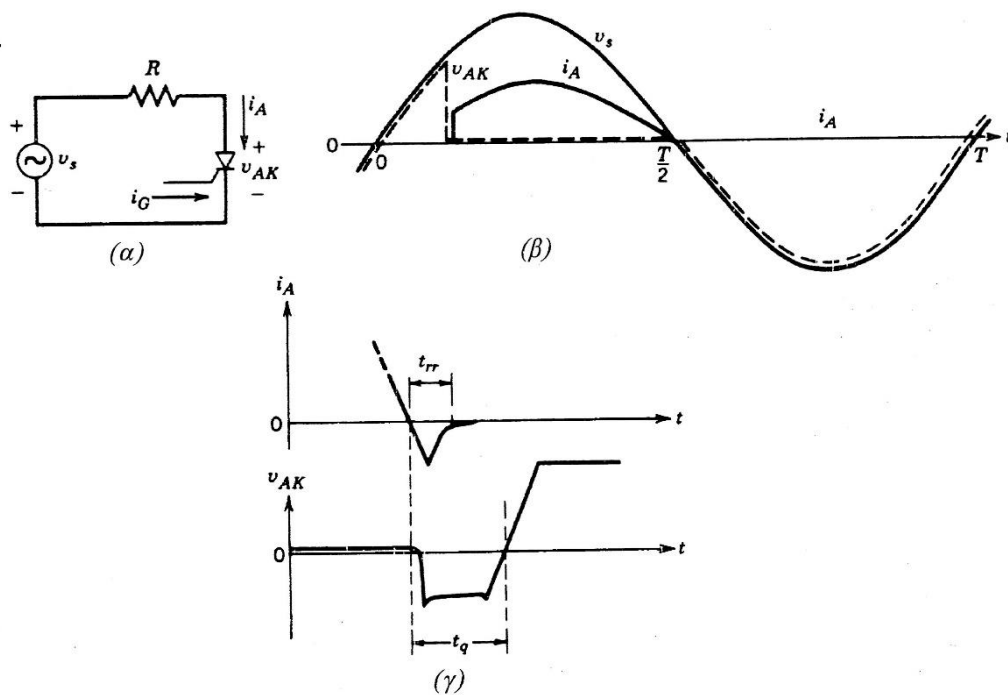
Σε ανάστροφη πόλωση και τάσεις κάτω από την ανάστροφη τάση διάσπασης, μόνο ένα ασήμαντα μικρό ρεύμα διαρροής περνάει από το thyristor, όπως φαίνεται στην Εικόνα 2.3β. Συνήθως οι προδιαγραφές τάσης του thyristor για τις ορθές και ανάστροφες τάσεις αποκοπής



είναι ίδιες. Οι προδιαγραφές ρεύματος του thyristor δίνονται με τη μέγιστη ενεργό (rms) και τη μέση τιμή των ρευμάτων που μπορεί να άγει.

Κατά την ανάλυση των τοπολογιών των μετατροπέων, χρησιμοποιώντας τα ίδια επιχειρήματα όπως και στις διόδους, το thyristor μπορεί να παρασταθεί με τις ιδανικές χαρακτηριστικές που δίνονται στην Εικόνα 2.3γ.

Σε μια εφαρμογή, όπως είναι το απλό κύκλωμα στην Εικόνα 2.4α, έλεγχος της χρονικής στιγμής έναρξης της αγωγής ρεύματος μπορεί να ασκηθεί μόνο κατά τη διάρκεια της θετικής ημιπεριόδου της τάσης της πηγής. Τη στιγμή που το ρεύμα του thyristor τείνει να αναστραφεί, δηλαδή όταν η τάση της πηγής γίνεται αρνητική, το ρεύμα του ιδανικού thyristor θα μηδενιζόταν αμέσως μετά τη χρονική στιγμή  $t=T/2$ , όπως φαίνεται στην κυματομορφή στην Εικόνα 2.4β.



Εικόνα 2.4 - Thyristor: (α) κύκλωμα, (β) κυματομορφές, (γ) χρόνος σβέσης  $t_q$

Όμως, όπως προδιαγράφεται στα φυλλάδια των κατασκευαστών (data sheets) των thyristor και παρίσταται με την κυματομορφή στην Εικόνα 2.4γ, το ρεύμα του thyristor αναστρέφεται πριν μηδενιστεί. Εδώ, η σημαντική παράμετρος δεν είναι ο χρόνος  $t_r$  που χρειάζεται το ρεύμα για να μηδενιστεί οριστικά από τις αρνητικές του τιμές, αλλά μάλλον το χρονικό διάστημα σβέσης (turn-off time interval)  $t_q$ , που ορίζεται στην Εικόνα 2.4γ από το μηδενισμό του ρεύματος μέχρι το μηδενισμό της τάσης στα άκρα του thyristor. Κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος

$t_q$ , πρέπει να διατηρείται μια ανάστροφη τάση στα άκρα του thyristor και μόνο μετά από χρόνο  $t_q$  μπορεί το thyristor να θεωρηθεί ανοιχτό, δηλαδή μπορεί να αποκόψει μια ορθή τάση χωρίς να τεθεί σε κατάσταση αγωγιμότητας. Αν εφαρμοστεί μια ορθή τάση στο thyristor πριν περάσει αυτό το διάστημα, τότε αυτό μπορεί να κλείσει πρόωρα και μπορεί να προκληθεί βλάβη σ' αυτό ή/και το κύκλωμα. Στα φυλλάδια των thyristor ο χρόνος  $t_q$  προδιαγράφεται για μια καθορισμένη ανάστροφη τάση που εφαρμόζεται για όλο αυτό το χρονικό διάστημα, καθώς επίσης, και για έναν καθορισμένο ρυθμό ανόδου της τάσης μετά το πέρας αυτού του χρονικού διαστήματος. Αυτό το χρονικό διάστημα  $t_q$  ονομάζεται μερικές φορές και *ελάχιστος χρόνος επανέντασης* (circuit-commutated-recovery time) του thyristor.

Για να ικανοποιηθούν οι απαιτήσεις των εφαρμογών, διατίθενται διάφορα είδη thyristors. Εκτός από τις προδιαγραφές της τάσης και του ρεύματος, το χρόνο σβέσης  $t_q$  και την ορθή πτώση τάσης, υπάρχουν και άλλα χαρακτηριστικά που πρέπει να ληφθούν υπόψιν, όπως ο ρυθμός ανόδου του ρεύματος ( $di/dt$ ) κατά την έναυση και ο ρυθμός ανόδου της τάσης ( $dv/dt$ ) κατά τη σβέση.

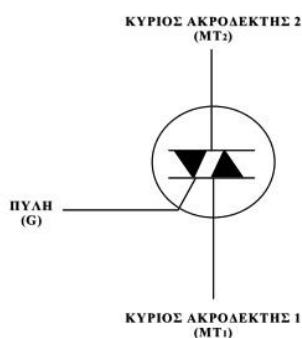
### **2.3.2 TRIAC (Triode for Alternating Current - Αμφίδρομες Τρίοδοι)**

Ο ελεγχόμενος ανορθωτής πυριτίου (SCR), που περιεγράφηκε προηγουμένως, είναι ικανός να ελέγχει ρεύμα σε μία κατεύθυνση, επομένως, είναι συσκευή μίας κατεύθυνσης. Ο SCR χρησιμοποιείται σε πολλές εφαρμογές, οι οποίες περιλαμβάνουν έλεγχο τόσο συνεχών όσο και εναλλασσόμενων ρευμάτων. Δυστυχώς, όταν χρησιμοποιείται σε AC εφαρμογές, ένας απλός SCR είναι ικανός να λειτουργεί μόνο σε εναλλαγή κάθε AC κύκλου εισόδου. Για την επίτευξη πλήρους ελέγχου, είναι απαραίτητο να χρησιμοποιηθούν δύο SCR συνδεδεμένοι παραλλήλως ή να μετατραπεί ολόκληρος κάθε AC κύκλος, σε ένα παλμικό DC σήμα, πριν αυτό τροφοδοτήσει ένα απλό SCR.

Στις εφαρμογές όπου είναι απαραίτητο να επιτύχουμε πλήρη έλεγχο ενός AC σήματος, είναι πολύ πιο εύκολο να χρησιμοποιήσουμε μία συσκευή, γνωστή ως αμφίδρομο τριοδικό thyristor. Αυτή η συσκευή είναι πιο γνωστή ως TRIAC. Το TRIAC έχει τα ίδια χαρακτηριστικά διακόπτη, όπως ένας SCR, εν τούτοις, επιδεικνύει αυτά τα χαρακτηριστικά και στις δύο κατευθύνσεις. Αυτό κάνει το TRIAC ισοδύναμο με δύο SCR συνδεδεμένα παραλλήλως, αλλά σε αντίθετες κατευθύνσεις.

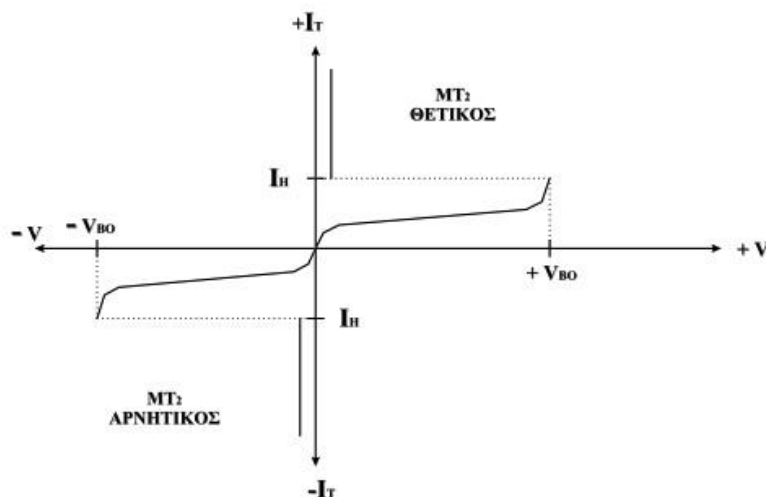
Το TRIAC επομένως, χρησιμοποιείται ευρέως για τον έλεγχο εφαρμογής AC ισχύος σε διάφορους τύπους φορτίων ή κυκλωμάτων. Οι συνθήκες που απαιτούνται για την ενεργοποίηση ή απενεργοποίηση ενός TRIAC, σε οποιαδήποτε κατεύθυνση, είναι παρόμοιες

με τις συνθήκες που απαιτούνται για τον έλεγχο του SCR. Αμφότερες οι συσκευές μπορούν να ενεργοποιηθούν, από ένα ρεύμα πύλης και να απενεργοποιηθούν, μειώνοντας τα ανοδικά ρεύματα λειτουργίας, κάτω από τις σχετικές τιμές συγκράτησής τους. Στην περίπτωση του SCR, το ρεύμα πρέπει να ρέει στην ορθή κατεύθυνση, από την κάθοδο προς την άνοδο. Εν τούτοις, το TRIAC είναι σχεδιασμένο να άγει και ορθά και ανάστροφα ρεύματα, δια μέσω των κυρίων ακροδεκτών του.



Εικόνα 2.5 - Σύμβολο του TRIAC

Το κυκλωματικό σύμβολο του TRIAC και η I-V χαρακτηριστική του δίνονται στην Εικόνα 2.5 και Εικόνα 2.6 αντίστοιχα. Όπως φαίνεται και από το σύμβολο, έχουμε δύο παράλληλες διόδους, συνδεδεμένες σε αντίθετες κατευθύνσεις, με ένα απλό ακροδέκτη συνδεδεμένο. Η συσκευή, συνήθως, τοποθετείται μέσα σε ένα κύκλο, όπως φαίνεται, και οι κύριοι ακροδέκτες του, κάποιες φορές, σημειώνονται ως  $MT_1$  και  $MT_2$ .



Εικόνα 2.6 - I-V χαρακτηριστικές ενός TRIAC

Η χαρακτηριστική καμπύλη I-V δείχνει τη σχέση μεταξύ της ροής ρεύματος διαμέσου των κυρίων ακροδεκτών του, σε κάθε κατεύθυνση (συμβολίζονται ως  $+I_T$  και  $-I_T$ ) και της παρεχόμενης τάσης στους κύριους ακροδέκτες του, σε κάθε κατεύθυνση (συμβολίζονται ως

+V και -V). Επιπλέον, αυτή η καμπύλη σχεδιάστηκε δίχως ροή ρεύματος διαμέσου του TRIAC και ο κύριος ακροδέκτης 1 χρησιμοποιήθηκε ως σημείο αναφοράς, για όλες τις τιμές τάσης και ρεύματος.

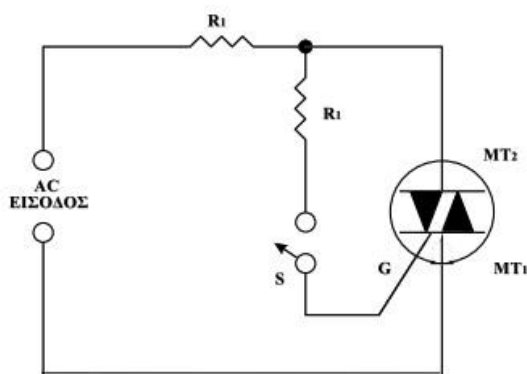
Στην εικόνα βλέπουμε ότι όταν ο κύριος ακροδέκτης ( $MT_2$ ) είναι θετικός σε σχέση με τον  $MT_1$  (ή όταν η τάση τροφοδοσίας είναι ίση με +V), το ρεύμα διαμέσου της συσκευής ( $+I_T$ ) παραμένει σε μία χαμηλή τιμή διαρροής, έως ότου η +V ξεπεράσει την τάση διάσπασης ( $+V_{BO}$ ) της συσκευής. Σε αυτή την περίπτωση, το TRIAC μεταβαίνει από τη μη αγωγίμη στην αγωγίμη κατάσταση και το  $+I_T$  μειώνεται, ουσιαστικώς, από την εξωτερική αντίσταση του κυκλώματος. Το TRIAC πρέπει να παραμείνει στην αγωγίμη κατάσταση, έως ότου το  $+I_T$  μειωθεί κάτω από την τιμή ενός συγκεκριμένου ρεύματος συγκράτησης ( $I_H$ ), όπως φαίνεται. Αυτό είναι ακριβώς ότι συμβαίνει, όταν ένας SCR υπόκειται σε μία ορθή τάση, η οποία υπερβαίνει τη σχετική της ορθή τάση διάσπασης.

Όταν ο  $MT_2$  είναι αρνητικός σε σχέση με τον  $MT_1$ , το TRIAC παρουσιάζει την ίδια βασική I-V χαρακτηριστική, εφόσον το ρεύμα διαμέσου της συσκευής ( $-I_T$ ) παραμένει σε μία χαμηλή τιμή διαρροής, έως ότου η -V υπερβεί την τιμή διάσπασης ( $-V_{BO}$ ) της συσκευής. Σε αυτή τη στιγμή, το TRIAC μεταβαίνει από τη μη αγωγίμη στην αγωγίμη κατάσταση και παραμένει έτσι, ώσπου το  $-I_T$  πέσει κάτω από το  $I_H$ .

Η καμπύλη I-V στην εικόνα, επομένως, δείχνει ότι το TRIAC παρουσιάζει τα χαρακτηριστικά ενός SCR, σε οποιαδήποτε κατεύθυνση. Εν τούτοις, αυτή η καμπύλη δε δείχνει, πως η πύλη του TRIAC χρησιμοποιείται για να ελέγχει τη λειτουργία του. Όπως στον SCR που περιεγράφηκε προηγουμένως, η τάση διάσπασης του TRIAC (σε οποιαδήποτε κατεύθυνση) μπορεί να μεταβληθεί, ελέγχοντας το ποσό του ρεύματος πύλης, που ρέει διαμέσου της συσκευής. Όταν το ρεύμα πύλης αυξάνεται, η τάση διάσπασης ελαττώνεται. Εν τούτοις, υπάρχει ακόμη μία πολύ σημαντική διαφορά μεταξύ των χαρακτηριστικών λειτουργίας πύλης του SCR και εκείνων ενός TRIAC. Το SCR πάντα απαιτεί μια θετική τάση πύλης, αλλά το TRIAC ανταποκρίνεται είτε σε θετική, είτε σε αρνητική τάση πύλης. Με άλλα λόγια, η τάση διάσπασης του TRIAC (σε οποιαδήποτε κατεύθυνση) μπορεί να ελαττωθεί, κάνοντας την πύλη πιο θετική ή πιο αρνητική, σε σχέση με τον  $MT_1$ , ο οποίος χρησιμοποιείται ως ακροδέκτης αναφοράς. Αυτή η θετική ή αρνητική τάση πύλης, αντιστοίχως, παράγει ένα ρεύμα πύλης, το οποίο ρέει έξω από ή προς τον αγωγό σύνδεσης της πύλης. Αυτά τα ρεύματα, με τη σειρά τους, ρυθμίζουν το σημείο στο οποίο η συσκευή ενεργοποιείται.

Όπως το SCR, το TRIAC συνήθως υπόκειται σε τάσεις λειτουργίας, οι οποίες είναι μικρότερες από την τάση διάσπασής του (σε οποιαδήποτε κατεύθυνση). Η συσκευή ενεργοποιείται, υποβάλλοντάς την, σε ένα επαρκώς υψηλό ρεύμα πύλης, το οποίο ρέει προς ή από τον αγωγό σύνδεσης πύλης. Η συσκευή απενεργοποιείται, απλώς ελαττώνοντας το ρεύμα λειτουργίας της ( $+I_T$  ή  $-I_T$ ) κάτω από τη σχετική τιμή του  $I_H$ . Το TRIAC είναι περισσότερο ευαίσθητο, όταν υποβάλλεται σε τιμές  $+V$  και  $+I_T$ , σε συνδυασμό με θετική τάση πύλης. Υπό αυτές τις συνθήκες, η συσκευή απαιτεί το ελάχιστο ρεύμα πύλης, για να ενεργοποιηθεί για κάθε δεδομένη τιμή  $+V$ . Άλλοι συνδυασμοί τάσεων λειτουργίας και ρευμάτων λειτουργίας έχουν ως αποτέλεσμα μία απώλεια ευαισθησίας. Για να βοηθήσουν το σχεδιαστή του κυκλώματος να προσδιορίσει τις απαραίτητες συνθήκες για την ενεργοποίηση ενός TRIAC, οι κατασκευαστές αυτών των στοιχείων, συνήθως, καθορίζουν ελάχιστες ή τυπικές τιμές του ρεύματος πύλης (σε οποιαδήποτε κατεύθυνση), που απαιτούνται για την ενεργοποίηση της συσκευής. Αυτές οι τιμές δίνονται για μία συγκεκριμένη τάση λειτουργίας, η οποία παρέχεται πρώτα στη μία κατεύθυνση και μετά στην άλλη ( $+V$  και  $-V$ ). Με αυτήν την πληροφορία, ο σχεδιαστής του κυκλώματος διασφαλίζει ότι επαρκές ρεύμα πύλης χρησιμοποιείται για να ενεργοποιηθεί το TRIAC, την κατάλληλη στιγμή. Όπως και στα κυκλώματα SCR, αυτό το ρεύμα πύλης χρειάζεται να εφαρμοσθεί, στιγμιαίως, για να προκαλέσει την αλλαγή κατάστασης του TRIAC.

Καθώς το TRIAC άγει σε οποιαδήποτε κατεύθυνση, προσφέρεται περισσότερο για εφαρμογές όπου πρέπει να ελεγχθεί η AC ισχύς. Η συσκευή μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως ένας AC διακόπτης ή μπορεί να χρησιμοποιηθεί για τον έλεγχο του ποσού AC ισχύος, που παρέχεται σε ένα φορτίο. Ένα τυπικό παράδειγμα της χρήσης του, ως ένας AC διακόπτης, φαίνεται στην Εικόνα 2.7.



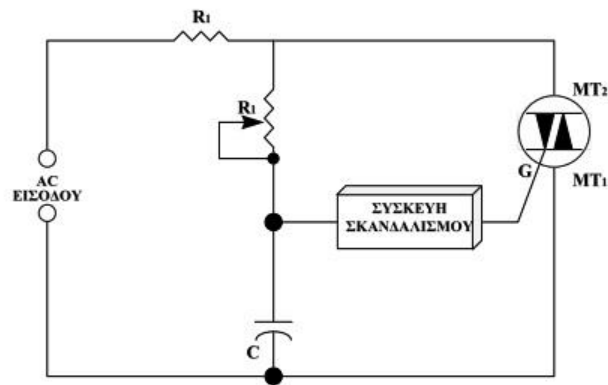
Εικόνα 2.7 - Απλός AC διακόπτης

Το κύκλωμα αυτό μπορεί να τροφοδοτήσει ολόκληρη την τάση εισόδου, στην αντίσταση φορτίου  $R_1$  ή να την αφαιρέσει εντελώς, όταν ο διακόπτης  $S$  είναι κλειστός ή ανοικτός,

αντιστοίχως. Όταν ο διακόπτης  $S$  είναι ανοικτός, το TRIAC δε μπορεί να άγει ούτε στις θετικές, ούτε στις αρνητικές εναλλαγές κάθε AC κύκλου εισόδου. Αυτό συμβαίνει διότι η τάση εισόδου δεν υπερβαίνει την τάση διάσπασης του TRIAC, σε οποιαδήποτε κατεύθυνση. Εν τούτοις, όταν ο διακόπτης  $S$  είναι κλειστός, η αντίσταση  $R_1$  επιτρέπει αρκετό ρεύμα πύλης να ρέει διαμέσου του TRIAC, σε κάθε εναλλαγή, για να διασφαλίσει ότι η συσκευή είναι ενεργοποιημένη. Το TRIAC, επομένως, παρέχει ολόκληρη τη διαθέσιμη ισχύ εισόδου στο φορτίο, το πλεονέκτημα αυτού του κυκλώματος είναι ότι ένα μικρό ρεύμα πύλης μπορεί να ελέγξει ένα μεγάλο ρεύμα φορτίου.

Ένα τυπικό κύκλωμα TRIAC, που μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να μεταβάλλει το ποσό της AC ισχύος, που παρέχεται σε ένα φορτίο, φαίνεται στην Εικόνα 2.8. Το κύκλωμα αυτό αναφέρεται ως *κύκλωμα ελέγχου φάσεως πλήρους κύματος* (full-wave phase, control circuit). Το TRIAC μεταβαίνει στην περιοχή αγωγιμότητας και στις θετικές και στις αρνητικές εναλλαγές κάθε AC κύκλου εισόδου, ενώ το SCR στην Εικόνα 2.4α, άγει μόνο στις θετικές εναλλαγές. Επίσης, μία ειδική συσκευή σκανδαλισμού χρησιμοποιείται για να διασφαλίσει ότι το TRIAC ενεργοποιείται στην κατάλληλη στιγμή.

Ο πυκνωτής  $C$  φορτίζεται διαμέσου της  $R_1$ , πρώτα στη μία κατεύθυνση και μετά στην άλλη, κατά των θετικών και των αρνητικών εναλλαγών του AC σήματος εισόδου. Κατά τη διάρκεια κάθε εναλλαγής, το TRIAC ενεργοποιείται, όταν η τάση στον πυκνωτή  $C$  ξεπεράσει την απαιτούμενη τιμή. Εν τούτοις, η τάση αυτή δεν παρέχεται απευθείας στους ακροδέκτες της πύλης και του  $MT_1$  του TRIAC. Αντιθέτως, παρέχεται διαμέσου μιας ειδικής συσκευής σκανδαλισμού, η οποία έχει αμφίδρομα διακοπτόμενα χαρακτηριστικά. Συσκευή σκανδαλισμού μπορεί να είναι κάθε στοιχείο, που μπορεί να ενεργοποιεί ή να άγει, όταν υπόκειται σε μία συγκεκριμένη τιμή τάσης και να απενεργοποιεί, όταν η τάση μειώνεται σε μία μικρότερη τιμή. Μία από τις ευρύτερα χρησιμοποιούμενες συσκευές σκανδαλισμού θα περιγραφεί αργότερα. Εν τούτοις, στην παρούσα στιγμή, θα υποθέσουμε απλώς ότι η συσκευή είναι ένα στοιχείο σταθερής κατάστασης, με τα διακοπτόμενα χαρακτηριστικά που μόλις περιεγράφηκαν.



Εικόνα 2.8 - Κύκλωμα ελέγχου φάσεως πλήρους κύματος

Κατά τη διάρκεια κάθε εναλλαγής, η τάση στον πυκνωτή C ανεβαίνει σε ένα επίπεδο, όπου ενεργοποιείται η συσκευή σκανδαλισμού. Αυτό προκαλεί τη στιγμιαία ροή ρεύματος, διαμέσου του αγωγού σύνδεσης της πύλης του TRIAC και το τελευταίο μεταβαίνει στην αγώγιμη κατάσταση. Το ρεύμα πύλης ρέει για πολύ λίγο, αφού ο πυκνωτής εκφορτιστεί διαμέσου του TRIAC και χάνει τη συσσωρευμένη του τάση, η οποία προκαλεί την απενεργοποίηση της συσκευής σκανδαλισμού. Πόσο σύντομα ενεργοποιείται το TRIAC, κατά τη διάρκεια κάθε εναλλαγής, καθορίζεται από την τιμή της  $R_1$ . Όταν η αντίσταση  $R_1$  μηδενισθεί, το TRIAC ενεργοποιείται αμέσως στην αρχή κάθε εναλλαγής και παρέχεται πλήρης AC ισχύς στην αντίσταση φορτίου  $R_1$ . Καθώς η αντίσταση  $R_1$  αυξάνεται, η ενεργοποίηση συμβαίνει αργότερα κατά τη διάρκεια κάθε εναλλαγής και η μέση ισχύς που παρέχεται στο φορτίο μειώνεται.

