



**ΑΝΩΤΑΤΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ
ΠΕΙΡΑΙΑ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟΥ ΤΟΜΕΑ
ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ Τ.Ε.**

**Π Τ Υ Χ Ι Α Κ Η Ε Ρ Γ Α Σ Ι Α
“ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ ΣΤΗΝ ΒΙΟΜΗΧΑΝΙΑ”
“APPLICATIONS OF POWER ELECTRONICS IN INDUSTRY”**



ΜΑΚΡΥΓΕΩΡΓΑΚΗ ΔΕΣΠΟΙΝΑ ΑΜ:38984

ΣΩΤΗΡΗ ΚΩΝΣΤΑΝΤΙΝΟΣ ΑΜ: 38562

Εισηγητής: ΗΡΑΚΛΗΣ ΒΥΛΛΙΩΤΗΣ, Καθηγητής Εφαρμογών

ΠΕΙΡΑΙΑΣ , Σεπτέμβριος 2017

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η πτυχιακή εργασία με τίτλο “Εφαρμογές Ηλεκτρονικών Ισχύος στην Βιομηχανία” έχει σκοπό να αναλύσει πως συμβάλουν τα ηλεκτρονικά Ισχύος στην Βιομηχανία ,η παραπάνω πτυχιακή για πρακτικούς λόγους αλλά και για την καλύτερη εκπόνηση της διαχωρίστηκε σε τρία επιμέρους κεφάλαια.

Αρχικά παρουσιάζουμε την εισαγωγή στην οποία, θα ασχοληθούμε με τον ορισμό, και την εξέλιξη των ηλεκτρονικών ισχύος ως σήμερα, αλλά και με λεπτομερή περιγραφή των τριών κεφαλαίων.

Στο πρώτο κεφάλαιο γίνεται εκτενής παρουσίαση όλων των ημιαγωγών ισχύος με ευρύτερη εφαρμογή στην βιομηχανία, απεικονίζουμε αναλυτικά με σχέδια την δομή τους αλλά και τα κυκλωματικά τους σύμβολα και τέλος κάνουμε σύγκριση των ημιαγωγών.

Στο δεύτερο κεφάλαιο αναλύουμε όλους τους Μετατροπείς Ισχύος, και τις υποκατηγορίες τους, δίνεται έμφαση στα πλεονεκτήματα τους και περισσότερο η ανάλυση γίνεται για να μπορέσουμε να εξηγήσουμε με ποιον τρόπο ο κάθε μετατροπέας συμβάλει στην βιομηχανία και ποιος ακριβώς είναι ο ρόλος του.

Αφού έχουμε αναλύσει και κατανοήσει πλήρως τους ημιαγωγούς αλλά και τους μετατροπείς ισχύος , στο τρίτο κεφάλαιο θα ασχοληθούμε για το ποια είναι η θέση και η χρήση τους στην βιομηχανία.

Abstract

This thesis entitled "Applications of Electronic Power in Industry" aims to analyze how Power electronics contributes in industry, the above thesis for practical reasons but also for its better elaboration has been divided into three sub-chapters.

First we present the introduction to which we will deal with the definition and evolution of power electronics to date, but also with a detailed description of the three chapters.

In the first chapter there is an extensive presentation of all power semiconductors with wider applications in industry, we analyze in detail their structure and their circuits and finally we make the comparison of the power semiconductors.

In the second chapter we analyze all Power Converters, and their subclasses, emphasize their advantages and give more detailed analysis to explain how each converter contributes in industry and what its exact role is.

Finally after analyzing and fully understanding the semiconductors and the power converters, in the third chapter we will deal with their position and use in industry.

ΠΙΝΑΚΑΣ ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΩΝ

ΕΙΣΑΓΩΓΗ	5
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 ^ο	8
1.1. ΔΙΟΔΟΣ.....	9
1.2. BJT- ΔΙΠΟΛΙΚΟ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ.....	12
1.2.1. ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΕΣ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ ΤΟΥ BJT.....	18
1.3. MOSFET - ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΕΠΙΔΡΑΣΗΣ ΠΕΔΙΟΥ.....	21
1.3.1. ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΕΣ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ ΤΟΥ MOSFET.....	26
1.4. IGBT-ΔΙΠΟΛΙΚΟ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΜΟΝΩΜΕΝΗΣ ΠΥΛΗΣ.....	29
1.4.1. ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΕΣ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ ΤΟΥ IGBT.....	34
1.5. GTO – ΘΥΡΙΣΤΟΡ ΜΕ ΑΠΟΚΟΠΗ ΑΠΟ ΤΗΝ ΠΥΛΗ	36
1.5.1. ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΕΣ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ ΤΟΥ GTO.....	41
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 ^ο ΑΝΑΛΥΣΗ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ	49
2.1. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ DC-DC.....	49
2.1.1. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ/Σ.Ρ ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ.....	52
2.1.2. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ/Σ.Ρ ΑΝΥΨΩΣΗΣ.....	54
2.1.3. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ/Σ.Ρ ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ ΑΝΥΨΩΣΗΣ.....	56
2.1.4. ΣΥΝΕΧΗΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ/Σ.Ρ.....	58
2.1.5. ΓΡΑΜΜΙΚΑ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΑ.....	61
2.1.6. ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΩΝ ΜΕΤΡΟΠΕΩΝ Σ.Ρ/Σ.Ρ.....	64
2.2. AC/DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ.....	65
2.2.1. ΜΗ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΑΝΟΡΘΩΣΗ.....	66
2.2.2. ΜΗ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΗΜΙΑΝΟΡΘΩΣΗ.....	66
2.2.3. ΜΗ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΠΛΗΡΗΣ ΑΝΟΡΘΩΣΗ.....	69
2.2.4. ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΑΝΟΡΘΩΣΗ.....	71
2.3. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ A.C/A.C ΡΥΘΜΙΣΤΕΣ ΤΑΣΕΙΣ.....	75
2.4. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ D.C/A.C Η ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ.....	81
2.4.1. ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΤΕΤΡΑΓΩΝΙΚΟΥ ΠΑΛΜΟΥ.....	82

ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ ΣΤΗΝ ΒΙΟΜΗΧΑΝΙΑ

2.4.2. ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΕΥΡΟΥ ΠΑΛΜΟΥ.....	84
2.4.3. ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ.....	87
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 ^ο	88
3.1. ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΣΤΗΝ ΒΙΟΜΗΧΑΝΙΑ.....	88
3.2. Α.Σ ΚΑΙ Δ.Σ ΚΙΝΗΤΗΡΙΑ ΟΧΗΜΑΤΑ.....	88
3.3. ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ ΗVDC.....	91
3.3.1. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΥΨΗΛΗΣ ΤΑΣΕΩΣ (ΗVDC).....	91
3.4 UPS.....	96
3.4.1. UPS ΔΙΠΛΗΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΗΣ/ONLINE UPS.....	96
3.4.2. ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΑ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΔC.....	97
3.4.3. ΔΙΠΛΗ ΑΝΟΡΘΩΣΗ ΜΕ ΓΕΦΥΡΑ.....	98
3.4.4. ΔΙΠΛΗ ΑΝΟΡΘΩΣΗ ΜΕ ΠΥΚΝΩΤΗ ΕΞΟΜΑΛΥΝΣΗΣ.....	99
3.5. ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΠΑΡΑΓΩΓΗΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ ΑΠΟ ΚΥΨΕΛΕΣ ΚΑΥΣΙΜΟΥ.....	101
3.5.1. ΧΡΗΣΗ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΙΣΧΥΟΣ ΣΤΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΚΥΨΕΛΩΝ ΚΑΥΣΙΜΟΥ.....	101
3.6. ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΑΝΑΝΕΩΣΙΜΩΝ ΠΗΓΩΝ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ.....	103
3.6.1. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΜΙΑΣ ΒΑΘΜΙΔΟΣ.....	103
3.6.2. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΔΥΟ ΒΑΘΜΙΔΩΝ.....	104
3.6.3. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΒΑΘΜΙΔΩΝ.....	105
3.7. ΕΠΑΓΩΓΙΚΗ ΘΕΡΜΑΝΣΗ.....	106
3.7.1. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΕΠΑΓΩΓΙΚΗΣ ΘΕΡΜΑΝΣΗΣ.....	106
3.7.2. ΕΠΑΓΩΓΙΚΗ ΘΕΡΜΑΝΣΗ ΜΕ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΠΗΓΗΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ.....	107
3.7.3. ΕΠΑΓΩΓΙΚΗ ΘΕΡΜΑΝΣΗ ΜΕ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ ΠΗΓΗΣ ΤΑΣΕΩΣ.....	109
3.8. ΗΛΕΚΤΡΙΚΑ ΟΧΗΜΑΤΑ.....	112
3.8.1. ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΟΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΙΣΧΥΟΣ.....	113
3.8.2. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ Σ.Τ./Σ.Τ. ΤΥΠΟΥ CHOPPER.....	113
3.8.3. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ Σ.Τ./Ε.Τ. ΤΥΠΟΥ ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑ.....	114
3.9. ΛΑΜΠΗΤΡΕΣ ΦΘΟΡΙΣΜΟΥ.....	116
3.9.1. ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΟ ΣΥΣΤΗΜΑ ΥΨΗΛΗΣ ΣΥΧΝΟΤΗΤΑΣ.....	116
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	117

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Ηλεκτρονικά ισχύος είναι τα ηλεκτρονικά συστήματα τα οποία διαχειρίζονται την ηλεκτρική ισχύ και μετατρέπουν την τάση, την ένταση και την κυματομορφή του ρεύματος κατά τρόπο, ώστε να μπορεί να αξιοποιηθεί από τα συστήματα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας για την μεταφορά, την διανομή, την αποθήκευση και την κατανάλωση ηλεκτρικής ενέργειας.

- Μετατροπή του συνεχούς σε συνεχές, διαφορετικής τάσης και έντασης (Μετατροπείς DC-DC).
- Μετατροπή του εναλλασσόμενου σε συνεχές (Μετατροπείς AC-DC ή ανορθωτικές διατάξεις).
- Μετατροπή του εναλλασσόμενου σε εναλλασσόμενο διαφορετικού πλάτους (Ρυθμιστές AC-AC ή Μετασχηματιστές).
- Μετατροπή του συνεχούς σε εναλλασσόμενο (Μετατροπείς DC-AC ή αντιστροφείς).

Οι μετατροπείς αυτές επιτυγχάνονται με την βοήθεια ηλεκτρονικών διατάξεων οι οποίες χρησιμοποιούν ηλεκτρονικούς διακόπτες: (τρανζίστορ ισχύος, διόδους ισχύος, Thyristor, MOSFET ισχύος κ.α.), των οποίων η λειτουργία καθορίζεται από την θεωρία των ημιαγωγών στερεάς κατάστασης, την θεωρία των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων, την θεωρία ελέγχου, την ηλεκτρομαγνητική θεωρία και την θεωρία μεταφοράς θερμότητας.

Ο αντικειμενικός στόχος των ηλεκτρονικών ισχύος είναι να αντιστοιχίζουν τις δυνατότητες του συστήματος παραγωγής ισχύος στις απαιτήσεις της κατανάλωσης για την ποιότητα και την ποσότητα της ενέργειας κατά τον βέλτιστο δυνατό τρόπο.

Οι μετατροπείς αυτές επιτυγχάνονται με την βοήθεια ηλεκτρονικών διατάξεων οι οποίες χρησιμοποιούν ηλεκτρονικούς διακόπτες: (τρανζίστορ ισχύος, διόδους ισχύος, Thyristor, MOSFET ισχύος κ.α.), των οποίων η λειτουργία καθορίζεται από την θεωρία των ημιαγωγών στερεάς κατάστασης, την θεωρία των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων, την θεωρία ελέγχου, την ηλεκτρομαγνητική θεωρία και την θεωρία μεταφοράς θερμότητας.

Η διακοπτική ικανότητα και η δυνατότητα των ημιαγωγικών στοιχείων για ελεγχιμότητα της ροής με μεγάλη ταχύτητα και ακρίβεια είναι τα κλειδιά της μεγάλης ανάπτυξης που παρουσιάζουν τα ηλεκτρονικά ισχύος τις τελευταίες δεκαετίες. Επίσης, η ανάπτυξη της τεχνολογίας μικροεπεξεργαστών και συνολικά της μικροηλεκτρονικής έχει συμβάλλει αρκετά στην πρόοδο του κλάδου αυτού. Όλες οι έρευνες και οι δοκιμές σ' αυτόν τον τομέα αποσκοπούν στην ελαχιστοποίηση των απωλειών ενέργειας, στους υψηλούς βαθμούς απόδοσης και στην παροχή με ακρίβεια και αξιοπιστία της επιθυμητής ποσότητας ενέργειας

ΕΞΕΛΙΞΗ ΤΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ

Η πρώτη τεχνική εφαρμογή των ηλεκτρονικών ισχύος χρονολογείται πίσω στο μακρινό 1902, χρονιά κατά την οποία κατασκευάστηκε ο πρώτος ανορθωτής Hg. Βέβαια οι επιστήμονες και οι ερευνητές ξεκίνησαν να ασχολούνται με αυτόν τον τομέα μερικά χρόνια νωρίτερα. Στη συνέχεια θα αναφερθούν τα πιο σημαντικά γεγονότα στην εξέλιξη των ηλεκτρονικών ισχύος.

Διαπιστώθηκε η αποτελεσματικότητα του φωτεινού τόξου Hg στην ανόρθωση. (Jamin Maneuvrier)

Κατασκευάστηκε ο πρώτος τεχνικά χρησιμοποιήσιμος ανορθωτής Hg. (Cooper-Hewitt Electric Co)

Ανακάλυψη της αρχής ελέγχου της εκκένωσης τόξου μέσω ενός πλέγματος. (J.Langmuir)

Εφαρμογή της αρχής ελέγχου μέσω πλέγματος για τον έλεγχο τάσεως. Έτσι θεμελιώθηκε η δυνατότητα κατασκευής ελεγχόμενων μετατροπέων, αλλά και αντιστροφών στους οποίους έχουμε αντιστροφή της ροής ηλεκτρικής ενέργειας.

Παράλληλα με τους ανορθωτές ατμού με Hg με υγρή κάθοδο, αναπτύχθηκαν στοιχεία με κάθοδο πυρακτώσεως, η οποία λειτουργούσε είτε με ατμό υδραργύρου είτε με ευγενές αέριο, κατά προτίμηση Argon.

Οι ανορθωτές αυτοί ονομάστηκαν Thyatrons και είχαν τη δυνατότητα λειτουργίας υπό τάση μέχρι την τιμή των 15kV και ρεύμα μέχρι 20A.

Έναρξη της εφαρμογής των ανορθωτών από ημιαγωγικά υλικά.

Χρησιμοποίηση των πρώτων ανορθωτικών διατάξεων από ημιαγωγικά στοιχεία κατασκευασμένα αρχικά από οξειδία του χαλκού και στη συνέχεια από σελήνιο, τα οποία είχαν ως αφετηρία πολυκρυσταλικό ημιαγωγικό υλικό.

Οι διατάξεις αυτές χρησιμοποιήθηκαν για ισχύεις χαμηλού επιπέδου. Για εφαρμογές όπου η ισχύς ήταν μεγάλη χρησιμοποιήθηκαν κυρίως οι ανορθωτές υδραργύρου όπως ήταν η παροχή μονοφασικού ρεύματος συχνότητας $16 \frac{2}{3}$ Hz για τα τραίνα προερχόμενο από το δίκτυο των 50Hz.

Ανάπτυξη ημιαγωγικών διόδων από μονοκρυσταλικό ημιαγωγικό υλικό, πρώτα από γερμάνιο και λίγο αργότερα από πυρίτιο, οι οποίες μπορούσαν να λειτουργούν υπό υψηλότερες τάσεις.

Ανάπτυξη του Θυρίστορ (General Electric), Αυτό το νέο στοιχείο που είναι ελεγχόμενο επρόκειτο να παίξει σημαντικό ρόλο στην ενεργειακή τεχνολογία, παρόμοιο ρόλο όπως έπαιξε το τρανζίστορ που ανακαλύφθηκε 10 χρόνια πριν, στην τεχνολογία των τηλεπικοινωνιών και γενικά στην επεξεργασία της πληροφορίας.

Ανακαλύφθηκε το θυρίστορ GTO (Gate Turn Off), το Triac και τα ολοκληρωμένα (Bipolar-MOS Integrated Circuits) για τον έλεγχο των θυρίστορ.

Κατασκευή των τρανζίστορ ισχύος (Bipolar transistor) αρχικά για τάσεις 500V και ρεύμα 20A και αργότερα για τάσεις 400V και ρεύμα 400A. Επίσης εμφανίστηκαν οι μικροεπεξεργαστές αρχικά των 8 bits και στη συνέχεια των 16 bits. Ακόμα δημιουργήθηκαν τα τρανζίστορ ισχύος MOSFET.

Δημιουργήθηκε το τρανζίστορ ισχύος IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor) του οποίου η οδήγηση γίνεται εύκολα όπως στα συνήθη τρανζίστορ χωρίς τα προβλήματα της σβέσης των θυρίστορ και με μικρές απώλειες ισχύος. Επίσης δημιουργήθηκε το στοιχείο MOS-Controlled Thyristor (MCT).

Δημιουργία του στοιχείου IGCT (Integrated Gate Commutated Thyristor) το οποίο κατά βάση αποτελεί βελτίωση του GTO αποκτώντας καλύτερες διακοπτικές ιδιότητες. Το στοιχείο είναι κατάλληλο για μεγάλες τιμές ισχύος (χρήση για μετατροπείς ισχύος 10 έως 200MW) και παρουσιάζει χρόνο διακοπής πολύ μικρότερο συγκριτικά προς το GTO.

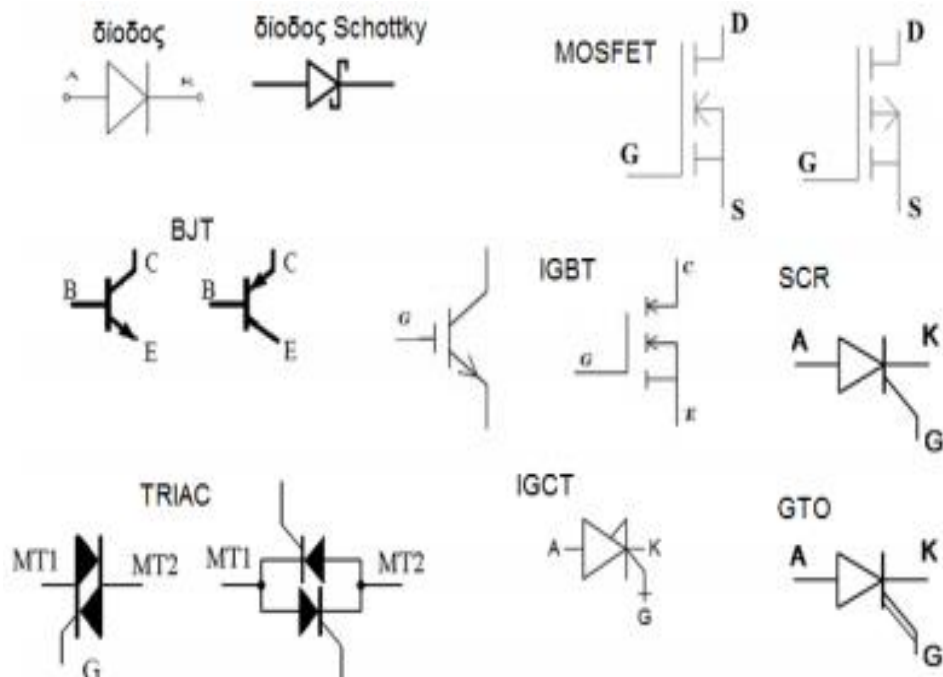
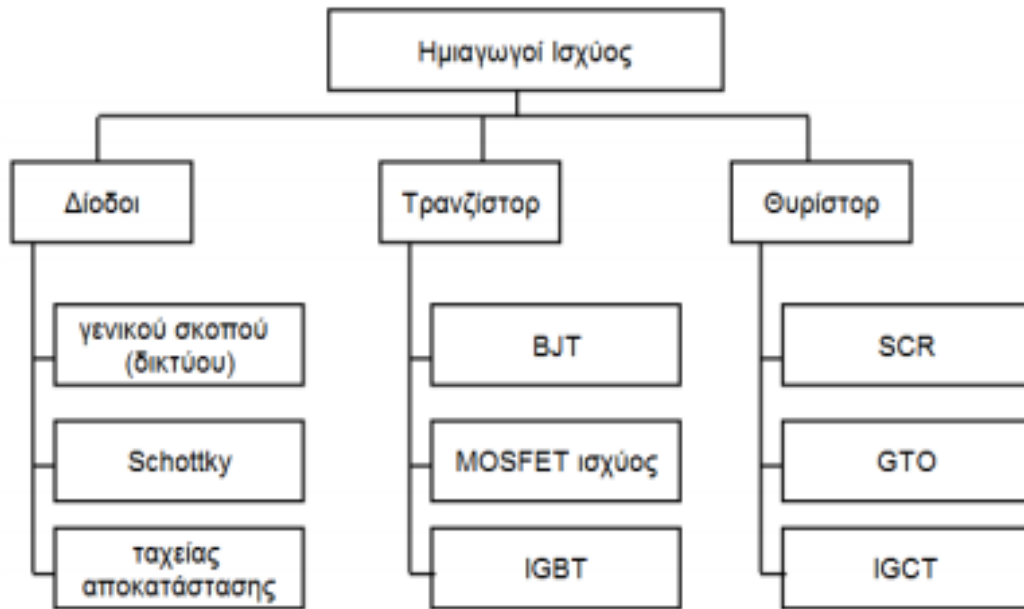
Προέκυψε ένα νέο ημιαγωγικό στοιχείο ισχύος από μία ερευνητική ομάδα του πανεπιστημίου Virginia Tech των Η.Π.Α. με την επωνυμία ETO (Emitter Turn-Off Thyristor). Στην κατηγορία των ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος POWER MOSFET ο Γερμανικός κατασκευαστικός οίκος INFINEON κατασκεύασε το βελτιωμένο στοιχείο COOLMOS, το οποίο έχει μειωμένη αντίσταση αγωγής και συνεπώς προκύπτει μείωση των απωλειών.

Ο οίκος ABB εισήγαγε στην αγορά το ημιαγωγικό στοιχείο ισχύος BCT (Bi-Directional Control Thyristor), το οποίο είναι ένα εξελιγμένο θυρίστορ ελέγχου φάσης και αποτελείται από δύο αντιπαράλληλα θυρίστορ ενσωματωμένα στην ίδια πλάκα πυριτίου, μπορεί δε να χρησιμοποιηθεί για τάσεις μέχρι 6,5kV και για ρεύματα μέχρι 3kA.

Από την παραπάνω ιστορική αναφορά στις εξελίξεις γίνεται σαφές ότι η εφεύρεση νέων ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος αποτελεί το κύριο επίπεδο καινοτομικής επιστημονικής δραστηριότητας στην περιοχή των Ηλεκτρονικών Ισχύος. Πρέπει, όμως, να επισημανθεί ότι διαθέτοντας εξελιγμένα ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος μπορούν να κατασκευασθούν βελτιωμένοι μετατροπείς. Επιδίωξη των ερευνητών είναι να κατασκευάζουν στοιχεία που να μπορούν να διαχειρίζονται όλο και μεγαλύτερες τάσεις και ρεύματα, να έχουν πιο υψηλές διακοπτικές συχνότητες και όλα αυτά κρατώντας τις απώλειες σε όσο το δυνατόν μικρότερες τιμές. Βελτίωση επίσης επιδιώκεται στον συντελεστή ισχύος, στον όγκο και στο βάρος καθώς και στην αποτελεσματικότερη ψύξη των στοιχείων αυτών. Τέλος, αξιολογη είναι η τάση να παράγονται ολοκληρωμένα στοιχεία ισχύος, όπως για παράδειγμα τα «module», όπου ενσωματώνονται δύο, τρία, έξι ή και περισσότερα στοιχεία μέσα σε μία ενιαία μονάδα.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο

ΑΝΑΛΥΣΗ ΗΜΙΑΓΩΓΩΝ ΙΣΧΥΟΣ



Σχήμα 1.1 Ημιαγωγοί ισχύος και κυκλωματικά σύμβολα.

1.1. ΔΙΟΔΟΣ

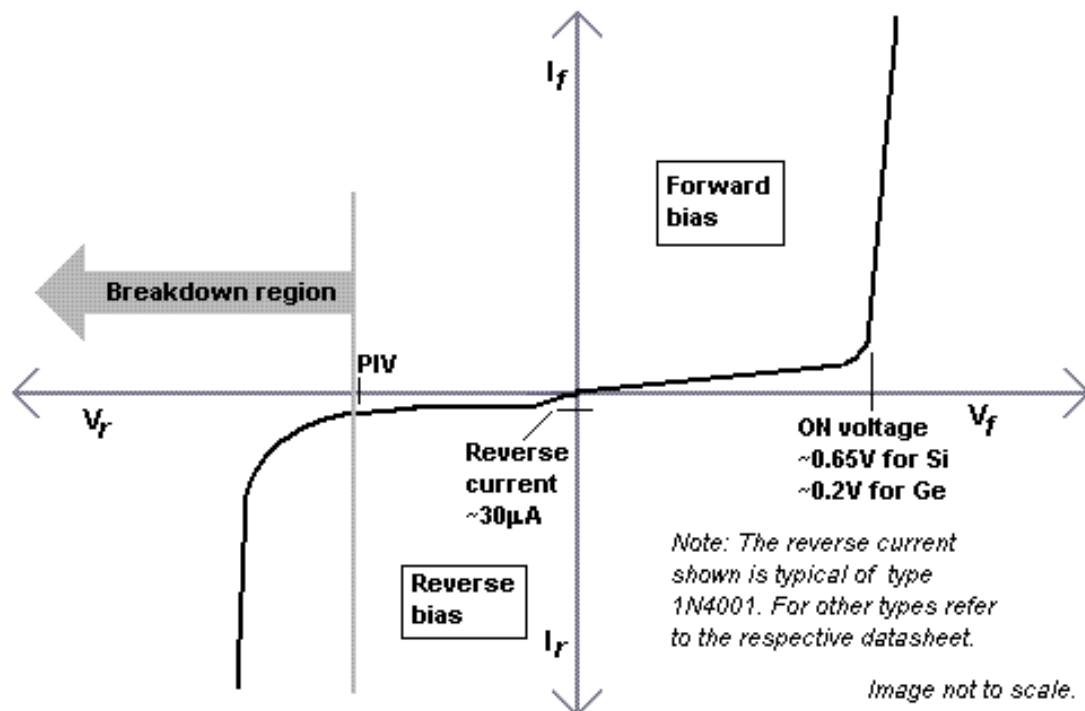
Στην ηλεκτρονική, η δίοδος είναι ένα στοιχείο που περιορίζει τη κατευθυντήρια ροή των φορέων αγωγιμότητας (charge carriers). Ουσιαστικά, η δίοδος επιτρέπει στο ηλεκτρικό ρεύμα να περάσει από τη μια κατεύθυνση, αλλά μπλοκάρει την κίνηση από την αντίθετη κατεύθυνση. Έτσι, η δίοδος μπορεί να θεωρηθεί ως 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.

Οι περισσότερες σύγχρονες διόδους βασίζονται στον ημιαγωγό p-n επαφών. Σε μια p-n δίοδο, συμβατικό ρεύμα μπορεί να ρέει από τη μεριά τύπου p (η άνοδος) στην άλλη μεριά τύπου n (η κάθοδος), αλλά δεν μπορεί να ρέει κατά την αντίθετη κατεύθυνση. Ένας άλλος τύπος δίοδου ημιαγωγών, η δίοδος Schottky, σχηματίζεται από την επαφή μεταξύ ενός μετάλλου και ενός ημιαγωγού παρά από μια επαφή p-n.

Η χαρακτηριστική καμπύλη ρεύματος-τάσης ή I-V μιας δίοδου ημιαγωγού αποδίδεται στη συμπεριφορά της περιοχής κατάρρευσης η οποία υπάρχει στην επαφή p-n μεταξύ των διαφορετικών ημιαγωγών. Όταν αρχικά δημιουργήθηκε η επαφή p-n, ηλεκτρόνια της ζώνης αγωγιμότητας (conduction band) της νοθευμένης-N (N-doped) περιοχής διαχέονται στη νοθευμένη-P (P-doped) περιοχή όπου υπάρχει ένας μεγάλος αριθμός από οπές (μέρη για τα ηλεκτρόνια στα οποία δεν βρίσκεται κανένα ηλεκτρόνιο) με τις οποίες τα ηλεκτρόνια ανασυνδυάζονται. Όταν ένα ελεύθερο ηλεκτρόνιο συνδυάζεται με μια οπή, η οπή εξαφανίζεται και το ηλεκτρόνιο παύει να είναι ελεύθερο. Επομένως δυο φορείς αγωγιμότητας εξαφανίστηκαν. Η περιοχή γύρω από την επαφή p-n ελαττώνεται από φορείς αγωγιμότητας και επομένως λειτουργεί ως μονωτής.

Παρόλ'αυτά, το πλάτος κατάρρευσης (depletion width) δεν μπορεί να μεγαλώσει απεριόριστα. Για κάθε ζεύγος ηλεκτρονίο-οπής που ανασυνδυάζονται, ένα θετικά φορτισμένο 'νοθευμένο' (dopant) ιόν αφήνεται πίσω στη νοθευμένη-N περιοχή και ένα αρνητικά φορτισμένο 'νοθευμένο' ιόν αφήνεται στη νοθευμένη-P (P-doped) περιοχή. Καθώς προχωράνε οι ανασυνδυασμοί και περισσότερα ιόντα δημιουργούνται, δημιουργείται ένα αυξανόμενο ηλεκτρικό πεδίο στη ζώνη κατάρρευσης το οποίο επιδρά στην επιβράδυνση και τελικά στη διακοπή των ανασυνδυασμών. Σε αυτό το σημείο, υπάρχει μια ενσωματωμένη διαφορά δυναμικού στην ζώνη κατάρρευσης. Αν μια εξωτερική τάση εφαρμοστεί στη δίοδο με την ίδια πολικότητα με την ενσωματωμένη διαφορά δυναμικού, η ζώνη κατάρρευσης συνεχίζει να λειτουργεί ως μονωτής εμποδίζοντας τη διέλευση σημαντικής ποσότητας ηλεκτρικού ρεύματος.

Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται ανάστροφη πόλωση. Αντίθετα, αν η πολικότητα της εξωτερικής τάσης είναι αντίθετη με την ενσωματωμένη διαφορά δυναμικού, θα συνεχίσουν οι ανασυνδυασμοί με αποτέλεσμα να έχουμε διέλευση ηλεκτρικού ρεύματος μέσω της επαφής p-n. Για τις διόδους από πυρίτιο, η εσωτερική τάση είναι περίπου ίση με 0.6 V. Επομένως, αν ένα εξωτερικό ρεύμα περάσει από τη δίοδο, θα δημιουργηθεί στη δίοδο μια τάση περίπου 0.6 V έτσι ώστε η νοθευμένη-P περιοχή να είναι θετική σε σχέση με τη νοθευμένη-N περιοχή και η δίοδος χαρακτηρίζεται ως ανοικτή, αφού έχει ορθή πόλωση.



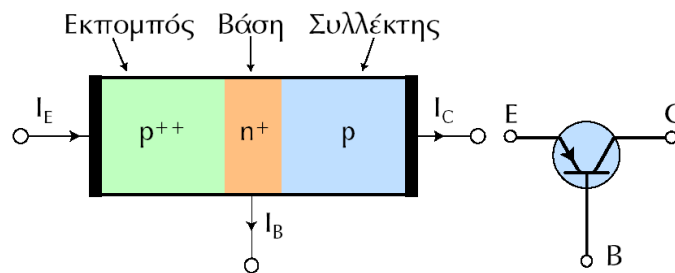
Σχήμα 1.2: Χαρακτηριστική I-V Διόδου.

Η χαρακτηριστική καμπύλη I-V της δίοδου μπορεί να προσεγγιστεί από δυο περιοχές λειτουργίας. Αν η τάση ανάμεσα στα δύο άκρα (leads) είναι κάτω από μια συγκεκριμένη τιμή, η ζώνη κατάρρευσης έχει σημαντικό πλάτος και η δίοδος μπορεί να θεωρηθεί ως ένα ανοικτό(μη αγώγιμο) κύκλωμα. Όσο η τάση αυξάνεται, σε κάποιο σημείο η δίοδος θα γίνει αγώγιμη και θα επιτρέψει τη διαρροή του ηλεκτρικού ρεύματος, και μπορεί να θεωρηθεί ως μια σύνδεση με μηδενική (ή τουλάχιστον πολύ μικρή) αντίσταση.

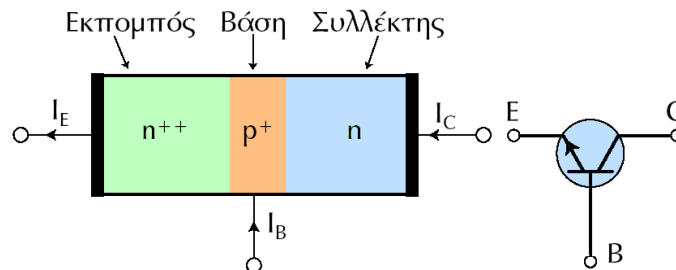
Σε μια κανονική δίοδο από πυρίτιο, η πτώση τάσης σε μια αγωγήμη δίοδο είναι περίπου 0.6 με 0.7 volts. Η τιμή αυτή είναι διαφορετική για άλλους τύπους διόδων – για τις διόδους Schottky μπορεί να είναι 0.2 V και για τις διόδους εκπομπής φωτός (LEDs) μπορεί να είναι 1.4 V ή μεγαλύτερη (στα γαλάζια LEDs μπορεί να φτάνει και τα 4.0 V). Σχετικά με το διάγραμμα της χαρακτηριστικής καμπύλης I-V, στην περιοχή ανάστροφης πόλωσης για μια κανονική ανορθωτική δίοδο P-N, το ρεύμα μέσω της συσκευής είναι πολύ μικρό (της τάξεως των μA) για όλες τις ανάστροφες τάσεις μέχρι ένα σημείο που ονομάζεται Κορυφή Ανάστροφης Τάσης (PIV). Μετά από αυτό το σημείο, συμβαίνει μια διαδικασία που ονομάζεται αντίστροφη κατάρρευση η οποία προκαλεί βλάβες στη συσκευή με ταυτόχρονη μεγάλη αύξηση στο ηλεκτρικό ρεύμα. Για ειδικές περιπτώσεις διόδων όπως η avalanche ή οι δίοδοι zener, η αρχή της Κορυφής Ανάστροφης Τάσης δεν είναι εφαρμόσιμη αφού έχουν μια εσκεμμένη κατάρρευση μετά από ένα γνωστό αντίστροφο ρεύμα έτσι ώστε η αντίστροφη τάση να φτάσει σε μια γνωστή τιμή (η οποία ονομάζεται τάση zener ή τάση κατάρρευσης). Αυτές οι συσκευές όμως έχουν ένα ανώτατο όριο στο ρεύμα και στην ισχύ στην περιοχή zener ή avalanche.

1.2. BJT - ΔΙΠΟΛΙΚΟ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ

Το διπολικό τρανζίστορ επαφής BJT (bipolar transistor junction) αποτελείται από τρεις ακροδέκτες, τον εκπομπό (emitter), τη βάση (base) και το συλλέκτη (collector). Ο έλεγχός του γίνεται από τον ακροδέκτη της βάσης ο οποίος αποτελεί το ηλεκτρόδιο ελέγχου. Ο εκπομπός είναι μια έντονα εμπλουτισμένη περιοχή και προορισμός του είναι να εκπέμπει ηλεκτρόνια προς τη βάση. Η βάση είναι μια πολύ λεπτή περιοχή λιγότερο εμπλουτισμένη από αυτή του εκπομπού. Το πάχος της βάσης, επιτρέπει στα περισσότερα ηλεκτρόνια που εκπέμπονται από τον εκπομπό να φθάνουν στον συλλέκτη. Ο συλλέκτης συλλέγει τα φορτία που καταφθάνουν από τον εκπομπό. Το επίπεδο εμπλουτισμού του συλλέκτη, βρίσκεται ανάμεσα σε εκείνο του εκπομπού και της βάσης, ενώ η ισχύς που καταναλώνεται σ' αυτόν είναι μεγαλύτερη από εκείνες που καταναλώνονται στη βάση και στον εκπομπό, γι' αυτό και η περιοχή που καταλαμβάνει ο συλλέκτης είναι μεγαλύτερη. Το υλικό της βάσης είναι τύπου $-n$ (τρανζίστορ τύπου $-npn$) ή τύπου $-p$ (τρανζίστορ τύπου $-pnp$) όπως φαίνεται στο σχήμα 1.2 και 1.3.



Σχήμα 1.3: Δομή και κυκλωματικό σύμβολο τρανζίστορ $-npn$

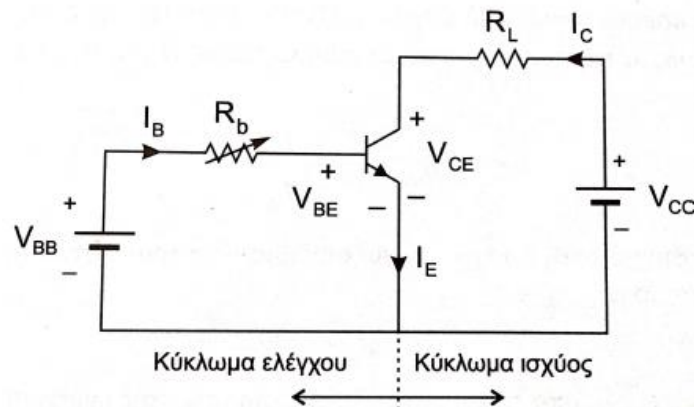


Σχήμα 1.4: Δομή και κυκλωματικό σύμβολο τρανζίστορ $-pnp$

Στο κυκλωματικό σύμβολο, το βέλος βρίσκεται πάντα στον εκπομπού και δείχνει τη συμβατική φορά του ηλεκτρικού ρεύματος, ενώ η φορά του βέλους δείχνει τον ημιαγωγό-p.

Το διπολικό τρανζίστορ, είναι στοιχείο ελεγχόμενο από ρεύμα. Δηλαδή, με την ρύθμιση ενός μικρού ρεύματος στο ρεύμα βάσης, επιτυγχάνεται ο έλεγχος του πολύ μεγαλύτερου ρεύματος του συλλέκτη. Οι περιοχές λειτουργίας του διπολικού τρανζίστορ είναι τρεις διαφορετικές, η περιοχή αποκοπής (ανοιχτός διακόπτης), η ενεργός περιοχή (ως ενισχυτής) και η περιοχή αποκοπής (κλειστός διακόπτης). Κάθε περιοχή, χαρακτηρίζεται από συγκεκριμένες πολικότητες διαφορών δυναμικού στις δυο επαφές (εκπομπού - βάσης και βάσης - συλλέκτη) του τρανζίστορ. Στην περιοχή αποκοπής η ένωση βάσης - συλλέκτη είναι ανάστροφα πολωμένη, το ίδιο ισχύει και για την ένωση εκπομπού - βάσης. Στην ενεργό περιοχή η ένωση βάσης - συλλέκτη είναι ορθά πολωμένη, ενώ η ένωση εκπομπού - βάσης ανάστροφα πολωμένη. Τέλος στην περιοχή κορεσμού και οι δυο ενώσεις είναι ορθά πολωμένες.

