



Τ.Ε.Ι ΠΕΙΡΑΙΑ Σ.Τ.Ε.Φ.
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΙΑΣ

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΘΕΜΑ:

**ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ
Σ.Ρ/Σ.Ρ**

Σπουδαστές:

Χρονόπουλος Βασίλειος
Μπαρμπάτης Νικόλαος

ΑΜ:

28581
29776

Επιβλέπων καθηγητής: Ηρακλής Αθ. Βυλλιώτης

Αθήνα 2012

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΠΡΟΛΟΓΟΣ.....	4-5
---------------	-----

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο

ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	6-8
ΕΙΔΗ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΙΣΧΥΟΣ.....	9-11
1.1 ΓΕΝΙΚΑ ΓΙΑ ΤΟΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ Σ.Ρ./Σ.Ρ.....	12-13
1.2 ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ Σ.Ρ./Σ.Ρ.....	13-14
1.3 ΤΑΞΙΝΟΜΗΣΗ ΤΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ Σ.Ρ./Σ.Ρ.....	14-15
1.4 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ./Σ.Ρ. ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ (STEP-DOWN DC/DC CONVERTER) Η ΕΝ ΣΕΙΡΑ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ./Σ.Ρ. (BUCKDC/DC CONVERTER).....	15-17
1.5 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ./Σ.Ρ. ΑΝΥΨΩΣΗΣ (STEP-UP DC/DC CONVERTER) Η ΕΝ ΠΑΡΑΛΛΗΛΩ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ./Σ.Ρ. (BOOST DC/DC CONVERTER).....	17-18
1.6 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).....	19-20
1.7 ΣΥΝΕΧΗΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ./Σ.Ρ. (CUK CONVERTER).....	21
1.8 ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ.....	22-23

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο

ΕΙΔΗ ΗΜΙΑΓΩΓΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ.....	24
2.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	24-26
2.2 ΔΟΜΕΣ ΚΑΙ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ.....	27-28
2.2.1 ΔΙΟΔΟΙ ΙΣΧΥΟΣ.....	28
ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	28
2.2.1.1 ΒΑΣΙΚΕΣ ΔΟΜΕΣ ΚΑΙ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ I - V	29-30
2.2.1.2 ΜΕΤΑΒΑΤΙΚΑ ΦΑΙΝΟΜΕΝΑ.....	31
2.2.1.3 ΜΕΤΑΒΑΤΙΚΟ ΦΑΙΝΟΜΕΝΟ ΣΤΗΝ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ ΑΓΩΓΙΜΟΤΗΤΑΣ.....	32-34
2.2.1.4 ΜΕΤΑΒΑΤΙΚΟ ΦΑΙΝΟΜΕΝΟ ΣΤΗΝ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ ΑΠΟΚΟΠΗΣ.....	34-35
2.2.2 ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΙΣΧΥΟΣ.....	36
ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	36
2.2.2.1 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ I - V	36-39
2.2.2.2 ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ.....	39-41
2.2.2.3 ΜΕΤΑΒΑΣΗ ΤΟΥ ΒJT ΣΤΗΝ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ ΑΠΟΚΟΠΗΣ.....	41-44
2.2.2.4 ΠΕΡΙΟΧΕΣ ΑΣΦΑΛΟΥΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ.....	44-46
2.2.3 MOSFET ΙΣΧΥΟΣ.....	47
ΒΑΣΙΚΗ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ.....	47
2.2.3.1 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ I - V	48-51

2.2.3.2 ΚΥΚΛΩΜΑΤΙΚΑ ΜΟΝΤΕΛΑ ΤΩΝ MOSFET	51-53
2.2.3.3 ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΕΣ ΚΑΙ ΜΕΤΑΒΑΣΗ.....	54-58
2.2.3.4 ΤΑΣΗ ΔΙΑΣΠΑΣΗΣ.....	59
2.2.3.5 ΠΕΡΙΟΧΗ ΑΣΦΑΛΟΥΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ (safety operating area).....	60
2.2.4 ΘΥΡΙΣΤΟΡ.....	60
ΒΑΣΙΚΗ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ.....	60-62
2.2.4.1 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ $I-V$	62-63
2.2.4.2 ΜΕΤΑΒΑΣΗ ΣΤΗΝ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ ΑΓΩΓΙΜΟΤΗΤΑΣ ΚΑΙ ΠΕΡΙΟΡΙΣΜΟΙ di/dt	63-68
2.2.4.3 ΜΕΤΑΒΑΣΗ ΣΤΗΝ ΚΑΤΑΣΤΑΣΗ ΑΠΟΚΟΠΗΣ.....	68-70
2.2.5 ΤΡΙΑΚ.....	70
2.2.6 ΔΙΑΚ.....	71-72

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο

ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΙ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ.....	73
3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	73-74
3.2 ΓΕΝΙΚΑ ΓΙΑ ΤΟΝ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟ ΕΝΙΣΧΥΤΗ.....	75
3.2.1 ΤΟ ΟΛΟΚΛΗΡΩΜΕΝΟ ΚΥΚΛΩΜΑ LM741.....	76
3.3 Ο ΙΔΑΝΙΚΟΣ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ.....	77-78
ΣΥΝΔΕΣΜΟΛΟΓΙΑ ΤΕΛΕΣΤΙΚΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ.....	79
3.4 ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ.....	79
3.4.1 ΑΡΓΗ ΛΕΙΟΥΡΓΙΑΣ.....	79-80
3.5 ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΑΘΡΟΙΣΗΣ.....	80-82
3.6 ΜΗ ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ	82-83
3.7 ΑΚΟΛΟΥΘΗΤΗΣ ΤΑΣΗΣ (BUFFER).....	84
3.8 ΕΝΕΡΓΑ ΦΙΛΤΡΑ.....	85-86
3.9 ΟΛΟΚΛΗΡΩΤΗΣ ΜΕ ΑΝΑΣΤΡΟΦΗ.....	86-88
3.10 ΟΛΟΚΛΗΡΩΤΗΣ ΧΩΡΙΣ ΑΝΑΣΤΡΟΦΗ.....	88-89
3.11 ΣΥΓΚΡΙΤΗΣ ΤΑΣΗΣ.....	89-90
3.12 ΣΥΓΚΡΙΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΜΕ ΥΣΤΕΡΙΣΗ (SCHMITT TRIGGER).....	90-92
3.13 ΤΑΛΑΝΤΩΤΕΣ.....	92-93
3.14 ΤΑΧΟΓΕΝΝΗΤΡΙΑ.....	93-94

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο

ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΠΡΟΣΕΓΓΙΣΗ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΤΟΥ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ Σ.Ρ/Σ.Ρ.....	95
4.1 ΧΕΙΡΟΚΙΝΗΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ.....	95-96
4.2 ΑΥΤΟΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ.....	97-98

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο

ΚΑΤΑΣΚΕΥΑΣΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ Σ.Ρ/Σ.Ρ.....	99
5.1 ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟ.....	99
5.1.1 ΤΡΟΦΟΔΟΣΙΑ.....	99

5.1.2 ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟΥ.....	99-102
5.2 ΚΥΚΛΩΜΑ ΕΛΕΓΧΟΥ.....	103-107
5.3 ΣΥΝΑΡΜΟΛΟΓΗΣΗ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ.....	108

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6^ο

ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΕΣ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΤΟΥ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ Σ.Ρ/Σ.Ρ.....	109
6.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ.....	109
6.2 ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ.....	110-114
6.3 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ ΕΞΟΔΟΥ – ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΕΣ.....	115
6.3.1 ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ.....	115-116
 ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ.....	 117
ΤΕΧΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΥΛΙΚΩΝ.....	117
LM 741.....	117-119
IC LM 7XXX (TO-220).....	120-122
DSEI 12-12A FAST RECOVERY DIODE.....	123-124
 ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	 125

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η ανάπτυξη των ηλεκτρονικών ισχύος σήμερα έχει ως αποτέλεσμα να μπορούμε να ελέγχουμε ηλεκτρικές μηχανές και γενικά να μπορούμε να μετατρέπουμε την ηλεκτρική ενέργεια. Οι μετατροπείς συνεχούς ρεύματος χρησιμοποιούνται κατά κόρον σε ηλεκτρικές μηχανές που προορίζονται για κίνηση όπως το μετρό, το ηλεκτρικό αυτοκίνητο και οι μηχανές έλξης.

Με την εργασία αυτή φιλοδοξούμε να προσφέρουμε στον αναγνώστη μια πλήρη εικόνα για τον τρόπο που μπορεί να κατασκευάσει έναν μετατροπέα συνεχούς ρεύματος, να κατανοήσει πλήρως τα ηλεκτρονικά στοιχεία που τον απαρτίζουν και τις συνδεσμολογίες που μπορεί να πετύχει με αυτά.

Στο κεφάλαιο 1 αναφέρουμε γενικές πληροφορίες για τα συστήματα ηλεκτρονικών ισχύος, καταγράφουμε τα είδη των μετατροπών που υπάρχουν σήμερα και αναλύουμε τα είδη των μετατροπών Σ.Ρ./Σ.Ρ. και αναλύουμε τις λειτουργίες όλων των μετατροπών Σ.Ρ./Σ.Ρ.

Στο κεφάλαιο 2 παρουσιάζουμε τα ημιαγωγικά στοιχεία, δομές και χαρακτηριστικές, όπως και αναλύσεις στα διάφορα μεταβατικά φαινόμενα. Αναλύουμε τις δίοδοι ισχύος, τρανζίστορ ισχύος, MOSFET ισχύος, θυρίστορ, Triac και Diac.

Το κεφάλαιο 3 αναφέρεται στους τελεστικούς ενισχυτές ένα από τα βασικότερα στοιχεία των ηλεκτρονικών και καταγράφονται οι βασικότερες συνδεσμολογίες και το τι μπορούμε να πετύχουμε με αυτές. Στο τέλος του κεφαλαίου κάνοντας χρήση ορισμένων συνδεσμολογιών υλοποιούμε το κύκλωμα ελέγχου του μετατροπέα μας.

Στο κεφάλαιο 4 κάνουμε μια θεωρητική προσέγγιση του κυκλώματος ελέγχου του μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ, σε χειροκίνητο και αυτόματο έλεγχο.

Στο κεφάλαιο 5 παρουσιάζεται ολοκληρωμένο το κύκλωμα του μετατροπέα μας τα υλικά που χρησιμοποιήσαμε, φωτογραφίες από την κατασκευή μας.

Στο κεφάλαιο 6 παρουσιάζονται τα εργαστηριακά αποτελέσματα του μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. με ωμικό φορτίο.

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Τέλος θα θέλαμε να ευχαριστήσουμε τον επιβλέπων καθηγητή μας κ. Ηρακλή Βυλλιώτη για την άψογη συνεργασία και την πολύπλευρη υποστήριξη που μας παρείχε, επίσης τον κ. Νικόλαο Βενέτα που μας βοήθησε με την πολύτιμη καθοδήγηση του στη διάρκεια διεκπεραίωσης της παρούσας πτυχιακής. Η στήριξη για τον τερματισμό της πτυχιακής ολοκληρώνεται με την ουσιαστική συμβολή και τις καίριες υποδείξεις που μας παρείχε ο δρ. Παντελής Μαλατέστας.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1^ο

Εισαγωγή

Ο σκοπός για τον οποίο κατασκευάζονται συστήματα ηλεκτρονικών ισχύος είναι η μετατροπή και ο έλεγχος της ηλεκτρικής ενέργειας. Κάθε φορτίο έχει την δική του ιδιαίτερη τροφοδότηση, κάτι που επιτυγχάνεται με την παροχή τάσεων και ρευμάτων στην πλέον βέλτιστη διαμορφωμένη μορφή, κατάλληλη για αυτά τα φορτία. Η ισχύς εισόδου του μετατροπέα ισχύος παρέχεται συνήθως από το δίκτυο (μονοφασικό ή τριφασικό) και έχει συχνότητα 50 ή 60 Hz. Η επεξεργασμένη έξοδος είναι αυτή που ταιριάζει στο φορτίο. Συνήθως η έξοδος του εκάστοτε συστήματος επεξεργασίας συγκρίνεται με μια τάση αναφοράς και ελαχιστοποιείται με την βοήθεια ενός ελεγκτή.

Τα τελευταία χρόνια ο τομέας των ηλεκτρονικών συστημάτων ισχύος γνώρισε μεγάλη ανάπτυξη, η οποία οφείλεται στη συμβολή αρκετών παραγόντων. Ένας ελεγκτής μπορεί να αποτελείται από αναλογικά ολοκληρωμένα συστήματα ή/και από ψηφιακούς επεξεργαστές σήματος (Digital Signal Processors). Η πρόοδος της μικροηλεκτρονικής έχει σαν αποτέλεσμα την δυνατότητα πλέον της ανάπτυξης τέτοιων εκλεκτών. Επίσης η πρόοδος αυτή έκανε εφικτή την κατασκευή ημιαγωγών ισχύος, ημιαγωγών δηλαδή με αρκετά μεγάλες αντοχές σε ρεύματα και τάσεις καθώς και αυξημένη ταχύτητα μετάβασης. Το έτος 2000 υπολογίστηκε πως το 50% των φορτίων θα τροφοδοτείται μέσω ηλεκτρονικών συστημάτων ισχύος.

Σε κάθε διαδικασία μετατροπής ισχύος οι απώλειες πρέπει να είναι μικρές και η απόδοση μεγάλη. Αυτό είναι σημαντικό, λόγω του κόστους της ενέργειας και της δυσκολίας απαγωγής της θερμότητας που παράγεται από την κατανάλωση ενέργειας. Άλλοι σπουδαίοι παράγοντες είναι η ελάττωση του όγκου, του βάρους και του κόστους.

Στα περισσότερα συστήματα οι παραπάνω στόχοι δεν μπορούν να επιτευχθούν με αναλογικά ηλεκτρονικά κυκλώματα, στα οποία τα ηλεκτρονικά στοιχεία λειτουργούν στις γραμμικές (ενεργές) περιοχές λειτουργίας και ανάμεσα σ' αυτά και το δίκτυο πρέπει να παρεμβάλλεται ένας μετασχηματιστής (συνήθως αρκετά ογκώδης), ώστε να υπάρχει ηλεκτρική απομόνωση.

Μερικά πεδία εφαρμογών των ηλεκτρονικών ισχύος είναι:

1. *Διακοπτικά τροφοδοτικά και τροφοδοτικά αδιάλειπτης λειτουργίας (UPS).* Η πρόοδος της τεχνολογίας και της μικροηλεκτρονικής οδήγησε στην κατασκευή συστημάτων που απαιτούν σταθεροποιημένη και συχνά αδιάλειπτη τροφοδοσία.

2. *Εξοικονόμηση ενέργειας.* Το αυξανόμενο κόστος της ενέργειας και η ανάγκη προστασίας του περιβάλλοντος έδωσαν προτεραιότητα στην εξοικονόμηση ενέργειας. Μια τέτοια εφαρμογή των ηλεκτρονικών ισχύος αναφέρεται στη λειτουργία των λυχνιών φθορισμού σε υψηλή συχνότητα (μεγαλύτερη των 20kHz), ώστε να αυξηθεί ο συντελεστής απόδοσης τους. Άλλη ευκαιρία για μεγάλη εξοικονόμηση ενέργειας αναφέρεται στα συστήματα κινητήρα-αντλία ή συμπιεστής. Σε ένα συμβατικό αντλητικό σύστημα η αντλία λειτουργεί με σχεδόν σταθερή ταχύτητα και η ροή ελέγχεται από μια βάνα. Αυτή η διαδικασία προκαλεί σημαντικές απώλειες στη βάνα, όταν η ροή διατηρείται χαμηλή ενώ η ισχύς που απορροφάται από το δίκτυο παραμένει σχεδόν η ίδια, όπως και στην περίπτωση της μέγιστης ροής. Αυτές οι απώλειες ισχύος αποφεύγονται σε ένα σύστημα στο οποίο χρησιμοποιείται κινητήριο μεταβλητής ταχύτητας, ώστε να ρυθμίζεται η ταχύτητα της αντλίας σε επίπεδο κατάλληλο για την επίτευξη της επιθυμητής ροής. Οι αντλίες θερμότητας και τα κλιματιστικά μηχανήματα είναι μερικά άλλα παραδείγματα εφαρμογής των ηλεκτρονικών διατάξεων ισχύος για την εξοικονόμηση ενέργειας.
3. *Έλεγχος διαδικασιών και βιομηχανικοί αυτοματισμοί.* Στον έλεγχο διαδικασιών υπάρχει αυξημένη ζήτηση για αντλίες και συμπιεστές μεταβλητής ταχύτητας, εξαιτίας της υψηλής τους απόδοσης. Στις αυτοματοποιημένες βιομηχανίες τα robot, για τον έλεγχο της θέσης και της ταχύτητας, κινούνται με ηλεκτρικά κινητήρια συστήματα υψηλής απόδοσης (servo drive). Πρέπει να σημειωθεί ότι η χρήση υπολογιστών στη βιομηχανία είναι ένας σημαντικός παράγοντας, που καθιστά δυνατό τον έλεγχο διαδικασιών και την αυτοματοποίηση της βιομηχανίας.
4. *Μεταφορές.* Σε ορισμένες χώρες τα ηλεκτρονικά τρένα χρησιμοποιούνται ευρέως εδώ και πολλά χρόνια. Σήμερα, υπάρχει δυνατότητα χρήσης ηλεκτρικών οχημάτων στις μεγάλες πόλεις, για τη μείωση των καυσαερίων και της μόλυνσης του περιβάλλοντος. Επιπλέον, τα ηλεκτρικά οχήματα απαιτούν φορτιστές μπαταριών οι οποίοι χρησιμοποιούν ηλεκτρονικές διατάξεις ισχύος.
5. *Ηλεκτροτεχνικές εφαρμογές.* Περιλαμβάνουν τις συγκολλήσεις, τις επιμεταλλώσεις και την επαγωγική θέρμανση.
6. *Εφαρμογές σχετικές με το σύστημα παραγωγής μεταφοράς και διανομής της ηλεκτρικής ενέργειας.* Μια τέτοια εφαρμογή αναφέρεται στη μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας με γραμμές μεταφοράς υψηλής dc τάσης (HVDC). Στην αρχή της γραμμής μεταφοράς η τάση και το ρεύμα με τη συχνότητα της γραμμής μετατρέπονται σε dc. Στο τέλος της γραμμής το dc μετατρέπεται και πάλι σε ac με τη συχνότητα του δικτύου. Επίσης, οι επιχειρήσεις ηλεκτρικής ενέργειας προσπαθούν να αξιοποιήσουν παραγωγικότερα το υπάρχον δίκτυο μεταφοράς. Μια μεγάλη εφαρμογή, που ακόμη δεν έχει εξελιχθεί, είναι η διασύνδεση των φωτοβολταϊκών και αιολικών συστημάτων με το δίκτυο.

Τα ηλεκτρονικά ισχύος χρησιμοποιούνται οπουδήποτε υπάρχει ανάγκη να τροποποιήσουμε μιας μορφής ηλεκτρική ενέργεια (π.χ. να αλλάξουμε την τάση, το ρεύμα ή την συχνότητα της). Το εύρος ισχύος αυτών των μετατροπών είναι από

μερικά milliwatts (όπως σε ένα κινητό τηλέφωνο) έως εκατοντάδες megawatts (όπως σε ένα HVDC (High Voltage Direct Current) σύστημα μετάδοσης ηλεκτρικής ενέργειας). Με τα “κλασσικά” ηλεκτρονικά τα ρεύματα και οι τάσεις χρησιμοποιούνται για να μεταφέρουν πληροφορία, ενώ στην περίπτωση των ηλεκτρονικών ισχύος μεταφέρουν ισχύ. Έτσι η απόδοση είναι το κύριο μέτρο σύγκρισης των ηλεκτρονικών ισχύος.

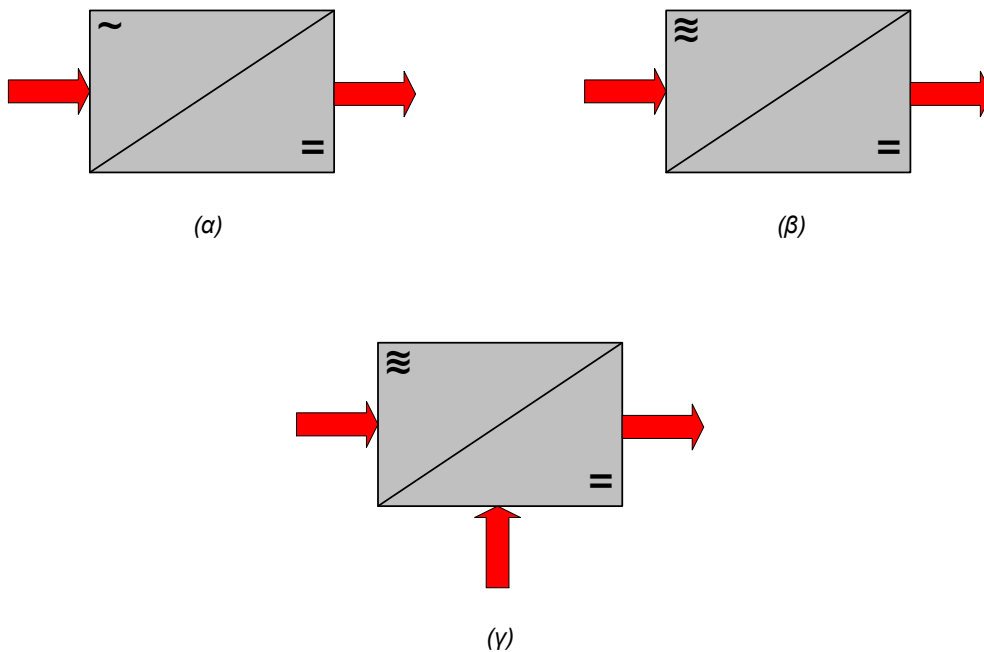
Οι πρώτες ηλεκτρονικές συσκευές πολύ υψηλής ηλεκτρικής ισχύος ήταν οι ανορθωτές τόξου υδραργύρου (mercury-arc valves). Στις μέρες μας χρησιμοποιούνται για την μετατροπή της ηλεκτρικής ενέργειας ημιαγωγικές διακοπτικές διατάξεις όπως οι δίοδοι, τα θυρίστορ και τα τρανζίστορ. Σε αντίθεση με τις ηλεκτρονικές διατάξεις για την μετάδοση και επεξεργασία σημάτων και πληροφοριών, οι διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος διαχειρίζονται σημαντικά ποσά ηλεκτρικής ενέργειας.

Ένας μετατροπέας AC/DC (rectifier) είναι η πιο τυπική συσκευή της κατηγορίας των ηλεκτρονικών ισχύος που συναντάται σε ένα ευρύ φάσμα οικιακών συσκευών όπως τηλεοράσεις, υπολογιστές, φορτιστές κ.α. Το εύρος ισχύος των συσκευών αυτών είναι από μερικές δεκάδες έως μερικές εκατοντάδες watts. Στην βιομηχανία η συνηθέστερη εφαρμογή είναι το VSD (Variable Speed Drive) που χρησιμοποιείται για τον έλεγχο των επαγωγικών κινητήρων. Το εύρος ισχύος τα των VSD είναι από μερικές εκατοντάδες watts μέχρι δεκάδες megawatts.

ΕΙΔΗ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΙΣΧΥΟΣ

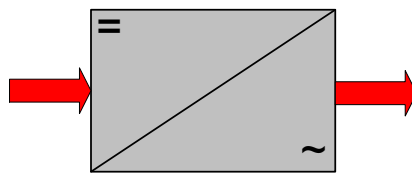
Οι μετατροπείς ηλεκτρικής ενέργειας (ισχύος) διακρίνονται σε τέσσερις κύριες κατηγορίες, ανάλογα με τη μορφή της ισχύος εισόδου και εξόδου. Αυτές είναι:

- Μετατροπείς AC-DC ή Ανορθωτές (Rectifiers). Ανορθωτές ονομάζονται οι διατάξεις ισχύος, οι οποίες μετατρέπουν το εναλλασσόμενο ρεύμα σε συνεχές. Ανάλογα με τη μορφή της εναλλασσόμενης εισόδου οι ανορθωτές διακρίνονται σε *μονοφασικούς* και *πολυφασικούς* (διφασικούς, τριφασικούς, εξαφασικούς). Ακόμη διακρίνονται σε *ελεγχόμενους* και *μη ελεγχόμενους*, ανάλογα με το αν η τάση εξόδου είναι μεταβαλλόμενη ή σταθερή.

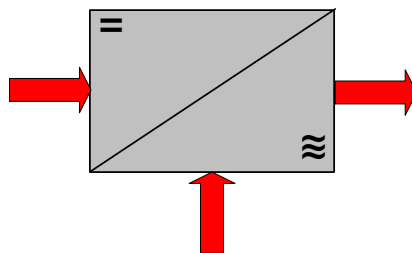


Μετατροπείς AC-DC: (α) Μονοφασικός, (β) τριφασικός και (γ) ελεγχόμενος μετατροπέας

- Μετατροπείς DC-AC ή Αντιστροφείς (Inverters). Οι αντιστροφείς μετατρέπουν την ενέργεια συνεχούς μορφής σε εναλλασσόμενη. Η λειτουργία τους είναι δηλαδή αντίθετη από εκείνη των ανορθωτών. Η έξοδος των αντιστροφέων είναι μονοφασική είτε πολυφασική (συνήθως τριφασική). Επίσης, η συχνότητα και το πλάτος της τάσης ή του ρεύματος εξόδου είναι ελεγχόμενα.



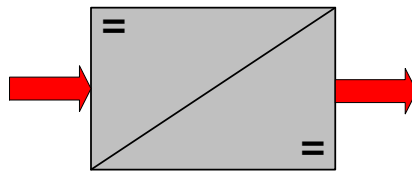
(α)



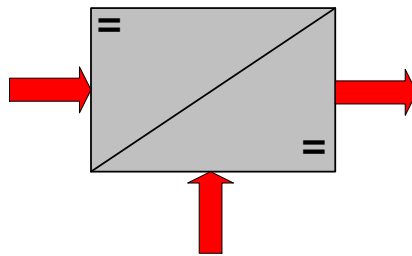
(β)

Μετατροπείς DC-AC: (α) Μονοφασικός σταθερής συχνότητας και (β) τριφασικός μεταβλητής (ελεγχόμενης) συχνότητας

- Μετατροπείς συνεχούς ρεύματος DC-DC (converters, choppers). Οι μετατροπείς συνεχούς ρεύματος μετατρέπουν τη συνεχή τάση με ορισμένο πλάτος και πολικότητα σε συνεχή τάση με διαφορετικό πλάτος ή/και πολικότητα. Διακρίνονται σε μετατροπείς υποβιβασμού (*step-down*) και ανύψωσης (*step-up*) της τάσης, ανάλογα με το αν η τάση εξόδου είναι μικρότερη ή μεγαλύτερη της τάσης εισόδου. Ακόμη, διακρίνονται σε μετατροπείς με απομόνωση και χωρίς απομόνωση της εξόδου από την είσοδό τους.



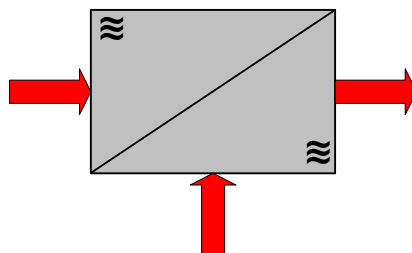
(α)



(β)

Μετατροπέας DC-DC: (α) Μη ελεγχόμενος και (β) ελεγχόμενος

- Μετατροπείς εναλλασσόμενου ρεύματος AC-AC ή Κυκλομετατροπείς (Cycloconverters). Οι κυκλομετατροπείς μετατρέπουν απευθείας, την εναλλασσόμενη τάση σταθερού πλάτους και συχνότητας, σε εναλλασσόμενη τάση με ρυθμιζόμενο πλάτος και συχνότητα. Ο κυκλομετατροπέας ονομάζεται *υποβιβασμού συχνότητας (step-down)* όταν η συχνότητα εξόδου είναι μικρότερη της συχνότητας εισόδου. Διαφορετικά χαρακτηρίζεται ως *ανύψωσης συχνότητας (step-up)*. Οι κυκλομετατροπείς χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές πολύ μεγάλης ισχύος. Μια ειδική κατηγορία των μετατροπών εναλλασσόμενου ρεύματος είναι οι *ρυθμιστές εναλλασσόμενης τάσης (ac voltage controllers)*. Οι ρυθμιστές εναλλασσόμενης τάσης παρέχουν στην έξοδό τους μια τάση μεταβαλλόμενου πλάτους, η συχνότητα της οποίας είναι σταθερή και ίση με τη συχνότητα της ac πηγής εισόδου.



Μετατροπέας AC-AC

1.1 ΓΕΝΙΚΑ ΓΙΑ ΤΟΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ Σ.Ρ./Σ.Ρ.

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Οι μετατροπείς DC/DC χρησιμοποιούνται στις περισσότερες φορητές συσκευές (κινητά τηλέφωνα, PDA κλπ.) για να διατηρούν την τάση σταθερή ανεξαρτήτως του επιπέδου τάσης της μπαταρίας.

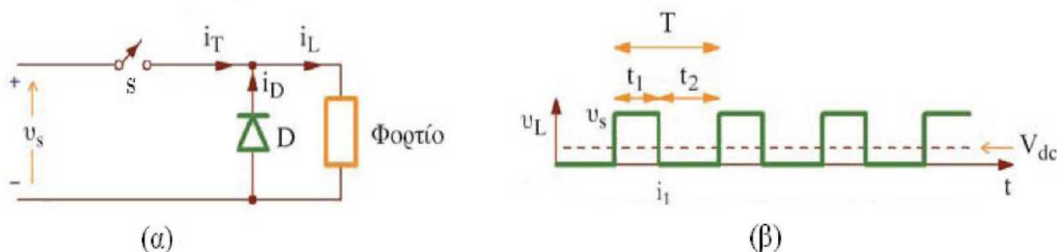
Οι συσκευές αυτές επίσης χρησιμοποιούνται για ηλεκτρική απομόνωση και διόρθωση του συντελεστή ισχύος καθώς και για την παροχή ελεγχόμενης συνεχής τάσης από μια πηγή ορισμένης τιμής συνεχής τάσης.

Οι μετατροπείς αυτοί είναι γνωστοί και με το όνομα Chopper. Θα μπορούσαμε να πούμε ότι ο μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. είναι το ισοδύναμο του «μετασχηματιστή» για το συνεχές ρεύμα.

Επίσης καλό είναι να σημειωθεί πως υπάρχουν άλλοι τρεις κλασσικοί τρόποι που μπορούμε να πετύχουμε μετατροπή Σ.Ρ./Σ.Ρ. απλά με τον μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. έχουμε μερικά σοβαρά πλεονεκτήματα:

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

Παρακάτω φαίνεται ένα κύκλωμα μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. σχήμα (α) και η χαρακτηριστική της τάσης εξόδου του σχήμα (β).



Από τα παραπάνω σχήματα βλέπουμε ότι, η μέση τιμή της τάσης V_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 V_s .

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

1. Από την συχνότητα $F = \frac{1}{T}$ 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 .
2. 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 .
3. Από συνδυασμό των παραπάνω παραγόντων

1.2 ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ Σ.Ρ./Σ.Ρ.