Η συσκευή σκανδαλισμού είναι αναγκαία, διότι το TRIAC δεν είναι το ίδιο ευαίσθητο σε ρεύματα πύλης που ρέουν στην αντίθετη κατεύθυνση, όπως εξηγήθηκε προηγουμένως. Η συσκευή σκανδαλισμού βοηθά να ισοσκελισθούν τα μη συμμετρικά και τα ανομοιόμορφα χαρακτηριστικά σκανδαλισμού του TRIAC. Η τάση που απαιτείται για την ενεργοποίηση της συσκευής σκανδαλισμού, είναι η ίδια και στις δύο κατευθύνσεις και η συσκευή σχεδιάζεται έτσι ώστε να επηρεάζεται, όσο το δυνατόν, λιγότερο από τις αλλαγές της θερμοκρασίας. Η συσκευή σκανδαλισμού λειτουργεί σε συνεργασία με την αντίσταση  $R_1$  και τον πυκνωτή C, για να παράγει συνεχώς ακριβείς παλμούς ρεύματος πύλης, οι οποίοι είναι αρκετά υψηλοί, ώστε να ενεργοποιήσουν το TRIAC, την κατάλληλη στιγμή, σε οποιαδήποτε κατεύθυνση. Οι παραγόμενοι παλμοί ρεύματος πύλης μπορεί να είναι πολύ σύντομοι σε διάρκεια (μερικά  $\mu\text{sec}$  είναι συνήθως επαρκή).

Παρόλο που το TRIAC έχει την ικανότητα να ελέγχει ρεύματα σε οποιαδήποτε κατεύθυνση και να αποκρίνεται σε ρεύματα πύλης και ρέουν σε οποιαδήποτε κατεύθυνση η συσκευή έχει κάποια μειονεκτήματα, σε σχέση με τον SCR. Γενικώς, τα TRIAC έχουν χαμηλότερες

ονομαστικές τιμές ρεύματος από τους SCR και δεν μπορούν να τους συναγωνιστούν σε εφαρμογές, όπου ιδιαιτέρως μεγάλα ρεύματα πρέπει να ελεγχθούν. Τα TRIAC μπορούν να χειριστούν ρεύματα (συνήθως μετρούμενα σε ονομαστικές τιμές), της τάξης των 25 amperes. Σε σύγκριση, τα SCR μπορούν να λειτουργήσουν σε ρεύματα (συνήθως εκφρασμένα σε μέσες τιμές ανά μισό κύκλο), της τάξης των 700-800 amperes και μερικά SCR με ακόμη υψηλότερα. Επίσης και οι δύο συσκευές μπορούν να έχουν μέγιστες ή στιγμιαίες τιμές ρεύματος, οι οποίες να είναι υψηλότερες από τις σχετικές ονομαστικές ή μέσες τιμές τους.

Τα TRIAC συχνά έχουν δυσκολία στο να διακόψουν την ισχύ που παρέχεται σε επαγωγικά φορτία. Αυτό το πρόβλημα υπάρχει, επίσης και στα SCR, αλλά σε μικρότερο βαθμό. Όταν χρησιμοποιούνται TRIAC για τον έλεγχο της παρεχόμενης ισχύος σε επαγωγικά φορτία, όπως τυλίγματα μηχανών ή πηνία θερμαντήρων, είναι πάντοτε απαραίτητο να χρησιμοποιηθούν επιπρόσθετα στοιχεία για τη βελτίωση της λειτουργίας τους. Επίσης, τα TRIAC σχεδιάζονται για εφαρμογές χαμηλών συχνοτήτων (50-400Hz), ενώ τα SCR μπορεί να χρησιμοποιηθούν για συχνότητες έως 30Hz. Επομένως, σε συγκεκριμένες εφαρμογές, όπου απαιτείται πλήρης έλεγχος του AC σήματος, τα SCR μπορούν να λειτουργήσουν πιο ικανοποιητικά, από ότι τα TRIAC, ενώ σε άλλες εφαρμογές συμβαίνει το αντίθετο.

### 2.3.3 DIAC (Diode for Alternating Current - Αμφίδρομες Δίοδοι Σκανδαλισμού)

Όπως εξηγήθηκε προηγουμένως, μία συσκευή σκανδαλισμού χρησιμοποιείται με το TRIAC, διότι το TRIAC δεν έχει συμμετρικά χαρακτηριστικά σκανδαλισμού. Διάφοροι τύποι συσκευών σκανδαλισμού μπορεί να χρησιμοποιηθούν μαζί με το TRIAC, αλλά μία από τις δημοφιλέστερες συσκευές είναι γνωστή ως αμφίδρομη δίοδος σκανδαλισμού, η οποία κοινώς αναφέρεται ως DIAC.

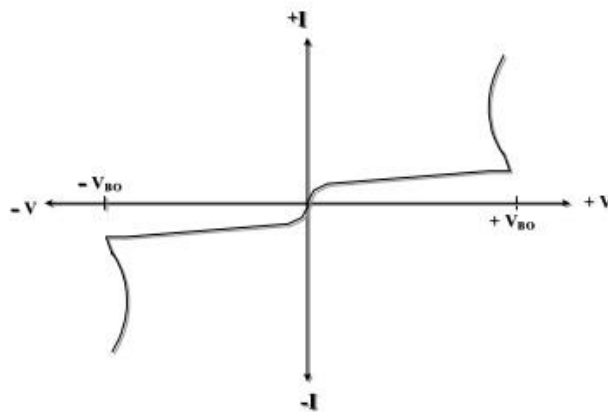


Εικόνα 2.9 - Σύμβολο DIAC

Το κυκλωματικό σύμβολο του DIAC και η I-V χαρακτηριστική του δίνονται στην Εικόνα 2.9 και Εικόνα 2.10 αντίστοιχα, όπως βλέπουμε το σύμβολο είναι ίδιο με του TRIAC, εκτός του



ότι δεν απαιτείται ο αγωγός σύνδεσης της πύλης. Καθώς οι δυο επαφές του είναι το ίδιο ενισχυμένες, το DIAC έχει το ίδιο αποτέλεσμα σε ρεύματα που ρέουν, σε οποιαδήποτε κατεύθυνση, διαμέσου των ακροδεκτών του. Σε οποιαδήποτε κατεύθυνση, η μία επαφή θα είναι ορθώς πολωμένη, ενώ η άλλη αντιστρόφως. Σε κάθε περίπτωση, η αναστρόφως πολωμένη επαφή, πρωτίστως, ελέγχει το ρεύμα που ρέει διαμέσου του DIAC. Το DIAC παραμένει σε μία μη αγώγιμη κατάσταση (άγει μόνο ένα μικρό ρεύμα διαρροής) σε οποιαδήποτε κατεύθυνση, έως ότου η παρεχόμενη τάση, σε κάθε κατεύθυνση είναι αρκετά υψηλή, ώστε να προκαλέσει τη διάσπαση της σχετικής του ορθώς πολωμένης επαφής. Όταν αυτό συμβαίνει, η συσκευή ενεργοποιείται και το ρεύμα ανεβαίνει απότομα σε μία τιμή, η οποία ουσιωδώς περιορίζεται από την εν σειρά αντίσταση, με τη συσκευή. Το DIAC, επομένως, λειτουργεί όπως ένας αμφίδρομος διακόπτης, που ενεργοποιείται όταν η τάση διάσπασής του (σε κάθε κατεύθυνση) ξεπεραστεί.

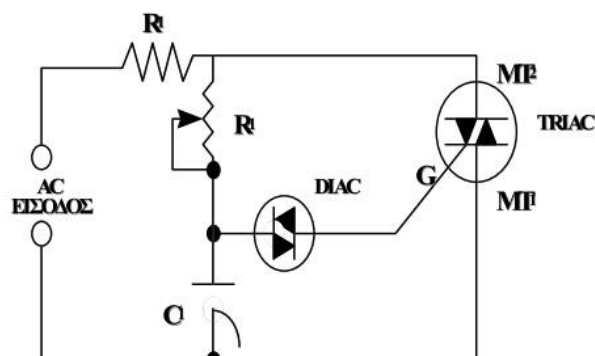


Εικόνα 2.10 - I-V χαρακτηριστικές ενός DIAC

Η χαρακτηριστική καμπύλη I-V του DIAC δείχνει τη σχέση μεταξύ του ρεύματος που ρέει διαμέσου της συσκευής, σε οποιαδήποτε κατεύθυνση (+I & -I) και της αντίστοιχης τάσης της συσκευής, σε οποιαδήποτε κατεύθυνση (+V & -V). Στην εικόνα βλέπουμε ότι το ρεύμα, που ρέει διαμέσου του DIAC, παραμένει σε μία χαμηλή τιμή, έως ότου η τάση της συσκευής αυξηθεί σε ένα σημείο, όπου η συσκευή διασπάται, σε οποιαδήποτε κατεύθυνση. Οι τάσεις αυτές, που απαιτούνται για τη διάσπαση του DIAC, γενικώς αναφέρονται ως οι τάσεις διάσπασης του DIAC και συμβολίζονται ως  $+V_{BO}$  &  $-V_{BO}$ , όπως φαίνεται και στην εικόνα. Οι τιμές  $+V_{BO}$  &  $-V_{BO}$ , για μία τυπική συσκευή, είναι συνήθως μεταξύ 28 και 36 volt. Σημειώστε ότι όταν οι τιμές  $+V_{BO}$  &  $-V_{BO}$  επιτευχθούν, το ρεύμα διαμέσου του DIAC αυξάνεται ραγδαίως, αλλά η τάση στη συσκευή μειώνεται. Με άλλα λόγια, όταν επέρχεται η διάσπαση, η αντίσταση του DIAC ελαττώνεται ραγδαίως, καθώς το ρεύμα αυξάνεται και το καθαρό αποτέλεσμα είναι η μείωση της τάσης της συσκευής. Επομένως, όταν επιτευχθεί το σημείο διάσπασης το DIAC παρουσιάζει χαρακτηριστικά αρνητικής αντίστασης. Το DIAC θεωρείται ότι βρίσκεται σε μη

αγώγιμη κατάσταση, έως ότου η τάση διάσπασης ( $+V_{BO}$  ή  $-V_{BO}$ ) επιτευχθεί. Όταν η  $+V_{BO}$  ή η  $-V_{BO}$  επιτευχθεί, η συσκευή μεταβαίνει στην αγώγιμη κατάσταση και είναι ικανή να άγει σχετικώς υψηλά ρεύματα.

Το DIAC, συνήθως, χρησιμοποιείται ως συσκευή σκανδαλισμού για ένα TRIAC, το οποίο με τη σειρά του, χρησιμοποιείται για να ελέγχει το ποσό της Α (ισχύος που παρέχεται σε ένα φορτίο). Αυτή η εφαρμογή φαίνεται στην ακόλουθη Εικόνα 2.11. Το κύκλωμα που φαίνεται σε αυτή την εικόνα, είναι ισοδύναμο προς το κύκλωμα ελέγχου φάσεως πλήρους κύματος, που φαίνεται στην Εικόνα 2.8. Η μόνη διαφορά είναι ότι ένα DIAC χρησιμοποιείται, ειδικώς, ως συσκευή σκανδαλισμού. Όπως εξηγήθηκε προηγουμένως, η συσκευή σκανδαλισμού ενεργοποιείται όταν η τάση στον  $C_1$  πρέπει να ανέλθει στην απαιτούμενη τιμή. Σε αυτήν την περίπτωση η τάση στον  $C_1$  πρέπει να ανέλθει είτε στην τιμή  $+V_{BO}$  είτε στην  $-V_{BO}$ , πριν το DIAC μεταβεί από τη μη αγώγιμη στην αγώγιμη κατάσταση. Κάθε φορά που ενεργοποιείται το DIAC, επιτρέπει τη στιγμιαία ροή ρεύματος διαμέσου της πύλης του TRIAC και το ενεργοποιεί. Το ρεύμα πύλης ρέει μόνο για μία στιγμή, διότι παράγεται από τον πυκνωτή  $C_1$ , ο οποίος εκφορτίζεται ταχέως, διαμέσου των ακροδεκτών  $MT_1$  και πύλης του TRIAC, και του DIAC. Η μέγιστη τιμή και η διάρκεια του παλμού ρεύματος, που παρέχεται στην πύλη, είναι καθορισμένες από την τιμή του  $C_1$ , την αντίσταση του DIAC (η οποία μεταβάλλεται με το ρεύμα) και την αντίσταση μεταξύ των ακροδεκτών της πύλης και του  $MT_1$ , του TRIAC. Για να βοηθήσουν τους σχεδιαστές να συσχετίσουν αυτούς τους διάφορους παράγοντες, ώστε να επιτευχθεί ο κατάλληλος σκανδαλισμός πύλης, οι κατασκευαστές DIAC & TRIAC, γενικώς, παρέχουν εφαρμόσιμους χάρτες ή καμπύλες. Η σχέση μεταξύ χωρητικότητας σκανδαλισμού (η τιμή του  $C_1$ ) και ρεύματος κορυφής για το DIAC, συνήθως, φαίνεται με αυτόν τον τρόπο και διάφορες καμπύλες χρησιμοποιούνται για να δείχνουν τα μέγιστα και ελάχιστα όρια στο πλάτος κορυφής και στη διάρκεια των παλμών ρευμάτων πύλης, που μπορούν να τροφοδοτηθούν σε ένα TRIAC.



Εικόνα 2.11 - Κύκλωμα ελέγχου φάσεως πλήρους κύματος, που χρησιμοποιεί DIAC και TRIAC

Το DIAC χρησιμοποιείται, σε συνεργασία με το TRIAC, για τον έλεγχο πλήρους κύματος των AC σημάτων. Αυτές οι συσκευές χρησιμοποιούνται, συνήθως μαζί, για να ελέγχουν την ταχύτητα και την κατεύθυνση των ηλεκτρικών κινητήρων ή για τον έλεγχο στοιχείων θέρμανσης. Χρησιμοποιούνται σε συστήματα κλιματισμού, θέρμανσης, εξαερισμού, ακόμη και σε συστήματα ηλεκτρονικών θυρών γκαράζ. Μπορούν, επίσης, να χρησιμοποιηθούν για να διακόψουν ή να ελέγξουν το ποσό της παρεχόμενης ισχύος σε απλούς λαμπτήρες ή σε πλήρη συστήματα φωτισμού. Για παράδειγμα, μπορούν να ανάψουν στιγμιαίως ένα λαμπτήρα σαν σήμα προειδοποίησης ή να ελέγξουν σηματοδότες κυκλοφορίας, οι οποίοι τοποθετούνται σε διασταυρώσεις δρόμων, για να ρυθμίσουν τη ροή της κυκλοφορίας ή να παρέχουν αμυδρό φως σε θέατρα. Τα κυκλώματα με συνδυασμό DIAC-TRIAC, μπορούν επίσης να χρησιμοποιηθούν για τον έλεγχο ισχύος σε τριφασικά συστήματα, χρησιμοποιώντας πολλαπλούς διευθετήσεις κυκλωμάτων TRIAC.

Παρόλο που το DIAC χρησιμοποιείται ευρέως για να ενεργοποιήσει το TRIAC, σε εφαρμογές ελέγχου ισχύος, είναι σημαντικό να συνειδητοποιήσουμε ότι και άλλες συσκευές σκανδαλισμού είναι διαθέσιμες. Οι περισσότερες από αυτές τις συσκευές σκανδαλισμού έχουν αμφίδρομα διακοπόμενα χαρακτηριστικά, τα οποία μοιάζουν πολύ με αυτά του DIAC, αλλά κάθε συσκευή είναι κατασκευασμένη με διαφορετικό τρόπο και κάθε μία παριστάνεται από διαφορετικό σχηματικό σύμβολο. Το άρτι περιγραφέν DIAC χρησιμεύει ως ένα τυπικό παράδειγμα μιας σύγχρονης συσκευής σκανδαλισμού στερεάς κατάστασης.

## **2.4 Transistor BJT (Bipolar Junction Transistor – Διπολικό Τρανζίστορ Επαφής)**

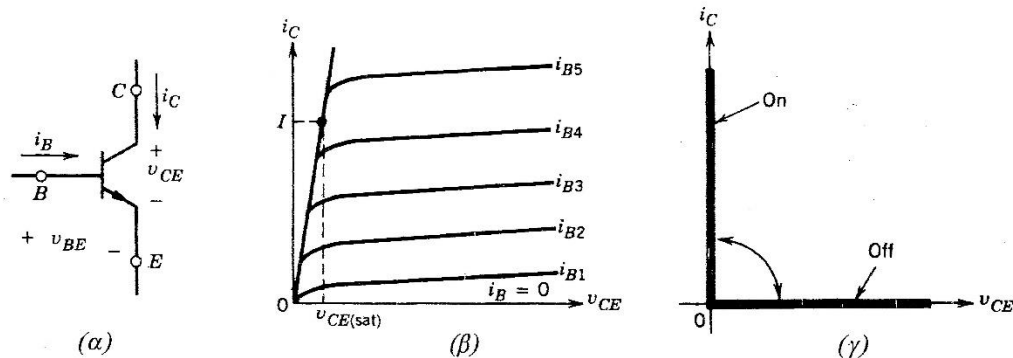
Το “transistor”, στα ελληνικά κρυσταλλοτρίοδος και παλαιότερα κρυσταλλολυχνία, είναι διάταξη ημιαγωγών στερεάς κατάστασης, η οποία βρίσκει διάφορες εφαρμογές στην ηλεκτρονική, μερικές εκ των οποίων είναι η ενίσχυση, η σταθεροποίηση τάσης, η διαμόρφωση συχνότητας, η λειτουργία ως διακόπτης και ως μεταβλητή ωμική αντίσταση. Το transistor μπορεί, ανάλογα με την τάση με την οποία πολώνεται, να ρυθμίζει την ροή του ηλεκτρικού ρεύματος που απορροφά από συνδεδεμένη πηγή τάσης. Τα transistor κατασκευάζονται είτε ως ξεχωριστά ηλεκτρονικά εξαρτήματα είτε ως τμήματα κάποιου ολοκληρωμένου κυκλώματος.

Το κυκλωματικό σύμβολο του διπολικού transistor επαφής δίνεται στην Εικόνα 2.12α και οι I-V στατικές χαρακτηριστικές στην Εικόνα 2.12β. Όπως φαίνεται στις I-V χαρακτηριστικές, ένα επαρκώς μεγάλο ρεύμα βάση (εξαρτώμενο από το ρεύμα του συλλέκτη) φέρνει το στοιχείο σε κατάσταση πλήρους αγωγιμότητας. Για να γίνει αυτό, απαιτείται από το κύκλωμα ελέγχου η παροχή ενός ρεύματος βάσης επαρκώς μεγάλου, ώστε να ισχύει η σχέση:

$$I_B > \frac{I_C}{h_{FE}}$$

όπου  $h_{FE}$  είναι το DC κέρδος ρεύματος του στοιχείου.

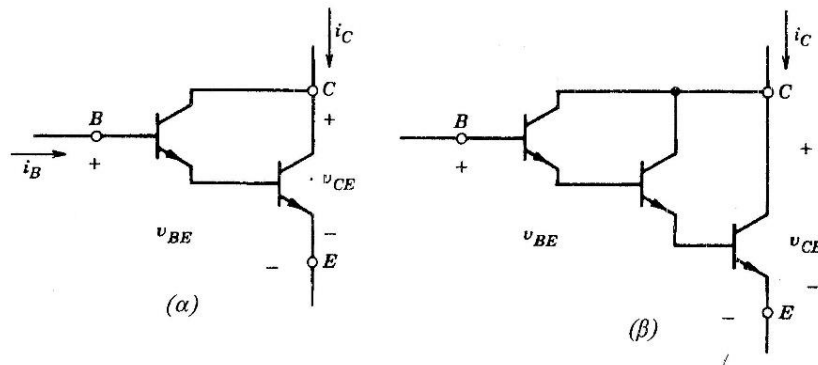
Η τάση αγωγιμότητας  $V_{CE(sat)}$  των transistor ισχύος είναι συνήθως της τάξης των 1-2V, έτσι ώστε οι απώλειες ισχύος αγωγιμότητας στο BJT να είναι αρκετά μικρές. Οι ιδανικές I-V χαρακτηριστικές του BJT κατά τη διακοπτική του λειτουργία δίνονται στην Εικόνα 2.12γ.



Εικόνα 2.12 - Διπολικό transistor επαφής (BJT): (α) σύμβολο, (β) I-V χαρακτηριστικές, (γ) ιδανικές χαρακτηριστικές

Τα BJT είναι διατάξεις ελεγχόμενες από ρεύμα και το ρεύμα της βάσης πρέπει να τροφοδοτείται συνεχώς για να τα κρατάει σε κατάσταση αγωγιμότητας. Το DC κέρδος ρεύματος  $h_{FE}$  των transistor υψηλής ισχύος είναι συνήθως μόνο 5-10 και έτσι τα στοιχεία αυτά συνδέονται μερικές φορές σε συνδεσμολογία Darlington ή τριπλό Darlington, όπως φαίνεται στην Εικόνα 2.13, ώστε να επιτευχθεί μεγαλύτερο κέρδος ρεύματος. Η συνδεσμολογία αυτή παρουσιάζει κάποια μειονεκτήματα, όπως είναι οι ελαφρά υψηλότερες τιμές της τάσης αγωγιμότητας  $V_{CE(sat)}$  και οι χαμηλότερες τιμές μετάβασης.

Τα BJT, είτε μονωμένα είτε σε μονολιθική συνδεσμολογία Darlington (σε ένα μεμονωμένο ολοκληρωμένο κύκλωμα, μονολιθικό Darlington (MD)), έχουν σημαντικό χρόνο συσσώρευσης (storage time) κατά τη μετάβαση της σβέσης. Οι τυπικοί χρόνοι μετάβασης είναι από μερικές εκατοντάδες nsec έως μερικά msec.

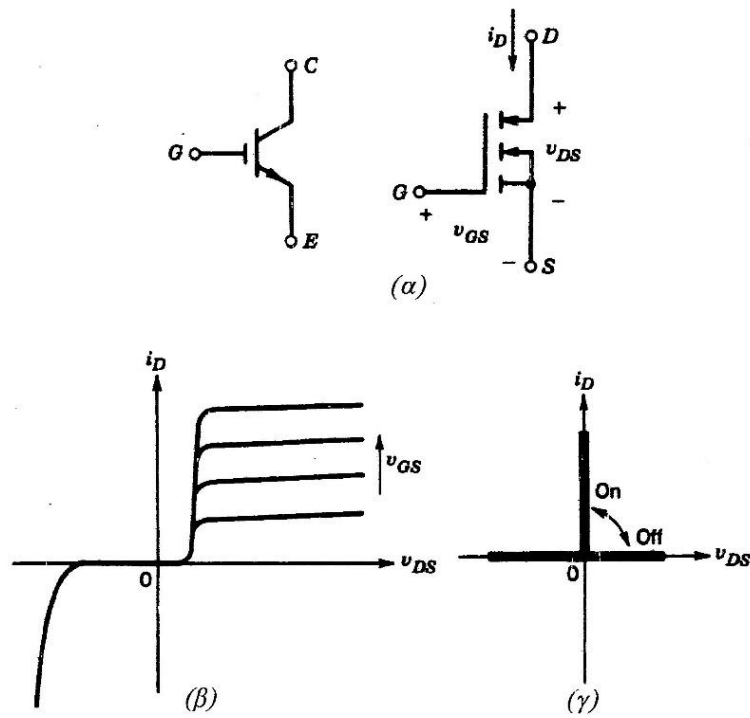


Εικόνα 2.13 - Συνδεσμολογίες Darlington: (α) Darlington, (β) τριπλό Darlington

Τα BJT, συμπεριλαμβανομένων των μονολιθικών Darlington (MDs), διατίθενται με προδιαγραφές τάσης μέχρι 1400V και ρεύματος μερικών εκατοντάδων amperes. Παρά τον αρνητικό θερμοκρασιακό συντελεστή της αντίστασης αγωγιμότητας, τα σύγχρονα BJT που κατασκευάζονται με έλεγχο ποιότητας μπορούν να παραλληλιστούν, με την προϋπόθεση ότι αυτό λήφθηκε υπόψη κατά τη σχεδίαση του κυκλώματος και ότι παρέχεται κάποιο πρόσθετο περιθώριο ρεύματος. Με άλλα λόγια, όπου, με βάση την ισοκατανομή του ρεύματος, θεωρητικά θα αρκούσαν τέσσερα transistor παράλληλα, θα πρέπει πιθανά να χρησιμοποιηθούν πέντε, ώστε να αντέξουν μια ελαφριά ανισοκατανομή του ρεύματος.

## 2.5 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor – Διπολικά Τρανζίστορ Με Μονωμένη Πύλη)

Το κυκλωματικό σύμβολο του διπολικού transistor με μονωμένη πύλη (insulated gate bipolar transistor, IGBT) δίνεται στην Εικόνα 2.14α και οι I-V χαρακτηριστικές του στην Εικόνα 2.14β. Τα IGBT έχουν κάποια από τα πλεονεκτήματα, διαφόρων ειδών transistor συνδυασμένα. Το IGBT έχει μεγάλη σύνθετη αντίσταση πύλης, όπως το MOSFET, και έτσι απαιτείται μια μικρή μόλις ποσότητα ενέργειας για τη μετάβασή του. Όπως το BJT, το IGBT έχει μικρή τάση αγωγιμότητας, ακόμη και σε στοιχεία με μεγάλες ονομαστικές τάσεις αποκοπής (για παράδειγμα,  $V_{on}=2-3V$  σε ένα στοιχείο των 1000V). Παρόμοια με το GTO, τα IGBT μπορούν να σχεδιαστούν για να αποκόψουν ανάστροφες τάσεις, όπως φαίνεται από τις ιδανικές διακοπτικές χαρακτηριστικές τους στην Εικόνα 2.14γ.