Στην συνδεσμολογία κοινού εκπομπού, οι βρόχοι της βάσης και του συλλέκτη έχουν κοινό τον ακροδέκτη του εκπομπού όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 1.5: Συνδεσμολογία κοινού εκπομπού

Από την μεταβλητή αντίσταση R_b του κυκλώματος ελέγχου μπορεί να γίνει ο έλεγχος της ροής του ρεύματος βάσης και κατά συνέπεια η ροή του ρεύματος συλλέκτη ή αλλιώς η ροή ισχύος στην αντίσταση φορτίου R_L . Βάση των νόμων τάσης – ρεύματος του Kirchhoff, ισχύουν οι παρακάτω σχέσεις

$$v_{BB} = I_B R_b + v_{BE} , V \quad (1.1)$$

$$V_{CC} = I_C R_L + V_{CE} , V \quad (1.2)$$

$$I_E = I_C + I_b , A \quad (1.3)$$

Η (1.2) σε άξονες (V_{CE}, I_C) παριστάνει μια ευθεία γραμμή, η οποία είναι γνωστή ως «*χαρακτηριστική ευθεία*» φορτίου. Το ρεύμα βάσης είναι πολύ μικρότερο από το ρεύμα του συλλέκτη, επομένως σύμφωνα με την (1.3) τα ρεύματα εκπομπού και συλλέκτη είναι περίπου τα ίδια. Το μέγεθος το οποίο καθορίζει το πόσο κοντά βρίσκονται οι τιμές των δύο αυτών ρευμάτων είναι γνωστό ως 'dc άλφα' του τρανζίστορ. Δηλαδή

$$\alpha_{dc} = \frac{I_C}{I_E} \quad (1.4)$$

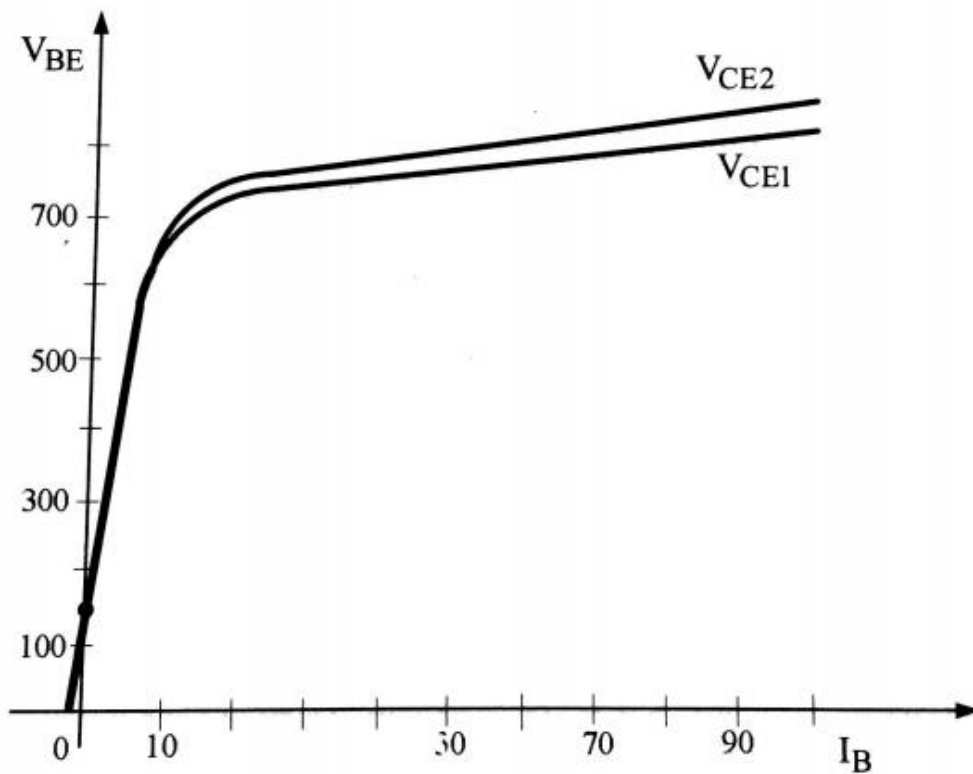
Το συγκεκριμένο μέγεθος στα συνηθισμένα τρανζίστορ που κυκλοφορούν στο εμπόριο κυμαίνεται στα όρια

$$0.95 < \alpha_{dc} < 0.99 \quad (1.5)$$

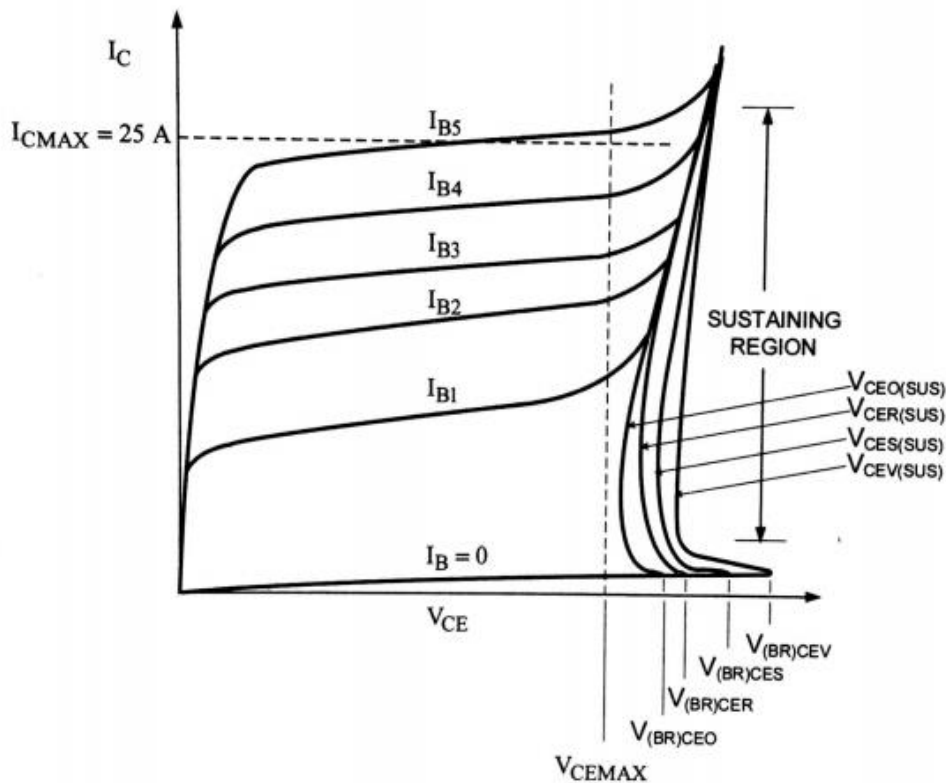
Ένα εξίσου σημαντικό μέγεθος είναι ο συντελεστής ενίσχυσης ρεύματος γνωστός και ως dc κέρδος ρεύματος. Συμβολίζεται με β_{dc} ή h_{FE} και δίνεται από τη σχέση

$$\beta_{dc} = h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} \quad (1.6)$$

Το ρεύμα I_B είναι πολύ μικρότερο από το ρεύμα I_C . Συνήθως το κέρδος h_{fe} έχει μια τιμή που βρίσκεται μεταξύ 10 και 100 και πολλές φορές ονομάζεται και συντελεστής ενίσχυσης ρεύματος του τρανζίστορ. Στα παρακάτω σχήματα παρουσιάζονται οι χαρακτηριστικές εισόδου και εξόδου ενός τρανζίστορ ηρη σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού.



Σχήμα 1.6: V - I χαρακτηριστικές εισόδου ενός ηρη τρανζίστορ με κοινό εκπομπού.



Σχήμα 1.7: V-I χαρακτηριστικές εξόδου ενός ηρη τρανζίστορ με κοινό εκπομπό.

Από τις χαρακτηριστικές εξόδου μπορούμε να διακρίνουμε κάποιες περιοχές του τρανζίστορ επαφής. Μια είναι η ενεργός περιοχή όπου για να βρεθεί ένα τρανζίστορ στην περιοχή αυτή εφαρμόζεται ορθή πόλωση στην επαφή βάσης-εκπομπού και ανάστροφη πόλωση στην επαφή βάσης-συλλέκτη. Η άλλη περιοχή είναι η περιοχή αποκοπής στην οποία το τρανζίστορ λειτουργεί όταν και οι δυο επαφές n-p είναι αρνητικά πολωμένες και τότε τα ρεύματα που δημιουργούνται στους ακροδέκτες του τρανζίστορ είναι πάρα πολύ μικρά. Στην περιοχή αυτή το τρανζίστορ μπορεί να θεωρηθεί σαν ανοικτός διακόπτης. Τέλος έχουμε την περιοχή κορεσμού όπου στην λειτουργία αυτή η θετικά πολωμένη επαφή εκπομπού-βάσης δημιουργεί αρκετό ρεύμα συλλέκτη που μαζί με το εσωτερικό κύκλωμα προξενεί την ορθή πόλωση της επαφής συλλέκτη-βάσης. Στην περιοχή αυτή το τρανζίστορ μπορεί να θεωρηθεί σαν κλειστός διακόπτης.

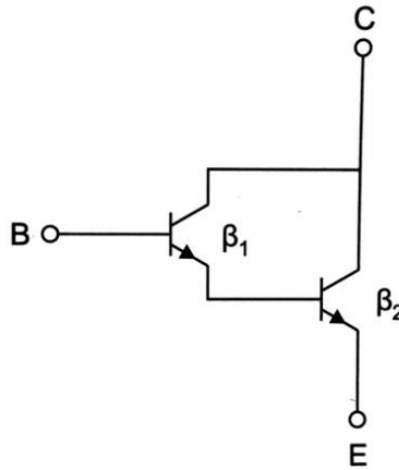
Για συνηθισμένα τρανζίστορ στο εμπόριο οι τιμές του συντελεστή ενίσχυσης κυμαίνεται στα όρια

$$20 < \beta_{dc} < 200 \quad (1.7)$$

Σε ορισμένες περιπτώσεις όπου απαιτείται μεγαλύτερος συντελεστής ενίσχυσης, γίνεται χρήση της διάταξης Darlington.

Το συνολικό κέρδος σε αυτή την περίπτωση ισούται με το γινόμενο των επιμέρους κερδών των δυο τρανζίστορ. Δηλαδή

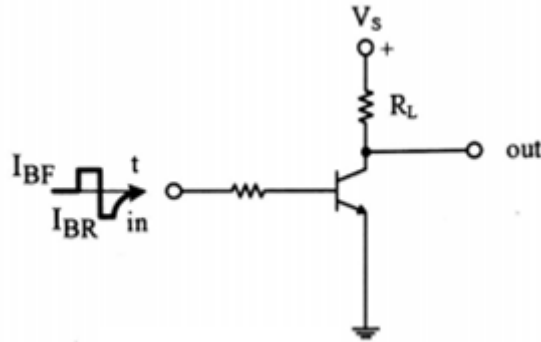
$$\beta = \beta_1 \beta_2 \quad (1.8)$$



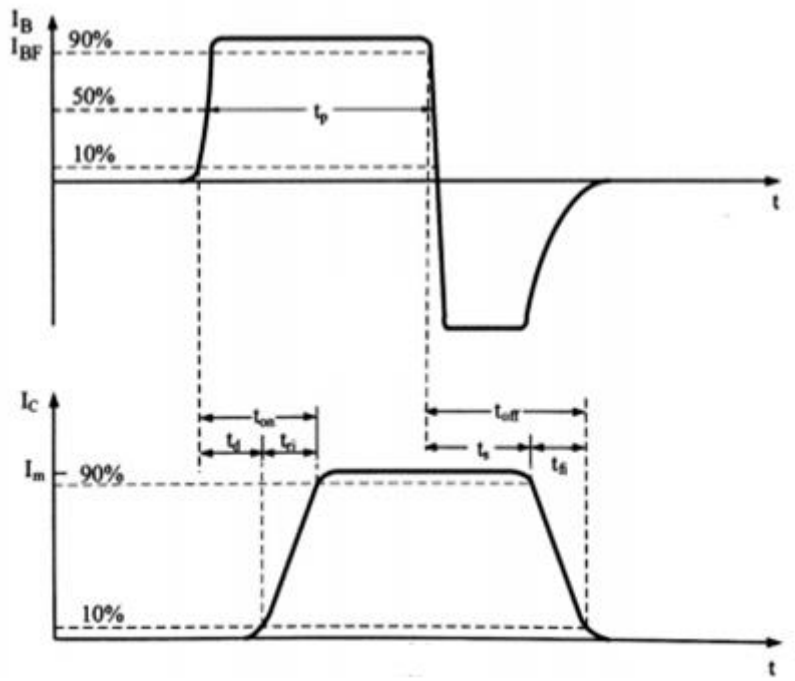
Σχήμα 1.8: Διάταξη Darlington

1.2.1. Διακοπτικές χαρακτηριστικές του BJT

Στα παρακάτω σχήματα έχουμε τις κυματομορφές ρεύματος βάσης του BJT, ρεύματος συλλέκτη του BJT και το κύκλωμα κοινού εκπομπού για τη μέτρηση των διακοπτικών χρόνων. Όταν ένας παλμός ρεύματος τροφοδοτήσει τη βάση ενός τρανζίστορ ισχύος συνδεσμολογίας κοινού εκπομπού τότε η κυματομορφή παρουσιάζεται όπως στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 1.9: Κύκλωμα κοινού εκπομπού για τη μέτρηση των διακοπτικών χρόνων.



Σχήμα 1.10 Κυματομορφές ρεύματος βάσης και ρεύματος συλλέκτη του BJT.

Ο χρόνος αγωγής είναι

$$t_{on} = t_d + t_{ri} \quad (1.9)$$

όπου

t_d = χρόνος καθυστέρησης έναυσης λόγω φόρτισης της χωρητικότητας διάχυσης της επαφής βάσης-εκπομπού.

C_{de} = χωρητικότητα διάχυσης της επαφής βάσης-εκπομπού (από προδιαγραφές ή μέτρηση).

I_{BF} = πλάτος του θετικού ρεύματος της βάσης.

$V_{BE(off)}$ = τάση βάσης-εκπομπού στην κατάσταση αποκοπής.

t_{ri} = χρόνος ανύψωσης του ρεύματος συλλέκτη.

Ο χρόνος καθυστέρησης μπορεί να μειωθεί αν αυξηθεί το πλάτος I_{BF} και ο ρυθμός αύξησης του ρεύματος βάσης. Ο χρόνος ανύψωσης του ρεύματος συλλέκτη t_{ri} δίνεται από την σχέση

$$t_{ri} = \tau_e \ln \frac{h_{fe} I_{BF}}{h_{fe} I_{BF} - 0.9 I_c} \text{ Sec} \quad (1.10)$$

όπου

τ_e = χρόνος ζωής των φορέων μειονότητας στη βάση του τρανζίστορ.

h_{fe} = κέρδος του τρανζίστορ ισχύος.

I_c = ρεύμα συλλέκτη.

ω_T = γωνιακή συχνότητα λειτουργίας του τρανζίστορ.

Οι χρόνοι t_d και t_{ri} δίνονται από τις προδιαγραφές του κατασκευαστή του συγκεκριμένου τρανζίστορ.

Ο χρόνος σβέσης θα είναι

$$t_{off} = t_s + t_{fi} \quad (1.11)$$

Ο χρόνος t_s ορίζεται ως ο ολικός χρόνος αποθήκευσης (storage time) και είναι το χρονικό διάστημα μεταξύ της παύσης του ρεύματος οδήγησης και της χρονικής στιγμής όπου το ρεύμα συλλέκτη είναι $i_c = 0.9I_c$. Το τρανζίστορ διατηρεί αποθηκευμένο ένα φορτίο περισσευόμενων φορέων στη βάση όταν βρίσκεται στην κατάσταση κορεσμού. Οπότε μέχρις ότου αφαιρεθεί όλο το πλεονάζον φορτίο το τρανζίστορ δεν μπορεί να αποκριθεί στην ακολουθούσα άκρη του παλμού οδήγησης. Ο χρόνος αυτός αποθήκευσης δίνεται από τις προδιαγραφές του συγκεκριμένου BJT κατασκευαστή. Η διαδικασία σβέσης του τρανζίστορ αρχίζει με την αφαίρεση του θετικού παλμού ρεύματος βάσης I_{bf} και την εφαρμογή του αρνητικού παλμού ρεύματος I_{br} . Οι σπές στην περιοχή n του συλλέκτη αρχίζουν να μειώνονται από το ρεύμα του συλλέκτη. Το αρνητικό ρεύμα βάσης δεν επηρεάζει την περιοχή n του συλλέκτη κατά τη διαδικασία επανασύνδεσης. Οι πλεονάζοντες φορείς μειονότητας της βάσης απομακρύνονται με τη χρησιμοποίηση του αρνητικού παλμού ρεύματος της βάσης.

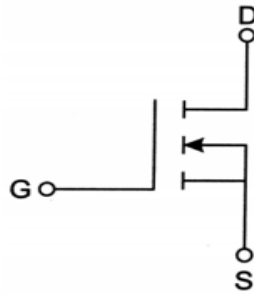
Ο χρόνος t_{fi} ορίζεται ως χρόνος καθόδου και είναι το χρονικό διάστημα που απαιτείται ώστε το ρεύμα συλλέκτη να μειωθεί από $0.9I_c$ σε $0.1I_c$. Ο χρόνος t_{fi} δίνεται από τη σχέση

$$t_{fi} = \tau_e \ln \frac{0.9I_c - h_{fe}I_{BR}}{0.1I_c - h_{fe}I_{BR}} \text{Sec} \quad (1.12)$$

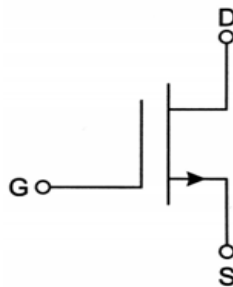
Άρα σύμφωνα με την παραπάνω σχέση αυξάνοντας το πλάτος του αρνητικού παλμού ρεύματος της βάσης ο χρόνος t_{fi} μπορεί να μειωθεί. Ο χρόνος αυτός δίνεται στις προδιαγραφές του συγκεκριμένου BJT κατασκευαστή.

1.3. MOSFET - Τρανζίστορ επίδρασης πεδίου

Το MOSFET (Metal-Oxide Semiconductor FET) είναι το ευρύτερο χρησιμοποιούμενο τρανζίστορ και είναι ένας τύπος field effect transistor (FET). Τα κυκλώματα με MOSFET παρουσιάζουν πολύ χαμηλή κατανάλωση ισχύος συγκριτικά με αντίστοιχα κυκλώματα με διπολικά τρανζίστορ, όμως υστερούν ως προς την ταχύτητα λειτουργίας τους. Επίσης, οι διαστάσεις κατασκευής MOSFET, σε ολοκληρωμένη μορφή, είναι κατά πολύ μικρότερες των διπολικών τρανζίστορ γεγονός που καθιστά την τεχνολογία των MOSFET πολύ ελκυστική για κατασκευή ολοκληρωμένων κυκλωμάτων. Τα τρανζίστορ επίδρασης πεδίου είναι μονοπολικά τρανζίστορ, δηλαδή το ρεύμα οφείλεται σε ένα μόνο τύπο φορτίου, σε ηλεκτρόνια (n- καναλιού) ή σε οπές (p- καναλιού). Επιπλέον τα ρεύματα των MOSFET είναι ρεύματα ολίσθησης (αγωγιμότητα) και όχι διάχυσης τα οποία ελέγχονται από το ηλεκτρικό πεδίο που δημιουργεί η τάση που εφαρμόζεται στο ηλεκτρόδιο ελέγχου. Τα ρεύματα αυτά ρέουν σε μια συγκεκριμένη περιοχή στο σώμα του τρανζίστορ η οποία ονομάζεται κανάλι. Ο ακροδέκτης G, είναι το ηλεκτρόδιο του ελέγχου (πύλη-Gate) οι άλλοι δυο ακροδέκτες S και D ονομάζονται αντίστοιχα πηγή (Source) και υποδοχή (Drain).

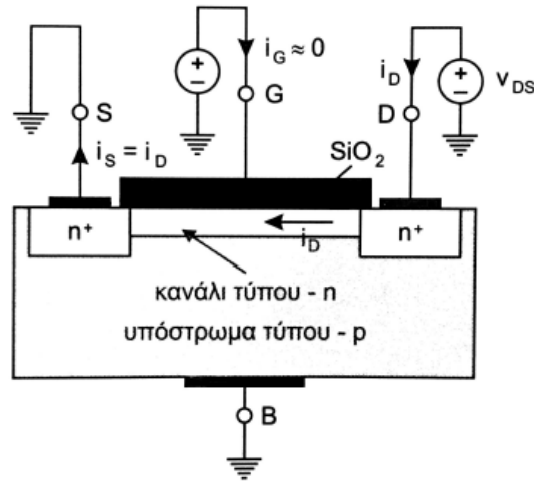


Σχήμα 1.11: Κυκλωματικό σύμβολο MOSFET πύκνωσης – n-καναλιού πλήρες.

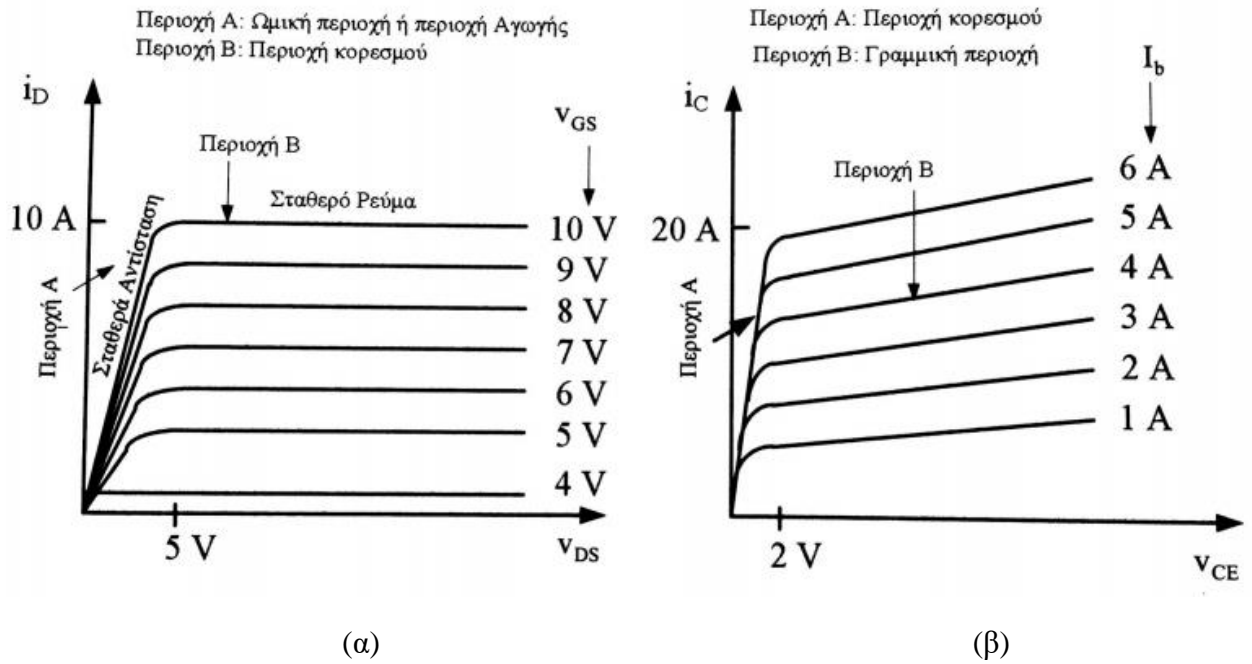


Σχήμα 1.12: Κυκλωματικό σύμβολο MOSFET πύκνωσης – n-καναλιού απλοποιημένο.

Επειδή το ηλεκτρόδιο της πύλης είναι μονωμένο από το υπόλοιπο σώμα του τρανζίστορ (με στρώμα διοξειδίου του πυριτίου- SiO_2), το ρεύμα της πύλης για την οδήγηση του τρανζίστορ είναι εξαιρετικά μικρό (της τάξης των 10^{-15} mA) και πρακτικά θεωρείται μηδενικό. Αυτό σημαίνει ότι, το μονοπολικό τρανζίστορ (MOSFET) σε αντίθεση με το διπολικό τρανζίστορ (BJT) είναι στοιχείο ελεγχόμενο από τάση.



Σχήμα 1.13: Δομή MOSFET πόκνωσης- n- καναλιού

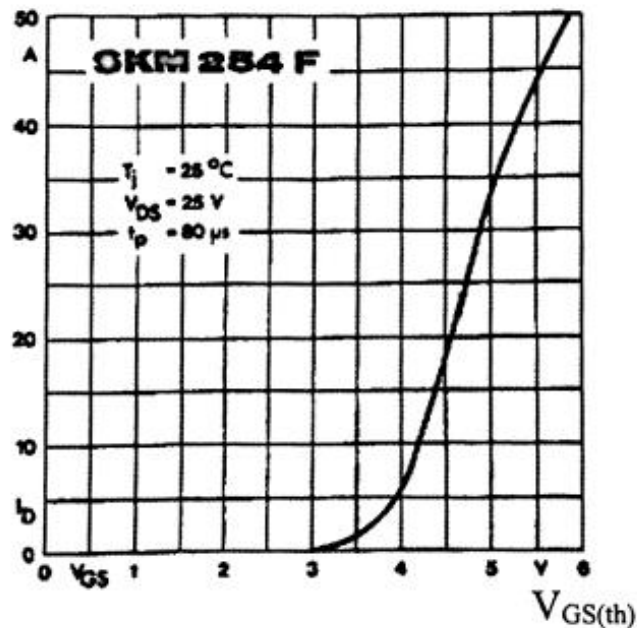


Σχήμα 1.14: α) Χαρακτηριστική V-I του MOSFET.

β) Χαρακτηριστική V-I του BJT

Στο παραπάνω σχήμα έχουμε τις χαρακτηριστικές V-I ενός MOSFET και ενός BJT. Παρατηρώντας το σχήμα μπορούμε να συμπεράνουμε ότι η ομάδα καμπυλών του MOSFET ισχύος δημιουργείται από τις αλλαγές της τάσης στην πύλη και όχι από τις αλλαγές του ρεύματος της βάσης όπως συμβαίνει στο BJT. Για τον λόγο αυτό το MOSFET ονομάζεται ημιαγωγός τάσης σε αντίθεση με το διπολικό τρανζίστορ το οποίο ονομάζεται ημιαγωγός ρεύματος. Η αντίσταση αγωγής $R_{DS(on)}$ του MOSFET είναι μεγαλύτερη από την αντίστοιχη αντίσταση αγωγής του BJT κάτι το οποίο μπορούμε να συμπεράνουμε παρατηρώντας την κλίση της καμπύλης στην περιοχή κορεσμού του BJT η οποία είναι μεγαλύτερη από αυτή της ωμικής περιοχής του MOSFET. Στην ενεργό περιοχή η κλίση της καμπύλης του BJT είναι μεγαλύτερη από την αντίστοιχη ενεργό περιοχή του MOSFET με αποτέλεσμα να καθιστά το MOSFET καλύτερη πηγή σταθερού ρεύματος.

Στις διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος που χρησιμοποιούνται MOSFET αυτά λειτουργούν σαν διακόπτες για τον έλεγχο της ισχύος φορτίου όπως γίνεται και με τα τρανζίστορ ισχύος. Επομένως στις διατάξεις ηλεκτρονικών το MOSFET λειτουργεί είτε στην περιοχή αποκοπής (cut-off region) όταν δεν άγει είτε στην ωμική περιοχή όταν άγει. Παρακάτω έχουμε την χαρακτηριστική μεταφοράς του MOSFET.



(1.14)

Σχήμα 1.15: Χαρακτηριστική μεταφοράς MOSFET

Σε αυτήν την χαρακτηριστική υπάρχει μια οριακή τιμή της τάσης της πύλης $V_{GS(th)}$ (Voltage gate threshold) βάση της οποίας λειτουργεί το MOSFET. Η τιμή του $V_{GS(th)}$ δίνεται στις προδιαγραφές του κατασκευαστή του MOSFET και οι τιμές κυμαίνονται από 1- 3 Volt ανάλογα με το MOSFET. Εάν η τάση στην πύλη ενός MOSFET ξεπεράσει αυτή την τιμή τότε το MOSFET αρχίζει να άγει και το ρεύμα της υποδοχής i_D αυξάνεται. Στην περίπτωση αυτή το MOSFET μεταβαίνει στην κατάσταση αγωγής δηλαδή αρχίζει να λειτουργεί σαν κλειστός διακόπτης. Το MOSFET βρίσκεται στην ωμική περιοχή όταν

$$V_{GS} - V_{GS(th)} > V_{DS} > 0 \quad (1.13)$$

Για την αποφυγή καταστροφής του MOSFET η μέγιστη τιμή της τάσης που εφαρμόζεται στα άκρα του MOSFET V_{DS} καθώς και το μέγιστο ρεύμα υποδοχής i_D πρέπει να είναι μέσα στα όρια των προδιαγραφών του κατασκευαστή. Μερικές από αυτές τις προδιαγραφές είναι οι εξής

I_D = συνεχόμενο ρεύμα υποδοχής

I_{DM} = μέγιστη τιμή παλμικού ρεύματος υποδοχής

V_{GS} = τάση πύλης

$V_{GS(th)}$ = οριακή τάση πύλης κατά την έναυση

V_{DS} = τάση μεταξύ υποδοχής και πηγής

$V_{(BR)DSS}$ = τάση κατάρρευσης μεταξύ υποδοχής και πηγής όταν

η πύλη είναι βραχυκυκλωμένη με την πηγή

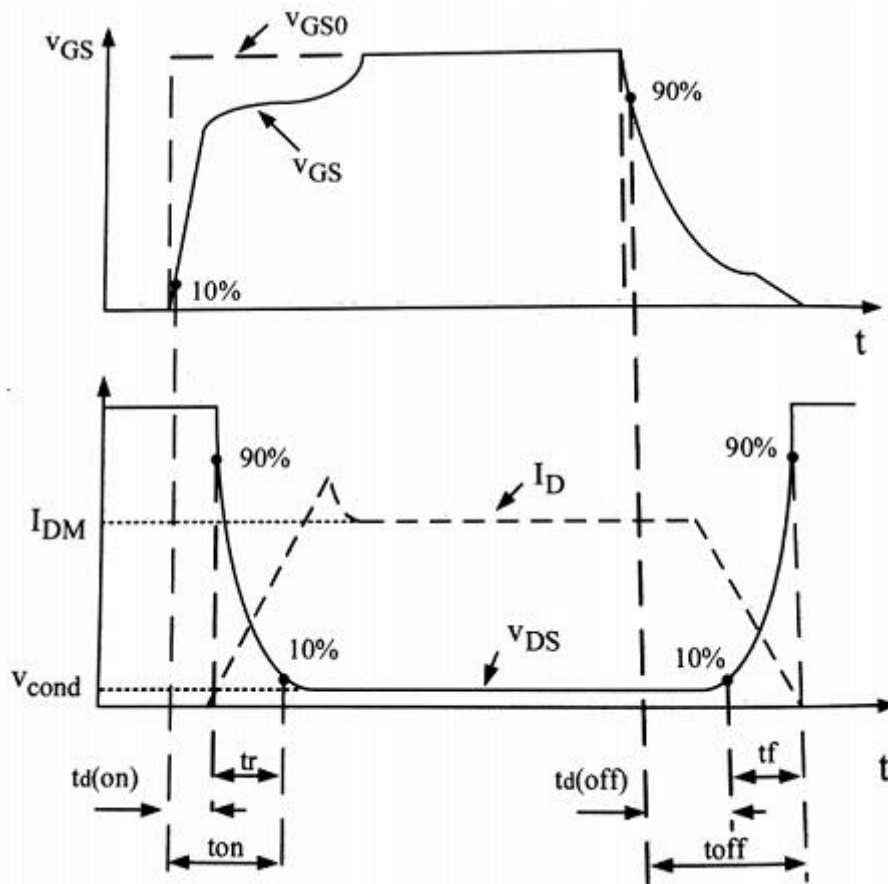
$R_{DS(on)}$ = αντίσταση αγωγής του MOSFET (σε $m\Omega$)

P_D = Ισχύς που καταναλώνεται στο MOSFET κατά την λειτουργία του

T_j = θερμοκρασία επαφής (-55... +150°C)

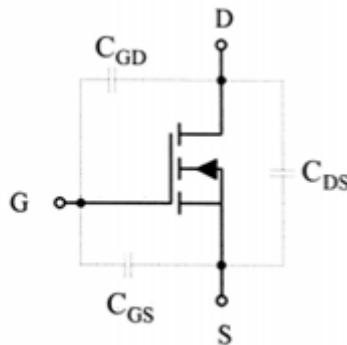
1.3.1. Διακοπτικές χαρακτηριστικές του MOSFET

Στα παρακάτω σχήματα παρουσιάζονται οι διακοπτικές χαρακτηριστικές του MOSFET ισχύος. Στο σχήμα 5(α) παρουσιάζεται η κυματομορφή του παλμού οδήγησης που εφαρμόζεται την πύλη του MOSFET και στο σχήμα 5(β) παρουσιάζονται οι κυματομορφές του ρεύματος υποδοχής I_D και της τάσης υποδοχής V_{DS} κατά την έναυση και σβέση του MOSFET. Για να μπορέσουμε να υπολογίσουμε τις απώλειες του κατά τη σβέση του, κατά την έναυση και κατά την αγωγή του θα πρέπει να γνωρίζουμε τη δυναμική συμπεριφορά του MOSFET μέσω των διακοπτικών του χαρακτηριστικών.

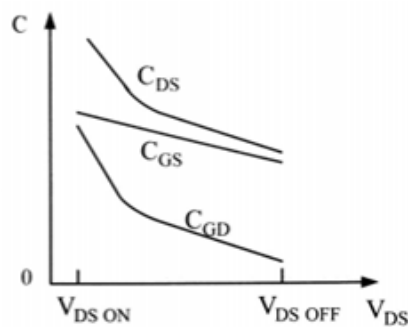


Σχήμα 1.16: Κυματομορφή τάσης πύλης V_{GS} και κυματομορφές ρεύματος υποδοχής I_D και τάσης υποδοχής – πηγής V_{DS} .

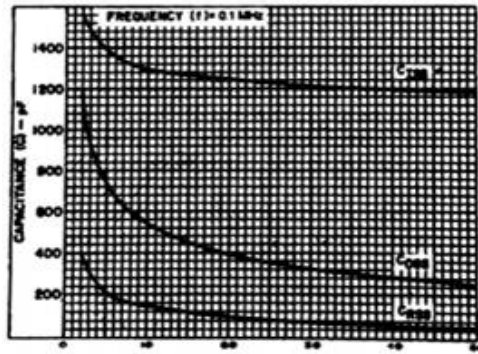
Το MOSFET έχει κάποιες εσωτερικές παρασιτικές χωρητικότητες από τις οποίες εξαρτώνται κατά κύριο λόγο οι διακοπτικοί του χρόνοι. Οι χωρητικότητες αυτές μπορούν να δημιουργήσουν χρόνους καθυστέρησης κατά τις μεταβατικές καταστάσεις του ημιαγωγού με αποτέλεσμα να μειώνονται οι διακοπτικές τους δυνατότητες. Για να έχει τη δυνατότητα γρήγορης φόρτισης και εκφόρτισης των παρασιτικών χωρητικότητας κατά την έναυση και την σβέση του θα πρέπει το κύκλωμα οδήγησης του MOSFET να συμπεριφέρεται στο MOSFET σαν μια πηγή παλμών με χαμηλή εσωτερική σύνθετη αντίσταση έτσι ώστε να μην παρουσιάζονται φαινόμενα μεταβατικών σφαλμάτων και καθυστέρησης έναυσης και σβέσης του MOSFET ισχύος. Η τάση V_{GS} του MOSFET δεν πρέπει να υπερβεί στις περισσότερες περιπτώσεις τα ± 20 Volt διότι θα το καταστρέψει. Οι παρασιτικές του χωρητικότητες παρουσιάζονται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 1.16: MOSFET ισχύος με παρασιτικές χωρητικότητες.



Σχήμα 1.17: Μεταβολή των χαρακτηριστικών σε συνάρτηση της τάσης υποδοχής – πηγής V_{DS}



Σχήμα 1.18: Μεταβολή των χωρητικοτήτων ενός συγκεκριμένου MOSFET.

C_{GS} = παρασιτική χωρητικότητα μεταξύ πύλης και πηγής.

C_{GD} = παρασιτική χωρητικότητα μεταξύ πύλης και υποδοχής.

C_{DS} = παρασιτική χωρητικότητα μεταξύ υποδοχής και πηγής.

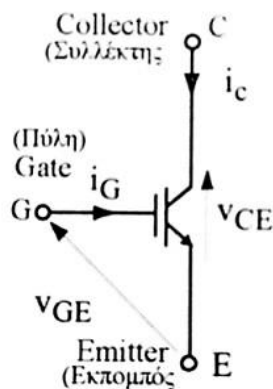
$C_{iss} = C_{GS} + C_{GD}$ = χωρητικότητα εισόδου.

$C_{oss} = C_{GD} + C_{DS}$ = χωρητικότητα εξόδου.

$C_{rss} = C_{DG}$ = χωρητικότητα αρνητικής μεταφοράς.

1.4. IGBT - Διπολικό Τρανζίστορ μονωμένης πύλης

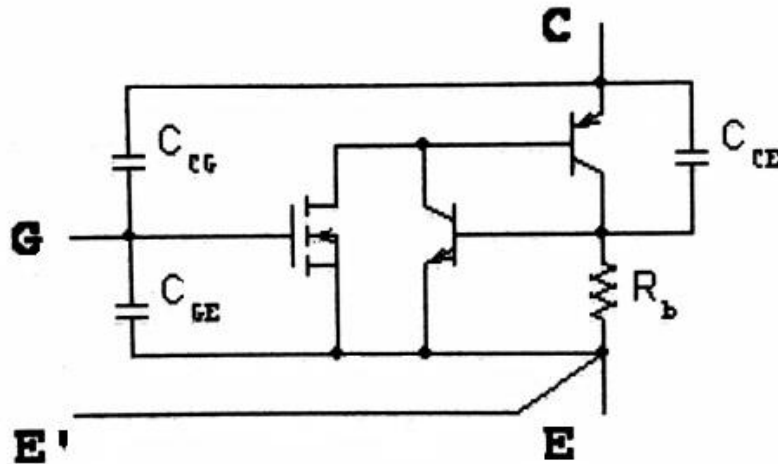
Τα IGBT (διπολικά τρανζίστορ με μονωμένη πύλη (Insulated Gate Bipolar Transistor) είναι ένας συνδυασμός των χαρακτηριστικών ενός MOSFET και ενός BJT το οποίο συνδυάζει την υψηλή αποδοτικότητα μαζί με γρήγορη εναλλαγή και αποτελεί ένα πολύ σημαντικό στοιχείο των ηλεκτρονικών ισχύος. Έχουν τρεις ακροδέκτες οι οποίοι έχουν ίδια ονομασία με αυτούς των BJT (εκπομπός – πύλη – συλλέκτης) ο έλεγχός τους όμως γίνεται από εφαρμογή τάσης όπως στα MOSFET. Μετατρέπει την ηλεκτρική ενέργεια σε πολλές εφαρμογές όπως είναι τα συστήματα μετάδοσης μεταβλητής συχνότητας (VFDs), ηλεκτρικά αυτοκίνητα, τρένα, στραγγαλιστικά πηνία για λαμπτήρες ακόμη και για κλιματιστικά.



Σχήμα 1.19: Σύμβολο IGBT.

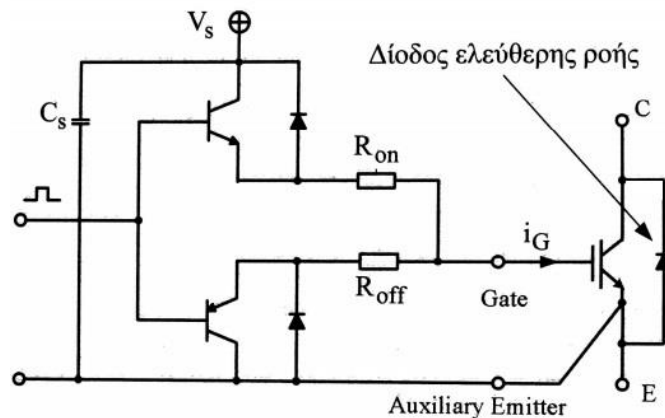
Τα IGBT είναι στοιχεία με ανώτερη απόδοση από τα υπόλοιπα τρανζίστορ και σε συγκεκριμένες εφαρμογές όπως είναι οι μετατροπείς DC – DC και αντιστροφείς έχουν αντικαταστήσει σε μεγάλο ποσοστό τα BJT.

Η συχνότητα λειτουργίας τους είναι περίπου 50 kHz και η μέγιστη ισχύς που μπορεί να διαχειριστεί σε μορφή “IGBT Modules” τα οποία αποτελούνται από πολλά παράλληλα ή σε σειρά στοιχεία που μπορούν να διαχειριστούν πάρα πολύ υψηλές τιμές ρευμάτων και τάσης της τάξης εκατοντάδων Ampere και χιλιάδων Volt είναι της τάξης των Megawatt.



Σχήμα 1.20 : Ισοδύναμο κύκλωμα λειτουργίας IGBT.