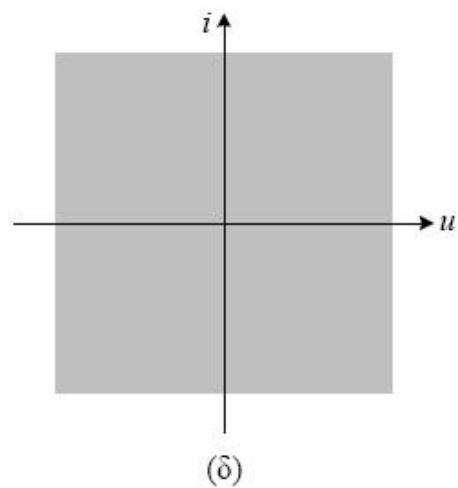
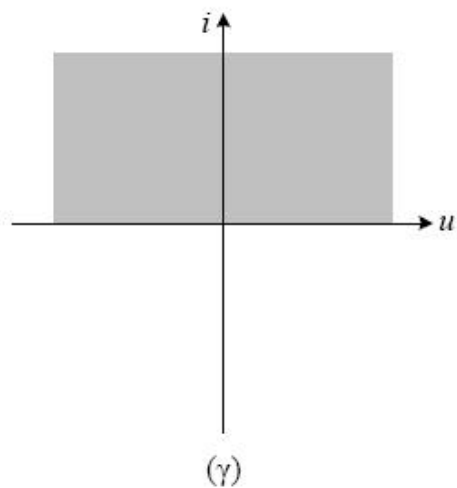
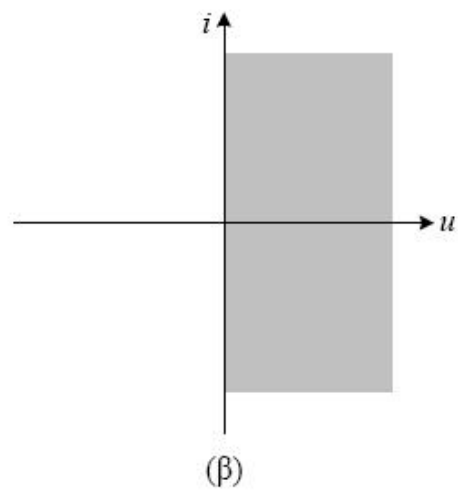
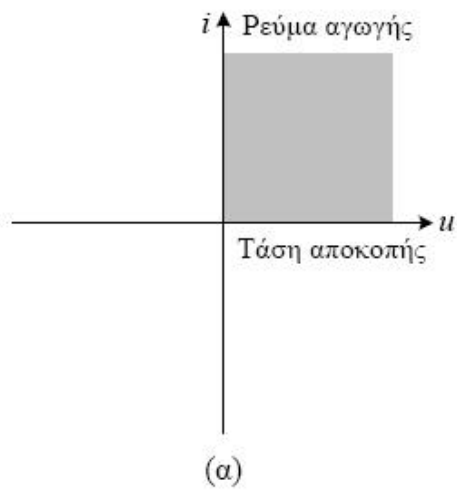
Οι μετατροπείς Σ.Ρ./Σ.Ρ. βρίσκουν εφαρμογή σήμερα στις παρακάτω περιοχές:

1. 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.
2. Βρίσκουν εφαρμογή σε συστήματα ηλεκτρικής τροφοδοσίας τηλεπικοινωνιακών και διαστημικών συστημάτων.
3. 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.
4. Σε συστήματα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας, καθώς και στην διόρθωση του συντελεστή ισχύος ανορθωτικών διατάξεων με διόδους.
5. Σε παλμοτροφοδοτικά ηλεκτρονικών και ηλεκτρικών κυκλωμάτων τα οποία είναι τροφοδοτικά υψηλής συχνότητας και υψηλής απόδοσης.
6. Επίσης χρησιμοποιείται για τον έλεγχο τυλιγμάτων διέγερσης ηλεκτρικών κινητήρων.

1.3 ΤΑΞΙΝΟΜΗΣΗ ΤΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ Σ.Ρ./Σ.Ρ.

Για να ταξινομήσουμε τους μετατροπείς Σ.Ρ./Σ.Ρ. υπάρχουν δύο κριτήρια:

1. Ανάλογα με τα τεταρτημόρια στα οποία λειτουργούν (U_L, I_L) τα οποία φαίνονται στο παρακάτω σχήμα (γ).

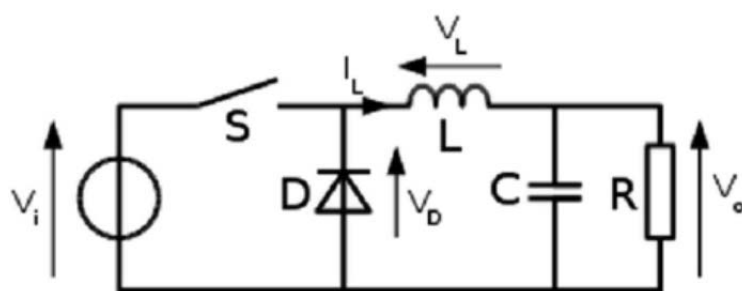


2. Ανάλογα με την σχέση της τάσης εξόδου και της τάσης εισόδου, τα οποία και θα αναλύσουμε παρακάτω:

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

1.4 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Π./Σ.Π. ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ (STEP-DOWN DC/DC CONVERTER) Η ΕΝ ΣΕΙΡΑ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Π./Σ.Π. (BUCKDC/DC CONVERTER)

Σε αυτό το είδος μετατροπέα Σ.Π./Σ.Π. η τιμή της τάσης εξόδου δεν μπορεί να είναι μεγαλύτερη από την τιμή της τάσης εισόδου. Στο σχήμα (δ) φαίνεται ένας

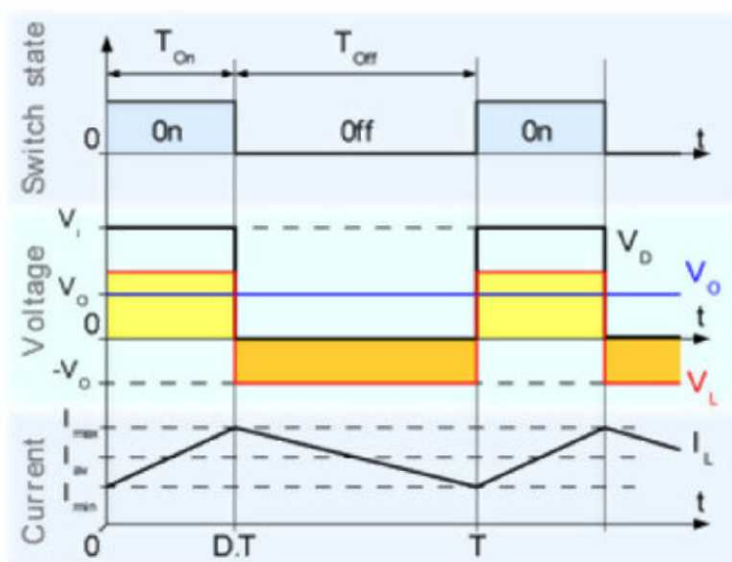


(δ)

τέτοιος μετατροπέας Σ.Π./Σ.Π. υποβιβασμού.

Όταν ο διακόπτης S είναι κλειστός τότε το ρεύμα I_L έχει φορά από την πηγή εισόδου προς το φορτίο. 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. Τότε το ρεύμα που δημιουργείται από το επαγωγικό μέρος του φορτίου μας, μέσω της διόδου «ελευθέρως 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 «ελευθέρως ροής» για αυτό το λόγω η περιοχή λειτουργίας του μετατροπέα μας είναι στο 1^ο τεταρτημόριο. Παρακάτω φαίνεται η χαρακτηριστική των τάσεων και των ρευμάτων του συγκεκριμένου μετατροπέα σχήμα (ε).



(ε)

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

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

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

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

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

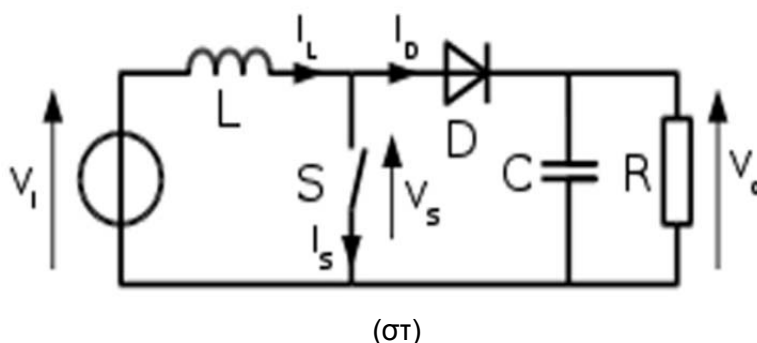
Εάν μεταβάλλουμε τον βαθμό χρησιμοποίησης πετυχαίνουμε γραμμική μεταβολή της V_0 , average από το μηδέν έως την τιμή της τάσης εισόδου V_i . Την μεταβολή του βαθμού χρησιμοποίησης μπορούμε να την πετύχουμε με τους δύο παρακάτω τρόπους:

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

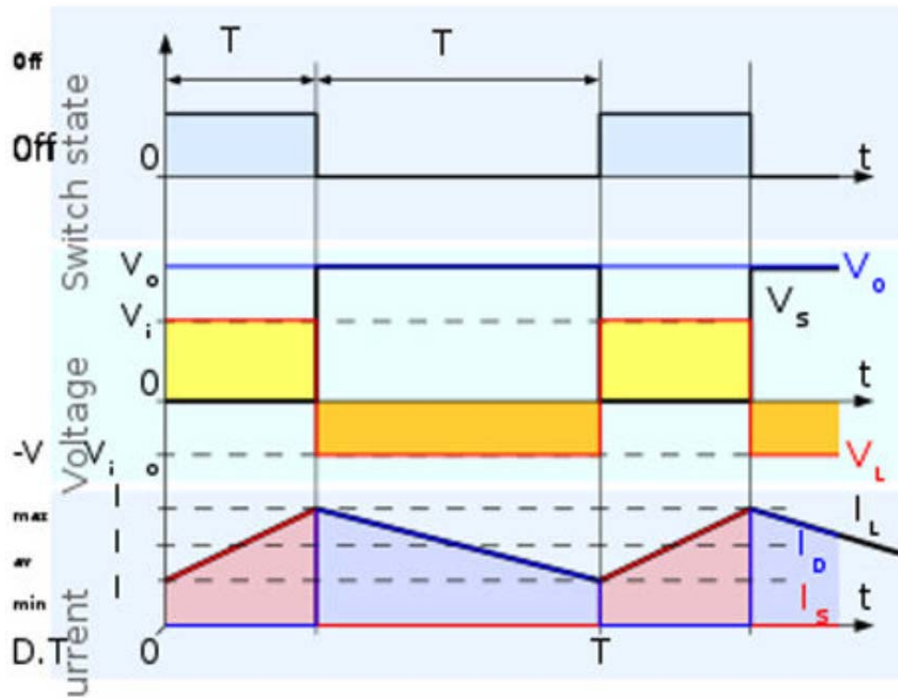
1.5 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ./Σ.Ρ. ΑΝΥΨΩΣΗΣ (STEP-UP DC/DC CONVERTER) Η ΕΝ ΠΑΡΑΛΛΗΛΩ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ./Σ.Ρ. (BOOST DC/DC CONVERTER)

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. Στο σχήμα (στ) φαίνεται ένας τέτοιος μετατροπέας.



Στο σχήμα (ζ) βλέπουμε την χαρακτηριστική ρευμάτων και τάσεων ενός μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. ανύψωσής τάσης για συνεχή αγωγή.



(ζ)

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

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

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

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

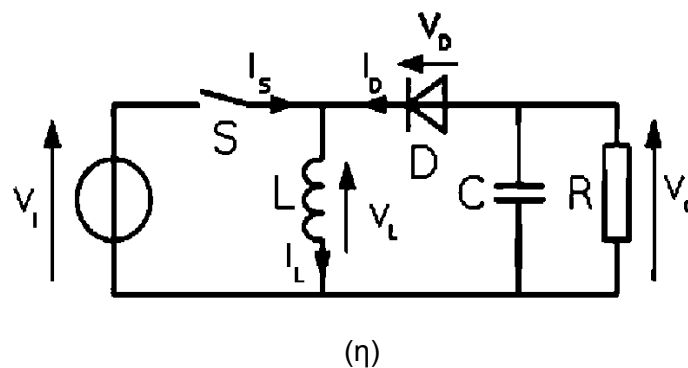
$$V_{0,rms} = V_{0,average} \sqrt{\frac{T}{T - t_{on}}}$$

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.

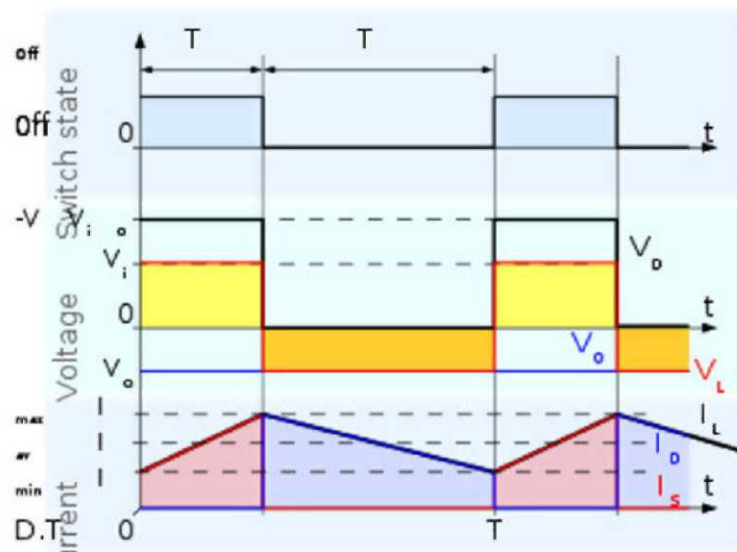
1.6 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ./Σ.Ρ. ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ - ΑΝΥΨΩΣΗΣ (STEP-DOWN/UP DC/DC CONVERTER) Η ΕΝ ΣΕΙΡΑ - ΕΝ ΠΑΡΑΛΛΗΛΩ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ./Σ.Ρ. (BUCK-BOOST DC/DC CONVERTER)

Ο συγκεκριμένος μετατροπέας μοιάζει πολύ και με τους δύο παραπάνω μετατροπείς και κυκλωματικά και στα χαρακτηριστικά του. Δηλαδή αυτός ο μετατροπέας 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 . Στο σχήμα (η) φαίνεται το κύκλωμα ενός τέτοιου μετατροπέα.



Στο σχήμα (θ) βλέπουμε την χαρακτηριστική ρευμάτων και τάσεων ενός μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. υποβιβασμού - ανύψωσής τάσης για συνεχή αγωγή.



(θ)

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

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

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

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

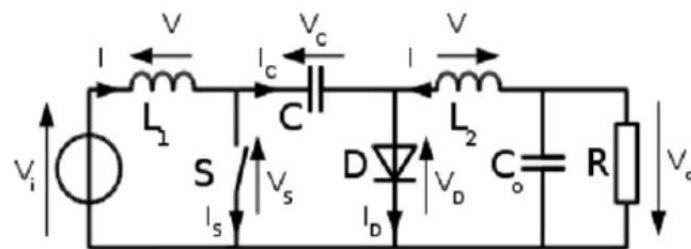
$$V_{0,rms} = V_{0,average} \cdot \sqrt{\left(\frac{-\left(\frac{t_{on}}{T}\right)}{1 - \left(\frac{t_{on}}{T}\right)} \right)}$$

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.

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

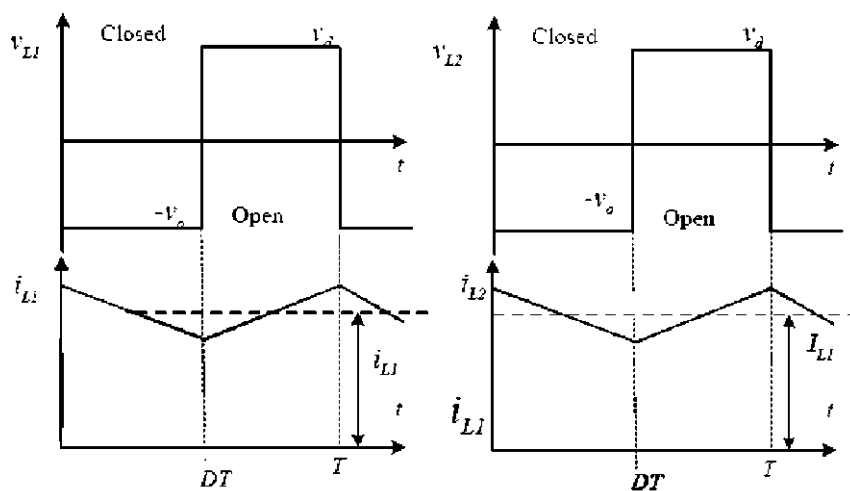
Αυτός ο μετατροπέας έχει ακριβώς την ίδια λειτουργία με τον παραπάνω μετατροπέα ακόμα και οι εξισώσεις για τον υπολογισμό της τάσης εξόδου είναι ίδιες με τον μετατροπέα υποβιβασμού - ανύψωσης Σ.Ρ./Σ.Ρ.. Απλά διαθέτει ένα πηνίο ακόμα και έναν πυκνωτή που βοηθούν να αποκοπούν οποιοσδήποτε παρασιτικές τάσεις 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. Στο σχήμα (i) φαίνεται το κύκλωμα ενός τέτοιου μετατροπέα.



(i)

Στο σχήμα (ia) βλέπουμε την χαρακτηριστική ρευμάτων και τάσεων ενός συνεχή CUK μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ για συνεχή αγωγή.

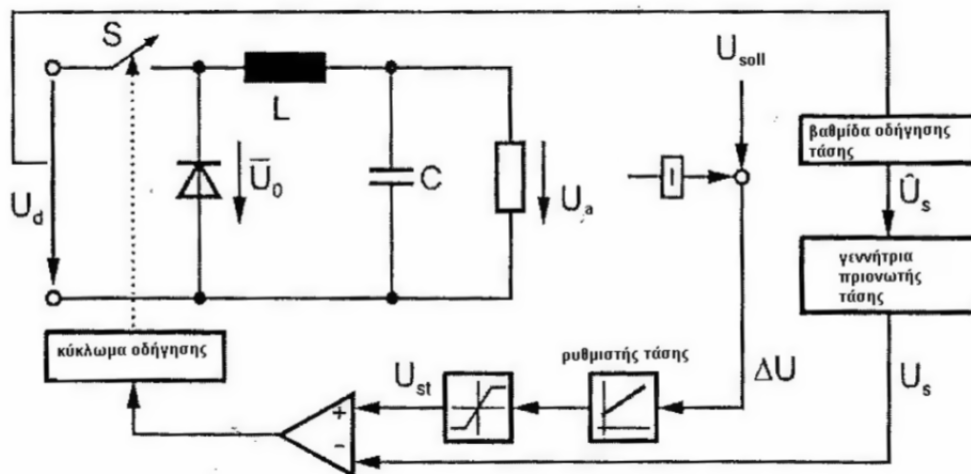


(ia)

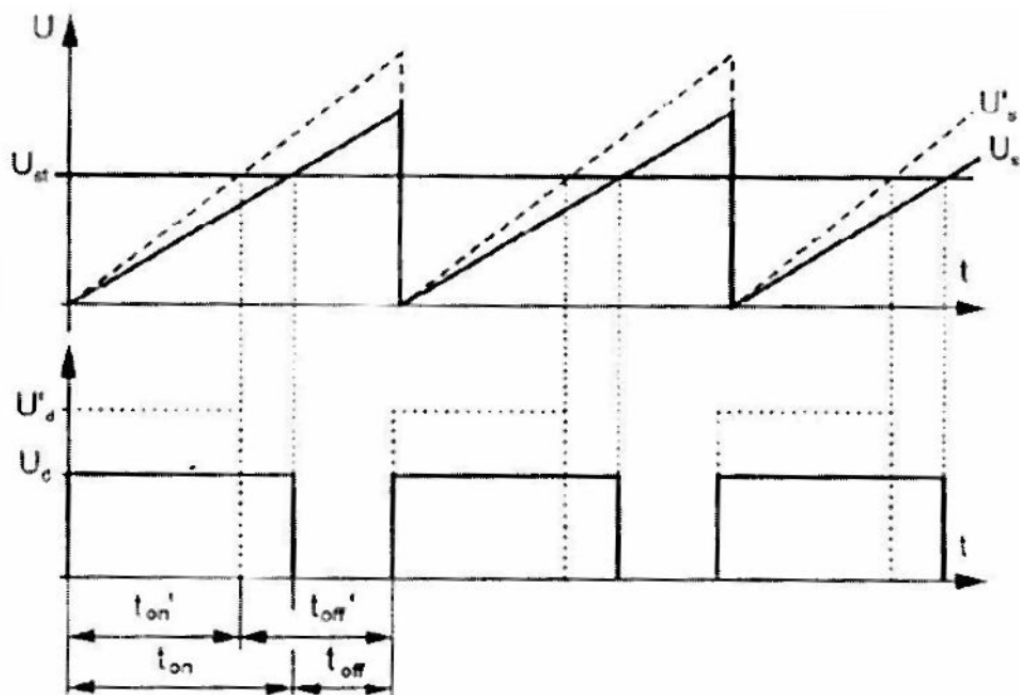
1.8 ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ

Επειδή η ανάγκη για σταθερή τιμή τάσης εξόδου είναι τα βασικότερα κομμάτια του ελέγχου ενός κινητήρα Σ.Ρ./Σ.Ρ. με την βοήθεια σήμερα και των ψηφιακών ηλεκτρονικών (PWM controller) κατασκευάζουμε διατάξεις που να ελέγχουν την έξοδο του μετατροπέα μας και αυτομάτως να επεμβαίνουν στο κύκλωμα οδήγησης των παλμών και να διορθώνουν τυχόν σφάλματα. Είναι πολύ εύκολο να καταλάβουμε ότι όταν σε έναν κινητήρα, που επιθυμούμε να περιστρέφεται με έναν συγκεκριμένο αριθμό στροφών, μεταβάλλουμε το φορτίο στον άξονα του αυτομάτως μεταβάλλονται και οι στροφές τους είτε αυξάνονται αν αφαιρέσουμε το φορτίο είτε μειώνονται εάν προσθέσουμε παρακάτω φαίνονται μερικά σχήματα από τις πιο σύγχρονες εφαρμογές ελέγχου που χρησιμοποιούμε.

Απλή περίπτωση έλεγχου τάσης.



Επίδραση του έλεγχου στο βαθμό χρησιμοποίησης και στην τάση εξόδου:



ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2^ο

ΕΙΔΗ ΗΜΙΑΓΩΓΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ

2.1 Εισαγωγή

Ο σκοπός για τον οποίο κατασκευάζονται συστήματα ηλεκτρονικών ισχύος είναι η επεξεργασία και ο έλεγχος της ηλεκτρικής ενέργειας. Κάθε φορτίο έχει την δική του ιδιαίτερη τροφοδότηση, κάτι που επιτυγχάνεται με την παροχή τάσεων και ρευμάτων στην πλέον βέλτιστη διαμορφωμένη μορφή, κατάλληλη για αυτά τα φορτία. Η ισχύς εισόδου του μετατροπέα ισχύος παρέχεται συνήθως από το δίκτυο (μονοφασικό ή τριφασικό) και έχει συχνότητα 50 ή 60 Hz. Η επεξεργασμένη έξοδος είναι αυτή που ταιριάζει στο φορτίο. Συνήθως η έξοδος του εκάστοτε συστήματος επεξεργασίας συγκρίνεται με μια τάση αναφοράς και ελαχιστοποιείται με την βοήθεια ενός ελεγκτή.

Τα τελευταία χρόνια ο τομέας των ηλεκτρονικών συστημάτων ισχύος γνώρισε μεγάλη ανάπτυξη, η οποία οφείλεται στη συμβολή αρκετών παραγόντων. Ένας ελεγκτής μπορεί να αποτελείται από αναλογικά ολοκληρωμένα συστήματα ή και από ψηφιακούς επεξεργαστές σήματος (Digital Signal Processors). Η πρόοδος της μικροηλεκτρονικής έχει σαν αποτέλεσμα την δυνατότητα πλέον της ανάπτυξης τέτοιων εκλεκτών. Επίσης η πρόοδος αυτή έκανε εφικτή την κατασκευή ημιαγωγών ισχύος, ημιαγωγών δηλαδή με αρκετά μεγάλες αντοχές σε ρεύματα και τάσεις καθώς και αυξημένη ταχύτητα μετάβασης. Το έτος 2000 υπολογίστηκε πως το 50% των φορτίων θα τροφοδοτείται μέσω ηλεκτρονικών συστημάτων ισχύος.

Σε κάθε διαδικασία μετατροπής ισχύος οι απώλειες πρέπει να είναι μικρές και η απόδοση μεγάλη. Αυτό είναι σημαντικό, λόγω του κόστους της ενέργειας και της δυσκολίας απαγωγής της θερμότητας που παράγεται από την κατανάλωση ενέργειας. Άλλοι σπουδαίοι παράγοντες είναι η ελάττωση του όγκου, του βάρους και του κόστους.

Στα περισσότερα συστήματα οι παραπάνω στόχοι δεν μπορούν να επιτευχθούν με αναλογικά ηλεκτρονικά κυκλώματα, στα οποία τα ηλεκτρονικά στοιχεία λειτουργούν στις γραμμικές (ενεργές) περιοχές λειτουργίας και ανάμεσα σ' αυτά και το δίκτυο πρέπει να παρεμβάλλεται ένας μετασχηματιστής (συνήθως αρκετά ογκώδης), ώστε να υπάρξει ηλεκτρική απομόνωση.

Μερικά πεδία εφαρμογών των ηλεκτρονικών ισχύος είναι:

7. Διακοπτικά τροφοδοτικά και τροφοδοτικά αδιάλειπτης λειτουργίας (UPS). Η πρόοδος της τεχνολογίας και της μικροηλεκτρονικής οδήγησε στην κατασκευή

συστημάτων που απαιτούν σταθεροποιημένη και συχνά αδιάλειπτη τροφοδοσία.

8. *Εξοικονόμηση ενέργειας.* Το αυξανόμενο κόστος της ενέργειας και η ανάγκη προστασίας του περιβάλλοντος έδωσαν προτεραιότητα στην εξοικονόμηση ενέργειας. Μια τέτοια εφαρμογή των ηλεκτρονικών ισχύος αναφέρεται στη λειτουργία των λυχνιών φθορισμού σε υψηλή συχνότητα (μεγαλύτερη των 20kHz), ώστε να αυξηθεί ο συντελεστής απόδοσης τους. Άλλη ευκαιρία για μεγάλη εξοικονόμηση ενέργειας αναφέρεται στα συστήματα κινητήρα-αντλία ή συμπιεστής. Σε ένα συμβατικό αντλητικό σύστημα η αντλία λειτουργεί με σχεδόν σταθερή ταχύτητα και η ροή ελέγχεται από μια βάνα. Αυτή η διαδικασία προκαλεί σημαντικές απώλειες στη βάνα, όταν η ροή διατηρείται χαμηλή ενώ η ισχύς που απορροφάται από το δίκτυο παραμένει σχεδόν η ίδια, όπως και στην περίπτωση της μέγιστης ροής. Αυτές οι απώλειες ισχύος αποφεύγονται σε ένα σύστημα στο οποίο χρησιμοποιείται κινητήριο μεταβλητής ταχύτητας, ώστε να ρυθμίζεται η ταχύτητα της αντλίας σε επίπεδο κατάλληλο για την επίτευξη της επιθυμητής ροής. Οι αντλίες θερμότητας και τα κλιματιστικά μηχανήματα είναι μερικά άλλα παραδείγματα εφαρμογής των ηλεκτρονικών διατάξεων ισχύος για την εξοικονόμηση ενέργειας.
9. *Έλεγχος διαδικασιών και βιομηχανικοί αυτοματισμοί.* Στον έλεγχο διαδικασιών υπάρχει αυξημένη ζήτηση για αντλίες και συμπιεστές μεταβλητής ταχύτητας, εξαιτίας της υψηλής τους απόδοσης. Στις αυτοματοποιημένες βιομηχανίες τα robot, για τον έλεγχο της θέσης και της ταχύτητας, κινούνται με ηλεκτρικά κινητήρια συστήματα υψηλής απόδοσης (servo drive). Πρέπει να σημειωθεί ότι η χρήση υπολογιστών στη βιομηχανία είναι ένας σημαντικός παράγοντας, που καθιστά δυνατό τον έλεγχο διαδικασιών και την αυτοματοποίηση της βιομηχανίας.
10. *Μεταφορές.* Σε ορισμένες χώρες τα ηλεκτρονικά τρένα χρησιμοποιούνται ευρέως εδώ και πολλά χρόνια. Σήμερα, υπάρχει δυνατότητα χρήσης ηλεκτρικών οχημάτων στις μεγάλες πόλεις, για τη μείωση των καυσαερίων και της μόλυνσης του περιβάλλοντος. Επιπλέον, τα ηλεκτρικά οχήματα απαιτούν φορτιστές μπαταριών οι οποίοι χρησιμοποιούν ηλεκτρονικές διατάξεις ισχύος.
11. *Ηλεκτροτεχνικές εφαρμογές.* Περιλαμβάνουν τις συγκολλήσεις, τις επιμεταλλώσεις και την επαγωγική θέρμανση.
12. *Εφαρμογές σχετικές με το σύστημα παραγωγής μεταφοράς και διανομής της ηλεκτρικής ενέργειας.* Μια τέτοια εφαρμογή αναφέρεται στη μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας με γραμμές μεταφοράς υψηλής dc τάσης (HVDC). Στην αρχή της γραμμής μεταφοράς η τάση και το ρεύμα με τη συχνότητα της γραμμής μετατρέπονται σε dc. Στο τέλος της γραμμής το dc μετατρέπεται και πάλι σε ac με τη συχνότητα του δικτύου. Επίσης, οι επιχειρήσεις ηλεκτρικής ενέργειας προσπαθούν να αξιοποιήσουν παραγωγικότερα το υπάρχον δίκτυο μεταφοράς. Μια μεγάλη εφαρμογή, που ακόμη δεν έχει εξελιχθεί, είναι η διασύνδεση των φωτοβολταϊκών και αιολικών συστημάτων με το δίκτυο.

ΠΙΝΑΚΑΣ 1-1 Εφαρμογές Ηλεκτρονικών Συστημάτων Ισχύος

(α) <i>Οικιακές</i> Ψύξη και κατάψυξη Θέρμανση χώρων Κλιματισμός Μαγείρεμα Φωτισμός Ψυχαγωγικός εξοπλισμός και εξοπλισμός γραφείου	(δ) <i>Μεταφορές</i> Ηλεκτροκίνητα οχήματα Φορτιστές μπαταριών Σιδηρόδρομοι (υπέργειοι και υπόγειοι) Τράμ και τρόλεϋ Αυτοκίνητα
(β) <i>Εμπορικές</i> Θέρμανση, εξαερισμός και κλιματισμός Κεντρική ψύξη Φωτισμός Υπολογιστές και εξοπλισμός γραφείου Αδιάλειπτη τροφοδοσία (UPS) Ανελκυστήρες	(ε) <i>Κοινοφελή συστήματα</i> Μεταφορά υψηλής dc τάσης Λιόρθωση συντελεστή ισχύος Ανανεώσιμες πηγές ενέργειας (άνεμογεννήτριες, φωτοβολταϊκά) Συστήματα αποθήκευσης ενέργειας Υδραγωγεία
(γ) <i>Βιομηχανικές</i> Αντλίες Συμπιεστές Στροβιλοσυμπιεστές και εξαεριστήρες Εργαλειομηχανές (robots) Φούρνοι τόξου, επαγωγικοί φούρνοι Φωτισμός Βιομηχανικά lasers Επαγωγική θέρμανση Συγκολλήσεις	(στ) <i>Διάστημα</i> Τροφοδοσία συστημάτων τηλεπικοινωνίας Συστήματα τροφοδοσίας δορυφόρων Συστήματα τροφοδοσίας αεροσκαφών (ζ) <i>Τηλεπικοινωνίες</i> Φορτιστές μπαταριών Τροφοδοτικά (dc και UPS)

2.2 Δομές και Χαρακτηριστικές

Ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος είναι όλα τα είδη ημιαγωγών στα οποία έχουν γίνει αλλαγές στην δομή και κατασκευή τους έτσι ώστε να μπορούν να διαχειριστούν μεγάλες ισχύεις. Μια προσέγγιση της λεπτομέρειας της κατασκευής και της λειτουργίας τους όχι μόνο δεν θα επισκιάσει την βασική λειτουργία του εκάστοτε κυκλώματος στο οποίο χρησιμοποιούνται αλλά θα μπορούν να γίνουν καλύτερα κατανοητά τα βασικά χαρακτηριστικά των κυκλωμάτων αυτών. Η καταγραφή των χαρακτηριστικών καμπυλών των ημιαγωγών ισχύος θα μας δώσει την δυνατότητα να εκτιμήσουμε το κατά πόσο μπορούν να θεωρηθούν κατάλληλα για την εκάστοτε κατασκευή μας ή μελέτη κάποιου κυκλώματος ισχύος.