Εικόνα 2.14 - Διπολικό transistor με μονωμένη πύλη (IGBT): (α) σύμβολο, (β) I-V χαρακτηριστικές, (γ) ιδανικές χαρακτηριστικές

Τα IGBT έχουν χρόνους έναυσης και σβέσης της τάξης του 1  $\mu\text{s}$  και διατίθενται με μεγάλες ονομαστικές τιμές τάσης και ρεύματος, όπως 1700V και 1200A, ενώ μελετούνται και με ονομαστικές τάσεις μέχρι 2-3kV.

## 3 Κυκλώματα Οδήγησης της Πύλης και της Βάσης

### 3.1 Εισαγωγή (προκαταρκτικοί προβληματισμοί)

Η πρωταρχική λειτουργία ενός κυκλώματος οδήγησης είναι να προκαλεί τη μετάβαση ενός ημιαγωγικού στοιχείου ισχύος από την κατάσταση αγωγιμότητας στην κατάσταση αποκοπής και αντίστροφα. Στις περισσότερες περιπτώσεις ο σχεδιαστής αναζητά ένα κύκλωμα οδήγησης χαμηλού κόστους, το οποίο να ελαχιστοποιεί τους χρόνους έναυσης και σβέσης, έτσι ώστε το ημιαγωγικό στοιχείο ισχύος να διέρχεται ταχύτατα από την ενεργό περιοχή, όπου η κατανάλωση στιγμιαίας ισχύος είναι μεγάλη. Στην κατάσταση αγωγιμότητας το κύκλωμα οδήγησης πρέπει να παρέχει επαρκή ισχύ οδήγησης (πχ ρεύμα βάσης σ' ένα BJT ή τάση πύλης-πηγής σ' ένα MOSFET), ώστε να κρατά τον διακόπτη ισχύος σε κατάσταση αγωγιμότητας, όπου οι απώλειες είναι μικρές. Πολύ συχνά το κύκλωμα οδήγησης πρέπει να παρέχει ανάστροφη πόλωση στους ακροδέκτες ελέγχου του διακόπτη ισχύος, ώστε να ελαχιστοποιούνται οι χρόνοι σβέσης και να εξασφαλίζεται η παραμονή του στοιχείου στην κατάσταση αποκοπής και να μην επαναδιεγείρεται από παρασιτικά μεταβατικά σήματα, που προκαλούνται από τη μετάβαση άλλων στοιχείων ισχύος.

Τα κυκλώματα επεξεργασίας σήματος και ελέγχου τα οποία δημιουργούν τα λογικά σήματα ελέγχου, που χρησιμοποιούνται για τη μετάβαση του διακόπτη ισχύος, δεν θεωρούνται μέρος του κυκλώματος οδήγησης. Το κύκλωμα οδήγησης είναι το ενδιάμεσο ανάμεσα στο κύκλωμα ελέγχου και του διακόπτη ισχύος. Το κύκλωμα οδήγησης ενισχύει τα σήματα ελέγχου στα επίπεδα που απαιτούνται για την οδήγηση του διακόπτη ισχύος και όταν απαιτείται παρέχει ηλεκτρική απομόνωση ανάμεσα στο διακόπτη ισχύος και στα κυκλώματα επεξεργασίας/ελέγχου των λογικών σημάτων. Συχνά τα κυκλώματα οδήγησης έχουν σημαντικές δυνατότητες διαχείρισης ισχύος σε σύγκριση με τα λογικά κυκλώματα ελέγχου/επεξεργασίας του σήματος. Για παράδειγμα, τα BJT ισχύος έχουν μικρό βήτα, τυπικά 5-10, έτσι ώστε το ρεύμα βάσης, που παρέχεται από το κύκλωμα οδήγησης είναι συχνά ένα σημαντικό κλάσμα του ολικού ρεύματος φορτίου.

Η βασική τοπολογία των κυκλωμάτων οδήγησης υπαγορεύεται από τρεις λειτουργικές παραμέτρους:

1. Είναι το σήμα εξόδου του κυκλώματος οδήγησης μονοπολικό ή διπολικό; Τα μονοπολικά σήματα απαιτούν απλούστερα κυκλώματα οδήγησης, αλλά τα διπολικά σήματα χρειάζονται για τη γρήγορη μετάβαση του διακόπτη ισχύος.

2. Μπορούν τα κυκλώματα οδήγησης να συνδεθούν απευθείας με τον διακόπτη ισχύος ή απαιτείται ηλεκτρική απομόνωση μεταξύ των λογικών κυκλωμάτων ελέγχου και της διάταξης ισχύος; Τα περισσότερα ηλεκτρικά απομονωμένα κυκλώματα οδήγησης απαιτούν απομονωμένα DC τροφοδοτικά.
3. Η έξοδος του κυκλώματος οδήγησης συνδέεται παράλληλα με τον διακόπτη ισχύος (συνήθης περίπτωση) ή εν σειρά με τον διακόπτη (cascade σύνδεση);

Ενδεχομένως να χρειάζεται αυξημένη λειτουργικότητα από το κύκλωμα οδήγησης, γεγονός που θα επηρεάσει ακόμη περισσότερο τις τοπολογικές λεπτομέρειες του κυκλώματος. Ίσως κατά τη σχεδίαση του κυκλώματος οδήγησης να λαμβάνεται μέριμνα για την προστασία του διακόπτη ισχύος από υπερεντάσεις. Μετά απαιτείται επικοινωνία μεταξύ του κυκλώματος οδήγησης και του κυκλώματος ελέγχου. Σε κυκλώματα γεφυρών συχνά το κύκλωμα οδήγησης πρέπει να παρέχει τους κενούς χρόνους για τον διακόπτη ισχύος. Η ενσωμάτωση τέτοιων δυνατοτήτων απαιτούν τη σχεδίαση πρόσθετων εισόδων στο κύκλωμα οδήγησης και το λογικό κύκλωμα ελέγχου. Ακόμη, μπορεί να συμπεριληφθεί και η μορφοποίηση της κυματομορφής εξόδου του κυκλώματος οδήγησης προκειμένου να βελτιωθεί η λειτουργία του διακόπτη ισχύος.

Οι λειτουργίες που αφορούν τις τιμές των στοιχείων του κυκλώματος οδήγησης ποικίλουν, ανάλογα με τον διακόπτη ισχύος που πρόκειται να οδηγηθεί. Για παράδειγμα, τα κυκλώματα οδήγησης των BJT πρέπει να δίδουν ένα σχετικά μεγάλο ρεύμα εξόδου (το ρεύμα βάσης του BJT) κατά το χρονικό διάστημα που το BJT άγει, ενώ τα κυκλώματα οδήγησης των MOSFET πρέπει να παρέχουν ένα μεγάλο αρχικό ρεύμα, όσο χρόνο διαρκεί η μετάβαση του στοιχείου στην κατάσταση αγωγιμότητας και κατά την υπόλοιπη διάρκεια της κατάστασης αγωγιμότητας να παρέχουν μια μεγάλη τάση ανάμεσα στην πύλη και την πηγή με χαμηλό επίπεδο ρεύματος.

Μια καλή ιδέα είναι να εξετάζεται, από τα πρώτα ακόμη στάδια της σχεδίασης, ο τρόπος τοποθέτησης του κυκλώματος επάνω στην πλακέτα. Η τοποθέτηση των στοιχείων, έτσι ώστε να ελαχιστοποιείται η παρασιτική αυτεπαγωγή και να ελαχιστοποιείται η επιδεκτικότητα στον θόρυβο που προκαλεί η μετάβαση των διακοπών, ενδεχομένως να επηρεάζει την επιλογή της τοπολογίας του κυκλώματος οδήγησης.

## **3.2 Κυκλώματα Οδήγησης με DC σύζευξη**

### **3.2.1 Μονοπολικά κυκλώματα οδήγησης με DC σύζευξη**

Στην Εικόνα 3.1 φαίνεται ένα πολύ απλό κύκλωμα οδήγησης της βάσης κατάλληλο για μετατροπείς με τοπολογία ενός διακόπτη. Κατά την έναυση, ο οδηγός transistor pnp μεταβαίνει



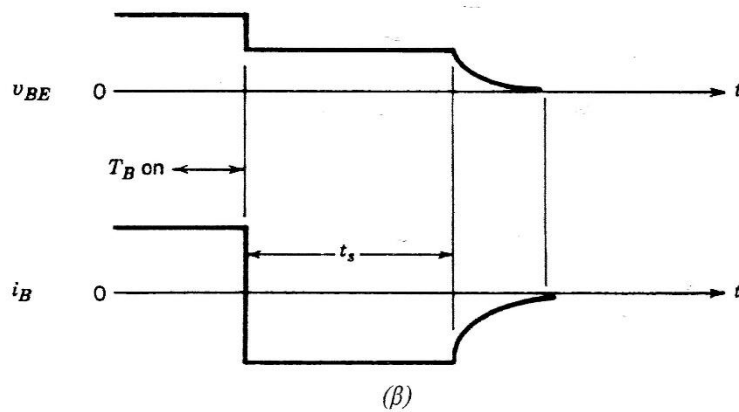
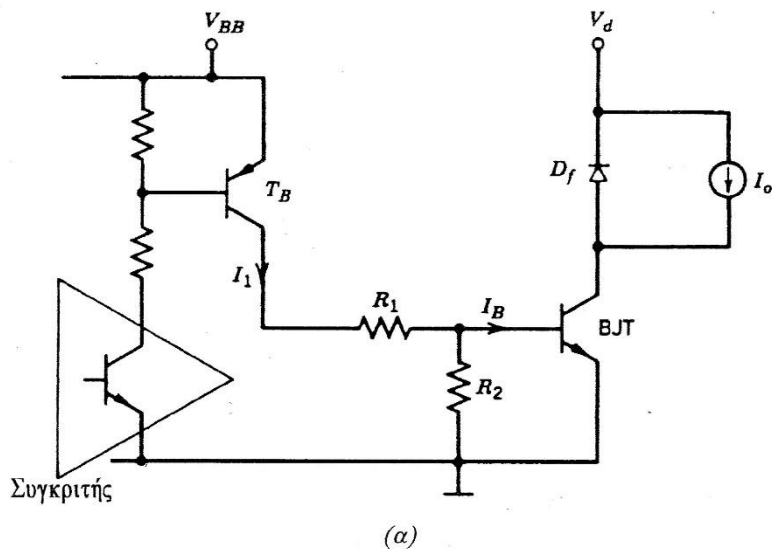
στην κατάσταση αγωγιμότητας οδηγώντας στον κόρο ένα από τα εσωτερικά transistor του συγκριτή (πχ τύπου 311). Αυτό παρέχει ένα ρεύμα βάσης στο BJT ισχύος που μπορεί να υπολογιστεί με τη βοήθεια του κυκλώματος στην Εικόνα 3.1α.

$$V_{BB} = V_{CE(sat)}(T_B) + R_1 I_1 + V_{BE(on)} \quad (3-1)$$

και

$$I_{B(on)} = I_1 - \frac{V_{BE(on)}}{R_2} \quad (3-2)$$

Για το μέγιστο ρεύμα συλλέκτη του transistor  $I_c$ , που απαιτεί η συγκεκριμένη εφαρμογή, το μέγιστο ρεύμα βάσης  $I_{B(on)}$  και η αντίστοιχη  $V_{BE(on)}$  μπορούν να βρεθούν στο φυλλάδιο δεδομένων του transistor ισχύος. Παρομοίως, η  $V_{CE(sat)}$ , για το transistor pnp στο κύκλωμα οδήγησης της βάσης, μπορεί να βρεθεί από το αντίστοιχο φυλλάδιο δεδομένων. Κατά την επιλογή των  $R_1$ ,  $R_2$  και  $V_{BB}$  πρέπει να λαμβάνεται υπόψη ότι μια μικρή  $R_2$  θα επιτρέπει μια ταχύτερη μετάβαση στην κατάσταση αποκοπής, αλλά θα προκαλεί μια μεγάλη κατανάλωση ισχύος στο κύκλωμα οδήγησης. Οι προσεγγιστικές κυματομορφές αποκοπής φαίνονται στην Εικόνα 3.1β, όπου η  $V_{BE}$  εμφανίζεται μεγαλύτερη κατά τη διάρκεια της αγωγής σε σύγκριση με το διάστημα αποθήκευσης.



Εικόνα 3.1 - (α) Απλό κύκλωμα οδήγησης της βάσης ενός BJT ισχύος, (β) κυματομορφές ρεύματος και τάσης κατά τη σβέση

Παρακάτω παρατίθεται μια βήμα προς βήμα πορεία σχεδίασης:

1. Με βάση την απαιτούμενη ταχύτητα σβέσης, υπολογίζεται το αρνητικό ρεύμα της βάσης  $I_{B,storage}$  κατά τη διάρκεια του χρόνου αποθήκευσης. Από αυτό μπορεί να υπολογιστεί η  $R_2$  στην Εικόνα 3.1α.

$$R_2 = \frac{V_{BE,storage}}{I_{B,storage}} \quad (3-3)$$

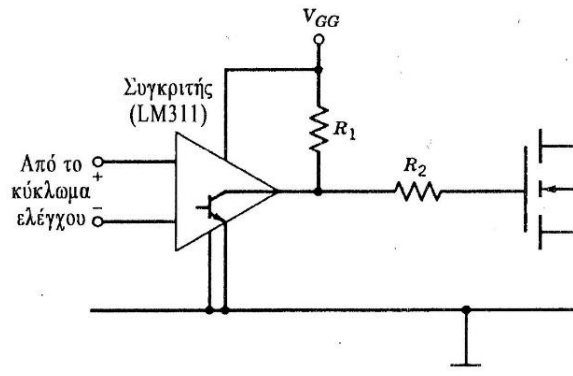
2. Γνωρίζοντας το απαιτούμενο για την αγωγή ρεύμα βάσης  $I_{B(on)}$ , την αντίστοιχη  $V_{BE(on)}$  και την  $R_2$  από το προηγούμενο βήμα, το  $I_1$  προκύπτει:

$$I_1 = I_{B(on)} + \frac{V_{BE(on)}}{R_2} \quad (3-4)$$

3. Παραμένουν δυο άγνωστοι στην εξίσωση 3-1, η  $V_{BB}$  και η  $R_1$ . Οι απώλειες στο κύκλωμα οδήγησης στην κατάσταση αγωγής είναι ίσες με  $V_{BB}I_1$ , πράγμα που υποδεικνύει ότι πρέπει η  $V_{BB}$  να είναι μικρή. Από την άλλη μεριά, προκειμένου να

ελαττωθεί η επίδραση των μεταβολών της  $V_{BE(on)}$ , πρέπει η  $V_{BB}$  να είναι μεγάλη. Στην πράξη η βέλτιστη τιμή της  $V_{BB}$  είναι περίπου 8V. Με  $V_{BB}=8V$ , η  $R_1$  υπολογίζεται στη συνέχεια από την εξίσωση 3-1.

Για λόγους που θα περιγράψουμε εν συντομία, αυτό το κύκλωμα οδήγησης της βάσης δεν πρέπει να χρησιμοποιείται στους μετατροπείς με γέφυρα με διαμόρφωση PWM.



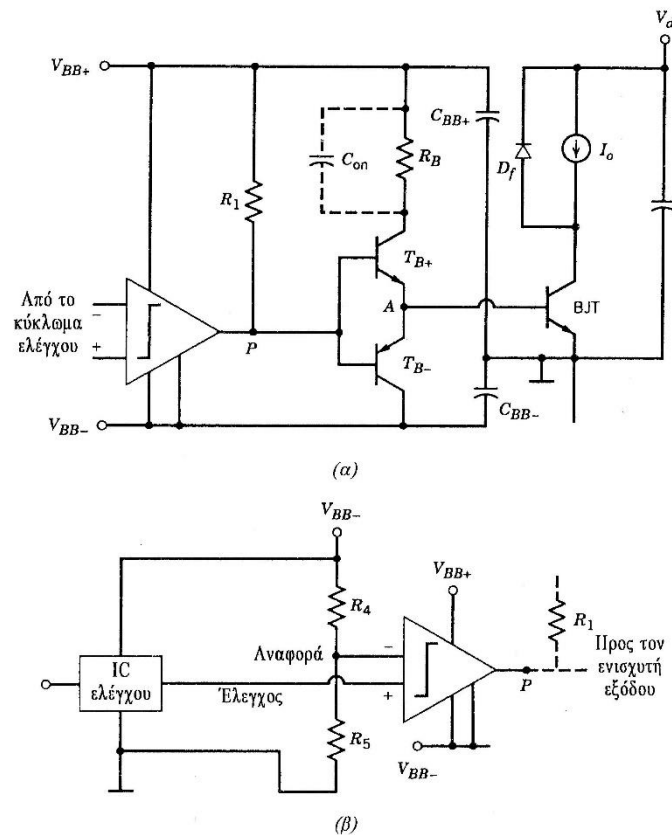
Εικόνα 3.2 - Απλό κύκλωμα οδήγησης για MOSFET, κατάλληλο για εφαρμογές μικρής ταχύτητας και μικρής συχνότητας μετάβασης

Στην Εικόνα 3.2 φαίνεται ένα απλό κύκλωμα οδήγησης της πύλης MOSFET με έναν μόνο διακόπτη που ελέγχει το ρεύμα πύλης, όπου το transistor εξόδου του συγκριτή (πχ του LM311) ελέγχει το MOSFET. Όταν το transistor εξόδου είναι στην κατάσταση αποκοπής, το MOSFET άγει και αντίστροφα. Όταν ο συγκριτής βρίσκεται σε κατάσταση αγωγιμότητας, πρέπει να απορροφά ένα ρεύμα ίσο με  $V_{GG}/R_1$ , οπότε η  $R_1$  θα πρέπει να είναι μεγάλη, ώστε να αποφεύγονται μεγάλες απώλειες στο κύκλωμα οδήγησης. Αυτή η επιλογή θα ελαττώσει το χρόνο μετάβασης στην κατάσταση αγωγιμότητας του MOSFET. Αυτό σημαίνει ότι το κύκλωμα οδήγησης είναι κατάλληλο μόνο για μικρές ταχύτητες μετάβασης.

Η ανεπάρκεια αυτού του κυκλώματος οδήγησης μπορεί να ξεπεραστεί με το κύκλωμα οδήγησης της πύλης MOSFET στην Εικόνα 3.3, όπου χρησιμοποιούνται δύο διακόπτες σε μια διάταξη totem-pole (διάταξη στύλου) με τον συγκριτή (του τύπου 311) να ελέγχει τα transistor npn-ppn της διάταξης totem-pole. Εδώ για να μεταβεί το MOSFET στην κατάσταση αγωγιμότητας, το transistor εξόδου του συγκριτή μεταβαίνει στην κατάσταση αποκοπής, οπότε το npn BJT μεταβαίνει στην κατάσταση αγωγιμότητας και παρέχει μια θετική τάση πύλης στο MOSFET. Κατά την αποκοπή του MOSFET, η πύλη βραχυκυκλώνεται προς την πηγή δια της  $R_G$  και του transistor pnp.



είτε αρνητική). Αυτό πάλι απαιτεί την πόλωση του κυκλώματος οδήγησης με ένα αρνητικό και ένα θετικό τροφοδοτικό.



Εικόνα 3.4 - (α) Διπολικό κύκλωμα οδήγησης της βάσης ενός BJT για ταχεία μετάβαση του στοιχείου ισχύος στην κατάσταση αποκοπής, (β) Όταν το κύκλωμα ελέγχου παρέχει σήματα με τάση ανάμεσα στην τάση  $V_{BB+}$  και τη γη πρέπει να χρησιμοποιηθεί ένα ενδιάμεσο κύκλωμα

Το κύκλωμα οδήγησης του BJT στην Εικόνα 3.4 όπου χρησιμοποιείται ένα διπολικό τροφοδοτικό τάσης σε σχέση με τον εκπομπό προκαλεί ταχεία μετάβαση στην κατάσταση αποκοπής. Κατά το διάστημα αγωγιμότητας το transistor εξόδου του συγκριτή αποκόπτεται, οπότε το transistor  $T_{B+}$  μεταβαίνει στην κατάσταση αγωγιμότητας. Το ρεύμα βάσης στην κατάσταση αγωγιμότητας είναι:

$$I_{B(on)} = \frac{V_{BB+} - V_{CE(sat)}(T_{B+}) - V_{BE(on)}}{R_B} \quad (3-5)$$

Για την επιλογή των  $V_{BB+}$  και της  $R_B$  μπορούν να εφαρμοστούν επιχειρήματα όμοια με το βήμα 3 της σχεδίασης του προηγούμενου κυκλώματος οδήγησης για BJT. Ο προαιρετικός πυκνωτής  $C_{on}$ , που σημειώνεται με διακεκομμένη γραμμή, παρέχει στη βάση του transistor ισχύος ένα μεγάλο μεταβατικό ρεύμα, τη στιγμή της μετάβασης στην κατάσταση αγωγιμότητας, προκειμένου να την επιταχύνει.

Για τη μετάβαση του BJT στην κατάσταση αποκοπής, το εσωτερικό transistor του συγκριτή μεταβαίνει στην κατάσταση αγωγιμότητας, οπότε το transistor που η  $T_B$  άγει (αυτόματα το transistor που η  $T_{B+}$  αποκόπτεται). Για να είναι ταχεία η αποκοπή, στη σειρά με το  $T_B$  δε χρησιμοποιείται εξωτερική αντίσταση. Το πλάτος της αρνητικής τάσης πρέπει να είναι μικρότερο από την τάση διάσπασης της επαφής BE του BJT, η οποία δίνεται στα φυλλάδια δεδομένων και κανονικά βρίσκεται στην περιοχή 5-7V. Αν το BJT έχει την τάση να παρουσιάζει ρεύμα συλλέκτη ουράς, εξαιτίας της τόσο ταχείας μετάβασης στην αποκοπή της επαφής BE σε σχέση με την επαφή CB, τότε ανάμεσα στο σημείο A και στον εκπομπό του  $T_B$  στην Εικόνα 3.4α πρέπει να τοποθετηθεί μια αντίσταση ή αν είναι απαραίτητο ένα πηνίο.

Αν το σήμα ελέγχου παρέχεται από ένα λογικό κύκλωμα, το οποίο συνδέεται ανάμεσα στην  $V_{BB}$  και τον εκπομπό του BJT, τότε, όπως φαίνεται στην Εικόνα 3.4β όπου  $R_4=R_5$ , η τάση αναφοράς του συγκριτή πρέπει να είναι η μισή τάση ανάμεσα στην  $V_{BB}$  και τον εκπομπό του BJT.

Η μετατροπή που φαίνεται στην Εικόνα 3.5α βελτιώνει ακόμη περισσότερο τη μετάβαση του BJT στην κατάσταση αποκοπής σε σχέση με το κύκλωμα οδήγησης στην Εικόνα 3.4. Για να διατηρείται η τάση  $V_{CE}$  του BJT λίγο μεγαλύτερη από την τάση κορεσμού  $V_{CE(sat)}$  τοποθετείται η δίοδος  $D_{as}$ . Αυτό μπορεί να φανεί στην Εικόνα 3.5α, όπου:

$$V_{AE} = V_{BE(on)} + V_{D1} = V_{CE(on)} + V_{Das} \quad (3-6)$$

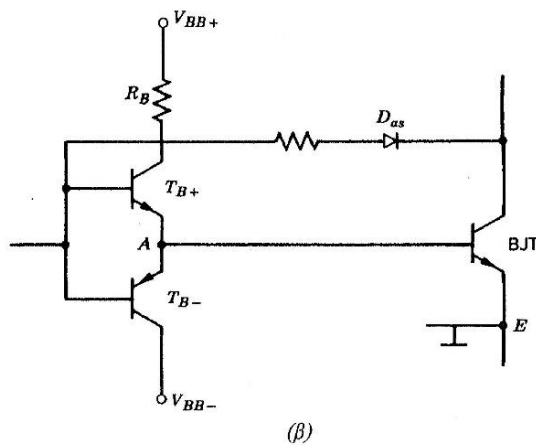
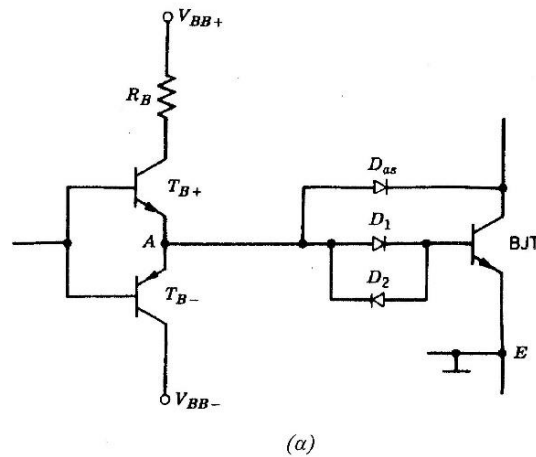
και κατά συνέπεια:

$$V_{BE(on)} = V_{CE(on)} \quad (3-7)$$

επειδή  $V_{D1} = V_{Das}$ . Αφού η  $V_{BE(sat)}$  είναι γενικά μεγαλύτερη από την  $V_{CE(sat)}$ , η παρουσία της διόδου διατηρεί το transistor ελαφρά εκτός κορεσμού, ελαττώνοντας το χρόνο αποθήκευσης με κόστος την αύξηση των απωλειών στην κατάσταση αγωγιμότητας του BJT. Άρα, η δίοδος αυτή πρέπει να χρησιμοποιείται μόνο αν το BJT χρησιμοποιηθεί σε υψηλές συχνότητες μετάβασης. Αν απαιτείται ακόμη ταχύτερη μετάβαση στην κατάσταση αποκοπής, η τάση  $V_{CE(sat)}$  στην κατάσταση αγωγιμότητας πρέπει να ρυθμιστεί, τοποθετώντας μια ή περισσότερες διόδους εν σειρά με την  $D_1$ .