Στο παραπάνω σχήμα παρουσιάζεται το απλοποιημένο κύκλωμα λειτουργίας του IGBT όπου φαίνονται οι παρασιτικές του χωρητικότητες οι οποίες θα πρέπει να εκφορτίζονται κατά την αποκοπή του στοιχείου ώστε να μη δημιουργείται πρόβλημα διακοπτικής ταχύτητας. Λόγω της ανάδρασης του συλλέκτη προς την πύλη μέσω της χωρητικότητας C_{CG} το IGBT μπορεί να μεταβεί σε κατάσταση αγωγής όταν η κλίση dv/dt πάρει μεγάλες τιμές.

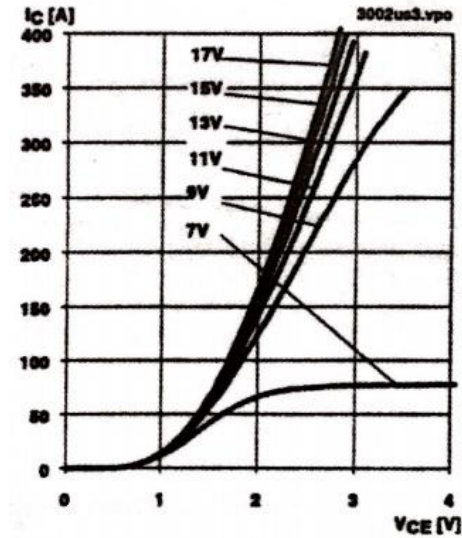


Σχήμα 1.21: Κύκλωμα οδήγησης IGBT.

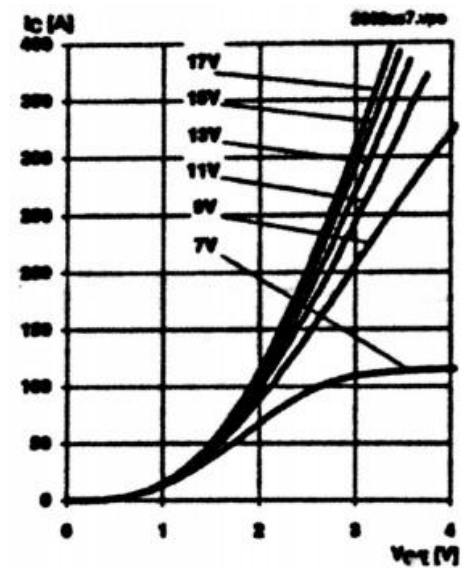
Το κύκλωμα οδήγησης του IGBT χρησιμοποιεί δύο τρανζίστορ τα οποία είναι pnp και npn. Το pnp χρησιμοποιείται για την έναυση του IGBT ενώ το npn για την αποκοπή του. Όταν εφαρμοστεί θετικός παλμός τάσης στην είσοδο του κυκλώματος οδήγησης του IGBT το pnp αρχίζει να άγει εφαρμόζοντας μια τάση V_s η οποία είναι της τάξης 15 Volt στην πύλη του IGBT με αποτέλεσμα αυτό να μεταβεί στην κατάσταση αγωγής (Turn-on). Για να μεταβεί στην κατάσταση αποκοπής (Turn-off) όπου εκφορτίζονται οι παρασιτικές χωρητικότητες μέσω του npn τρανζίστορ θα πρέπει στην είσοδο του κυκλώματος οδήγησης του IGBT να δοθεί αρνητική ή μηδενική τάση ώστε το npn τρανζίστορ να αρχίσει να άγει με αποτέλεσμα να γειώσει την πύλη του IGBT.

Για να μειωθούν οι κυματώσεις κάθε είδους από τους παλμούς οδήγησης που εφαρμόζονται στο IGBT στα άκρα της τάσης V_s του κυκλώματος οδήγησης χρησιμοποιείται ένας ηλεκτρολυτικός πυκνωτής $C_s=4.7\mu\text{F}$ για την μείωση της κυμάτωσης της τάσης V_s και ένας κεραμικός πυκνωτής της τάξης $0.22\mu\text{F}$ παράλληλος με τον ηλεκτρολυτικό για την μείωση κυματώσεων υψηλών συχνοτήτων της τάσης V_s .

Στα παρακάτω σχήματα παρουσιάζονται οι χαρακτηριστικές $V_{CE} - I_C$ ενός IGBT για διάφορες τιμές της τάσης πύλης της τάξεως από 7-17 Volt και για δυο διαφορετικές περιπτώσεις θερμοκρασιών επαφής 25°C και 125°C αντίστοιχα.



Σχήμα 1.22: Χαρακτηριστική V-I IGBT για θερμοκρασία επαφής 25°C.



Σχήμα 1.23: Χαρακτηριστική V-I IGBT για θερμοκρασία επαφής 125°C.

Από τις χαρακτηριστικές αυτές εξόδου του IGBT διαπιστώνεται ότι για τάση πύλης από 13 έως 17 Volt έχει τη μικρότερη τάση κορεσμού της τάξεως 2 έως 7 Volt το οποίο σημαίνει ότι στη συγκεκριμένη περιοχή το IGBT θα έχει τις μικρότερες απώλειες αγωγής. Οι απώλειες αυτές δίνονται από τον τύπο

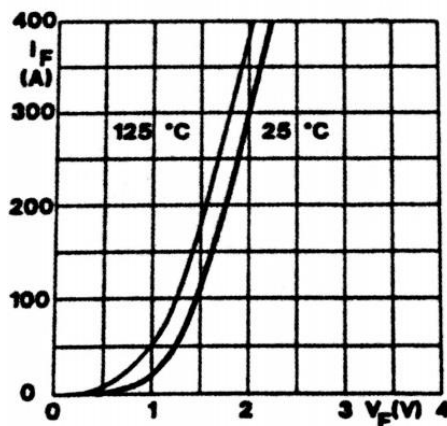
$$P_{cond}(t) = V_{CEsat}(t)i_c(t) \quad (1.14)$$

όπου

$V_{cesat}(t)$ = τάση κορεσμού του IGBT

$i_c(t)$ = ρεύμα του συλλέκτη του IGBT

Οι χαρακτηριστικές του IGBT εξαρτώνται από την τάση της πύλης γι' αυτό και ονομάζεται στοιχείο τάσης.



Σχήμα 1.24 : Χαρακτηριστική ορθής πόλωσης της διόδου ελευθέρως ροής του IGBT.

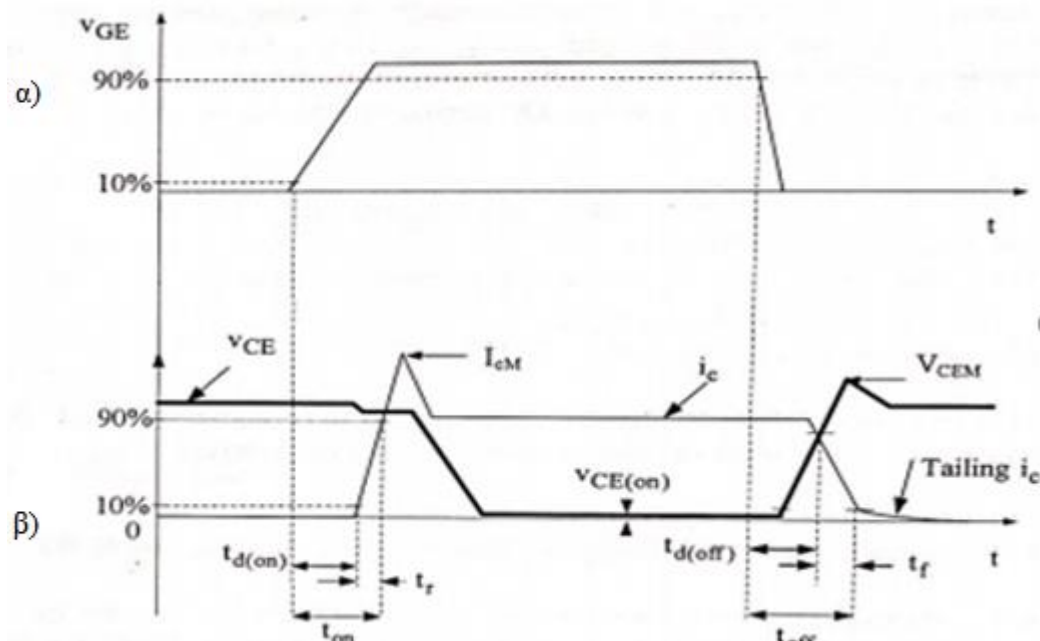
Τα περισσότερα IGBT μέσα στο ίδιο πλακίδιο φέρουν μια δίοδο αντιπαράλληλη η οποία ονομάζεται δίοδος ελευθέρως ροής η οποία δίνει τη δυνατότητα στον ημιαγωγικό διακόπτη να έχει θετικό ρεύμα μέσω του IGBT και αρνητικό ρεύμα μέσω της διόδου ελευθέρως ροής. Στην παραπάνω χαρακτηριστική $V_F - I_F$ βλέπουμε ότι η τάση αγωγής μειώνεται όταν η θερμοκρασία επαφής της διόδου αυξάνεται.

V_F = τάση στα άκρα της διόδου.

I_F = ρεύμα που ρέει μέσω της διόδου όταν είναι ορθά πολωμένη.

1.4.1. Διακοπτικές χαρακτηριστικές του IGBT

Σε αντίθεση με τα διπολικά τρανζίστορ ισχύος που οι διακοπτικοί χρόνοι εξαρτώνται από τις κυματομορφές του ρεύματος βάσης και του ρεύματος συλλέκτη για ένα τυπικό IGBT οι χρόνοι αυτοί εξαρτώνται από την τάση πύλης-εκπομπού και από το ρεύμα του συλλέκτη. Στο παρακάτω σχήμα φαίνονται οι διακοπτικοί χρόνοι και η δυναμική συμπεριφορά που είναι απαραίτητα για τον υπολογισμό των απωλειών του ημιαγωγικού στοιχείου καθώς και η μέγιστη τιμή (Peak Value) της τάσης συλλέκτη-εκπομπού και τη μέγιστη τιμή του ρεύματος συλλέκτη.



Σχήμα 1.25: α) Τάση πύλης-εκπομπού V_{GE}
β) Τάση συλλέκτη-εκπομπού V_{CE} και ρεύμα συλλέκτη i_c

Οι κυματομορφές αυτές της δυναμικής συμπεριφοράς του IGBT είναι ανάλογες της κατάστασης του κυκλώματος ισχύος και του κυκλώματος οδήγησης. Οι τιμές που δίνονται από τις προδιαγραφές του κατασκευαστή μπορεί να χρησιμοποιηθούν για μια γενική καθοδήγηση ωστόσο οι πραγματικές τιμές της δυναμικής συμπεριφοράς του IGBT μπορούν να εξαχθούν μόνο όταν υλοποιηθεί το κύκλωμα ισχύος και το κύκλωμα οδήγησης παίρνοντας πραγματικές τιμές σε πειραματικές μετρήσεις.

Κατά τη μετάβαση στην κατάσταση αγωγής (Turn-on) η μέγιστη τιμή του ρεύματος συλλέκτη I_{CM} είναι αποτέλεσμα του ανακτώμενου φορτίου της διόδου ελεύθερης ροής που είναι συνδεδεμένη αντιπαράλληλα με το IGBT. Κατά την μετάβαση στην κατάσταση αποκοπής (Turn-off) η μέγιστη τάση συλλέκτη-εκπομπού V_{CEM} είναι αποτέλεσμα των παρασιτικών αυτεπαγωγών του κυκλώματος ισχύος. Η τάση V_{CEM} δίνεται από την σχέση

$$V_{CEM} = (-L_{strag})\left(-\frac{di_C}{dt}\right) \quad (1.15)$$

όπου

L_{strag} = παρασιτική αυτεπαγωγή του ημιαγωγικού στοιχείου μεταξύ των κόμβων σύνδεσής του

i_C = ρεύμα συλλέκτη

Οι παρασιτικές χωρητικότητες, οι παρασιτικές αυτεπαγωγές καθώς και οι αντιστάσεις R_{on} και R_{off} του κυκλώματος οδήγησης επηρεάζουν τους διακοπτικούς χρόνους του IGBT. Από το σχήμα (1.23) προκύπτουν οι παρακάτω ορισμοί

$t_{d(on)}$ = χρόνος καθυστέρησης κατά την μετάβαση αγωγής (Turn-on)

$t_{d(off)}$ = χρόνος καθυστέρησης κατά την μετάβαση αποκοπής (Turn-off)

t_r = χρόνος ανύψωσης του ρεύματος συλλέκτη

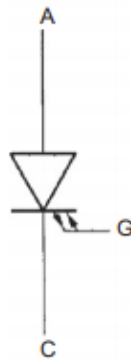
t_f = χρόνος πτώσης του ρεύματος συλλέκτη

t_{on} = χρόνος μετάβασης του IGBT από την κατάσταση αποκοπής στην κατάσταση αγωγής = $t_r + t_{d(on)}$

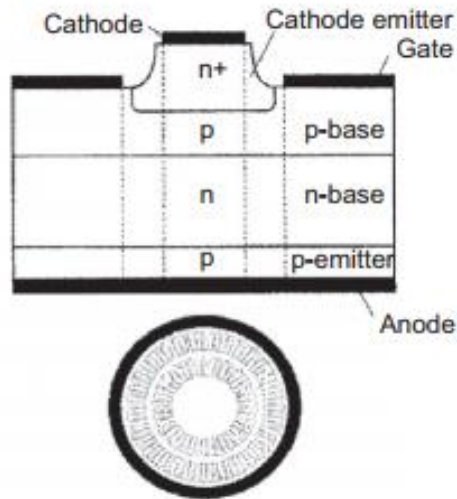
t_{off} = χρόνος μετάβασης του IGBT από την κατάσταση αγωγής στην κατάσταση αποκοπής = $t_f + t_{d(off)}$

1.5. GTO – Θυρίστορ με αποκοπή από την Πύλη

Το Gate Turn-Off θυρίστορ γνωστό ως GTO είναι ένας ημιαγωγίμος διακόπτης ισχύος τριών ακροδεκτών. Το GTO ανήκει στην οικογένεια των θυρίστορ τα οποία αποτελούνται από δομή τεσσάρων – επιπέδων. Τα GTO ανήκουν επίσης σε μια ομάδα ημιαγωγών ισχύος τα οποία έχουν την ιδιότητα να έχουν πλήρη έλεγχο στην κατάσταση αγωγής και στην κατάσταση αποκοπής μέσω του τερματικού ελέγχου (Gate). Για την πλήρη κατανόηση του σχεδιασμού, της ανάπτυξης και της λειτουργίας του GTO θα πρέπει να το συγκρίνουμε με ένα συμβατικό θυρίστορ. Όπως σε ένα συμβατικό θυρίστορ, η εφαρμογή ενός θετικού σήματος - πύλης στον τερματικό πύλης μπορεί να ωθήσει το GTO στην κατάσταση αγωγής. Σε αντίθεση με ένα τυπικό θυρίστορ το GTO είναι σχεδιασμένο ώστε να απενεργοποιείται όταν εφαρμόζεται στην πύλη του αρνητικό σήμα. Υπάρχουν δυο είδη GTO τα συμμετρικά και ασύμμετρα. Τα ασύμμετρα GTO είναι τα πιο κοινά είδη στην αγορά. Αυτού του είδους τα GTO συνήθως έχουν μια αντιπαράλληλη δίοδο με αποτέλεσμα ο υψηλός αποκλεισμός αναστροφής να μην είναι διαθέσιμος. Η αναστροφή αγωγιμότητα επιτυγχάνεται με μια αντιπαράλληλη δίοδο ενσωματωμένη στο ίδιο στρώμα πυριτίου. Τα συμμετρικά είδη GTO έχουν ίση ικανότητα ορθού και ανάστροφου αποκλεισμού.



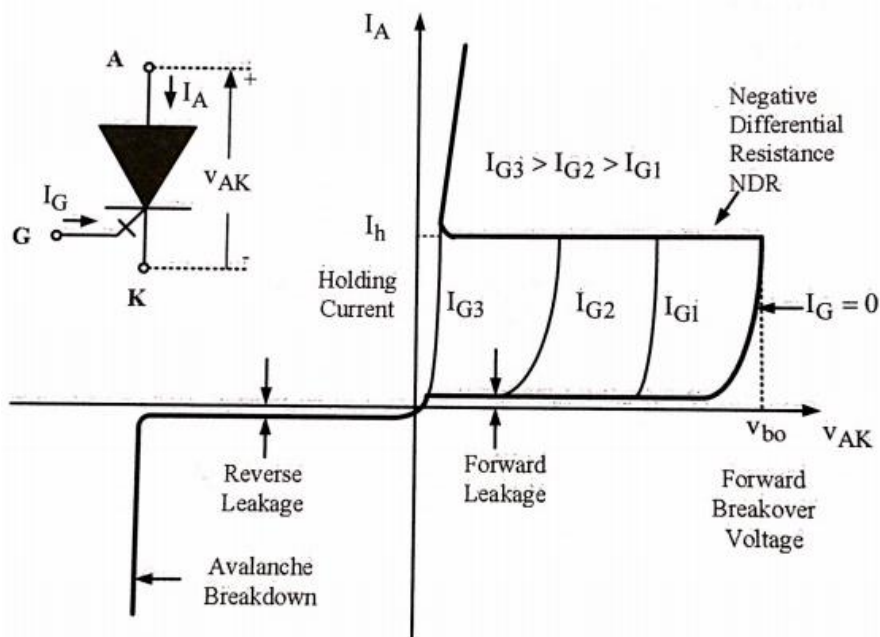
Σχήμα 1.26: Κυκλωματικό σύμβολο GTO.



Σχήμα 1.27 : Δομή GTO.

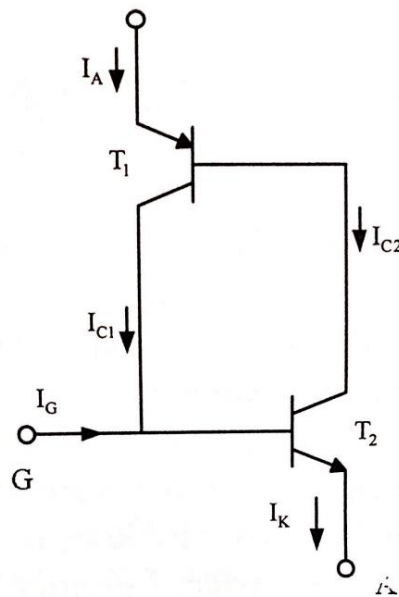
Οι εφαρμογές ισχύος μεταξύ 3 και 10MW αποτελούν το πεδίο χρήσης του GTO ως ημιαγωγικού διακόπτη. Η διακοπτική του ταχύτητα φτάνει μέχρι 10 KHz. Το GTO είναι σε θέση να διατηρεί πολύ μικρή πτώση τάσης στα άκρα του κατά την αγωγή του γεγονός που επιτρέπει τη διέλευση υψηλών τιμών ρεύματος ενώ ένας μικρής διάρκειας παλμός ρεύματος αρκεί για να το μεταφέρει σε κατάσταση αγωγής. Από την άλλη πλευρά το GTO έχει μεγάλους χρόνους μετάβασης και κατά τη διάρκεια των μεταβάσεων αυτών παρουσιάζει υψηλές διακοπτικές απώλειες γεγονός που περιορίζει τη μέγιστη διακοπτική του συχνότητα σε μερικές εκατοντάδες Hz. Το GTO επίσης είναι αρκετά ευαίσθητο σε απότομες μεταβολές ρεύματος κατά τη μετάβαση αγωγής και σε απότομες μεταβολές τάσης κατά τη μετάβαση αποκοπής. Αυτή η ευαισθησία επιβάλλει τη χρήση προστατευτικών κυκλωμάτων (snubbers) για να περιορισθούν οι ρυθμοί αύξησης ρεύματος και τάσης (di/dt , dv/dt).

Το GTO μεταβαίνει σε κατάσταση αγωγής όταν μια θετική τάση εφαρμοσθεί μεταξύ πύλης και καθόδου δημιουργώντας έτσι ένα θετικό ρεύμα οδήγησης στην πύλη του. Το GTO μεταβαίνει από την κατάσταση αγωγής στην κατάσταση αποκοπής με την εφαρμογή μιας αρνητικής τάσης μεταξύ της πύλης και της καθόδου του. Το αρνητικό ρεύμα που δημιουργείται στην πύλη του λόγω της εφαρμογής της αρνητικής τάσης είναι αυτό που δίνει την εντολή σβέσης του. Παρακάτω παρουσιάζεται η χαρακτηριστική τάσης-ρεύματος του GTO.

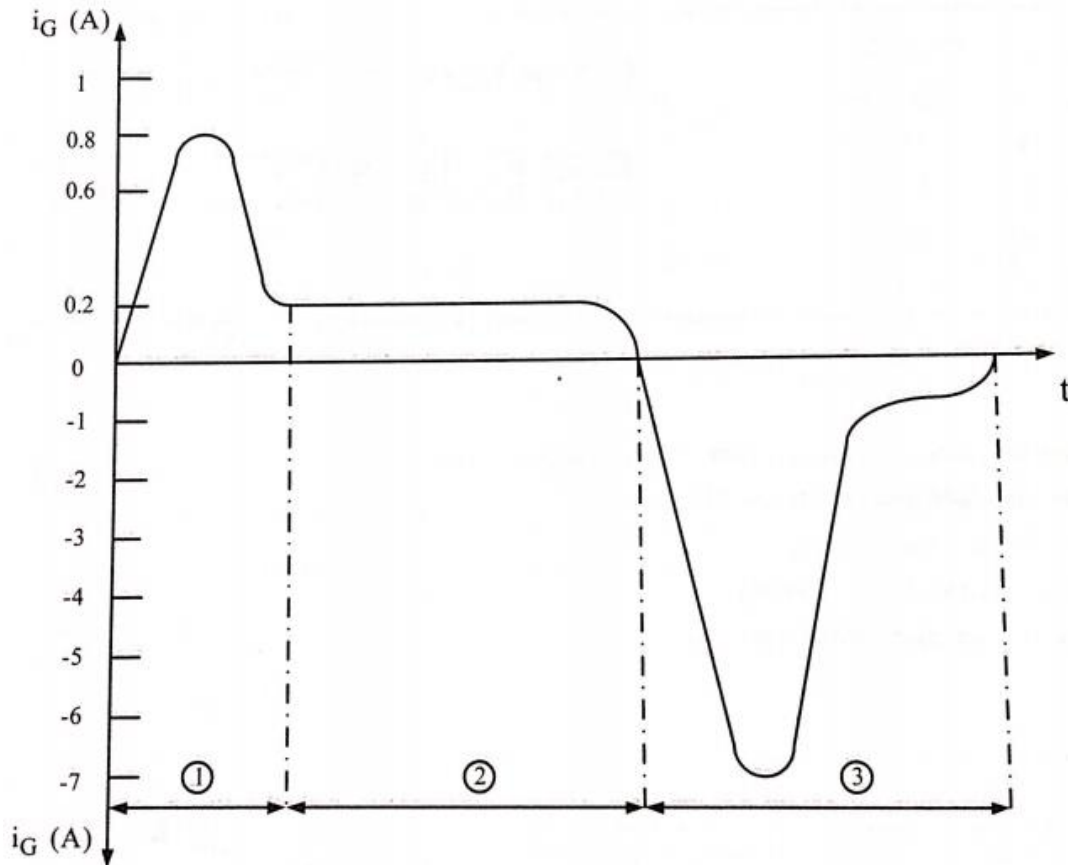


Σχήμα 1.28: V-I χαρακτηριστική του GTO.

Η λειτουργία του GTO μπορεί να εξηγηθεί χρησιμοποιώντας το παρακάτω ισοδύναμο κύκλωμα που είναι το ίδιο ισοδύναμο κύκλωμα με αυτό του απλού θυρίστορ. Όπως και με το θυρίστορ το GTO μπορεί να μεταβεί στην κατάσταση αγωγής εφαρμόζοντας ένα σχετικά μικρό παλμό τάσης και κατά συνέπεια μικρό παλμό ρεύματος διότι η πύλη έχει ωμική σύνθετη αντίσταση στην πύλη του. Για να σβήσει όμως δηλαδή να μεταβεί στην κατάσταση αποκοπής χρειάζεται ένα πάρα πολύ μεγάλο αρνητικό παλμό ρεύματος περίπου το $1/3$ έως $1/5$ του ρεύματος της ανόδου στην πύλη του. Ο χρόνος της εφαρμογής αυτού του αρνητικού ρεύματος πύλης είναι της τάξης μερικών μsec .



Σχήμα 1.29: Ισοδύναμο κύκλωμα λειτουργίας GTO.

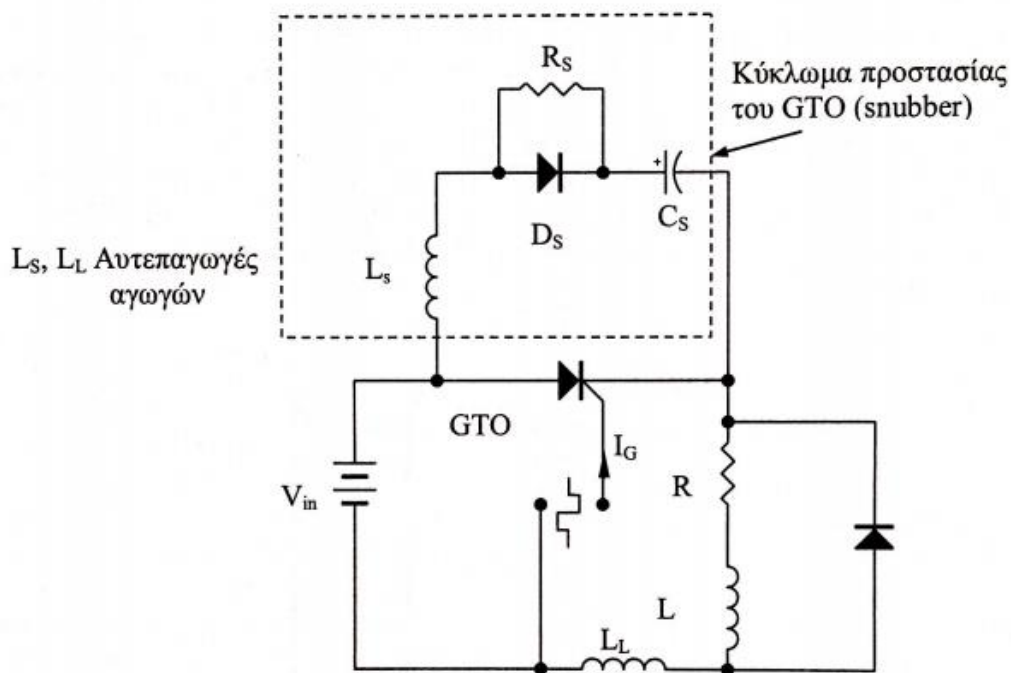


Σχήμα 1.30: Παράδειγμα παλμού οδήγησης και σβέσης GTO.

Στο παραπάνω σχήμα ο παλμός οδήγησης αποτελείται από τρία μέρη. Το πρώτο μέρος (1) είναι το ρεύμα στην αρχή έναυσης του GTO όπου η πύλη χρειάζεται για ένα μικρό διάστημα ένα ενισχυμένο ρεύμα ώστε το GTO να παρουσιάσει μικρούς χρόνους μετάβασης αγωγής και κατά συνέπεια μικρές απώλειες. Το δεύτερο μέρος (2) είναι το ρεύμα που εφαρμόζεται στο GTO για να παραμείνει στην αγωγή. Τα μέρη (1) και (2) αποτελούν τον παλμό οδήγησης του GTO. Το τρίτο μέρος του παλμού (3) είναι ένας αρνητικός παλμός και κατά συνέπεια στην αρχή αυτού του παλμού αρχίζει η διαδικασία σβέσης του GTO. Οι παλμοί οδήγησης των ημιαγωγικών διακοπών δημιουργούνται από το κύκλωμα ελέγχου και στη συνέχεια περνούν μέσα από ένα κύκλωμα οδήγησης πριν εφαρμοσθούν στην πύλη του ημιαγωγικού διακόπτη. Το κύκλωμα ελέγχου αποτελείται από ολοκληρωμένα κυκλώματα, μικροεπεξεργαστές, Ψηφιακούς Επεξεργαστές Σήματος (Digital Signal Processors, DSPs) και αναλογικά κυκλώματα όπου επεξεργάζονται ασθενή σήματα και στη συνέχεια παράγονται οι παλμοί οδήγησης των ημιαγωγικών διακοπών με κάποιο προγραμματισμό σύμφωνα με τις απαιτήσεις της αγωγής και αποκοπής των.

1.5.1. Διακοπτικές χαρακτηριστικές του GTO

Οι διακοπτικές χαρακτηριστικές ενός GTO είναι λίγο διαφορετικές από αυτές του απλού θυρίστορ και γι' αυτό το λόγο πρέπει να δώσουμε κάποιες επιπλέον επεξηγήσεις. Οι διακοπτικές χαρακτηριστικές του GTO κατά την έναυση του είναι οι ίδιες με αυτές του θυρίστορ αλλά οι χαρακτηριστικές κατά τη σβέση του διαφέρουν πολύ. Για την κατανόηση της δυναμικής συμπεριφοράς του GTO κατά τη σβέση θα μελετήσουμε το παρακάτω κύκλωμα ισχύος ενός DC-DC μετατροπέα (chopper) με GTO.



Σχήμα 1.31: Κύκλωμα Ισχύος ενός DC-DC μετατροπέα (chopper) με GTO.

Εδώ το GTO χρησιμοποιείται ως διακόπτης ημιαγωγός που ανοίγει και κλείνει έτσι ώστε να τεμαχίζει ή να ψαλιδίζει την τάση εισόδου V_d και να την εφαρμόζει στα άκρα του R-L φορτίου. Με το άνοιγμα και κλείσιμο του GTO επιτυγχάνεται μια παλμική τάση στα άκρα του φορτίου. Στα άκρα του GTO υπάρχει ένα κύκλωμα προστασίας (snubber) αποτελούμενο από τα στοιχεία D_S, R_S και C_S . Το κύκλωμα αυτό παρέχει προστασία στο διακόπτη GTO από πιθανές υπερτάσεις που μπορούν να αναπτυχθούν στα άκρα του λόγω άλλων στοιχείων.

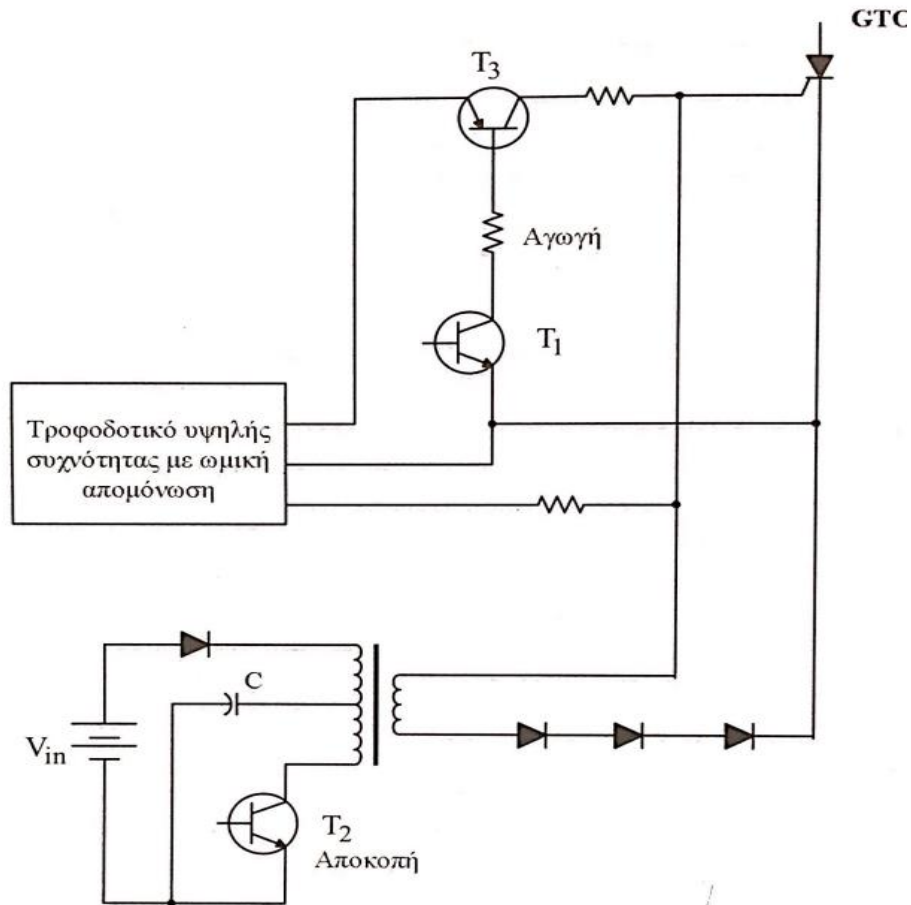
Στα άκρα του φορτίου υπάρχει μια δίοδος ελεύθερης ροής η οποία χρειάζεται για τη διέλευση του ρεύματος του πηνίου όταν ο διακόπτης GTO μεταβεί σε αποκοπή. Οι αυτεπαγωγές L_L και L_S είναι παρασιτικές αυτεπαγωγές φορτίου και κυκλώματος προστασίας αντίστοιχα. Οι αυτεπαγωγές αυτές είναι αποτέλεσμα των καλωδιώσεων και συνδέσεων του κυκλώματος ισχύος. Το snubber μειώνει το ρυθμό ανάπτυξης της τάσης dv/dt στα άκρα του GTO όταν αυτό μεταβαίνει στην κατάσταση αποκοπής αλλά βελτιώνει τις διακοπτικές χαρακτηριστικές αποκοπής του. Πριν το GTO μεταβεί στην κατάσταση αγωγής η χωρητικότητα του snubber C_S είναι φορτισμένη στην τάση εισόδου V_{in} .

Η φόρτιση του C_S επιτυγχάνεται μέσω της πηγής εισόδου V_{in} και του κυκλώματος που αποτελείται από τα στοιχεία R-L- L_L - L_S - D_S - C_S . Κατά τη μετάβαση του GTO στην κατάσταση αγωγής ο πυκνωτής C_S εκφορτίζεται μέσω της αντίστασης του snubber R_S και του GTO καταναλώνοντας την περισσότερη ενέργεια του στην αντίσταση R_S . Όταν το GTO σβήσει τότε ο πυκνωτής φορτίζεται πάλι στην τάση εισόδου μέσω του κυκλώματος R-L- L_L - L_S - D_S - C_S με συντονισμένο ρεύμα λόγω της χωρητικότητας και της αυτεπαγωγής του κυκλώματος που έχει σαν αποτέλεσμα να μειώσει το dv/dt στα άκρα του GTO.

Η ηλεκτρική ενέργεια που καταναλώνεται στο κύκλωμα προστασίας είναι περίπου

$$P_S \approx \frac{1}{2} C_S V_d^2 f_S \quad (1.16)$$

όπου f_S είναι η διακοπτική συχνότητα του GTO.



Σχήμα 1.32: Παράδειγμα κυκλώματος οδήγησης ή ενίσχυσης ενός GTO.

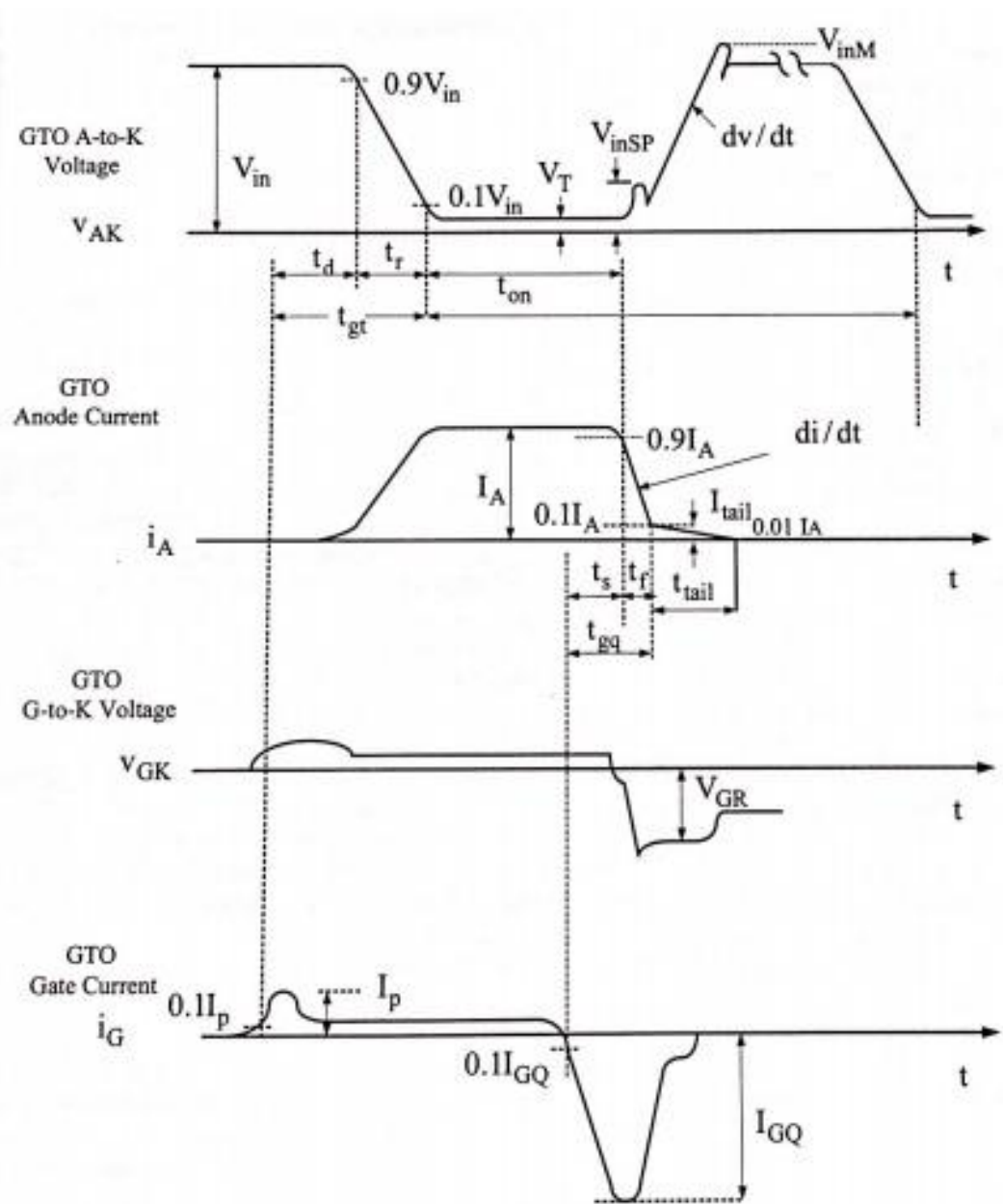
Στο παραπάνω σχήμα παρουσιάζεται ένα από τα πλέον απλά κυκλώματα οδήγησης GTO το οποίο θα αναλύσουμε για να καταλάβουμε πως μέσω ενός τέτοιου κυκλώματος μπορούμε να δημιουργήσουμε τους κατάλληλους παλμούς ρεύματος για να πετύχουμε την αγωγή και τη σβέση του GTO. Οι προγραμματισμένοι παλμοί έρχονται από τα ολοκληρωμένα κυκλώματα του κυκλώματος ελέγχου. Επειδή οι παλμοί αυτοί δεν έχουν τις επιθυμητές χαρακτηριστικές οδήγησης του ημιαγωγού το κύκλωμα οδήγησης παρεμβάλλεται μεταξύ του κυκλώματος ελέγχου και του GTO έτσι ώστε να επιτευχθεί η επιτυχής αγωγή και σβέση του. Οι παλμοί αγωγής του GTO εφαρμόζονται στο τρανζίστορ T_1 μέσω της οπτικής απομόνωσης (Opto-Transistor). Οι παλμοί αποκοπής του GTO εφαρμόζονται στο τρανζίστορ T_2 .

Το παραπάνω κύκλωμα οδήγησης αποτελείται από τρία μέρη το κύκλωμα αποκοπής (Turn-Off), το κύκλωμα αγωγής (Turn-On) και το κύκλωμα τάσης πόλωσης (Biased Voltage). Όταν το GTO βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής είναι επιθυμητό να εφαρμόζεται μια αρνητική τάση σε μόνιμη βάση στην πύλη του έτσι ώστε να αποφεύγεται λανθασμένη αγωγή του λόγω κλίσης dv/dt . Υπάρχει ένα τροφοδοτικό το οποίο αποτελείται από δύο τρανζίστορ, ένα μετασχηματιστή υψηλής συχνότητας (25 KHz), μια ανορθωτική διάταξη και μια πηγή εισόδου και είναι αυτό το οποίο δημιουργεί την απαιτούμενη τάση πόλωσης του GTO.