Οι προς το παρόν διαθέσιμοι ημιαγωγοί ισχύος μπορούν να ταξινομηθούν σε τρεις ομάδες σύμφωνα με το βαθμό ελεγχιμότητάς. Τους.

Οι ομάδες αυτές είναι:

1. *Δίοδοι*. Οι καταστάσεις αγωγιμότητας (κλειστό on) και αποκοπής (ανοιχτό off) ελέγχονται από το κύκλωμα ισχύος.
2. *Thyristors*. Κλείνουν από ένα σήμα ελέγχου, αλλά πρέπει να ανοίξουν από το κύκλωμα ισχύος.
3. *Ελεγχόμενοι διακόπτες*. Κλείνουν και ανοίγουν από σήμα ελέγχου.

Η κατηγορία των ελεγχόμενων διακοπών περιλαμβάνει αρκετά είδη στοιχείων. Σ' αυτά συμπεριλαμβάνονται τα διπολικά transistor επαφής (BJT), τα transistor MOSFET, τα thyristor με έλεγχο της σβέσης από την πύλη (GTO thyristor) και τα διπολικά transistor με μονωμένη πύλη (IGBT). Σ' αυτή την κατηγορία των ημιαγωγών ισχύος έχουν γίνει σημαντικές προόδους τα τελευταία χρόνια.

Οι ιδιότητες των ημιαγωγικών στοιχείων είναι:

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

Παρά την σημαντική πρόοδο στην ανάπτυξη στοιχείων ισχύος, δεν υπάρχουν στοιχεία που να έχουν ταυτόχρονα όλες αυτές τις ιδιότητες. Σε όλα τα είδη στοιχείων. Υπάρχει συμβιβασμός μεταξύ των τάσεων διάσπασης και απωλειών στην κατάσταση

αγωγιμότητας. Επίσης, στα διπολικά στοιχεία υπάρχει συμβιβασμός μεταξύ των απωλειών στην κατάσταση αγωγιμότητας και των ταχυτήτων μετάβασης.

Στο περιβάλλον αυτό ο χρήστης θα πρέπει να έχει πλήρη ποιοτική κατανόηση της φυσικής των στοιχείων ισχύος και του τρόπου κατασκευής και συσκευασίας τους. Η επιφανειακή γνώση των στοιχείων στερεάς κατάστασης μικρής ισχύος δεν είναι αρκετή για την αποτελεσματική χρήση των στοιχείων μεγάλης ισχύος. Μάλιστα, η αφελής προέκταση της γνώσης των στοιχείων μικρής ισχύος στην περιοχή μεγάλης ισχύος μπορεί να οδηγήσει σε βλάβες ή κα καταστροφή του στοιχείου μεγάλης ισχύος.

2.2.1 Δίοδοι Ισχύος

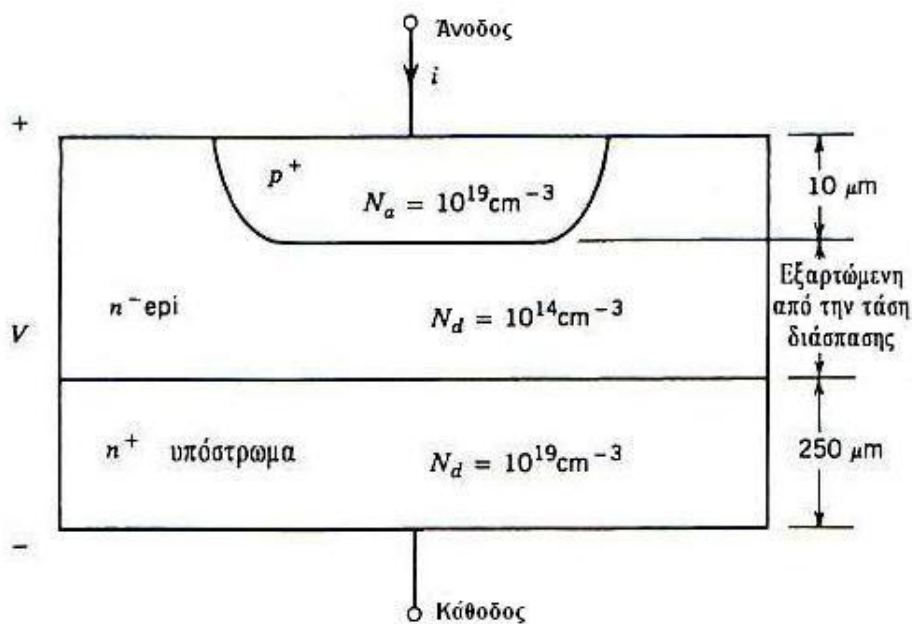
Εισαγωγή

Τα ημιαγωγικά στοιχεία, ακόμη και οι δίοδοι, είναι περισσότερο πολύπλοκα σε δομή και χαρακτηριστικά λειτουργίας από τα αντίστοιχα τους μικρής ισχύος, με τα οποία οι περισσότεροι από εμάς έχουμε κάποιο βαθμό εξοικείωσης. Η πρόσθετη πολυπλοκότητα προέρχεται από τις τροποποιήσεις που πραγματοποιούνται στα απλά στοιχεία μικρής ισχύος, ώστε να γίνουν κατάλληλα για εφαρμογές μεγάλης ισχύος. Οι τροποποιήσεις αυτές είναι κυρίως γενικής φύσης, δηλαδή πραγματοποιούνται οι ίδιες βασικές τροποποιήσεις σε όλα τα ημιαγωγικά στοιχεία μικρής ισχύος προκειμένου να κλιμακωθούν οι αντίστοιχες δυνατότητες ισχύος. Έτσι, αν μπορούν να γίνουν κατανοητές οι τροποποιήσεις στο πλαίσιο ενός στοιχείου συγκεκριμένου τύπου, τότε θα είναι πολύ ευκολότερο να δούμε τα αποτελέσματα των τροποποιήσεων αυτών στα άλλα είδη στοιχείων ισχύος.

Η μελέτη των ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος ξεκινά με τη δίοδο, δηλαδή την *pn* επαφή και τα στοιχεία με φράγμα schottky, επειδή αυτά είναι τα απλούστερα από όλα τα ημιαγωγικά στοιχεία, οπότε οι τροποποιήσεις για λειτουργία σε μεγάλη ισχύ θα εξεταστούν περισσότερο εύκολα σ' αυτά τα στοιχεία. Επιπλέον, η δίοδος ή η επαφή *pn* είναι ο βασικός δομικός λίθος όλων των άλλων ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος. Θα αποκτήσουμε καλύτερη αντίληψη των άλλων στοιχείων ισχύος, αν κατανοήσουμε σε βάθος τις ιδιότητες της διόδου.

2.2.1.1 ΒΑΣΙΚΗ ΔΟΜΗ ΚΑΙ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ I-V

Στο σχήμα 1 φαίνεται η πραγματική δομή της διόδου ισχύος. Αποτελείται από ένα υπόστρωμα τύπου n με πολλές προσμίξεις επάνω στο οποίο αναπτύσσεται ένα επιταξιακό στρώμα με ελαφρές προσμίξεις n^- που έχει καθορισμένο πάχος. Τέλος σχηματίζεται η επαφή pn με διάχυση σε περιοχή τύπου p με πολλές προσμίξεις, η οποία αποτελεί την άνοδο της διόδου. Στο σχήμα 1 φαίνονται το συνηθισμένο πάχος του στρώματος και οι τιμές των προσμίξεων. Η διατομή A της διόδου θα ποικίλει σύμφωνα με το ολικό ρεύμα, το οποίο είναι σχεδιασμένη να άγει. Για διόδους που μπορούν να άγουν αρκετές χιλιάδες amperes, η επιφάνεια μπορεί να είναι αρκετά τετραγωνικά εκατοστά (στην παραγωγή ημιαγωγικών στοιχείων χρησιμοποιούνται δίσκοι με διαμέτρους μέχρι 10cm και για τις μεγαλύτερες διόδους, από έναν δίσκο κατασκευάζεται μόνο μια). Στο σχήμα 1 φαίνεται το κυκλωματικό σύμβολο της διόδου, το οποίο είναι το ίδιο με το σύμβολο που χρησιμοποιείται για διόδους σήματος.

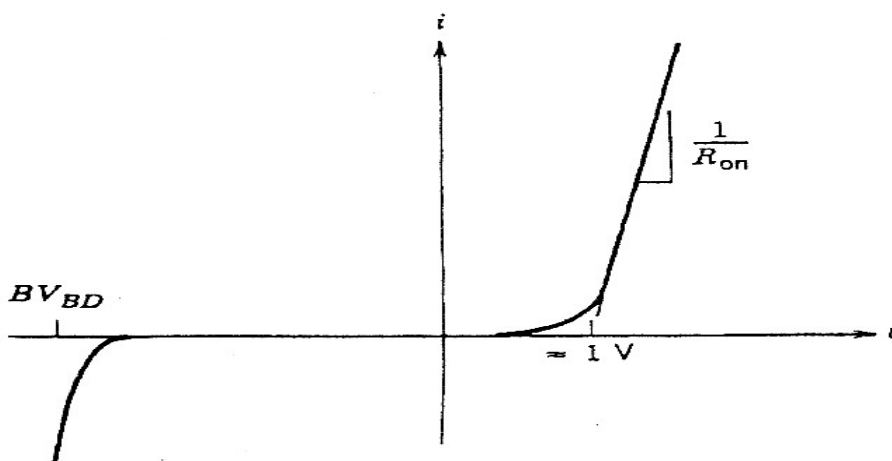


Σχήμα 1 Τομή της επαφής pn .

Το στρώμα n^- στο σχ.1 που συχνά ονομάζεται περιοχή μετατόπισης, είναι το κύριο δομικό χαρακτηριστικό, το οποίο δεν υπάρχει σε διόδους μικρής ισχύος. Σκοπός του είναι η απορρόφηση της περιοχής εκκένωσης της επαφής p^+n^- με ανάστροφη πόλωση. Το στρώμα αυτό μπορεί να είναι αρκετά πλατύ σε μεγάλες ανάστροφες τάσεις. Η περιοχή μετατόπισης καθορίζει ποια θα είναι η τάση ανάστροφης διάσπασης. Αυτή η περιοχή έχει σχετικά μεγάλο μήκος και λίγες

προσμίξεις και φαίνεται ότι προσθέτει σημαντική ωμική αντίσταση στη δίοδο, όταν αυτή είναι ορθά πολωμένη, περίπτωση που προφανώς οδηγεί σε απαράδεκτα μεγάλη κατανάλωση ισχύος στη δίοδο, όταν άγει.

Στο σχήμα 2 δίνεται η χαρακτηριστική $i-v$ της διόδου. Κατά



Σχήμα 2 Η χαρακτηριστική I-V της

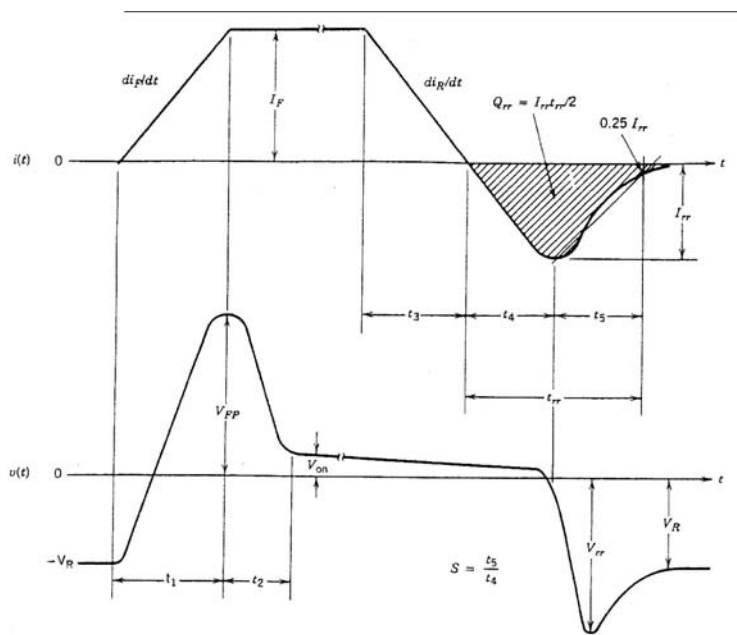
δίοδου επαφής pn.

την ορθή φορά αυτή εμφανίζεται ίδια με την καμπύλη της διόδου σήματος, με την διαφορά ότι το ρεύμα αυξάνει γραμμικά με την τάση ορθής πόλωσης και όχι εκθετικά. Τα μεγάλα ρεύματα στη δίοδο ισχύος δημιουργούν ομικές πτώσεις τάσης που καλύπτουν την εκθετική χαρακτηριστική $i-v$. Η πτώση τάσης στην περιοχή μετατόπισης με λίγες προσμίξεις είναι υπεύθυνη για μέρος αυτής της ομικής αντίστασης.

Με ανάστροφη πόλωση ρέει μόνο ένα μικρό ρεύμα διαρροής, ανεξάρτητο από την ανάστροφη τάση, μέχρι να φτάσουμε στην τάση ανάστροφης διάσπασης BV_{BD} . Όταν φτάσουμε στη διάσπαση, η τάση εμφανίζεται να παραμένει ουσιαστικά σταθερή, ενώ το ρεύμα αυξάνει υπερβολικά, περιοριζόμενο μόνο από το εξωτερικό κύκλωμα. Ο συνδυασμός μεγάλης τάσης κατά την διάσπαση και μεγάλου ρεύματος οδηγεί σε υπερβολική κατανάλωση ισχύος, η οποία γρήγορα μπορεί να καταστρέψει το στοιχείο. Κατά συνέπεια, η λειτουργία της διόδου με τάσεις ανάστροφης διάσπασης πρέπει να αποφεύγεται.

2.2.1.2 Μεταβατικά φαινόμενα

Μια δίοδος ισχύος χρειάζεται ορισμένο χρόνο για να μεταβεί από την κατάσταση αποκοπής (ανάστροφη πόλωση) στην κατάσταση αγωγιμότητας (ορθή πόλωση) και αντίστροφα. Ο χρήστης πρέπει να ασχοληθεί όχι μόνο με τη χρονική διάρκεια των μεταβάσεων, αλλά και με τον τρόπο με τον οποίο μεταβάλλονται το ρεύμα και η τάση κατά τη διάρκεια τους. Οι χρόνοι μετάβασης και η μορφή των κυματομορφών επηρεάζονται και από τις εσωτερικές ιδιότητες της διόδου και από το κύκλωμα στο οποίο είναι τοποθετημένη η δίοδος.



Σχήμα 3 Κυματομορφές τάσης και ρεύματος διόδου ισχύος που οδηγείται από ρεύματα με συγκεκριμένο ρυθμό ανόδου κατά την έναρξη της αγωγιμότητας και συγκεκριμένο ρυθμό καθόδου κατά τη διάρκεια της αποκοπής.

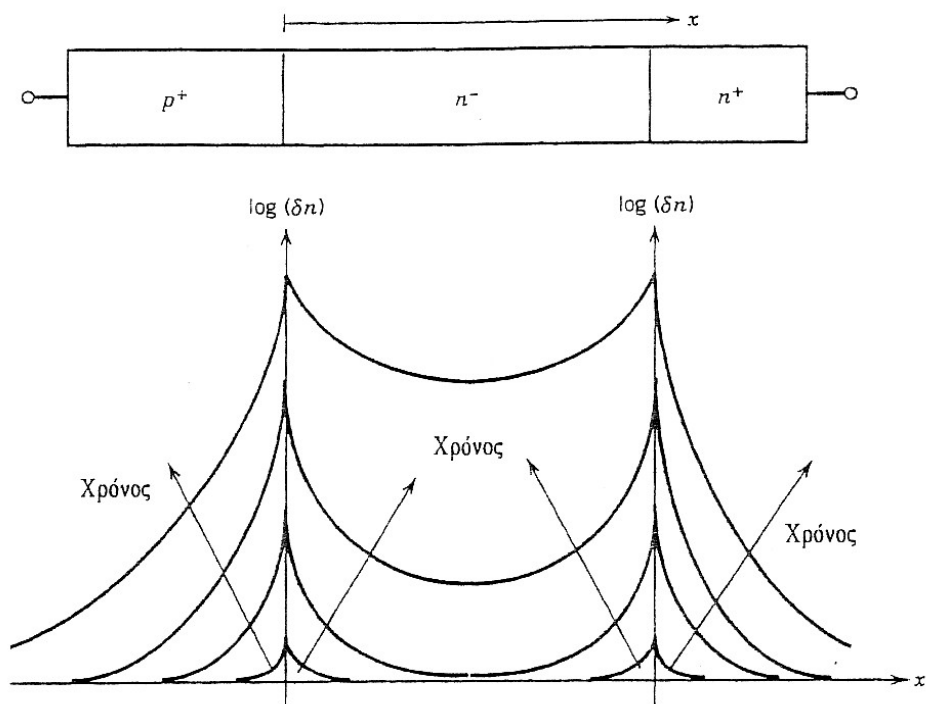
Τα διακοπτικά χαρακτηριστικά των διόδων συχνά δίνονται στα φυλλάδια προδιαγραφών για ρεύματα διόδου με έναν συγκεκριμένο ρυθμό μεταβολής, di/dt , όπως φαίνεται στο σχ.3. Η αιτία για την επιλογή αυτή είναι ότι οι δίοδοι ισχύος πολύ συχνά χρησιμοποιούνται σε κυκλώματα που περιέχουν επαγωγές, που ελέγχουν την ταχύτητα μετάβασης του ρεύματος ή ότι οι δίοδοι χρησιμοποιούνται ως δίοδοι ελεύθερης ροής, όπου η αποκοπή ενός διακοπτικού στοιχείου στερεάς κατάστασης ελέγχει το di/dt .

Οι κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος φαίνονται στο σχ.3. Τα χαρακτηριστικά που έχουν ιδιαίτερο ενδιαφέρον στις κυματομορφές αυτές είναι η υπέρταση κατά την έναρξη της αγωγιμότητας και η οξύτητα της πτώσης του ανάστροφου ρεύματος κατά τη διάρκεια της φάσης της αποκοπής. Η υπέρταση κατά την έναρξη της αγωγιμότητας δεν παρατηρείται σε δίοδους σήματος.

2.2.1.3 Μεταβατικό φαινόμενο στην κατάσταση αγωγιμότητας.

Το τμήμα των κυματομορφών της διόδου στο σχ.3, που αντιστοιχεί στην κατάσταση αγωγιμότητας, περιλαμβάνεται στα χρονικά διαστήματα που ονομάζονται t_1 και t_2 . Κατά τη διάρκεια αυτών των χρονικών διαστημάτων πραγματοποιούνται στη σειρά δυο φυσικές διεργασίες. Η πρώτη είναι ότι με την ανάπτυξη του ορθού ρεύματος απομακρύνονται (εκφορτίζονται) τα φορτία χώρου που είναι αποθηκευμένα στην περιοχή εκκένωσης (και βρίσκονται κυρίως στην περιοχή μετατόπισης), εξαιτίας της μεγάλης τάσης ανάστροφης πόλωσης. Όταν η περιοχή εκκένωσης εκφορτιστεί στο επίπεδο της θερμικής ισορροπίας, η μεταλλουργική επαφή πολώνεται κατά την ορθή φορά και τη χρονική στιγμή t_1 αρχίζει έγχυση των επιπλέον φορέων κατά μήκος της επαφής στην περιοχή μετατόπισης, πράγμα που σημειώνει την αρχή της δεύτερης φάσης και το τέλος της πρώτης. Κατά τη διάρκεια της δεύτερης φάσης η κατανομή των επιπλέον φορέων στην περιοχή μετατόπισης μεγαλώνει προς την τιμή της μόνιμης κατάστασης ισορροπίας, η οποία μπορεί να διατηρηθεί από το ορθό ρεύμα I_F της διόδου. Στο σχ.4 φαίνεται το διάγραμμα της κατά προσέγγιση ανάπτυξης της κατανομής των επιπλέον φορέων. Ας σημειωθεί ότι οι επιπλέον φορείς εγχέονται στην περιοχή μετατόπισης και από τα δυο άκρα με τις οπές να εγχέονται από την επαφή p^+n^- και τα ηλεκτρόνια από την επαφή n^+p^- .

Μια απλή ερμηνεία αυτής της σειράς γεγονότων θα μας έκανε να περιμένουμε ότι η τάση της διόδου θα ανέβαινε ομαλά και μονοτονικά από την αρχική μεγάλη αρνητική τιμή της σε μια σταθερή τιμή ορθής πόλωσης περίπου 1.0V. Θα παρατηρούνταν μόνο ένα διακριτό χρονικό διάστημα, το οποίο θα ήταν η εκφόρτιση του στρώματος του φορτίου χώρου, πράγμα που είναι ανάλογο με την εκφόρτιση μιας χωρητικότητας. Και μάλιστα το στρώμα εκκένωσης σε συνθήκες ανάστροφης πόλωσης συχνά παρομοιάζεται μ' έναν πυκνωτή (χωρητικότητα φορτίου χώρου) η



Σχήμα 4 Ανάπτυξη της κατανομής των επιπλέον φορέων κατά τη διάρκεια της αγωγιμότητας μιας διόδου ισχύος με επαφή pn.

χωρητικότητα του οποίου (ανά τετραγωνικό εκατοστό με σκεπτικό πυκνωτή με παράλληλους οπλισμούς) δίνεται από τη σχέση

$$C_{sc}(V) \approx \frac{\epsilon}{W(V)}$$

όπου $W(V)$ το πλάτος της περιοχής εκκένωσης. Η διάρκεια του χρονικού διαστήματος θα πρέπει να είναι στην ίδια κλίμακα με το I_F και να είναι αντίστροφη του di/dt .

Ωστόσο, η ερμηνεία αυτή δεν λαμβάνει υπόψη την υπέρταση που φαίνεται στην κυματομορφή του σχ.3. Το μειονέκτημα της ερμηνείας είναι ότι δεν καταφέρνει να λάβει υπόψη την επίδραση της ομικής αντίστασης στην περιοχή μετατόπισης και την επαγωγή του δίσκου πυριτίου και των συνδετικών συρμάτων σ' αυτό. Καθώς με τον χρόνο μεγαλώνει το ορθό ρεύμα, υπάρχει μια διαρκώς αυξανόμενη μεγάλη πτώση τάσης κατά μήκος της περιοχής μετατόπισης, επειδή δεν υπάρχει

διαμόρφωση της αγωγιμότητας της περιοχής μέχρις ότου το στρώμα του πεδίου χώρου να εκφορτιστεί στην τιμή της θερμικής ισορροπίας. Ακόμη, η επαγωγή προσθέτει μια σημαντική πτώση τάσης, αν εφαρμοστούν μεγάλες τιμές di/dt . Η συνδυασμένη επίδραση αυτών των δυο παραγόντων είναι μια υπερύψωση που μπορεί να φτάσει μέχρι αρκετές δεκάδες volt, γεγονός που είναι αρκετά μεγάλο για να επηρεάσει σοβαρά τη λειτουργία μερικών ηλεκτρονικών κυκλωμάτων ισχύος.

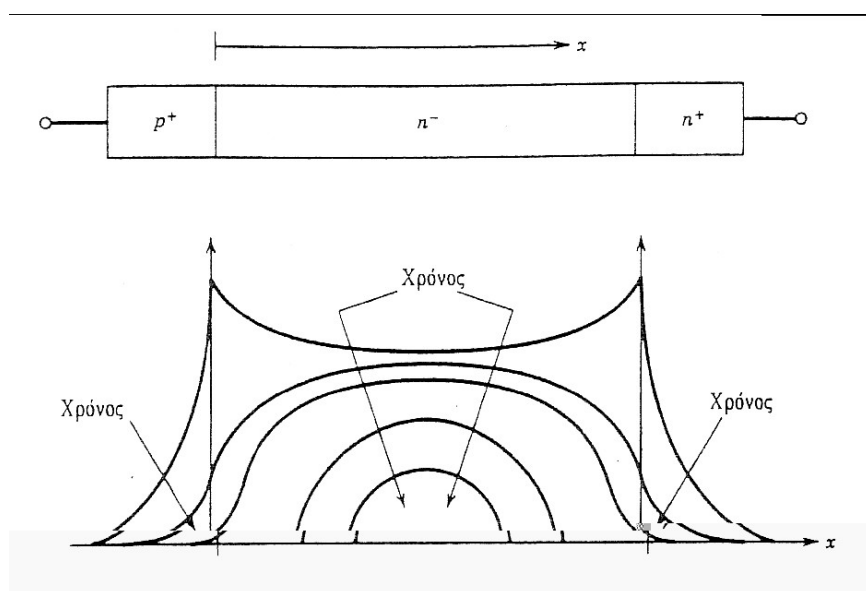
Η ανάπτυξη της τάσης στη δίοδο επιβραδύνεται και στο τέλος σταματά καθώς η περιοχή μετατόπισης «βραχυκυκλώνεται» από τη μεγάλη έγχυση φορέων μέσα σ' αυτήν. Επιπλέον, η επαγωγική συνεισφορά τελειώνει όταν το ρεύμα στη δίοδο σταθεροποιείται στο I_F . Το χρονικό διάστημα κατά το οποίο η τάση πέφτει από τη μέγιστη τιμή σε σταθερή τιμή κατά την ορθή φορά σημειώνει τη συμπλήρωση της μεταβατικής αύξησης της κατανομής του επιπλέον φορτίου στην περιοχή μετατόπισης.

Η χρονική διάρκεια της εκφόρτισης του στρώματος φορτίου χώρου και η αύξηση της κατανομής των επιπλέον φορέων στην περιοχή μετατόπισης ελέγχεται από τις ενδογενείς ιδιότητες της διόδου και από το εξωτερικό κύκλωμα στο οποίο είναι τοποθετημένη η δίοδος. Μεγάλη τιμή του di/dt ελαχιστοποιεί τον χρόνο που χρειάζεται για εκφόρτιση του στρώματος φορτίου χώρου. Ωστόσο, μεγάλη τιμή του I_F και του χρόνου ζωής των φορέων στην περιοχή μετατόπισης μεγαλώνει τον χρόνο που χρειάζεται για να ολοκληρωθεί το τμήμα του μεταβατικού φαινομένου που οφείλεται στους επιπλέον φορείς. Οι συνηθισμένες τιμές γι' αυτούς τους χρόνους μετάβασης σε διόδους μεγάλων τάσεων είναι της τάξης των εκατοστών του ns για το t_1 και του μs για το t_2 . Υπάρχουν στοιχεία με μικρότερους χρόνους έναυσης, αλλά από την πλευρά αυτή επιτυγχάνεται βελτιωμένη επίδοση μόνο με ελάττωση των χρόνων ζωής, όπως εξηγήθηκε προηγουμένως. Έτσι, υπάρχει ένας εσωτερικός συμβιβασμός μεταξύ ταχύτερων μεταβατικών φαινομένων και μεγαλύτερων απωλειών αγωγιμότητας.

2.2.1.4 Μεταβατικό φαινόμενο στην κατάσταση αποκοπής

Το τμήμα του μεταβατικού φαινομένου, που αναφέρεται στην κατάσταση αποκοπής, περιλαμβάνεται στα χρονικά διαστήματα t_3 , t_4 , t_5 του σχ.3 και ουσιαστικά είναι το αντίστροφο της διαδικασίας έναυσης. Πριν οι μεταλλουργικές επαφές μπορέσουν να πολωθούν κατά την ανάστροφη φορά πρέπει πρώτα να απομακρυνθούν οι επιπλέον φορείς που είναι αποθηκευμένοι στην περιοχή μετατόπισης. Στο σχ.5 γίνεται η ελάττωση της κατανομής των επιπλέον φορέων. Όταν απομακρυνθούν οι φορείς με τη συνδυασμένη δράση επανασύνδεσης και παράσυρσης από αρνητικά ρεύματα στη δίοδο, η περιοχή εκκένωσης αποκτά ένα σημαντικό πόσο φορτίων χώρου από την τάση ανάστροφης πόλωσης και εκτείνεται στην περιοχή μετατόπισης και από τα δυο άκρα (επαφές).

Για όσο χρόνο υπάρχουν επιπλέον φορείς στα άκρα της περιοχής μετατόπισης, οι επαφές p^+n^- και n^+p^- θα πρέπει να είναι πολωμένες κατά την ορθή φορά. Έτσι, η τάση στη δίοδο δεν θ' αλλάξει από την τιμή της



Σχήμα 5 Ελάττωση των κατανομών των επιπλέον φορέων κατά τη διάρκεια της αποκοπής της δίοδου ισχύος με επαφή pn.

κατά την κατάσταση αγωγιμότητας, εκτός από μια μικρή ελάττωση που οφείλεται σε ομικές πτώσεις τάσεις που προκαλούνται από το ανάστροφο ρεύμα. Όταν όμως το ρεύμα γίνει αρνητικό και η παράσυρση των φορέων έχει προχωρήσει για αρκετό χρονικό διάστημα (t_4), ώστε να ελαττώσει σε μηδέν την πυκνότητα των επιπλέον φορέων στη μια ή και στις δυο επαφές, τότε η επαφή ή οι επαφές πολώνονται ανάστροφα. Στο σημείο αυτό η τάση της δίοδου φαίνεται αρνητική και αποκτά πολύ γρήγορα σημαντικές αρνητικές τιμές, καθώς οι περιοχές εκκένωσης από τις δυο επαφές εκτείνονται στην περιοχή μετατόπισης ή μια προς την άλλη. Τη στιγμή αυτή το αρνητικό ρεύμα στη δίοδο που ζητείται από την παρασιτική επαγωγή του εξωτερικού κυκλώματος δεν μπορεί να διατηρηθεί από την κατανομή των επιπλέον φορέων, επειδή έχουν μείνει πολύ λίγοι φορείς. Το ρεύμα στη δίοδο σταματά ν' αυξάνει κατά την αρνητική φορά, ελαττώνεται γρήγορα και μετά από χρόνο t_5 γίνεται μηδέν. Το ανάστροφο ρεύμα έχει τη μέγιστη ανάστροφη τιμή του, την I_{rr} στο τέλος του χρονικού διαστήματος t_4 .

2.2.2 ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΙΣΧΥΟΣ

Εισαγωγή

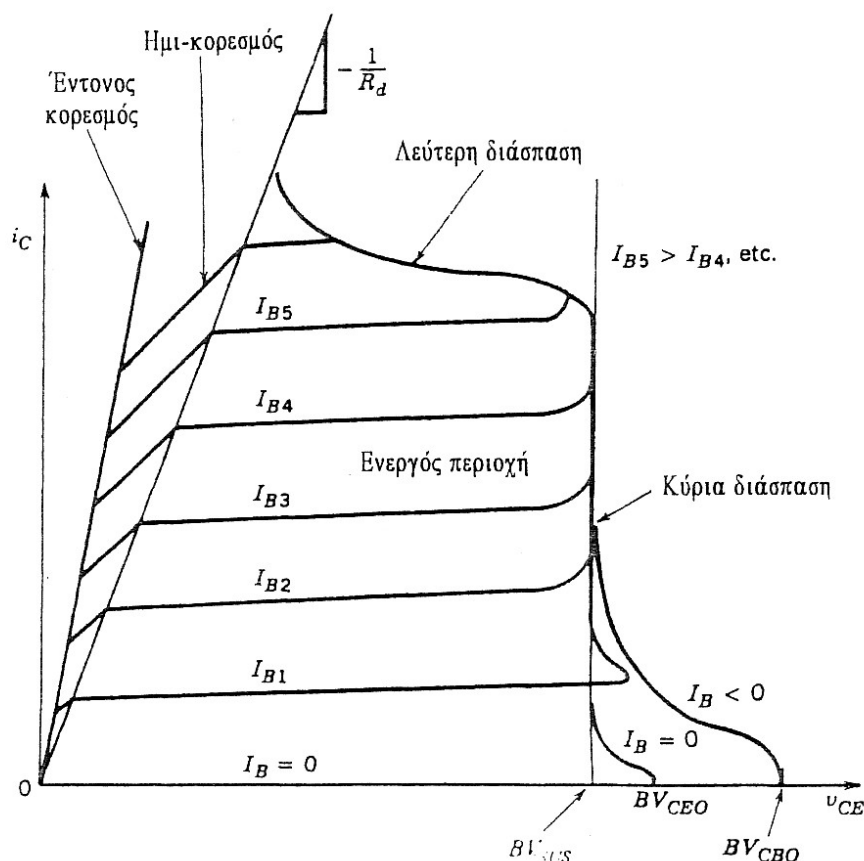
Η ανάγκη για μεγάλη τάση αποκοπής στην κατάσταση αποκοπής και η ικανότητα μεταφοράς μεγάλων ρευμάτων στην κατάσταση αγωγιμότητας σημαίνει ότι ένα τρανζίστορ ισχύος με διπολική επαφή (bipolar junction transistor BJT) πρέπει να έχει ουσιαστικά διαφορετική δομή από το αντίστοιχο του για λογικά σήματα. Η τροποποιημένη δομή οδηγεί σε σημαντικές διαφορές στις χαρακτηριστικές $i-v$ και στη διακοπτική συμπεριφορά μεταξύ των δυο τύπων στοιχείων. Στο κεφάλαιο αυτό θα εξεταστούν αυτά και άλλα θέματα για τα BJT.