Στο κύκλωμα στην Εικόνα 3.5α η δίοδος  $D_2$  χρειάζεται για να παρέχει μια διαδρομή για το αρνητικό ρεύμα βάσης. Η δίοδος  $D_{as}$  πρέπει να είναι δίοδος γρήγορης αποκατάστασης και ο ανάστροφος χρόνος αποκατάστασης της πρέπει να είναι μικρότερος από τον χρόνο

αποθήκευσης του BJT. Επιπλέον, ο περιορισμός ανάστροφης τάσης της διόδου πρέπει να είναι ίδιος με τον περιορισμό της τάσης αποκοπής του transistor ισχύος.



Εικόνα 3.5 - (α) Κύκλωμα οδήγησης της βάσης με δίοδο που απομακρύνει το transistor από τον κορεσμό και ελαχιστοποιεί τον χρόνο αποθήκευσης του BJT και κατά συνέπεια τον χρόνο μετάβασης στην κατάσταση αποκοπής, (β) Μετατροπή που επιτρέπει στη δίοδο να έχει μικρότερο περιορισμό ρεύματος σε σχέση με τη δίοδο στο (α)

Στην Εικόνα 3.5β δίνεται μια βελτιωμένη σχεδίαση του κυκλώματος στην Εικόνα 3.5α, όπου οι απώλειες στο θετικό τμήμα του κυκλώματος οδήγησης της βάσης είναι ελαττωμένες σε σχέση με το αρχικό κύκλωμα. Εδώ η δίοδος  $D_{as}$  ρυθμίζει το ρεύμα βάσης του οδηγού transistor  $T_{B+}$ , ώστε να λειτουργεί στην ενεργό περιοχή και το ρεύμα που απορροφά από την  $V_{BB}$  είναι τώρα ίσο με το ρεύμα  $I_B$  που απαιτείται για τον οριακό κορεσμό του BJT. Επιπλέον, ο περιορισμός ρεύματος της  $D_{as}$  ελαττώνεται. Μια μικρή αντίσταση εν σειρά με τη δίοδο  $D_{as}$  βοηθά σημαντικά στον περιορισμό των ταλαντώσεων κατά τη μετάβαση στην κατάσταση αγωγιμότητας. Επειδή το  $T_{B+}$  λειτουργεί στην ενεργό περιοχή, πρέπει να πλαισιωθεί από έναν μικρό απαγωγό της θερμότητας.

Από την Εικόνα 3.6α έως 3.6γ δίνεται ένα οδηγό κύκλωμα για MOSFET, το οποίο παρέχει θετική και αρνητική τάση για τη μετάβαση στις καταστάσεις αγωγιμότητας και αποκοπής

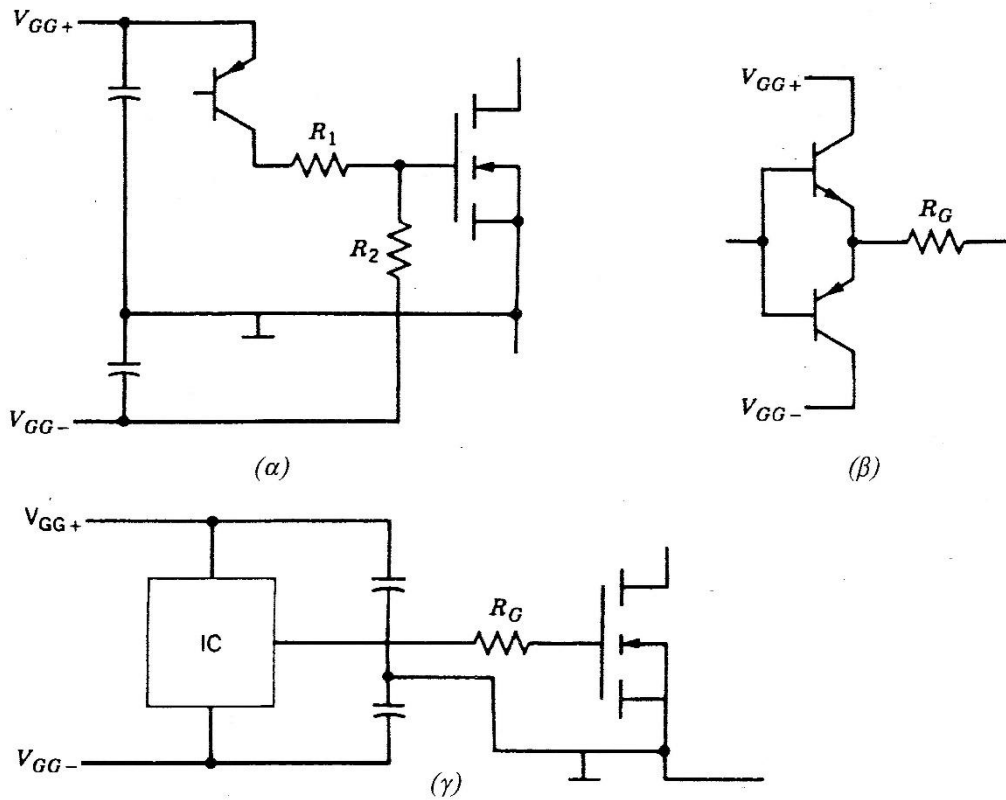
αντίστοιχα. Αυτό επιτυγχάνεται με τη χρήση διπολικής πηγής τροφοδοσίας σε σχέση με την πηγή του MOSFET. Αν το σήμα ελέγχου παρέχεται από ένα λογικό κύκλωμα, το οποίο συνδέεται ανάμεσα στην  $V_{GG+}$  και την πηγή του MOSFET, τότε η αναφορά του συγκριτή πρέπει να βρίσκεται στη μέση της τάσης ανάμεσα στην  $V_{GG+}$  και την πηγή του MOSFET, χρησιμοποιώντας ένα ενδιάμεσο κύκλωμα, όπως στην Εικόνα 3.4β.

### **3.3 Κυκλώματα οδήγησης με ηλεκτρική απομόνωση**

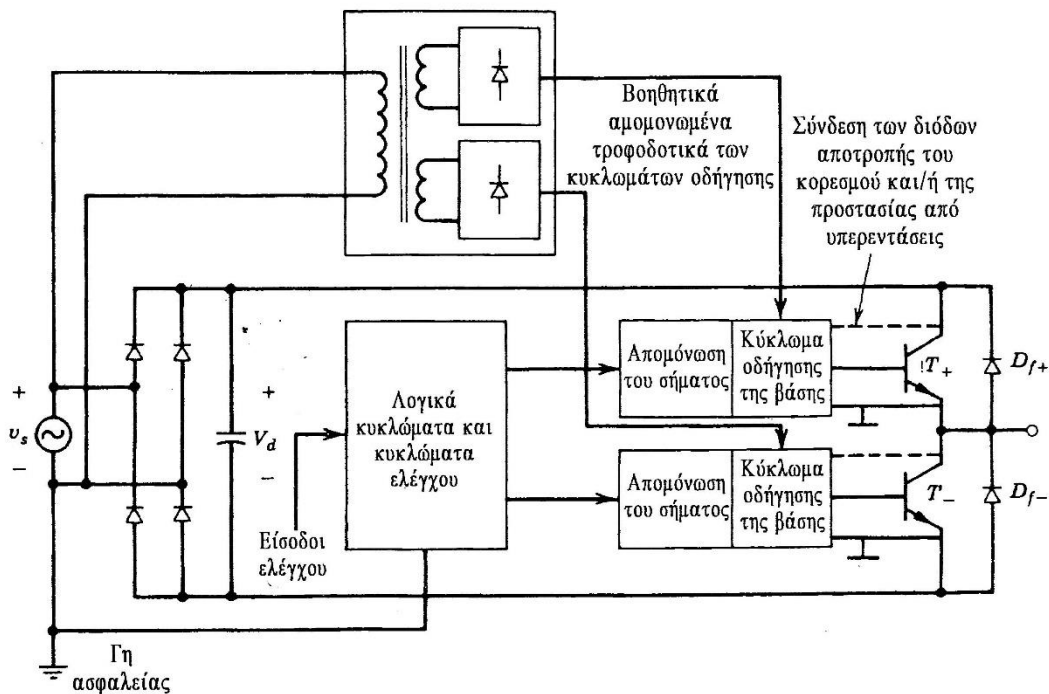
#### **3.3.1 Αναγκαιότητα και είδη ηλεκτρικής απομόνωσης**

Πολύ συχνά επιβάλλεται ηλεκτρική απομόνωση μεταξύ των λογικών σημάτων ελέγχου και των κυκλωμάτων οδήγησης. Αυτό φαίνεται στην Εικόνα 3.7 για την περίπτωση ενός μετατροπέα μισής γέφυρας με BJT ισχύος και είσοδο μιας μονοφασικής AC πηγής, όπου ο ένας από τους ακροδέκτες είναι ο γειωμένος ουδέτερος αγωγός. Τώρα ο θετικός DC αγωγός είναι κοντά στο δυναμικό της γης κατά την αρνητική ημιπερίοδο της  $V_s$  και ο αρνητικός DC αγωγός είναι κοντά στο δυναμικό της γης κατά τη θετική ημιπερίοδο της  $V_s$ . Κάτω από αυτές τις συνθήκες πρέπει να εκλαμβάνονται οι ακροδέκτες και των δύο BJT ως “hot” σε σχέση με τον ουδέτερο. Τα λογικά σήματα ελέγχου συνήθως έχουν αναφορά τη λογική γείωση, η οποία βρίσκεται στο ίδιο δυναμικό με τον ουδέτερο, δεδομένου ότι τα λογικά κυκλώματα συνδέονται με τον ουδέτερο με τη βοήθεια ενός αγωγού ασφαλείας.





Εικόνα 3.6 - Διάφορα κυκλώματα οδήγησης πύλης με διπολική πηγή, για την παροχή σ' ένα MOSFET n-καναλιού θετικών και αρνητικών τάσεων πύλης-πηγής κατά την μετάβαση στις καταστάσεις αγωγιμότητας και αποκοπής αντίστοιχα

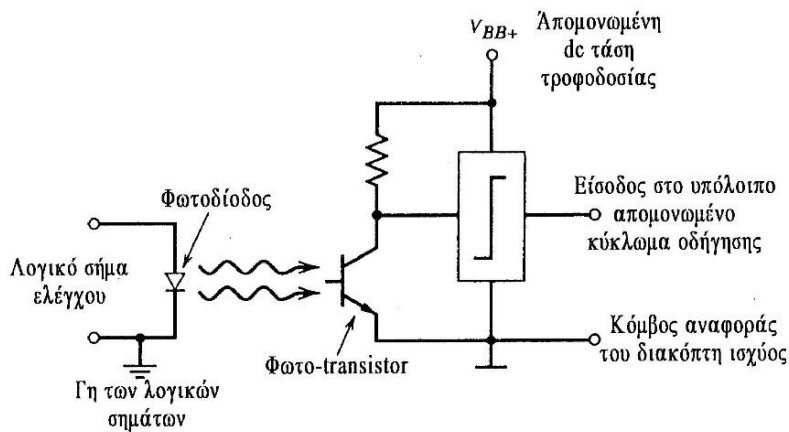


Εικόνα 3.7 - Σύστημα οδήγησης BJT ισχύος, όπου φαίνεται η ανάγκη ηλεκτρικής απομόνωσης ανάμεσα στο οδηγό κύκλωμα και τα λογικά κυκλώματα ελέγχου

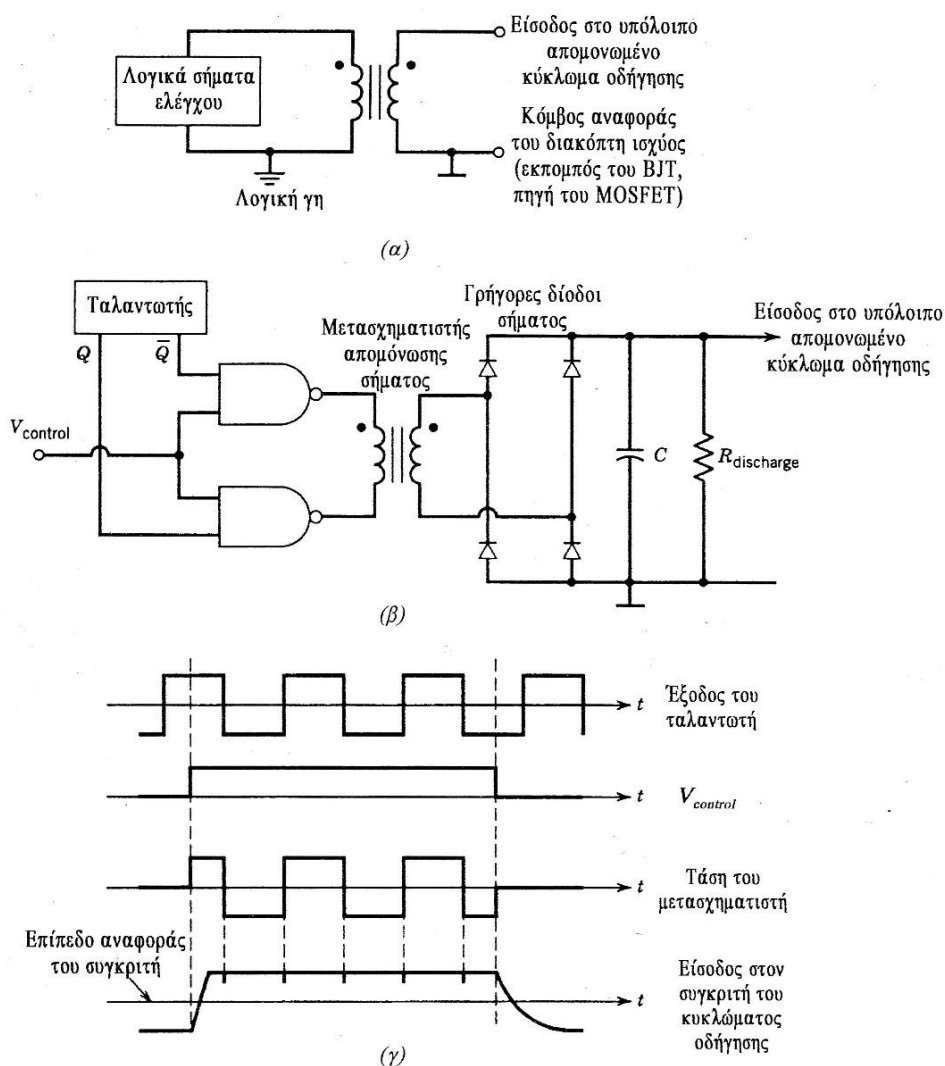
Η ηλεκτρική απομόνωση γίνεται κατά κύριο λόγο με οπτικούς ζεύκτες, οπτικές ίνες ή με μετασχηματιστές. Ο οπτικός ζεύκτης της Εικόνα 3.8 αποτελείται από μια δίοδο εκπομπής φωτός (LED), το transistor εξόδου και μια ενσωματωμένη βαθμίδα Schmitt trigger. Όταν το LED δέχεται ένα θετικό σήμα από το λογικό κύκλωμα ελέγχου, εκπέμπει φως το οποίο εστιάζεται στην οπτικά ευαίσθητη βάση του φωτο-transistor. Το φως που προσπίπτει στη βάση του φωτο-transistor ελευθερώνει έναν σημαντικό αριθμό ηλεκτρονίων-οπών, τα οποία οδηγούν το transistor στην αγωγιμότητα. Η έξοδος του Schmitt-trigger είναι η έξοδος του οπτικού ζεύκτη και μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως είσοδος ελέγχου στο απομονωμένο κύκλωμα οδήγησης. Η χωρητικότητα μεταξύ του LED και της βάσης του transistor μέσα στον οπτικό ζεύκτη πρέπει να είναι όσο το δυνατόν μικρότερη, για να αποφεύγεται η επαναδιέγερση του transistor ισχύος κατά την έναυση και κατά τη σβέση, εξαιτίας του άλματος δυναμικού μεταξύ του σημείου αναφοράς του εκπομπού του transistor ισχύος και της γης του κυκλώματος ελέγχου. Προκειμένου να ελαττωθεί αυτό το πρόβλημα, θα πρέπει να χρησιμοποιούνται οπτικοί ζεύκτες με ηλεκτρική θωράκιση μεταξύ του LED και του φωτο-transistor.

Εναλλακτικά, μπορούν να χρησιμοποιηθούν καλώδια οπτικών ινών, τα οποία απαλείφουν εντελώς αυτό το πρόβλημα επαναδιέγερσης και παρέχουν υψηλή ηλεκτρική μόνωση. Όταν χρησιμοποιούνται καλώδια οπτικών ινών, το LED είναι τοποθετημένο στη βάση του τυπωμένου κυκλώματος ελέγχου και η οπτική ίνα μεταφέρει το σήμα στο transistor-αποδέκτη, το οποίο είναι τοποθετημένο πάνω στη βάση του τυπωμένου κυκλώματος οδήγησης.

Επίσης, θα μπορούσε, αντί να χρησιμοποιηθούν οπτικοί ζεύκτες ή καλώδια οπτικών ινών, να γίνει σύζευξη του σήματος ελέγχου με το ηλεκτρικά απομονωμένο κύκλωμα οδήγησης με τη βοήθεια ενός μετασχηματιστή, όπως φαίνεται στην Εικόνα 3.9α. Εάν η συχνότητα μετάβασης είναι μεγάλη (αρκετές δεκάδες kHz ή και περισσότερο) και η σχετική διάρκεια αγωγής μεταβάλλεται λίγο γύρω από το 0.5, μπορεί να εφαρμοστεί ένα σήμα ελέγχου βασικής ζώνης με κατάλληλο πλάτος απευθείας στο πρωτεύον ενός σχετικά μικρού και ελαφρού μετασχηματιστή παλμών, όπως φαίνεται στην Εικόνα 3.9α. Η έξοδος του δευτερεύοντος μπορεί να εφαρμοστεί απευθείας στον διακόπτη ισχύος ή να χρησιμοποιηθεί ως είσοδος ενός απομονωμένου κυκλώματος οδήγησης. Καθώς η συχνότητα μετάβασης ελαττώνεται κάτω από την περιοχή των δεκάτων του kHz, ένα σήμα βασικής ζώνης, το οποίο εφαρμόζεται απευθείας στο πρωτεύον του μετασχηματιστή, γίνεται μη πρακτικό, επειδή το μέγεθος και το βάρος του μετασχηματιστή αυξάνεται.



Εικόνα 3.8 - Σχηματικό διάγραμμα ενός οπτικού ζευκτη, ο οποίος χρησιμοποιείται για τη σύζευξη ενός πλωτού (ηλεκτρικά απομονωμένου) κυκλώματος οδήγησης με το κύκλωμα ελέγχου

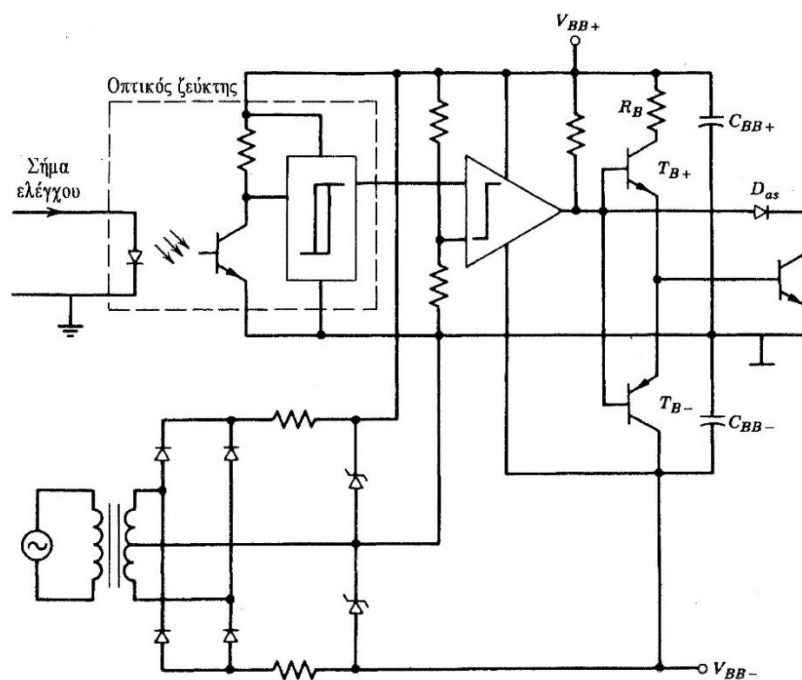


Εικόνα 3.9 - Σύζευξη των σημάτων ελέγχου με το κύκλωμα οδήγησης μέσω μετασχηματιστή. Στο (α) το σήμα ελέγχου εφαρμόζεται απευθείας στο πρωτεύον του μετασχηματιστή. Στο (β) το σήμα ελέγχου διαμορφώνει ένα φέρον σήμα υψηλής συχνότητας και κατόπιν εφαρμόζεται στο πρωτεύον ενός μικρού μετασχηματιστή υψηλής συχνότητας. Οι κυματομορφές που αναφέρονται στο (β) φαίνονται στο (γ)

Η διαμόρφωση ενός φορέα υψηλής συχνότητας από ένα σήμα ελέγχου χαμηλής συχνότητας επιτρέπει τη χρησιμοποίηση ενός μικρού μετασχηματιστή παλμών υψηλής συχνότητας, ακόμη και για τα σήματα χαμηλής συχνότητας. Στην Εικόνα 3.9β το σήμα ελέγχου διαμορφώνει την έξοδο ενός ταλαντωτή υψηλής συχνότητας (πχ 1MHz) πριν εφαρμοστεί στο πρωτεύον ενός μετασχηματιστή σήματος υψηλής συχνότητας. Επειδή ένας μετασχηματιστής υψηλής συχνότητας μπορεί να γίνει αρκετά μικρός, είναι εύκολο να αποφευχθούν οι χωρητικότητες διαρροής μεταξύ των τυλιγμάτων εισόδου και εξόδου και ο μετασχηματιστής δεν θα έχει μεγάλο κόστος. Η έξοδος του δευτερεύοντος ανορθώνεται και φιλτράρεται και στη συνέχεια εφαρμόζεται στο συγκριτή και στο υπόλοιπο απομονωμένο κύκλωμα οδήγησης. Στην Εικόνα 3.9γ φαίνονται οι κυματομορφές γι' αυτό το σχήμα διαμόρφωσης.

### 3.3.2 Απομονωμένα κυκλώματα οδήγησης με οπτικό ζεύκτη

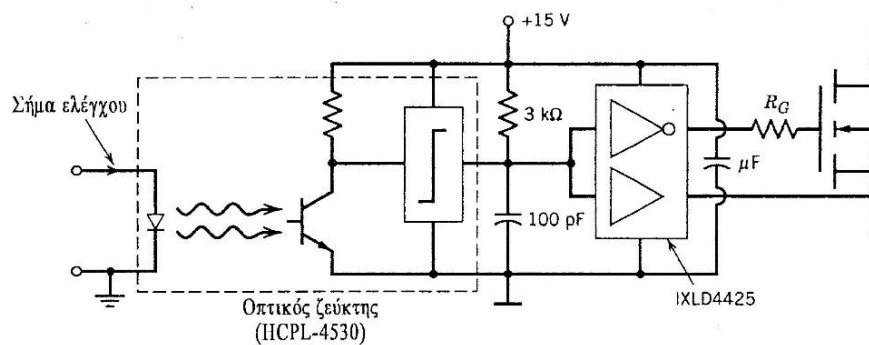
Στα απομονωμένα με οπτικό ζεύκτη κυκλώματα οδήγησης, ο οπτικός ζεύκτης αποτελεί τη διασύνδεση (interface) μεταξύ της εξόδου του κυκλώματος ελέγχου και της εισόδου του απομονωμένου κυκλώματος οδήγησης. Η είσοδος του οπτικού ζεύκτη συνδέεται απευθείας με το κύκλωμα ελέγχου, ενώ η έξοδος του συνδέεται απευθείας με το απομονωμένο κύκλωμα οδήγησης. Η τοπολογία του απομονωμένου κυκλώματος οδήγησης μεταξύ της εξόδου του οπτικού ζεύκτη και του ακροδέκτη ελέγχου του διακόπτη ισχύος μπορεί να πάρει διάφορες μορφές.



Εικόνα 3.10 - Κύκλωμα οδήγησης της βάσης με οπτική απομόνωση

Στην προηγούμενη Εικόνα 3.10 φαίνεται ένα απομονωμένο με οπτικό ζεύκτη κύκλωμα οδήγησης για ένα BJT ισχύος. Το κύκλωμα οδήγησης έχει διπολική έξοδο, ώστε να είναι δυνατή η γρήγορη έναυση και σβέση του BJT. Μια npn-ppn βαθμίδα totem-pole παρέχει την απαιτούμενη DC τάση στη βάση του BJT, για να το οδηγήσει κατά περίπτωση στην αγωγιμότητα ή την αποκοπή. Το διπολικό DC τροφοδοτικό φαίνεται στο κάτω αριστερά τμήμα στην Εικόνα 3.10.

Κυκλώματα οδήγησης απομονωμένα με οπτικό ζεύκτη μπορούν να χρησιμοποιηθούν για τα MOSFET και τα IGBT ισχύος. Το κύκλωμα στην Εικόνα 3.11 χρησιμοποιεί έναν οπτικό ζεύκτη με υψηλή απευαισθησία στον θόρυβο κοινής φοράς (HPCL-4503) και μια οδηγό βαθμίδα υψηλής ταχύτητας (IXLD4425) με δυνατότητα ρεύματος εξόδου 3A. Το κύκλωμα οδήγησης χρησιμοποιεί ένα μονοπολικό πλωτό τροφοδοτικό των 15V και δίδει μια τάση εξόδου  $\pm 15V$  για υψηλή απευαισθησία στο θόρυβο και ταχεία μετάβαση.