Οι μετασχηματιστές ή οι οπτο-ζεύκτες που χρησιμοποιούνται για την οδήγηση του T_1 χρειάζονται για τη γαλβανική ή ωμική απομόνωση μεταξύ κυκλώματος ισχύος και κυκλώματος ελέγχου. Αυτό χρησιμοποιείται πολλές φορές για την αποφυγή διαφόρων προβλημάτων γειώσεων.

Ο παλμός οδήγησης ή αγωγής εφαρμόζεται όπως είπαμε προηγούμενα στο τρανζίστορ T_1 το οποίο αφού πάει στην αγωγή στη συνέχεια δημιουργεί ρεύμα στη βάση του τρανζίστορ T_3 και έτσι αυτό με τη σειρά του να μεταβεί στην κατάσταση αγωγής. Όταν το T_3 άγει εφαρμόζει θετική τάση στην πύλη του GTO και κατά συνέπεια αυτό να μεταβαίνει στην κατάσταση αγωγής.

Όταν εφαρμοστεί θετικός παλμός τάσης μέσω του κυκλώματος ελέγχου στο τρανζίστορ T_2 τότε το T_2 πάει σε αγωγή και έτσι το T_2 μαζί με τον πυκνωτή C ο οποίος είναι φορτισμένος στην τάση V_{in} και την αυτεπαγωγή του πρωτεύοντος του μετασχηματιστή δημιουργούν ένα παλμό ρεύματος. Ο παλμός αυτός ενώ είναι θετικός στο πρωτεύον του μετασχηματιστή στο δευτερεύον είναι αρνητικός δηλαδή το ρεύμα στο δευτερεύον ρέει προς την άνοδο των διόδων με αποτέλεσμα η πύλη του GTO να τροφοδοτείται με αρνητικό ρεύμα και έτσι αυτό να μεταβεί στην κατάσταση αποκοπής. Η διάδος που είναι σε σειρά με την πηγή εισόδου V_{in} χρειάζεται για να μην εκφορτίζεται ο πυκνωτής C προς την πλευρά της πηγής. Οι διόδοι που είναι συνδεδεμένες σε σειρά καθώς και το τρανζίστορ T_3 χρειάζονται για να εμποδίζουν την αλληλεπίδραση μεταξύ του κυκλώματος οδήγησης και του κυκλώματος σβέσης.



Σχήμα 1.33: Διακοπτικές χαρακτηριστικές ενός τυπικού GTO.

Όπως αναφέρθηκε και προηγούμενα οι διακοπτικές χαρακτηριστικές του GTO κατά την έναυσή του είναι ίδιες με αυτές του απλού θυρίστορ. Ο χρόνος καθυστέρησης (delay time, t_d) καθώς και ο χρόνος ανύψωσης (rise time, t_r) κατά την έναυση του GTO μπορούν να μειωθούν ενισχύοντας το ρεύμα οδήγησης της πύλης κατά τη διάρκεια της φάσης αυτής. Στο παραπάνω σχήμα παρουσιάζονται οι διακοπτικές χαρακτηριστικές του GTO. Οι διακοπτικές χαρακτηριστικές κατά τη σβέση του GTO είναι διαφορετικές από αυτές του θυρίστορ. Όταν αρνητικό ρεύμα πύλης I_{GQ} εφαρμόζεται στην πύλη του GTO τότε το ρεύμα της ανόδου I_A αρχίζει να πέφτει μετά από ένα χρόνο καθυστέρησης (Storage time, t_s). Στη συνέχεια για να πέσει το ρεύμα της ανόδου από το $0.9I_A$ στο $0.1I_A$ χρειάζεται ένας χρόνος πτώσης (fall time, t_f).

Κατά τη σβέση του GTO όπως πέφτει το ρεύμα και ανεβαίνει η τάση του το ρεύμα της ανόδου τείνει να διαφύγει μέσω του κυκλώματος προστασίας και κατά συνέπεια η παρασιτική αυτεπαγωγή L_S να δημιουργήσει μια αιχμή τάσης (V_{DSP}). Μια μεγάλη αιχμή τάσης είναι πάρα πολύ επικίνδυνη διότι μπορεί να δημιουργήσει τοπική υπερθέρμανση μέσα στο πλακίδιο του ημιαγωγού με συνέπεια να καταστραφεί (Second Break down, δευτερεύουσα διάσπαση). Για το λόγο αυτό θα πρέπει να φροντίσουμε να μειώσουμε όσο είναι δυνατόν την παρασιτική αυτεπαγωγή L_S του κυκλώματος προστασίας. Μετά την τάση αιχμής V_{inSP} η τάση ανόδου του GTO ανυψώνεται και στη συνέχεια δημιουργεί άλλη μια υπέρταση V_{inM} που είναι αποτέλεσμα του κυκλώματος συντονισμού L_S - C_S του κυκλώματος προστασίας και έπειτα καταλήγει στην τιμή της τάσης τροφοδοσίας V_{in} . Κατά τη διάρκεια της υπέρτασης το ρεύμα της ανόδου I_A δεν πάει στο μηδέν αλλά παρουσιάζει μια ουρά I_{tail} που διαρκεί για ένα χρονικό διάστημα t_{tail} . Το διάστημα της ουράς αυτής του ρεύματος ανόδου στο GTO μπορεί να μειωθεί μειώνοντας την τιμή του πυκνωτή C_S του κυκλώματος προστασίας. Μειώνοντας το χρόνο t_{tail} μειώνουμε και τις απώλειες σβέσης του GTO και κατά συνέπεια ο μετατροπέας να έχει μεγαλύτερη απόδοση ισχύος. Η επιλογή της τιμής του C_S πρέπει να γίνει κατόπιν συμβιβασμού μεταξύ της χρονικής διάρκειας της ουράς και των απωλειών του κυκλώματος προστασίας. Η τιμή του πυκνωτή προστασίας ενός GTO είναι τυπικά μερικές φορές μεγαλύτερη από την αντίστοιχη του απλού θυρίστορ. Αυξάνοντας το ρυθμό αύξησης του αρνητικού παλμού ρεύματος πύλης di_{GQ}/dt μπορούμε να μειώσουμε το χρόνο σβέσης (Turn-Off time) του GTO. Ο χρόνος σβέσης του GTO είναι

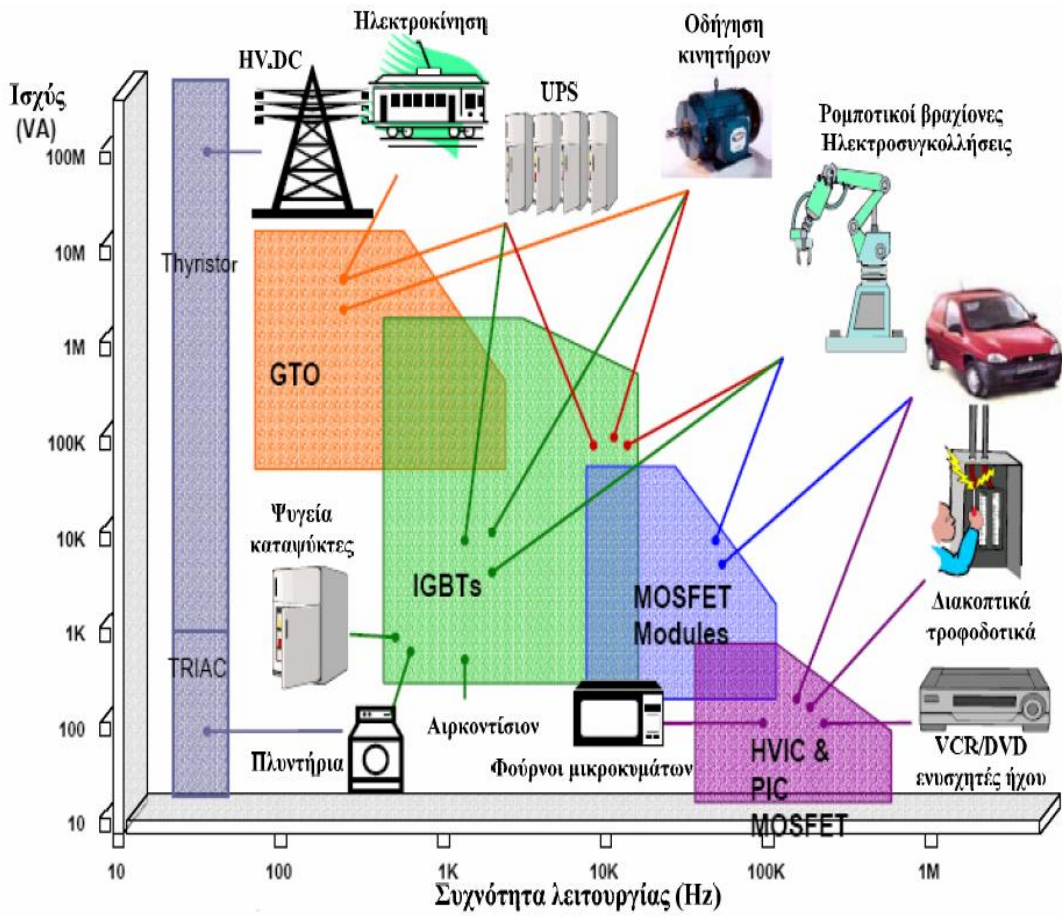
$$t_{off} = t_s + t_f + t_{tail} \quad (1.17)$$

ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ ΣΤΗΝ ΒΙΟΜΗΧΑΝΙΑ

	ΘΥΡΙΣΤΟΡ	GTO	MOSFET	IGBT
Μέγιστη Τιμή (V)	6000	4500	500	1200
Μέγιστη Ρεύμα (I)	-40 -125	-40 -125	-55 -150	-20 -150
Συχνότητα μεταγωγής (Hz)	<1200	<1200	<100000	<20000
dv /dt (V/ms)	30	Οριακό από τις απώλειες του στοιχείου	Οριακό από το effect Miller	Οριακό από τις απώλειες του στοιχείου
di/dt (A/ms)	200	300	Πολύ μεγάλο	Πολύ μεγάλο
Χρόνος εισόδου στην αγωγή (ms)	1.1	4	90ns	0.9
Χρόνος εξόδου από την αγωγή (ms)	200	10	0.14	1.4
Πτώση τάσης	1.9	4	3.2	3.2
Περιοχή εφαρμογής	Συστήματα κίνησης ΣΡ και ΕΡ πηγές ισχύος και ηλεκτρονικοί διακόπτες	Συστήματα κίνησης και ηλεκτρικές μηχανές, συστήματα UPS	Πηγές ισχύος σε μετάβαση συστήματα κίνησης με κινητήρες χωρίς ψήκτρες, ηλεκτρονικοί ηλεκτρονόμοι	Συστήματα Κίνησης ΕΡ, Συστήματα UPS, πηγές ισχύος σε μετάβαση

Πίνακας 1.1. : Συγκριτικός πίνακας ημιαγωγών ισχύος και περιοχές εφαρμογής τους.

ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ ΣΤΗΝ ΒΙΟΜΗΧΑΝΙΑ



Σχήμα 1.34 Εφαρμογές Ημιαγωγών ισχύος ανάλογα με την Ισχύ και την Συχνότητα λειτουργίας τους.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο

ΑΝΑΛΥΣΗ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ

Τα ηλεκτρονικά συστήματα ισχύος μπορούν να κάνουν τις παρακάτω μετατροπές:

- Μετατροπή του συνεχούς ρεύματος σε συνεχές , διαφορετικής τάσης και έντασης (Μετατροπείς DC-DC)
- Μετατροπή του εναλλασσόμενου ρεύματος σε συνεχές (Μετατροπείς AC-DC ή ανορθωτικές διατάξεις)
- Μετατροπή του εναλλασσόμενου ρεύματος σε εναλλασσόμενο διαφορετικού πλάτους(Ρυθμιστές AC-AC ή Μετασχηματιστές)
- Μετατροπή του συνεχούς ρεύματος σε εναλλασσόμενο (Μετατροπείς DC-AC ή αντιστροφείς)

2.1. ΜΕΤΑΤΡΟΠΗ ΤΟΥ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΣΕ ΣΥΝΕΧΕΣ , ΔΙΑΦΟΡΕΤΙΚΗΣ ΤΑΣΗΣ ΚΑΙ ΕΝΤΑΣΗΣ (ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ DC-DC)

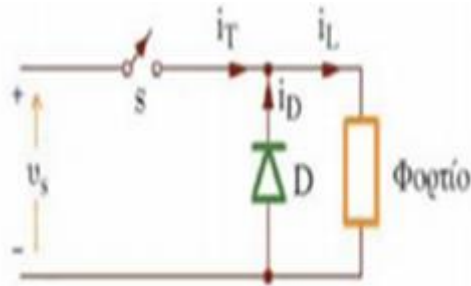
Σε αυτήν την κατηγορία επιτυγχάνουμε την παροχή ελεγχόμενης συνεχής τάσης από μια πηγή ορισμένης τιμής συνεχής τάσης. Οι μετατροπείς αυτοί είναι γνωστοί και με το όνομα Chopper. Αξίζει να σημειωθεί πως υπάρχουν και άλλοι τρόποι που μπορούμε να πετύχουμε μετατροπή Σ.Ρ./Σ.Ρ. όμως με τον μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. έχουμε τα παρακάτω πλεονεκτήματα:

- Μικρότερος όγκος.
- Χαμηλότερο κόστος.
- Υψηλός βαθμός απόδοσης.
- Γρήγορη δυναμική απόκριση.

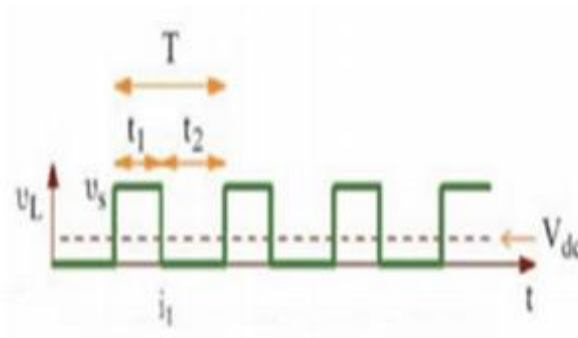
Ένας μετατροπέας συνεχούς (DC-DC converter) είναι μια ηλεκτρονική διάταξη η οποία μετασχηματίζει το συνεχές ρεύμα σε συνεχές διαφορετικού πλάτους . Μπορεί δηλαδή να λειτουργήσει κατά τρόπο παρόμοιο με το μετασχηματιστή εναλλασσόμενου ρεύματος, με τη διαφορά ότι

α) μετασχηματίζει μια συνεχή τάση σε συνεχή και όχι εναλλασσόμενη σε εναλλασσόμενη όπως ο μετασχηματιστής και

β) ότι η λειτουργία του δεν βασίζεται στο φαινόμενο της ηλεκτρομαγνητικής επαγωγής αλλά στους νόμους



Σχήμα 2.1: Κύκλωμα μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ.



Σχήμα 2.2 Χαρακτηριστική της τάσης εξόδου

Σύμφωνα με τα παραπάνω σχήματα που παρουσιάζονται παραπάνω διαπιστώνουμε ότι, η μέση τιμή της τάσης U_L η οποία τροφοδοτεί το φορτίο μπορεί να πάρει τιμές τάσης πολύ χαμηλές σχεδόν κοντά στο μηδέν έως τιμές που να πλησιάζουν την τιμή της τάσης U_s .

Η μέση τιμή της τάσης U_L εξαρτάται από τους συγκεκριμένους παράγοντες:

- Από την συχνότητα επανάληψης του ανοίγματος και κλεισίματος του διακόπτη S . Η συχνότητα F είναι ανάλογη με την μέση τιμή της τάσης U_L , επομένως όσο αυξάνεται η συχνότητα F τότε αυξάνεται και η μέση τιμή της τάσης U_L .
- Από την διάρκεια του χρόνου t_{on} κατά τον οποίο παραμένει ανοικτός ο διακόπτης S . Η διάρκεια του χρόνου t_{on} είναι ανάλογη με την μέση τιμή της τάσης U_L , άρα όσο αυξάνεται η διάρκεια του χρόνου t_{on} , αυξάνεται και η μέση τιμή της τάσης U_L .
- Από συνδυασμό των παραπάνω παραγόντων

Ένας μετατροπέας συνεχούς μπορεί να λειτουργήσει με διαφορετικούς τρόπους ανάλογα με την τοπολογία των ηλεκτρονικών διακοπών που τον απαρτίζουν και ανάλογα με την σχέση της τάσης εξόδου και της τάσης εισόδου, τα οποία και θα αναλύσουμε παρακάτω:

- Μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. υποβιβασμού (Step-down dc/dc converter) ή εν σειρά μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. (Buck dc/dc converter).
- Μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. ανύψωσης (Step-up dc/dc converter) ή εν παραλλήλω μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. (Boost dc/dc converter).
- Μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. υποβιβασμού - ανύψωσης (Step-down/up dc/dc converter) ή εν σειρά - εν παραλλήλω μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. (Buck-Boost dc/dc converter).
- Συνεχής μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. (Cuk converter).

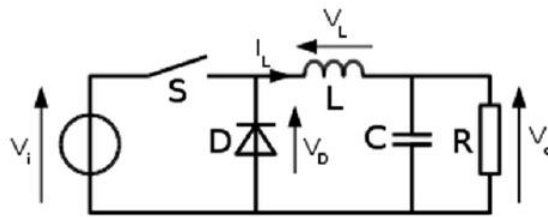
Ωστόσο από αυτούς τους πέντε μετατροπείς DC-DC ,μόνο οι μετατροπείς υποβιβασμού και ανύψωσης της τάσης είναι οι βασικές τοπολογίες .

Τόσο ο μικτός όσο και ο μετατροπέας του CÚK είναι συνδυασμοί των δυο βασικών τοπολογιών.

Ο μετατροπέας με πλήρη γέφυρα προκύπτει από το μετατροπέα υποβιβασμού τάσης.

2.1.1. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ./Σ.Ρ. ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ (STEP-DOWN DC/DC CONVERTER) Η ΕΝ ΣΕΙΡΑ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ./Σ.Ρ. (BUCK DC/DC CONVERTER)

Στον συγκεκριμένο μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. η τιμή της τάσης εξόδου δεν μπορεί να είναι μεγαλύτερη από την τιμή της τάσης εισόδου. Στο παρακάτω σχήμα 2.3 φαίνεται ένας τέτοιος μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. υποβιβασμού.

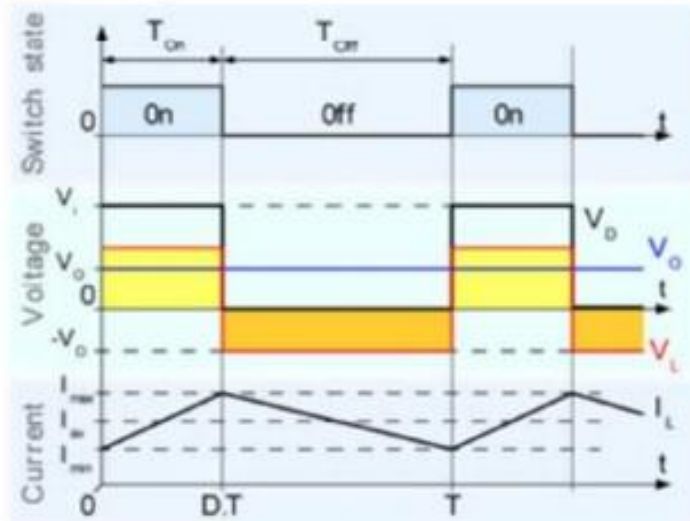


Σχήμα 2.3 : Κύκλωμα Μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ Υποβιβασμού.

Πιο αναλυτικά όταν ο διακόπτης S είναι κλειστός τότε το ρεύμα I_L έχει φορά από την πηγή εισόδου προς το φορτίο, ενώ όταν ο διακόπτης S είναι ανοικτός και το ρεύμα εξόδου είναι συνεχές, δηλαδή έχουμε συνεχή αγωγή το οποίο σημαίνει ότι η τιμή του ρεύματος εξόδου του μετατροπέα δεν μηδενίζει ποτέ ακόμα και όταν ο διακόπτης S είναι ανοικτός.

Αυτό έχει ως αποτέλεσμα το ρεύμα που δημιουργείται από το επαγωγικό μέρος του φορτίου μας, μέσω της διόδου «ελευθέρας ροής» ανορθώνεται και πηγαίνει προς το φορτίο πάλι για αυτό και δεν μηδενίζει η τιμή του ρεύματος εξόδου.

Παρατηρούμε ότι το ρεύμα και η τάση εξόδου του μετατροπέα είναι πάντα θετικά λόγω της διόδου «ελευθέρας ροής» για αυτό το λόγω η περιοχή λειτουργίας του μετατροπέα μας είναι στο 1ο τεταρτημόριο. Παρακάτω φαίνεται η χαρακτηριστική των τάσεων και των ρευμάτων του συγκεκριμένου μετατροπέα .



Σχήμα 2.4 : Χαρακτηριστική των τάσεων και των ρευμάτων

Η μέση τιμή της τάσης εξόδου δίνεται από τον παρακάτω μαθηματικό τύπο:

$$V_{0,average} = \frac{1}{T} \int_0^T V_0(t) dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_{on}} V_i dt + \int_{t_{on}}^T 0 dt \right] + \frac{t_{on}}{T} \cdot V_i \quad (2.1)$$

Όπου $\frac{t_{on}}{T} = \alpha$ είναι ο βαθμός χρησιμοποίησης (duty – cycle) του μετατροπέα.

Η ενεργός τιμή της τάσης εξόδου δίνεται από τον παρακάτω μαθηματικό τύπο:

$$V_{0,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_0^2(t) dt} = V_{0,average} \sqrt{\frac{T}{t_{on}}} \quad (2.2)$$

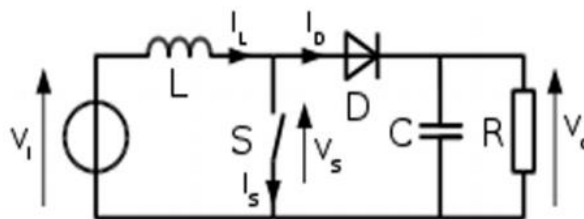
Εάν μεταβάλλουμε τον βαθμό χρησιμοποίησης πετυχαίνουμε γραμμική μεταβολή της $V_{0,average}$ από το μηδέν έως την τιμή της τάσης εισόδου V_i .

Την μεταβολή του βαθμού χρησιμοποίησης μπορούμε να την πετύχουμε με τους δύο παρακάτω τρόπους:

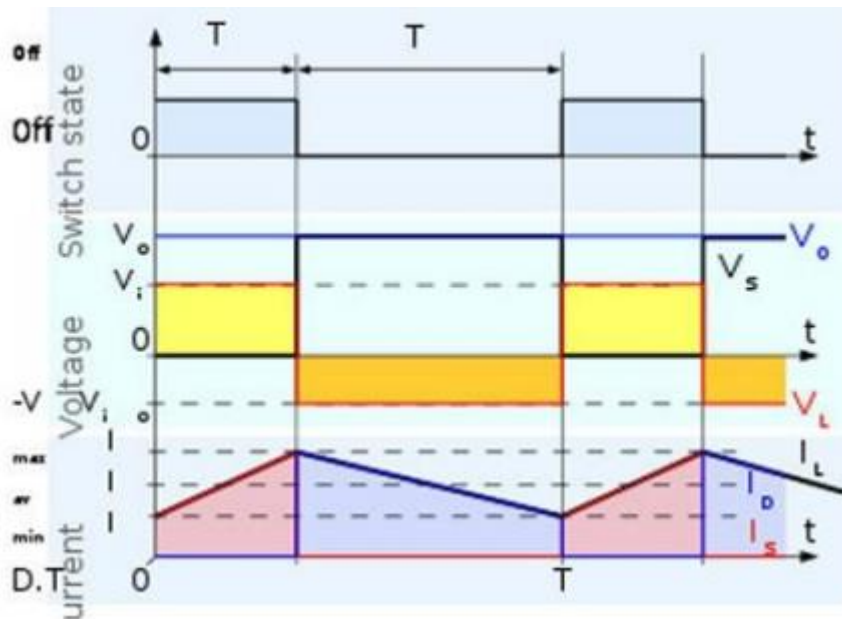
- Κρατώντας σταθερή την συχνότητα και μεταβάλλοντας τον χρόνο αγωγής t_{on}
- Κρατώντας σταθερά τα t_{on} και t_{off} μεταβάλλουμε την περίοδο T .

2.1.2. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ./Σ.Ρ. ΑΝΥΨΩΣΗΣ (STEP-UP DC/DC CONVERTER) Η ΕΝ ΠΑΡΑΛΛΗΛΩ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ./Σ.Ρ. (BOOST DC/DC CONVERTER)

Σε αυτό το είδος μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. η παραγόμενη τάση εξόδου είναι μεγαλύτερη από την τάση εισόδου του μετατροπέα. Η μικρότερη τιμή που μπορεί να πάρει η τάση εξόδου του μετατροπέα είναι ίση με την τιμή της τάσης εισόδου του. Όταν ο διακόπτης S είναι κλειστός, η αυτεπαγωγή L συνδέεται με την πηγή εισόδου και ενέργεια αποθηκεύεται στην αυτεπαγωγή L. Όταν ο διακόπτης S είναι ανοικτός τότε η αποθηκευμένη ενέργεια της αυτεπαγωγής L οδηγείται στο φορτίο αφού πρώτα όμως ανορθωθεί μέσω της διόδου «ελευθέρως ροής» μαζί με την ενέργεια που παρέχει η πηγή εισόδου. Επομένως το άθροισμα των δύο τάσεων της αυτεπαγωγής και της πηγής εισόδου έχουν σαν αποτέλεσμα την μεγαλύτερη τιμή της τάσης που έχει στην έξοδο του ο μετατροπέας αυτός.



Σχήμα 2.5. : Μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. ανύψωσης.



Σχήμα 2.6 : χαρακτηριστική ρευμάτων και τάσεων ενός μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. ανύψωσης τάσης για συνεχή αγωγή

Η μέση τιμή της τάσης εξόδου δίνεται από τον παρακάτω μαθηματικό τύπο:

$$V_{0,average} = V_i \cdot \frac{T}{T-t_{on}} \quad (2.3)$$

Όπου $\frac{t_{on}}{T} = \alpha$ είναι ο βαθμός χρησιμοποίησης (duty – cycle) του μετατροπέα.

Η ενεργός τιμή της τάσης εξόδου δίνεται από τον παρακάτω μαθηματικό τύπο:

$$V_{0,rms} = V_{0,average} \sqrt{\frac{T}{T-t_{on}}} \quad (2.4)$$

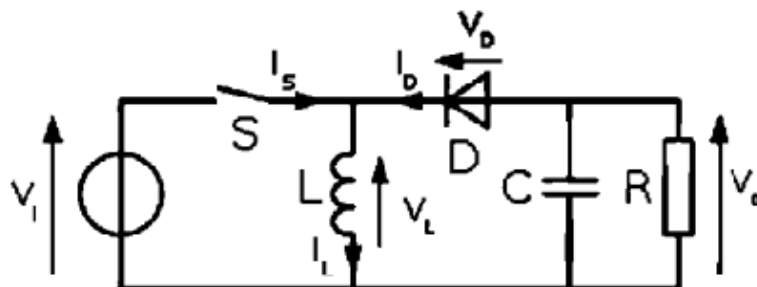
Και σε αυτόν τον μετατροπέα εάν μεταβάλλουμε τον βαθμό χρησιμοποίησης πετυχαίνουμε γραμμική αύξηση της τάσης εξόδου από την τιμή της τάσης εισόδου έως μεγαλύτερες τιμές της τάσης εισόδου. Επίσης και σε αυτόν τον μετατροπέα πετυχαίνουμε μεταβολή του βαθμού χρησιμοποίησης με τους δύο τρόπους όπως και στον μετατροπέα υποβιβασμού.

2.1.3. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ./Σ.Ρ. ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ - ΑΝΥΨΩΣΗΣ (STEP-DOWN/UP DC/DC CONVERTER) Η ΕΝ ΣΕΙΡΑ - ΕΝ ΠΑΡΑΛΛΗΛΩ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ./Σ.Ρ. (BUCK-BOOST DC/DC CONVERTER)

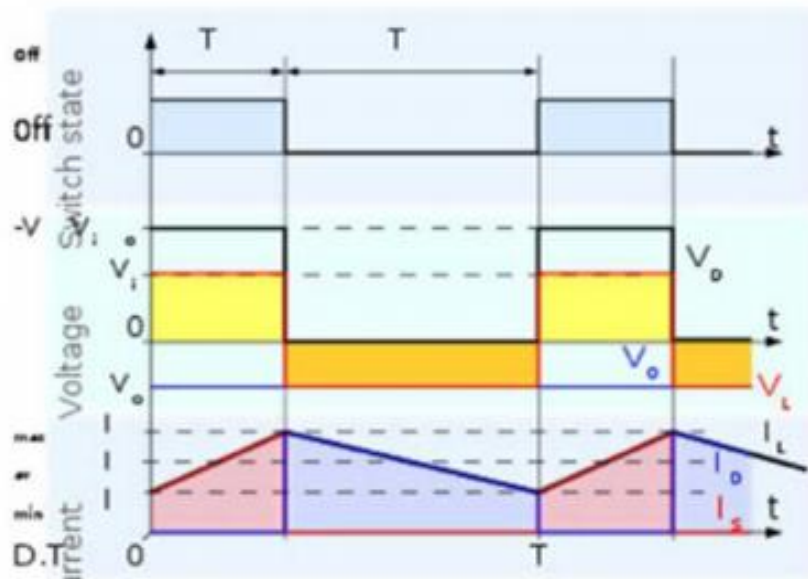
Ο συγκεκριμένος μετατροπέας μοιάζει πολύ και με τους δύο παραπάνω μετατροπείς και κυκλωματικά και στα χαρακτηριστικά του.

Πιο συγκεκριμένα ο μετατροπέας μ μπορεί να έχει τιμή τάσης εξόδου μικρότερη από την τάση εισόδου και να έχει όμως και τιμή τάσης εξόδου μεγαλύτερη από την τιμή της τάσης εισόδου, αυτό το πετυχαίνουμε με την μεταβολή του βαθμού χρησιμοποίησης του μετατροπέα.

Πάντως και στις δύο περιπτώσεις η πολικότητα της τάσης εξόδου είναι αντίθετη από αυτήν της τάσης εισόδου. Σε αυτόν τον μετατροπέα όταν ο διακόπτης S είναι κλειστός τότε το πηνίο L αντλεί ενέργεια κατευθείαν από την πηγή εισόδου και ο πυκνωτής C τροφοδοτεί το φορτίο R . Όταν ο διακόπτης S είναι ανοικτός το πηνίο L τροφοδοτεί το φορτίο R και τον πυκνωτή C .



Σχήμα 2.7: Μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. υποβιβασμού – ανύψωσης.



Σχήμα 2.8: Χαρακτηριστική ρευμάτων και τάσεων ενός μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. υποβιβασμού - ανύψωσης τάσης για συνεχή αγωγή.

Η μέση τιμή της τάσης εξόδου δίνεται από τον παρακάτω μαθηματικό τύπο

$$V_{0,average} = \left(\frac{-\left(\frac{t_{on}}{T}\right)}{1-\frac{t_{on}}{T}} \right) \cdot V_i \quad (2.5)$$

Όπου $\frac{t_{on}}{T} = \alpha$ είναι ο βαθμός χρησιμοποίησης (duty – cycle) του μετατροπέα.

Η ενεργός τιμή της τάσης εξόδου δίνεται από τον παρακάτω μαθηματικό τύπο :

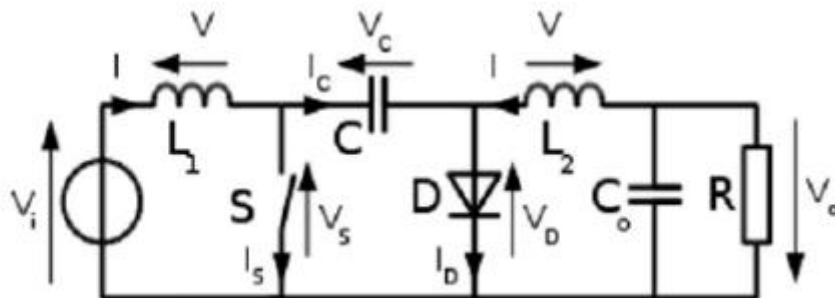
$$V_{0,rms} = V_{0,average} \cdot \sqrt{\left(\frac{-\left(\frac{t_{on}}{T}\right)}{1-\frac{t_{on}}{T}} \right)} \quad (2.6)$$

Και σε αυτόν τον μετατροπέα χρησιμοποιούμε τους δύο παραπάνω τρόπους για να πετύχουμε μεταβολή του βαθμού χρησιμοποίησης. Αξίζει να σημειωθεί ότι όταν ο βαθμός χρησιμοποίησης είναι μεγαλύτερος του 0,5 τότε η τιμή της τάση εξόδου αρχίζει και παίρνει τιμές μεγαλύτερες από την τιμή της τάσης εισόδου ενώ για βαθμό χρησιμοποίησης μικρότερο του 0,5 η τιμή της τάση εξόδου αρχίζει και παίρνει τιμές μικρότερες από την τιμή της τάσης εισόδου.

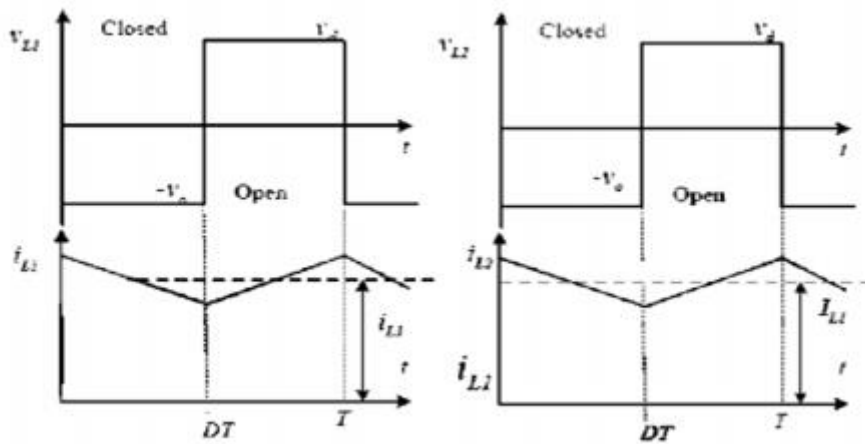
2.1.4. ΣΥΝΕΧΗΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ./Σ.Ρ. (CUK CONVERTER)

Αυτός ο μετατροπέας έχει ακριβώς την ίδια λειτουργία με τον παραπάνω μετα-τροπέα ακόμα και οι εξισώσεις για τον υπολογισμό της τάσης εξόδου είναι ίδιες με τον μετατροπέα υποβιβασμού - ανύψωσης Σ.Ρ./Σ.Ρ.

Απλά διαθέτει ένα πηνίο ακόμα και έναν πυκνωτή που βοηθούν να αποκοπούν οποιοσδήποτε παρασιτικές τάσεις δημιουργούνται και πλεονεκτεί από τον παραπάνω μετατροπέα στο ότι παρέχει συνεχή ένταση ρεύματος στην έξοδο του χωρίς να έχουμε αυξομειώσεις θα μπορούσαμε να πούμε ότι ο συγκεκριμένος μετατροπέας είναι μια ρυθμιζόμενη πηγή έντασης. Την τοπολογία αυτού του μετατροπέα την παρουσίασε πρώτη φορά ο Slobadan 'Cuk από το California Institute of Technology και από εκεί πήρε και το όνομα του ο μετατροπέας.



Σχήμα 2.9: Συνεχής Μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ.



Σχήμα 2.10.: Χαρακτηριστική ρευμάτων και τάσεων ενός συνεχή CUK μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ για συνεχή αγωγή.

Ανακεφαλαιώνοντας οι μετατροπείς Συνεχούς Τάσης σε Συνεχή Τάση (Μετατροπείς Σ.Τ.-Σ.Τ. - DC-DC Converter) εννοούμε κάποιες διατάξεις οι οποίες περιέχουν πάντα έναν τουλάχιστον ελεγχόμενο ημιαγωγικό διακόπτη και μετατρέπουν τη συνεχή τάση εισόδου τους σε συνεχή τάση διαφορετικής τιμής και ενίοτε και πολικότητας στην έξοδό τους.

Αυτοί οι μετατροπείς συνήθως αποκαλούνται και με τον όρο τροφοδοτικά, αφού η πιο συνήθης εφαρμογή τους είναι στην τροφοδοσία αναλογικών και ψηφιακών συστημάτων. Άλλες εφαρμογές αυτών των μετατροπέων είναι στη φόρτιση συσσωρευτών, στον έλεγχο μμηχανών συνεχούς ρεύματος, στα συστήματα διόρθωσης του συντελεστή ισχύος κ.α..

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

1) Στην τεχνική των γραμμικών τροφοδοτικών. Η τεχνική αυτή συνίσταται στο ότι το ημιαγωγικό στοιχείο του μετατροπέα λειτουργεί στην ενεργό (δηλαδή, στη γραμμική) περιοχή, επομένως, συμπεριφέρεται σαν ρυθμιζόμενη αντίσταση και η πτώση τάσεως που εμφανίζει στα άκρα του καθορίζει την τιμή της τάσης στην έξοδο του μετατροπέα.

2) Στην τεχνική των διακοπτικών τροφοδοτικών. Η τεχνική των διακοπτικών τροφοδοτικών συνίσταται στο ότι το ημιαγωγικό στοιχείο του μετατροπέα λειτουργεί ως διακόπτης, δηλαδή ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΤΑΣΗΣ ΣΕ ΣΥΝΕΧΗ ΤΑΣΗ λειτουργεί είτε σε κατάσταση αγωγής είτε σε κατάσταση αποκοπής, και το ποσοστό του χρόνου αγωγής του στη διάρκεια μιας περιόδου λειτουργίας καθορίζει την τιμή της τάσης στην έξοδο του μετατροπέα.

Τα περισσότερα τροφοδοτικά είναι σχεδιασμένα για να ικανοποιούν όλες ή μερικές από τις παρακάτω απαιτήσεις:

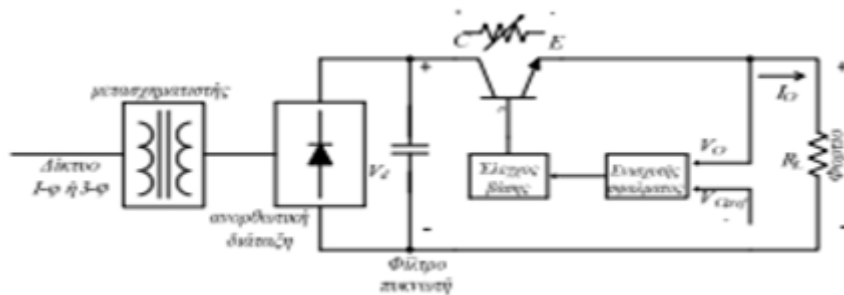
- Σταθεροποιημένη έξοδο. Η τάση εξόδου πρέπει να παραμένει σταθερή ως προς τις μεταβολές της τάσης εισόδου και του φορτίου στην έξοδο, μέσα σε ορισμένα όρια.
- Απομόνωση. Η έξοδος πρέπει να είναι ηλεκτρικά απομονωμένη από την είσοδο.
- Πολλαπλές εξοδοι. Πρέπει να υπάρχουν πολλαπλές εξοδοι (θετικές και αρνητικές), οι οποίες πρέπει να διαφέρουν ως προς τις προδιαγραφές τάσης και ρεύματος. Αυτές οι εξοδοι πρέπει να είναι απομονωμένες μεταξύ τους.

Εκτός από τις παραπάνω απαιτήσεις, κοινή επιδίωξη σήμερα σ' αυτά τα κυκλώματα είναι η μείωση του όγκου και του βάρους τους, καθώς και η αύξηση της απόδοσής τους. Παλαιότερα χρησιμοποιούνταν τα γραμμικά τροφοδοτικά.