2.2.2.1 Χαρακτηριστικές I-V

Στο σχ.6 δίνονται οι χαρακτηριστικές εξόδου (το i_C ως συνάρτηση της V_{CE}) σ' ένα συνηθισμένο τρανζίστορ ηρη ισχύος. Οι διάφορες καμπύλες ξεχωρίζουν μεταξύ τους από την τιμή του ρεύματος βάσης. Οι χαρακτηριστικές των μονολιθικών ζευγών Darlington είναι αρκετά παρόμοιες με τις χαρακτηριστικές του σχήματος. Πρέπει να σημειωθούν μερικές ιδιότητες των χαρακτηριστικών. Η πρώτη ιδιότητα είναι ότι υπάρχει μια μέγιστη τάση συλλέκτη-εκπομπού που μπορεί να διατηρηθεί κατά μήκος του τρανζίστορ, όταν αυτό άγει σημαντικό ρεύμα συλλέκτη. Αυτή η τάση συνήθως ονομάζεται BV_{SUS} . Στο όριο του μηδενικού ρεύματος βάσης, η μέγιστη τάση μεταξύ συλλέκτη και εκπομπού που μπορεί να διατηρηθεί, αυξάνει λίγο σε τιμή που ονομάζεται BV_{CEO} , δηλαδή τάση διάσπασης συλλέκτη-εκπομπού, όταν η βάση είναι ανοικτό κύκλωμα. Αυτή η τελευταία τάση συχνά χρησιμοποιείται ως μέτρο της ικανότητας διαχείρισης τάσης του τρανζίστορ, επειδή συνήθως η μόνη φορά που το τρανζίστορ βλέπει μεγάλες τάσεις, είναι όταν το ρεύμα βάσης είναι μηδέν και το BJT είναι σε αποκοπή. Η τάση BV_{CBO} είναι η τάση διάσπασης συλλέκτη – βάσης όταν ο εκπομπός είναι ανοικτό κύκλωμα. Το γεγονός ότι η τάση αυτή είναι μεγαλύτερη από την BV_{CEO} χρησιμοποιείται επωφελώς σε κυκλώματα που ονομάζονται κυκλώματα αποκοπής με transistor ανοικτού συλλέκτη.

Η περιοχή που ονομάζεται κύρια διάσπαση οφείλεται σε συμβατική διάσπαση χιονοστιβάδας της επαφής C-B και τη μεγάλη ροή ρεύματος που ακολουθεί. Αυτή η περιοχή της χαρακτηριστικής πρέπει να αποφεύγεται εξαιτίας της μεγάλης κατανάλωσης ισχύος που είναι φανερό ότι συνοδεύει αυτή τη διάσπαση. Η περιοχή που ονομάζεται δεύτερη διάσπαση πρέπει και αυτή να αποφεύγεται εξαιτίας της μεγάλης κατανάλωσης ισχύος που επίσης τη συνοδεύει, ιδιαίτερα σε συγκεκριμένες θέσεις μέσα στον ημιαγωγό. Η προέλευση της δεύτερης διάσπασης είναι διαφορετική

από την προέλευση της διάσπασης χιονοστιβάδας και θα εξεταστεί με λεπτομέρεια στο κεφαλαίο αυτό.

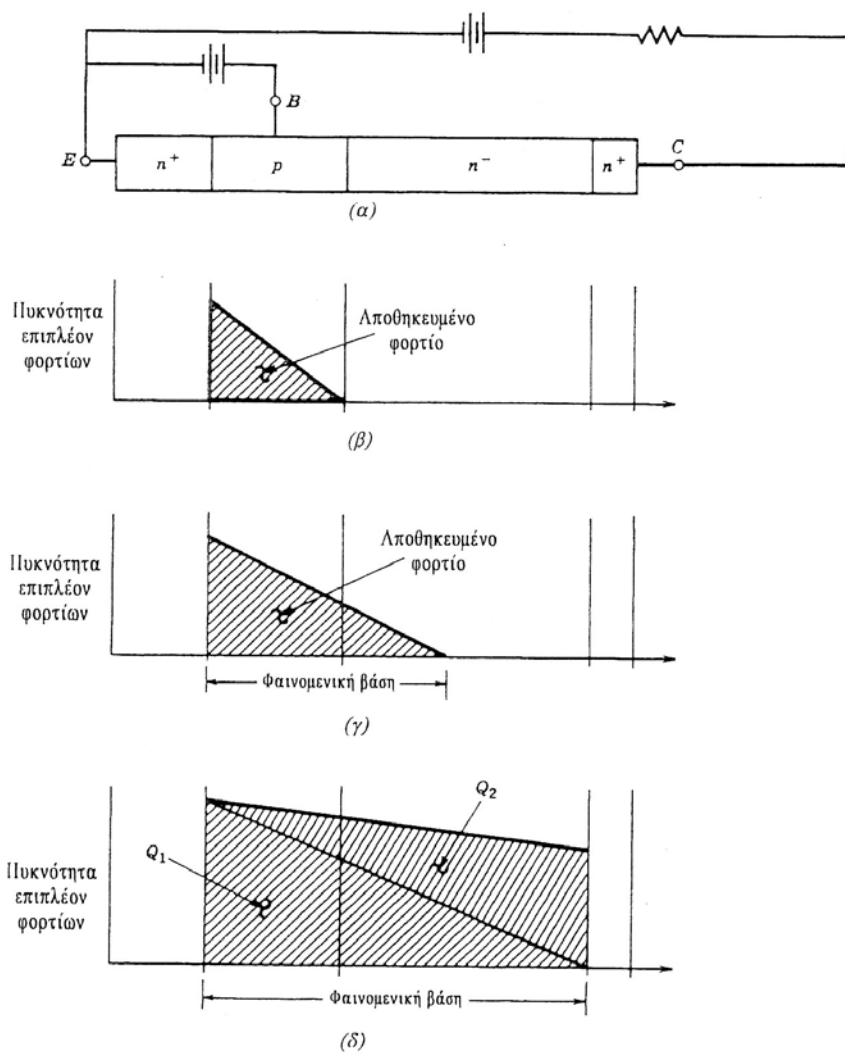


Σχήμα 6 Χαρακτηριστικές ρεύματος-τάσης ενός BJT ηρη ισχύος όπου φαίνεται η δεύτερη διάσπαση και ο ημικορεσμός

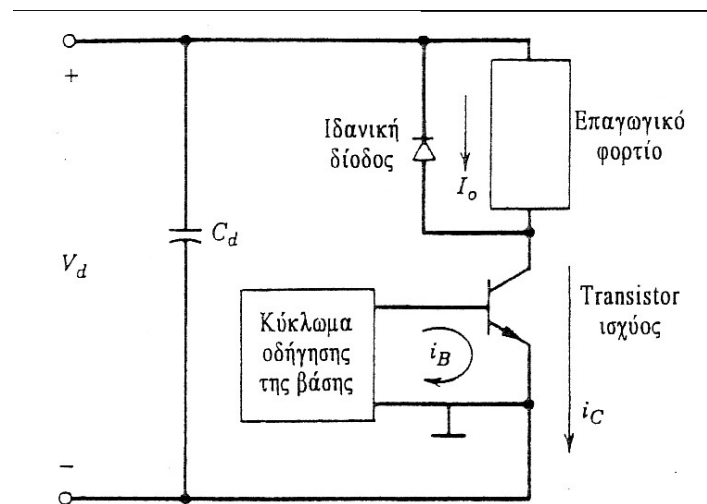
Οι βλάβες των διπολικών τρανζίστορ επαφής συχνά έχουν σχέση με τη δεύτερη διάσπαση.

Η κύρια ορατή διαφορά μεταξύ των χαρακτηριστικών i - v ενός transistor ισχύος και των χαρακτηριστικών ενός τρανζίστορ σήματος είναι η περιοχή που ονομάζεται ημικορεσμός στις χαρακτηριστικές του τρανζίστορ στο σχ.6.

Όπως θα εξηγήσουμε με λεπτομέρεια σε επόμενες ενότητες αυτού του κεφαλαίου, ο ημικορεσμός είναι συνέπεια της περιοχής μετατόπισης του συλλέκτη με λίγες προσμίξεις σε τρανζίστορ ισχύος. Τα τρανζίστορ σήματος δεν έχουν αυτή την περιοχή μετατόπισης και έτσι δεν εμφανίζουν ημικορεσμό. Κατά τα άλλα, όλες οι κύριες ιδιότητες της χαρακτηριστικής του τρανζίστορ ισχύος βρίσκονται και στις χαρακτηριστικές των τρανζίστορ σήματος.



Σχήμα 7 Κατανομή αποθηκευμένων φορτίων στις περιοχές μετατόπισης βάσης και συλλέκτη σε BJT ισχύος.

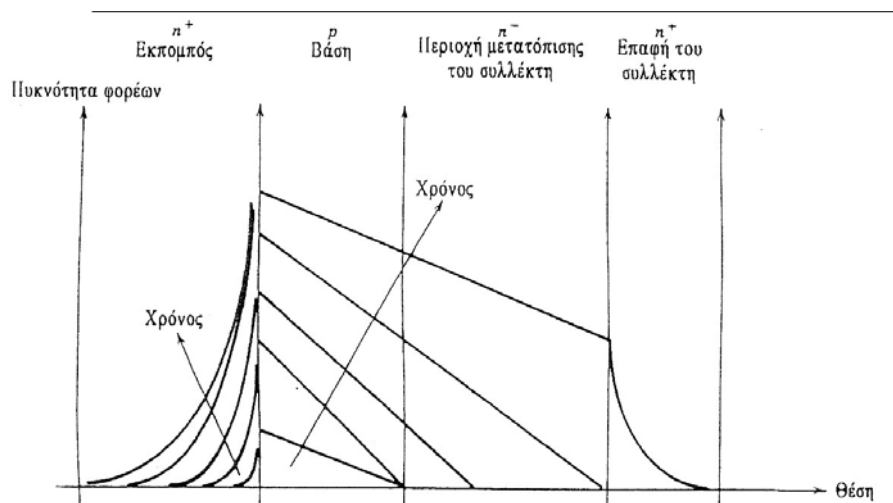


Σχήμα 8 Διακοπτικό κύκλωμα BJT με επαγωγικό φορτίο και δίοδο ελεύθερης ροής.

2.2.2.2 Διακοπτικά χαρακτηριστικά

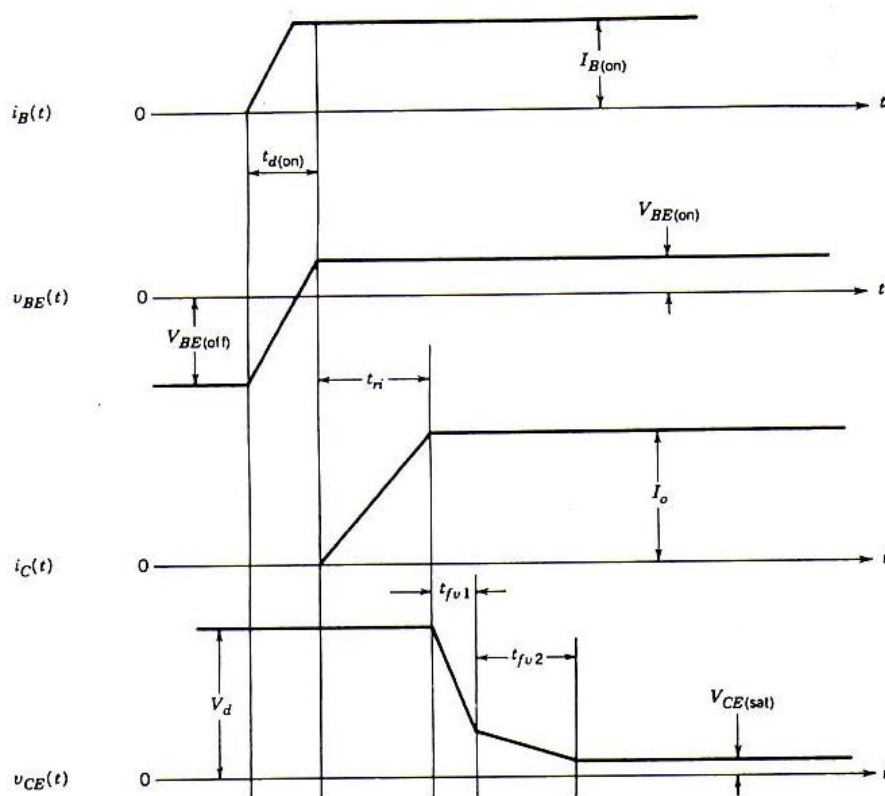
Γνωρίζουμε ότι, για τη μετάβαση του τρανζίστορ από την κατάσταση αποκοπής στην κατάσταση αγωγιμότητας, πρέπει να του δοθούν φορτία, έτσι ώστε να δημιουργηθούν και να διατηρηθούν σ' αυτό κατανομές αποθηκευμένου φορτίου παρόμοιες με τις κατανομές που φαίνονται στο σχ.7. Οι ιδιότητες του τρανζίστορ και του εξωτερικού κυκλώματος στο οποίο είναι τοποθετημένο αλληλεπιδρούν μεταξύ τους για να καθορίσουν πόσο γρήγορα μπορεί να εγχυθεί το αποθηκευμένο φορτίο και κατά συνέπεια πόσο γρήγορα μπορεί το στοιχείο να περιέλθει σε κατάσταση αγωγιμότητας. Για να κάνουμε αυτή την αλληλεπίδραση όσο το δυνατό περισσότερο ξεκάθαρη, θα θεωρήσουμε ότι το BJT είναι τοποθετημένο στο κύκλωμα του σχ.7, το οποίο συναντούμε στους μετατροπείς dc σε dc και dc σε ημιτονοειδές ac.

Το εξωτερικό κύκλωμα καθορίζει το ρεύμα συλλέκτη που ρέει στην κατάσταση αγωγιμότητας. Αυτή η τιμή του ρεύματος συλλέκτη μαζί με τους χρόνους ζωής των φορέων στο τρανζίστορ, ιδιαίτερα στην περιοχή μετατόπισης του συλλέκτη, καθορίζουν ποιο ελάχιστο πόσο αποθηκευμένου φορτίου πρέπει να διατηρηθεί στο BJT, ώστε αυτό να διατηρείται κλειστό. Στη συνέχεια η απολαβή ρεύματος του τρανζίστορ καθορίζει ποιο είναι το ελάχιστο ρεύμα βάσης που πρέπει να δοθεί στο στοιχείο, ώστε να δημιουργηθεί και να διατηρηθεί αυτή η κατανομή αποθηκευμένων φορτίων. Ρεύματα βάσης με ορθή πόλωση επιπλέον αυτής της ελάχιστης τιμής θα επιταχύνουν τις κατανομές αποθηκευμένων φορτίων και έτσι θα μειώσουν τους χρόνους μετάβασης από την κατάσταση αποκοπής στην κατάσταση αγωγιμότητας. Όμως, μια τέτοια αύξηση του ρεύματος βάσης θ' αυξήσει τα αποθηκευμένα φορτία σε τιμές μεγαλύτερες από αυτές που χρειάζονται για να διατηρηθεί οριακά ο έντονος κορεσμός.



Σχήμα 9 Ανάπτυξη της κατανομής των αποθηκευμένων φορτίων σε BJT ισχύος κατά τη διάρκεια της μετάβασης στην κατάσταση αγωγιμότητας.

Στο σχ.9 φαίνεται κατά προσέγγιση ο τρόπος με τον οποίο αναπτύσσεται η κατανομή των αποθηκευμένων φορτίων κατά τη διάρκεια της έναυσης, όταν εφαρμόζεται ορθό ρεύμα βάσης τη χρονική στιγμή $t=0$. Η τάση εισόδου που προκαλεί το ρεύμα βάσης, το ρεύμα συλλέκτη και άλλες τάσεις και ρεύματα στο τρανζίστορ, τα οποία μας ενδιαφέρουν, δίνονται στο σχ2.2-5. Για μια αρχική χρονική περίοδο, που λέγεται χρόνος καθυστέρησης της έναυσης $t_{d(on)}$, δεν υπάρχει αύξηση των αποθηκευμένων φορτίων, επειδή το αρνητικό φορτίο στη χωρητικότητα φορτίων χώρου B-E πρέπει να εκφορτιστεί και η επαφή να πολωθεί κατά την ορθή φορά, ώστε ν' αρχίσει η έγχυση φορέων. Κατά τη διάρκεια αυτού του χρονικού διαστήματος ρέει μόνο το ρεύμα βάσης και αλλάζει μόνο η τάση B-E.



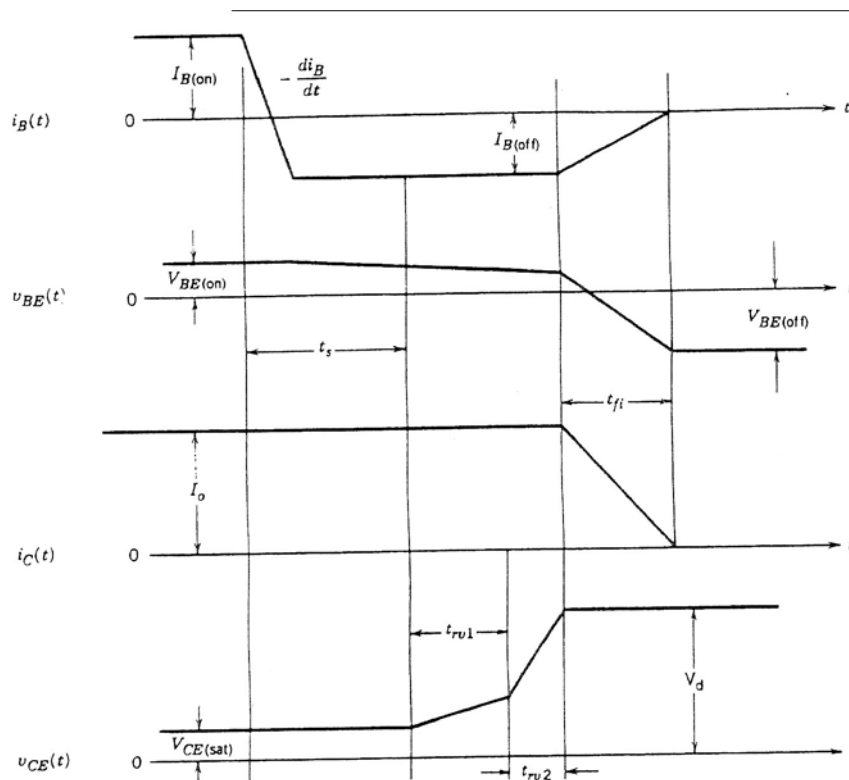
Σχήμα 10 Ρεύμα BJT ισχύος και κυματομορφές τάσης, καθώς το τρανζίστορ αρχίζει να άγει στο κύκλωμα με επαγωγικό φορτίο του σχήματος 8.

2.2.2.3 Μετάβαση του BJT στην κατάσταση αποκοπής

Αποκοπή του τρανζίστορ σημαίνει απομάκρυνση όλων των αποθηκευμένων φορτίων. Αυτό μπορούμε να το πετύχουμε απλά με τη μείωση του ρεύματος της βάσης στο μηδέν και να στηριχθούμε στις εσωτερικές διαδικασίες επανασύνδεσης μέσα στο τρανζίστορ, ώστε να απομακρυνθούν τα φορτία. Ωστόσο, κάτι τέτοιο θα χρειαζόταν παρά πολύ χρόνο για τις πρακτικές εφαρμογές και έτσι το ρεύμα βάσης οδηγείται σε αρνητικές τιμές, για να επιταχυνθεί η απομάκρυνση των φορτίων με διαδικασίες απομάκρυνσης των φορέων. Η διαδικασία ξεκινά σε χρόνο $t=0$, όταν το ρεύμα βάσης αλλάζει είτε απότομα (συνάρτηση βήματος) είτε σταδιακά (ράμπα με ελεγχόμενο di_B/dt) σε μια τιμή αρνητικής πόλωσης, όπως φαίνεται στο σχ.11 Στο ίδιο σχήμα φαίνονται οι άλλες τάσεις και ρεύματα του τρανζίστορ που μας ενδιαφέρουν.

Για ένα χρονικό διάστημα, που στο σχ.11 ονομάζεται χρόνος αποθήκευσης t_s , το ρεύμα συλλέκτη παραμένει στην τιμή που είχε στην κατάσταση αγωγιμότητας, ενώ

απομακρύνεται το επιπλέον φορτίο Q_2 . Μετά το χρονικό διάστημα t_s , μπαίνουμε στον ημικορεσμό και η τάση αρχίζει να μεγαλώνει με μικρή κλίση. Όταν η κατανομή του αποθηκευμένου φορτίου ελαττωθεί στο μηδέν, στο άκρο C-B της περιοχής μετατόπισης μετά το χρονικό διάστημα t_{rv1} , το τρανζίστορ μπαίνει στην ενεργό περιοχή. Η αυξημένη τιμή του β του τρανζίστορ αναγκάζει την

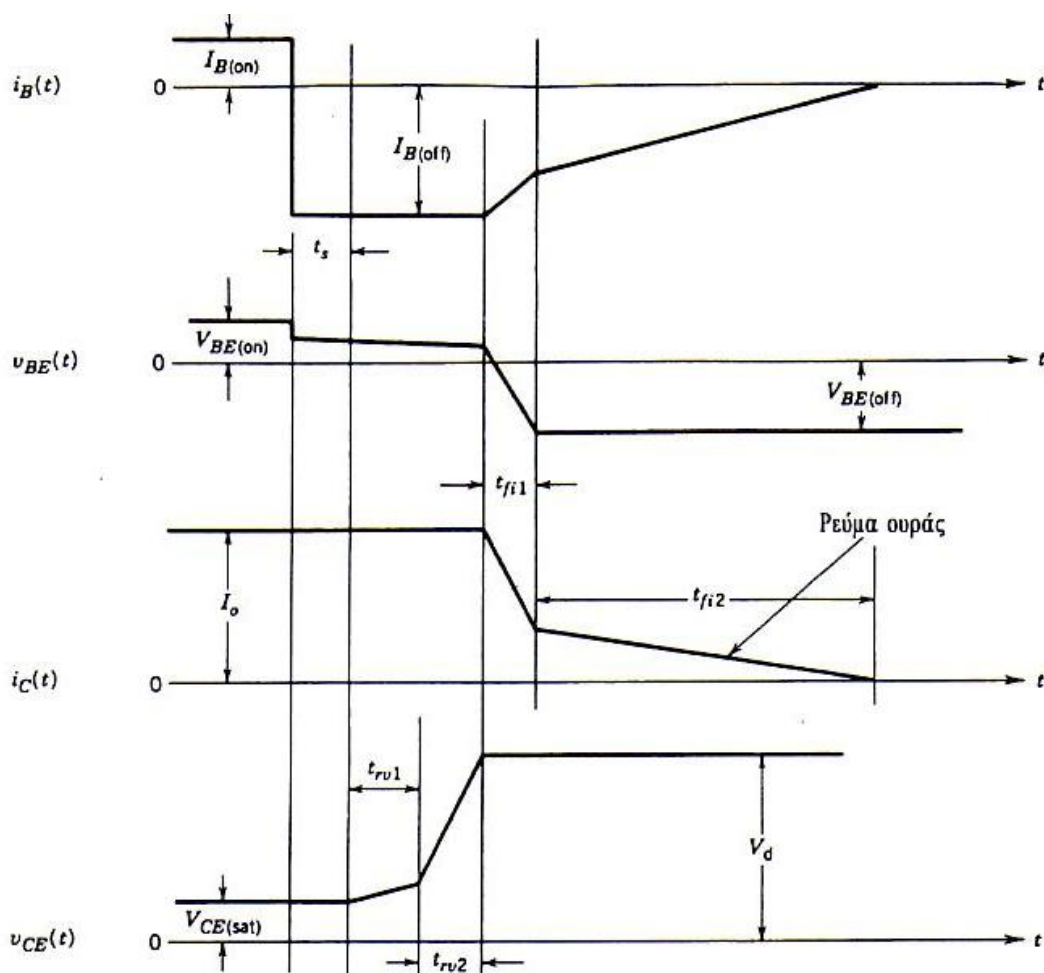


Σχήμα 11 Κυματομορφές ρεύματος και τάσης του BJT ισχύος, καθώς το τρανζίστορ οδηγείται στην αποκοπή στο κύκλωμα με επαγωγικό φορτίο του σχήματος 8.

V_{CE} να ολοκληρώσει την αύξηση της μέχρι την τιμή της τάσης τροφοδοσίας με πολύ μεγαλύτερη κλίση, καθώς το ρεύμα συλλέκτη, που είναι ακόμη σταθερό, φορτίζει τη χωρητικότητα φορτίων χώρου της επαφής C-B. Η αύξηση της V_{CE} σταματά μετά το χρονικό διάστημα t_{rv2} , που φαίνεται στο σχ.11 και το ρεύμα συλλέκτη αρχίζει να πέφτει καθώς το ρεύμα κατευθύνεται προς τη δίοδο αποκατάστασης. Μετά από χρονικό διάστημα t_{f1} , απομακρύνονται από το τρανζίστορ τα υπόλοιπα αποθηκευμένα φορτία και το ρεύμα συλλέκτη γίνεται μηδέν. Το BJT μπαίνει πλέον σε αποκοπή και η χωρητικότητα B-E των φορτίων χώρου αποκτά αρνητικό φορτίο καθώς η V_{BE} γίνεται αρνητική.

Οι κυματομορφές που φαίνονται στο σχ.11 αποδίδονται στο γεγονός ότι το ρεύμα βάσης πραγματοποιεί μια ελεγχόμενη μετάβαση από θετικές σε αρνητικές τιμές. Αν τη χρονική στιγμή $t=0$ γίνει μια γρήγορη μετάβαση σε μεγάλο αρνητικό ρεύμα βάσης, όπως φαίνεται στο σχ.12, θα υπάρξουν σημαντικές μεταβολές στην απόκριση του ρεύματος συλλέκτη. Το χρονικό διάστημα t_s θα μικραίνει και το ίδιο θα

συμβεί και στα δυο χρονικά διαστήματα V_{CE} εξαιτίας του μεγαλύτερου αρνητικού ρεύματος βάσης σε προγενέστερο χρόνο στη μεταβατική κατάσταση. Σε σύγκριση με το μεταβατικό, γραμμικά μεταβαλλόμενο, ρεύμα i_B , όπως φαίνεται στις κατανομές αποθηκευμένου φορτίου που

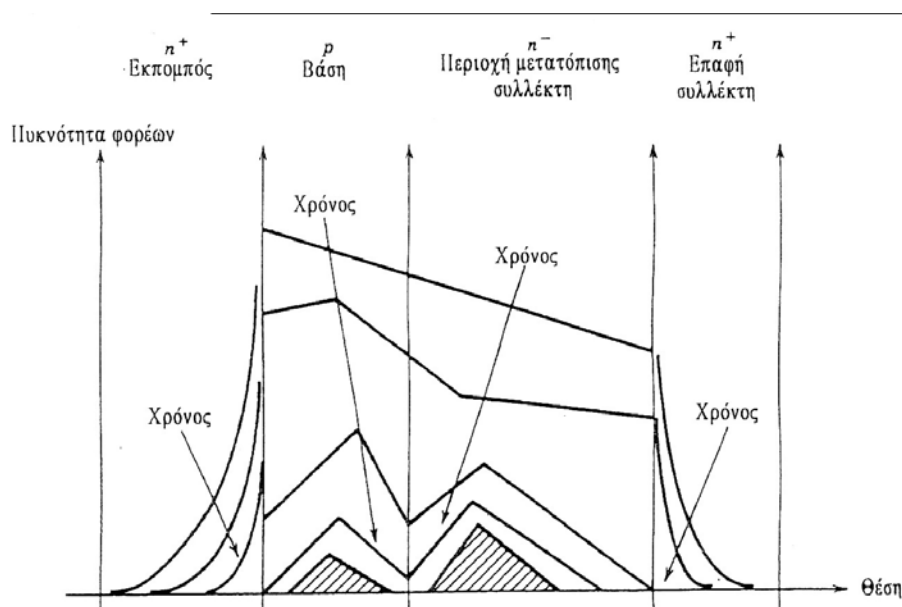


Σχήμα 12 Κυματομορφές ρεύματος και τάσης BJT ισχύος, καθώς το transistor οδηγείται στην αποκοπή στο κύκλωμα με επαγωγικό φορτίο του σχήματος 8.

είναι σχεδιασμένες στο σχ.13 για την περίπτωση αυτή, θα μετακινηθεί σημαντικά περισσότερο από το αποθηκευμένο φορτίο στην περιοχή βάσης. Ωστόσο, το ποσό του φορτίου που θα απομακρυνθεί από την περιοχή μετατόπισης δεν θ' αυξηθεί με την ίδια αναλογία. Το μεγαλύτερο μέρος του φορτίου στην περιοχή μετατόπισης απομακρύνεται από το ρεύμα συλλέκτη και όχι από το αυξημένο ρεύμα βάσης. Η μικρότερη ποσότητα αποθηκευμένου φορτίου που παραμένει στη βάση σημαίνει ότι θα χρειαστεί μικρότερος χρόνος για την απομάκρυνση αρκετού φορτίου της βάσης, ώστε η επαφή B-E να πολωθεί ανάστροφα και το ρεύμα εκπομπού να μηδενιστεί.

Αν συμβεί κάτι τέτοιο, στην περιοχή μετατόπισης θα παραμείνει αποθηκευμένο φορτίο το οποίο πρέπει να απομακρυνθεί πριν το ρεύμα συλλέκτη

μπορέσει να γίνει μηδέν και το BJT μπορέσει να περιέλθει σε αποκοπή. Οι μόνοι τρόποι απομάκρυνσης αυτού του παραμένοντος φορτίου είναι μέσω εσωτερικής επανασύνδεσης και με το διερχόμενο αρνητικό ρεύμα βάσης. Στην



Σχήμα 13 Ελάττωση των κατανομών αποθηκευμένων φορτίων του BJT ισχύος κατά τη μετάβαση στην κατάσταση αποκοπής από απότομο βηματικό ανάστροφο ρεύμα βάσης $I_{B(off)}$.