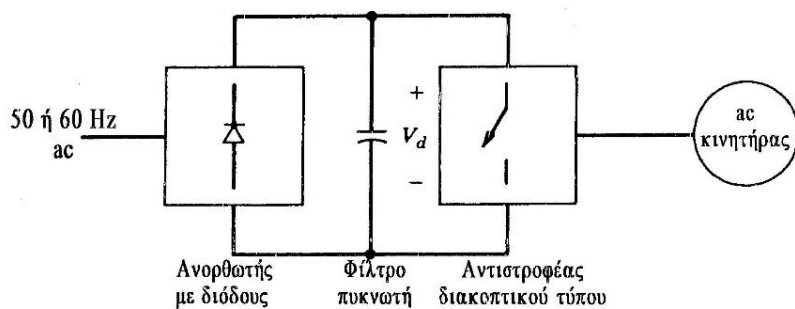
Εικόνα 3.11 - Κύκλωμα κατάλληλο για την οδήγηση MOSFET και IGBT με οπτική απομόνωση. Το κύκλωμα που παρέχει την πλωτή μονοπολική τάση τροφοδοσίας των 15V δε φαίνεται για λόγους απλότητας

Το υψηλής ταχύτητας ολοκληρωμένο οδηγό κύκλωμα συνδέει την πύλη του στοιχείου ισχύος στον αγωγό των 15V και ταυτόχρονα συνδέει την πηγή στον αρνητικό ακροδέκτη του τροφοδοτικού πόλωσης, προκειμένου το στοιχείο ισχύος να οδηγηθεί στην κατάσταση αγωγιμότητας. Για να οδηγηθεί το στοιχείο ισχύος στην αποκοπή, το κύκλωμα οδήγησης συνδέει την πύλη με τον αρνητικό ακροδέκτη του τροφοδοτικού και ταυτόχρονα συνδέει την πηγή στον αγωγό των  $\pm 15V$ .

## 4 Αντιστροφείς DC-AC Διακοπτικού Τύπου

### 4.1 Εισαγωγή

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 όσο και τη συχνότητά της. Για παράδειγμα, ας θεωρηθεί το AC κινητήριο σύστημα, που δίνεται στην Εικόνα 4.1 με μορφή λειτουργικού διαγράμματος. Η DC τάση λαμβάνεται με ανόρθωση και εξομάλυνση της τάσης του δικτύου, συνήθως μέσω κυκλωμάτων ανορθωτών. Η τάση στους ακροδέκτες ενός AC κινητήρα είναι επιθυμητό να είναι ημιτονοειδής και ελεγχόμενη κατά πλάτος και συχνότητα. Αυτό πραγματοποιείται μέσω του αντιστροφέα DC-AC διακοπτικού τύπου στην Εικόνα 4.1. Ο αντιστροφέας αυτός δέχεται DC τάση ως είσοδο και παράγει την επιθυμητή AC τάση εξόδου.

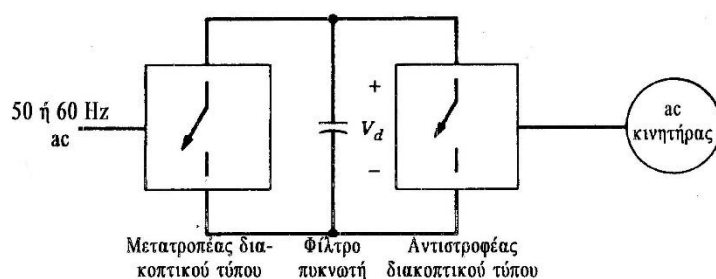


Εικόνα 4.1 - Αντιστροφέας διακοπτικού τύπου σε AC κινητήριο σύστημα

Για να είμαστε περισσότερο ακριβείς, ο αντιστροφέας διακοπτικού τύπου στην Εικόνα 4.1 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 μετατροπέες διακοπτικού τύπου αναφέρονται συχνά ως αντιστροφείς διακοπτικού τύπου.

Για την επιβράδυνση του AC κινητήρα στην Εικόνα 4.1, 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 την 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 στην Εικόνα 4.1. Ωστόσο, σε εφαρμογές όπου η πέδηση αυτή εκτελείται συχνά,

καλύτερη εναλλακτική λύση είναι να γίνεται με επιστροφή της ενέργειας στο δίκτυο, όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.2. Για να γίνει αυτό, απαιτείται ο μετατροπέας που συνδέει τον κινητήρα στο δίκτυο να είναι μετατροπέας δύο τεταρτημορίων 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 δύο τεταρτημορίων με αναστρέψιμο ρεύμα μπορεί να υλοποιηθεί με δύο αντιπαράλληλα συνδεδεμένους μετατροπείς με thyristor, ή μέσω ενός μετατροπέα διακοπτικού τύπου, όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.2. 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 την DC πλευρά) που σχετίζονται με τη διασύνδεση του κινητήρα με το δίκτυο.



Εικόνα 4.2 - Μετατροπείς διακοπτικού τύπου για κίνηση και πέδηση AC κινητήριου συστήματος

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 των Εικόνων 4.1 και 4.2. 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 ρεύματος δεν εξετάζονται στο κεφάλαιο αυτό.

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 στην Εικόνα 4.1, 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

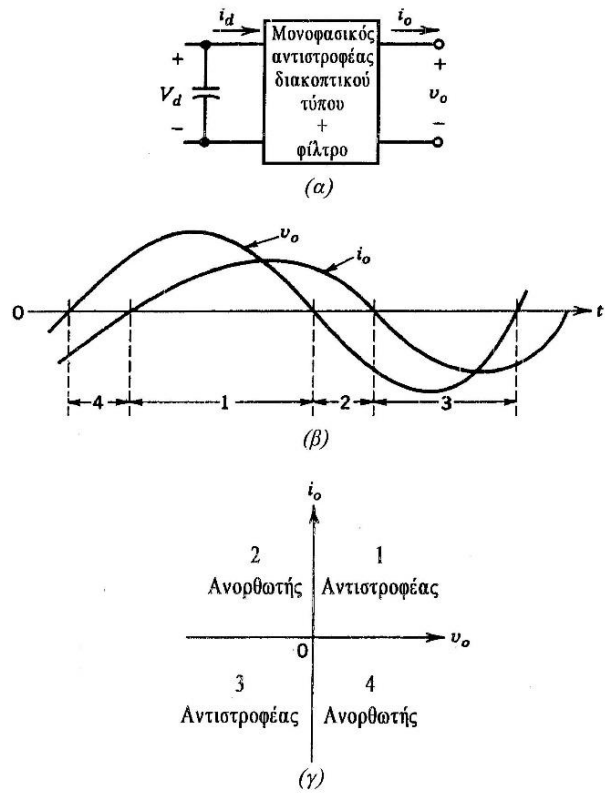
τάσεων εξόδου που να πλησιάζουν την ημιτονοειδή κυματομορφή. Από τις διάφορες αυτές μεθόδους διαμόρφωσης PWM, θα εξεταστεί λεπτομερώς αυτή που ονομάζεται *ημιτονοειδής διαμόρφωση PWM*.

2. *Αντιστροφείς με Τετραγωνική Κυματομορφή*: Στους αντιστροφείς αυτούς, για 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 τάση εξόδου έχει μια κυματομορφή παρόμοια με τετραγωνική και γι' αυτό 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 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 δύο προηγούμενων αντιστροφέων. Πρέπει να σημειωθεί ότι η *τεχνική της απαλοιφής τάσης* (voltage cancellation technique) λειτουργεί μόνο στους μονοφασικούς και όχι στους τριφασικούς αντιστροφείς.

## 4.2 Βασικές αρχές των αντιστροφέων διακοπτικού τύπου

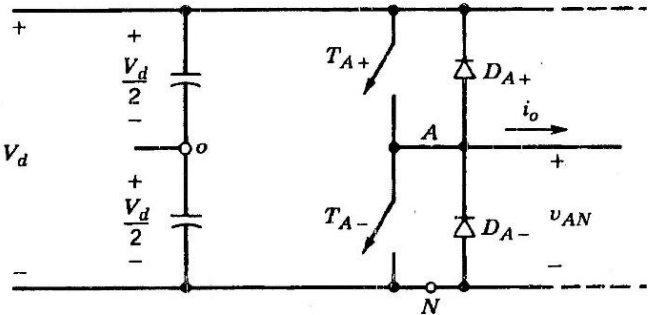
Στην ενότητα αυτή θα εξεταστούν οι απαιτήσεις του αντιστροφέα διακοπτικού τύπου. Για λόγους απλότητας, ας θεωρηθεί ένας μονοφασικός αντιστροφέας, ο οποίος δίνεται με μορφή λειτουργικού διαγράμματος στην Εικόνα 4.3α. Η τάση εξόδου του αντιστροφέα εξομαλύνεται, έτσι ώστε η  $u_o$  να μπορεί να θεωρηθεί ημιτονοειδής. Αν ο αντιστροφέας τροφοδοτεί ένα επαγωγικό φορτίο, για παράδειγμα έναν AC κινητήρα, το  $i_o$  θα καθυστερεί σε σχέση με τη  $u_o$ , όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.3β. Στις κυματομορφές της εξόδου στην Εικόνα 4.3β φαίνεται ότι κατά το χρονικό διάστημα 1, οι τιμές των  $u_o$  και  $i_o$  είναι και οι δύο θετικές, ενώ κατά το χρονικό διάστημα 3, οι τιμές των  $u_o$  και  $i_o$  είναι και οι δύο αρνητικές. Επομένως, κατά τα χρονικά διαστήματα 1 και 3, η στιγμιαία ροή ισχύος  $p_o (=u_o i_o)$  είναι από τη DC πλευρά προς την AC πλευρά, αντιστοιχώντας σε λειτουργία αντιστροφέα. Αντίθετα, οι τιμές των  $u_o$  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 στην Εικόνα 4.3α πρέπει να μπορεί να λειτουργεί και στα τέσσερα τεταρτημόρια του επιπέδου  $i_o$ - $u_o$ , όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.3γ. Ένας τέτοιος αντιστροφέας τεσσάρων τεταρτημορίων, έχει αποδειχθεί ότι σε ένα μετατροπέα με πλήρη γέφυρα, το  $i_o$  είναι αναστρέψιμο και η  $u_o$  μπορεί να έχει θετική ή αρνητική πολικότητα, ανεξάρτητα από τη φορά του  $i_o$ .





Εικόνα 4.3 - Μονοφασικός αντιστροφέας διακοπτικού τύπου

Στην Εικόνα 4.4 φαίνεται μόνο ένα από τα δύο σκέλη του μετατροπέα με πλήρη γέφυρα, για παράδειγμα το σκέλος Α. Όλες οι διατάξεις αντιστροφών DC-AC, που περιγράφονται στο κεφάλαιο αυτό, προέρχονται από το μετατροπέα ενός σκέλους στην Εικόνα 4.4. Για λόγους ευκολίας, θα υποθεθεί ότι στον αντιστροφέα στην Εικόνα 4.4, το σημείο “0” της DC τάσης εισόδου είναι διαθέσιμο, αν και στους περισσότερους αντιστροφείς δε χρειάζεται και έτσι δεν είναι διαθέσιμο.



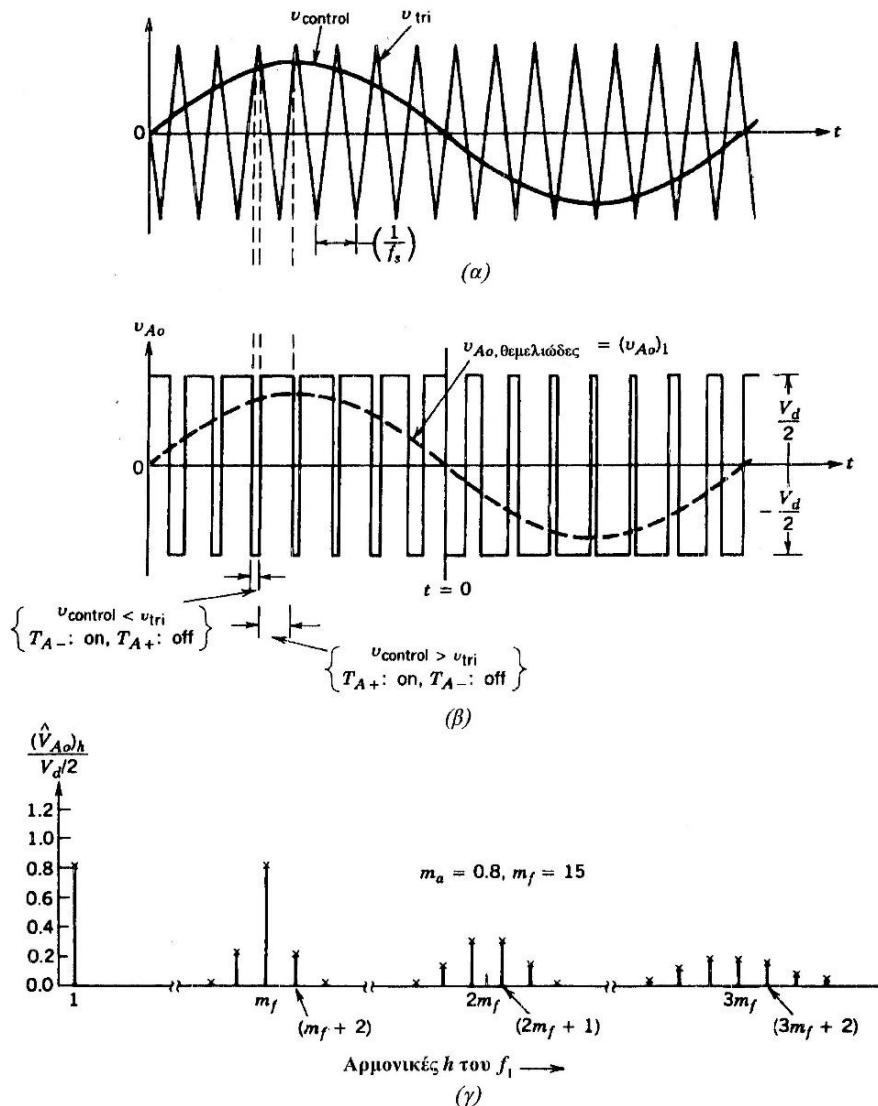
Εικόνα 4.4 - Αντιστροφέας διακοπτικού τύπου με ένα σκέλος

Για να γίνουν κατανοητά τα χαρακτηριστικά του αντιστροφέα DC-AC ενός σκέλους στην Εικόνα 4.4, θα υποθεθεί ότι η DC τάση εισόδου  $V_d$  είναι σταθερή και ότι στους διακόπτες του αντιστροφέα γίνεται διαμόρφωση PWM για τη μορφοποίηση και τον έλεγχο της τάσης εξόδου.

Αργότερα, θα αποδειχθεί ότι η λειτουργία με τετραγωνική κυματομορφή είναι ειδική περίπτωση της διαμόρφωσης PWM.

#### 4.2.1 Στρατηγική της διαμόρφωσης εύρους παλμών (PWM)

Έχει εξεταστεί η διαμόρφωση εύρους παλμού των μετατροπέων DC-DC με πλήρη γέφυρα. Εκεί συγκρινόταν ένα σήμα ελέγχου  $u_{\text{control}}$  (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.



Εικόνα 4.5 - Διαμόρφωση εύρους παλμών (PWM)

Σε κυκλώματα αντιστροφών η διαμόρφωση PWM είναι λίγο πιο περίπλοκη, εφόσον, όπως αναφέρθηκε νωρίτερα, είναι επιθυμητό η έξοδος του αντιστροφέα να είναι ημιτονοειδής και να υπάρχει η δυνατότητα ελέγχου του πλάτους και της συχνότητάς 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 στην Εικόνα 4.5α. Η συχνότητα της τριγωνικής κυματομορφής καθορίζει τη συχνότητα μετάβασης του αντιστροφέα και διατηρείται γενικά σταθερή, όπως και το στέλεχος 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  $u_{tri}$  στην Εικόνα 4.5α 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 δε θα είναι μια τέλεια ημιτονοειδής κυματομορφή, αλλά θα περιέχει αρμονικές της  $f_1$ . Ο *συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους* (amplitude modulation ratio)  $m_a$  ορίζεται ως:

$$m_a = \frac{V_{control}}{V_{tri}} \quad (4-1)$$

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)  $m_f$  ορίζεται ως:

$$m_f = \frac{f_s}{f_1} \quad (4-2)$$

Στον αντιστροφέα στην Εικόνα 4.4β οι διακόπτες  $T_{A+}$  και  $T_{A-}$ , ελέγχονται με βάση τη σύγκριση των  $u_{control}$  και  $u_{tri}$  και προκύπτει η ακόλουθη τάση εξόδου, ανεξάρτητα από τη φορά του  $i_o$ :

$$V_{control} > V_{tri}, T_{A+} \text{ είναι on, } v_{Ao} = \frac{1}{2}V_d \quad (4-3)$$

ή

$$V_{control} < V_{tri}, T_{A-} \text{ είναι on, } v_{Ao} = -\frac{1}{2}V_d$$

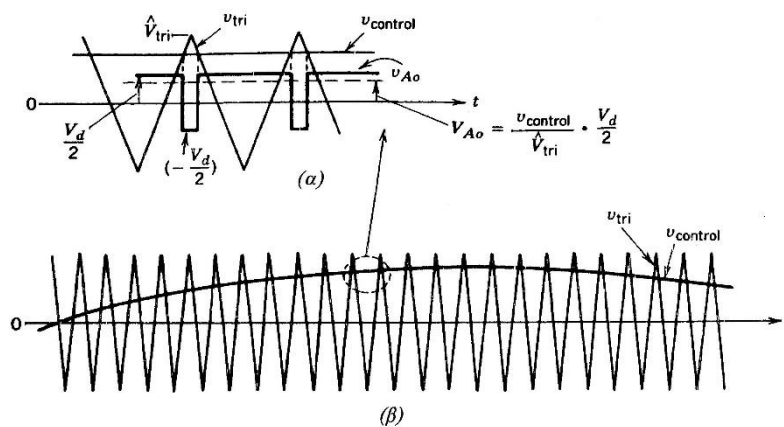
Εφόσον οι δύο διακόπτες δεν είναι ποτέ ταυτόχρονα ανοικτοί, η τάση εξόδου  $u_{Ao}$  κυμαίνεται μεταξύ δύο τιμών ( $V_d/2$  και  $-V_d/2$ ). Η  $u_{Ao}$  και η θεμελιώδης συχνότητά της (καμπύλη που σημειώνεται με διακεκομμένη γραμμή) φαίνονται στην Εικόνα 4.5β, η οποία σχεδιάζεται για  $m_f=15$  και  $m_a=0.8$ .

Το φάσμα της  $u_{Ao}$ , για τις συνθήκες που σημειώνονται στην Εικόνα 4.5α και 4.5β, φαίνεται στην Εικόνα 4.5γ, όπου σχεδιάζονται οι κανονικοποιημένες αρμονικές τάσεις  $(V_{Ao})_h / \frac{1}{2}V_d$  που έχουν σημαντικά πλάτη. Αυτή η παράσταση (για  $m_a \leq 1$ ) επιδεικνύει τρία σημαντικά στοιχεία:

1. Το πλάτος της θεμελιώδους συχνότητας ( $V_{Ao}$ ), είναι  $m_a$  φορές το  $(V_d/2)$ . Αυτό εξηγείται θεωρώντας αρχικά ένα σταθερό  $u_{control}$ , όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.6α. Έτσι προκύπτει μια κυματομορφή εξόδου  $u_{Ao}$ . 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  $T_s=1/f_s$ )  $V_{Ao}$  εξαρτάται από το λόγο του  $u_{control}$  προς τη  $V_{tri}$  για δεδομένη  $V_d$ :

$$V_{Ao} = \frac{v_{control} V_d}{V_{tri} 2} \quad v_{control} \leq V_{tri} \quad (4-4)$$

Ας υποθεθεί (παρά το ότι η υπόθεση αυτή δεν είναι απαραίτητη) ότι το  $u_{control}$  μεταβάλλεται πολύ λίγο κατά τη διάρκεια της περιόδου μετάβασης, δηλαδή ο  $m_f$  είναι μεγάλος, όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.6β. Επομένως, θεωρώντας το  $u_{control}$  σταθερό κατά τη διάρκεια της περιόδου μετάβασης, η εξίσωση 4-4 δείχνει το πώς η “στιγμιαία” μέση τιμή της  $u_{Ao}$  (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  $u_{Ao}$ .



Εικόνα 4.6 - Ημιτονοειδής διαμόρφωση PWM

Το προηγούμενο επιχειρήμα δείχνει το λόγο για τον οποίο το  $u_{control}$  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:

$$v_{control} = V_{control} \sin \omega_1 t$$

όπου

$$V_{\text{control}} \leq V_{\text{tri}} \quad (4-5)$$

Χρησιμοποιώντας τις εξισώσεις 4-4 και 4-5 και τα προηγούμενα επιχειρήματα που δείχνουν ότι η θεμελιώδης συνιστώσα  $(u_{Ao})_1$  μεταβάλλεται ημιτονοειδώς και σε φάση με το  $u_{\text{control}}$  προκύπτει:

$$(V_{Ao})_1 = \frac{V_{\text{control}}}{V_{\text{tri}}} \sin \omega_1 t \frac{V_d}{2} = m_a \sin \omega_1 t \frac{V_d}{2} \quad \text{για } m_a \leq 1 \quad (4-6)$$

Επομένως

$$(V_{Ao})_1 = m_a \frac{V_d}{2} \quad m_a \leq 1 \quad (4-7)$$

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  $m_a \leq 1$ ). 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 πολλαπλάσιές της, δηλαδή γύρω από τις αρμονικές  $m_f$ ,  $2m_f$ ,  $3m_f$  κοκ. Αυτό το γενικό πρότυπο ισχύει για όλες τις τιμές του  $m_a$  στην περιοχή από 0 έως 1.

Για ένα συντελεστή διαμόρφωσης συχνότητας  $m_f \geq 9$  (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  $m_f$ :

$$h = j(m_f) \pm k \quad (4-8)$$

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  $k$ .

Στον πίνακα 4.1, καταγράφονται οι κανονικοποιημένες αρμονικές  $(V_{Ao})_h / \frac{1}{2}V_d$ , 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 εξίσωση 4.8.

Θα είναι χρήσιμο αργότερα να ληφθεί υπόψη ότι στο κύκλωμα του αντιστροφέα της εικόνας 4.8 ισχύει η σχέση:

$$V_{AN} = V_{A0} + \frac{1}{2}V_d \quad (4-9)$$

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

$$(V_{AN})_h = (V_{A0})_h \quad (4-10)$$

Στον Πίνακα 4.1 φαίνεται ότι η εξίσωση 4-7 ακολουθείται σχεδόν ακριβώς και ότι το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου μεταβάλλεται γραμμικά με τον συντελεστή  $m_a$ .

**Γενικευμένες αρμονικές της  $V_{A0}$  για μεγάλο  $m_f$ .**

$h$ \ $m_a$	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
<b>Θεμελιώδη</b>					
$m_f$	1.242	1.15	1.006	0.818	0.601
$m_f \pm 2$	0.016	0.061	0.131	0.220	0.318
$m_f \pm 4$					0.018
$2m_f \pm 1$	0.190	0.326	0.370	0.314	0.181
$2m_f \pm 3$		0.024	0.071	0.139	0.212
$2m_f \pm 5$				0.013	0.033
$3m_f$	0.335	0.123	0.083	0.171	0.113
$3m_f \pm 2$	0.044	0.139	0.203	0.176	0.062
$3m_f \pm 4$		0.012	0.047	0.104	0.157
$3m_f \pm 6$				0.016	0.044
$4m_f \pm 1$	0.163	0.157	0.008	0.105	0.068
$4m_f \pm 3$	0.012	0.070	0.132	0.115	0.009
$4m_f \pm 5$			0.034	0.084	0.119
$4m_f \pm 7$				0.017	0.050

Σημείωση: Ο λόγος  $(\hat{V}_{A0})_h / \frac{1}{2}V_d$  [ $= (\hat{V}_{AN})_h / \frac{1}{2}V_d$ ] δίνεται ως συνάρτηση του  $m_a$ .

Πίνακας 4.1 - Γενικευμένες αρμονικές της  $V_{A0}$  για μεγάλο  $m_f$

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 στην Εικόνα 4.5β, η οποία 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 συνημιτόνων είναι μηδενικοί. Το φάσμα σχεδιάζεται στην Εικόνα 4.5γ.

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 6kHz είτε υψηλότερη των 20kHz, 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 αύξησής της στα 20kHz αντισταθμίζονται συχνά από το πλεονέκτημα ότι δεν υπάρχει ακουστικός θόρυβος για  $f_s$  των 20kHz ή μεγαλύτερη. Επομένως, σε εφαρμογές των 50 ή 60Hz, όπως είναι τα AC-κινητήρια συστήματα (όπου η θεμελιώδης συχνότητα εξόδου του μετατροπέα μπορεί να απαιτείται να είναι μέχρι 200Hz), ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας  $m_f$  μπορεί να είναι 9 ή ακόμη μικρότερος για συχνότητες μετάβασης μικρότερες των 2kHz. Από την άλλη μεριά, ο  $m_f$  θα είναι μεγαλύτερος από 100 για συχνότητες μετάβασης μεγαλύτερες των 20kHz. 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.