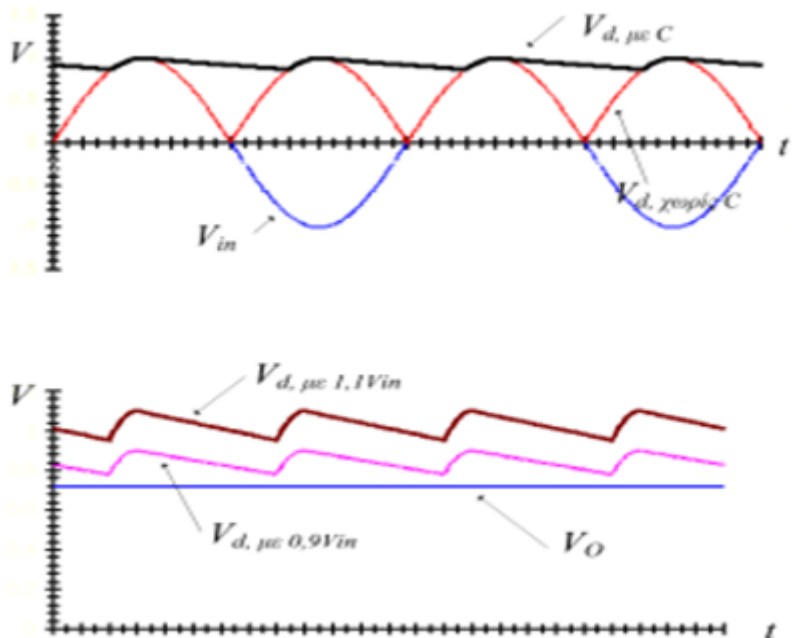
Η εξέλιξη, όμως, της τεχνολογίας των ημιαγωγών και ουσιαστικά η εμφάνιση των MOSFET ισχύος (στις αρχές της δεκαετίας του '80), είναι οι κύριοι παράγοντες που συνέβαλαν στην ευρεία χρήση των διακοπτικών τροφοδοτικών, που παρουσιάζουν αρκετά πλεονεκτήματα σε σχέση με τα γραμμικά τροφοδοτικά. Σημειώνουμε ότι, στη παγκόσμια αγορά των τροφοδοτικών τα παλμοτροφοδοτικά (δηλαδή, τα διακοπτικά τροφοδοτικά) κατέχουν το 70-80% της αγοράς.

2.1.5. ΓΡΑΜΜΙΚΑ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΑ

Για να μπορέσουμε να εκτιμήσουμε καλύτερα τα πλεονεκτήματα των διακοπτικών τροφοδοτικών θα πρέπει να εξετάσουμε πρώτα τα γραμμικά τροφοδοτικά, που χρησιμοποιούνταν κατά κόρο στο παρελθόν. Στα παρακάτω σχήματα (α και β) φαίνεται το γενικό κυκλωματικό διάγραμμα ενός γραμμικού τροφοδοτικού καθώς και οι κυματομορφές των τάσεων στα άκρα του πυκνωτή εισόδου



Σχήμα 2.11: Γενικό κυκλωματικό διάγραμμα ενός γραμμικού τροφοδοτικού.



Σχήμα 2.12: Βασικές κυματομορφές των τάσεων κατά τη λειτουργία ενός γραμμικού τροφοδοτικού.

Σύμφωνα με τα σχήματα που παρουσιάζονται παραπάνω γίνεται κατανοητό πως για την επίτευξη ηλεκτρικής απομόνωσης μεταξύ εισόδου και εξόδου χρησιμοποιείται ένας μετασχηματιστής (κατάλληλου λόγου σπειρών και ισχύος), που παρεμβάλλεται μεταξύ του δικτύου (50Hz) και της ανορθωτικής διάταξης.

Αυτοί οι μετασχηματιστές έχουν μεγάλο μέγεθος, βάρος και κόστος συγκρινόμενοι με τους μετασχηματιστές υψηλών συχνοτήτων.

Στη συνέχεια, η τάση του δευτερεύοντος του μετασχηματιστή ανορθώνεται με τη χρήση μιας γέφυρας πλήρους ανόρθωσης με διόδους και με τη χρήση ενός, μεγάλης τιμής, πυκνωτή εξομαλύνεται.

Κατόπιν, συνδέεται σε σειρά ένα διπολικό τρανζίστορ, το οποίο λειτουργεί πάντα στη γραμμική περιοχή. Συγκρίνοντας την τάση εξόδου (V_O) με την επιθυμητή τάση εξόδου ($V_{O,ref}$) δημιουργείται ένα σφάλμα που καθορίζει το ρεύμα βάσης του ημιαγωγικού στοιχείου και άρα και την τελική τιμή της τάσης εξόδου ($V_O = V_d - V_{CE}$). Επομένως, γίνεται αντιληπτό πως η διαφορά δυναμικού μεταξύ της τάσης εισόδου και της τάσης εξόδου εμφανίζεται στα άκρα του ημιαγωγικού στοιχείου μ' αποτέλεσμα να εμφανίζονται απώλειες ισχύος που είναι ανάλογες αυτής της διαφοράς δυναμικού. Συνήθως, ο συντελεστής απόδοσης των γραμμικών τροφοδοτικών κυμαίνεται στην περιοχή 30-60%. Κύριο πλεονέκτημα αυτών των τροφοδοτικών είναι η απλότητα του κυκλώματος με αποτέλεσμα το κόστος τους για μικρές ισχύεις (μικρότερες των 25Watt) να είναι χαμηλό. Ακόμα, επειδή δεν έχουμε διακοπτικά φαινόμενα, δεν εμφανίζονται ηλεκτρομαγνητικές παρεμβολές (EMI) που μπορούν να δημιουργήσουν προβλήματα στη λειτουργία άλλων συσκευών

Τα κυκλώματα αυτά χρησιμοποιούν ένα τουλάχιστον ημιαγωγικό διακόπτη, ο οποίος βρίσκεται πάντα είτε σε κατάσταση αγωγής είτε σε κατάσταση αποκοπής.

Για τον έλεγχο αυτών των μετατροπέων χρησιμοποιούνται κυρίως δύο τεχνικές ελέγχου:

1. Η τεχνική της Διαμόρφωσης του Εύρους των Παλμών (Pulse Width Modulation - P.W.M.).
2. Η τεχνική της Διαμόρφωσης της Συχνότητας των Παλμών (Pulse Frequency Modulation - P.F.M.).

Πιο αναλυτικά : Η τεχνική της Διαμόρφωσης του Εύρους των Παλμών συνίσταται στο να διατηρούμε σταθερή τη συχνότητα έναυσης και σβέσης των ημιαγωγικών στοιχείων (δηλαδή τη συχνότητα λειτουργίας του μετατροπέα) και να μεταβάλλουμε το χρόνο αγωγής (επομένως και το χρόνο αποκοπής) των ημιαγωγικών στοιχείων. Παρατηρούμε λοιπόν ότι, με διακοπή του ρεύματος ισχύος, εξαιτίας της λειτουργίας του ημιαγωγικού διακόπτη, λαμβάνουμε ως αποτέλεσμα ένα παλμικό ρεύμα και μία παλμική τάση, η οποία στη συνέχεια εξομαλύνεται με σκοπό να πάρουμε την επιθυμητή τιμή της τάσης στην έξοδο του μετατροπέα.

Ενώ η τεχνική της Διαμόρφωσης της Συχνότητας των Παλμών συνίσταται στο να διατηρούμε σταθερό το χρόνο αγωγής ή αποκοπής του ημιαγωγικού στοιχείου (εξαρτάται από είδος του μετατροπέα, ποιος από τους δύο χρόνους θα πρέπει να παραμένει σταθερός) και να μεταβάλλουμε τον χρόνο αποκοπής ή αγωγής (ανάλογα), άρα και τη συχνότητα λειτουργίας του μετατροπέα για να πάρουμε την επιθυμητή έξοδο.

Στη διεθνή βιβλιογραφία, έχουν παρουσιασθεί διάφορες τοπολογίες μετατροπέων Σ.Τ.-Σ.Τ.. Ένας διαχωρισμός των τοπολογιών αυτών μπορεί να γίνει με κριτήριο αν υπάρχει ή όχι γαλβανική απομόνωση μεταξύ εισόδου και εξόδου.

Οι βασικότερες τοπολογίες διακοπτικών μετατροπέων Σ.Τ.-Σ.Τ. χωρίς γαλβανική απομόνωση, είναι:

- ο μετατροπέας υποβιβασμού (BUCK),
- ο μετατροπέας ανύψωση (BOOST) και
- ο μετατροπέας υποβιβασμού-ανύψωσης (BUCK-BOOST ή CÚK) της τάσης εξόδου σε σχέση με την τάση εισόδου.

Αντίστοιχα, οι βασικές τοπολογίες των διακοπτικών μετατροπέων Σ.Τ.-Σ.Τ. με γαλβανική απομόνωση, είναι

- ο μετατροπέας υποβιβασμού-ανύψωσης (FLYBACK) και
- οι μετατροπείς υποβιβασμού (FORWARD ή PUCH-PULL) της τάσης εξόδου σε σχέση με την τάση εισόδου.

2.1.6. ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ Σ.Ρ./Σ.Ρ

Οι μετατροπείς Σ.Ρ./Σ.Ρ. βρίσκουν εφαρμογή σήμερα στις παρακάτω περιοχές:

- Οι μετατροπείς Σ.Ρ./Σ.Ρ. χρησιμοποιούνται σημαντικά σε ηλεκτρονικές συσκευές όπως κινητά τηλέφωνα και φορητοί υπολογιστές που τροφοδοτούνται κυρίως από συσσωρευτές. Οπότε για κάθε υπό κύκλωμα αυτών των συσκευών υπάρχει ένας μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. ο οποίος τροφοδοτεί με την επιθυμητή τάση καθένα από αυτά, σε πολλές περιπτώσεις η επιθυμητή τάση είναι και μεγαλύτερη από αυτήν που παρέχεται από του συσσωρευτές των συσκευών.
- Βρίσκουν εφαρμογή σε συστήματα ηλεκτρικής τροφοδοσίας τηλεπικοινωνιακών και διαστημικών συστημάτων.
- Κυρίως όμως χρησιμοποιούνται ευρύτατα σε συστήματα ελέγχου ταχύτητας ηλεκτρικών κινητήρων συνεχούς ρεύματος που χρησιμοποιούνται σε ηλεκτρικούς σιδηρόδρομους, σε υπόγειους σιδηρόδρομους, ηλεκτρικά αυτοκίνητα και σε βιομηχανικές εφαρμογές που χρησιμοποιούν ηλεκτρικούς κινητήρες συνεχούς ρεύματος.
- Σε συστήματα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας, καθώς και στην διόρθωση του συντελεστή ισχύος ανορθωτικών διατάξεων με διόδους.
- Σε παλμοτροφοδοτικά ηλεκτρονικών και ηλεκτρικών κυκλωμάτων τα οποία είναι τροφοδοτικά υψηλής συχνότητας και υψηλής απόδοσης.
- Επίσης χρησιμοποιείται για τον έλεγχο τυλιγμάτων διέγερσης ηλεκτρικών κινητήρων

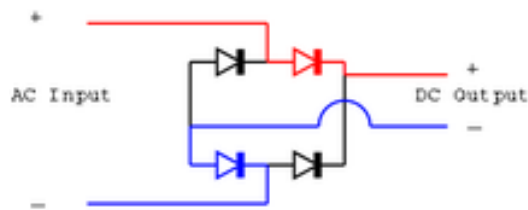
2.2. AC-DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ

Οι AC-DC μετατροπείς ονομάζονται και ανορθωτές.

Αν χρησιμοποιηθούν διόδους τότε ονομάζονται μη ελεγχόμενοι ανορθωτές ή ανορθωτές διόδων. Στην περίπτωση που χρησιμοποιηθούν thyristor ονομάζονται ελεγχόμενοι ανορθωτές ή ανορθωτές με thyristor.

Παλαιότερα οι ανορθωτές με thyristor ήταν ευρέως διαδεδομένοι για τον έλεγχο DC μηχανών. Πλέον στις εφαρμογές μικρής ισχύος χρησιμοποιούνται άλλα ημιαγωγικά στοιχεία ενώ η χρήση ανορθωτών με thyristor παραμένει σε μεγάλες βιομηχανικές και νητήριες διατάξεις, ειδικές εφαρμογές όπως οι επιταχυντές σωματιδίων ενώ χρησιμοποιούνται σε μεγάλο βαθμό για τις απαραίτητες ανορθώσεις σε συστήματα HVDC.

Οι ανορθώσεις είναι ηλεκτρονικές διατάξεις οι οποίες μετασχηματίζουν το εναλλασσόμενο ρεύμα σε συνεχές. Όταν ανορθώνουν το εναλλασσόμενο ρεύμα σε όλη τη διάρκεια της περιόδου λέγονται ανορθωτές πλήρους κύματος (Full Wave Rectification), ενώ όταν ανορθώνουν το εναλλασσόμενο κατά τη μισή περίοδο και το αποκόπτουν στην άλλη μισή περίοδο λέγονται ανορθωτές μισού κύματος. (Half Wave Rectification)



Σχήμα 2.13: Ανορθωτής πλήρους γέφυρας.

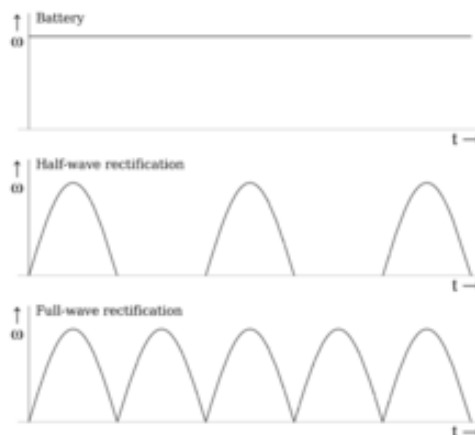
Οι ανορθωτές ανάλογα με τους ημιαγωγούς που χρησιμοποιούμε σαν ηλεκτρονικούς διακόπτες διακρίνονται σε μη ελεγχόμενους αν χρησιμοποιούμε διόδους ισχύος και σε ελεγχόμενους αν χρησιμοποιούμε thyristor ή άλλους ελεγχόμενους διακόπτες ισχύος.

2.2.1. ΜΗ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΑΝΟΡΘΩΣΗ

Στην μη ελεγχόμενη ανόρθωση χρησιμοποιούμε διόδους ισχύος, και είναι δύο ειδών: Μονοφασική εάν η πηγή παρέχει μονοφασικό ρεύμα, ή τριφασική εάν το ρεύμα που παρέχει η πηγή είναι τριφασικό. Στην κάθε μία από τις περιπτώσεις αυτές μπορεί να έχουμε ημιανόρθωση ή πλήρη ανόρθωση. Επίσης, μπορεί να έχουμε φορτίο (δηλαδή καταναλωτή) το οποίο να είναι απλά ωμικό ή να περιέχει και αυτεπαγωγή (δηλαδή πηνίο), οπότε ισχύουν διαφορετικοί τύποι για την τάση και το ρεύμα που παίρνουμε στην έξοδο του συστήματος ισχύος. Παρακάτω εξετάζουμε κάθε μια από τις υποπεριπτώσεις που αναφέραμε ξεχωριστά.

2.2.2. ΜΗ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΗΜΙΑΝΟΡΘΩΣΗ

- **ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΗ ΜΗ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΗΜΙΑΝΟΡΘΩΣΗ ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ**



Σχήμα 2.14: Κυματομορφή ανόρθωσης μισού κύματος (Ημιανόρθωση) και Πλήρους κύματος (Πλήρης ανόρθωση).

Στην περίπτωση αυτή ισχύουν για την τάση και το ρεύμα που παίρνουμε στα άκρα της ωμικής αντίστασης οι εξής σχέσεις:

$$V_o = V_{avg} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} V_m \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{V_m}{\pi} = \text{μέση τιμή της τάσης εξόδου} \quad (2.7)$$

$$I_o = \frac{V_o}{R} = \frac{V_m}{\pi R} = \text{η συνεχής συνιστώσα του ρεύματος εξόδου} \quad (2.8)$$

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [V_{rms} \sin(\omega t)]^2 d(\omega t)} = \frac{V_m}{2} = \text{ενεργός τιμή της τάσης στα άκρα του ωμικού φορτίου} \quad (2.9)$$

$$I_{rms} = \frac{V_m}{2R} = \text{ενεργός τιμή του ρεύματος φορτίου}$$

▪ **ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ**

$$i(\omega t) = \frac{V_m}{Z} \left(\sin(\omega t - \theta) + \sin(\theta) e^{-\frac{\omega t}{\tau}} \right) \text{ για } 0 \leq \omega t \leq \beta \quad (2.10)$$

$I(\omega t) = 0$ για $\beta \leq \omega t \leq 2\pi$ όπου $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$ = η σύνθετη αντίσταση του φορτίου

(2.11)

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\omega L}{R} \right) \tau = \frac{L}{R} = \text{σταθερά χρόνου φορτίου} \quad (2.12)$$

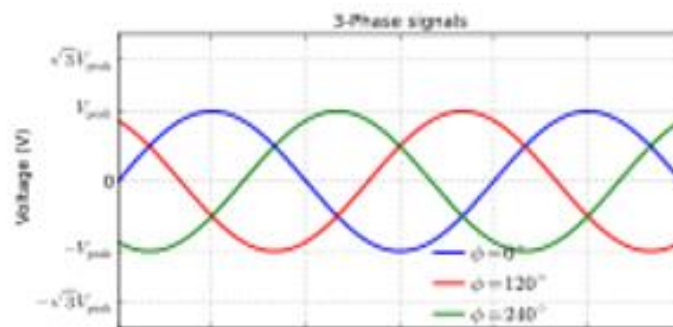
Η γωνία β ονομάζεται γωνία σβέσης και υπολογίζεται από την αριθμητική επίλυση της εξίσωσης:

$$\sin(\beta - \theta) + \sin(\theta) e^{-\frac{\beta}{\omega\tau}} = 0 \quad (2.13)$$

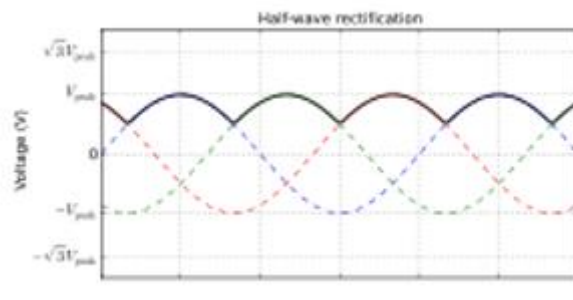
Η ενεργός και η μέση τιμή του ρεύματος φορτίου προκύπτουν από τις εξισώσεις:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i^2(\omega t) d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\beta} i^2(\omega t) d(\omega t)} = \text{ενεργός τιμή ρεύματος φορτίου} \quad (2.14)$$

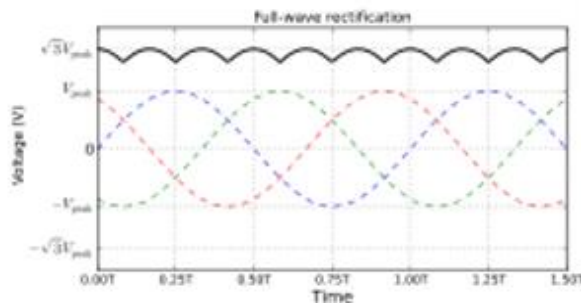
$$I_o = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\beta} i(\omega t) d(\omega t) = \text{μέση τιμή ρεύματος φορτίου} \quad (2.15)$$



Σχήμα 2.15: Ανόρθωση τριφασικής τάσης.



Σχήμα 2.16: Ανόρθωση τριφασικής τάσης μισού κύματος.



Σχήμα 2.17: Ανόρθωση τριφασικής τάσης πλήρους κύματος

2.2.3. ΜΗ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΠΛΗΡΗΣ ΑΝΟΡΘΩΣΗ

- ΜΗ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΠΛΗΡΗΣ ΑΝΟΡΘΩΣΗ ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

Η μέση και η ενεργός τιμή τάσης και ρεύματος στο φορτίο δίνονται από τις επόμενες εξισώσεις:

$$V_o = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} V_m \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{2V_m}{\pi} = \text{μέση τιμή τάσης στα άκρα του φορτίου} \quad (2.16)$$

$$I_o = \frac{2V_m}{\pi R} = \text{μέση τιμή ρεύματος φορτίου} \quad (2.17)$$

Η ενεργός τιμή ρεύματος και τάσης είναι ίδιες όπως και του μη ανορθωμένου

ημιτονοειδούς ρεύματος, δηλαδή:

$$I_{rms} = \frac{I_m}{\sqrt{2}} V_{rms} = I_{rms} \cdot R = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \quad (2.18)$$

- **ΜΗ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΠΛΗΡΗΣ ΑΝΟΡΘΩΣΗ ΜΕ ΩΜΙΚΟ - ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ (R-L)**

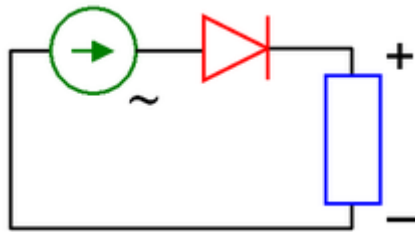
Η ανόρθωση τάσης πλήρους κύματος μίας ημιτονοειδούς τάσης στα άκρα του φορτίου μπορεί να εκφραστεί ως σειρά Fourier η οποία αποτελείται από μία συνιστώσα συνεχούς και άρτιες αρμονικές:

$$u_o(t) = V_o + \sum_{n=2,4,\dots}^{\infty} V_n \cos(n\omega_0 t + \pi) \text{ όπου } V_o = \frac{2V_m}{\pi} \text{ και } V_n = \frac{2V_m}{\pi} \left(\frac{1}{n-1} - \frac{1}{n+1} \right) \quad (2.19)$$

Η συνεχής συνιστώσα του ρεύματος και το πλάτος του ρεύματος σε κάθε συχνότητα μπορούν να υπολογιστούν τότε από τις ακόλουθες εξισώσεις:

$$I_o = \frac{V_o}{R} I_n = \frac{V_n}{Z_n} = \frac{V_n}{|R + jn\omega L|} \quad (2.20)$$

Παρατηρούμε ότι όσο αυξάνεται η τάξη της αρμονικής (n) τόσο ελαττώνεται το πλάτος της τάσης, αυξάνεται η σύνθετη αντίσταση Z και ελαττώνεται το πλάτος της έντασης του ρεύματος πολύ γρήγορα σε συνάρτηση με τον αριθμό της αρμονικής. Γι' αυτό αρκούν οι λίγοι πρώτοι όροι της σειράς Fourier για να περιγράψουν τις ενεργές τιμές ρεύματος για ένα ωμικό-επαγωγικό φορτίο. Η εξίσωση που μας δίνει την ενεργό τιμή του ρεύματος είναι:



Σχήμα 2.18 :μη ελεγχόμενος ανορθωτής μισού κύματος

$$I_{rms} = \sqrt{I_o^2 + \sum_{n=1}^{\infty} \left(\frac{I_n}{\sqrt{2}} \right)^2} = \text{ενεργός τιμή ρεύματος φορτίου} \quad (2.21)$$

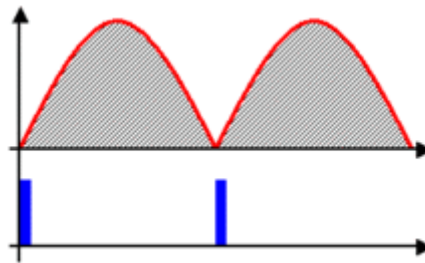
- **ΤΡΙΦΑΣΙΚΗ ΜΗ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΔΙΑΤΑΞΗ**

$$\bar{V}_o = \frac{1}{\pi/3} \int_{-30}^{30} \sqrt{2}V_{rms} \cos(\omega t) d(\omega t) = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{rms} \cdot (\sin 30^\circ - \sin(-30^\circ)) = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot$$

$V_{rms} \cdot 2 \sin 30^\circ \Rightarrow \bar{V}_o = \frac{3\sqrt{2}V_{rms}}{\pi} = \text{συνεχής τάση εξόδου της γέφυρας τριφασικής πλήρους ανόρθωσης}$

(2.22)

2.2.4. ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΑΝΟΡΘΩΣΗ



Σχήμα 2.19: Ελεγχόμενη ανόρθωση με την χρήση Θυρίστορ.

Παρατηρούμε ότι αυξάνοντας την γωνία έναυσης μειώνεται η επιφάνεια της κυματομορφής και επομένως μειώνεται η ενεργός τιμή του ρεύματος

Στην ελεγχόμενη ανόρθωση χρησιμοποιούμε ημιαγωγικούς διακόπτες, στους οποίους μπορούμε να ελέγξουμε την χρονική στιγμή που θα άγουν (γωνία έναυσης) και που θα σβέσουν (γωνία σβέσης).

Κατ' αυτό τον τρόπο διαμορφώνουμε το πλάτος και την ενεργό τιμή της τάσης και της έντασης, σύμφωνα με τις απαιτήσεις του φορτίου. Τέτοιοι ημιαγωγικοί διακόπτες είναι τα θυρίστορ τα GTO (Θυρίστορ που σβένουν από την πύλη), τα MOSFET (Τρανζίστορ εγκάρσιου πεδίου Μετάλλου Οξειδίου Ημιαγωγού) κ.α.

- **ΠΛΗΡΩΣ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΗΜΙΑΝΟΡΘΩΣΗ ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ**

Η μέση τιμή αυτής της κυματομορφής ορίζεται από τη σχέση:

$$V_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{V_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (2.23)$$

Η μέση τιμή του ρεύματος εξόδου τότε είναι ίση με:

$$I_o = \frac{V_o}{R} = \frac{V_m}{\pi R} (1 + \cos a) \quad (2.24)$$

Η ενεργός τιμή του ρεύματος που καταναλώνεται στο φορτίο είναι ίση με:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{V_m}{R} \sin \omega t \right)^2 d(\omega t)} = \frac{V_m}{R} \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{a}{2\pi} + \frac{\sin(2a)}{4\pi}} \quad (2.25)$$

Η ενεργός τιμή της τάσης στο φορτίο, είναι:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} v_0^2(\omega t) d(\omega t)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} [V_m \sin(\omega t)] d(\omega t)} = \frac{V_m}{2} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi}} \quad (2.26)$$

• **ΠΛΗΡΩΣ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΗΜΙΑΝΟΡΘΩΣΗ ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ (R-L)**

$$i(\omega t) = \frac{V_m}{Z} \left[\sin(\omega t - \theta) - \sin(\alpha - \theta) e^{-\frac{\alpha - \omega t}{\omega\tau}} \right] \quad \alpha \leq \omega t \leq \beta \quad \text{ή} \quad 0 \quad \text{σε διαφορετική περίπτωση} \quad (2.27)$$

Η γωνία σβέσης β ορίζεται ως η γωνία στην οποία μηδενίζεται το ρεύμα, όπως και στην περίπτωση της μη ελεγχόμενης ανόρθωσης. Το β υπολογίζεται από την αριθμητική επίλυση της εξίσωσης :

$$\sin(\beta - \theta) - \sin(\alpha - \theta) e^{-\frac{(\alpha - \beta)}{\omega\tau}} = 0 \quad (2.28)$$

Η γωνία $\gamma = \beta - \alpha$ ονομάζεται γωνία αγωγής. Η μέση τιμή της συνεχούς τάσης εξόδου δίνεται από την σχέση:

$$V_o = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} V_m \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{V_m}{2\pi} (\cos \alpha - \cos \beta). \quad (2.29)$$

Η μέση τιμή του ρεύματος υπολογίζεται από την σχέση

$$I_o = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i(\omega t) d(\omega t) \quad (2.30)$$

ενώ η ενεργός τιμή του ρεύματος που καταναλώνει το φορτίο δίνεται από την σχέση:

$$I_{rms} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\beta} i(\omega t) d(\omega t) \quad (2.31)$$

- **ΠΛΗΡΩΣ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΗ ΑΝΟΡΘΩΣΗ ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ**

Η μέση τιμή του ρεύματος εξόδου τότε είναι ίση με:

$$I_o = \frac{V_o}{R} = \frac{V_m}{\pi R} (1 + \cos a) \quad (2.32)$$

Η ενεργός τιμή του ρεύματος που καταναλώνεται στο φορτίο είναι ίση με:

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{V_m}{R} \sin \omega t \right)^2 d(\omega t)} = \frac{V_m}{R} \sqrt{\frac{1}{2} - \frac{a}{2\pi} + \frac{\sin(2a)}{4\pi}} \quad (2.33)$$

Η ενεργός τιμή του ρεύματος στην πηγή είναι ίση με την ενεργό τιμή του ρεύματος στο φορτίο.

- **ΠΛΗΡΩΣ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΗ ΑΝΟΡΘΩΣΗ ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ (R-L)**

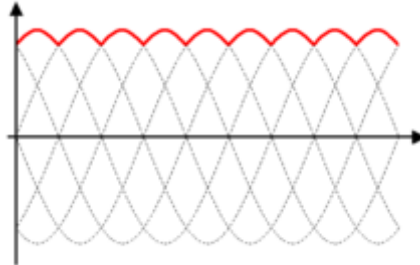
$$I(\omega t) = \frac{V_m}{Z} \left[\sin(\omega t - \theta) - \sin(\alpha - \theta) e^{\frac{\alpha - \omega t}{\omega\tau}} \right] \quad a \leq \omega t \leq \beta \quad (2.34)$$

- **ΠΛΗΡΩΣ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΤΡΙΦΑΣΙΚΗ ΓΕΦΥΡΑ**

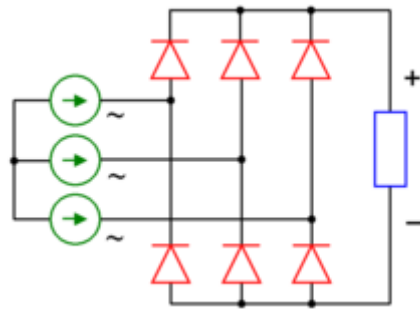
Η μέση τιμή της τάσης εξόδου είναι:

$$V_o = \frac{1}{\pi/3} \int_{\frac{\pi}{3+\alpha}}^{\frac{2\pi}{3+\alpha}} V_{m,L-L} \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{3V_{m,L-L}}{\pi} \cos a \quad (2.35)$$

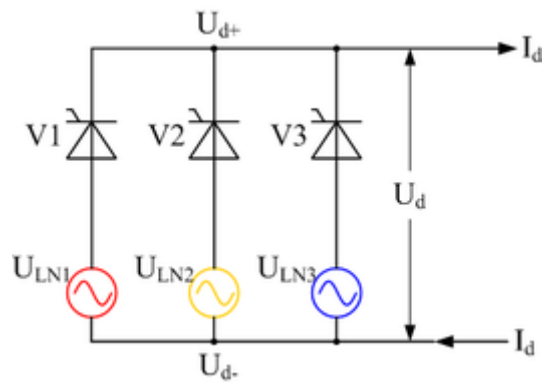
Η σχέση αυτή δείχνει ότι η μέση τιμή της τάσης εξόδου ελαττώνεται καθώς αυξάνεται η γωνία έναυσης.



Σχήμα 2.20: Κυματομορφή Πλήρους ανόρθωσης τριφασικής τάσης.



Σχήμα 2.21 : Τριφασική Ανόρθωση με διόδους.



Σχήμα 2.22 Ελεγχόμενη Τριφασική Ανόρθωση μισού κύματος με Θυρίστορ.

2.3. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΕΝΑΛΛΑΣΣΟΜΕΝΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΣΕ ΕΝΑΛΛΑΣΣΟΜΕΝΟ (AC-AC ΡΥΘΜΙΣΤΕΣ ΤΑΣΗΣ)

Ο ρυθμιστής τάσης είναι ένας μετατροπέας ο οποίος ελέγχει την τάση , το ρεύμα και την μέση ισχύ , η οποία αποδίδεται σε ένα εναλλασσόμενο φορτίο από μια πηγή εναλλασσόμενου ρεύματος. Οι ηλεκτρονικοί διακόπτες συνδέουν και αποσυνδέουν την πηγή και το φορτίο σε κανονικά διαστήματα, απομακρύνοντας κάποια από την κυματομορφή της πηγής προτού να φτάσει στο φορτίο.

Οι ρυθμιστές εναλλασσόμενου χρησιμοποιούν θυρίστορ συνδεδεμένα αντιπαράλληλα ώστε να διέρχεται το ρεύμα και στις δύο ημιπεριόδους , και έτσι παίρνουμε ένα τμήμα μιας εναλλασσόμενης ημιτονοειδούς κυματομορφής , με ενεργές τιμές τάσης και ρεύματος οι οποίες εξαρτώνται από την γωνία έναυσης και σβέσης του ρυθμιστή.

Ορισμένες παρατηρήσεις σχετικά με την λειτουργία του ρυθμιστή είναι οι ακόλουθες:

- Τα θυρίστορ δεν μπορούν να άγουν ταυτόχρονα
- Η τάση του φορτίου είναι ίδια με την τάση της πηγής όταν άγει οποιοδήποτε από τα SCR(Silicon Control Rectifier= Θυρίστορ)
- Η τάση του διακόπτη είναι μηδέν όταν άγει οποιοδήποτε από τα θυρίστορ και είναι ίση με την τάση της πηγής όταν κανένα δεν άγει.
- Η μέση τιμή του ρεύματος στην πηγή και το φορτίο είναι μηδέν όταν τα SCR άγουν για ίσα χρονικά διαστήματα. Η μέση τιμή του ρεύματος σε κάθε SCR είναι διάφορη του μηδενός.
- Η ενεργός τιμή του ρεύματος σε κάθε SCR είναι ίση με την ενεργό τιμή του ρεύματος του φορτίου όταν τα SCR άγουν για ίσα χρονικά διαστήματα.

• ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΡΥΘΜΙΣΤΗ ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

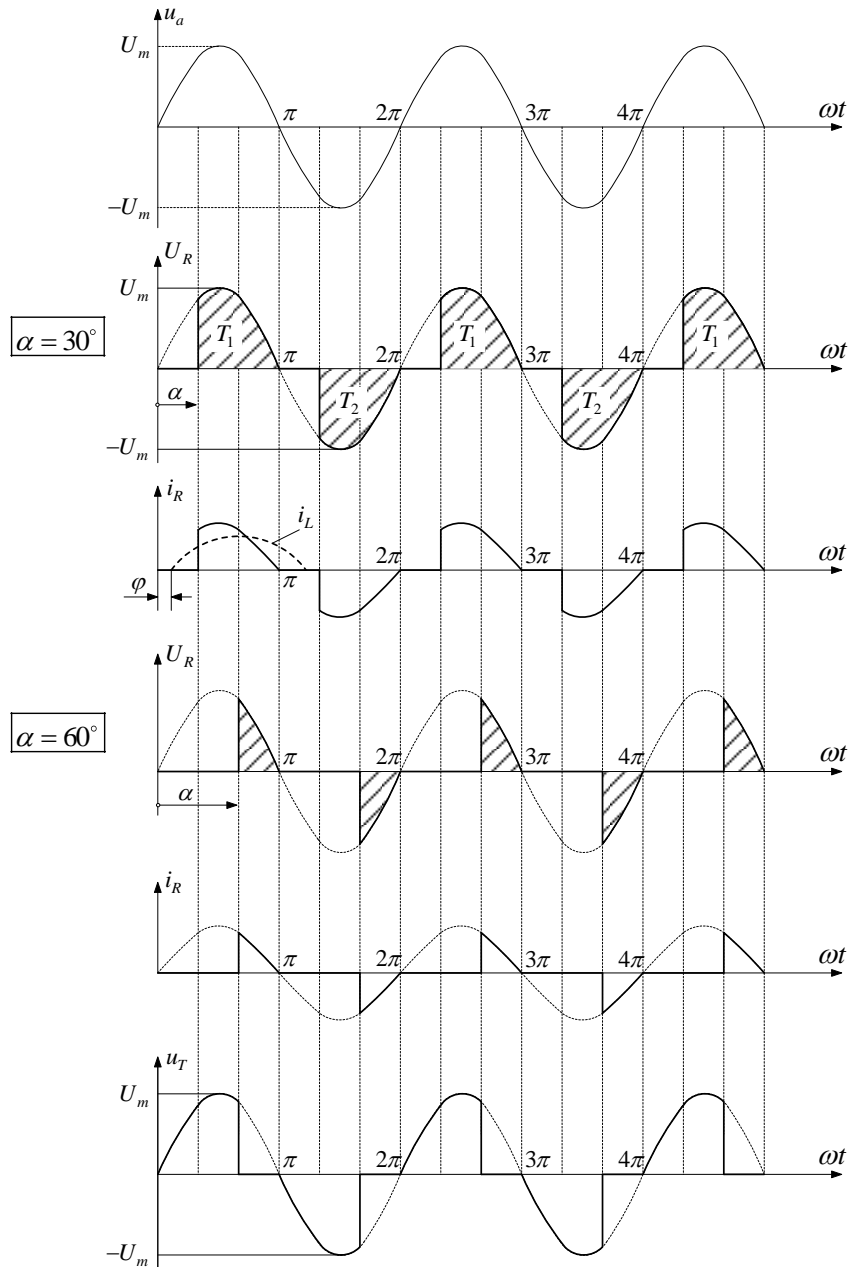
Κατά την λειτουργία του ρυθμιστή τάσης με θυρίστορ , εάν η τάση εισόδου δίνεται από την εξίσωση:

$$V_s = V_m \sin(\omega t) \quad (2.36)$$

τότε η τάση εξόδου δίνεται από την σχέση:

$V_o(\omega t) = V_m \sin(\omega t)$ για $a < \omega t < \pi$ και $a + \pi < \omega t < 2\pi$ 0 σε διαφορετική περίπτωση.

(2.37)



Σχήμα 2.23 Κυματομορφές τάσης και ρεύματος μετατροπές AC/AC για R φορτίο.

Η ενεργός τιμή της τάσης του φορτίου υπολογίζεται ως εξής:

$$V_{o,rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} [V_m \sin(\omega t)]^2 d(\omega t)} = \frac{V_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}} \quad (2.38)$$

όπου

$\alpha =$ η γωνία έναυσης των Thyristor.

Η ενεργός τιμή του ρεύματος στο φορτίο ισούται από το νόμο του Ωμ με:

$$I_{o,rms} = \frac{V_{o,rms}}{R} \quad (2.39)$$

Εάν η γωνία έναυσης των θυρίστορ είναι μηδέν τότε η ενεργός τιμή της τάσης και του ρεύματος στην πηγή και το φορτίο είναι ίδιες, όπως προκύπτει εύκολα με αντικατάσταση στους προηγούμενους τύπους.

Ο συντελεστής ισχύος του φορτίου υπολογίζεται ως εξής: (με P συμβολίζουμε την ενεργό ισχύ στο φορτίο, ενώ με S την φαινόμενη ισχύ).

Ο συντελεστής ισχύος ισούται με το ημίγινόμενο της ενεργού προς την φαινόμενη ισχύ, δηλαδή:

$$Pf = \frac{P}{S} = \frac{P}{V_{s,rms} I_{s,rms}} = \frac{\frac{V_{o,rms}^2}{R}}{V_{s,rms} \left(\frac{V_{o,rms}}{R} \right)} = \frac{V_{o,rms}}{V_{s,rms}} = \frac{\frac{V_m}{\sqrt{2}} \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}}}{V_m \frac{\sqrt{2}}{2}} \Rightarrow$$

$$Pf = \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin(2\alpha)}{2\pi}} = \text{συντελεστής ισχύος} \quad (2.40)$$

Ο συντελεστής ισχύος γίνεται ίσος με την μονάδα όταν η γωνία έναυσης του θυρίστορ μηδενίζεται.

Η μέση τιμή του ρεύματος της πηγής είναι μηδέν εξαιτίας της συμμετρίας μισού κύματος.