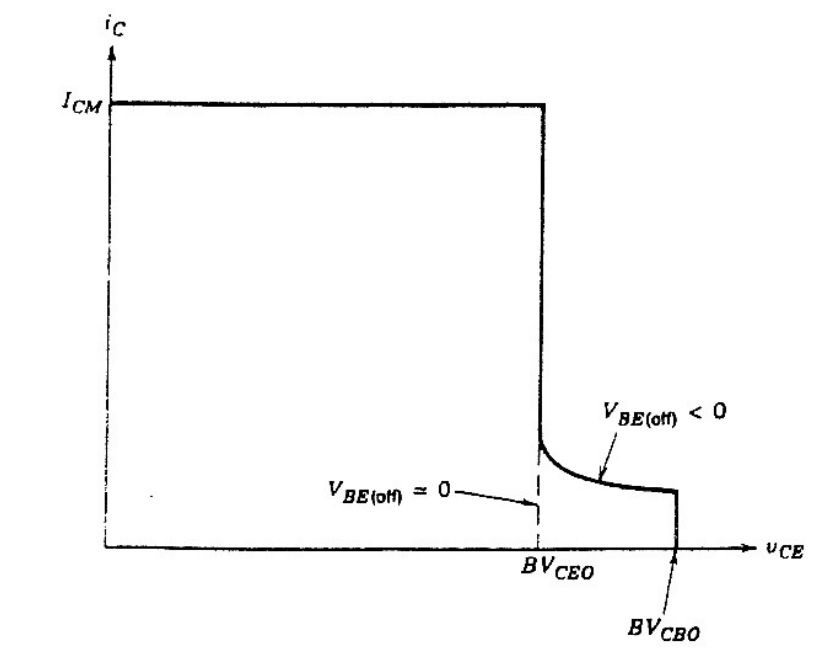
περίπτωση αυτή, η ταχύτητα απομάκρυνσης των φορέων θα είναι μικρή σε σύγκριση με την προηγούμενη περίπτωση, επειδή το ρεύμα συλλέκτη πρέπει να είναι ίσο με το αρνητικό ρεύμα βάσης και όχι β φορές μεγαλύτερο, όπως συνέβαινε προηγουμένως. Αυτή η απώλεια απολαβής ρεύματος παράγει τη μεγάλη ουρά στην κυματομορφή του ρεύματος συλλέκτη, που φαίνεται στο σχ.13 και διαρκεί χρόνο t_{fi2} . Αυτός ο μεγάλος χρόνος «ουράς» δεν είναι επιθυμητός, επειδή μπορεί να προκαλέσει αυξημένες απώλειες κατά τη μετάβαση.

2.2.2.4 Περιοχές Ασφαλούς Λειτουργίας

Οι περιοχές Ασφαλούς Λειτουργίας, ή SOA (Safe Operating Areas), αποτελούν μια πολύ εύκολη και συνεκτική μέθοδο περιληπτικής περιγραφής των τιμών του ρεύματος και της τάσης στις οποίες μπορεί να υποβληθεί το BJT. Στα BJT χρησιμοποιούνται δυο ξεχωριστές Π.Α.Λ., οι οποίες συνήθως δίνονται στα φυλλάδια των προδιαγραφών. Η επονομαζόμενη Π.Α.Λ. ορθής πόλωσης (Forward-bias SOA, FBSOA) δίνεται στο σχ.14, ενώ στο σχ.15 δίνεται η Π.Α.Λ. ανάστροφης πόλωσης (reverse-bias SOA, RBSOA). Οι όροι ορθή και ανάστροφη πόλωση αναφέρονται στο αν η πηγή πόλωσης του ρεύματος βάσης πολώνει την επαφή B-E κατά την ορθή

φορά ή κατά την ανάστροφη φορά (πράγμα που θα ήταν κατάλληλο για την αποκοπή του BJT).

Για τον καθορισμό των ορίων της FBSOA που φαίνεται στο σχ.14 ενεργοποιούνται αρκετοί διαφορετικοί φυσικοί μηχανισμοί. Το ρεύμα I_{CM} είναι το μέγιστο ρεύμα συλλέκτη, ακόμη και ως παλμός, που θα εφαρμόζονταν στο transistor. Αν αυτό το ρεύμα ξεπεραστεί μπορεί να



Σχήμα 14 Η FBSOA ενός BJT ισχύος.

προκληθεί εξάτμιση ή καταστροφή των αγωγών σύνδεσης ή των μεταλλικών μερών που βρίσκονται επάνω στο πλακίδιο πυριτίου. Το θερμικό όριο είναι ένα όριο κατανάλωσης ισχύος που καθορίζεται από τη θερμική αντίσταση του τρανζίστορ και τη μέγιστη επιτρεπτή θερμοκρασία επαφής. Το όριο δεύτερης διάσπασης παριστάνει τους μέγιστους επιτρεπτούς συνδυασμούς τάσης και ρεύματος, χωρίς να μπορούμε στην περιοχή του επιπέδου i_C - v_{CE} όπου μπορεί να συμβεί δεύτερη διάσπαση. Το τελευταίο κομμάτι του ορίου της FBSOA είναι το όριο της τάσης διάσπασης BV_{CEO} .

Αν το τρανζίστορ λειτουργεί ως διακόπτης, τότε τα όρια της FBSOA επεκτείνονται, όπως φαίνεται στο σχήμα. Μιλώντας χονδρικά, η επέκταση της SOA πραγματοποιείται για λειτουργία διακόπτη, επειδή το πλακίδιο από πυρίτιο και το περίβλημα του έχουν μια θερμική χωρητικότητα και κατά συνέπεια μια ικανότητα να απορροφούν μια πεπερασμένη ποσότητα ενέργειας χωρίς η θερμοκρασία επαφής να ανέβει σε υπερβολική τιμή. Αν το τρανζίστορ περιέρχεται σε κατάσταση αγωγιμότητας μέσα σε μερικά ms ή λιγότερο, η ποσότητα ενέργειας που απορροφάται είναι πολύ μικρή, για να προκαλέσει αισθητή αύξηση στη θερμοκρασία επαφής, με αποτέλεσμα η FBSOA να είναι ουσιαστικά τετραγωνική και να περιορίζεται μόνο από τα I_{CM} και BV_{CEO} . Η SOA είναι ιδιαίτερα χρήσιμη, όταν η

πορεία της μετάβασης, όπως αυτή που φαίνεται για το κύκλωμα του σχ.8, σχεδιάζεται πάνω σ' αυτό όπως στο σχ.14 Μια τέτοια σχεδίαση ξεκαθαρίζει αμέσως, αν η λειτουργία του κυκλώματος θέτει το τρανζίστορ εκτός προδιαγραφών.

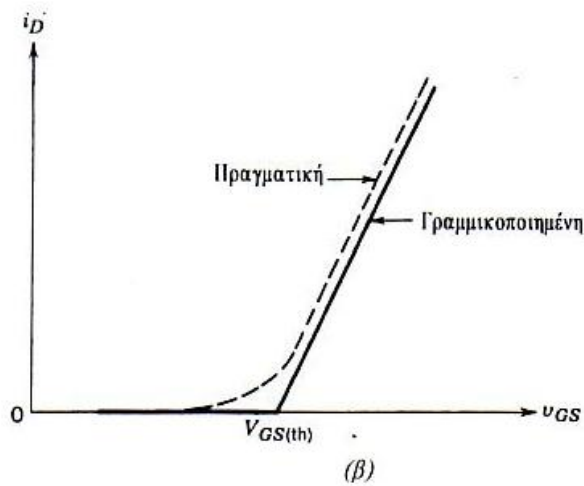
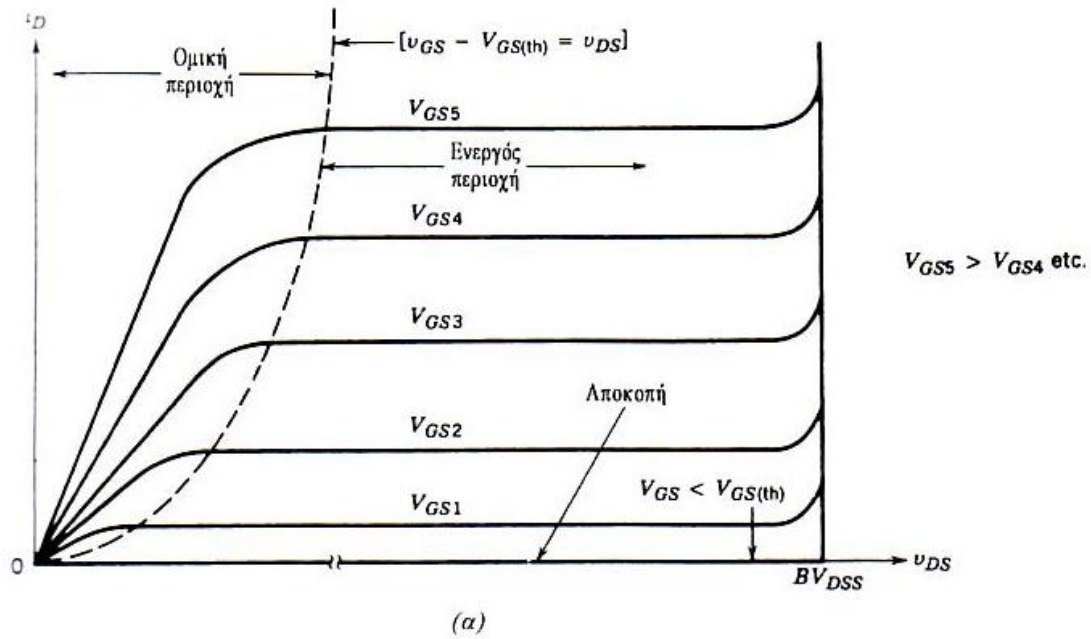
2.2.3.1 Χαρακτηριστικές I-V

Το MOSFET, όπως και το τρανζίστορ, είναι ένα στοιχείο με τρεις ακροδέκτες στο οποίο η είσοδος, που στην περίπτωση του MOSFET είναι η πύλη, ελέγχει τη ροή του ρεύματος μεταξύ των ακροδεκτών εξόδου, που είναι η πηγή και ο απαγωγός. Συνήθως ο ακροδέκτης της πηγής είναι κοινός μεταξύ της εισόδου και της εξόδου του MOSFET. Στο σχήμα 17 φαίνονται τα χαρακτηριστικά μεγέθη εξόδου, δηλαδή το ρεύμα απαγωγού i_D ως συνάρτηση της τάσης V_{DS} απαγωγού –πηγής με παράμετρο την τάση V_{GS} πύλης πηγής σε MOSFET καναλιού n. Οι χαρακτηριστικές εξόδου για στοιχείο τύπου p είναι ίδιες εκτός από το ότι οι πολικότητες ρεύματος και τάσης είναι ανεστραμμένες, ώστε οι χαρακτηριστικές για στοιχείο με κανάλι p να εμφανίζονται στο τρίτο τεταρτημόριο του επιπέδου i_D - V_{DS} αντί στο πρώτο τεταρτημόριο, όπως συμβαίνει με τις χαρακτηριστικές στο σχήμα 17.

Σε εφαρμογές ηλεκτρονικών ισχύος το MOSFET χρησιμοποιείται ως διακόπτης, για να ελέγχει τη διέλευση ισχύος προς το φορτίο με τρόπο ανάλογο του τρανζίστορ. Στις εφαρμογές αυτές το MOSFET διατρέχει τις χαρακτηριστικές i_D - V_{DS} από την αποκοπή μέσα από την ενεργό περιοχή προς την ωμική περιοχή, καθώς το στοιχείο αρχίζει να άγει, και πάλι πίσω όταν αποκόπτεται. Στο σχήμα 17 φαίνονται η περιοχή αποκοπής, η ενεργός περιοχή και η ωμική περιοχή των χαρακτηριστικών.

Το MOSFET βρίσκεται σε αποκοπή, όταν η τάση πύλης-πηγής είναι μικρότερη από την τάση κατωφλίου $V_{GS(th)}$, που στα περισσότερα MOSFET είναι συνήθως μερικά volt. Το στοιχείο είναι ανοικτό κύκλωμα και πρέπει να διακόπτει την τάση τροφοδοσίας που εφαρμόζεται στο κύκλωμα. Αυτό σημαίνει ότι η τάση διάσπασης απαγωγού-πηγής BV_{DSS} πρέπει να είναι μεγαλύτερη από την συνήθως εφαρμοζόμενη τάση απαγωγού-πηγής, για να αποφύγουμε τη διάσπαση και τη μεγάλη κατανάλωση ισχύος που τη συνοδεύει. Όταν συμβεί διάσπαση, αυτή οφείλεται στη διάσπαση χιονοστιβάδας της επαφής απαγωγού – σώματος.

Όταν το στοιχείο οδηγείται από μεγάλη τάση πύλης – πηγής, οδηγείται στην ωμική περιοχή όπου η τάση απαγωγού-πηγής $V_{DS(on)}$ είναι μικρή. Στην περιοχή αυτή η κατανάλωση ισχύος μπορεί να διατηρηθεί σε λογικά όρια με ελαχιστοποίηση της $V_{DS(on)}$, ακόμη και αν η απαγωγή ρεύματος είναι αρκετά μεγάλη. Το MOSFET βρίσκεται στην ωμική περιοχή, όταν ισχύει η σχέση:



Σχήμα 17 Χαρακτηριστικές ρεύματος-τάσης σε MOSFET ενίσχυσης με κανάλι n: (α) χαρακτηριστικές εξόδου (β) καμπύλη μεταφοράς.

$$v_{GS} - V_{GS(th)} > v_{DS} > 0$$

(1)

Στην ενεργό περιοχή το ρεύμα απαγωγού είναι ανεξάρτητο από την τάση απαγωγού πηγής και εξαρτάται μόνο από την τάση πύλης-πηγής. Μερικές φορές λέμε ότι το ρεύμα έχει κορεστεί και συνέπεια μερικές φορές η περιοχή αυτή

ονομάζεται περιοχή κορεσμού ή περιοχή πεντόδου. Η απλή προσέγγιση πρώτης τάξης προβλέπει ότι στην ενεργό περιοχή η

απαγωγή ρεύματος δίνεται κατά προσέγγιση από την σχέση

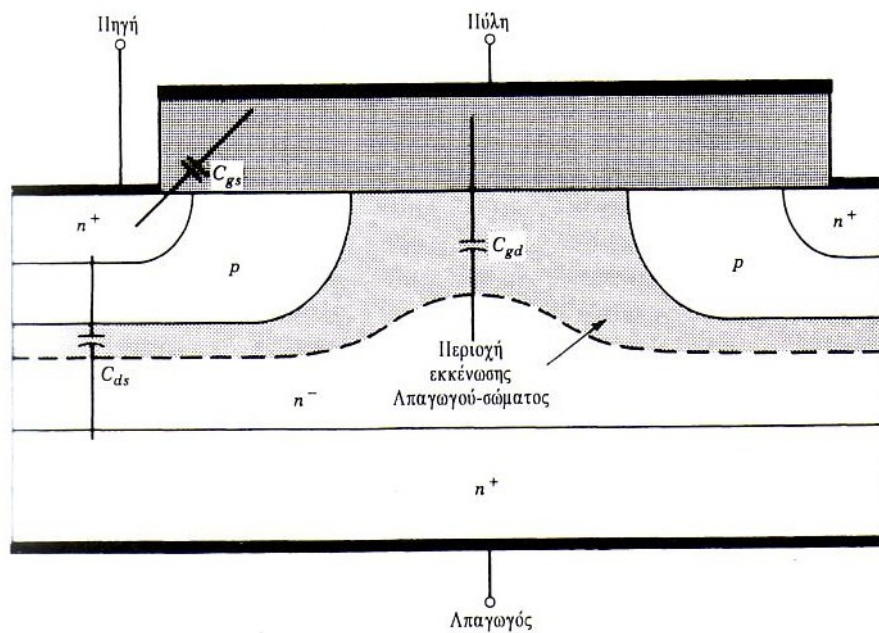
$$i_D = K (v_{GS} - V_{GS(th)})^2 \quad (2)$$

όπου το K είναι μια σταθερά που εξαρτάται από το σχήμα του στοιχείου. Στην διαχωριστική περιοχή μεταξύ της ωμικής περιοχής και της ενεργού περιοχής, όπου είναι $V_{GS} - V_{GS(th)} = V_{DS}$, η εξίσωση 1 γίνεται

$$i_D = K v_{DS}^2 \quad (3)$$

που είναι ένας βολικός τρόπος καθορισμού του ορίου μεταξύ των δυο περιοχών, πως είναι στο σχήμα 17.

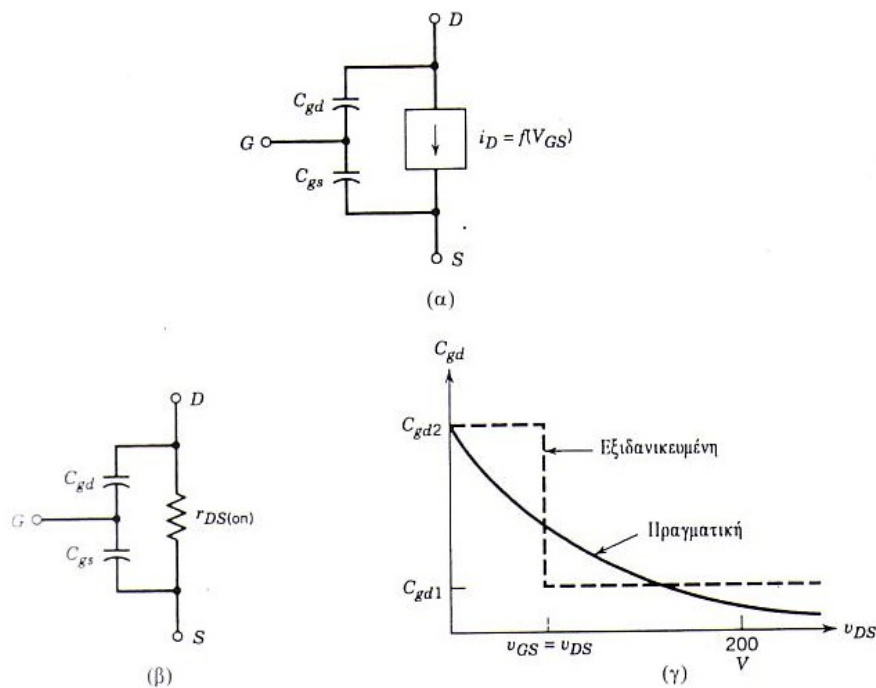
Η σχέση που εκφράζεται με την εξ.2 ακολουθείται αρκετά καλά από τα MOSFET σήματος. Μια γραφική παράσταση, ωστόσο, το i_D ως προς τη V_{GS} (με το MOSFET στην ενεργό περιοχή στο σχήμα 17 που συνήθως ονομάζεται καμπύλη μεταφοράς, δείχνει ότι σε MOSFET ισχύος αυτή η εξίσωση ακολουθείται μόνο στις μικρές τιμές του ρεύματος απαγωγής. Γενικά η καμπύλη μεταφοράς ενός MOSFET ισχύος είναι αρκετά γραμμική, σε αντίθεση με την παραβολική καμπύλη μεταφοράς του MOSFET σήματος.



Σχήμα 18 Τομή MOSFET με κανάλι n, όπου φαίνεται η κατά προσέγγιση προέλευση των παρασιτικών χωρητικοτήτων που καθορίζουν την ταχύτητα μετάβασης του στοιχείου.

2.2.3.2 Κυκλωματικά μοντέλα των MOSFET

Τα MOSFET είναι από την φύση τους ταχύτερα από τα διπολικά στοιχεία, επειδή δεν έχουν επιπλέον φορείς μειονότητας, οι οποίοι να πρέπει να μετακινούνται μέσα ή έξω από το στοιχείο κάθε φορά που αυτό περιέρχεται σε κατάσταση αγωγιμότητας ή αποκοπής. Τα μόνα φορτία που πρέπει να μετακινηθούν είναι τα φορτία των παρασιτικών χωρητικοτήτων και των χωρητικοτήτων του στρώματος εκκένωσης, τα



Σχήμα 19 Κυκλωματικά μοντέλα για την ανάλυση των μεταβατικών καταστάσεων του MOSFET.

οποία φαίνονται στην τομή του MOSFET του σχήματος 18. Οι χωρητικότητες αυτές μπορούν να παρασταθούν με τα ισοδύναμο κύκλωμα του σχήματος 19 το οποίο ισχύει, όταν το MOSFET βρίσκεται στην αποκοπή ή στην ενεργό περιοχή. Παρόμοια κυκλωματικά μοντέλα χρειάζονται για την λεπτομερή μελέτη των διακοπτικών ιδιοτήτων του MOSFET, ώστε να μπορούν να σχεδιαστούν τα κατάλληλα κυκλώματα οδήγησης της πύλης.

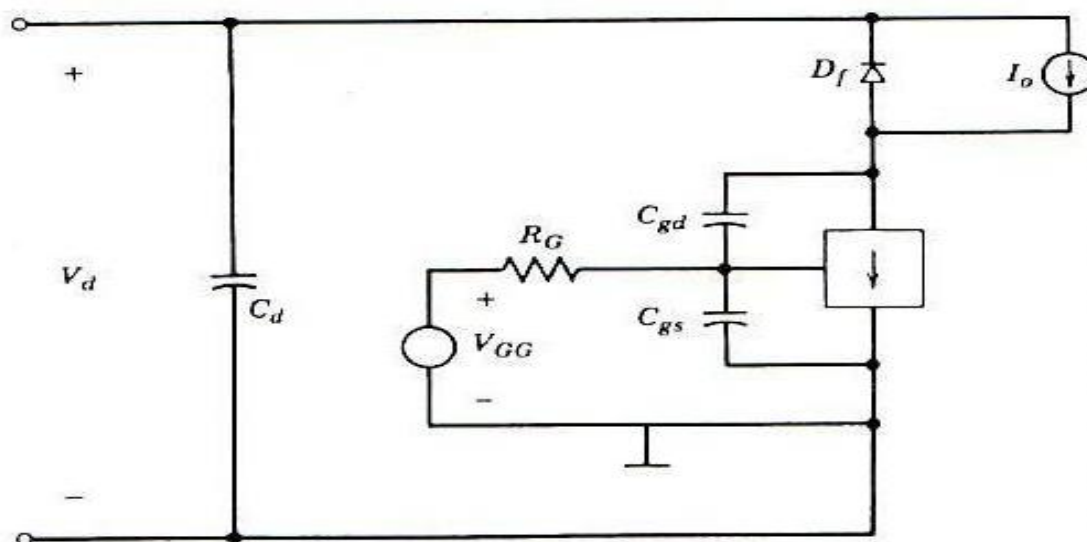
Η χωρητικότητα απαγωγού-πηγής που φαίνεται στο σχήμα 18 δεν περιλαμβάνεται στο ισοδύναμο κύκλωμα, επειδή δεν επηρεάζει ουσιαστικά κάποια από τις ιδιότητες ή τις κυματομορφές μετάβασης.

Η πηγή ρεύματος, που ελέγχεται από την τάση πύλης, είναι ίση με μηδέν, όταν είναι $V_{GS} < V_{GS(th)}$ και ίση με $g_m(V_{GS} - V_{GS(th)})$ όταν το στοιχείο βρίσκεται στην ενεργό περιοχή. Αυτός ο τρόπος αντιμετώπισης της ροής του ρεύματος απαγωγού στην ενεργό περιοχή υιοθετείται από το γεγονός ότι η χαρακτηριστική μεταφοράς στο σχήμα 17 είναι γραμμική στο μεγαλύτερο τμήμα της. Η κλίση της μεταφοράς στην ενεργό περιοχή είναι η διαγωγιμότητα g_m .

Το MOSFET εισέρχεται στην ωμική περιοχή, όταν η V_{DS} είναι ίση ή μικρότερη από $V_{GS} - V_{GS(th)}$. Σε διακοπτικές εφαρμογές ισχύος ισχύει η $V_{GS} \gg V_{GS(th)}$, όταν το στοιχείο βρίσκεται σε κατάσταση αγωγιμότητας, και έτσι τα κριτήρια για την είσοδο στην ωμική περιοχή μπορούν να απλουστευθούν στη σχέση $V_{DS} < V_{GS}$. Στην ωμική περιοχή το μοντέλο της εξαρτημένης πηγής ρεύματος δεν ισχύει πλέον, επειδή το στρώμα αναστροφής δεν είναι πια περιορισμένο στο άκρο απαγωγού του καναλιού,

αλλά έχει σχεδόν ομογενές πάχος στο χώρο, επειδή η V_{DS} είναι αρκετά μικρή. Το στρώμα αναστροφής ουσιαστικά συνδέει τον απαγωγό με την πηγή και έτσι το άκρο της C_{gd} στον απαγωγό φαίνεται στο ισοδύναμο κύκλωμα της ωμικής περιοχής στο σχήμα 19 ως γειωμένο. Για την παράσταση των ωμικών απωλειών στην κατάσταση αγωγιμότητας, οι οποίες προέρχονται κυρίως από την περιοχή μετατόπισης του απαγωγού, στο ισοδύναμο κύκλωμα προστίθεται μια αντίσταση $r_{DS(on)}$. Στην αντίσταση αγωγιμότητας συνεισφέρουν και άλλοι παράγοντες, όπως είναι οι ωμικές απώλειες στο κανάλι, αλλά στα στοιχεία με μεγάλη τάση διάσπασης οι συνεισφορές αυτές είναι συνήθως, σε σύγκριση με τη συνεισφορά της περιοχής μετατόπισης του απαγωγού. Ας σημειωθεί ότι οι χωρητικότητες C_{gs} και C_{gd} δεν είναι σταθερές, αλλά μεταβάλλονται με τις τάσεις στα άκρα τους, επειδή ένα τμήμα της χωρητικότητας προέρχεται από τα στρώματα εκκένωσης. Για παράδειγμα, η χωρητικότητα πύλης-πηγής είναι ο συνδυασμός της ηλεκτροστατικής χωρητικότητας του στρώματος οξειδίου εν σειρά με τη χωρητικότητα του στρώματος εκκένωσης που σχηματίζεται στη διαχωριστική επιφάνεια Si-SiO₂. Η σημαντικότερη μεταβολή της χωρητικότητας εμφανίζεται στην C_{gd} , επειδή η μεταβολή της τάσης στα άκρα της, η V_{ds} , είναι πολύ μεγαλύτερη από τη μεταβολή τάσης στα άκρα της C_{gs} . Η μεταβολή της C_{gd} με την $V_{dg}(>V_{ds})$ που φαίνεται στο διάγραμμα του σχήμα 19 μπορεί να είναι μεγαλύτερη από 10 μέχρι και 100 φορές. Για τους προσεγγιστικούς υπολογισμούς των κυματομορφών μετάβασης, η C_{gd} προσεγγίζεται με τις δυο διακριτές τιμές C_{gd1} και C_{gd2} , που φαίνονται στο σχήμα 19.

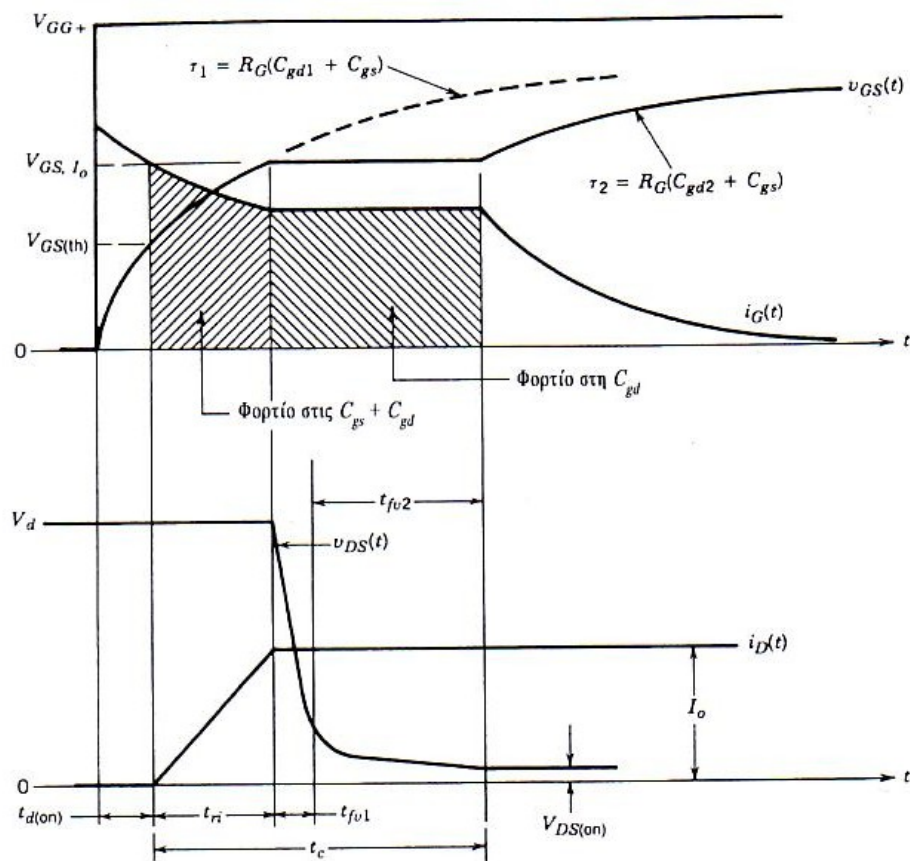
Η μεταβολή της τιμής πραγματοποιείται όταν $V_{ds}=V_{gs}$, όπου το Mosfet εισέρχεται ή εξέρχεται από την ωμική περιοχή. Η χωρητικότητα πύλης – πηγής θεωρείται ότι είναι σταθερή.



Σχήμα 20 MOSFET που χρησιμοποιείται για την οδήγηση επαγωγικού φορτίου με δίοδο ελεύθερης ροής.

2.2.3.3 Κυματομορφές και Μετάβαση

Θα εξετάσουμε τη συμπεριφορά ενός MOSFET κατά τη διάρκεια της μετάβασης στην κατάσταση αγωγιμότητας, το οποίο είναι τοποθετημένο σ' έναν μετατροπέα συνεχούς σε συνεχές μικρότερης τάσης. Αυτός ο μετατροπέας είναι ένα κύκλωμα που συναντούμε συχνά στα ηλεκτρονικά ισχύος. Όπως και στο αντίστοιχο κύκλωμα BJT, το επαγωγικό φορτίο παριστάνεται ως πηγή συνεχούς ρεύματος I_o . Όπως φαίνεται στο σχήμα 2.3-5, εν παραλλήλω υπάρχει μια διόδος D_f . Στο σχήμα 20 το MOSFET έχει αντικατασταθεί με το ισοδύναμο κύκλωμα του της ενεργού περιοχής. Η πύλη οδηγείται από μια ιδανική πηγή τάσης, της οποίας η τάση θεωρείται βηματική με πλάτος V_{gg} . Εν σειρά με την πηγή υπάρχει μια εξωτερική αντίσταση πύλης R_g . Για να γίνει η ανάλυση απλή, θεωρούμε ότι η διόδος ελεύθερης ροής του σχήμα. 20 είναι ιδανική.