#### 4.2.1.1 Μικρός $m_f$ ( $m_f \leq 21$ )

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 στην Εικόνα 4.5α. Η συγχρονισμένη διαμόρφωση PWM απαιτεί ακέραιη τιμή του  $m_f$ . Ο λόγος για τον οποίο χρησιμοποιείται 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 συχνότητά του  $u_{\text{control}}$  είναι 65.42Hz και  $m_f = 15$ , η συχνότητα της τριγωνικής κυματομορφής θα πρέπει να είναι ακριβώς  $15 \times 65.42 = 981.3\text{Hz}$ ).
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 4.3.2.2.

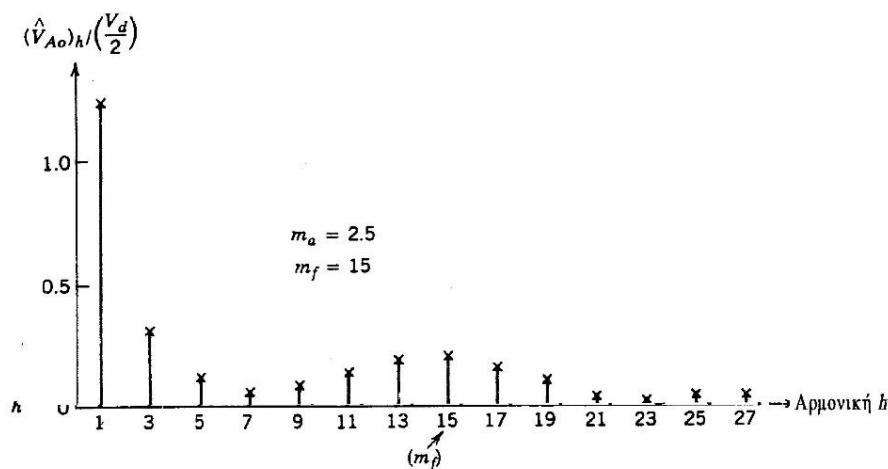
#### 4.2.1.2 Μεγάλος $m_f$ ( $m_f > 21$ )

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  $u_{\text{control}}$  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.

#### 4.2.1.3 Υπερδιαμόρφωση ( $m_a > 1$ )

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 από την εξίσωση 4-7. Στην περιοχή με  $m_a \leq 1$  η διαμόρφωση PWM ωθεί τις αρμονικές σε μια περιοχή υψηλών συχνοτήτων γύρω από τη συχνότητα μετάβασης και τις πολλαπλάσιές 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 της Εικόνα 4.5β.



Εικόνα 4.7 - Αρμονικές που οφείλονται σε υπερδιαμόρφωση. Το σχήμα σχεδιάστηκε για  $m_a = 2.5$  και  $m_f = 15$

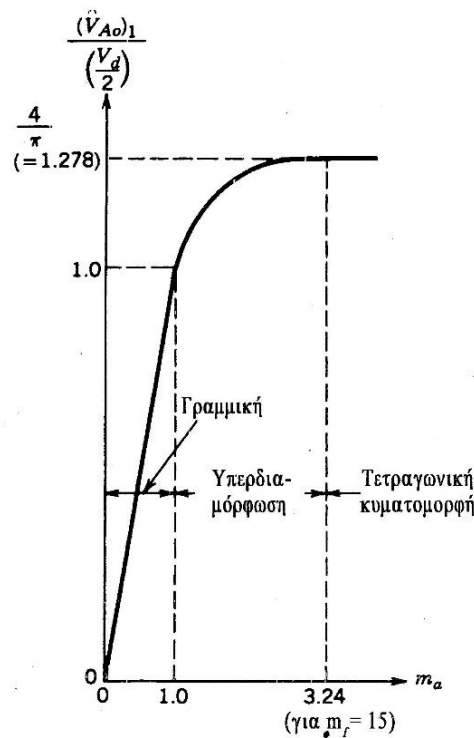
Για την παραπέρα αύξηση του πλάτους της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου, ο  $m_a$  αυξάνεται πέρα από την τιμή 1, έχοντας ως αποτέλεσμα αυτό που ονομάζεται *υπερδιαμόρφωση*. Η υπερδιαμόρφωση κάνει την τάση εξόδου να περιέχει περισσότερες αρμονικές στις πλευρικές ζώνες σε σύγκριση με τη γραμμική περιοχή (με  $m_a \leq 1$ ), όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.7. Οι αρμονικές που υπερισχύουν στη γραμμική περιοχή μπορεί να μην υπερισχύουν κατά την υπερδιαμόρφωση. Σημαντικότερο, με την υπερδιαμόρφωση, το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας δε μεταβάλλεται γραμμικά με το συντελεστή διαμόρφωσης πλάτους  $m_a$ . Στην



Εικόνα 4.8 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  $(V_{Ao})_h / \frac{1}{2}V_d$  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.



Εικόνα 4.8 - Έλεγχος τάσης με μεταβολή του  $m_a$

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 την Εικόνα 4.8 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:

$$\frac{V_d}{2} < (V_{Ao})_1 < \frac{4}{\pi} \frac{V_d}{2} \quad (4-12)$$

#### 4.2.2 Μετάβαση με τετραγωνική κυματομορφή

Στη μετάβαση με τετραγωνική κυματομορφή κάθε διακόπτης του σκέλους του αντιστροφέα από την Εικόνα 4.4 είναι κλειστός για μια ημιπερίοδο ( $180^\circ$ ) της επιθυμητής εξόδου. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τάση εξόδου με την κυματομορφή της Εικόνα 4.9α.

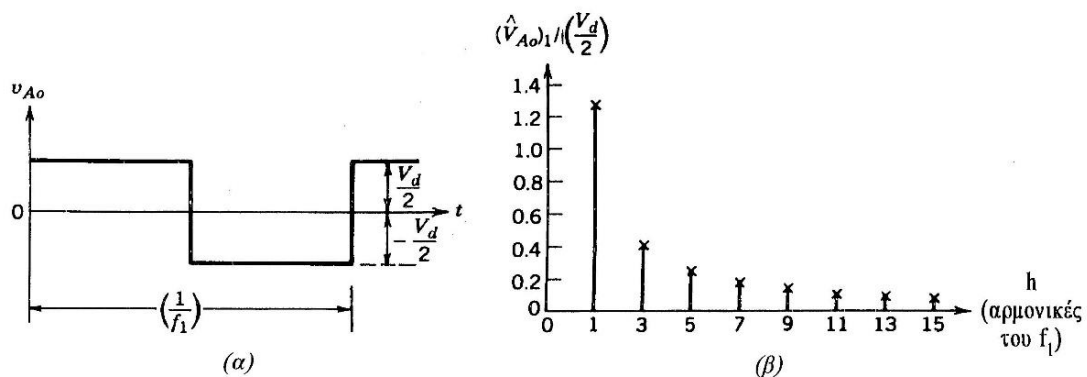
Από την ανάλυση Fourier τα πλάτη της θεμελιώδους συνιστώσας και των αρμονικών για μια δεδομένη είσοδο  $V_d$  προκύπτουν:

$$(V_{Ao})_1 = \frac{4 V_d}{\pi} = 1.273 \left(\frac{V_d}{2}\right) \quad (4-13)$$

και

$$(V_{Ao})_1 = \frac{(V_{Ao})_1}{h} \quad (4-14)$$

όπου η τάξη της αρμονικής  $h$  παίρνει μόνο περιττές τιμές, όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.9β.



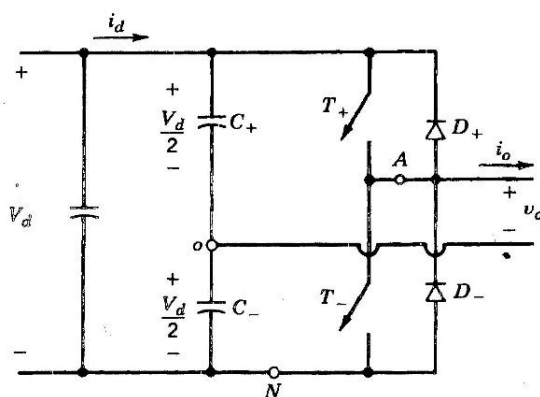
Εικόνα 4.9 - Μετάβαση με τετραγωνική κυματομορφή

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 στην Εικόνα 4.5α μόνο στο μηδενισμό του  $u_{control}$ . Επομένως, όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.8, 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 κατάστασή του μόνο δύο 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 δε 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  $V_d$ .

## 4.3 Μονοφασικοί αντιστροφεείς

### 4.3.1 Αντιστροφεείς με μισή γέφυρα (μονοφασικοί)

Στην Εικόνα 4.10 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 “0” 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  $u_o = u_{A0}$ .



Εικόνα 4.10 - Αντιστροφέας με μισή γέφυρα

Θεωρώντας μετάβαση με διαμόρφωση PWM, διαπιστώνεται ότι η κυματομορφή της τάσης εξόδου θα είναι ακριβώς όπως στην Εικόνα 4.5β. Πρέπει να σημειωθεί ότι, ανεξάρτητα από τις καταστάσεις των διακοπών, το ρεύμα μοιράζεται εξίσου μεταξύ των δυο 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 δυο 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 δυο πυκνωτών. Επομένως, οι πυκνωτές  $C_+$  και  $C_-$  είναι “ουσιαστικά” συνδεδεμένοι παράλληλα στην πορεία του  $i_o$ . Αυτό εξηγεί επίσης γιατί το σημείο σύνδεσης “0” στην Εικόνα 4.10 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 δε 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:

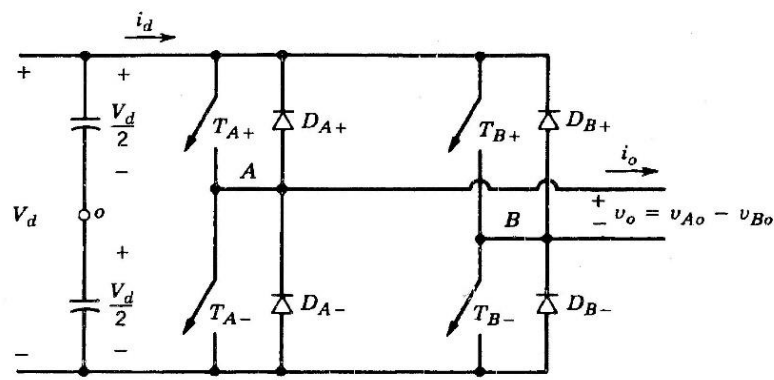
$$V_T = V_d \quad (4-15)$$

και

$$I_T = i_{o,peak} \quad (4-16)$$

### 4.3.2 Αντιστροφέας με πλήρη γέφυρα (μονοφασικοί)

Ένας αντιστροφέας με πλήρη γέφυρα φαίνεται στην Εικόνα 4.11. Ο αντιστροφέας αυτός αποτελείται από δύο αντιστροφέας ενός σκέλους της μορφής που εξετάστηκε στην Ενότητα 4.2 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.



Εικόνα 4.11 - Μονοφασικός αντιστροφέας με πλήρη γέφυρα

#### 4.3.2.1 Διαμόρφωση PWM με διπολική τάση εξόδου

Εδώ, τα ζεύγη των διακοπών ( $T_{A+}$ ,  $T_{B-}$ ) και ( $T_{A-}$ ,  $T_{B+}$ ) από τα δύο σκέλη στην Εικόνα 4.11 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 της Ενότητας 4.2, η οποία καθορίζεται κατά τον

ίδιο τρόπο με σύγκριση του  $u_{\text{control}}$  και της  $u_{\text{tri}}$  στην Εικόνα 4.12α. 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  $+V_d/2$ , ο  $T_{B-}$  είναι επίσης κλειστός και  $U_{B0} = -V_d/2$ . Επομένως:

$$v_{B0}(t) = -v_{A0}(t) \quad (4-17)$$

και

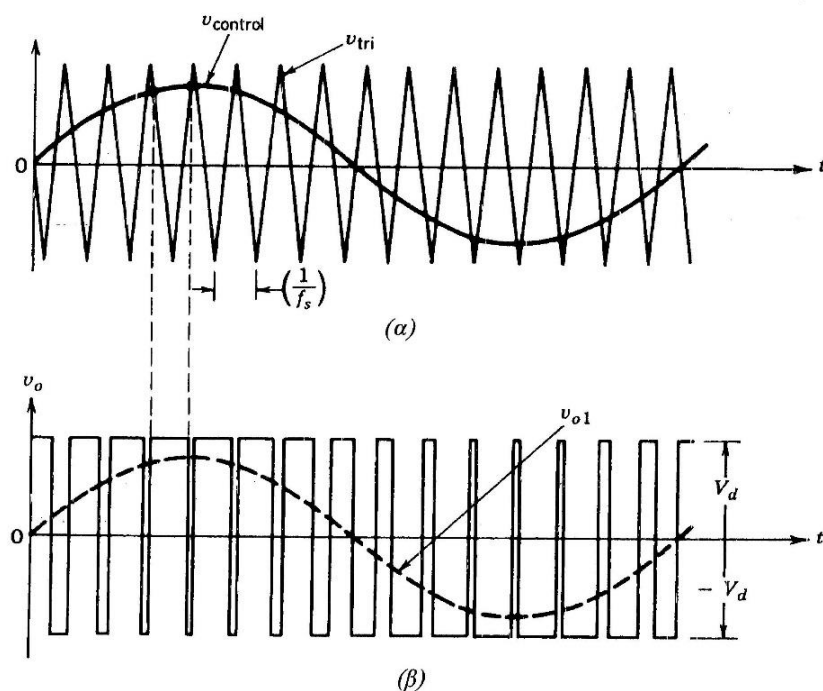
$$v_o(t) = v_{A0}(t) - v_{B0}(t) = 2v_{A0}(t) \quad (4-18)$$

Η κυματομορφή της  $u_o$  φαίνεται στην Εικόνα 4.12β. Η ανάλυση που έγινε στην Ενότητα 4.2 για το βασικό αντιστροφέα ενός σκέλους, βρίσκει πλήρη εφαρμογή σ' αυτήν την μορφή μετάβασης με διαμόρφωση PWM. Επομένως, το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας της τάσης εξόδου  $(V_o)_1$ , μπορεί να βρεθεί από τις εξισώσεις 4-7, 4-12 και 4-18 και είναι:

$$V_{o1} = m_a V_a \quad (m_a \leq 1) \quad (4-19)$$

και

$$V_d < V_{o1} < \frac{4}{\pi} V_d \quad (m_a > 1) \quad (4-20)$$



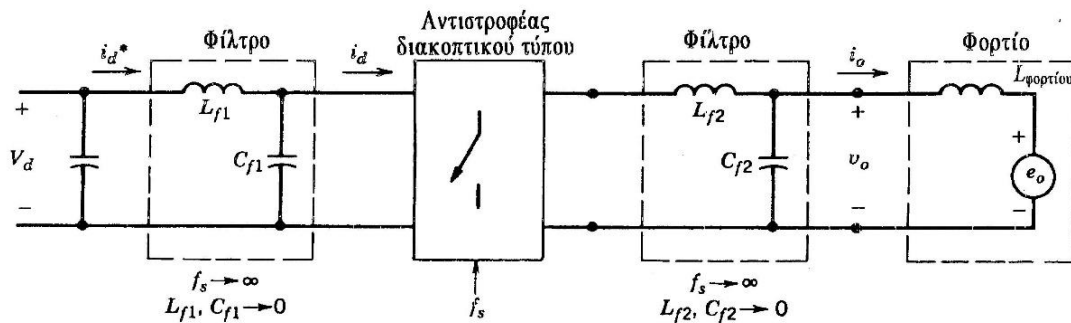
Εικόνα 4.12 - Διαμόρφωση PWM με διπολική τάση εξόδου

Στην Εικόνα 4.12β, παρατηρείται ότι η τάση εξόδου  $u_o$  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 από τον Πίνακα 4.1, όπως υποδεικνύεται στο παράδειγμα που ακολουθεί.

**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 στην Εικόνα 4.13. Η συχνότητα μετάβασης θεωρείται πολύ υψηλή και υποτίθεται ότι προσεγγίζει το άπειρο. Επομένως, για την αποκοπή των υψίσυχνων συνιστωσών των  $u_o$  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 μετατροπέας δεν έχει στοιχεία που αποθηκεύουν ενέργεια, η στιγμιαία ισχύς εισόδου πρέπει κάθε χρονική στιγμή να είναι ίση με τη στιγμιαία ισχύ εξόδου.



Εικόνα 4.13 - Αντιστροφέας με πλασματικά φίλτρα

Έχοντας κάνει αυτές τις υποθέσεις, η  $u_o$  στην Εικόνα 4.13 είναι ένα καθαρά ημιτονοειδές σήμα με συχνότητα  $\omega_1$ :

$$v_{o1} = v_o = \sqrt{2}V_o \sin \omega_1 t \quad (4-22)$$

Αν το φορτίο είναι όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.13, 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  $u_o$ :

$$i_o = \sqrt{2}I_o \sin(\omega_1 t - \varphi) \quad (4-23)$$

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

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:

$$V_d i_d^*(t) = v_o(t) i_o(t) = \sqrt{2} V_o \sin \omega_1 t \sqrt{2} I_o \sin(\omega_1 t - \varphi) \quad (4-24)$$

Επομένως:

$$i_d^*(t) = \frac{V_o I_o}{V_d} \cos \varphi - \frac{V_o I_o}{V_d} \cos(2\omega_1 t - \varphi) = I_d + i_{d2} \quad (4-25)$$

$$= I_d - \sqrt{2} I_{d2} \cos(2\omega_1 t - \varphi) \quad (4-26)$$

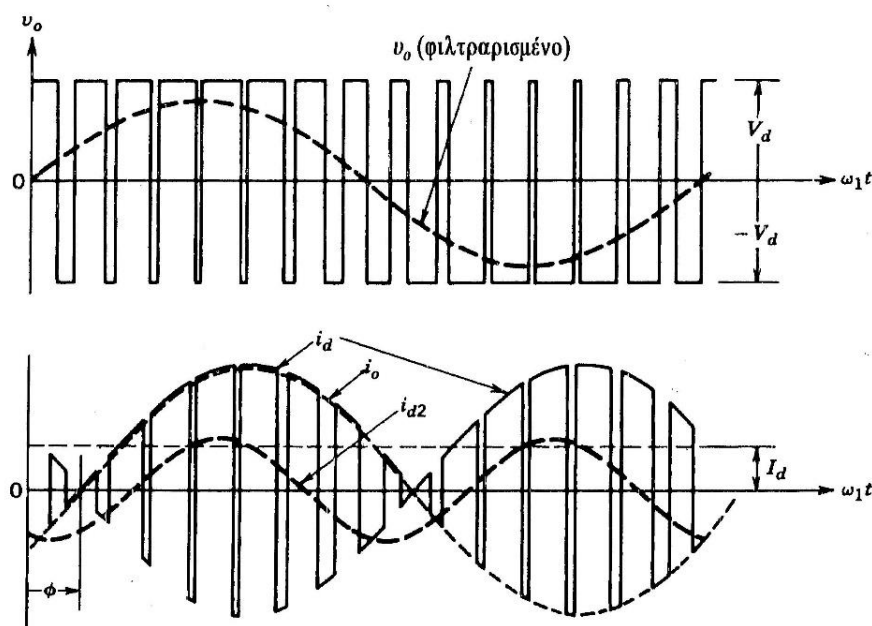
όπου:

$$I_d = \frac{V_o I_o}{V_d} \cos \varphi \quad (4-27)$$

και

$$I_{d2} = \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{V_o I_o}{V_d} \quad (4-28)$$

Η Εξίσωση 4-26 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 στην Εικόνα 4.14.



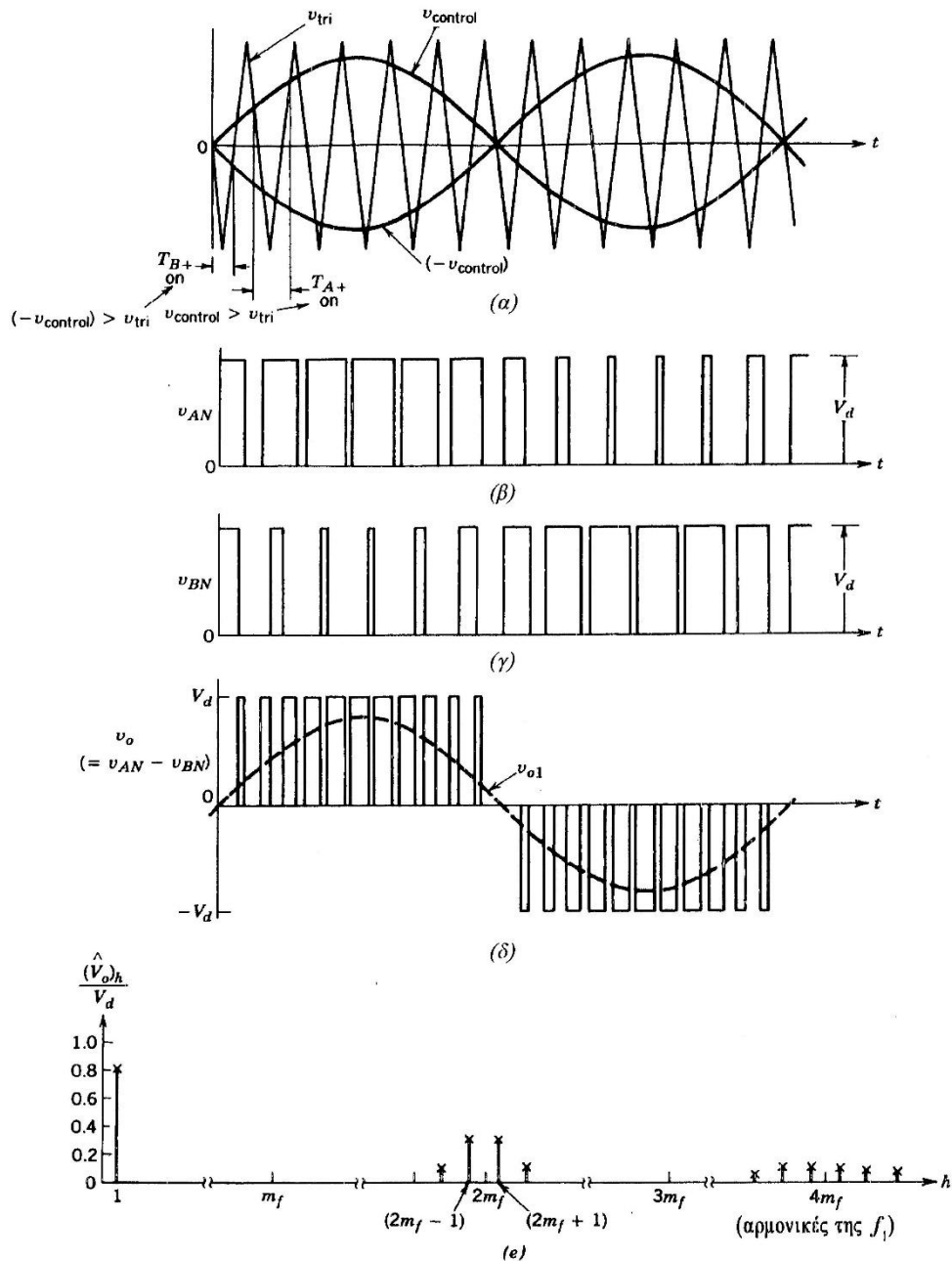
Εικόνα 4.14 - Ρεύμα DC-πλευράς σε μονοφασικό αντιστροφέα με διαμόρφωση PWM και διπολική τάση εξόδου

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, και (2) όπως φάνηκε προηγουμένως από την Εξίσωση 4-26, 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.

#### **4.3.2.2 Διαμόρφωση PWM με μονοπολική τάση εξόδου**

Στη διαμόρφωση PWM με μονοπολική τάση εξόδου οι διακόπτες στα δύο σκέλη του αντιστροφέα με πλήρη γέφυρα στην Εικόνα 4.11 δεν αλλάζουν κατάσταση ταυτόχρονα, όπως στην προηγούμενη διάταξη διαμόρφωσης PWM. Εδώ, στα σκέλη A και B του αντιστροφέα με πλήρη γέφυρα ελέγχονται ξεχωριστά με σύγκριση της  $u_{tri}$  με τα  $u_{control}$  και  $-u_{control}$  αντίστοιχα.





Εικόνα 4.15 - Διαμόρφωση PWM με μονοπολική τάση εξόδου (μονοφασική)

Όπως φαίνεται στη Εικόνα 4.15α, η σύγκριση του  $u_{control}$  με την τριγωνική κυματομορφή έχει ως αποτέλεσμα τα ακόλουθα λογικά σήματα για τον έλεγχο των διακοπών του σκέλους A:

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

$v_{control} < v_{tri}$ :  $T_{A- on}$  και  $v_{AN} = 0$  (4-29)

Η τάση εξόδου του σκέλους A του αντιστροφέα σε σχέση με τον αγωγό N που φέρει την αρνητική DC τάση φαίνεται στην Εικόνα 4.15β. Για τον έλεγχο των διακοπών του σκέλους B, το  $(-u_{control})$  συγκρίνεται με την ίδια τριγωνική κυματομορφή, δίνοντας τα ακόλουθα:

$$(-V_{\text{control}}) > V_{\text{tri}}: T_{B+} \text{ on και } v_{BN} = V_d$$

$$(-V_{\text{control}}) < V_{\text{tri}}: T_{B-} \text{ on και } v_{BN} = 0 \quad (4-30)$$

Εξαιτίας των διόδων ανατροφοδότησης που συνδέονται αντιπαράλληλα προς τους διακόπτες, οι τάσεις που δίνονται από τις Εξισώσεις 4-29 και 4-30 είναι ανεξάρτητες από τη φορά του ρεύματος εξόδου  $i_o$ .