Η μέση τιμή του ρεύματος του θυρίστορ δίνεται από την εξίσωση:

$$I_{SCR,avg} = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{V_m \sin(\omega t)}{R} d(\omega t) = \frac{V_m}{2\pi R} (1 + \cos(\alpha)) \quad (2.41)$$

ενώ η ενεργός τιμή του ρεύματος για κάθε θυρίστορ επειδή άγει μόνο κατά την μία ημιπερίοδο θα ισούται με:

$$I_{SCR,rms} = \frac{I_{o,rms}}{\sqrt{2}} \quad (2.42)$$

• ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΡΥΘΜΙΣΤΗ ΜΕ ΩΜΙΚΟ-ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

Η εξίσωση η οποία διέπει το κύκλωμα ενός μονοφασικού ρυθμιστή τάσης με ωμικό επαγωγικό φορτίο προκύπτει με εφαρμογή του 2ου νόμου του Kirchhoff στο κύκλωμα και είναι η ακόλουθη διαφορική εξίσωση:

$$V_m \sin(\omega t) = R i_0(t) + L \frac{di_0(t)}{dt} \quad (2.43)$$

η εξίσωση ισχύει στη διάρκεια αγωγής του θυρίστορ . Για γωνία έναυσης ίση με α η επίλυση της παραπάνω διαφορικής εξίσωσης είναι:

$$i_0(\omega t) = \frac{V_m}{Z} [\sin(\omega t - \theta) - \sin(\alpha - \theta)e^{(\alpha - \omega t)/\omega\tau}] \quad \text{όταν } \alpha \leq \omega t \leq \beta \quad \text{και } \theta \text{ σε διαφορετική περίπτωση} \quad (2.44)$$

Όπου

$$Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2} = \text{η σύνθετη εμπέδηση του φορτίου} \quad (2.45)$$

Και

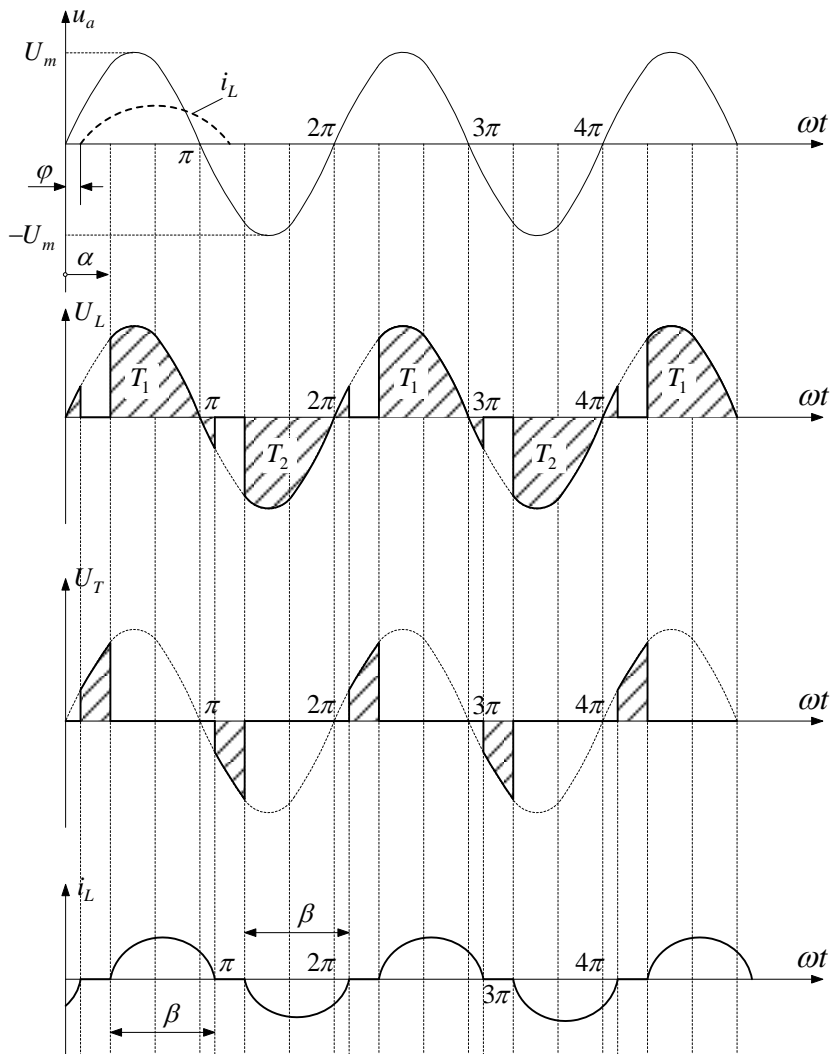
$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\omega L}{R} \right) \quad (2.46)$$

Η γωνία σβέσης β είναι η γωνία στην οποία (λόγω της επαγωγής του πηνίου) μηδενίζεται το ρεύμα.

Όταν η φάση είναι $\omega t = \beta$ τότε ισχύει η εξίσωση:

$$i_0 \beta = 0 = \frac{V_m}{Z} \left[\sin(\beta - \theta) - \sin(\alpha - \theta) e^{\frac{\alpha - \beta}{\omega \tau}} \right] \quad (2.44)$$

Επιλύουμε αριθμητικά την εξίσωση αυτή και υπολογίζουμε το β . Η γωνία αγωγής ορίζεται ως $\gamma = \beta - \alpha$



Σχήμα 2.23 Κυματομορφές τάσης και ρεύματος μετατροπές AC/AC για R-L φορτίο.

Η ανάλυση Fourier της κυματομορφής του ρυθμιστή τάσης δίνει για τους συντελεστές των ημιτονοειδών και συνημιτονοειδών όρων τους παρακάτω τύπους:

$$a_n = \frac{\sqrt{2}V_m}{\pi R} \left[\frac{\sin(n+1)\alpha}{n+1} - \frac{\sin(n-1)\alpha}{n-1} \right] = \text{οι συντελεστές των ημιτονοειδών όρων της σειράς Fourier και} \quad (2.47)$$

$$b_n = \frac{\sqrt{2}V_m}{\pi R} \left[\frac{\cos(n+1)\alpha - \cos(n+1)\pi}{n+1} - \frac{\cos(n-1)\alpha - \cos(n-1)\pi}{n-1} \right] \quad (2.48)$$

Η ενεργός τιμή του ρεύματος για κάθε αρμονική της σειράς Fourier υπολογίζεται από την σχέση:

$$I_n = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad (2.49)$$

Η ενεργός τιμή της πρώτης αρμονικής υπολογίζεται από τους συντελεστές Fourier

$$a_1 = \frac{\sqrt{2}V_m}{\pi R} \left[\pi - \alpha + \frac{1}{2} \sin 2\alpha \right] \text{ και } b_1 = -\frac{\sqrt{2}V_m}{\pi R} \sin^2 \alpha \quad (2.50)$$

οπότε από την σχέση:

$$I_1 = \frac{1}{\sqrt{2}} [a_1^2 + b_1^2] \quad (2.51)$$

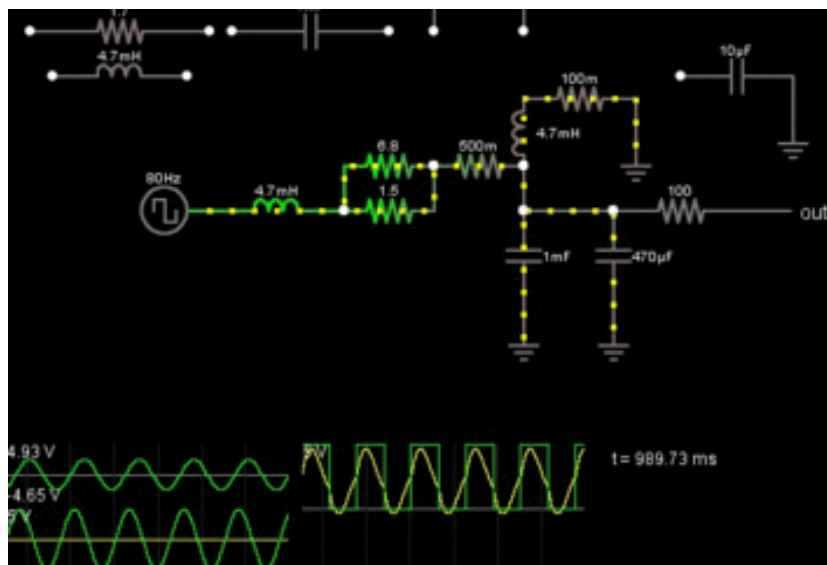
προκύπτει η ενεργός τιμή του ρεύματος της θεμελιώδους αρμονικής:

$$I_1 = \frac{V_m}{\pi R} \cdot \sqrt{(\pi - \alpha)^2 + (\pi - \alpha) \cdot \sin 2\alpha + \sin^2 \alpha} \quad (2.52)$$

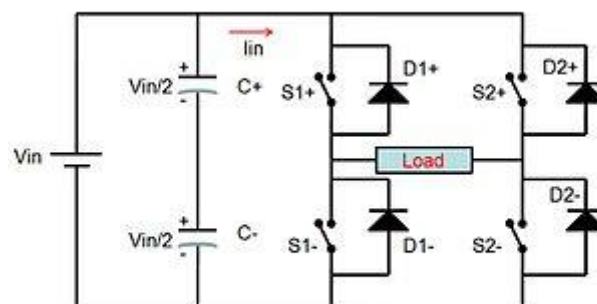
και η ενεργός τιμή της τάσης της θεμελιώδους αρμονικής είναι:

$$V_1 = V_m \sqrt{1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{1}{2} \frac{\sin 2\alpha}{\pi}} \quad (2.53)$$

2.4. ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΣΕ ΕΝΑΛΛΑΣΣΟΜΕΝΟ (ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ DC-AC Η ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ)



Σχήμα 2.24: Μετατροπή του τετραγωνικού παλμού σε ημιτονοειδή κυματομορφή.



Σχήμα 2.25: Μονοφασικός Αντιστροφέας Πλήρους Γέφυρας.

Ο Αντιστροφέας (Inverter) ή μετατροπέας dc-ac είναι μια ηλεκτρονική διάταξη η οποία μετατρέπει το συνεχές ηλεκτρικό ρεύμα σε εναλλασσόμενο, του οποίου μπορούμε να ρυθμίσουμε το πλάτος και την συχνότητα.

Υπάρχουν αντιστροφείς τετραγωνικού παλμού οι οποίοι δίνουν στην έξοδό τους μια τετραγωνική κυματομορφή, και αντιστροφείς ημιτονοειδούς διαμόρφωσης εύρους παλμού (SPWM=Sinusoidal Pulse Width Modulation) οι οποίοι μπορούν να δώσουν μια κυματομορφή που να πλησιάζει αρκετά την ημιτονοειδή.

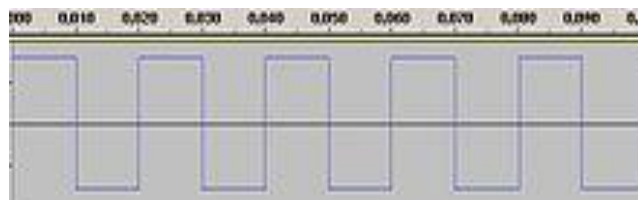
Αυτό το πετυχαίνουμε με την σύγκριση της κυματομορφής μιας γεννήτριας ημιτόνου και μιας γεννήτριας τριγωνικού παλμού. Η λειτουργία αυτή θα περιγράψει αναλυτικότερα σε επόμενη παράγραφο.

2.4.1. ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΤΕΤΡΑΓΩΝΙΚΟΥ ΠΑΛΜΟΥ

Ο αντιστροφέας τετραγωνικού παλμού υλοποιείται με την χρήση μιάς συνδεσμολογίας πλήρους γέφυρας όπως αυτή φαίνεται στο διπλανό σχήμα, η οποία αποτελείται από τέσσερεις ελεγχόμενους διακόπτες (π.χ. IGBT, Thyristor κ.λπ.) σε σύνδεση γέφυρας και τέσσερεις διόδους συνδεδεμένες στα άκρα κάθε ελεγχόμενου διακόπτη.

Η λειτουργία του μονοφασικού αντιστροφέα τετραγωνικού παλμού έχει ως εξής:

Όταν άγουν οι διακόπτες S_{1+} και S_{2-} οι άλλοι δύο διακόπτες είναι σε αποκοπή (δεν άγουν). Έτσι έχουμε τον θετικό πόλο της τάσης εξόδου στο αριστερό άκρο του φορτίου και τον αρνητικό στο δεξί άκρο. Στην δεύτερη ημιπερίοδο άγουν οι διακόπτες S_{1-} και S_{2+} ενώ οι προηγούμενοι δύο διακόπτες είναι σε αποκοπή. Στην περίπτωση αυτή, ο θετικός πόλος της τάσης εξόδου είναι στο δεξί άκρο του φορτίου και ο αρνητικός είναι στο αριστερό. Δηλαδή έχουμε την αντίθετη πολικότητα στην έξοδο. Κατ' αυτό τον τρόπο παίρνουμε τετραγωνικούς παλμούς αντίθετης πολικότητας και μετατρέπουμε το συνεχές ρεύμα εισόδου σε εναλλασσόμενο στην έξοδο (φορτίο). Οι διόδοι διέλευσης χρειάζονται για να μεταφέρουν τυχόν επιστροφές ρεύματος από την έξοδο στην είσοδο. Λειτουργούν δηλαδή σαν ανορθώσεις από την μεριά του εναλλασσόμενου της εξόδου στο συνεχές στην μεριά της πηγής.



Σχήμα 2.26: Τετραγωνικός κυματοσυρμός στην έξοδο μονοφασικού αντιστροφέα.

Το πλάτος της θεμελιώδους συχνότητας για την έξοδο τετραγωνικού κύματος από τον αντιστροφέα πλήρους γέφυρας προσδιορίζεται από το πλάτος της συνεχούς τάσης

εισόδου της πηγής. Τροποποιώντας το διακοπτικό σχήμα του μονοφασικού αντιστροφέα που παρουσιάσαμε πάρα πάνω, δηλαδή τροποποιώντας την γωνία έναυσης των ελεγχόμενων διακοπτικών στοιχείων της γέφυρας, μπορούμε να πάρουμε μια έξοδο ελεγχόμενου πλάτους. Αυτή η τάση εξόδου μπορεί να ελεγχθεί ρυθμίζοντας το πλάτος του παλμού. Η ενεργός τιμή της τετραγωνικής κυματομορφής γίνεται τότε:

$$V_{rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} V_{dc}^2 d(\omega t)} = V_{dc} \sqrt{1 - \frac{2\alpha}{\pi}} \quad (2.54)$$

Η ενεργός τιμή της θεμελιώδους ή πρώτης αρμονικής του τετραγωνικού παλμού ισούται με:

$$V_{rms} = \frac{4V}{\pi\sqrt{2}} \cdot \sin = \frac{4V}{\pi\sqrt{2}} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} - \alpha\right) = \frac{4V}{\pi\sqrt{2}} \cos(\alpha) \Rightarrow V_o = V_{rms} \cdot \sqrt{2} \Rightarrow V_o = \frac{4V}{\pi} \cdot \cos(\alpha) \quad (2.55)$$

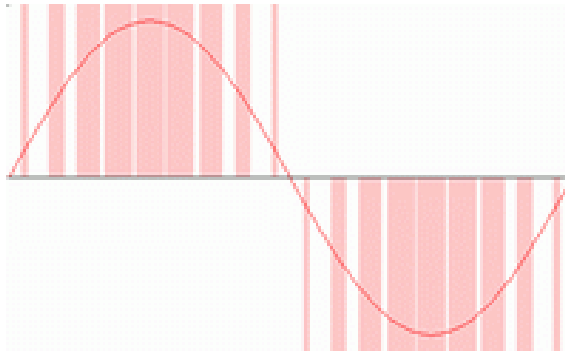
όπου δ είναι το πλάτος του παλμού και α είναι η γωνία έναυσης του διακόπτη. Παρατηρούμε ότι όταν αυξάνουμε την γωνία έναυσης (α) το πλάτος της τάσης εξόδου στα άκρα του φορτίου ελαττώνεται.

Γενικότερα εάν θέλουμε να υπολογίσουμε το πλάτος της αρμονικής n τάξεως της τάσης εξόδου, αυτό το πετυχαίνουμε με την ακόλουθη μαθηματική διαδικασία:

$$V_n = \frac{2}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} V_{dc} \sin(n\omega_0 t) d(\omega_0 t) = \frac{2V_{dc}}{\pi n} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} \sin(n\omega_0 t) d(n\omega_0 t) = \frac{2V_{dc}}{\pi n} (-\cos(n\omega_0 t)) = \frac{2V_{dc}}{\pi n} (-\cos(n(\pi - \alpha)) + \cos(n\alpha)) = \frac{2V_{dc}}{\pi n} (\cos(n\alpha) + \cos(n\alpha)) \Rightarrow V_n = \frac{4V_{dc}}{\pi n} \cos(n\alpha) \quad (2.56)$$

στην τελευταία σχέση θέσουμε όπου $n = 1$ θα βρούμε το πλάτος της τάσης της πρώτης αρμονικής όπως το υπολογίσαμε προηγουμένως.

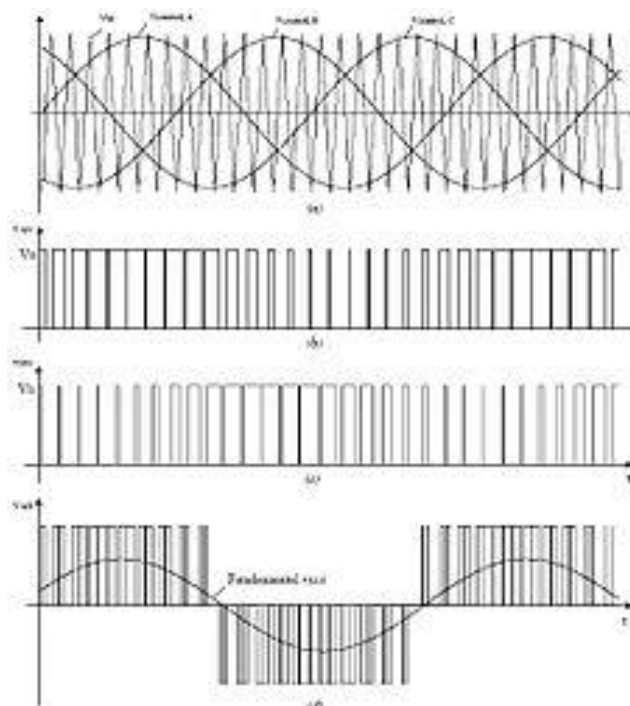
2.4.2. ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΑΣ ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗΣ ΕΥΡΟΥΣ ΠΑΛΜΟΥ (SPWM)



Σχήμα 2.27: Ημιτονοειδής διαμόρφωση εύρους παλμού.

Το SPWM παράγεται σαν αποτέλεσμα της σύγκρισης ανάμεσα σε μια ημιτονοειδή και μια τριγωνική κυματομορφή. Το κύκλωμα που χρησιμοποιείται περιλαμβάνει:

1. Μια γεννήτρια ημιτόνου συχνότητας 50Hz
2. Μία γεννήτρια τριγωνικής κυματομορφής πολύ μεγάλης συχνότητας . Όσο μεγαλύτερη είναι η συχνότητα της τριγωνικής κυματομορφής τόσο λεπτότερη γίνεται η διαμέλιση των τετραγωνικών παλμών και συνεπώς τόσο περισσότερο προσεγγίζεται η ημιτονοειδής μορφή του σήματος SPWM.



Σχήμα 2.28: Σύγκριση ημιτονοειδούς και τριγωνικής κυματομορφής για την δημιουργία παλμών SPWM

3. Ένα αναλογικό αντιστροφέα ο οποίος αντιστρέφει την κυματομορφή της ημιτονοειδούς γεννήτριας, παράγοντας στην έξοδό του μια ημιτονοειδή κυματομορφή η οποία έχει διαφορά φάσης 180° από την ημιτονοειδή μορφή της ημιτονοειδούς γεννήτριας.

4. Δύο συγκριτές, εκ των οποίων ο ένας συγκρίνει την τριγωνική μορφή με την ημιτονοειδή κυματομορφή της γεννήτριας ημιτόνου και παράγει τους θετικούς παλμούς του SPWM και ο άλλος συγκρίνει την τριγωνική κυματομορφή με την αντεστραμμένη κυματομορφή στην έξοδο του αναλογικού αντιστροφέα συμμετρικά και παράγει συμμετρικά αντίθετους παλμούς του SPWM.

Αυξομειώνοντας το πλάτος του ημιτόνου διαμορφώνουμε την ενεργό τάση εξόδου επειδή διαμορφώνουμε το εύρος του παλμού. Ο τριγωνικός παλμός ρυθμίζει την ποιότητα της ισχύος εξόδου όπως αναφέρθηκε παραπάνω σχετικά με την προσέγγιση της ημιτονοειδούς κυματομορφής, αφού έτσι μπορεί να περιορίσει τις αρμονικές.

Η ολική αρμονική παραμόρφωση THD (Total Harmonic Distortion) υπολογίζεται σύμφωνα με την σχέση:

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} (V_{n,rms})^2}}{V_{1,rms}} = \frac{\sqrt{V_{rms}^2 - V_{1,rms}^2}}{V_{1,rms}} \quad (2.57)$$

Η διαμόρφωση πλάτους παλμού (PWM) παρέχει έναν τρόπο για να ελαττώσουμε την συνολική αρμονική παραμόρφωση του ρεύματος φόρτου. Μια έξοδος αντιστροφέα PWM, με κάποιο φίλτρο, μπορεί να ανταποκριθεί γενικά στις απαιτήσεις της THD πιο εύκολα από το διακοπτικό σχήμα του τετραγωνικού κύματος. Η διαμόρφωση εύρους παλμών προσεγγίζει την ημιτονοειδή μορφή τόσο περισσότερο όσο περισσότεροι τετραγωνικοί παλμοί την αποτελούν. Έτσι μπορούμε να δημιουργήσουμε σχεδόν ημιτονοειδείς κυματομορφές και να αποφύγουμε τις αρμονικές οι οποίες είναι αναπόφευκτες στην περίπτωση του τετραγωνικού παλμού. Με αυτό τον τρόπο δημιουργούμε μια κυματομορφή αποδεκτή από τις διάφορες ηλεκτρικές και ηλεκτρονικές συσκευές. Ο συντελεστής διαμόρφωσης συχνότητας m_f ορίζεται ως ο λόγος των συχνότητων του τριγωνικού κύματος και του ημιτονοειδούς κύματος, δηλαδή

$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_{sine}} \quad (2.58)$$

Όταν αυξάνουμε την συχνότητα του τριγωνικού κύματος (δηλαδή αυξάνουμε το m_f) αυξάνεται η συχνότητα στην εμφανίζονται οι ανεπιθύμητες αρμονικές. Τα παράσιτα στην κυματομορφή εμφανίζονται στην αρμονική με εξίσωση $f=(2m_f-2)f_{\text{line}}$. Ένα μειονέκτημα της υψηλής διακοπτικής συχνότητας είναι οι σημαντικές διακοπτικές απώλειες στους διακόπτες του αντιστροφέα.

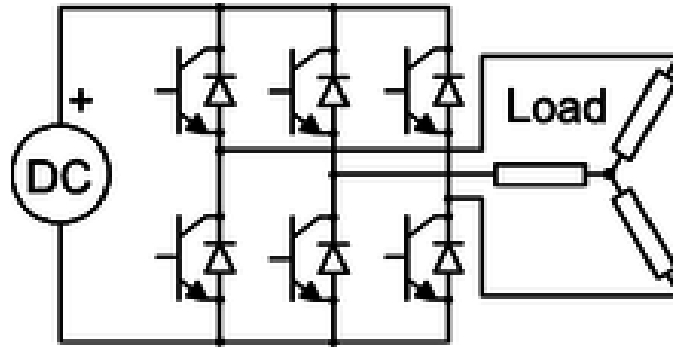
Ο συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους ορίζεται ως ο λόγος του πλατών των σημάτων του ημιτονοειδούς προς το τριγωνικό:

$$M_a = \frac{V_{m,\text{line}}}{V_{m,\text{tri}}} = \text{συντελεστής διαμόρφωσης πλάτους.} \quad (2.59)$$

Η θεμελιώδης του αντιστροφέα ισούται με :

$$V_{1,\text{out}} = \frac{M_a \cdot V_{in}}{\sqrt{2}} \quad (2.60)$$

2.4.3. Τριφασικός Αντιστροφέας



Σχήμα 2.29: Τριφασικός Αντιστροφέας.

Ο τριφασικός αντιστροφέας μπορεί να θεωρηθεί ότι αποτελεί σύστημα δύο μονοφασικών αντιστροφέων συνδεδεμένων σε σειρά όπως φαίνεται στο διπλανό σχήμα. Από την πλακέτα ελέγχου ξεκινάνε έξι δίπολα (για τον τριφασικό αντιστροφέα) που συνδέονται με κάθε ένα από τους ημιαγωγούς διακόπτες (ένα πόλο στη Gate και ένα πόλο στη δίοδο διέλευσης). Για τον μονοφασικό αντιστροφέα έχουμε τέσσερα δίπολα. Η δειγματοληψία ρεύματος λέγεται ανάδραση ρεύματος και η δειγματοληψία τάσης λέγεται ανάδραση τάσης.

Οι συντελεστές Fourier για τις πολικές τάσεις του τριφασικού PWM διακοπτικού σχήματος σχετίζονται με εκείνες του μονοφασικού διπολικού PWM :

$$V_{n,3} = \sqrt{A_{n,3}^2 + B_{n,3}^2} \quad (2.61)$$

όπου

$$A_{n,3} = V_n \sin\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{n\pi}{3}\right) \text{ και } B_{n,3} = V_n \cos\left(\frac{n\pi}{2}\right) \sin\left(\frac{n\pi}{3}\right) \quad (2.62)$$

Τα πλεονεκτήματα του διακοπτικού σχήματος PWM είναι τα ακόλουθα:

- Ελαττωμένες απαιτήσεις φίλτρου για την απόσβεση των αρμονικών και
- δυνατότητα εύκολου ελέγχου του πλάτους της θεμελιώδους συχνότητας.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο

3.1. ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΣΤΗΝ ΒΙΟΜΗΧΑΝΙΑ

Το αντικείμενο των ηλεκτρονικών ισχύος είναι τέτοιο ώστε να χρησιμοποιούνται σε μεγάλη ποικιλία εφαρμογών.

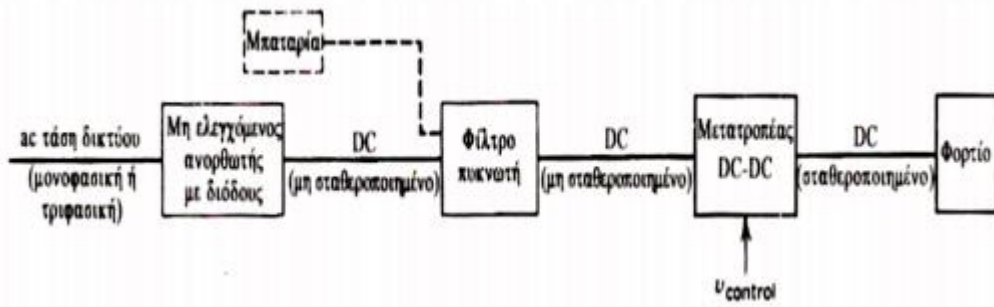
Ενδεικτικά αναφέρονται οι κυριότερες:

- AC & DC κινητήρια συστήματα
- Συστήματα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας (HVDC).
- UPS & Τροφοδοτικά
- Συστήματα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας από κυψέλες καυσίμου (fuel cells)
- Συστήματα Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας
- Επαγωγική θέρμανση
- Ηλεκτρικά οχήματα
- Λαμπτήρες φθορισμού

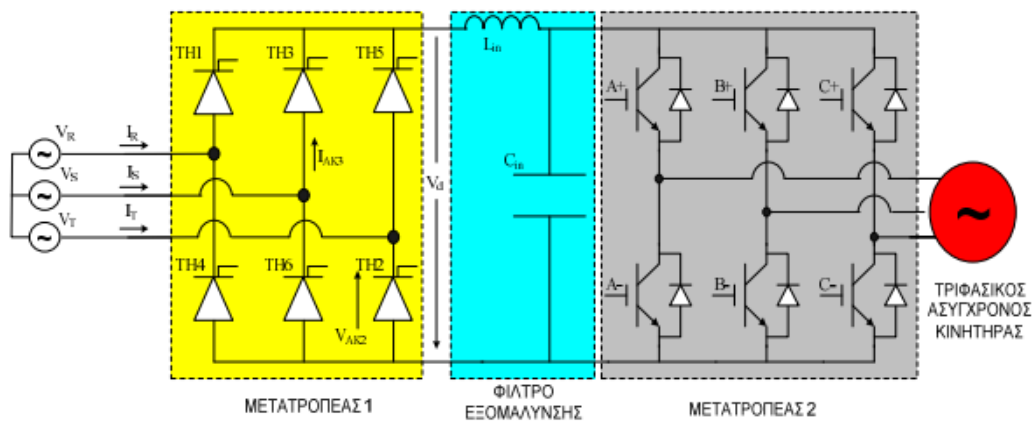
3.2. AC & DC ΚΙΝΗΤΗΡΙΑ ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ

Τα DC κινητήρια συστήματα απαιτούν γενικά απλούστερα κυκλώματα ελέγχου σε σχέση με τα AC. Ο έλεγχος τους μπορεί να γίνει είτε με ελεγχόμενους ανορθωτές είτε με κυκλώματα περισσότερων βαθμίδων (π.χ. ένα σύστημα μη ελεγχόμενης ανόρθωσης που τροφοδοτεί DC/DC μετατροπέα). Οι προδιαγραφές της εφαρμογής καθορίζουν και την μορφή της χρησιμοποιούμενης διάταξης καθώς και τα ημιαγωγικά στοιχεία που θα χρησιμοποιηθούν. Τα AC κινητήρια συστήματα απαιτούν πιο πολύπλοκες και σύνθετες διατάξεις ελέγχου αλλά είναι κατάλληλα για υψηλότερες ταχύτητες σε σχέση με τα DC ενώ είναι ελαφρύτερα, φθηνότερα και με χαμηλότερο κόστος συντήρησης. Τα πλεονεκτήματα αυτά έχουν οδηγήσει σε όλο και μεγαλύτερη χρήση των AC κινητήριων συστημάτων.

Οι μετατροπείς DC/DC χρησιμοποιούνται ευρέως σε σταθεροποιημένες DC τροφοδοσίες διακοπτικού τύπου και σε εφαρμογές DC κινητήριων συστημάτων. Στο σχήμα (3.1) παρατηρείται ότι η είσοδος αυτών των μετατροπέων είναι συχνά μια μη σταθεροποιημένη DC τάση, η οποία λαμβάνεται με ανόρθωση της τάσης του δικτύου. Λόγω της μεταβολής του πλάτους της τάσης του δικτύου, η DC τάση αυξομειώνεται. Οι DC/DC μετατροπείς χρησιμοποιούνται για τη μετατροπή της μη σταθεροποιημένης DC εισόδου σε μια ελεγχόμενη DC έξοδο.



Σχήμα 3.1: Σύστημα μετατροπέα DC/DC.



Σχήμα 3.2: Σύστημα ελέγχου των στροφών ενός κινητήρα εναλλασσόμενου ρεύματος, που τροφοδοτείται από το δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας.

Ένα σύστημα ελέγχου των στροφών ενός κινητήρα εναλλασσόμενου ρεύματος, που τροφοδοτείται από το δίκτυο ηλεκτρικής ενέργειας, αποτελείται από ένα μετατροπέα εναλλασσόμενης τάσης σε συνεχή τάση, ελεγχόμενο ή μη, ένα ενδιάμεσο στάδιο εξομάλυνσης και ένα μετατροπέα συνεχούς τάσης σε εναλλασσόμενη τάση, μεταβλητής ενεργού τιμής και συχνότητας. Η κατηγοριοποίηση των ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος μπορεί να γίνει με βάση τον τρόπο μετάβασης των ημιαγωγικών στοιχείων του μετατροπέα. Αν και γενικά η μετάβαση περιλαμβάνει τόσο την έναυση όσο και τη σβέση των ημιαγωγικών στοιχείων, η κατηγοριοποίηση βασίζεται κυρίως στον τρόπο με τον οποίο επιτυγχάνεται η σβέση του, αφού αυτή είναι γενικά δυσκολότερη και μάλιστα για ορισμένα στοιχεία, όπως οι δίοδοι και τα θυρίστορ αδύνατη. Με βάση το κριτήριο αυτό διακρίνουμε τις ακόλουθες τρεις κατηγορίες μετατροπέων :

- **Μετατροπείς με φυσική μετάβαση**

(Natural-Commutated Converters or Line-Commutated Converters):

Στους μετατροπείς αυτούς η αντιστροφή της εναλλασσόμενης τάσης του δικτύου ή του φορτίου χρησιμοποιείται για τη σβέση των ημιαγωγικών στοιχείων. Άρα, τα ημιαγωγικά στοιχεία αυτής της κατηγορίας των μετατροπέων οδηγούνται σε συγκεκριμένες χρονικές στιγμές στην αποκοπή ενώ η διακοπτική συχνότητα λειτουργίας τους ταυτίζεται με τη συχνότητα του δικτύου (50Hz ή 60Hz, αναλόγως το δίκτυο).

- **Μετατροπείς με εξαναγκασμένη μετάβαση**

(Force-Commutated Converters or Self-Commutated Converters):

Στους μετατροπείς αυτούς η σβέση των ημιαγωγικών στοιχείων επιτυγχάνεται με μεθόδους ή με τη χρήση βοηθητικών στοιχείων-κυκλωμάτων της διάταξης. Συνήθως η διακοπτική συχνότητα λειτουργίας των μετατροπέων αυτών είναι πολύ μεγαλύτερη από τη συχνότητα του δικτύου και εξαρτάται από το χρησιμοποιούμενο ημιαγωγικό στοιχείο καθώς και από την τοπολογία και την ισχύ του μετατροπέα.

- **Μετατροπείς συντονισμού**

(Resonant Converters) :

Στους μετατροπείς αυτούς χρησιμοποιείται ένα κατάλληλα τοποθετημένο κύκλωμα συντονισμού με σκοπό να επιτυγχάνεται η έναυση και/ή η σβέση των ημιαγωγικών στοιχείων υπό μηδενικό ρεύμα και/ή 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).

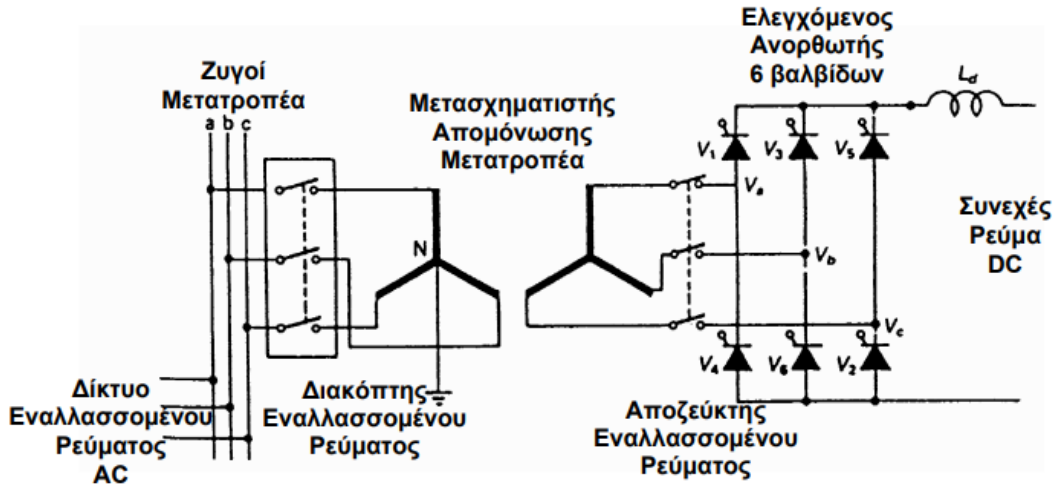
3.3. ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΜΕΤΑΦΟΡΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ HVDC

Τα συστήματα μεταφοράς HVDC χρησιμοποιούνται για να μεταφέρουν υψηλή τάση DC. Συνεπώς απαιτούνται διατάξεις ανόρθωσης και αντιστροφής στα άκρα των συστημάτων αυτών ώστε να επιτευχθεί η διασύνδεση με τα AC συστήματα. Τα HVDC συστήματα χρησιμοποιούνται για δύο βασικούς λόγους: την οικονομία που προσφέρουν για εναέρια μεταφορά σε μεγάλες αποστάσεις αλλά και σε μικρότερες αποστάσεις υπόγειας ή υποθαλάσσιας μεταφοράς με χρήση καλωδίων υψηλής τάσης και την δυνατότητα εύκολης διασύνδεσης διαφορετικών AC συστημάτων (π.χ. συστήματα με διαφορετική συχνότητα).

Ένας τρόπος να αποφευχθούν τα προβλήματα ευστάθειας που τίθενται κατά την μεταφορά ισχύος με γραμμές εναλλασσομένου ρεύματος σε μεγάλες αποστάσεις είναι η μεταφορά ισχύος με συνεχές ρεύμα. Επί πλέον η σημαντική χωρητικότητα των καλωδίων και οι απαιτήσεις αντιστάθμισης της παραγόμενης από αυτά αέργου ισχύος με πηνία καθιστά την μεταφορά ισχύος με συνεχές ρεύμα πλεονεκτικότερη σε υποθαλάσσιες διασυνδέσεις μήκους μεγαλύτερου των 50 km. Εκτός από τις προαναφερόμενες περιπτώσεις η μετατροπή από εναλλασσόμενο σε συνεχές και στην συνέχεια σε εναλλασσόμενο στο ίδιο σημείο (σύνδεση back to back) επιτρέπει την ελεγχόμενη διασύνδεση συστημάτων με διαφορές στην ποιότητα του ελέγχου ή και στην συχνότητα. Οι εφαρμογές των διασυνδέσεων συνεχούς ρεύματος απαιτούν προφανώς την χρησιμοποίηση δύο μετατροπέων (ο ένας σε λειτουργία ανορθωτή και ο άλλος σε λειτουργία αντιστροφή).

3.3.1 Μετατροπείς συνεχούς ρεύματος υψηλής τάσεως (HVdc)

Οι μετατροπείς που χρησιμοποιούνται είναι συνήθως εξαβαλβιδικοί μετατροπείς με θυρίστορ όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα. Η γαλβανική απομόνωση της πλευράς του συνεχούς ρεύματος από το δίκτυο εξασφαλίζεται από μετασχηματιστή απομόνωσης.



Σχήμα 3.3: Συνδεσμολογία τριφασικού μετατροπέα γέφυρας έξι βαλβίδων με θυρίστορ (Ελεγχόμενος Ανορθωτής).

Κατά την λειτουργία του μετατροπέα ως ανορθωτή τα μεγέθη στην πλευρά του συνεχούς και του εναλλασσομένου ρεύματος σχετίζονται κατά προσέγγιση ως εξής:

$$V_d = \frac{1}{2} V_c [\cos(a + u)] \quad (3.1)$$

$$V_d = V_c \cos a - \frac{3X_c}{\pi} I_d \quad (3.2)$$

$$I_d = \frac{V_d}{\sqrt{2}X_c} [\cos a - \cos(a + u)] \quad (3.3)$$

όπου V_d και I_d είναι η τάση και το ρεύμα στην πλευρά του συνεχούς και V_c είναι η τάση στην πλευρά του εναλλασσομένου ρεύματος, ενώ a είναι η γωνία έναυσης των θυρίστορ και u η γωνία μετάβασης. Οι κυματομορφές των ρευμάτων και τάσεων κατά την λειτουργία ανορθωτή φαίνονται στο σχήμα (3.4).

Κατά τη λειτουργία του μετατροπέα ως αντιστροφέα ισχύουν οι ίδιες σχέσεις με τη λειτουργία ανορθωτή αλλά χρησιμοποιείται η σχέση που αναφέρεται στη γωνία σβέσης γ :

$$V_d = V_c \cos \gamma - \frac{3X_c}{\pi} I_d \quad (3.4)$$

Οι κυματομορφές των ρευμάτων και τάσεων κατά τη λειτουργία αντιστροφεία φαίνονται στο σχήμα (3.5).