Σχήμα 21 Κυματομορφές τάσης και ρεύματος κατά τη μετάβαση στην κατάσταση αγωγιμότητας ενός MOSFET που οδηγεί επαγωγικό φορτίο με ιδανική διόδο ελεύθερης ροής

Στο σχήμα 21 δίνονται οι κυματομορφές κατά τη μετάβαση στην κατάσταση αγωγιμότητας, όπου η τάση οδήγησης της πύλης είναι βηματική, εφαρμόζεται τη χρονική στιγμή $t=0$ και μεταβάλλεται από το μηδέν μέχρι την τιμή V_{gg} . Η τιμή αυτή είναι αρκετά μεγαλύτερη από την $V_{GS(th)}$. Κατά τη διάρκεια του χρόνου καθυστέρησης της μετάβασης στην κατάσταση αγωγιμότητας $t_{d(on)}$ η τάση πύλης-πηγής V_{GS} ανεβαίνει από το μηδέν μέχρι την $V_{GS(th)}$, εξαιτίας των ρευμάτων που ρεύουν μέσα από τις C_{gs} και C_{gd} , όπως φαίνεται στο σχήμα 22. Η ταχύτητα ανόδου της V_{GS} στην περιοχή αυτή είναι σχεδόν γραμμική, αν και αποτελεί τμήμα της εκθετικής καμπύλης που φαίνεται με διακεκομμένη γραμμή στο σ. 21, και η οποία έχει σταθερά χρόνου $t_1 = R_G(C_{gs} + C_{gd1})$. Πέρα από την $V_{GS(th)}$ η V_{GS} συνεχίζει να ανέρχεται, όπως και πριν, και το ρεύμα απαγωγού αρχίζει ν' αυξάνει σύμφωνα με τη γραμμικοποιημένη καμπύλη μεταφοράς του σχήματος 17. Κατά συνέπεια θα ισχύει το ισοδύναμο κύκλωμα του σχ. 22. Η τάση απαγωγού-πηγής παραμένει V_d για όσο χρόνο θα είναι $i_D < I_o$ και θα άγει η δίοδος ελεύθερης ροής του D_f . Ο χρόνος που χρειάζεται, ώστε το i_D να ανέβει από το μηδέν σε I_o είναι ο χρόνος ανόδου του ρεύματος t_{tr} . Από τη στιγμή που το MOSFET άγει το ρεύμα για πλήρες φορτίο I_o , αλλά εξακολουθεί να βρίσκεται στην ενεργό περιοχή, η τάση πύλης-πηγής για μια στιγμή σταθεροποιείται στην V_{GS,I_o} η οποία είναι η τάση πύλης-πηγής από την καμπύλη μεταφοράς στο σχ.26β που χρειάζεται για να διατηρηθεί $i_D=I_o$. Όλο το ρεύμα στην πύλη i_G , που δίνεται από τη σχέση

$$i_G = \frac{V_{GG} - V_{GS,I_o}}{R_G} \quad (4)$$

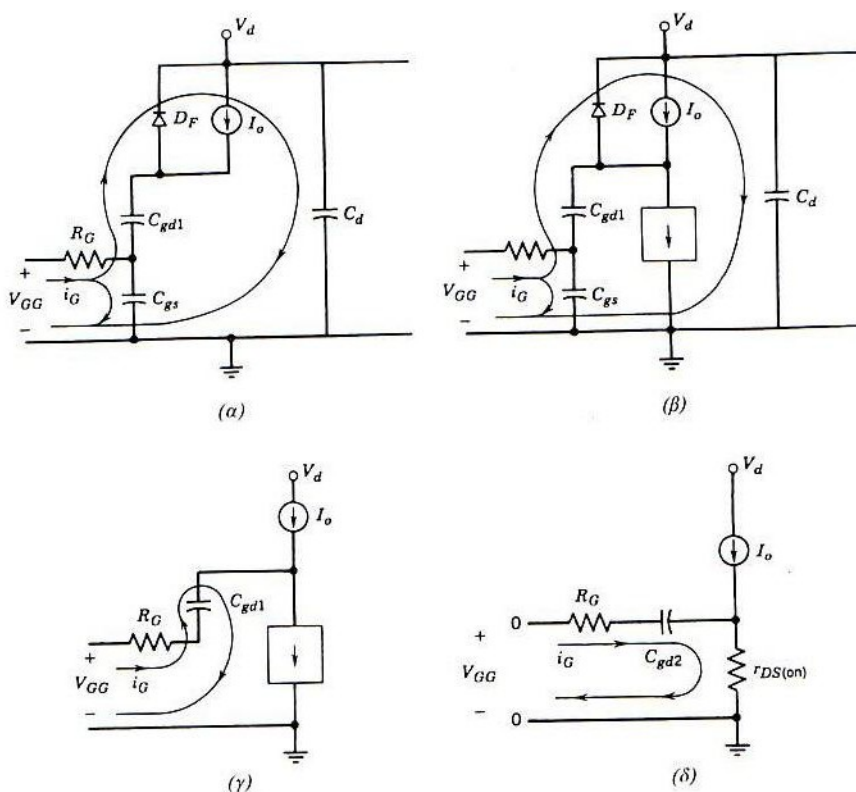
διέρχεται μέσα από την C_{gd} . Όπως φαίνεται στο ισοδύναμο κύκλωμα στο σχήμα 22. Αυτό αναγκάζει την τάση απαγωγού-πηγής να πέφτει με ταχύτητα

$$\frac{dv_{DG}}{dt} = \frac{dv_{DS}}{dt} = \frac{i_G}{C_{gd}} = \frac{V_{GG} - V_{GS,I_o}}{R_G C_{gd}} \quad (5)$$

(Ας θυμηθούμε ότι κατά της διάρκεια αυτού του χρονικού διαστήματος είναι $V_{GS}=V_{GS,I_o}$ ώστε να είναι $dv_{GS}/dt = 0$) Η ελάττωση της V_{DS} πραγματοποιείται σε δυο διακριτά χρονικά διαστήματα t_{fv1} και t_{fv2} . Το πρώτο χρονικό διάστημα αντιστοιχεί στη διάβαση μέσα από την ενεργό περιοχή όπου είναι $C_{gd} = C_{gd1}$. Το δεύτερο χρονικό

διάστημα αντιστοιχεί στη συμπλήρωση της μεταβατικής κυματομορφής στην ωμική περιοχή, όπου ισχύει το ισοδύναμο κύκλωμα που φαίνεται στο σχ. 22 και είναι $C_{gd} = C_{gd2}$.

Από την στιγμή που η τάση απαγωγού-πηγής έχει συμπληρώσει την πτώση της στην τιμή που αντιστοιχεί στην κατάσταση αγωγιμότητας $I_{oDS(on)}$, τάση πύλης-πηγής αποσταθεροποιείται και συνεχίζει την

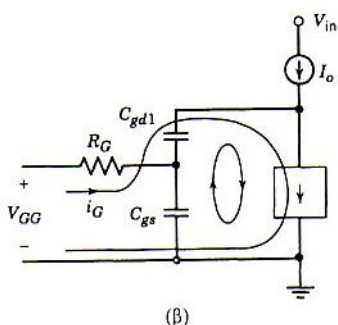
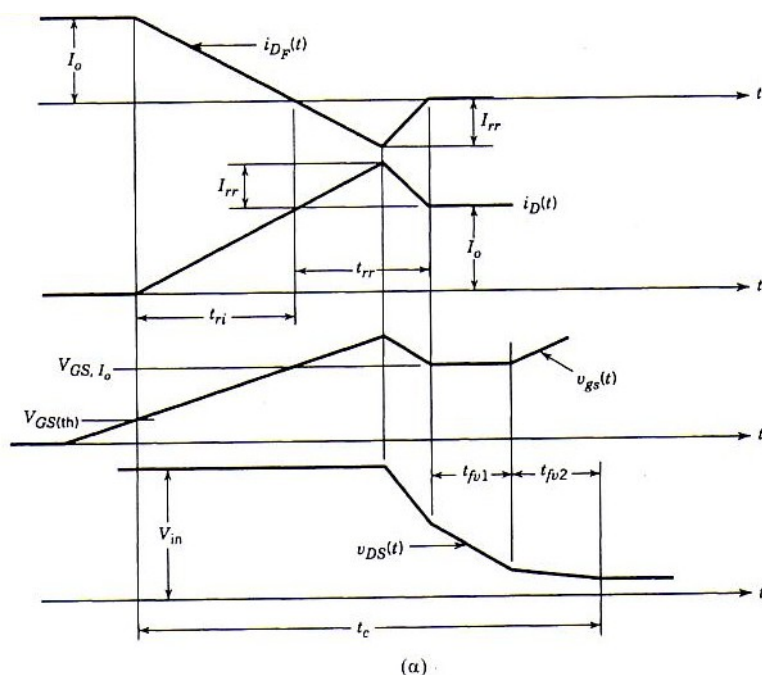


Σχήμα 22 Ισοδύναμα κυκλώματα που χρησιμοποιούνται για τον υπολογισμό των κυματομορφών ρεύματος και τάσης κατά τη μετάβαση του MOSFET στην κατάσταση αγωγιμότητας

εκθετική της αύξηση προς την V_{GG} . Αυτό το τμήμα της αύξησης πραγματοποιείτε με σταθερά χρόνου $t_2 = R_G(C_{gs} + C_{gd2})$ και ταυτόχρονα το ρεύμα πύλης ελαττώνεται προς το μηδέν με την ίδια σταθερά χρόνου, όπως φαίνεται στις κυματομορφές στο σχήμα 21.

Αν η δίοδος ελεύθερης ροής D_F δεν είναι ιδανική, αλλά έχει ανάστροφο ρεύμα, τότε οι κυματομορφές μετάβασης τροποποιούνται, όπως φαίνεται στο σχήμα 23. Κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος ανόδου του ρεύματος, το ρεύμα απαγωγού αυξάνει πέρα από το I_o σε $I_o + I_{rr}$ εξαιτίας του ανάστροφου ρεύματος στην. Το γεγονός αυτό προκαλεί την αύξηση της V_{GS} πέρα από την $V_{GS,lo}$, όπως φαίνεται στο σχήμα 23. Όταν το ρεύμα στην δίοδο αποκόπτεται και επιστρέφει στο

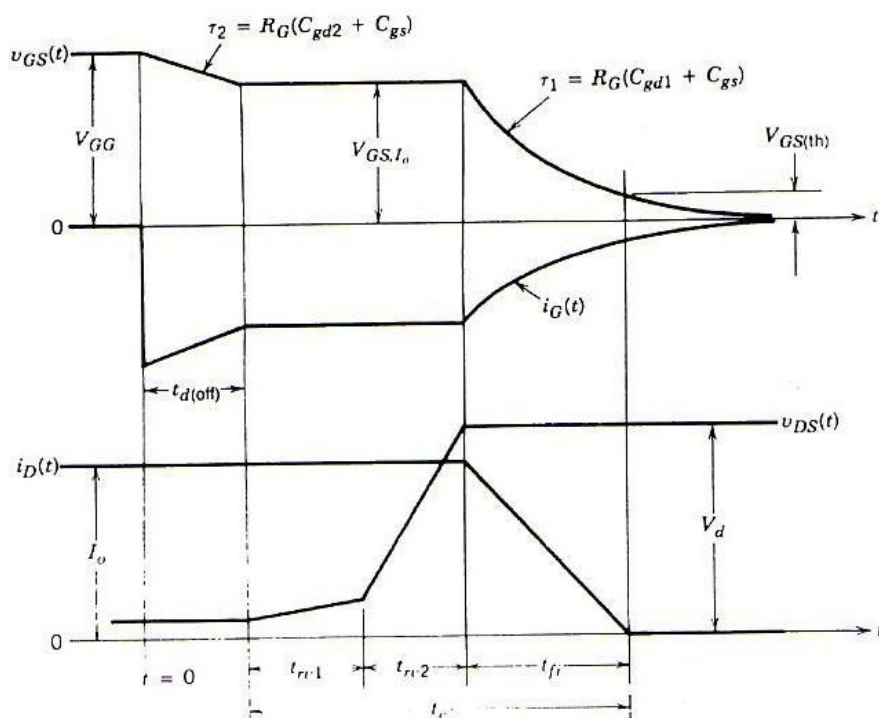
μηδέν, υπάρχει απότομη αύξηση της V_{GS} στην τιμή V_{GS, I_o} , και αυτή η απότομη αύξηση προκαλεί ένα επιπλέον ρεύμα στην C_{gd} πέρα από το i_G όπως φαίνεται στο ισοδύναμο κύκλωμα του σχ. 23. Αυτό το επιπλέον ρεύμα αναγκάζει τις V_{DG} και V_{DS} να ελαττωθούν πολύ απότομα κατά τη διάρκεια αυτού του χρονικού διαστήματος αποκατάστασης, όπως φαίνεται στις κυματομορφές στο σχήμα 23. Όταν τελειώσει το χρονικό διάστημα ανάστροφης αποκατάστασης, το ρεύμα του απαγωγού επιστρέφει στο I_o και η υπόλοιπη μεταβατική περίοδος προχωρά όπως στην περίπτωση της ιδανικής διόδου που δίνεται στο σχήμα 21.



Σχήμα 23 Επίδραση του ρεύματος ανάστροφης αποκατάστασης της διόδου ελεύθερης ροής στις κυματομορφές του MOSFET κατά τη μετάβαση στην κατάσταση αγωγιμότητας.

Η αποκοπή του MOSFET γίνεται με την αντίστροφη διάδοχη των γεγονότων που συνέβησαν κατά τη μετάβαση στην κατάσταση αγωγιμότητας. Για να βρούμε τις κυματομορφές κατά τη μετάβαση στην κατάσταση αποκοπής μπορεί να

χρησιμοποιηθεί η ίδια βασική αναλυτική προσέγγιση που χρησιμοποιήθηκε για να βρούμε τις κυματομορφές κατά τη μετάβαση στην κατάσταση αγωγιμότητας. Στο σχήμα 24 φαίνονται οι κυματομορφές μετάβασης στην αποκοπή και τα σχετικά χρονικά διαστήματα για μια υποτιθέμενη βηματική μεταβολή της τάσης οδήγησης της πύλης, που συμβαίνει τη χρονική στιγμή $t=0$, από V_{GG} σε μηδέν. Οι πραγματικές τιμές των χρόνων μετάβασης ποικίλλουν ανάλογα με το αν η τάση οδήγησης της πύλης τεθεί μηδέν ή γίνει αρνητική για την επιτάχυνση της μετάβασης. Επιπλέον, η τιμή της R_G που χρησιμοποιείται για την αποκοπή μπορεί να είναι διαφορετική από την τιμή που χρησιμοποιείται για την έναρξη της αγωγιμότητας.



Σχήμα 24 Οι κυματομορφές του ρεύματος και της τάσης κατά την αποκοπή του MOSFET στο κύκλωμα με επαγωγικό φορτίο και ιδανική δίοδο ελεύθερης ροής.

Κατά τη μετάβαση στις καταστάσεις αγωγιμότητας και αποκοπής οι στιγμιαίες απόλυτες ισχύος συμβαίνουν κυρίως κατά τη διάρκεια του χρόνου διασταύρωσης t_c που φαίνεται στα σχήματα 21, 23 και 24 όπου η $p(t) = V_{DS}i_D$ είναι μεγάλη. Επειδή οι χωρητικότητες του MOSFET δεν μεταβάλλονται με τη θερμοκρασία της επαφής. Οι απώλειες ισχύος κατά τη μετάβαση του MOSFET είναι και αυτές ανεξάρτητες από την θερμοκρασία της επαφής. Ωστόσο, η αντίσταση αγωγιμότητας μεταβάλλεται με τη θερμοκρασία και για τον λόγο αυτό οι απώλειες αγωγιμότητας θα μεταβάλλονται με τη θερμοκρασία της επαφής.

2.2.3.4 Τάση διάσπασης

Τα MOSFET έχουν δυο μέγιστες τάσεις που δεν πρέπει να ξεπεραστούν: την $V_{GS(max)}$ και την BV_{DSS} . Η μέγιστη επιτρεπόμενη τάση πύλης-πηγής $V_{GS(max)}$ καθορίζεται από την απαίτηση ότι το οξειδίο πύλης δεν πρέπει να καταστραφεί από μεγάλα ηλεκτρικά πεδία. Το καλής ποιότητας SiO_2 που έχει αναπτυχθεί με θερμικές μεθόδους καταστρέφεται σε τιμές ηλεκτρικού πεδίου της τάξης των $5 \cdot 10^6 - 10 \cdot 10^6$ V/cm. Αυτό σημαίνει ότι οξειδίο πύλης με πάχος 1000 Å μπορεί θεωρητικά να αντέξει τάση πύλης-πηγής 50-100V. Οι συνηθισμένες προδιαγραφές για την $V_{GS(max)}$ είναι 20-30V πράγμα που δείχνει ότι οι κατασκευαστές συσκευών βάζουν ένα περιθώριο ασφάλειας στις μέγιστες τιμές τους. Αυτό γίνεται επειδή η διάσπαση του οξειδίου πύλης σημαίνει μόνιμη βλάβη του στοιχείου. Ας σημειωθεί ότι ακόμη και στατικό φορτίο που βρέθηκε στο οξειδίο της πύλης από απροσεξία μπορεί να είναι αρκετό για να διασπάσει το οξειδίο. Ο χρήστης του στοιχείου πρέπει να γειώνεται προσεκτικά πριν ακουμπήσει κάποιο MOSFET, για να αποφύγει τυχόν προβλήματα από στατικό φορτίο. Αν υπάρχει περίπτωση υπέρβασης της τάσης πύλης-πηγής $V_{GS(max)}$, η πύλη θα πρέπει να προστατεύεται με σύνδεση εν σειρά και πλάτη με πλάτη δυο διόδων zener μεταξύ των ακροδεκτών της πύλης και της πηγής. Η τάση διάσπασης των zener θα πρέπει να είναι πικρότερη από την $V_{GS(max)}$.

Η μέγιστη επιτρεπόμενη τάση απαγωγού-πηγής BV_{DSS} είναι η τάση την οποία μπορεί να αντέξει το MOSFET χωρίς διάσπαση χιονοστιβάδας της επαφής pn απαγωγού-σώματος. Μεγάλες τάσεις διάσπασης επιταχύνονται χρησιμοποιώντας λίγες προσμίξεις στην περιοχή μετατόπισης του απαγωγού. Η περιοχή μετατόπισης του απαγωγού με λίγες προσμίξεις χρησιμοποιείται για να περιέχει το στρώμα εκκένωσης της ανάστροφα πολωμένης επαφής απαγωγού-σώματος. Το μήκος της περιοχής μετατόπισης καθορίζεται από την επιθυμητή μέγιστη τιμή της τάσης διάσπασης. Οι λίγες προσμίξεις της περιοχής μετατόπισης σε σύγκριση με τις πολλές προσμίξεις της περιοχής σώματος εξασφαλίζουν ότι το στρώμα εκκένωσης της επαφής δεν θα εκτείνεται βαθιά μέσα στο σώμα προς την περιοχή πηγής, ώστε να αποφευχθεί η διάσπαση λόγω διάτρησης.

Η σχετικά μεγάλη καμπυλότητα της περιοχής σώματος με διάχυση τύπου p που φαίνεται στο σχήμα 16 μπορεί να οδηγήσει στην ελάττωση της BV_{DSS} , αν δεν ληφθούν τα κατάλληλα διορθωτικά μέτρα. Η επέκταση της επιμετάλλωσης της πύλης στην περιοχή μετατόπισης του απαγωγού, που τονίστηκε σε προηγούμενες ενότητες αυτού του κεφαλαίου, λειτουργεί ως πλάκα πεδίου που ελαττώνει την καμπυλότητα της περιοχής εκκένωσης. Το γεγονός αυτό με τη σειρά του αποτρέπει τη μεγάλη ελάττωση της τάσης διάσπασης.

2.2.3.5 Περιοχή ασφαλούς λειτουργίας (safety operating area)

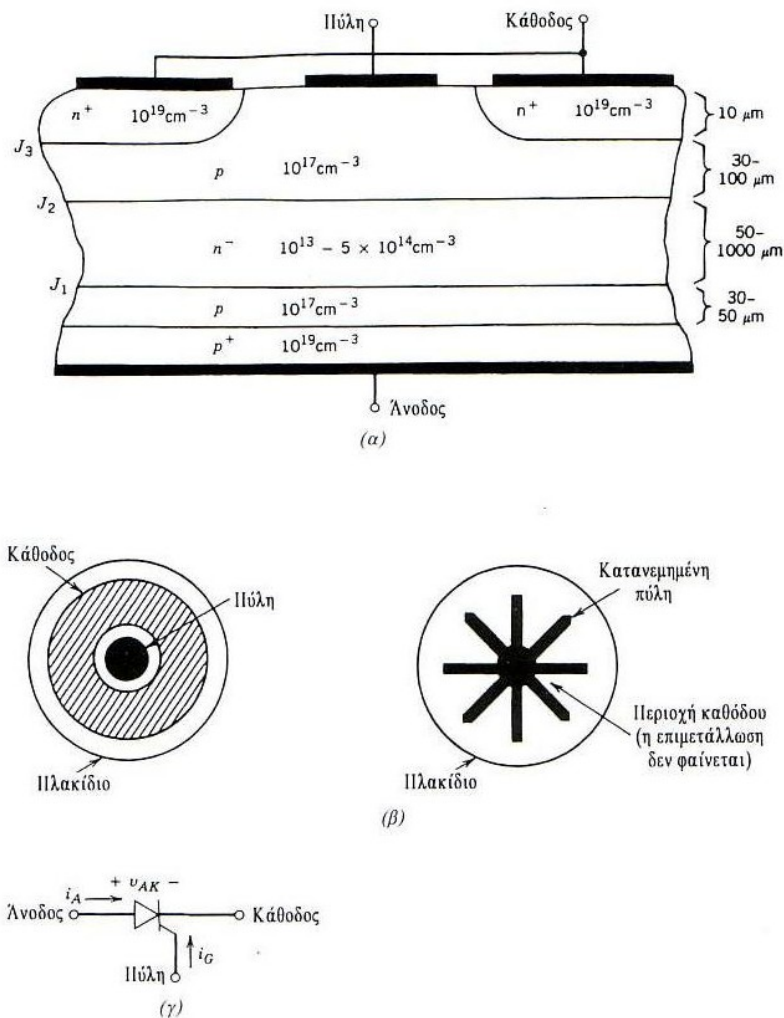
Τρεις παράγοντες καθορίζουν την Π.Α.Λ. του MOSFET: α) το μέγιστο ρεύμα απαγωγού I_{DM} , β) η θερμοκρασία της εσωτερικής επαφής T_J , η οποία εξαρτάται από την κατανάλωση του στοιχείου και η τάση διάσπασης BV_{DSS} . Αυτοί οι περιοριστικοί παράγοντες έχουν ήδη εξεταστεί σε κάποιο βαθμό στο κεφαλαίο αυτό και είναι ανάλογοι με τους αντιστοίχους παράγοντες του BJT, οπότε δεν χρειάζεται να αναφερθούμε περισσότερο σ' αυτούς. Το MOSFET δεν έχει περιορισμούς δεύτερης διάσπασης, όπως το BJT, και έτσι στην Π.Α.Λ. δεν εμφανίζονται τέτοιοι περιορισμοί.

Δεν υπάρχει διάκριση μεταξύ Π.Α.Λ. για ορθή πόλωση και ανάστροφη πόλωση στο MOSFET. Και οι δυο είναι ακριβώς ίδιες.

2.2.4 ΘΥΡΙΣΤΟΡ

Βασική Κατασκευή

Στο σχήμα 25 δίνεται η κατακόρυφη τομή ενός τυπικού thyristor. Στο σχήμα φαίνεται το κατά προσέγγιση πάχος καθενός από τα τέσσερα διαδοχικά στρωματά με προσμίξεις τύπου p και τύπου n καθώς και οι κατά προσέγγιση πυκνότητες των προσμίξεων. Για την κατασκευή ενός thyristor ισχύος χρησιμοποιείται ένα πλήρες πλακίδιο από πυρίτιο με διάμετρο μέχρι 10cm. Στο σχήμα 25β φαίνονται δυο διαφορετικές διατάξεις πύλης και καθόδου. Η δομή με κατανεμημένη πύλη είναι για τα thyristor με μεγάλη διάμετρο (10cm), ενώ η δομή με εντοπισμένο ηλεκτρόδιο πύλης είναι για thyristor με μικρότερη διάμετρο. Γενικά, η διάταξη των πυλών και των καθόδων των thyristor έχει μεγάλη ποικιλία ανάλογα με τη διάμετρο του thyristor, την επιθυμητή ικανότητα di/dt , και την επιθυμητή περιοχή ταχυτήτων μετάβασης.



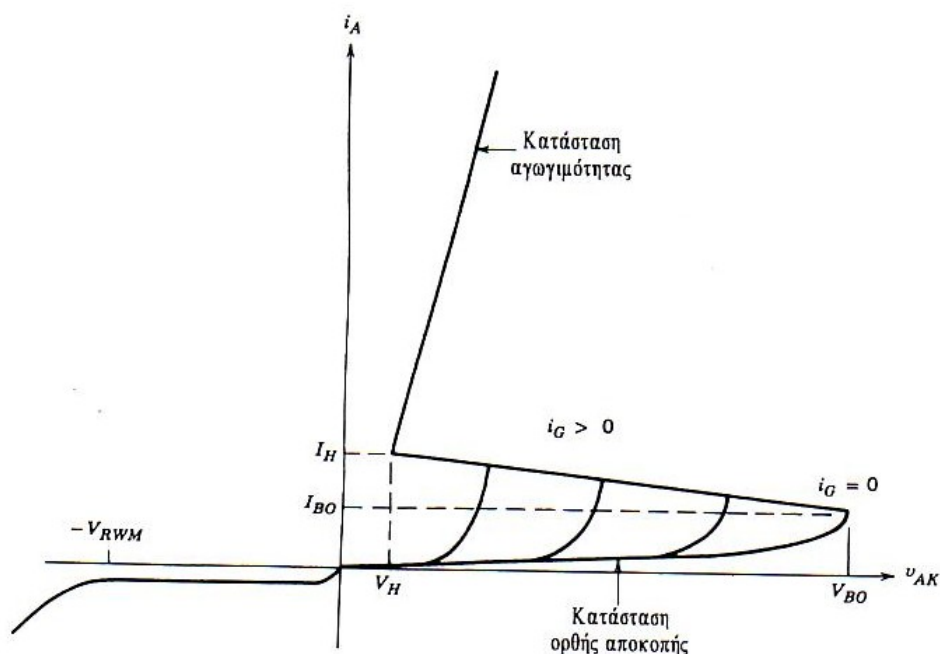
Σχήμα 25 Κατασκευαστικές λεπτομέρειες ενός τυπικού thyristor: (α) κατακόρυφη διατομή (β) Διατάξεις πύλης και καθόδου (γ) κυκλωματικό συμβ.

Στο σχήμα 25γ δίνεται το κυκλωματικό σύμβολο του thyristor. Ουσιαστικά πρόκειται για το σύμβολο της διόδου στο οποίο έχει προστεθεί ένας τρίτος ακροδέκτης έλεγχου, η πύλη.

Στο σχήμα φαίνονται οι φορές αναφοράς της τάσης και του ρεύματος του thyristor. Η κατακόρυφη τομή του thyristor είναι παρόμοια με την τομή του τρανζίστορ, συμπεριλαμβανομένων και μερικών από τις πυκνότητες προσμίξεων και του πάχους ορισμένων στρωμάτων. Η κάθοδος βρίσκεται στην ίδια θέση με τον εκπομπό στο τρανζίστορ και η θέση της πύλης στο thyristor είναι ανάλογη με τη θέση με τον εκπομπό στο τρανζίστορ. Η περιοχή n^- στο thyristor απορροφά το στρώμα εκκένωσης της επαφής που αποκόπτει την εφαρμοζόμενη τάση, όταν το thyristor βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής, και με τον τρόπο αυτό εκτελεί την ίδια λειτουργία με την περιοχή n^- μετατόπισης συλλέκτη στο τρανζίστορ.

Το στρώμα p που σχηματίζει την άνοδο του thyristor είναι ένα χαρακτηριστικό της δομής του thyristor που δεν βρίσκεται στο τρανζίστορ. Αυτό το στρώμα ανόδου

αναγκάζει το thyristor να έχει ιδιότητες αρκετά διαφορετικές από τις ιδιότητες του τρανζίστορ.



Σχήμα 26 Χαρακτηριστική ρεύματος-τάσης του thyristor

2.2.4.1 Χαρακτηριστικές I-V

Η μοναδικότητα του thyristor έγκειται κυρίως στη χαρακτηριστική του καμπύλη $i-v$ (γραφική παράσταση του ρεύματος ανόδου i_A συναρτήσει της τάσης ανόδου-καθόδου V_{AK}), η οποία φαίνεται στο σχ.26. Στην ανάστροφη φορά το thyristor εμφανίζεται ίδιο με την ανάστροφα πολωμένη δίοδο, η οποία άγει πολύ μικρό ρεύμα μέχρι να πραγματοποιηθεί η διάσπαση χιονοστιβάδας. Στο thyristor η μέγιστη ανάστροφη τάση ονομάζεται V_{RWM} (υπάρχουν στοιχεία με τιμές της V_{RWM} μέχρι και 7000V). Κατά την ορθή φορά το thyristor έχει δυο ευσταθείς καταστάσεις που συνδέονται μεταξύ τους με μια ασταθή κατάσταση. Στην ασταθή κατάσταση η χαρακτηριστική $i-v$ εμφανίζει αρνητική αντίσταση. Η περιοχή μικρού ρεύματος-μεγάλης τάσης είναι η κατάσταση ορθής αποκοπής και η κατάσταση μικρής τάσης –

μεγάλου ρεύματος είναι η κατάσταση αγωγιμότητας. Στη χαρακτηριστική $i-v$ φαίνονται και οι δυο αυτές καταστάσεις. Στην κατάσταση αγωγιμότητας ένα thyristor μεγάλης ισχύος μπορεί να άγει ρεύματα μέχρι 2000-3000A με πτώσεις τάσης μόνον μερικά volt.

Στους χρηστές ενδιαφέρουν ειδικές τιμές τάσης και ρεύματος στο τεταρτημόριο ορθής πόλωσης της χαρακτηριστικής $i-v$ και αυτές εμφανίζονται στα φυλλάδια των προδιαγραφών. Το ρεύμα συγκράτησης I_H παριστάνει το μέγιστο ρεύμα που μπορεί να περάσει μέσα από το thyristor και που μπορεί να διατηρεί το στοιχείο σε κατάσταση αγωγιμότητας. Αυτή η τιμή του ρεύματος και η αντίστοιχη τάση στα άκρα του στοιχείου, που ονομάζεται τάση συγκράτησης V_H , παριστάνουν τη μικρότερη δυνατή επέκταση του τμήματος αγωγιμότητας της χαρακτηριστικής $i-v$. Στην κατάσταση ορθής αποκοπής οι ποσότητες που ενδιαφέρουν είναι η τάση ορθής αποκοπής V_{BO} (που μερικές φορές ονομάζεται τάση καμπής V_{BO} , επειδή η καμπύλη $i-v$ κάμπτεται και μπαίνει στο τμήμα αγωγιμότητας) και το αντίστοιχο ρεύμα καμπής I_{BO} .

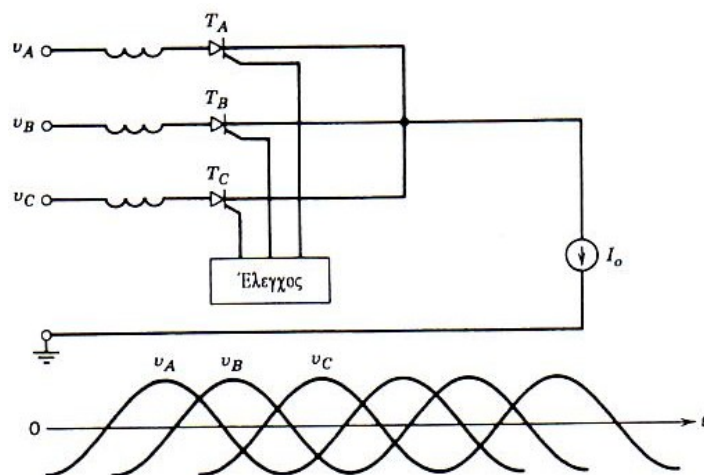
Η τάση και το ρεύμα καμπής ορίζονται για μηδενικό ρεύμα πύλης, δηλαδή όταν η πύλη είναι ανοικτό κύκλωμα. Αν στο thyristor εφαρμοστεί θετικό ρεύμα πύλης, τότε η μετάβαση του ή η καμπή του στην κατάσταση αγωγιμότητας θα συμβεί σε μικρότερες τιμές της τάσης ανόδου-καθόδου, όπως φαίνεται στο σχήμα 26. Όπως φαίνεται στο σχήμα αυτό, το thyristor θα μεταβεί στην κατάσταση αγωγιμότητας με μικρές τιμές της V_{AK} , αν το ρεύμα πύλης είναι αρκετά μεγάλο. Αν και εν φαίνεται στη χαρακτηριστική $i-v$, το ρεύμα πύλης μπορεί να μην είναι dc ρεύμα, αλλά και παλμός ρεύματος με κάποια ελάχιστη χρονική διάρκεια. Αυτή η ικανότητα του thyristor να μεταβεί στην κατάσταση αγωγιμότητας με παλμό ρεύματος υπήρξε η βάση των διαδεδομένων εφαρμογών του.

Ωστόσο, όταν το thyristor βρίσκεται στην κατάσταση αγωγιμότητας, η πύλη δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να το οδηγήσει στην αποκοπή. Ο μόνος τρόπος αποκοπής του thyristor είναι ο εξαναγκασμός από το εξωτερικό κύκλωμα του ρεύματος του στοιχείου να γίνει μικρότερο από το ρεύμα συγκράτησης για ένα ελάχιστο καθορισμένο χρονικό διάστημα. Έχουν αναπτυχθεί ειδικοί τύποι thyristor που ονομάζονται GTO (Gate Turn-Off, με αποκοπή από την πύλη), στα οποία το στοιχείο αποκόπτεται από την πύλη.