Από τις κυματομορφές στην Εικόνα 4.15 φαίνεται ότι υπάρχουν τέσσερις συνδυασμοί κλειστών διακοπών και των αντίστοιχων επιπέδων τάσης:

1.  $T_{A+}, T_{B-}$  κλειστοί:  $u_{AN} = V_d, u_{BN} = 0, u_o = V_d$
2.  $T_{A-}, T_{B+}$  κλειστοί:  $u_{AN} = 0, u_{BN} = V_d, u_o = -V_d$
3.  $T_{A+}, T_{B+}$  κλειστοί:  $u_{AN} = V_d, u_{BN} = V_d, u_o = 0$
4.  $T_{A-}, T_{B-}$  κλειστοί:  $u_{AN} = 0, u_{BN} = 0, u_o = 0 \quad (4-31)$

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 το 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 περιεγράφηκε 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 ( $\varphi_{AN} - \varphi_{BN} = 180^\circ, m_f = 0$ , εφόσον

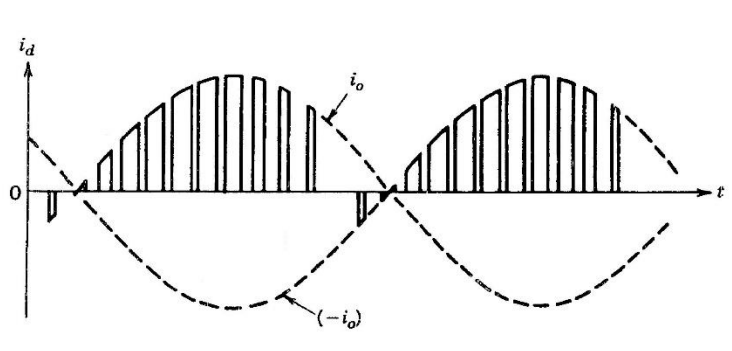
οι κυματομορφές είναι κατά  $180^\circ$  μετατοπισμένες και ο  $m_f$  θεωρείται άρτιος). Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την απαλοιφή του αρμονικού όρου στη συχνότητα μετάβασης στην τάση εξόδου  $u_o = u_{AN} - u_{BN}$ . Επίσης, εξαλείφονται οι πλευρικές ζώνες των αρμονικών της συχνότητας μετάβασης. Κατά παρόμοιο τρόπο, εξαλείφεται η άλλη κύρια αρμονική με συχνότητα διπλάσια της θεμελιώδους, ενώ οι πλευρικές ζώνες της παραμένουν. Εδώ επίσης ισχύει:

$$V_{o1} = m_a V_d \quad (m_a \leq 1) \quad (4-32)$$

και

$$V_d < V_{o1} < \frac{4}{\pi} V_d \quad (m_a > 1) \quad (4-33)$$

**Ρεύμα  $i_d$  της DC-πλευράς:** Κάτω από συνθήκες παρόμοιες με εκείνες του κυκλώματος της Εικόνα 4.13 για τη διαμόρφωση PWM με διπολική τάση εξόδου, στην Εικόνα 4.16 φαίνεται το ρεύμα  $i_d$  της DC-πλευράς για τη διάταξη PWM με μονοπολική τάση εξόδου, όπου  $m_f=14$  (αντί για  $m_f=15$  για τη διπολική τάση εξόδου).



Εικόνα 4.16 - Ρεύμα DC-πλευράς σε μονοφασικό αντιστροφέα με διαμόρφωση PWM με μονοπολική τάση εξόδου

Συγκρίνοντας Εικόνα 4.14 και Εικόνα 4.16 γίνεται φανερό ότι η χρήση της διαμόρφωσης PWM με μονοπολική τάση εξόδου έχει ως αποτέλεσμα μικρότερη κυμάτωση στο ρεύμα της DC-πλευράς του αντιστροφέα.

#### 4.3.2.3 Λειτουργία τετραγωνικής κυματομορφής

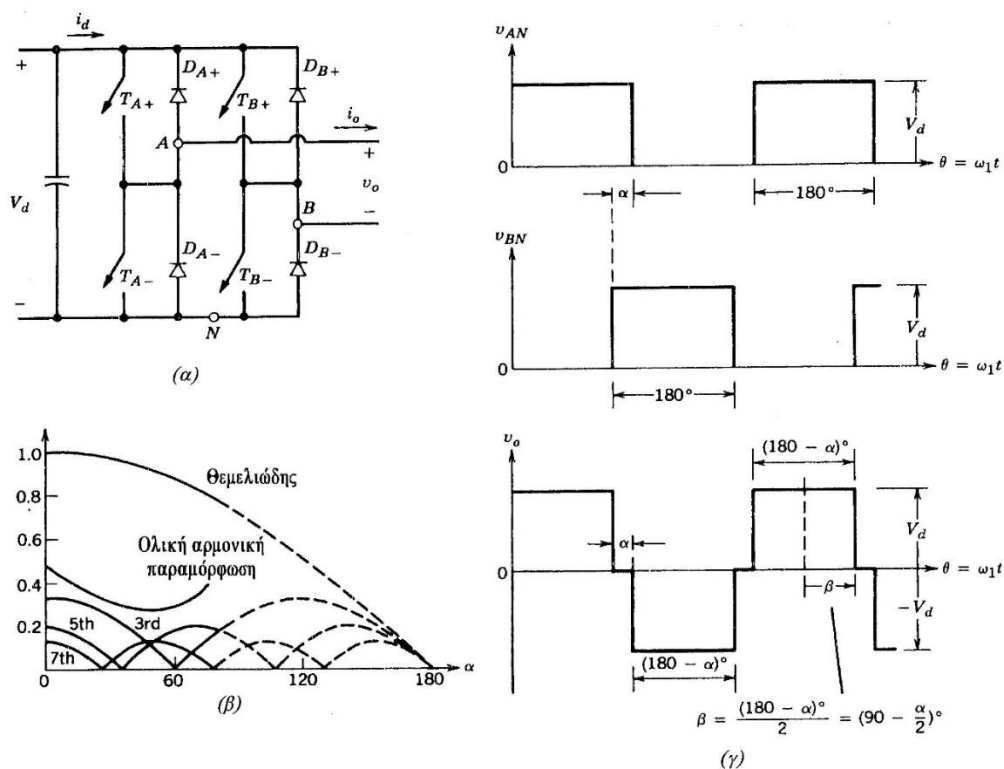
Ο αντιστροφέας με πλήρη γέφυρα μπορεί επίσης να λειτουργήσει ως αντιστροφέας με τετραγωνική κυματομορφή. Και οι δύο τρόποι διαμόρφωσης PWM που εξετάστηκαν προηγουμένως, εκφυλίζονται στον ίδιο τρόπο λειτουργίας τετραγωνικής κυματομορφής, όπου οι διακόπτες ( $T_{A+}$ ,  $T_{B-}$ ) και ( $T_{A-}$ ,  $T_{B+}$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

$$V_{o1} = \frac{4}{\pi} V_d \quad (4-36)$$

#### 4.3.2.4 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 στην Εικόνα 4.17α, οι διακόπτες στα δύο 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 στην Εικόνα 4.17β 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.



Εικόνα 4.17 - 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  $\alpha$ .

Όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.17β, είναι ευκολότερο να βρεθούν οι όροι της θεμελιώδους και των αρμονικών συχνοτήτων της τάσης εξόδου ως συνάρτηση της  $\beta = 90^\circ - \alpha/2$ :

$$(V_o)_h = \frac{2}{\pi} \int_{-\pi/2}^{\pi/2} v_o \cos(h\theta) d\theta = \frac{2}{\pi} \int_{-\beta}^{\beta} V_d \cos(h\theta) d\theta$$

$$\therefore (V_o)_h = \frac{4}{\pi h} V_d \sin(h\beta) \quad (4-37)$$

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

Στην Εικόνα 4.17γ 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 λειτουργίας 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.

#### 4.3.2.5 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.

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

$$V_T = V_d \quad (4-38)$$

και

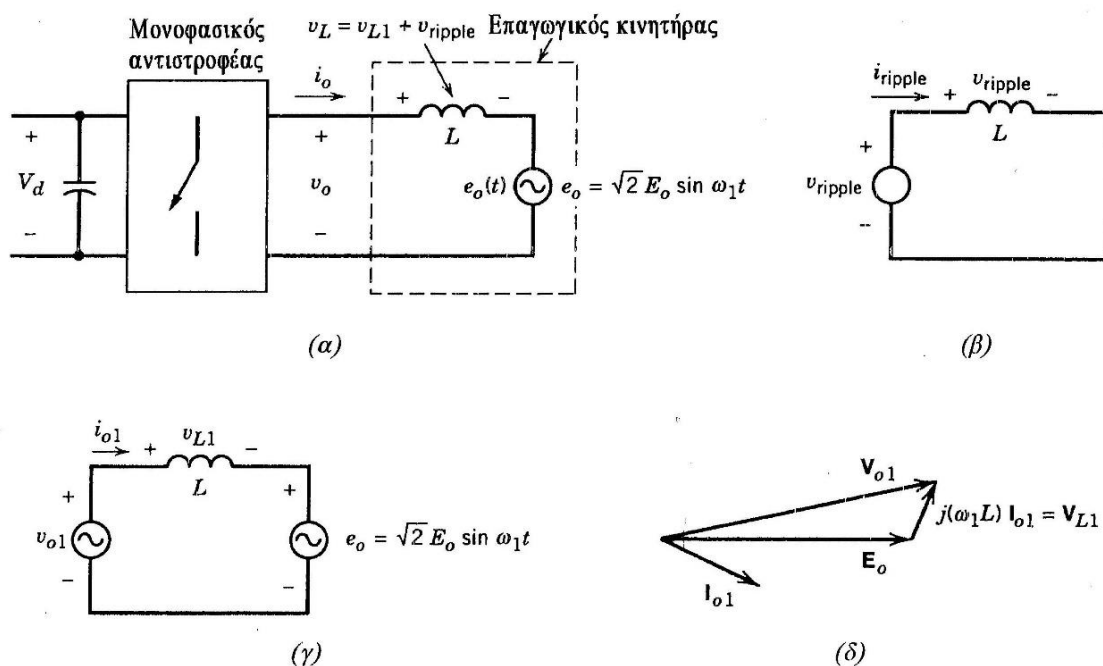
$$I_T = i_{o,peak} \quad (4-39)$$

#### 4.3.2.6 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.

Στην Εικόνα 4.18α 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.

Μπορούμε να διαχωρίσουμε τη θεμελιώδη συνιστώσα από την κυμάτωση στα  $v_o$  και  $i_o$  εφαρμόζοντας την αρχή της επαλληλίας στο γραμμικό κύκλωμα στην Εικόνα 4.18α. Έστω  $v_o = v_{o1} + v_{ripple}$  και  $i_o = i_{o1} + i_{ripple}$ . Στην Εικόνα 4.18β και γ παρουσιάζουν τα κυκλώματα στη θεμελιώδη συχνότητα και στη συχνότητα της κυμάτωσης αντίστοιχα, όπου η συχνότητα κυμάτωσης, περιέχει υποσυνιστώσες σε διάφορες αρμονικές συχνότητες.



Εικόνα 4.18 - Μονοφασικός αντιστροφέας: (α) κύκλωμα, (β) κύκλωμα με συνιστώσα στη θεμελιώδη συχνότητα, (γ) κύκλωμα συνιστώσα στη συχνότητα κυμάτωσης, (δ) διανυσματικό διάγραμμα στη θεμελιώδη συχνότητα

Επομένως, με στρεφόμενα διανύσματα (η θεμελιώδης συνιστώσα χαρακτηρίζεται με τα δείκτη 1), όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.18β, έχουμε:

$$V_{o1} = E_o + V_{L1} = E_o + j\omega_1 L I_{o1} \quad (4-40)$$

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

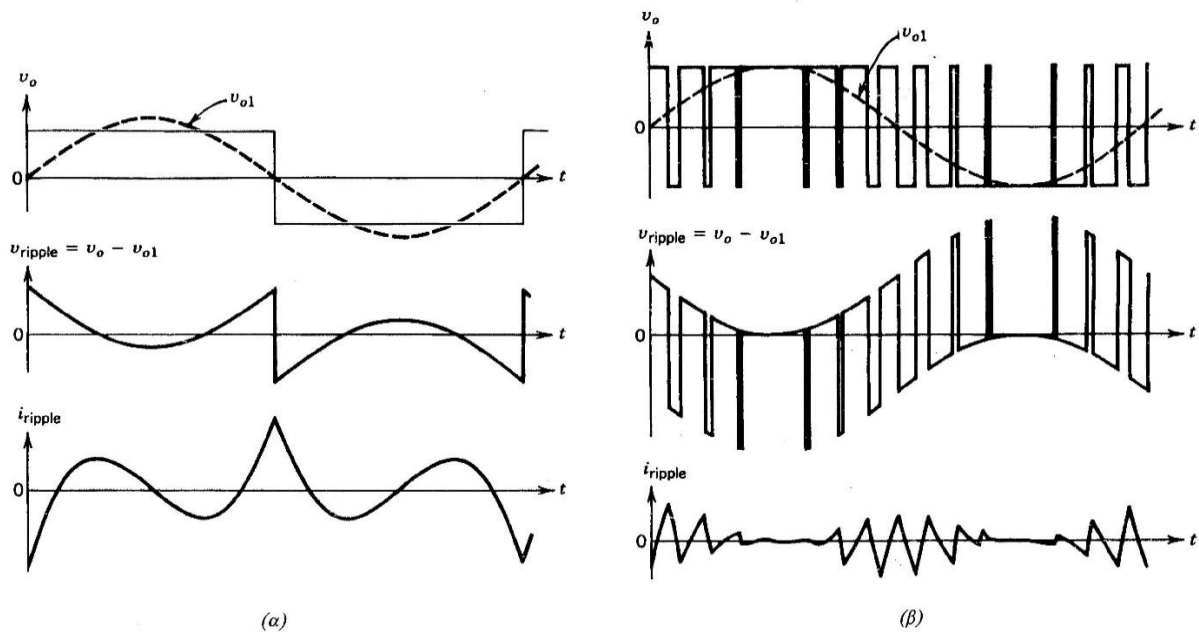
$$v_{ripple}(t) = v_o - v_{o1} \quad (4-41)$$

Η κυμάτωση του ρεύματος εξόδου υπολογίζεται από τη σχέση:

$$i_{ripple}(t) = \frac{1}{L} \int_0^t v_{ripple}(\zeta) d\zeta + k \quad (4-42)$$

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

Με μια κατάλληλα επιλεγμένη αρχή του χρόνου  $t=0$ , η σταθερά  $k$  στην εξίσωση 4-42, θα είναι μηδέν. Επομένως, οι εξισώσεις 4-41 και 4-42 δείχνουν ότι η κυμάτωση του ρεύματος είναι ανεξάρτητη της ισχύος που μεταφέρεται στο φορτίο.



Εικόνα 4.19 - Κυμάτωση στην έξοδο του αντιστροφέα: (α) μετάβαση τετραγωνικής κυματομορφής, (β) διαμόρφωση PWM με διπολική τάση εξόδου

Για παράδειγμα, στην Εικόνα 4.19α φαίνεται το ρεύμα κυμάτωσης στην έξοδο αντιστροφέα με τετραγωνική κυματομορφή. Στην Εικόνα 4.19β φαίνεται το ρεύμα κυμάτωσης σε μια διαμόρφωση PWM με διπολική τάση εξόδου. Στις παραστάσεις Εικόνα 4.19α και Εικόνα 4.19β, 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 αντιστροφέας 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.

### 4.3.3 Αξιοποίηση διακοπών σε μονοφασικούς αντιστροφείς

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  $I_{o,max}$ , 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:

$$\text{Λόγος αξιοποίησης διακόπτη} = \frac{V_{o1}I_{o,max}}{qV_T I_T} \quad (4-43)$$

όπου  $q$  το πλήθος των διακοπών του αντιστροφέα.

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  $V_d = V_{d,max}$ ).

$$\text{*Μέγιστος λόγος αξιοποίησης διακοπών} = \frac{1}{2\pi} \approx 0.16 \quad (4-44)$$

*Αντιστροφέας με μισή γέφυρα:*

$$V_T = V_{d,max} \quad I_T = \sqrt{2}I_{o,max} \quad V_{o1,max} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}} \frac{V_{d,max}}{2} \quad q = 2 \quad (4-45)$$

$$\text{*Μέγιστος λόγος αξιοποίησης διακοπών} = \frac{1}{2\pi} \approx 0.16 \quad (4-46)$$

*Αντιστροφέας με πλήρη γέφυρα:*

$$V_T = V_{d,max} \quad I_T = \sqrt{2}I_{o,max} = \frac{4}{\pi\sqrt{2}}V_{d,max} \quad q = 4 \quad (4-47)$$



$$\text{*Μέγιστος λόγος αξιοποίησης διακοπών} = \frac{1}{2\pi} \approx 0.16 \quad (4-48)$$

Αυτό δείχνει ότι σε κάθε αντιστροφή, η αξιοποίηση των διακοπών είναι ίση με:

$$\text{*Μέγιστος λόγος αξιοποίησης διακοπών} = \frac{1}{2\pi} \approx 0.16 \quad (4-49)$$

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-ampere σε σύγκριση με τη μέγιστη προδιαγεγραμμένη έξοδο, η αξιοποίηση των διακοπών μειώνεται γραμμικά. Πρέπει να σημειωθεί ότι χρησιμοποιώντας μετάβαση με διαμόρφωση PWM με  $m_a \leq 1$ , ο λόγος αυτός θα μειώνεται κοντά σε έναν παράγοντα  $(\pi/4)m_a$  σε σχέση με τη μετάβαση με τετραγωνική κυματομορφή:

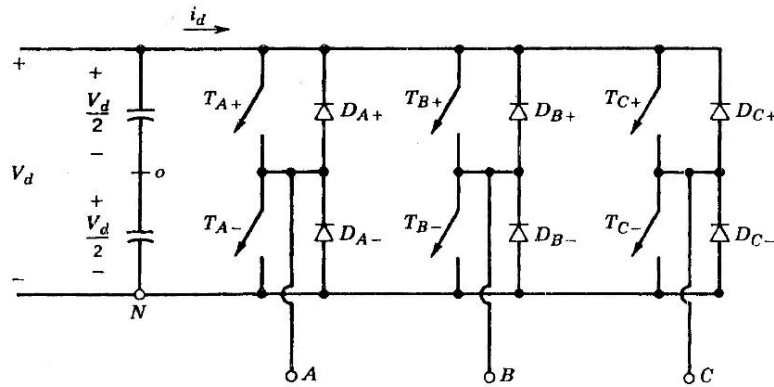
$$\text{*Μέγιστος λόγος αξιοποίησης διακοπών} = \frac{1}{2\pi} \frac{\pi}{4} m_a = \frac{1}{8} m_a \quad (4-50)$$

(PWM,  $m_a \leq 1$ )

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.

#### 4.4 Τριφασικοί αντιστροφείς

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 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.



Εικόνα 4.20 - Τριφασικός αντιστροφέας

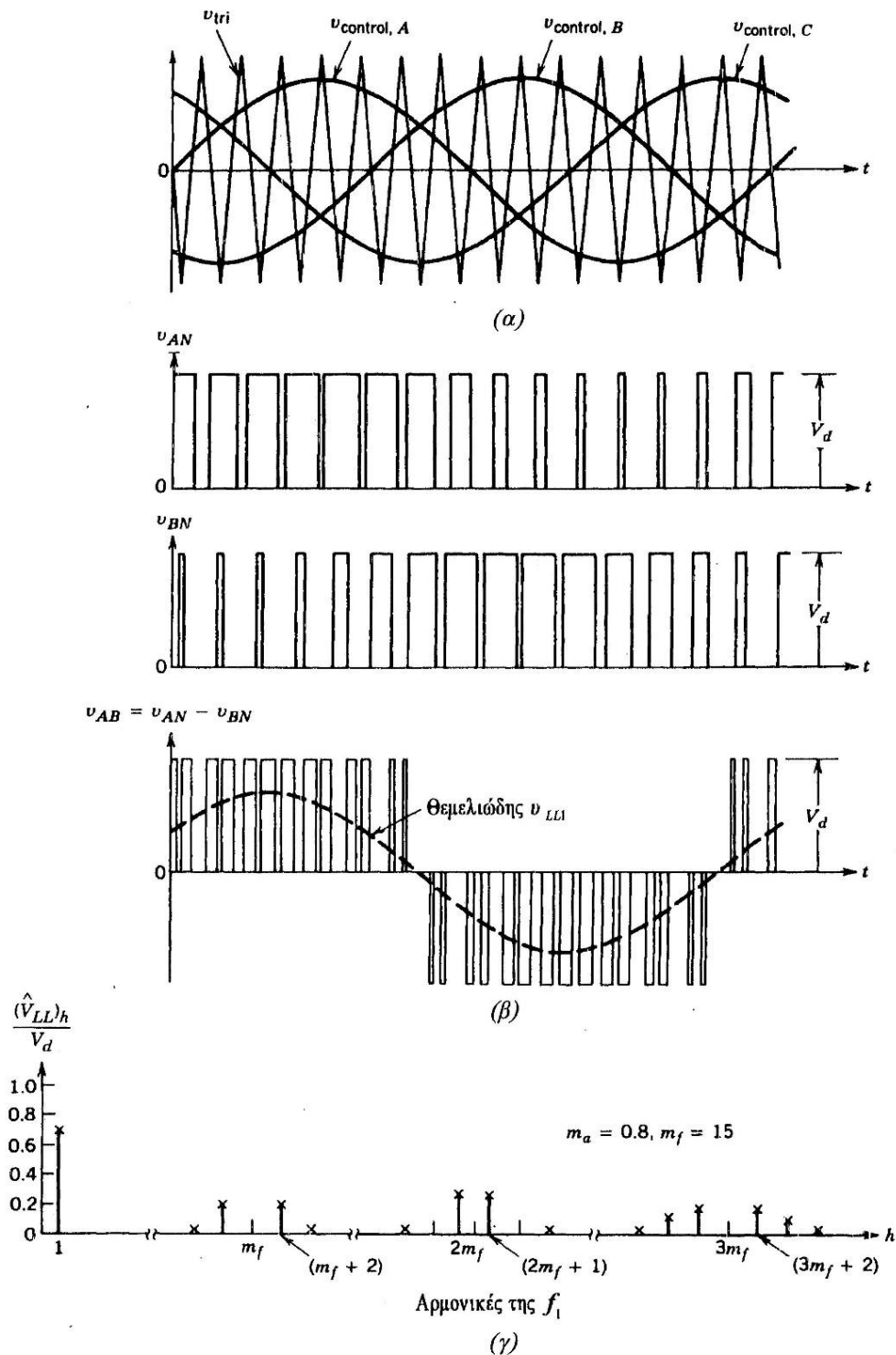
Το πιο συχνά χρησιμοποιούμενο κύκλωμα τριφασικού αντιστροφέα αποτελείται από τρία σκέλη, ένα για κάθε φάση, όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.20. Το καθένα από τα σκέλη του αντιστροφέα είναι όμοιο μ' εκείνο που χρησιμοποιήθηκε για την περιγραφή του βασικού αντιστροφέα ενός σκέλους στην Ενότητα 4.2. Επομένως, η έξοδος του κάθε σκέλους, για παράδειγμα η  $u_{AN}$  (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.

#### 4.4.1 Διαμόρφωση PWM σε τριφασικούς αντιστροφείς πηγής τάσης

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 την 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 στην Εικόνα 4.21α (η οποία σχεδιάζεται για  $m_f=15$ ).

Όπως προκύπτει από την Εικόνα 4.21β, στις τάσεις εξόδου  $u_{AN}$  και  $u_{BN}$ , οι 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  $u_{AB}$  που φαίνεται στην Εικόνα 4.21β. 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  $u_{AN}$  στην Εικόνα 4.21β, είναι ίδιες με τις αρμονικές της  $u_{A0}$  στην Εικόνα 4.5, όπου εμφανίζονται μόνο οι περιττές αρμονικές ως πλευρικές ζώνες, με κέντρο τον  $m_f$  και τα πολλαπλάσιά του, με την προϋπόθεση ότι ο  $m_f$  είναι περιττός.



Εικόνα 4.21 - Τριφασικές κυματομορφές με διαμόρφωση PWM και φάσμα αρμονικών

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  $u_{AN}$  και  $u_{BN}$  είναι  $(120m_f)^\circ$ . Αυτή η διαφορά φάσης θα ισοδυναμεί με μηδέν (ένα πολλαπλάσιο των  $360^\circ$ ), αν ο  $m_f$  είναι περιττός και πολλαπλάσιος του 3. Κατά συνέπεια, η αρμονική στο  $m_f$  δεν εμφανίζεται στην πολική τάση  $u_{AB}$ . 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 διαμόρφωσης 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 4.2.1.2 για μονοφασική διαμόρφωση PWM.
3. Κατά την υπερδιαμόρφωση ( $m_a > 1$ ), ανεξάρτητα από τη τιμή του  $m_f$ , πρέπει να τηρηθούν οι συνθήκες που ισχύουν για μικρό  $m_f$ .