Η ενεργός ισχύς είναι:

$$P = \sqrt{3} V_c I \cos \varphi = V_d I_d \quad (3.5)$$

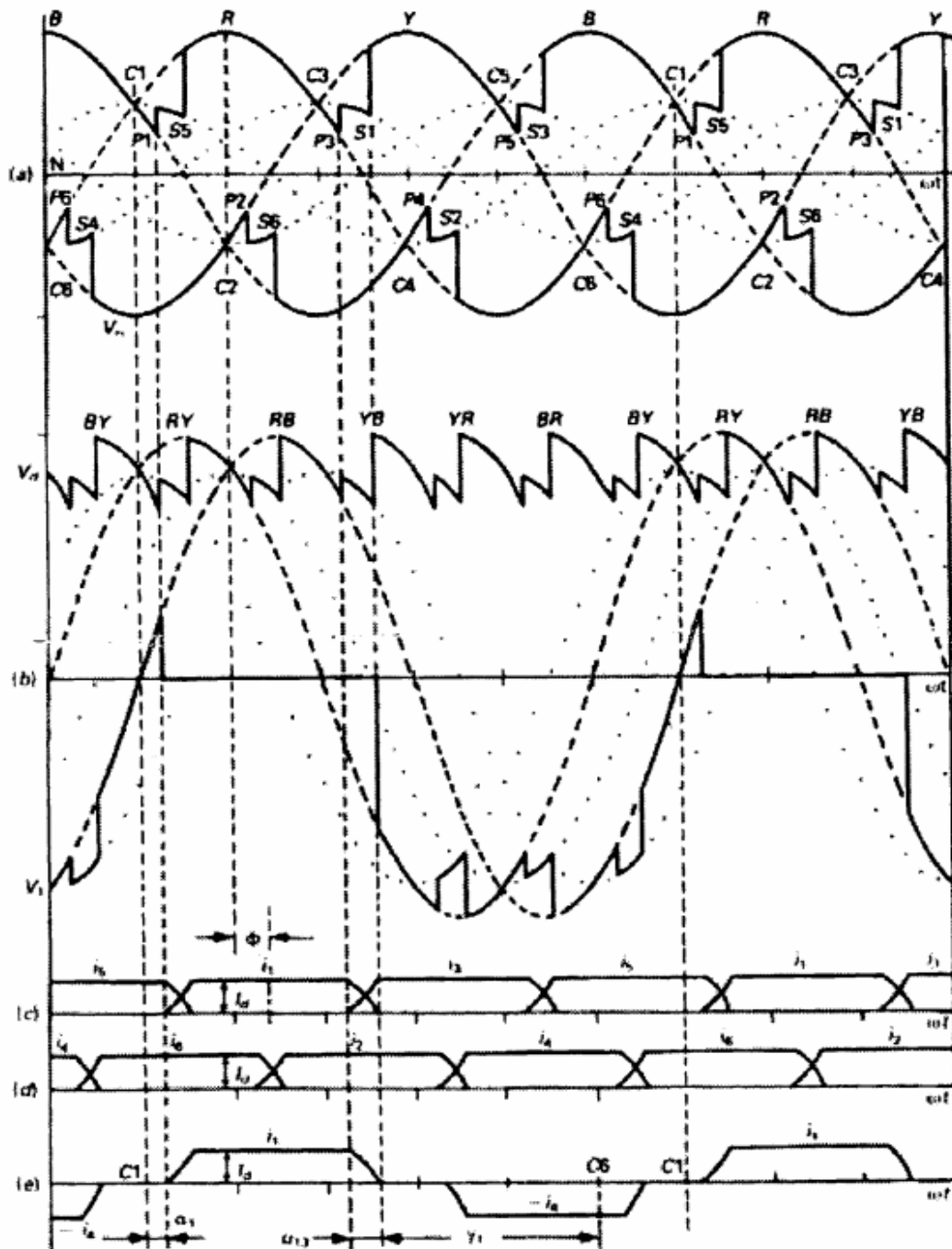
Μία προσεγγιστική σχέση για τον συντελεστή ισχύος είναι:

$$\cos \varphi = \frac{1}{2} [\cos a + \cos(a + u)] \quad (3.6)$$

Η άεργος και η ενεργός ισχύς σχετίζονται ως εξής:

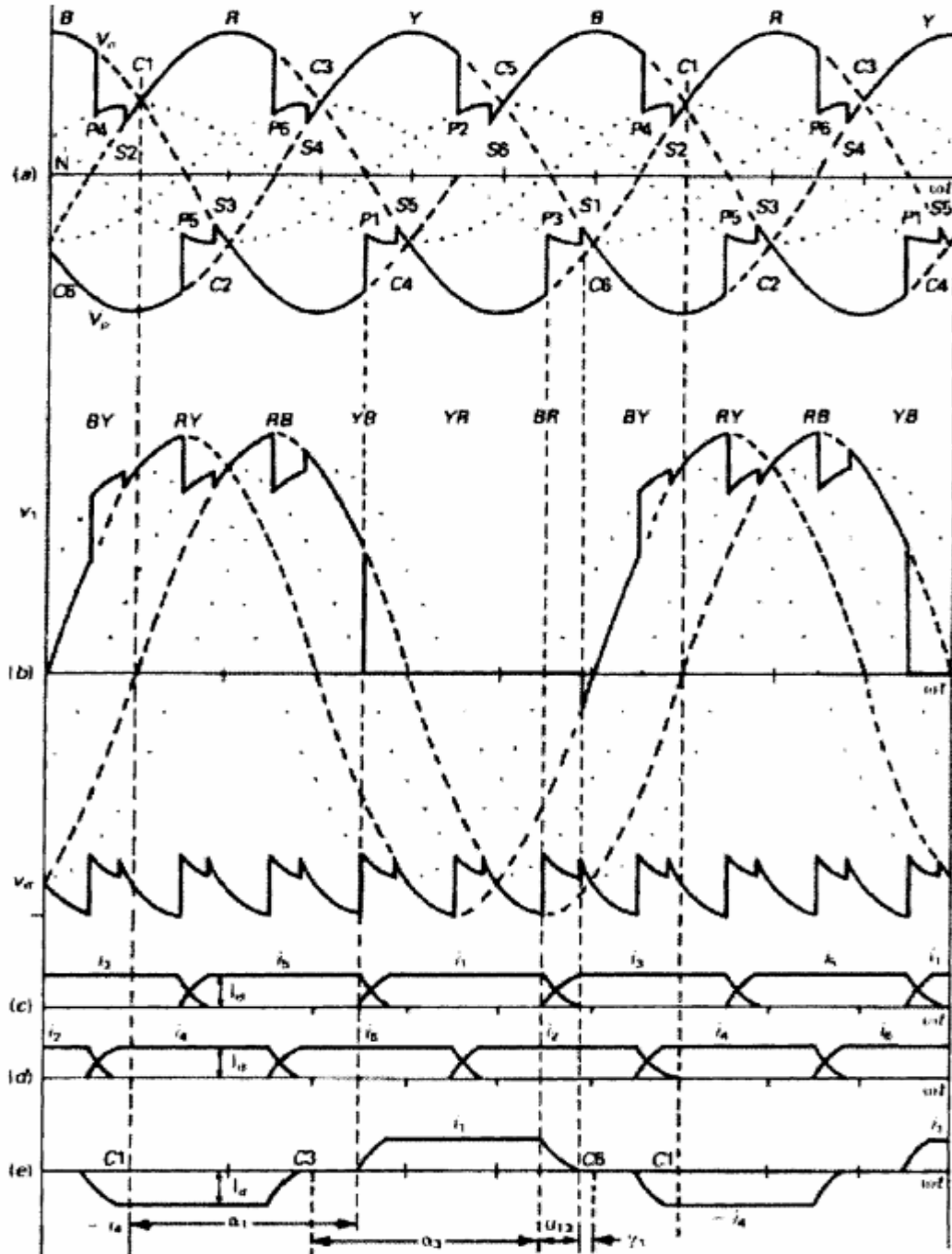
$$Q = P \tan \varphi \quad (3.7)$$

$$\tan \varphi = \frac{\sin(2\alpha+2u) - \sin(2\alpha-2u)}{\cos 2\alpha - \cos(2\alpha+2u)} \quad (3.8)$$



Σχήμα 3.4: Τυπική λειτουργία ανορθωτή έξι παλμών.

- a) Τάση πλευράς συνεχούς ρεύματος ως προς τον ουδέτερο κόμβο του μετασχηματιστή
- b) Τάση πλευράς συνεχούς ρεύματος και τάση στα άκρα του 1ου ημιαγωγικού διακόπτη
- c), d) Ρεύματα ημιαγωγικών διακοπών
- e) Εναλλασσόμενο ρεύμα φάσεως R



Σχήμα 3.5: Τυπική λειτουργία αντιστροφέα έξι παλμών.

- a) Τάση πλευράς συνεχούς ρεύματος ως προς τον ουδέτερο κόμβο του μετασχηματιστή
- b) Τάση πλευράς συνεχούς ρεύματος και τάση στα άκρα του 1ου ημιαγωγικού διακόπτη
- c), d) Ρεύματα ημιαγωγικών διακοπών
- e) Εναλλασσόμενο ρεύμα φάσεως R

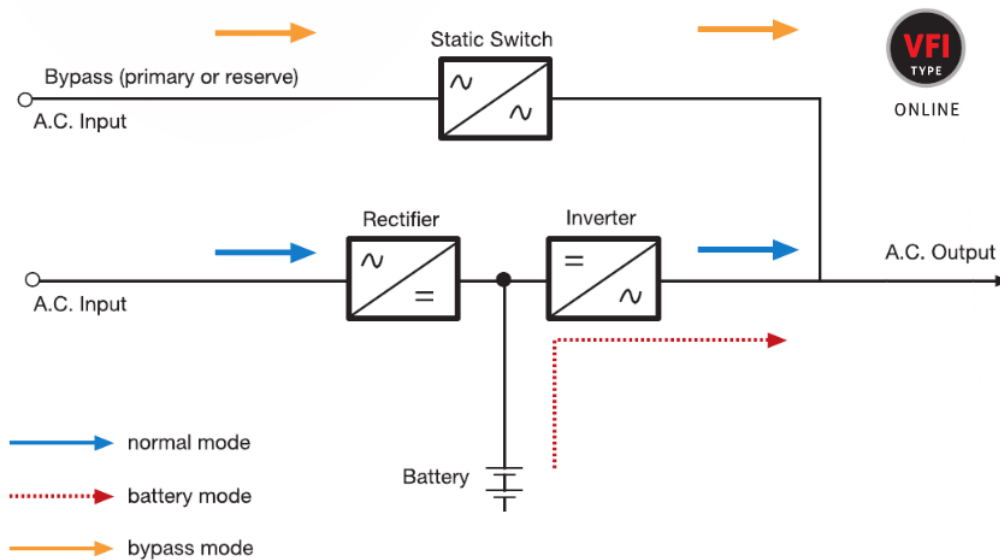
3.4. UPS & ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΑ

Τα DC τροφοδοτικά είναι συνήθως δύο βαθμίδων με την πρώτη να εκτελεί την ανόρθωση και την δεύτερη την μετατροπή στην επιθυμητή DC τάση εξόδου. Τα AC τροφοδοτικά είναι συνήθως τριών βαθμίδων (προστίθεται μια τρίτη βαθμίδα που αφορά την DC/AC μετατροπή). Ανάλογα με τις προδιαγραφές κάθε εφαρμογής χρησιμοποιούνται διαφορετικές τοπολογίες μετατροπών. Όσον αφορά τα UPS αυτά συνδυάζουν την λειτουργία των τροφοδοτικών με την χρήση ενός συσσωρευτή και χωρίζονται σε τρεις βασικές κατηγορίες (on-line, line-interactive, standby) ανάλογα με το πώς αξιοποιούν τον συσσωρευτή. Η επιλογή και πάλι εξαρτάται από τις προδιαγραφές της εφαρμογής.

Το UPS, αρχικά των λέξεων Uninterruptible power supply (Αδιάλειπτη παροχή ενέργειας), είναι μια συσκευή που παρέχει ηλεκτρική ενέργεια σε περίπτωση διακοπής ρεύματος. Πολλές φορές ασφαλίζει τις συσκευές που είναι συνδεδεμένες από υπερτάσεις ή χαμηλές τάσεις, ενώ σε μερικές περιπτώσεις "φιλτράρει" το ρεύμα έτσι, ώστε να έχει την σωστή συχνότητα (50 Hz - 60 Hz). Το UPS έχει ως σκοπό την παροχή ηλεκτρικής ενέργειας μέχρι την έναρξη μιας βοηθητικής γεννήτριας, μέχρι να έρθει το ρεύμα ή μέχρι να γίνει ασφαλής τερματισμός των συσκευών που είναι συνδεδεμένες σε αυτό.

3.4.1. UPS Διπλής Μετατροπής/Online UPS

Τα συγκεκριμένα UPS είναι κατάλληλα για χρήση σε ηλεκτρικά μονωμένους χώρους ή σε μηχανήματα ευαίσθητα σε διακυμάνσεις τάσεως. Αν και αρχικά έβρισκαν εφαρμογή σε εγκαταστάσεις των 10 KVA και άνω, η ανάπτυξη της τεχνολογίας έχει επιτρέψει την χρήση τους σε μικρότερα συστήματα ισχύος 500 W ή και λιγότερο. Η συγκεκριμένη κατηγορία UPS είναι η καταλληλότερη σε περιβάλλοντα με ηλεκτρικό "θόρυβο", όπως σε ένα εργοστάσιο, ή για μεγάλες εγκαταστάσεις όπως δίκτυα servers. Η υψηλή τιμή τους οφείλεται στην αρχή λειτουργίας τους. Το ρεύμα από το κεντρικό δίκτυο μετατρέπεται από ένα ανορθωτή σε συνεχές, το οποίο φορτίζει τις μπαταρίες. Οι μπαταρίες είναι συνδεδεμένες με μεταλλάκτη, ο οποίος μετατρέπει ξανά το ρεύμα σε εναλλασσόμενο και το ανεβάζει πάλι στα 230 V. Έτσι, οι συσκευές είναι συνεχώς συνδεδεμένες στην μπαταρία. Αυτό σημαίνει πως ο μηχανισμός του UPS χρειάζεται να λειτουργεί 24 ώρες το 24ωρο. Έτσι απαιτούνται ειδικά υλικά για να μπορεί να ανταπεξέλθει.



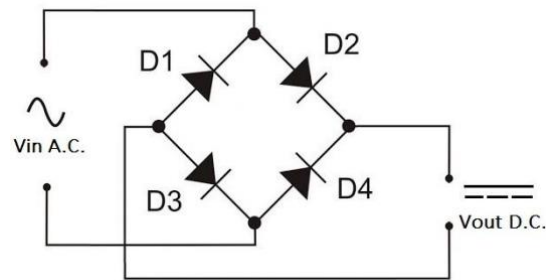
Σχήμα 3.6: UPS με τεχνολογία διπλής μετατροπής.

3.4.2. Τροφοδοτικά συνεχούς ρεύματος DC

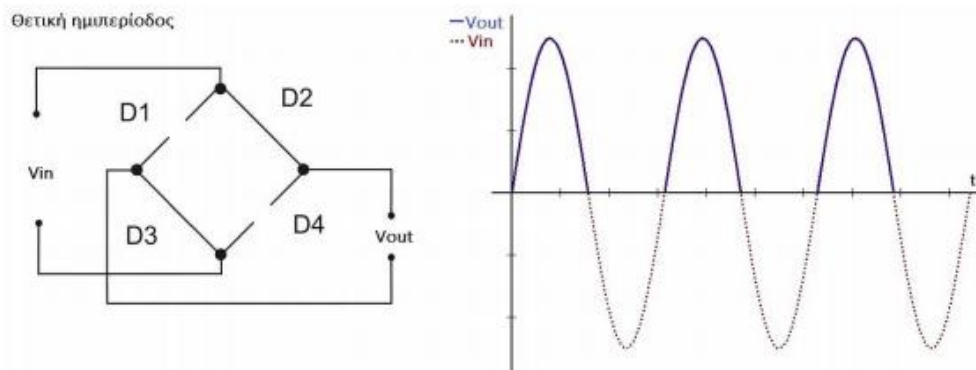
Ένα AC μη ρυθμισμένο τροφοδοτικό συνήθως χρησιμοποιεί ένα μετασχηματιστή για να μετατρέψει την τάση από μια τάση σε μια διαφορετική, σήμερα συνήθως σε χαμηλότερη τάση. Εάν χρησιμοποιείται για την παράγωγή συνεχούς τάσης DC, χρησιμοποιείται ένας ανορθωτής για τη μετατροπή εναλλασσόμενης τάσης σε μία παλμική ευθεία τάση, ακολουθούμενος από ένα φίλτρο, περιλαμβάνοντας ένα ή περισσότερους πυκνωτές, αντιστάσεις και ορισμένα πηνία, για να φιλτράρει (smooth) τους περισσότερους από τους παλμούς. Ένα μικρό υπόλοιπο ανεπιθύμητης εναλλασσόμενης τάσης του δικτύου (ανάλογα με το αν χρησιμοποιείται διόρθωση μισού ή πλήρους κύματος) προεξέχει αναπόφευκτα πάνω από την μέση τάση εξόδου. Για χρήσεις όπως η φόρτιση μπαταριών ή κυμμάτωση δεν είναι πρόβλημα, και η απλούστερη αρρυθμιστή DC τροφοδοσία οποιουδήποτε κυκλώματος αποτελείται από ένα μετασχηματιστή ο οποίος οδηγεί μία απλή δίοδο σειρά με μία αντίσταση. Πριν από την εισαγωγή στα ηλεκτρονικά στερεάς κατάστασης, ο εξοπλισμός χρησιμοποιούσε βαλβίδες (λυχνίες) οι οποίες απαιτούν υψηλές τάσεις. Τα τροφοδοτικά χρησιμοποιούν μετασχηματιστές βήματος, ανορθωτές και φίλτρα για να παράγουν μία ή περισσότερες άμεσες τάσεις μερικών εκατοντάδων volts, και χαμηλή εναλλασσόμενη τάση για νήματα. Μόνο οι πιο προηγμένοι εξοπλισμοί χρησιμοποιούν ακριβά και ογκώδη ρυθμιζόμενα τροφοδοτικά.

3.4.3. Διπλή ανόρθωση με γέφυρα

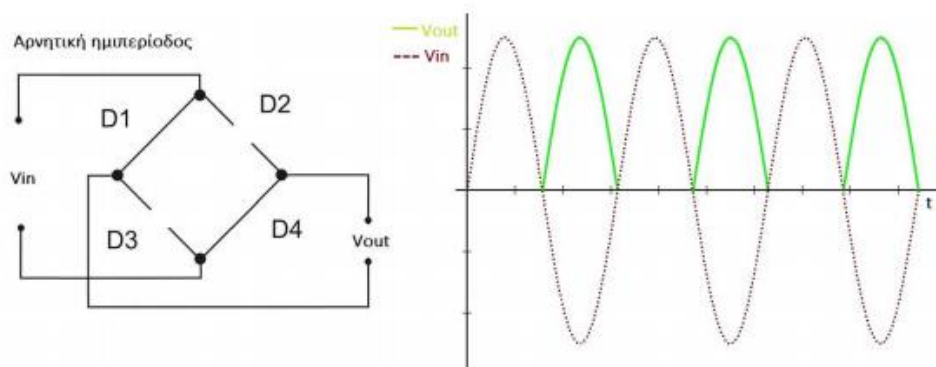
Η διπλή ανόρθωση με γέφυρα υλοποιείται με τέσσερις διόδους συνδεδεμένες όπως το παρακάτω σχήμα:



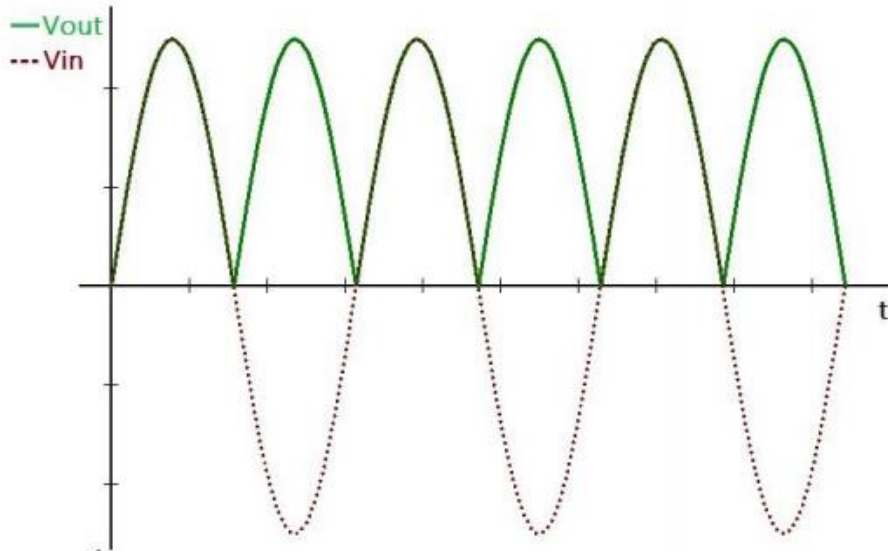
Σχήμα 3.7: Διπλή ανόρθωση με γέφυρα.



Σχήμα 3.8: Θετική ημιπερίοδος αγωγής.



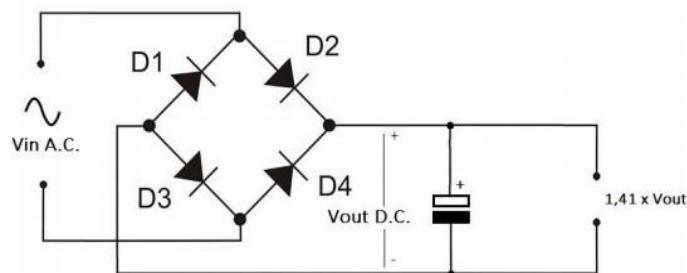
Σχήμα 3.9: Αρνητική ημιπερίοδος αγωγής.



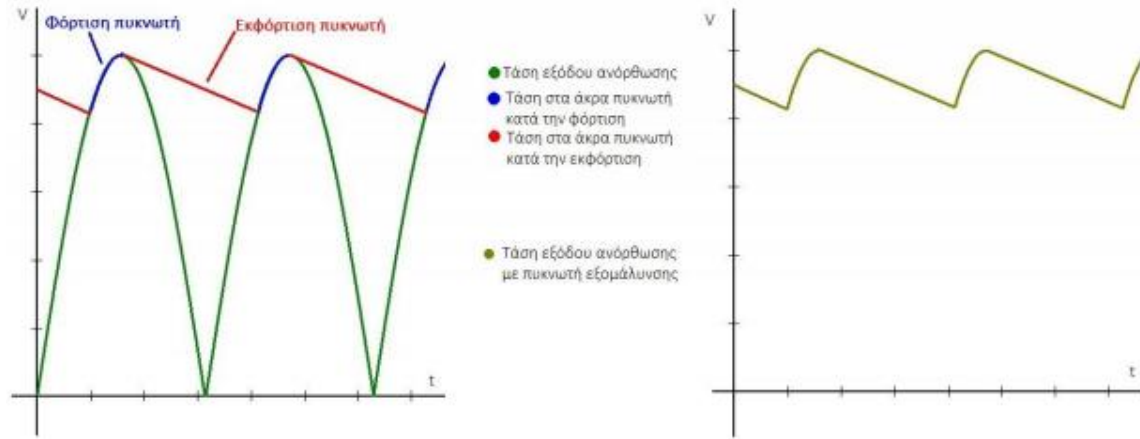
Σχήμα 3.10: Έξοδος διπλής ανόρθωσης με γέφυρα.

3.4.4. Διπλή ανόρθωση με πυκνωτή εξομάλυνσης

Λόγω απωλειών από πτώση τάσης στις διόδους, στο παραπάνω κύκλωμα χρειάζεται να προσθέσουμε έναν πυκνωτή μεγάλης χωρητικότητας παράλληλα με το φορτίο. Κατά τη περίοδο αγωγής ο πυκνωτής αποθηκεύει ενέργεια την οποία αποδίδει στο φορτίο κατά τη διάρκεια της περιόδου μη αγωγής. Έτσι ενώ οι απώλειες από κάθε δίοδο είναι περίπου 0,66V η μέση τάση εξόδου της ανόρθωσης αυξάνεται. Η μέση τάση μετά από το φιλτράρισμα του πυκνωτή $1,41 \cdot \overline{V_{out}}$ όπου $\overline{V_{out}}$ η μέση τάση εξόδου της ανόρθωσης. Η διαδικασία αυτή καλείται εξομάλυνση.



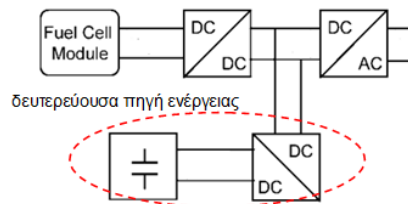
Σχήμα 3.11: Διπλή ανόρθωση με πυκνωτή εξομάλυνσης.



Σχήμα 3.12: Τάση εξόδου ανόρθωσης ανόρθωση με πυκνωτή εξομάλυνσης.

3.5. ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΠΑΡΑΓΩΓΗΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ ΑΠΟ ΚΥΨΕΛΕΣ ΚΑΥΣΙΜΟΥ

Οι κυψέλες καυσίμου (fuel cells) χρησιμοποιούν ως καύσιμο το υδρογόνο και το βασικό σχήμα λειτουργίας τους περιέχει και διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος ώστε να παραχθεί τελικά η επιθυμητή AC τάση όπως φαίνεται στην Εικόνα 7.3. Λόγω της αργής απόκρισής τους μια δευτερεύουσα πηγή ενέργειας (συστοιχία πυκνωτών) μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να παρέχει ενέργεια κατά τις μεταβατικές καταστάσεις.

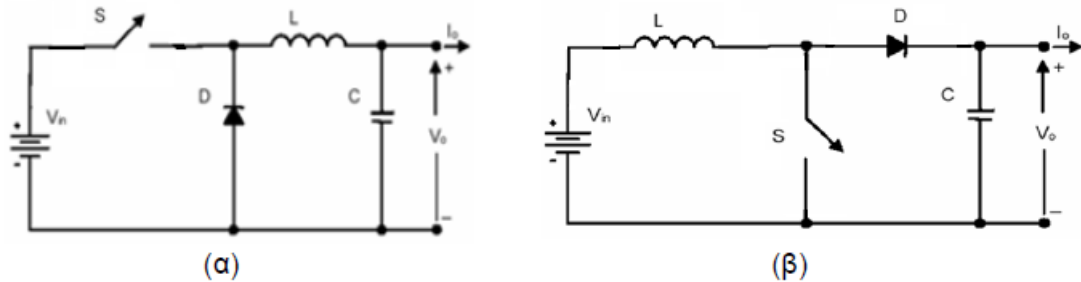


Σχήμα 3.13: Βασικό σχηματικό διάγραμμα ενός συστήματος κυψελών καυσίμου.

3.5.1. Χρήση ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος στα συστήματα κυψελών καυσίμου

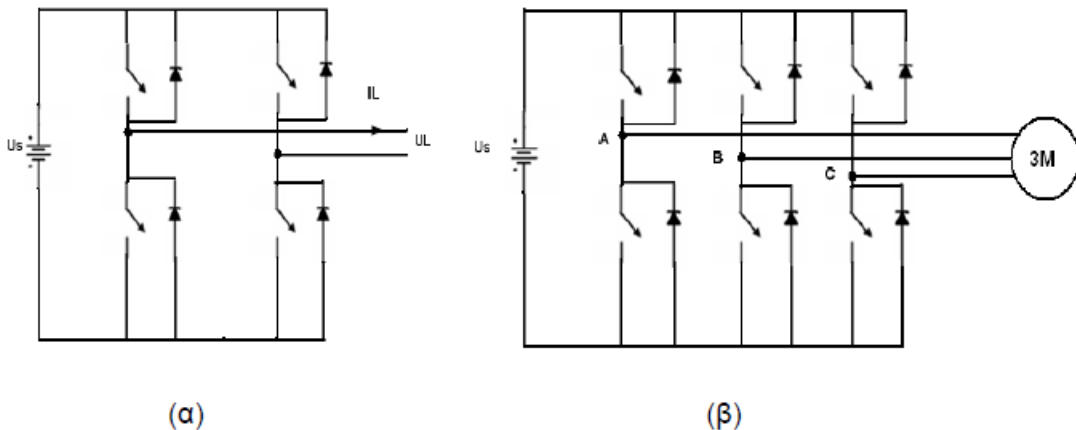
Ένα ηλεκτρικό υποσύστημα είναι απαραίτητο για να μεταφέρει και να μετατρέψει την ηλεκτρική ενέργεια που παράγεται από μια συστοιχία κυψελών καυσίμου στους καταναλωτές. Το συγκεκριμένο υποσύστημα αποτελείται από ηλεκτρονικούς μετατροπείς ισχύος, που μετατρέπουν τη συνεχή τάση που παράγεται από την συστοιχία, είτε σε συνεχή τάση άλλου επιπέδου είτε σε εναλλασσόμενη τάση οποιασδήποτε συχνότητας ανάλογα με τις απαιτήσεις των φορτίων. Γίνεται αντιληπτό ότι, τα χαρακτηριστικά και το είδος των μετατροπέων που συνδέονται στην έξοδο των κυψελών καυσίμου εξαρτώνται άμεσα από τις προδιαγραφές του φορτίου, οι οποίες πέραν του επιπέδου και της μορφής της τάσης, περιλαμβάνουν την ποιότητα ισχύος, το αρμονικό περιεχόμενο καθώς και την αντοχή σε μεταβατικά φαινόμενα. Το ηλεκτρικό δυναμικό μιας κυψέλης μεταβάλλεται έντονα με τις μεταβολές του ρεύματος φορτίου και εξαρτάται από τη θερμοκρασία της κυψέλης καθώς και την παροχή καυσίμου και οξυγόνου. Η διακύμανση της ηλεκτρικής τάσης στην περιοχή λειτουργίας της κυψέλης είναι της τάξης του 30 έως 40 % επί της ονομαστικής της τιμής. Ελάχιστα είδη φορτίων μπορούν να έχουν ανοχή σε τέτοιες μεγάλες διακυμάνσεις. Επομένως κρίνεται επιβεβλημένη η ύπαρξη μιας βαθμίδας για τη ρύθμιση και σταθεροποίηση της παραγόμενης τάσεως από τη συστοιχία κυψελών καυσίμου. Ανάλογα με τις εφαρμογές, μπορεί να απαιτείται υποβιβασμός ή και ανύψωση της τάσεως εξόδου.

Κάποιοι τυπικοί ηλεκτρονικοί μετατροπείς παρουσιάζονται στο σχήμα που ακολουθεί:



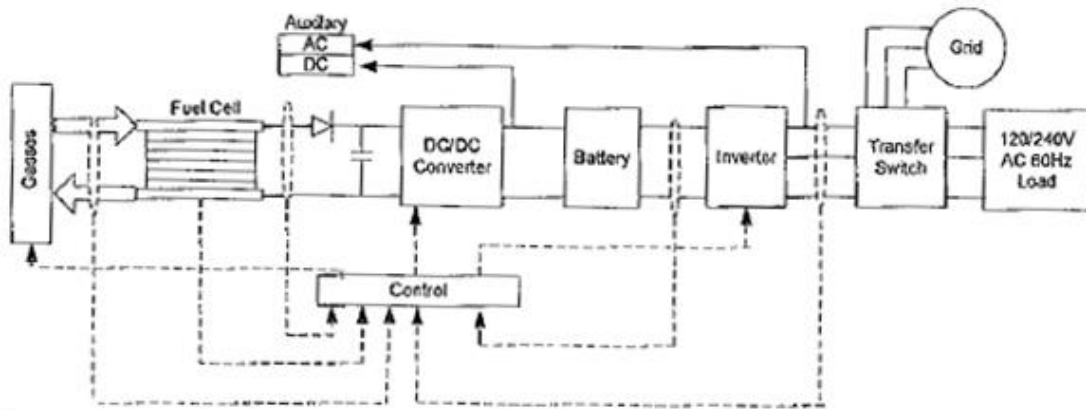
Σχήμα 3.14: Ηλεκτρονικοί μετατροπείς συνεχούς τάσης σε συνεχή τάση με: α) υποβιβασμό τάσης, β) ανύψωση τάσης.

Οι κυψέλες καυσίμου, όπως έχει ήδη αναφερθεί, παράγουν συνεχή τάση, αλλά τα περισσότερα φορτία απαιτούν τροφοδοσία εναλλασσόμενου ρεύματος. Σε αυτές τις περιπτώσεις, μετά από τον μετατροπέα συνεχής τάσης συνδέεται ένας αντιστροφέας, ο οποίος μετατρέπει τη συνεχή τάση σε εναλλασσόμενη κατάλληλης ενεργούς τιμής και συχνότητας με χρήση κατάλληλων μεθόδων ελέγχου. Η εναλλασσόμενη τάση που δημιουργείται μπορεί να είναι μονοφασική ή τριφασική. Η τοπολογία τέτοιων μετατροπέων παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 3.15: Ηλεκτρονικοί μετατροπείς συνεχούς τάσης σε εναλλασσόμενη: α) μονοφασικός αντιστροφέας, β) τριφασικός αντιστροφέας.

Η μονάδα ελέγχου είναι απαραίτητη σε τέτοιου είδους συστήματα όχι μόνο για τον έλεγχο των παραμέτρων που αφορούν τις κυψέλες καυσίμου, όπως είναι η παροχή καυσίμου και οξυγόνου, η θερμοκρασία, η υγρασία κ.τ.λ., αλλά και ηλεκτρολογικών παραμέτρων, όπως είναι η τάση, το ρεύμα και η ισχύς εξόδου των μετατροπέων.



Σχήμα 3.16: Σχηματική αναπαράσταση συστήματος σύνδεσης των κυψελών καυσίμου με το δίκτυο και με τοπικά φορτία.

3.6. ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΑΝΑΝΕΩΣΙΜΩΝ ΠΗΓΩΝ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ

Στην περίπτωση των φωτοβολταϊκών απαιτείται λειτουργία αντιστροφής και αυτή γίνεται είτε με διατάξεις δύο επιπέδων (DC/DC και στην συνέχεια DC/AC) είτε περισσοτέρων και με την παρεμβολή μιας διάταξης υψηλής συχνότητας (DC/AC υψηλής συχνότητας, παρεμβολή AC Μ/Σ, ανόρθωση, DC/DC και τέλος DC/AC). Τα αιολικά συστήματα απαιτούν πιο σύνθετες τοπολογίες που μπορεί να περιλαμβάνουν έλεγχο της γεννήτριας, ομαλή εκκίνηση, συστήματα αντιστάθμισης, HVDC διασύνδεση κ.α.

Η μονάδα που μετατρέπει την συνεχή τάση του/των Φ/Β πλαισίων είναι ένας ελεγχόμενος ηλεκτρονικός μετατροπέας. Η επιλογή της κατάλληλης τοπολογίας μετατροπέα, επηρεάζει την αποδοτικότητα του όλου συστήματος αλλά και το συνολικό του κόστος. Ανάλογα με τον αριθμό των βαθμίδων από τις οποίες απαρτίζεται ο αντιστροφέας μπορεί να γίνει η εξής κατηγοριοποίηση:

3.6.1. Μετατροπείς μίας βαθμίδας

Σε αυτές τις διατάξεις ο μετατροπέας είναι ένας κλασικός αντιστροφέας που μετατρέπει την συνεχή τάση του Φ/Β πλαισίου σε εναλλασσόμενη. Ο μετατροπέας μπορεί να είναι ένας αντιστροφέας είτε μισής (half-bridge), είτε πλήρους (full-bridge) γέφυρας, του οποίου η τάση κατά κανόνα φιλτράρεται και στην συνέχεια ανυψώνεται με μετασχηματιστή σιδήρου, ώστε να επιτευχθεί η σύνδεση με το ηλεκτρικό δίκτυο. Η χρήση Μ/Σ σιδήρου έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση του όγκου και του βάρους του μετατροπέα με άμεση συνέπεια να οδηγούμαστε σε περιορισμό της πυκνότητας ισχύος. Επιπλέον από τη στιγμή που οι απώλειες σιδήρου του μετασχηματιστή εξαρτώνται αποκλειστικά από την τιμή της εφαρμοζόμενης τάσης (η οποία είναι σταθερή και ίση

με την τάση του ηλεκτρικού δικτύου) ο βαθμός απόδοσης του μετατροπέα μειώνεται σημαντικά για συνθήκες μειωμένης ηλιακής ακτινοβολίας. Για την εξάλειψη αυτών των προβλημάτων έχουν προταθεί στη διεθνή βιβλιογραφία μετατροπείς μιας βαθμίδας οι οποίοι χρησιμοποιώντας είτε υψίσυχνο Μ/Σ είτε λύσεις χωρίς Μ/Σ (συνεπώς και χωρίς γαλβανική απομόνωση) επιτυγχάνουν μεγάλη πυκνότητα ισχύος. Ο έλεγχός των μετατροπέων αυτής της κατηγορίας είναι σχετικά πολύπλοκος μιας και μόνο ένας ελεγκτής αναλαμβάνει τόσο τον έλεγχο του μετατροπέα όσο και τους ελέγχους ανίχνευσης του σημείου μέγιστης αποδιδόμενης ισχύος και ανίχνευσης του φαινομένου νησίδιας. Από την άλλη πλευρά ο μικρός αριθμός των ηλεκτρικών στοιχείων που απαιτούνται για την κατασκευή τους, μειώνει το κόστος τους και αυξάνει την αξιοπιστία τους. Ένα επιπλέον σημείο που χρειάζεται ιδιαίτερη μνεία είναι η έντονη κυμάτωση που παρουσιάζουν οι μετατροπείς αυτής της κατηγορίας. Για την ορθότερη εφαρμογή ενός ελέγχου σε ένα Φ/Β σύστημα θα πρέπει η κυμάτωση του ρεύματος εισόδου να είναι όσο το δυνατόν μικρότερη. Η ουσιαστική μείωση της κυμάτωσης του ρεύματος εισόδου απαιτεί την χρήση ηλεκτρολυτικών πυκνωτών μεγάλης χωρητικότητας αυξάνοντας έτσι το κόστος και μειώνοντας τη διάρκεια ζωής του όλου συστήματος. Το πρόβλημα αυτό μπορεί να περιοριστεί με χρήση ενεργών φίλτρων που αναλαμβάνουν εξολοκλήρου να απαλείψουν την αρμονική των 100Hz του ανορθωμένου ημιτονικού ρεύματος.

3.6.2. Μετατροπείς δύο βαθμίδων

Εδώ ο μετατροπέας αποτελείται από δύο τμήματα. Το πρώτο είναι ένας μετατροπέας συνεχούς τάσης σε συνεχή (boost, buck-boost, forward, push-pull), ο οποίος ανυψώνει την τάση σε σταθερή πρακτικά τιμή, ώστε στην επόμενη βαθμίδα, δηλαδή στον αντιστροφέα, να επιτευχθεί, με την βοήθεια ενός κατωδιαβατού φίλτρου, η ημιτονοειδής μορφή του ρεύματος προκειμένου να υλοποιηθεί η διασύνδεση με το δίκτυο. Αυτό υλοποιείται ελέγχοντας τον αντιστροφέα με παλμούς PWM. Επιπλέον υπάρχει η δυνατότητα ο μετατροπέας συνεχούς τάσεως σε συνεχή να δίνει στην έξοδο του ανορθωμένο ημιτονικό ρεύμα και έπειτα ο αντιστροφέας, που οδηγείται από τετραγωνικούς παλμούς, να χρησιμοποιείται προκειμένου να δημιουργηθεί η εναλλασσόμενη συνιστώσα. Σε αντίθεση με τους κλασικούς μετατροπείς μιας βαθμίδας, στην κατηγορία αυτή η χρήση υψίσυχνου πηνίου ή μετασχηματιστή αντί του Μ/Σ σιδήρου, έχει ως άμεσο αποτέλεσμα τη μείωση του όγκου και του βάρους της διάταξης. Δυστυχώς όμως, η ενέργεια που παράγεται από την φωτοβολταϊκή γεννήτρια μετασχηματίζεται δύο φορές (τόσο στο στάδιο ανύψωσης της τάσης, όσο και στο στάδιο προσαρμογής της παραγόμενης ενέργειας στις προδιαγραφές του ηλεκτρικού δικτύου). Επιπρόσθετα η ύπαρξη επιπλέον ημιαγωγικών στοιχείων αυξάνει τόσο τις διακοπτικές όσο και τις απώλειες αγωγής με άμεσο αποτέλεσμα τη μείωση του βαθμού απόδοσης. Τέλος, ο συνολικός έλεγχος του μετατροπέα κατανέμεται σε δύο ελεγκτές διευκολύνοντας κατά αυτόν το τρόπο το σχεδιασμό του κυκλώματος ελέγχου. Βέβαια η συνεργασία διαφορετικών βρόχων ελέγχου απαιτεί και γρήγορη απόκριση αυτών σε

μεταβατικές καταστάσεις, αυξάνοντας έτσι το κόστος. Βέβαια στους μετατροπείς δύο βαθμίδων η εξάλειψη της κυμάτωση του ρεύματος εισόδου επιτυγχάνεται με χρήση πυκνωτών μικρότερης χωρητικότητας, επεκτείνοντας έτσι τη διάρκεια ζωής του όλου συστήματος ενώ παράλληλα μειώνεται το κόστος αυτού.