2.2.4.2 Μετάβαση στην κατάσταση αγωγιμότητας και περιορισμοί di/dt

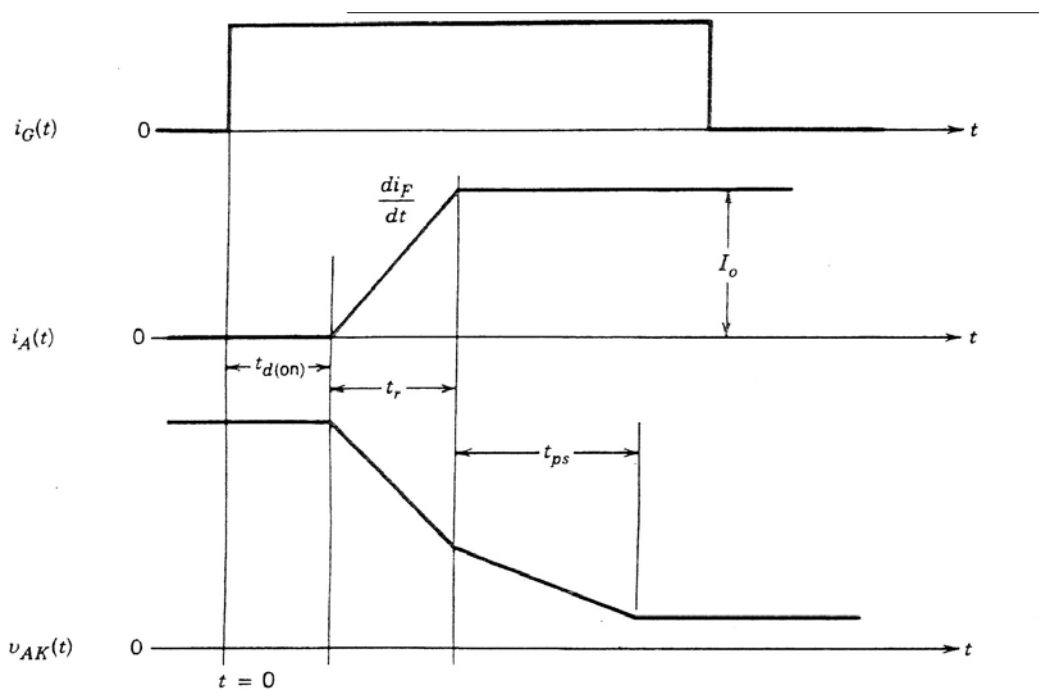
Όταν περιγράφουμε τη μετάβαση του thyristor στην κατάσταση αγωγιμότητας, θα υποθέτουμε ότι το στοιχείο βρίσκεται τοποθετημένο στο κύκλωμα του σχ.27. Το κύκλωμα αυτό είναι ένα απλουστευμένο διάγραμμα ελεγχόμενου ανορθωτή πολλών φάσεων. Η έναυση ενός thyristor επιτυγχάνεται με την εφαρμογή στην πύλη ενός παλμού ρεύματος με συγκεκριμένο πλάτος και χρονική διάρκεια. Το ρεύμα πύλης εφαρμόζεται κατά τη χρονική στιγμή $t=0$ όπως φαίνεται στο σχ.28 στο thyristor T_A του σχ.27 όπου το $t=0$ αντιστοιχεί σε χρονική στιγμή κατά την οποία η

τάση στη φάση Α είναι μεγαλύτερη απ' ό,τι στις άλλες δυο φάσεις. Στο σχ.28 δίνονται οι κυματομορφές που προκύπτουν για το ρεύμα ανόδου και την τάση ανόδου-καθόδου. Το ρεύμα ανόδου αυξάνει με σταθερή ταχύτητα di_F/dt , η οποία καθορίζεται από το εξωτερικό κύκλωμα, εξαιτίας των χρόνων μετάβασης άλλων στοιχείων ή εξαιτίας της παρασιτικής απαγωγής του κοιλώματος. Μπορούν να οριστούν τρία διακριτά χρονικά διαστήματα: ο χρόνος καθυστέρησης της αγωγιμότητας $t_{d(on)}$, ο χρόνος ανόδου t_r και ο χρόνος εξάπλωσης t_{PS} .



Σχήμα 27 Ελεγχόμενος ανορθωτής πολλών φάσεων με thyristor

Κατά τη διάρκεια του χρόνου καθυστέρησης της αγωγιμότητας, το thyristor φαίνεται να παραμένει στην κατάσταση αποκοπής. Ωστόσο, κατά τη διάρκεια αυτού του χρονικού διαστήματος, το ρεύμα πύλης εγχέει επιπλέον φορείς στο στρώμα P_2 (τη βάση του transistor ηρη στο ισοδύναμο κύκλωμα) κοντά στην επαφή πύλης, όπως φαίνεται στο σχ.29α. Αυτή η αύξηση των επιπλέον φορέων προκαλεί την αύξηση του αθροίσματος των συντελεστών μεταφοράς βάσης $\alpha_1 + \alpha_2$ μέχρι να γίνει ίσο με τη μονάδα. Στο σημείο αυτό το thyristor βρίσκεται στην καμπή και, όπως φαίνεται στο σχ.29β, κοντά στις περιοχές βάσης αρχίζει μεγάλη έγχυση ηλεκτρονίων στο στρώμα P_2 από το στρώμα της καθόδου

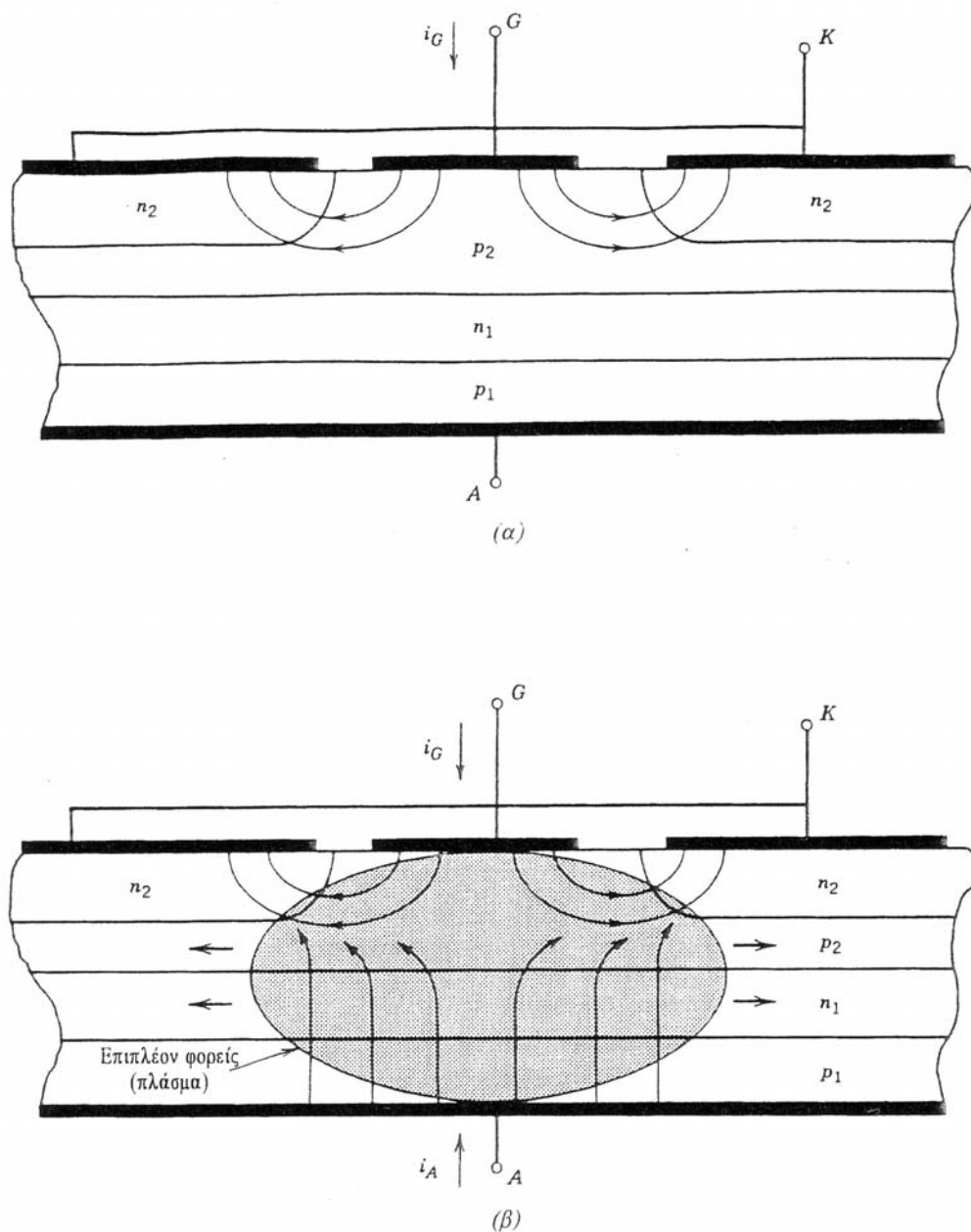


Σχήμα 28 Κυματομορφές τάσης ρεύματος του thyristor κατά τη μετάβαση στην κατάσταση αγωγιμότητας.

n_2 και έγχυση απών από το στρώμα p_1 στο στρώμα n_1 . Το ρεύμα ανόδου αρχίζει να αυξάνει και το γεγονός αυτό σημειώνει το τέλος του χρόνου καθυστέρησης της αγωγιμότητας και την αρχή του χρονικού διαστήματος ανόδου.

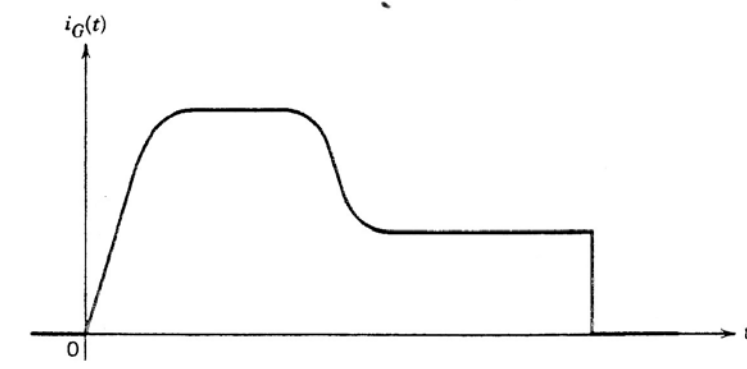
Κατά τον χρόνο ανόδου κοντά στις περιοχές βάσης δημιουργείται μια μεγάλη πυκνότητα επιπλέον φορέων ή πλάσμα, η οποία στη συνέχεια απλώνει πλευρικά κατά μήκος του μετώπου της καθόδου μέχρι να γεμίσει με μεγάλη πυκνότητα επιπλέον φορέων όλη η διατομή του thyristor. Ταυτόχρονα, αρχίζει και αναπτύσσεται έγχυση φορέων από την περιοχή ανόδου p_1 στο στρώμα n που αποτελεί τη βάση του transistor pnp . Η ταχύτητα αύξησης του ρεύματος είναι συνήθως αρκετά μεγάλη, ώστε το ρεύμα της ανόδου να αποκτά τη σταθερή του τιμή της κατάστασης αγωγιμότητας σε σημαντικά μικρότερους χρόνους απ' ό,τι χρειάζεται για να απλωθεί πλευρικά η έγχυση επιπλέον φορέων κατά μήκος όλου του μετώπου της περιοχής της κάθοδο. Όταν το ρεύμα ανόδου φτάσει την τιμή που αντιστοιχεί στην κατάσταση αγωγιμότητας τελειώνει το χρονικό διάστημα ανόδου του ρεύματος.

Καθώς δημιουργείται και αναπτύσσεται η πυκνότητα των επιπλέον φορέων, όπως φαίνεται στο σχ.29, αρχίζει να πέφτει η τάση ανόδου-καθόδου. Κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος ανόδου η πτώση τάσης είναι σκέτα απότομη, επειδή οι εντοπισμένες περιοχές μεγάλων πυκνωτήτων επιπλέον φορέων κοντά στις περιοχές βάσης ελαττώνουν αισθητά την ικανότητα αποκοπής του thyristor. Ακόμη και όταν τελειώσει το χρονικό διάστημα ανόδου, το πλάσμα εξακολουθεί να



Σχήμα 29 Αρχική ανάπτυξη και πλευρική εξάπλωση των επιπλέον φορέων στο thyristor κατά τη μετάβαση στην κατάσταση αγωγιμότητας, όπου φαίνεται η ανάγκη περιορισμού της di_F/dt .

απλώνει στην πλευρική επιφάνεια του thyristor, όπως φαίνεται στο σχ.29, μέχρι να βραχυκυκλωθεί εντελώς το thyristor από τις μεγάλες πυκνότητες επιπλέον φορέων. Το χρονικό διάστημα που χρειάζεται το πλάσμα για να απλωθεί από τις αρχικές περιοχές γύρω από τους ακροδέκτες πύλης σ' όλη την επιφάνεια διατομής του στοιχείου είναι ο χρόνος εξάπλωσης του πλάσματος t_{ps} . Οι συνηθισμένοι χρόνοι εξάπλωσης του πλάσματος δίνονται ως συνάρτηση της ταχύτητας εξάπλωσης του πλάσματος που έχει τιμή 20-200 $\mu\text{m}/\mu\text{s}$. Σε στοιχεία μεγάλης ισχύος με διάμετρο εκατοστών του μέτρου, για να μεταβεί το



Σχήμα 30 Ρεύμα πύλης με μεγάλη αρχική τιμή για μεγιστοποίηση των αρχικών περιοχών του thyristor από τις οποίες εκκινεί η μετάβαση στην κατάσταση αγωγιμότητας.

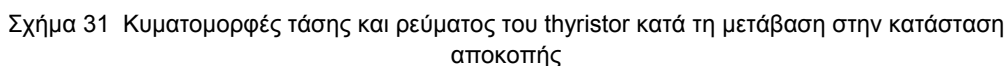
στοιχείο σε κατάσταση πλήρους αγωγιμότητας μπορεί να χρειαστούν αρκετές εκατοντάδες μs , αν το πλάσμα πρέπει να απλωθεί από ένα μόνο ηλεκτρόδιο πύλης, όπως φαίνεται στο σχ.25. Η ταχύτητα πτώσης της τάσης κατά τη διάρκεια του χρόνου εξάπλωσης του πλάσματος είναι μικρότερη, επειδή το t_{ps} είναι μεγαλύτερο από το t_r και επειδή το μεγαλύτερο τμήμα της πτώσης τάσης πραγματοποιείται κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος t_r .

Είναι σημαντικό η ταχύτητα ανόδου του ρεύματος της ανόδου να διατηρηθεί μικρότερη από μια μέγιστη τιμή, που δίνεται στα φυλλάδια των προδιαγραφών του thyristor. Αν η di_F/dt ξεπεράσει αυτό το μέγιστο, το στοιχείο μπορεί να πάθει βλάβη ή να καταστραφεί. Αυτή η βλάβη μπορεί να συμβεί, επειδή οι μεγάλες τιμές αύξησης του ρεύματος σημαίνουν ότι ο χρόνος ανόδου θα είναι μικρός και κατά συνέπεια η περιοχή γύρω από την πύλη του thyristor, όπου θα εκκινήσει η μετάβαση στην κατάσταση αγωγιμότητας, θα είναι αρκετά μικρή στο τέλος του χρονικού διαστήματος ανόδου σε σύγκριση με την ολική διατομή του στοιχείου. Επιπλέον, η μικρή περιοχή από την οποία θα εκκινήσει η μετάβαση στην κατάσταση αγωγιμότητας σημαίνει ότι, κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος ανόδου, η πτώση τάσης στα άκρα του thyristor δεν θα έχει πέσει πολύ από την τιμή της κατάστασης αποκοπής. Έτσι, η στιγμιαία κατανάλωση κατά τη διάρκεια του χρονικού διαστήματος t_r θα είναι και μεγάλη και περιορισμένη σε σχετικά μικρό όγκο. Σε μια τέτοια περίπτωση ο ρυθμός απομάκρυνσης της θερμότητας θα είναι μικρότερος από το ρυθμό κατανάλωσης ισχύος και έτσι η εσωτερική θερμοκρασία της περιοχής μπορεί να γίνει τόσο μεγάλη, ώστε να προκληθεί θερμική βλάβη στην περιοχή και συνεπώς βλάβη ή καταστροφή του στοιχείου.

Μεγαλύτερες τιμές του ρεύματος πύλης κατά τη διάρκεια των χρονικών διαστημάτων $t_{d(on)}$ και t_r αυξήσουν το εύρος της περιοχής εκκίνησης, επειδή παρέχονται μεγαλύτερες ποσότητες επιπλέον φορέων. Η αύξηση της περιοχής εκκίνησης της μετάβασης στην κατάσταση αγωγιμότητας θα ελαττώσει τη μέγιστη στιγμιαία κατανάλωση ισχύος. Για τον λόγο αυτό, το ρεύμα πύλης που εφαρμόζεται είναι συχνά μεγάλο στην αρχή και καθώς περνά ο χρόνος ελαττώνεται σταδιακά,

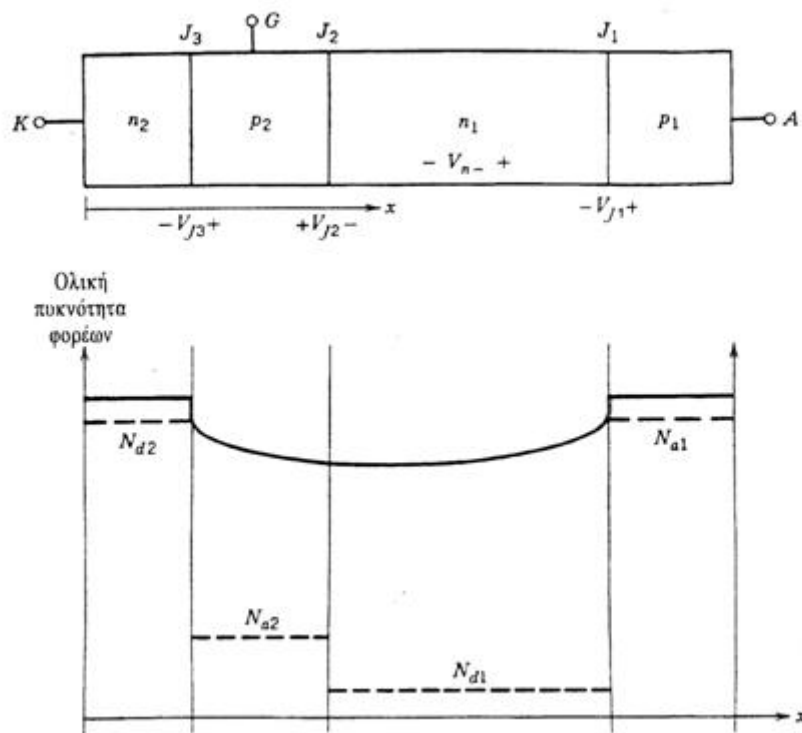
2.2.4.3 Μετάβαση στην κατάσταση αποκοπής

Η αποκοπή του thyristor απαιτεί το στοιχείο να είναι ανάστροφα πολωμένο από το εξωτερικό κύκλωμα για μια ελάχιστη χρονική περίοδο. Για το thyristor T_A του σχ.27 η αποκοπή αρχίζει, όταν αρχίζει να άγει το thyristor T_B , πράγμα που μπορεί να γίνει όταν η τάση στη φάση Β είναι μεγαλύτερη από την τάση στη φάση Α. Είναι φανερό ότι η μεγαλύτερη τάση της φάσης Β θα πολώσει ανάστροφα το T_A μόλις το T_B βρεθεί σε κατάσταση πλήρους αγωγιμότητας. Ο χρόνος έναυσης ενός thyristor είναι αισθητά μικρότερος από τον χρόνο σβέσης. Έτσι, αφού εξετάζουμε τη σβέση του T_A , η έναυση του T_B είναι σχεδόν ακαριαία.



68

ισορροπίας και δίνονται στην κατανομή των φορέων του σχ.32 μ' ένα συνδυασμό εσωτερικής επανασύνδεσης και απομάκρυνσης φορέων.



Σχήμα 32 Κατανομή φορέων στο thyristor στην κατάσταση αγωγιμότητας.

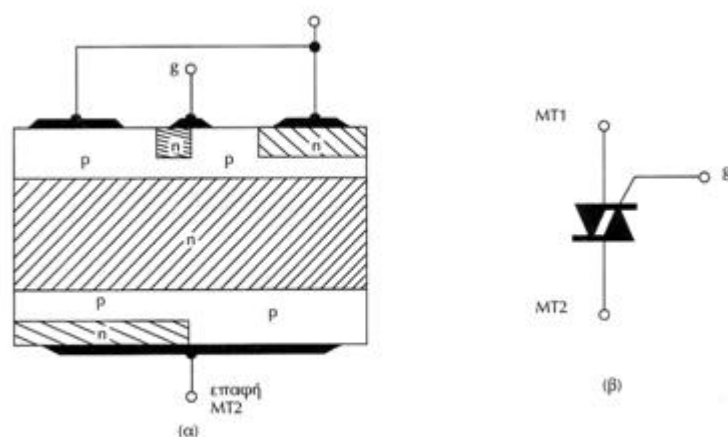
Καθώς προχωρά ο χρόνος, το ρεύμα συνεχίζει να ελαττώνεται και γρήγορα περνά από το μηδέν τη στιγμή t_1 και στη συνέχεια αυξάνεται προς αρνητικές τιμές, όπως φαίνεται στο σχ.31. Η τάση στα άκρα του thyristor παραμένει μικρή και θετική μέχρι τη στιγμή που είτε η επαφή J_1 είτε η επαφή J_3 αρχίζει να πολώνεται ανάστροφα, κάτι που δεν συμβαίνει πριν μηδενιστεί η πυκνότητα των επιπλέον φορέων στην επαφή. Συνήθως η πρώτη επαφή που μηδενίζεται ανάστροφα είναι η J_3 , πράγμα που γίνεται τη στιγμή t_2 στο σχ.31, και στη συνέχεια πολύ γρήγορα έρχεται σε κατάσταση διάσπασης χιονοστιβάδας, καθώς η τάση ανόδου – καθόδου γίνεται αρνητική, επειδή οι μεγάλες προσμίξεις στα στρώματα n_2 και p_2 σημαίνουν ότι η ικανότητα ανάστροφης αποκοπής αυτής της επαφής δεν είναι πολύ μεγάλη (συνήθως 20-30V).

Κατά τη χρονική στιγμή t_2 ή λίγο μετά από αυτήν, η κατανομή των επιπλέον φορέων στο thyristor δεν είναι πλέον αρκετά μεγάλη για να συντηρεί το διαρκώς αυξανόμενο αρνητικό ρεύμα ανόδου και έτσι το ρεύμα φτάνει στη μέγιστη αρνητική τιμή του I_r και αρχίζει να επιστρέφει προς το μηδέν. Περίπου την ίδια χρονική στιγμή η πυκνότητα των επιπλέον φορέων στην επαφή J_3 γίνεται μηδέν και η επαφή πολώνεται ανάστροφα. Η αύξηση της αρνητικής τάσης ανόδου-καθόδου, που άρχισε τη στιγμή t_2 , συνεχίζει και ξεπερνά την τιμή $V_{REV}=V_B-V_A$ η οποία τελικά θα εφαρμοστεί

στο thyristor T_A από το κύκλωμα. Η υπέρταση προέρχεται από την επαγωγή του κυκλώματος και καθορίζεται από το πόσο γρήγορα το ρεύμα ανόδου γίνεται μηδενικό από τη μέγιστη ανάστροφη τιμή του I_{rr} .

2.2.5 Triac

Μέχρι τώρα, τα στοιχεία που εξετάσαμε ήταν μονόδρομα, δηλαδή επιδέχονταν ρεύμα προς τη μια κατεύθυνση. Αυτό είναι και το μειονέκτημα του thyristor, ότι είναι ρυθμιστής του ημίσεως κύματος του σήματος ac.



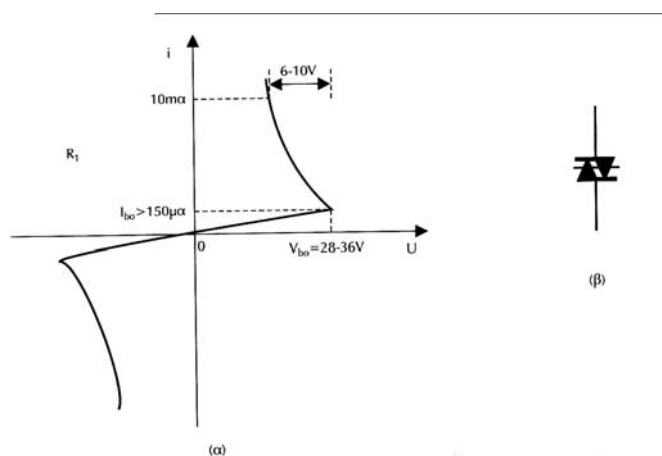
Σχήμα 33 (α) Κατασκευή του triac, (β) Σύμβολο.

Το πιο χρήσιμο στοιχείο για τη ρύθμιση ισχύος ac είναι το αμφίπλευρο thyristor ή triac (σχήμα 33). Το triac μπορεί να θεωρηθεί ότι αποτελείται από δυο thyristor συνδεδεμένα παράλληλα και αντίθετη κατεύθυνση που έχουν όμως μια κοινή πύλη. Λόγω της κατασκευής αυτής του triac μπορεί να διεγερθεί είτε με θετικό είτε με αρνητικό παλμό στην πύλη, ανεξάρτητα από τη στιγμιαία τιμή του σήματος ac. Οι όροι κάθοδος και άνοδος δεν έχουν στο triac έννοια. Ο ακροδέκτης που βρίσκεται κοντά στην πύλη ονομάζεται κύριος ακροδέκτης 1, MT1 και ο άλλος ακροδέκτης 2 MT2. Ο παλμός διέγερσης της πύλης αναφέρεται πάντα ως προς το MT1, όπως ακριβώς αναφέρεται ως προς την κάθοδο στο thyristor. Για να διεγερθεί το triac είναι αρκετό ένα ρεύμα πύλης μέχρι 20mA που μπορεί να δώσει ρεύμα μέχρι 25A.

2.2.6 Diac

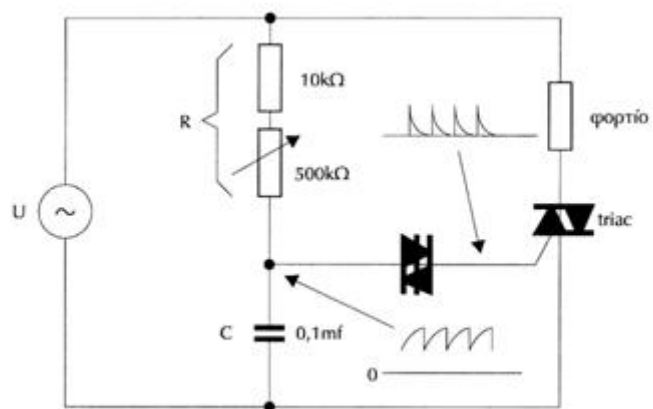
Το Diac είναι στοιχείο δυο ακροδεκτών το οποίο έχει τη χαρακτηριστική που φαίνεται στο σχ.34.

Η κατασκευή του είναι όμοια με εκείνη του τρανζίστορ και χρησιμοποιούνται οι ακροδέκτες του εκπομπού και του συλλέκτη. Το στοιχείο αυτό φράζει τη ροή του ρεύματος για τάση ορθής και ανάστροφης φοράς μέχρι την τάση θλάσης V_{bo} . Όταν το ρεύμα ξεπεράσει το ρεύμα θλάσης I_{bo} το diac παρουσιάζει περιοχή αρνητικής αντίστασης.



Σχήμα 34 (α) Τυπική χαρακτηριστική diac, (β) Σύμβολο

Το diac χρησιμοποιείται στις γεννήτριες παλμών. Το σχ.35 δείχνει μια βασική μορφή ενός τέτοιου κυκλώματος. Η ac τάση συνδέεται στο χρονοκύκλωμα που αποτελείται από το δίκτυωμα RC. Η τάση αυτή επίσης ενεργοποιεί το κύκλωμα του φορτίου και το triac. Η τάση στα άκρα του πυκνωτή καθορίζεται από το ρυθμό της σταθεράς χρόνου και όταν η τάση αυτή φτάσει την τάση θλάσης του diac το στοιχείο αυτό οδηγείται σε αγωγιμότητα και ο πυκνωτής εκφορτίζεται στιγμιαία μέσω της πύλης του triac, επειδή το triac οδηγείται στην αγωγή κατάσταση. Στο σχήμα δείχνονται οι κυματομορφές της θετικής ημιπεριόδου του ac σήματος εισόδου. Κατά τη διάρκεια της αρνητικής ημιπεριόδου του σήματος εισόδου στα άκρα του πυκνωτή εμφανίζεται αρνητική πριονωτή κυματομορφή και αρνητικοί παλμοί στην πύλη του triac.



Σχήμα 35 Γεννήτρια παλμών με συνδυασμό diac-triac.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3^ο

ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΙ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ

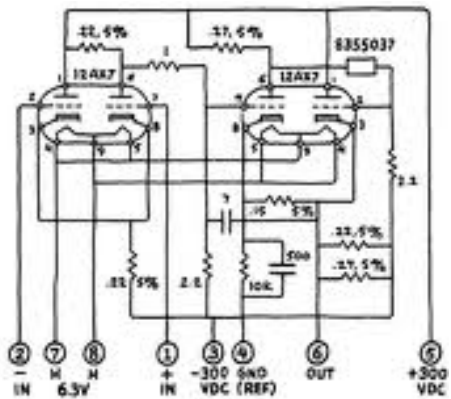
3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Συχνά παρουσιάζεται η ανάγκη κατασκευής απλών ηλεκτρονικών κυκλωμάτων, που σε συνδυασμό με άλλες ηλεκτρονικές συσκευές και όργανα μετρήσεων, μπορούν να εξυπηρετήσουν περιστασιακές ή μόνιμες ανάγκες αυτοματισμών ή μετρήσεων. Με τις ιδιοκατασκευές αυτές αποφεύγεται η αγορά δαπανηρών συνθετότερων διατάξεων και ο υφιστάμενος εξοπλισμός αξιοποιείται πλήρως και αποδοτικότερα.

Ο σχεδιασμός και η κατασκευή κυκλωμάτων με διακριτά ηλεκτρονικά εξαρτήματα, απαιτεί συνήθως αρκετές θεωρητικές και πρακτικές γνώσεις ηλεκτρονικών. Κυκλώματα γενικής και ειδικής χρησιμότητας στη χημική οργανολογία μπορούν να κατασκευασθούν εύκολα με **τελεστικούς ενισχυτές** (operational amplifiers, or amp's, OA's), οι οποίοι προσφέρονται στο εμπόριο ως φθηνά **ολοκληρωμένα κυκλώματα** (integrated circuits, ICs). Η ονομασία των τελεστικών ενισχυτών είναι ενδεικτική της ικανότητάς τους να πραγματοποιούν (μετά από μια κατάλληλη συνδεσμολογία) μαθηματικές τελέσεις σε σήματα αναλογικού χαρακτήρα.

Σχεδόν κάθε ηλεκτρονική συσκευή που περιλαμβάνει αναλογικά κυκλώματα, αυτά με την σειρά τους περιέχουν έναν ή περισσότερους τελεστικούς ενισχυτές. Ακούγεται ίσως απίστευτο αλλά είναι αλήθεια ότι οι πρώτοι τελεστικοί ενισχυτές κατασκευάζονταν με κλασσικές λυχνίες. Όπως συμβαίνει σε πολλά πράγματα, η ανάπτυξη κάποιων πρωτοποριακών συστημάτων κατευθύνονταν σε πολύ μεγάλο βαθμό από στρατιωτικές προδιαγραφές, για παράδειγμα σε εφαρμογές συστημάτων ελέγχου σκόπευσης κατά την διάρκεια ενός πολέμου.