#### 4.4.1.1 Γραμμική διαμόρφωση ( $m_a \leq 1$ )

Στη γραμμική περιοχή ( $m_a \leq 1$ ) η θεμελιώδης συνιστώσα της τάσης εξόδου μεταβάλλεται γραμμικά με το λόγο διαμόρφωσης πλάτους  $m_a$ . Από Εικόνα 4.5β και Εικόνα 4.21β το πλάτος της θεμελιώδους συνιστώσας  $\sigma'$  ένα από τα σκέλη του αντιστροφέα είναι:

$$(V_{AN})_1 = m_a \frac{V_d}{2} \quad (4-52)$$

Επομένως, η πολική rms τάση στη θεμελιώδη συχνότητα, εξαιτίας της διαφοράς φάσης των  $120^\circ$  μεταξύ των φασικών τάσεων, μπορεί να γραφεί ως:

$$\begin{aligned} V_{LL1} (\text{πολική, rms}) &= \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} (V_{AN})_1 \\ &= \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a V_d \\ &\approx 0.612 m_a V_d \quad (m_a \leq 1) \quad (4-53) \end{aligned}$$

Οι αρμονικοί όροι των πολικών τάσεων εξόδου μπορούν να υπολογιστούν με παρόμοιο τρόπο από τον Πίνακα 4.1, αναγνωρίζοντας ότι κάποιες από τις αρμονικές στις πολικές τάσεις καταστέλλονται. Αυτές οι rms αρμονικές τάσεις καταγράφονται στον Πίνακα 4.2.

$h \backslash m_a$	0.2	0.4	0.6	0.8	1.0
1	0.122	0.245	0.367	0.490	0.612
$m_f \pm 2$	0.010	0.037	0.080	0.135	0.195
$m_f \pm 4$				0.005	0.011
$2m_f \pm 1$	0.116	0.200	0.227	0.192	0.111
$2m_f \pm 5$				0.008	0.020
$3m_f \pm 2$	0.027	0.085	0.124	0.108	0.038
$3m_f \pm 4$		0.007	0.029	0.064	0.096
$4m_f \pm 1$	0.100	0.096	0.005	0.064	0.042
$4m_f \pm 5$			0.021	0.051	0.073
$4m_f \pm 7$				0.010	0.030

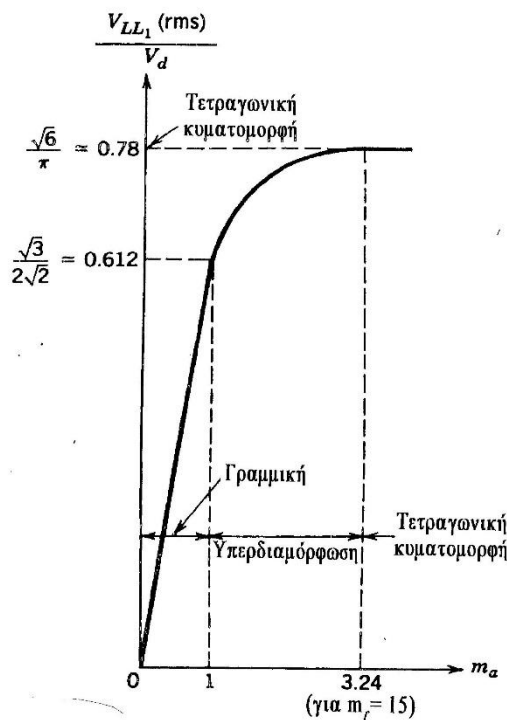
Σημείωση: Οι λόγοι  $(V_{LL})_h/V_d$  ταξινομούνται ως συνάρτηση του  $m_a$ , όπου  $(V_{LL})_h$  είναι οι rms τιμές των αρμονικών τάσεων.

Πίνακας 4.2 - Γενικευμένες αρμονικές της  $U_{LL}$  για μεγάλο και περιττό  $m_f$ , δηλαδή πολλαπλάσιο του 3

#### 4.4.1.2 Υπερδιαμόρφωση ( $m_a > 1$ )

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 τη τιμή του  $m_a$ . Αυτό φαίνεται στην Εικόνα 4.22, όπου σχεδιάζεται η rms τιμή της θεμελιώδους συνιστώσας της πολικής τάσης  $V_{LL1}$  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  $0.78V_d$ , όπως εξηγείται στην επόμενη ενότητα.

Στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης σε σχέση με την περιοχή όπου  $m_a \leq 1$ , εμφανίζονται περισσότερες αρμονικές πλευρικών ζωνών με κέντρο τις συχνότητες των αρμονικών του  $m_f$  και των πολλαπλασίων του. Ωστόσο, οι κύριες αρμονικές μπορεί να μην έχουν τόσο μεγάλο πλάτος, όσο για  $m_a \leq 1$ . Για το λόγο αυτό, η απώλεια ισχύος στο φορτίο εξαιτίας των αρμονικών συχνοτήτων μπορεί να μην είναι τόσο υψηλή στην περιοχή υπερδιαμόρφωσης όσο υποδηλώνεται από την παρουσία πρόσθετων αρμονικών πλευρικών ζωνών. Ανάλογα με τη φύση του φορτίου και τη συχνότητα μετάβασης, οι απώλειες που οφείλονται σ' αυτές τις αρμονικές στην υπερδιαμόρφωση μπορεί να είναι ακόμη μικρότερες από εκείνες της γραμμικής περιοχής της διαμόρφωσης PWM.



Εικόνα 4.22 - Τριφασικός αντιστροφέας  $V_{LL1}(rms)/V_d$  ως συνάρτηση του  $m_a$

#### 4.4.2 Λειτουργία με τετραγωνική κυματομορφή σε τριφασικούς αντιστροφέες

Αν η DC τάση εισόδου  $V_d$  είναι ελεγχόμενη, ο αντιστροφέας της Εικόνα 4.23α 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 στην Εικόνα 4.23β. 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 δε μπορεί να ελέγξει το πλάτος των AC τάσεων εξόδου από μόνος του. Για το 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 εξίσωση 4-13, για το βασικό αντιστροφέα ενός σκέλους που λειτουργεί με τετραγωνική κυματομορφή:

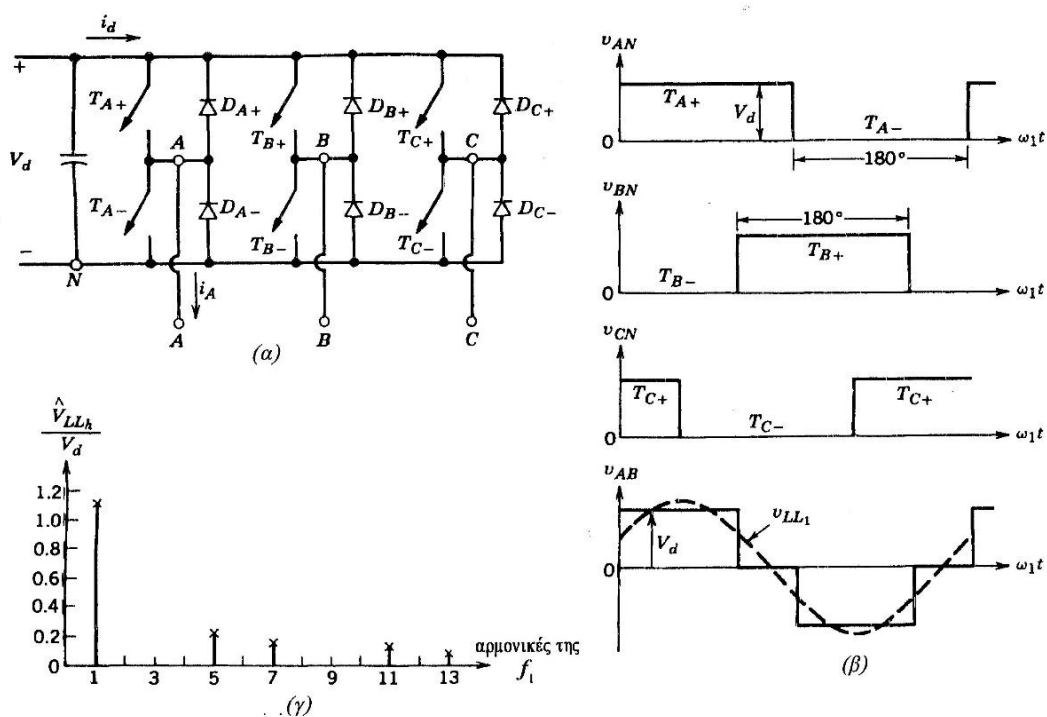
$$\begin{aligned}
 V_{LL1}(\text{rms}) &= \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \frac{4}{\pi} \frac{V_d}{2} \\
 &= \frac{\sqrt{6}}{\pi} V_d \\
 &\approx 0.78V_d \quad (4-54)
 \end{aligned}$$

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, όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.23γ:

$$V_{LLh} = \frac{0.78}{h} V_d \quad (4-55)$$

όπου  $h= 6n \pm 1$  ( $n= 1, 2, 3, \dots$ ).

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 αντιστροφέες στην Ενότητα 4.3.2.4.



Εικόνα 4.23 - Αντιστροφέας με τετραγωνική κυματομορφή (τριφασικός)

#### 4.4.3 Αξιοποίηση διακοπών σε τριφασικούς αντιστροφέες

Θα θεωρηθεί ότι η  $V_{d,max}$  είναι η μέγιστη τάση εισόδου που παραμένει σταθερή κατά τη 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 εξόδο με rms τιμή  $I_{o,max}$ , όταν το φορτίο είναι μέγιστο (τόσο στη διαμόρφωση PWM όσο και στη λειτουργία με τετραγωνική κυματομορφή). Επομένως, κάθε διακόπτης θα έχει τους ακόλουθους περιορισμούς τάσης και ρεύματος αντίστοιχα:

$$V_T = V_{d,max} \quad (4-56)$$

και

$$I_T = \sqrt{2}I_{o,max} \quad (4-57)$$

Αν η  $V_{LL1}$  είναι η rms της θεμελιώδους πολικής τάσης, η τριφασική έξοδος σε volt-amperes (rms) στη θεμελιώδη συχνότητα στην ονομαστική έξοδο είναι:

$$(VA)_{3-phase} = \sqrt{3}V_{LL1}I_{o,max} \quad (4-58)$$

Επομένως, ο ολικός λόγος αξιοποίησης για τους έξι διακόπτες είναι:

$$\text{Λόγος Αξιοποίησης Διακοπών} = \frac{(VA)_{3-phase}}{6V_T I_T}$$

$$= \frac{\sqrt{3}V_{LL1}I_{o,max}}{6V_{d,max}\sqrt{2}I_{o,max}}$$

$$= \frac{1}{2\sqrt{6}} \frac{V_{LL1}}{V_{d,max}} \quad (4-59)$$

Στη γραμμική περιοχή της διαμόρφωσης PWM ( $m_a \leq 1$ ), χρησιμοποιώντας την εξίσωση 4-53 και σημειώνοντας ότι η μέγιστη αξιοποίηση των διακοπών συμβαίνει όταν  $V_d = V_{d,max}$

$$\text{Μέγιστος Λόγος Αξιοποίησης Διακοπών (PWM)} = \frac{1}{2\sqrt{6}} \frac{\sqrt{3}}{2\sqrt{2}} m_a = \frac{1}{8} m_a \quad (m_a \leq 1) \quad (4-60)$$

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

Στην πράξη ισχύει η ίδια μείωση του λόγου αξιοποίησης των διακοπών που εξετάστηκε στην Ενότητα 4.3.3 για τους μονοφασικούς αντιστροφείς.

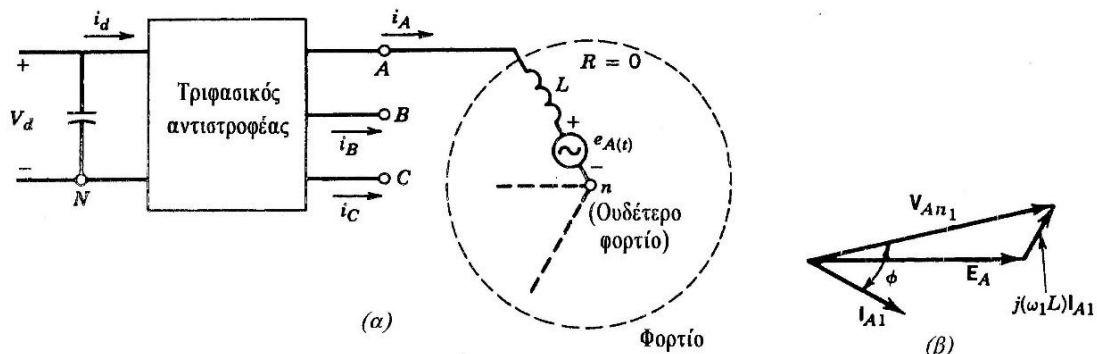
Συγκρίνοντας τις Εξισώσεις 4-50 και 4-60, παρατηρείται ότι ο μέγιστος λόγος αξιοποίησης των διακοπών είναι ο ίδιος σ' ένα τριφασικό αντιστροφέα τριών σκελών και σ' ένα μονοφασικό αντιστροφέα. Με άλλα λόγια, χρησιμοποιώντας διακόπτες με τις ίδιες προδιαγραφές, ένας τριφασικός αντιστροφέας με 50% αύξηση στο πλήθος των διακοπών οδηγεί σε μια 50% αύξηση της εξόδου σε volt-ampere, σε σύγκριση μ' έναν μονοφασικό αντιστροφέα.

#### 4.4.4 Κυμάτωση στην έξοδο του αντιστροφέα

Στην Εικόνα 4.24α 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 “n”. Οι επαγόμενες αντι-HEΔ  $e_A(t)$ ,  $e_B(t)$  και  $e_C(t)$  θεωρούνται ημιτονοειδείς.



Εικόνα 4.24 - Τριφασικός αντιστροφέας: (α) κυκλωματικό διάγραμμα, (β) διανυσματικό διάγραμμα (θεμελιώδης συχνότητα)

Σε συμμετρικές συνθήκες λειτουργίας είναι δυνατό να εκφραστούν οι φασικές τάσεις εξόδου του αντιστροφέα  $u_{AN}$  (με αναφορά το ουδέτερο σημείο του φορτίου “n”) με την τάση εξόδου του αντιστροφέα με αναφορά τον αγωγό που φέρει την αρνητική DC τάση N:

$$v_{kn} = v_kN - v_nN \quad (k = A, B, C) \quad (4-61)$$

Κάθε φασική τάση μπορεί να γραφεί με τη μορφή:

$$v_{kn} = L \frac{di_k}{dt} + e_{kn} \quad (k = A, B, C) \quad (4-62)$$

Σ’ ένα τριφασικό φορτίο τριών αγωγών

$$i_A + i_B + i_C = 0 \quad (4-63\alpha)$$

και

$$\frac{d}{dt} (i_A + i_B + i_C) = 0 \quad (4-63\beta)$$

Παρόμοια, οι συμμετρικές συνθήκες λειτουργίας, οι τρεις αντι-HEΔ είναι μια συμμετρική τριφασική πηγή τάσης και συνεπώς:

$$e_A + e_B + e_C = 0 \quad (4-64)$$

Από τις παραπάνω εξισώσεις, για τις τάσεις του αντιστροφέα, μπορεί να γραφεί η συνθήκη:

$$v_{An} + v_{Bn} + v_{Cn} = 0 \quad (4-65)$$

Χρησιμοποιώντας τις Εξισώσεις 4-61 έως 4-65, προκύπτει:

$$v_{nN} = \frac{1}{3}(v_{AN} + v_{BN} + v_{CN}) \quad (4-66)$$

Αντικαθιστώντας τη  $u_{nN}$  από την εξίσωση 4-66 στην εξίσωση 4-61, η φασική τάση της τάσης A μπορεί να γραφεί με τη μορφή:

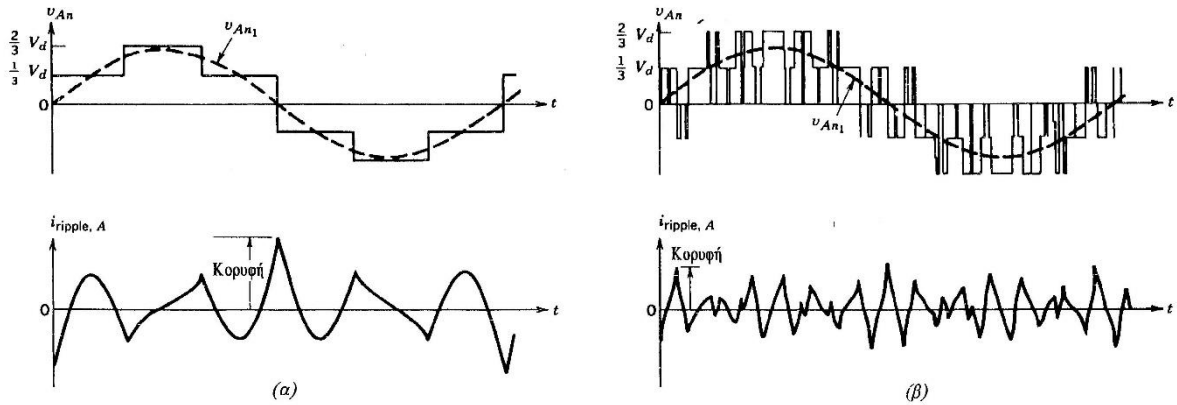
$$v_{AN} = \frac{2}{3}v_{AN} - \frac{1}{3}(v_{BN} + v_{CN}) \quad (4-67)$$

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

Όπως και στην Ενότητα 4.3.2.6, για την κυμάτωση στην έξοδο του μονοφασικού αντιστροφέα, μόνο η θεμελιώδης συνιστώσα της φασικής τάσης  $u_{An1}$  και του ρεύματος εξόδου  $i_{A1}$ , συμβάλλουν στην πραγματική ισχύ, εφόσον η αντι-HEΔ  $e_A(t)$  θεωρείται ημιτονοειδής και η αντίσταση του φορτίου αγνοείται. Επομένως, σ' ένα διανυσματικό διάγραμμα, όπως αυτό της Εικόνα 4.24β, ισχύει:

$$V_{an1} = E_A + j\omega_1 L I_{A1} \quad (4-68)$$

Χρησιμοποιώντας την αρχή της επαλληλίας, όλη η κυμάτωση της  $u_{An}$  εμφανίζεται στα άκρα της αυτεπαγωγής L του φορτίου. Χρησιμοποιώντας την Εξίσωση 4-67 στις Εικόνα 4.25α και 4.25β 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  $u_{ripple} (= u_{An} - u_{An1})$  είναι η κυμάτωση της φασικής τάσης. Θεωρώντας ίδια φορτία στις δύο αυτές περιπτώσεις, η κυμάτωση του ρεύματος εξόδου βρίσκεται χρησιμοποιώντας την Εξίσωση 4-42 και σχεδιάζεται στην Εικόνα 4.25. 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 ό,τι είναι στον αντιστροφέα με τετραγωνική κυματομορφή.



Εικόνα 4.25 - Μεταβλητές φάσης-ουδέτερου-φορτίου σε τριφασικό αντιστροφέα: (α) με τετραγωνική κυματομορφή και (β) με διαμόρφωση PWM

#### 4.4.5 Ρεύμα $i_d$ DC-πλευράς

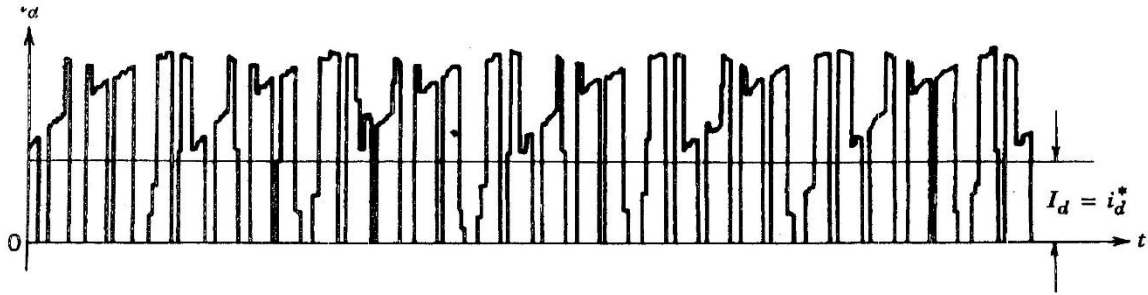
Όπως και κατά την αντιμετώπιση του μονοφασικού αντιστροφέα, στη συνέχεια εξετάζονται οι κυματομορφές ρεύματος και τάσης που σχετίζονται με τη DC-πλευρά ενός τριφασικού αντιστροφέα με διαμόρφωση PWM. Η τάση εισόδου  $V_d$  θεωρείται DC χωρίς κυμάτωση. Αν θεωρηθεί ότι η συχνότητα μετάβασης στην Εικόνα 4.24α προσεγγίζει το άπειρο, τότε, όπως στην Εικόνα 4.13, 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 ρευμάτων εξόδου. Με τον ίδιο τρόπο, στη DC-πλευρά μπορεί να θεωρηθεί ένα εικονικό φίλτρο χωρίς αποθήκευση ενέργειας, όπως φαίνεται στην Εικόνα 4.13, οπότε φιλτράρονται οι όροι υψηλής συχνότητας του  $i_d$ . Εξισώνοντας τώρα τη στιγμιαία ισχύ εισόδου με τη στιγμιαία ισχύ εξόδου, βρίσκεται ότι:

$$V_d i_d^* = v_{An1}(t)i_A(t) + v_{Bn1}(t)i_B(t) + v_{Cn1}(t)i_C(t) \quad (4-69)$$

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  $\sqrt{2}V_o$  και  $\sqrt{2}I_o$  είναι τα πλάτη των φασικών τάσεων και �ευμάτων αντίστοιχα:

$$\begin{aligned} i_d^* &= \frac{2V_o I_o}{V_d} [\cos \omega_1 t \cos(\omega_1 t - \varphi) + \cos(\omega_1 t - 120^\circ) \cos(\omega_1 t - 120^\circ - \varphi) + \cos(\omega_1 t + 120^\circ) \cos(\omega_1 t + 120^\circ - \varphi)] \\ &= \frac{3V_o I_o}{V_d} \cos \varphi = I_d \quad (\text{μια DC ποσότητα}) \quad (4-74) \end{aligned}$$

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 στην Εικόνα 4.26, 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.



Εικόνα 4.26 - DC ρεύμα εισόδου σε τριφασικό αντιστροφέα

## 5 Επίλογος

Στην παρούσα πτυχιακή εργασία μελετήθηκε και αναλύθηκε η λειτουργία των Inverter (Αντιστροφών).

Στο πρώτο κεφάλαιο έγινε μια εισαγωγή στα ηλεκτρονικά συστήματα ισχύος, τις πιθανές εφαρμογές τους και τους τύπους που υπάρχουν. Είδαμε ότι υπάρχει μια πληθώρα εφαρμογών όπου εφαρμόζουμε αντιστροφείς, με σκοπό τον έλεγχο της ποσότητας και του τύπου ισχύος ώστε να ικανοποιούνται κάθε φορά οι απαιτήσεις του χρήστη.

Στο δεύτερο κεφάλαιο αναλύθηκαν τα δομικά μέρη (στοιχεία) από τα οποία αποτελείται ένα ηλεκτρικό κύκλωμα, βλέποντας τι ιδιότητες έχει το κάθε στοιχείο, επεξηγώντας τη λειτουργία του και αναγνωρίζοντας ότι κάθε εφαρμογή πρέπει να χρησιμοποιεί το σωστό στοιχείο ώστε να έχουμε την καλύτερη δυνατή χρήση των ικανοτήτων του κάθε μέρους. Συγκεκριμένα παρουσιάστηκαν τα εξής στοιχεία: δίοδος, thyristor SCR, DIAC και TRIAC, transistor BJT και IGBT.

Στο τρίτο κεφάλαιο ασχοληθήκαμε με τα κυκλώματα οδήγησης, το σύνδεσμο μεταξύ του σήματος ελέγχου (πχ για να πάει πιο αργά ή πιο γρήγορα) και των στοιχείων του κυκλώματος που αναφέρθηκαν στο δεύτερο κεφάλαιο, τους τύπους που έχουμε και με ποιο τρόπο γίνεται η συνδεσμολογία μεταξύ τους.

Στο τέταρτο, και τελευταίο κεφάλαιο, αναφερόμαστε εκτενώς στους inverter (αντιστροφείς), στους τύπους λειτουργίας τους που υπάρχουν και χρησιμοποιούνται. Τις βασικές αρχές λειτουργίας των αντιστροφών διακοπτικού τύπου, τους μονοφασικούς αντιστροφείς και τους τριφασικούς αντιστροφείς. Σε κάθε περίπτωση (μονοφασικού ή τριφασικού) αντιστροφέα γίνεται εξέταση διαφόρων περιπτώσεων που μπορούν να προκύψουν.

## 6 Βιβλιογραφία

1. Εισαγωγή στα Ηλεκτρονικά Ισχύος (3<sup>η</sup> έκδοση), Mohan/Undeland/Robbins. Εκδόσεις Τζιόλα
2. Σημειώσεις Εργαστηρίου Ηλεκτρονικών Ισχύος, Νικόλαος Πολύζος. ΤΕΙ Κρήτης
3. <https://el.wikipedia.org/wiki/%CE%94%CE%AF%CE%BF%CE%B4%CE%BF%CF%82> (δίοδος)
4. <https://el.wikipedia.org/wiki/%CE%A4%CF%81%CE%B1%CE%BD%CE%B6%CE%AF%CF%83%CF%84%CE%BF%CF%81> (transistor)
5. Ηλεκτρονικά Ισχύος Θυριστορ (SCR, DIAC, TRIAC, UJT, PUT). Εθνικό Μετσόβειο Πολυτεχνείο, τμήμα Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Ηλεκτρονικών Υπολογιστών
6. Ηλεκτρικές μηχανές DC-AC (2<sup>η</sup> έκδοση), Stephen J. Chapman ; μετάφραση Νίκος Χατζηγιωάννου ; επιμέλεια Νίκος Μάργαρης. Εκδόσεις Τζιόλα, 1993
7. Basic electrical power and machines, David Bradley, Chapman & Hall, 1994