3.6.3. Μετατροπείς πολλαπλών βαθμίδων

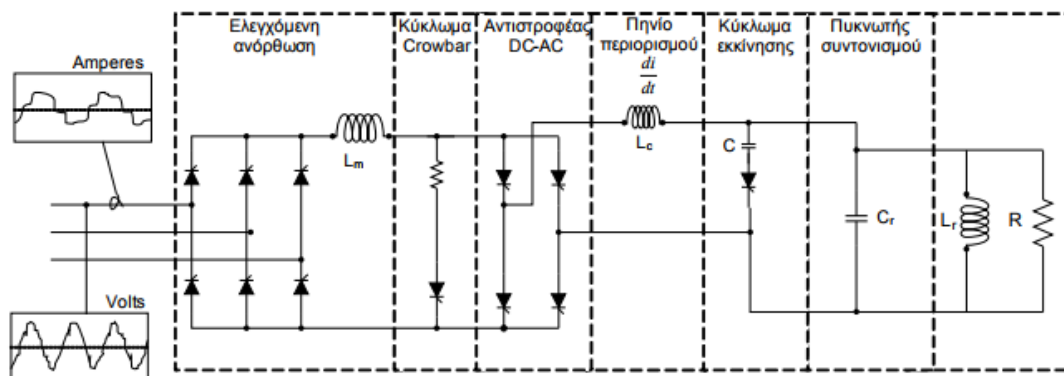
Στην τελευταία κατηγορία χρησιμοποιείται μεγάλο πλήθος εν σειρά συνδεδεμένων μετατροπέων συνεχούς τάσης σε συνεχή και ένας αντιστροφέα για την σύνδεση του Φ/Β συστήματος στο δίκτυο. Η χρήση πολλών βαθμίδων μετατροπής έχει όμως ορισμένα αρνητικά αποτελέσματα όπως το μεγάλο κόστος κατασκευής, το μικρό βαθμό απόδοσης λόγω των απωλειών στις ενδιάμεσες βαθμίδες και την επισφαλή απόκριση του όλου συστήματος σε μεταβατικές καταστάσεις λόγω των ανεξάρτητων βρόχων ελέγχου του κάθε μετατροπέα. Πλεονεκτήματα των μετατροπέων αυτών είναι η εξαφάνιση της χαμηλόσυχνης ταλάντωσης του ρεύματος εισόδου του μετατροπέα με αποτέλεσμα την επίτευξη βέλτιστης ανίχνευσης του 62 σημείου μέγιστης ισχύος.

3.7. ΕΠΑΓΩΓΙΚΗ ΘΕΡΜΑΝΣΗ

Η επαγωγική θέρμανση αποτελεί μια πολύ σημαντική εφαρμογή του νόμου του Faraday, όπου θερμότητα μεταφέρεται σε αγωγίμο υλικό απουσία φυσικής επαφής. Όπως η ονομασία της φανερώνει, η διαδικασία μεταφοράς θερμότητας στηρίζεται στη μαγνητική σύζευξη μεταξύ εναλλασσόμενου μαγνητικού πεδίου και ενός ηλεκτρικά αγωγίμου υλικού. Το μαγνητικό πεδίο δημιουργείται με την ροή εναλλασσόμενου ρεύματος σε κατάλληλη διάταξη, γνωστή ως πηνίο επαγωγής. Η μεταβαλλόμενη μαγνητική ροή που διέρχεται μέσω του αγωγίμου υλικού προκαλεί, με τρόπο ανάλογο της λειτουργίας ενός μετασχηματιστή, την ροή ρεύματος σε αυτό, η οποία και ευθύνεται για την θέρμανση του υλικού. Από τα προηγούμενα είναι φανερό ότι η απαιτούμενη θερμότητα για τη θέρμανση ενός υλικού παράγεται στο εσωτερικό του, σε αντίθεση με τις κλασικές μεθόδους όπου αυτή παράγεται είτε μέσω φλόγας είτε μέσω θερμαντικού στοιχείου. Η προηγούμενη διαπίστωση έχει ως άμεσο αποτέλεσμα, η μέθοδος της επαγωγικής θέρμανσης να είναι ιδιαίτερος αποδοτική. Επίσης, η απουσία επαφής, ενδογενή χαρακτηριστικό αυτής της μεθόδου, έχει ως αποτέλεσμα την αποφυγή ανεπιθύμητων προσμίξεων του υπό επεξεργασία υλικού. Η συνήθης χρήση μεσαίων αλλά και υψηλών συχνοτήτων (σε ειδικές περιπτώσεις) στην παραγωγή του μεταβαλλόμενου μαγνητικού πεδίου, έχει ως αποτέλεσμα το επιδερμικό φαινόμενο να παίζει σημαντικό ρόλο στην διαδικασία ανάπτυξης θερμότητας στο αγωγίμο υλικό αλλά και στην δημιουργία του ίδιου του πεδίου.

3.7.1. Μετατροπείς επαγωγικής θέρμανσης

Η επαγωγική θέρμανση στηρίζεται στη δημιουργία ενός μεταβαλλόμενου μαγνητικού πεδίου. Το πεδίο αυτό δημιουργείται με ροή ρεύματος σε κατάλληλο πηνίο, γνωστό ως πηνίο επαγωγής, το οποίο και περιβάλλει το προς θέρμανση αγωγίμο υλικό. Η ροή ρεύματος στο πηνίο επαγωγής προκαλείται από κατάλληλο κύκλωμα μετατροπέα.



Σχήμα 3.17 : Επαγωγική θέρμανση με αντιστροφέα πηγής ρεύματος που τροφοδοτεί παράλληλο κύκλωμα συντονισμού.

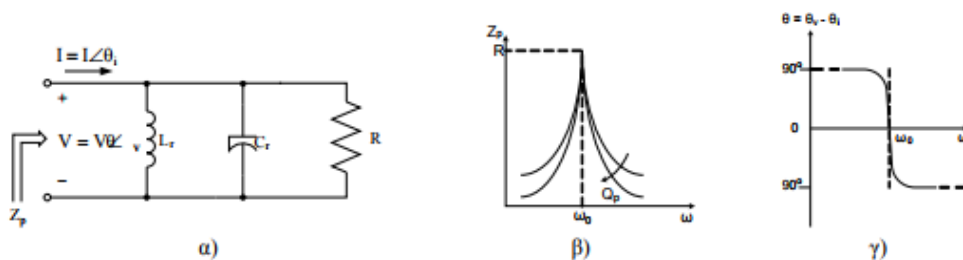
3.7.2. Επαγωγική θέρμανση με αντιστροφή πηγής ρεύματος

Το κύκλωμα στο σχήμα (3.17) αφορά εφαρμογή επαγωγικής θέρμανσης με αντιστροφή πηγής ρεύματος. Οι σχεδιάσεις που στηρίζονται σε αντιστροφή με τροφοδότηση ρεύματος είναι παλαιότερες συγκριτικά με εκείνες που χρησιμοποιούν αντιστροφή με τροφοδότηση τάσης. Ο αντιστροφέας πηγής ρεύματος συνδυάζεται με παράλληλο κύκλωμα συντονισμού. Με σκοπό την καλύτερη κατανόηση του τρόπου λειτουργίας του κυκλώματος αυτού, παραθέτουμε τα βασικά χαρακτηριστικά ενός παράλληλου κυκλώματος συντονισμού όπως φαίνεται στο σχήμα (3.18). Η σύνθετη αντίσταση που εμφανίζει το κύκλωμα αυτό παρουσιάζεται στο σχήμα (3.18β), όπου είναι σαφές ότι για συχνότητα διέγερσης ίση με την καλούμενη συχνότητα συντονισμού f_0 , το κύκλωμα εμφανίζει σύνθετη αντίσταση ίση με R ενώ για μικρότερες ή μεγαλύτερες συχνότητες, η σύνθετη αντίσταση μειώνεται σημαντικά και απότομα ανάλογα με την τιμή του συντελεστή Q_p ο οποίος δίνεται από την εξίσωση (3.9). Επίσης, για συχνότητες $f < f_0$ το κύκλωμα έχει επαγωγικό χαρακτήρα ενώ για $f > f_0$ χωρητικό.

$$Q_p = \frac{R}{2\pi f_0 L_r} = \frac{R}{1/(2\pi f_0 C_r)} \quad (3.9)$$

Η συχνότητα συντονισμού του προηγούμενου κυκλώματος είναι ίση με:

$$f_0 = 1/(2\pi\sqrt{L_r C_r}) \quad (3.10)$$



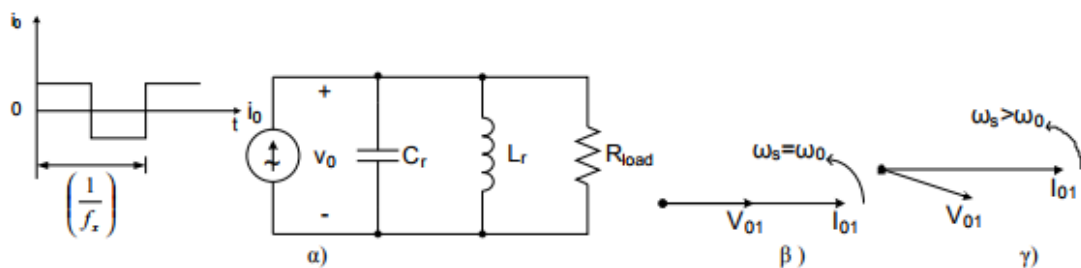
Σχήμα 3.18: Χαρακτηριστικά συχνότητας του παράλληλου κυκλώματος συντονισμού.

Πλεονέκτημα της παραπάνω τοπολογίας είναι ότι στους ημιαγωγικούς διακόπτες ρέει ένα μικρό ποσοστό του ρεύματος του πηνίου επαγωγής (της τάξης του 10%). Ωστόσο, η ανάστροφη τάση που θα πρέπει να αντέχουν είναι ίση με την τάση διέγερσης του πηνίου επαγωγής. Αυτή η κατηγορία κυκλωμάτων εκμεταλλεύεται οικονομικούς

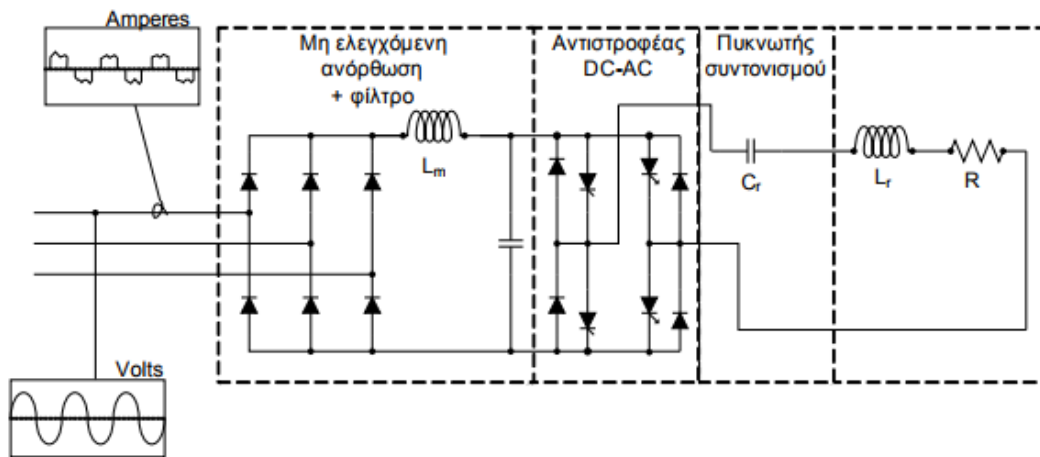
ημιαγωγίμους διακόπτες υψηλής τάσης. Τα βασικά μειονεκτήματα της προηγούμενης τοπολογίας είναι:

- ο μικρός βαθμός ελέγχου των συνθηκών θέρμανσης αφού το ρεύμα του αντιστροφέα δεν είναι ίσο με το ρεύμα του πηνίου επαγωγής,
- τα απότομα βυθίσματα στην τάση τροφοδοσίας (voltage notching) λόγω των στιγμιαίων σφαλμάτων μεταξύ των φάσεων, τα οποία συμβαίνουν καθώς κάθε ελεγχόμενος ανορθωτής διεγείρεται προτού σβήσει ο προηγούμενος και
- η υψηλή παραγωγή αρμονικών στο δίκτυο.

Η χρήση αυτών των αντιστροφέων είναι κυρίως συνδεδεμένη με εφαρμογές υψηλής ισχύος και για αυτό το λόγο χρησιμοποιούνται θυρίστορ (υψηλό ρεύμα, μικρές απώλειες). Σε εφαρμογές όπου απαιτούνται υψηλότερες συχνότητες (500Hz-1kHz) χρησιμοποιούνται GTOs και IGBTs με τα πρώτα να διακρίνονται για την ικανότητα χειρισμού υψηλής ισχύος με χρόνους αποκοπής της τάξης των 200-500μs, ενώ τα δεύτερα για την ευκολία οδήγησης και λειτουργίας σε υψηλότερες συχνότητες σε σύγκριση με τα πρώτα σε μικρότερες όμως τιμές ισχύος. Στους δύο προηγούμενους διακόπτες έρχονται να προστεθούν τα Integrated Gate Commutated Thyristors (IGCTs) τα οποία διαχειρίζονται πέντε φορές μεγαλύτερη ισχύ από τα IGBTs ενώ εμφανίζουν τις μισές απώλειες σε σύγκριση με τα GTOs.



Σχήμα 3.19: Ισοδύναμο κύκλωμα αντιστροφέα πηγής ρεύματος παράλληλου κυκλώματος συντονισμού: α) ισοδύναμο κύκλωμα β) φασικό διάγραμμα για $\omega_s = \omega_0$ γ) φασικό διάγραμμα για $\omega_s > \omega_0$.



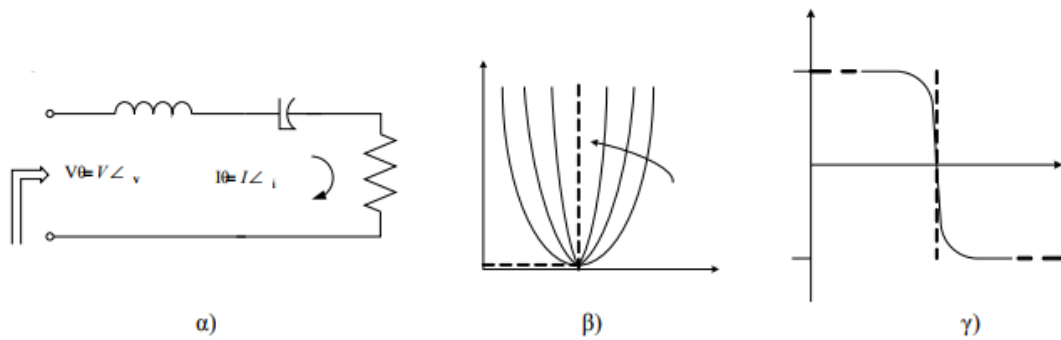
Σχήμα 3.20: Επαγωγική θέρμανση με αντιστροφέα πηγής τάσης που τροφοδοτεί σε σειρά κύκλωμα συντονισμού.

3.7.3. Επαγωγική θέρμανση με αντιστροφέα πηγής τάσεως

Το κύκλωμα στο σχήμα (3.20) αφορά εφαρμογή επαγωγικής θέρμανσης με αντιστροφέα πηγής τάσεως. Αυτή η κατηγορία κυκλωμάτων είναι νεότερης σχεδίασης και εκμεταλλεύεται την ανάπτυξη ημιαγωγικών διακοπών με δυνατότητα διακοπής υψηλών τιμών ρεύματος. Οι τοπολογίες αυτές τροφοδοτούν σε σειρά κύκλωμα συντονισμού του οποίου τα βασικά χαρακτηριστικά εξηγούνται με την βοήθεια του σχήματος (3.21). Η σύνθετη αντίσταση που εμφανίζει το κύκλωμα αυτό παρουσιάζεται στο σχήμα (3.21β), όπου για συχνότητα διέγερσης ίση με την καλούμενη συχνότητα συντονισμού f_0 , το κύκλωμα εμφανίζει σύνθετη αντίσταση ίση με R ενώ για μικρότερες ή μεγαλύτερες συχνότητες, η σύνθετη αντίσταση αυξάνει σημαντικά και απότομα ανάλογα με την τιμή του συντελεστή Q_s του οποίου η τιμή δίνεται στην εξίσωση (3.11). Επίσης, για συχνότητες $f < f_0$ το κύκλωμα έχει χωρητικό χαρακτήρα ενώ για $f > f_0$ επαγωγικό.

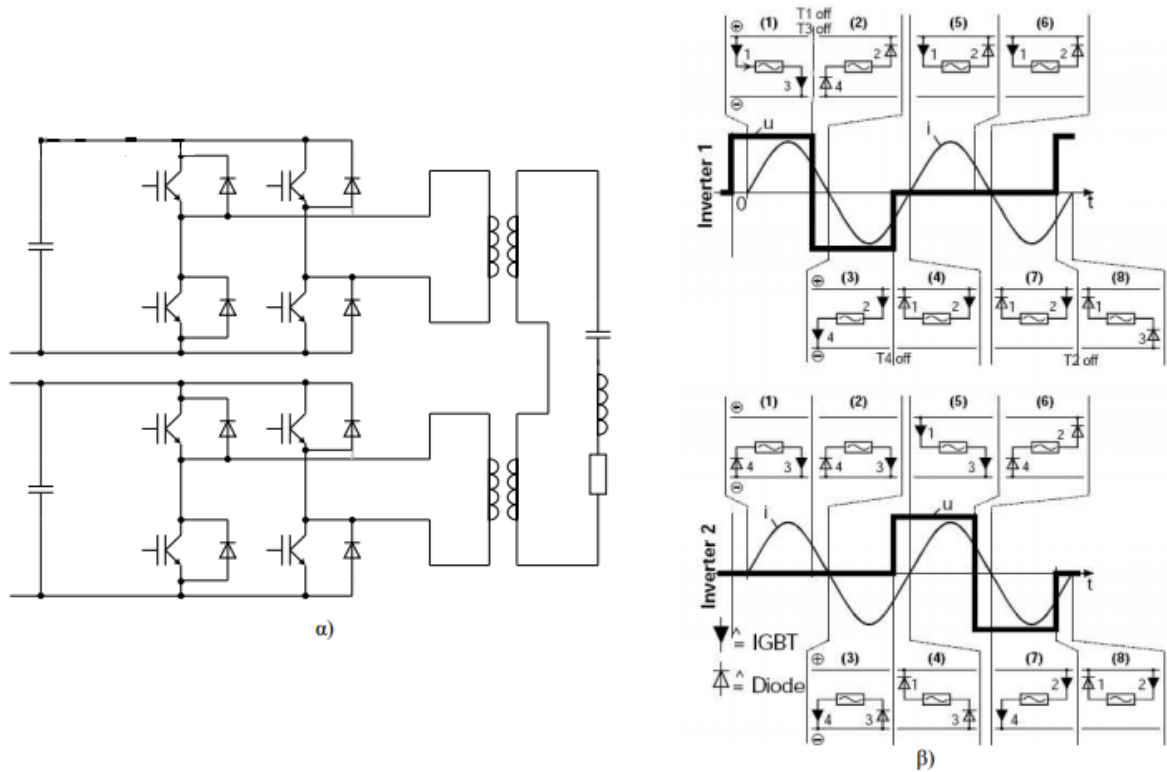
$$Q_s = \frac{2\pi f_0 L_r}{R} = \frac{1/(2\pi f_0 C_r)}{R} \quad (3.11)$$

Σ' αυτή την τοπολογία, η εναλλασσόμενη τάση εισόδου ανορθώνεται με την βοήθεια μη ελεγχόμενης γέφυρας ανόρθωσης, φιλτράρεται και οδηγείται στον αντιστροφέα. Ο αντιστροφέας λειτουργεί σε συχνότητες πλησίον της συχνότητας συντονισμού έτσι ώστε το ρεύμα διέγερσης να έχει ημιτονοειδή μορφή.



Σχήμα 3.21: Χαρακτηριστικά συχνότητας του εν σειρά κυκλώματος συντονισμού.

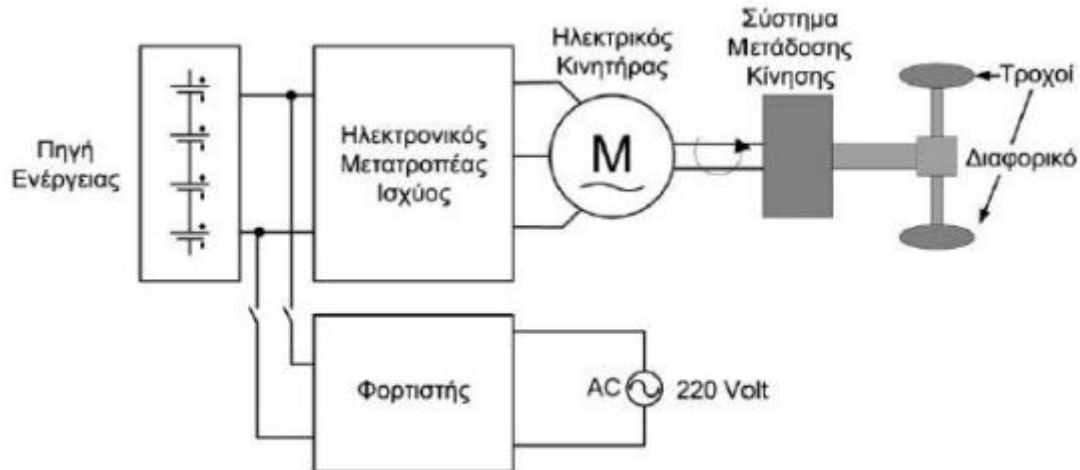
Στην περιοχή των χαμηλών και μεσαίων συχνοτήτων μπορούν να χρησιμοποιηθούν θυρίστορς και ο έλεγχος της μεταφερόμενης ισχύος επιτυγχάνεται με μείωση της συχνότητας λειτουργίας του αντιστροφέα κάτω από την συχνότητα συντονισμού έτσι ώστε να επιτυγχάνεται φυσική σβέση των θυρίστορ. Όταν $0.5f_o < f < f_o$ οι ημιαγώγμοι διακόπτες σβήνουν με μηδενικό ρεύμα και τάση στα άκρα τους (ZCS και ZVS) ενώ κατά την έναυση τους εμφανίζουν σημαντικές απώλειες. Είναι δυνατόν να επιτευχθεί έλεγχος της ισχύος με τον αντιστροφέα να λειτουργεί με $f > f_o$. Σ' αυτή την περίπτωση, το ρεύμα και η τάση των ημιαγώγιμων διακοπών είναι μηδέν κατά την σβέση τους (turn-off) ενώ κατά την έναυση τους εμφανίζουν απώλειες οι οποίες όμως μπορούν να μειωθούν σημαντικά με την χρήση μη ενεργοβόρων (lossless) snubbers. Σε αυτή την περίπτωση θα πρέπει να χρησιμοποιηθούν ελεγχόμενοι διακόπτες. Με σκοπό την μείωση του κόστους των εγκαταστάσεων που απαιτούνται σε εφαρμογές επαγωγικής θέρμανσης υψηλής συχνότητας (έως 500kHz) και ισχύος (έως 500kW) όπου απαιτείται γαλβανική απομόνωση μεταξύ του ηλεκτρικού δικτύου και του φορτίου, προτείνεται ο συνδυασμός ανεξάρτητων μονάδων αντιστροφέων (modular design) όπως παραστατικά φαίνεται στο σχήμα (3.22). Με αυτόν το τρόπο επιτυγχάνεται αύξηση της παραγόμενης ισχύος ή αύξηση της (ενεργής) συχνότητας τροφοδότησης του φορτίου ενώ κάθε μονάδα λειτουργεί με σταθερή συχνότητα. Η συχνότητα εξόδου αυξάνεται χρησιμοποιώντας την μέθοδο shift gate pulse generation. Στο παρακάτω σχήμα παρουσιάζεται η περίπτωση αυτής της μεθόδου όπου δύο μετατροπείς συνδυάζονται για την αύξηση της συχνότητας τροφοδότησης του φορτίου.



Σχήμα 3.22: α) Σύστημα επαγωγικής θέρμανσης με συνδυασμό δύο ανεξάρτητων μονάδων αντιστροφών με IGBTs (modular design) για τον διπλασιασμό της ενεργής συχνότητας εξόδου β) κυματομορφές και ισοδύναμα κυκλώματα.

3.8. ΗΛΕΚΤΡΙΚΑ ΟΧΗΜΑΤΑ

Στην κατηγορία αυτή συμπεριλαμβάνονται τα ηλεκτρικά αυτοκίνητα, τα τρόλεϊ, τα ηλεκτρικά τρένα αλλά και τα πλοία. Σε κάθε τέτοιο όχημα μπορεί να απαιτείται πληθώρα διαφορετικών μετατροπέων για τα διαφορετικά επιμέρους κυκλώματα που εμπλέκονται στην λειτουργία διαφορετικών εξαρτημάτων. Τα τελευταία χρόνια η τεχνολογία ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος έχει σημειώσει μεγάλη πρόοδο. Αυτές οι συσκευές μετατροπής ισχύος έχουν εξελιχθεί όσον αφορά το ποσοστό μετατροπής και απόδοσης. Στα νέα ηλεκτροκίνητα οχήματα χρησιμοποιούνται θυρίστορ, GTO, power MOSFET, IGBT, SIT, SITH, MOS-Controlled Thyristor (MCT), MOS Turn-Off (MTO). Στα τελευταία ηλεκτροκίνητα οχήματα χρησιμοποιούνται τα IGBT κατά κόρον. - 3 - Η εξέλιξη των τοπολογιών ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος αφορά στην καλύτερευση της απόδοσης, της ελεγχιμότητας και αξιοπιστίας τους. Οι τοπολογίες μετατροπέων ισχύος εξαρτώνται από τον τύπο των κινητήρων που πρόκειται να ελέγξουν. Στη συνέχεια παρουσιάζονται βασικοί τύποι ηλεκτρονικών μετατροπέων ισχύος.



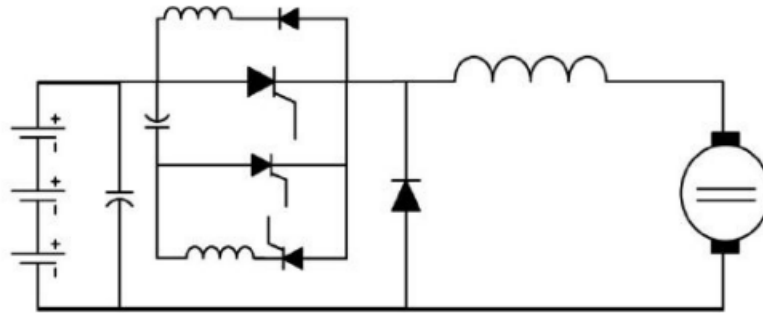
Σχήμα 3.23: Βασικά μέρη ηλεκτρικού οχήματος

3.8.1. Ηλεκτρονικός Μετατροπέας Ισχύος

Το τμήμα που είναι υπεύθυνο για την κατάλληλη μετατροπή της τάσεως της πηγής ώστε να τροφοδοτήσει τον κινητήρα είναι ο Ηλεκτρονικός Μετατροπέας Ισχύος. Ο μετατροπέας αυτός ελέγχει και τη λειτουργία του οχήματος ελέγχοντας ουσιαστικά την ταχύτητα και τη ροπή του κινητήρα. Ο ηλεκτρονικός μετατροπέας παίρνει τη συνεχή τάση των συσσωρευτών και τη μετατρέπει σε κατάλληλη μορφή για την τροφοδότηση του κινητήρα. Επιπλέον μια πολύ σημαντική διεργασία που πραγματοποιεί είναι ο έλεγχος της ροπής και των στροφών του κινητήρα. Η επιλογή του μετατροπέα που θα χρησιμοποιηθεί σε ένα ηλεκτρικό όχημα εξαρτάται καθαρά από τον ηλεκτρικό κινητήρα ο οποίος χρησιμοποιείται. Έτσι με βάση τους κινητήρες που χρησιμοποιούνται (Σ.Ρ. ή Ε.Ρ.) έχουμε μετατροπείς Σ.Τ./Σ.Τ. τύπου chopper και μετατροπείς Σ.Τ./Ε.Τ. τύπου αντιστροφέα (inverter). Οι διατάξεις αντιστροφέα μπορούν να οδηγούν κινητήρες εναλλασσόμενου ρεύματος που απαιτούν είτε ημιτονοειδή τάση (ασύγχρονος κινητήρας, σύγχρονος κινητήρας) είτε τετραγωνικούς παλμούς (κινητήρας τύπου Brushless, κινητήρας τύπου Switched Reluctance).

3.8.2. Μετατροπείς Σ.Τ./Σ.Τ. τύπου Chopper

Υπάρχουν δύο τύποι μετατροπέων chopper. Ο ένας χρησιμοποιεί ως διακοπτικό στοιχείο το Thyristor ενώ περιέχει και βοηθητικό κύκλωμα για τη σβέση του. Το βασικό του πλεονέκτημα είναι η δυνατότητα για έλεγχο μεγάλης ισχύος, όμως λόγω του κυκλώματος σβέσης έχει μεγαλύτερη πολυπλοκότητα. Επιπλέον, η συχνότητα λειτουργίας του διακοπτικού στοιχείου είναι σχετικά χαμηλή με αποτέλεσμα η εξομάλυνση του ρεύματος να απαιτεί μια σχετικά μεγάλη επαγωγή εξομάλυνσης. Τα μειονεκτήματα της τοπολογίας αντισταθμίζονται με τη χρήση διακοπτικού στοιχείου με έλεγχο στη σβέση όπως για παράδειγμα με χρήση MOSFET, IGBT, GTO ή MCT. Με τη χρήση των στοιχείων αυτών επιτυγχάνουμε μικρό αριθμό ημιαγωγικών και παθητικών στοιχείων λόγω του ότι δεν απαιτείται κύκλωμα σβέσης και κατά συνέπεια έχουμε χαμηλό μέγεθος και κόστος. Επιπλέον η διακοπτική συχνότητα του μετατροπέα μεγαλώνει με αποτέλεσμα να μικραίνει ο όγκος των απαιτούμενων παθητικών στοιχείων ενώ το κύκλωμα έχει και καλύτερη απόκριση στον έλεγχο. Τέλος ένα επιπλέον πλεονέκτημα είναι το μεγαλύτερο εύρος ρύθμισης του λόγου κατάτμησης που συνεπάγεται μεγαλύτερο εύρος ρύθμισης της τάσεως εξόδου



Σχήμα 3.24: Μετατροπέας “Chopper”.

3.8.3. Μετατροπείς Σ.Τ./Ε.Τ. τύπου αντιστροφέα

Οι μετατροπείς αυτού του τύπου χωρίζονται σε δύο μεγάλες κατηγορίες. Η μία περιλαμβάνει τους κλασσικούς μετατροπείς με Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (P.W.M.), ενώ μια άλλη κατηγορία περιλαμβάνει τους αντιστροφείς συντονισμού (Resonant). Οι αντιστροφείς P.W.M. χωρίζονται σε δύο υποκατηγορίες ανάλογα με το αν τροφοδοτούνται από πηγή τάσης ή ρεύματος.

Οι σπουδαιότερες μέθοδοι P.W.M. που χρησιμοποιούνται για αντιστροφείς τάσεως είναι οι εξής:

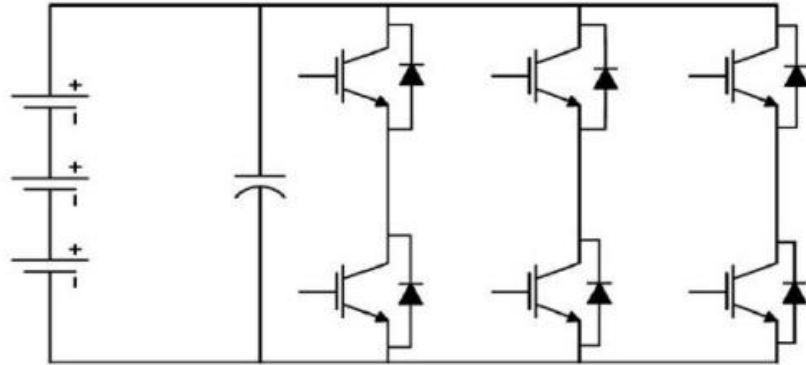
- Φυσικής P.W.M. (Natural P.W.M.)
- Κανονικής P.W.M. (Regular P.W.M.)
- Βέλτιστης P.W.M. (Optimal P.W.M.)
- Δέλτα - P.W.M. (Delta P.W.M.)
- P.W.M. ίσης περιοχής (Equal Area P.W.M.)

Αντίθετα οι μέθοδοι για έλεγχο ρεύματος είναι:

- Μέθοδοι Υστέρησης (Hysteresis – Band P.W.M.)
- Έλεγχος στιγμιαίου ρεύματος μέσω ρύθμισης της τάσης.
- P.W.M. χωρικού διανύσματος (Space Vector P.W.M.).

Από όλες αυτές τις τεχνικές επιλέγεται η καταλληλότερη με βάση ορισμένα κριτήρια που σχετίζονται με τις ανώτερες αρμονικές, με την καλύτερη εκμετάλλευση της συνεχούς τάσεως εισόδου, την ανοχή σε διακυμάνσεις της συνεχούς τάσεως εισόδου, ενώ ένα πολύ σημαντικό κριτήριο αποτελεί η καταλληλότητα της μεθόδου για εφαρμογές πραγματικού χρόνου και εφαρμογές βασισμένες σε Μικροελεγκτές και DSP's. Η πολυπλοκότητα του όλου συστήματος απαιτεί τη χρήση ενός μικροϋπολογιστικού συστήματος (μικροεπεξεργαστές, μικροελεγκτές, DSP's, Transpurters) με τη βοήθεια του οποίου μπορούν να επιτευχθούν περίπλοκες τεχνικές

παλμοδότησης αλλά και ελέγχου (π.χ. Διανυσματικός Έλεγχος Vector Control, Προσαρμοστικός Έλεγχος – Model Referencing Adaptive Control, Ασαφής Έλεγχος – Fuzzy Control).



Σχήμα 3.25: “Inverter”.

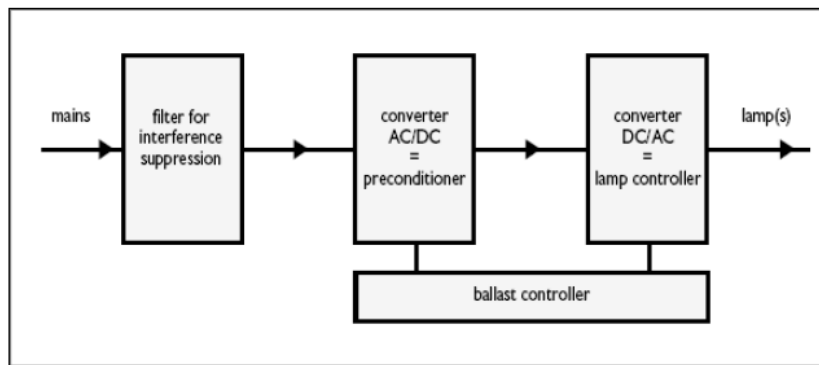
Μια εναλλακτική κατηγορία αντιστροφών που προτείνεται για χρήση σε ηλεκτροκίνητα οχήματα είναι οι Αντιστραφείς Συντονισμού (Resonant Inverters). Στους αντιστροφείς συντονισμού γίνεται προσθήκη ενός κυκλώματος ταλάντωσης ούτως ώστε να επιτευχθούν οι ελάχιστες δυνατές απώλειες του μετατροπέα. Ανάλογα με την τοποθέτηση του κυκλώματος συντονισμού διακρίνουμε τους αντιστραφείς με κύκλωμα συντονισμού εν σειρά και με παράλληλο κύκλωμα συντονισμού. Το κύκλωμα συντονισμού λειτουργεί με τέτοιο τρόπο ώστε η μετάβαση στην κατάσταση αγωγής του στοιχείου να γίνεται είτε υπό μηδενική τάση είτε υπό μηδενικό ρεύμα. Με τον τρόπο αυτό οι απώλειες επάνω στα στοιχεία μειώνονται δραστικά αφού οι διακοπτικές απώλειες μηδενίζονται.

3.9. ΛΑΜΠΤΗΡΕΣ ΦΘΟΡΙΣΜΟΥ

Διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος (ουσιαστικά ηλεκτρονικά μπάλαστ) χρησιμοποιούνται και σε λαμπτήρες φθορισμού. Προσφέρουν απλοποίηση του υπόλοιπου κυκλώματος (δεν απαιτείται εκκινητής) και ανώτερη απόδοση με μικρότερο θόρυβο και χωρίς τις γνωστές διαταραχές (τρεμόπαιγμα) στον φωτισμό των συνηθισμένων συστημάτων. Επιπλέον έχουν σημαντική διαφορά στο κόστος και μικρότερη διάρκεια ζωής για τους λαμπτήρες.

3.9.1. Ηλεκτρονικό σύστημα υψηλής συχνότητας

Αν και το ηλεκτρονικό σύστημα μπάλαστ υψηλής συχνότητας είναι ενσωματωμένο σε ένα ενιαίο «μαύρο κουτί», οι διαφορετικές λειτουργίες της μπορούν να διαιρεθούν σε διάφορα μεμονωμένα μπλοκ σε ένα μπλοκ διάγραμμα. Σε γενικές γραμμές: αφού διαπεράσει ένα βαθυπερατό φίλτρο (low-pass RFI), η τάση εισόδου (main voltage) αποκαθίσταται σε έναν μετατροπέα AC/DC. Αυτός ο μετατροπέας περιέχει επίσης τον ενδιάμεσο πυκνωτή (buffer capacitor), ο οποίος φορτίζεται μέσω αυτής της συνεχούς τάσης. Στο μετατροπέα DC/AC η συνεχής τάση μετασχηματίζεται σε μια τάση υψηλής συχνότητας (HF), η οποία παρέχει την ενέργεια για τον ελεγκτή (controller) του λαμπτήρα. Ο ελεγκτής του μπάλαστ ρυθμίζει όλες αυτές τις λειτουργίες.



Σχήμα 3.26: Μπλοκ διάγραμμα των βασικών λειτουργιών ηλεκτρονικού συστήματος μπάλαστ υψηλής συχνότητας.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

- 1) Σ.Ν Μανιάς : «*Ηλεκτρονικά Ισχύος*» Εκδόσεις Συμμεών , Αθήνα 2000
- 2) Νικόλαος Πολύζος «*Σημειώσεις εργαστηρίου Ηλεκτρονικά Ισχύος*»
- 3) Κοκοφίτης, Ανδρέας «*Ανάλυση, σχεδίαση και έλεγχος των ηλεκτρονικών ισχύος μιας αυτόνομης φωτοβολταϊκής εγκατάστασης με μέγιστη ισχύ 2.5kW*», Διπλωματική Εργασία. ΑΠΘ, Τμήμα ΗΜΜΥ, Ιούνιος 2006
- 4) Ε.Μητρονίκας, Π.Ι. Παπαδόπουλος, Α.Ν.Σαφάκας, Π.Δ. Λαδακάκος, Μ.Γ. Ιωαννίδου «*Σύγχρονα Ηλεκτρονικά Στοιχεία και Διατάξεις Ισχύος για Βιομηχανική Χρήση*» Αθήνα, Πάτρα
- 5) Mohan/Undeland/Robbins «*Ηλεκτρονικά Ισχύος*» , Εκδόσεις Τζιόλα
- 6) Στέφανος Ν. Μανιάς «*Ηλεκτρονικά Ισχύος*», Εκδόσεις Συμμεών
- 7) Παντελής Β. Μαλατέστας & Στέφανος Ν. Μανιάς, «*Συστήματα Οδήγησης Ηλεκτρικών Κινητήρων*», Εκδόσεις Συμμεών
- 8) Δ.Πυλαρινός : «*Εισαγωγή στα Ηλεκτρονικά Ισχύος*» , ΤΕΙ Κρήτης
- 9) Μυλωνόπουλος Παναγιώτης ,Πτυχιακή Εργασία : «*Μελέτη και κατασκευή για ρύθμιση στροφών ενός d c κινητήρα (ισχύος 2kw) μέσω μετατροπέα υποβιβασμού τάσεως*»
- 10) Ορφανός Γεώργιος , Διπλωματική εργασία: «*Ηλεκτρονικά συστήματα ισχύος για τη σύνδεση ανανεώσιμων πηγών ενέργειας στο δίκτυο*»
- 11) Μακρυναστασάκης Γεώργιος Πτυχιακή Εργασία: «*Μελέτη και Κατασκευή Μετατροπέα DC-DC*»
- 12) http://library.tee.gr/digital/m2483/m2483_tsotoulidis.pdf
- 13) http://artemis.cslab.ntua.gr/el_thesis/artemis.ntua.ece/DT2012-0168/DT2012-0168.pdf
- 14) <http://minitorn.tlu.ee/~jaagup/kool/java/kursused/15/robotika/elektriopik.pdf>