Το πρώτο μοντέλο εμφανίστηκε στην ευρεία αγορά το 1952. Το μοντέλο αυτό τελεστικού ενισχυτή με λυχνίες σχεδιάστηκε από την ερευνητική εταιρία George A. Philbrick το οποίο τοποθετήθηκε σε μια οκταπολική θήκη τύπου λυχνίας φωτογραφία φαίνεται παρακάτω:



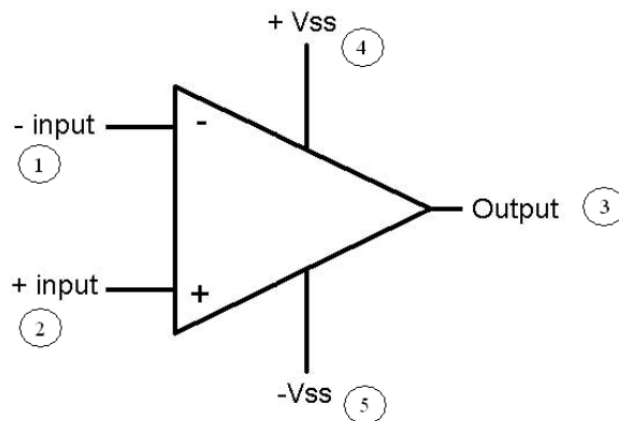
Σε σχετικά μικρό χρονικό διάστημα μετά το 1952 εμφανίστηκαν στην παραγωγή οι πρώτοι τελεστικοί ενισχυτές κατασκευασμένοι από διακριτά τρανζίστορ. Ο πρώτος τελεστικός ενισχυτής σε μορφή ολοκληρωμένου ήταν ο $\mu A702$, τον οποίο σχεδίασε ο Robert Widlar της εταιρίας Fairchild. Ο $\mu A702$ κυκλοφόρησε για πρώτη φορά 1962. Έξι χρόνια έπειτα έκανε την εμφάνιση του ο τελεστικός $\mu A741$, ο οποίος επικράτησε στην αγορά από τότε και έπειτα. Οι τελεστικοί ενισχυτές σήμερα παράγονται σήμερα σε ποσότητες και χρησιμοποιούνται σε μια πολύ ευρεία γκάμα εφαρμογών από ενισχυτές ήχου βίντεο έως διατάξεις ενεργών φίλτρων και κυκλώματα μορφοποίησης σημάτων από αισθητήρες.

Οι τελεστικοί ενισχυτές σήμερα είναι τόσο γνωστοί όσο οι αντιστάσεις και οι πυκνωτές στην επιστήμη της ηλεκτρονικής.

3.2 ΓΕΝΙΚΑ ΓΙΑ ΤΟΝ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟ ΕΝΙΣΧΥΤΗ

Ο τελεστικός ενισχυτής είναι ένας πολύ υψηλού κέρδους διαφορικός ενισχυτής, στον οποίο χρησιμοποιούνται τεχνικές ανάδρασης για να επιτευχθεί ο έλεγχος της χαρακτηριστικής απόκρισής του. Επίσης ενισχύει τόσο σταθερά (DC) όσο και χρονικά μεταβαλλόμενα σήματα.

Γενικά ο τελεστικός ενισχυτής έχει πέντε ακροδέκτες, δύο ακροδέκτες εισόδου, έναν ακροδέκτη εξόδου και δυο ακροδέκτες για την παροχή συνεχούς τάσης την οποία χρησιμοποιεί ο τελεστικός ενισχυτής για την λειτουργία του. Στο σχήμα (α) παρακάτω φαίνεται ένας τελεστικός ενισχυτής στον οποίο, οι ακροδέκτες 1 και 2 είναι ακροδέκτες εισόδου, ο ακροδέκτης 3 είναι εξόδου και οι ακροδέκτες 4 και 5 είναι για την εφαρμογή της τάσης λειτουργίας.



(α)

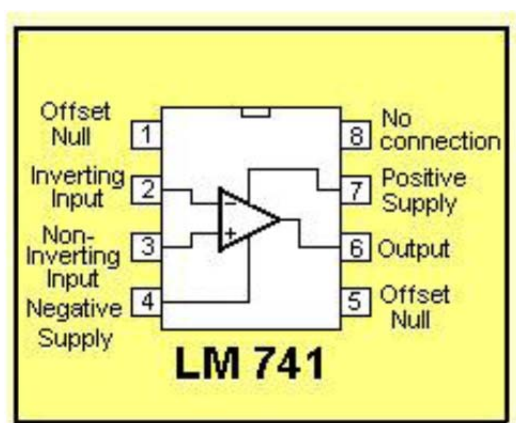
Σήμερα οι περισσότεροι τελεστικοί ενισχυτές έχουν το σχήμα που φαίνεται στην εικόνα (β) παρακάτω. Όπως βλέπετε ο τελεστικός της εικόνας έχει οχτώ ακροδέκτες από αυτούς τους οχτώ οι πέντε είναι που περιγράψαμε παραπάνω, ο ένας είναι κενός και δεν χρησιμοποιείται καθόλου και οι άλλοι δύο μπορεί να είναι για αντιστάθμιση συχνότητας ή για μηδενισμό τάσης εκτροπής (offset null).



(β)

3.2.1 Το ολοκληρωμένο κύκλωμα LM 741

Στο παραπάνω σχήμα δίνεται η τοπολογία των ακροδεκτών του ολοκληρωμένου τελεστικού ενισχυτή **741**.



Οι ακροδέκτες του είναι σε διάταξη DIP (dual in-line package) όπου ο ακροδέκτης υπ' αριθμόν 1 προσδιορίζεται με βάση την εγκοπή η οποία υπάρχει στην μία πλευρά του ολοκληρωμένου. Προς τη μεριά αυτής της εγκοπής βρίσκονται, αριστερά ο πρώτος ακροδέκτης και δεξιά ο τελευταίος. Ο ακροδέκτης νούμερο 2 είναι η αναστρέφουσα είσοδος V^- , ο νούμερο 3 είναι η μη αναστρέφουσα είσοδος V^+ , ενώ ο ακροδέκτης 6 είναι η έξοδος V_o .

Συνήθως οι ακροδέκτες τροφοδοσίας $-V_{CC}$ και $+V_{CC}$, 4 και 7 αντίστοιχα, δεν περιγράφονται στο κυκλωματικό σύμβολο του ενισχυτή για λόγους μεγαλύτερης ευκρίνειας του σχηματικού, αλλά στην πράξη θα πρέπει πάντα να συνδέονται στις κατάλληλες τάσεις τροφοδοσίας ώστε το κύκλωμα να λειτουργήσει. Οι ακροδέκτες 1 και 5 χρησιμοποιούνται για τον περιορισμό της τάσης εκτροπής (offset voltage) του τελεστικού, δηλαδή της τάσης που εμφανίζει στην έξοδο του όταν και οι δύο είσοδοι του είναι γειωμένες. Σε πολλές εφαρμογές οι ακροδέκτες αυτοί δεν χρησιμοποιούνται και αφήνονται ανοιχτοκυκλωμένοι («στον αέρα»). Ο ακροδέκτης νούμερο 8 δεν παρέχει καμιά λειτουργία και δεν χρησιμοποιείται.

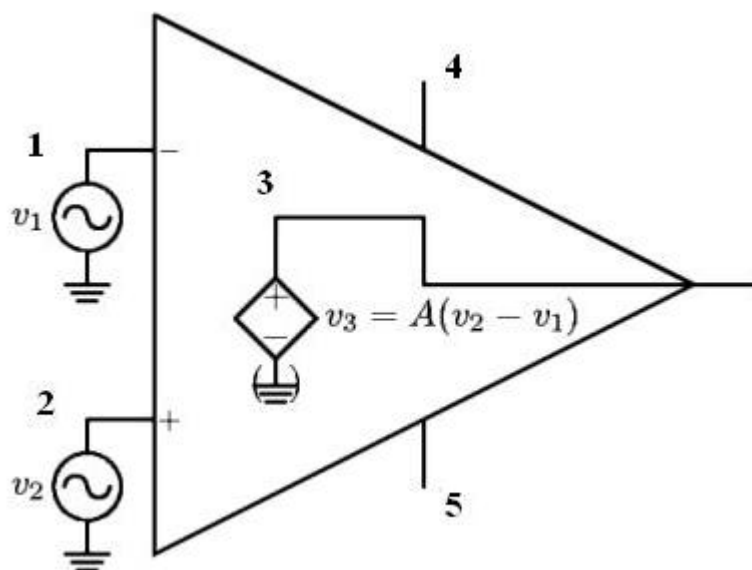
3.3 Ο ΙΔΑΝΙΚΟΣ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ

Χρησιμοποιούμε τον ιδανικό τελεστικό ενισχυτή για να μπορέσουμε να περιγράψουμε την αρχή λειτουργίας των τελεστικών ενισχυτών. Ο τελεστικός ενισχυτής έχει σαν ιδιότητα να αντιλαμβάνεται την διαφορά τάσης των δύο σημάτων που εφαρμόζουμε στην είσοδο του, την οποία έπειτα την πολλαπλασιάζει με έναν αριθμό A και εμφανίζει το γινόμενο τους στην έξοδο τους. Εάν λοιπόν στον ακροδέκτη 1 εφαρμόζουμε μια τάση U_1 και στον ακροδέκτη 2 εφαρμόζουμε μια άλλη τάση τότε στον ακροδέκτη 3 λαμβάνουμε την διαφορά των τάσεων U_1 και U_2 πολλαπλασιασμένη με την ενίσχυσή A , δηλαδή $(U_1 - U_2)A$.

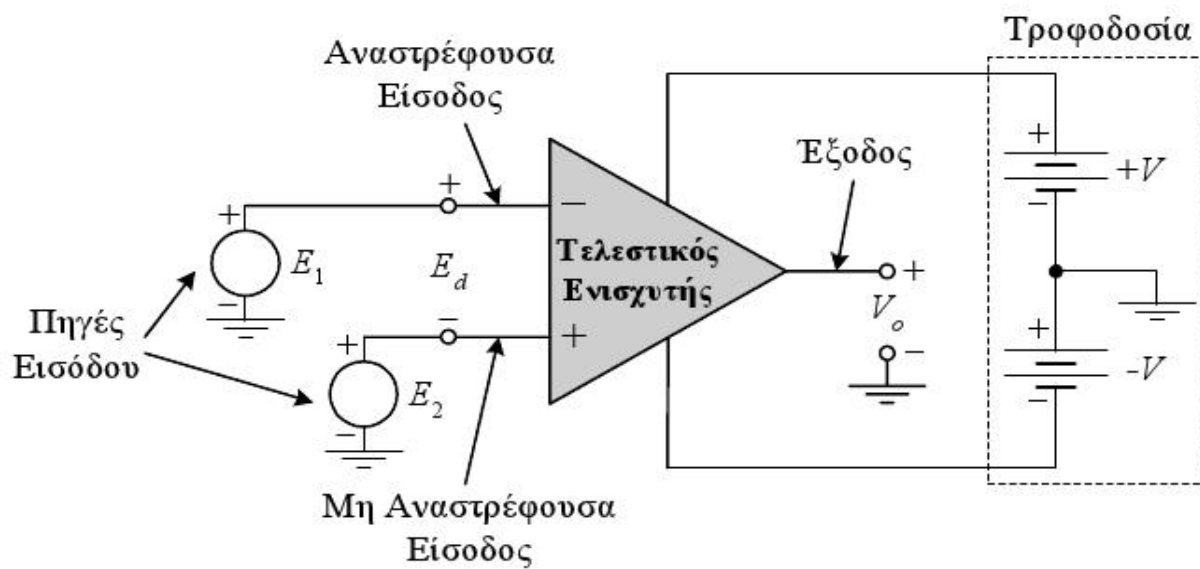
Ο Ιδανικός τελεστικός ενισχυτής έχει σύνθετη αντίσταση εισόδου άπειρη, δηλαδή η τιμή του ρεύματος στην είσοδο του τελεστικού ενισχυτή είναι μηδενική. Επίσης η σύνθετη αντίσταση εξόδου του τελεστικού ενισχυτή είναι μηδενική, δηλαδή το αποτέλεσμα $(U_1 - U_2) A$ είναι η τιμή της τάσης εξόδου και δεν πρέπει να αλλάξει ακόμα και αν ένα συνδεδεμένο σε αυτήν φορτίο καταναλώνει κάποια τιμή ρεύματος.

Και τέλος η ενίσχυση A είναι άπειρη και ίδια για ολόκληρο το φάσμα των συχνοτήτων. Επίσης εάν οι δύο τάσεις εισόδου είναι ίσες τότε ο τελεστικός τις αποκόπτει και στην έξοδο του το αποτέλεσμα είναι μηδέν.

Στην πραγματικότητα οι παραπάνω τιμές είναι πεπερασμένες. Η ρύθμιση της ενίσχυσης γίνεται με αρνητική ανάδραση η οποία εξασφαλίζεται με κατάλληλη συνδεσμολογία αντιστάσεων από την έξοδο προς την είσοδο αναστροφής. Παρακάτω στο σχήμα (γ) φαίνεται το ισοδύναμο κύκλωμα ενός τελεστικού ενισχυτή.



(γ) Ιδανικός τελεστικός ενισχυτής



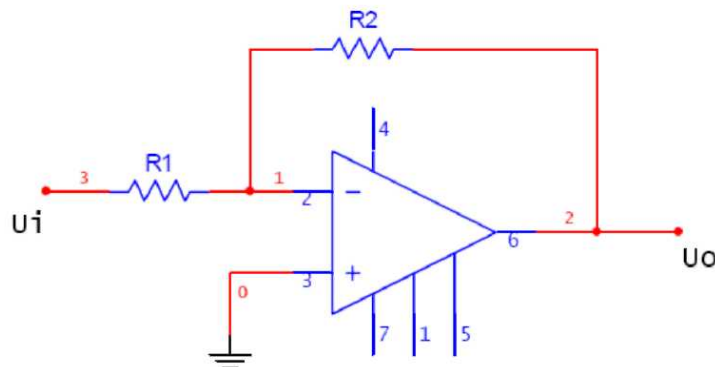
Κυκλωματικό σύμβολο του τελεστικού ενισχυτή με τη διάταξη τροφοδοσίας και τις πηγές εισόδου

ΣΥΝΔΕΣΜΟΛΟΓΙΕΣ ΤΕΛΕΣΤΙΚΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ

3.4 ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ

Οι περισσότερες συνδεσμολογίες τελεστικών ενισχυτών λειτουργούν πάντα σε κλειστό βρόχο. Μόνο η συνδεσμολογία των συγκριτών λειτουργεί σε ανοικτό βρόχο. Η λειτουργία του τελεστικού ενισχυτή σε ανοικτό βρόχο έχει σαν αποτέλεσμα η τάση εξόδου να φτάσει σε επίπεδα και μεγάλα και να ονομάζεται τάση κόρου που συνήθως η τάση κόρου είναι κοντά στην τιμή της τάσης τροφοδοσίας του τελεστικού ενισχυτή, αυτό συμβαίνει επειδή η ενίσχυση A του τελεστικού ενισχυτή σε λειτουργία ανοικτού βρόχου είναι πολύ μεγάλη.

Με την εισαγωγή, όμως της ανάδρασης στην θετική είσοδο του τελεστικού ενισχυτή, η ενίσχυση A τώρα εξαρτάται αποκλειστικά και μόνο από τα στοιχεία που συνδέονται εξωτερικά στον τελεστικό ενισχυτή. Στο σχήμα (δ) που ακολουθεί φαίνεται το κύκλωμα ενός αναστρέφων τελεστικού ενισχυτή.



(δ)

3.4.1 Αργή Λειτουργίας

Στη συνδεσμολογία αναστρέφων τελεστικού ενισχυτή σχήμα (δ), το σήμα εισόδου οδηγείται μέσω της αντίστασης R_1 στην είσοδο αναστροφής. Ένα μέρος της εξόδου οδηγείται ως αρνητική ανάδραση μέσω της R_2 στην είσοδο αναστροφής επίσης. Η είσοδος μη αναστροφής συνδέεται σε δυναμικό 0, δηλαδή με την γη του κυκλώματος. Η ενίσχυση τάσης (A) του ενισχυτή μπορεί να υπολογιστεί με τον παρακάτω τρόπο.

Επειδή ο ενισχυτής έχει άπειρη αντίσταση εισόδου, το ρεύμα εισόδου i_1 θα οδεύει μέσω της R_1 προς την R_2 και θα ισούται με:

$$\left. \begin{aligned} i_1 &= \frac{u_i - u_+}{R_1} = \frac{u_i - 0}{R_1} = \frac{u_1}{R_1} \\ i_1 &= \frac{-u_1 - u_0}{R_2} = \frac{0 - u_0}{R_2} = \frac{u_0}{R_2} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \frac{u_1}{R_1} = -\frac{u_0}{R_2} \Rightarrow \frac{u_0}{u_1} = -\frac{R_2}{R_1} = A$$

Επομένως άμα απλοποιήσουμε λίγο τα παραπάνω φτάνουμε σε δύο μαθηματικούς τύπους που μπορούμε να χρησιμοποιούμε για την συνδεσμολογία αναστρέφων τελεστικού ενισχυτή.

$$u_0 = -\frac{R_2}{R_1} \cdot u_i$$

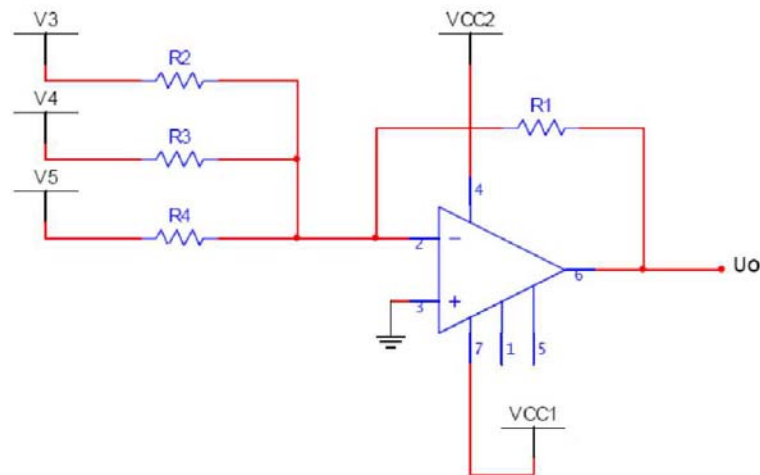
και

$$A = -\frac{R_2}{R_1}$$

Παρατηρούμε ότι η αντίσταση R_1 πρέπει να εκλέγεται έτσι ώστε να μην προκαλείται από το ρεύμα εισόδου υπερφόρτιση στην είσοδο του τελεστικού.

3.5 ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΑΘΡΟΙΣΗΣ

Ο τελεστικός ενισχυτής μπορεί να χρησιμοποιηθεί κατάλληλα ώστε να κατασκευάσουμε ένα κύκλωμα άθροισης, στο σχήμα (ε) φαίνεται το κύκλωμα ενός αναστρέφων τελεστικού ενισχυτή άθροισης. Σε αυτό το κύκλωμα οι τάσεις V_3 , V_4 και V_5 αθροίζονται με διαφορετικό συντελεστή θα μπορούσαμε να πούμε τον ρόλο του συντελεστή παίζουν οι αντιστάσεις που είναι τοποθετημένες στο κύκλωμα σε σειρά με τις τάσεις. Ο αριθμός των τάσεων που μπορούμε να αθροίσουμε με αυτό το κύκλωμα είναι άπειρος.



(ε)

Οι τάσεις V_3 , V_4 και V_5 δημιουργούν κάποιο ρεύμα μέσω των αντιστάσεων R_2 , R_3 , και R_4 . Τα ρεύματα αυτά αθροίζονται στον κόμβο της εισόδου αναστροφής και στη συνέχεια διαρρέουν την R_1 , συνεισφέροντας το καθένα στην τάση εξόδου.

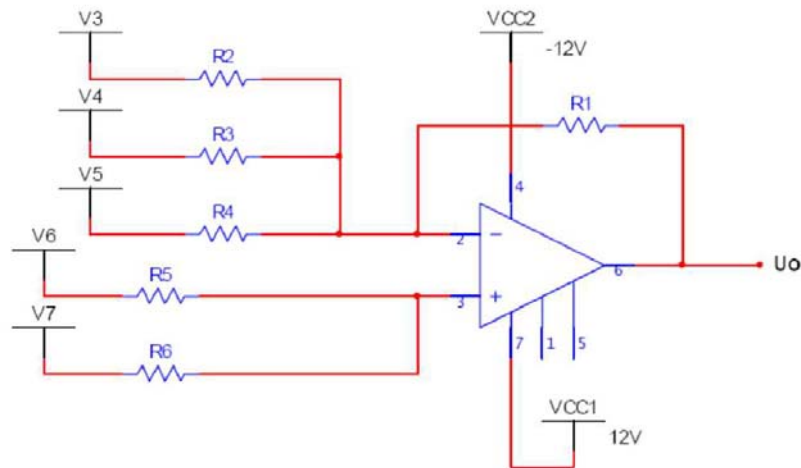
Επίσης θα μπορούσαμε αντί να γειώνουμε την είσοδο της μη αναστροφής να προσθέταμε και εκεί ένα δίκτυωμα με τάσεις και αντιστάσεις αντίστοιχα μόνο που όταν θα υπολογίζουμε τα ρεύματα θα πρέπει να σκεφτούμε ότι εδώ οι αντιστάσεις είναι παράλληλα.

Η τελική τάση εξόδου μπορεί να υπολογιστεί αθροίζοντας τις επιμέρους τάσεις εξόδου που προκύπτουν από κάθε είσοδο του τελεστικού ενισχυτή, αντιμετωπίζοντας την κάθε είσοδο ξεχωριστά.

Για την είσοδο αναστροφής, η τάση εξόδου προκύπτει από το άθροισμα των τάσεων εξόδου που προέρχονται από την κάθε μία τάση εισόδου, αγνοώντας όλες τις άλλες. Για να την υπολογίσουμε γειώνουμε τις τάσεις στην είσοδο μη αναστροφής. Και θα υπολογίζαμε από τον παρακάτω μαθηματικό τύπο:

$$U_{0-} = -V_3 \cdot \frac{R_1}{R_2} - V_4 \cdot \frac{R_1}{R_3} - V_5 \cdot \frac{R_1}{R_4}$$

Για την είσοδο μη αναστροφής, η τάση εξόδου προκύπτει από την επαλληλία των τάσεων που έχουμε τοποθετήσει. Για να την υπολογίσουμε γειώνουμε όλες τις τάσεις στην είσοδο αναστροφής και υπολογίζουμε την έξοδο του κυκλώματος και αθροίζουμε τις δύο τιμές. Έστω αν είχαμε ακόμα δύο τάσεις στην είσοδο μη αναστροφής θα είχαμε το παρακάτω κύκλωμα σχήμα (στ).



(στ)

Και το άθροισμα των τάσεων V_6 και V_7 θα το υπολογίζαμε από τον παρακάτω μαθηματικό τύπο.

$$U_{0+} = V_6 \frac{R_6}{R_5 + R_6} \left(1 + \frac{R_1}{R_2 // R_3 // R_4} \right) + V_7 \frac{R_5}{R_5 + R_6} \left(1 + \frac{R_1}{R_2 // R_3 // R_4} \right)$$

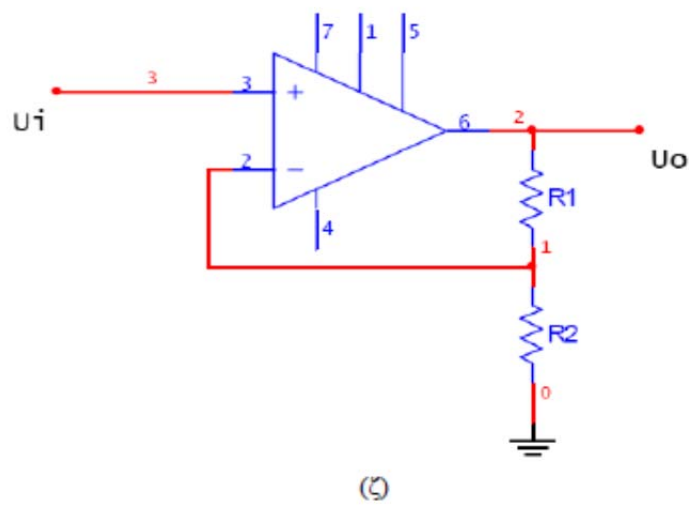
Επομένως η τελική τιμή της τάση εισόδου θα είναι το άθροισμα των δύο παραπάνω σχέσεων.

$$U_0 = U_{0-} + U_{0+}$$

Σε περίπτωση που δεν έχουμε στην είσοδο αναστροφής είτε στην είσοδο μη αναστροφής δικτύωμα για άθροιση τάσεων τότε για να υπολογίσουμε την έξοδο μας εκλέγουμε έναν από τους παραπάνω μαθηματικούς τύπους σύμφωνα με αυτό που έχουμε κατασκευάσει και το αποτέλεσμα που επιθυμούμε να λάβουμε.

3.6 ΜΗ ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ

Στη συνδεσμολογία ενισχυτή τάσης χωρίς αναστροφή φάσης σχήμα (ζ) το σήμα εισόδου οδηγείται στην είσοδο μη αναστροφής. Ένα μέρος της εξόδου οδηγείται ως αρνητική ανάδραση μέσω του διαιρέτη τάσης $R_2 - R_1$ στην είσοδο αναστροφής. Η ενίσχυση τάσης (A) του ενισχυτή μπορεί να υπολογιστεί ως εξής με τον παρακάτω τρόπο. Ο ενισχυτής έχει άπειρη αντίσταση εισόδου και έτσι η τάση στην είσοδο αντιστροφής θα είναι:



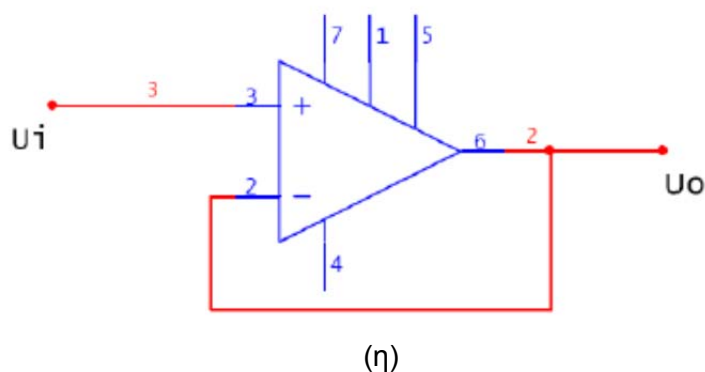
$$u_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_o$$

Επίσης ισχύει u_- είναι ίσο με u_+ οπότε έχουμε:

$$u_- = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot u_o \Rightarrow \quad \frac{u_o}{u_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = A$$

3.7 ΑΚΟΛΟΥΘΗΤΗΣ ΤΑΣΗΣ (BUFFER)

Εάν στο παραπάνω κύκλωμα «μη αναστρέφων τελεστικού ενισχυτή» οι αντιστάσεις R_1 πάρει τιμή πολύ μεγάλη και η αντίσταση R_2 πάρει τιμή πολύ μικρή τότε το πηλίκο R_2/R_1 τείνει να γίνει μηδέν και έτσι η ενίσχυση A παίρνει τιμή μονάδας και οι αντιστάσεις R_2 και R_1 μπορούν να απαλειφθούν όπως φαίνεται και στο σχήμα (η).



Θα μπορούσε κανένας να πει ότι ο ακολουθητής τάσης είναι ένα κυκλωματικό ομοίωμα ενός αγωγού. Δεν είναι όμως έτσι είναι ένα από τα κυριότερα κυκλώματα στις συσκευές ενίσχυσης ήχου και εικόνας.

Ο ακολουθητής τάσης έχει την ιδιότητα την τάση που εφαρμόζουμε στην είσοδο του να έχει και την ίδια στην έξοδο του με την διαφορά όμως ότι όταν στην έξοδο του συνδέσουμε κάποιο φορτίο θα δημιουργηθεί μια πτώση τάσεως οπότε ο ακολουθητής τάσης αναλαμβάνει να ενισχύσει την έξοδο του έτσι ώστε να είναι και πάλι ίδια με την είσοδο του.

Στου ενισχυτές ήχου τον χρησιμοποιούμε όταν θέλουμε να αλλάξουμε βαθμίδες ενίσχυσης οπότε επειδή η μουσική μεταφέρεται σαν ηλεκτρικό σήμα η παραμικρή αλλαγή στην τάση του σήματος θα έχει σαν αποτέλεσμα την αλλαγή της πληροφορίας που θέλουμε να ενισχυθεί. Άρα ανάμεσα στην διάταξη προενίσχυσης ενός ακουστικού σήματος και την διάταξη ενίσχυσής του τοποθετούμε έναν ακολουθητή τάσης. Ακόμα και στις συσκευές αναπαραγωγής που συνδέουμε με τον ενισχυτή υπάρχουν ακολουθητές τάσεις για να μην αλλοιώνεται το σήμα.

3.8 ΕΝΕΡΓΑ ΦΙΛΤΡΑ

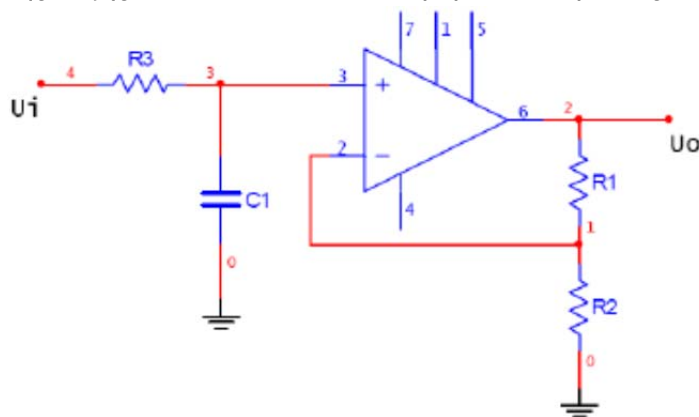
Σε πολλές ηλεκτρονικές και ηλεκτρικές συσκευές παρατηρούνται παρασιτικές αρμονικές οι οποίες οδηγούν το κύκλωμα μας σε καταπονήσεις και σε δυσκολία κατά την λειτουργία οπότε είναι χρήσιμό ή κατασκευή ενός φίλτρου το οποίο θα αποκόπτει αυτές τις αρμονικές.

Οι τελεστικοί ενισχυτές μπορούν να συνδυαστούν με παθητικά στοιχεία και να κατασκευαστούν ενεργά φίλτρα με συγκεκριμένη συχνότητα αποκοπής. Η κλίση της καμπύλης της συχνотικής απόκρισης εξαρτάται από το είδος του κυκλώματος. Τα κυκλώματα με κλίση -20dB/dec είναι τα απλούστερα και ονομάζονται βαθυπερατά φίλτρα πρώτης τάξης σχήμα (θ).

Η συχνότητα αποκοπής σε αυτά δίνεται από τον μαθηματικό τύπο:

$$\omega_c = \frac{1}{R \cdot C}$$

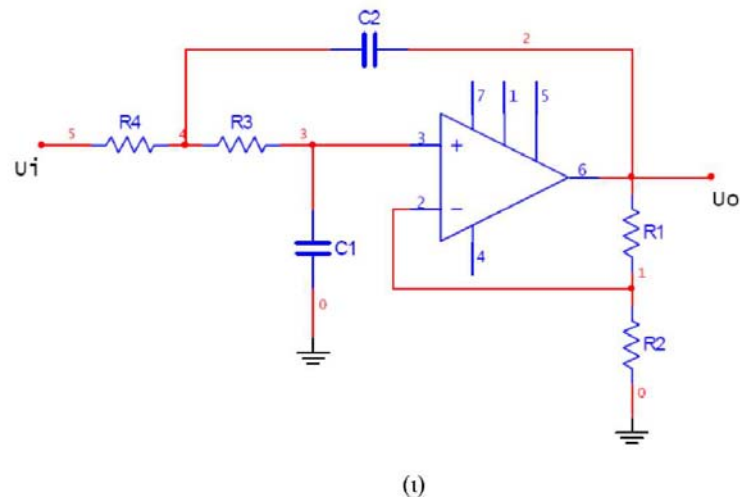
Όταν μας ενδιαφέρει η αύξηση της κλίσης της καμπύλης συχνотικής απόκρισης ώστε ο υποβιβασμός του πλάτους των σημάτων να είναι μεγαλύτερος των 20dB/dec, μπορούν να χρησιμοποιηθούν περισσότερα όμοια δικτυώματα RC σε σειρά με την προσθήκη βαθμίδων απομόνωσης ενδιάμεσα ή να συνδεθούν πολλά φίλτρα πρώτης τάξης σε σειρά. Με κατάλληλη σύνδεση όμως δύο δικτυωμάτων RC



(θ)

μπορεί να επιτευχθεί υποβιβασμός 40dB/dec με έναν μόνο τελεστικό ενισχυτή με το κύκλωμα του σχήματος (ι). Το κύκλωμα αυτό ονομάζεται βαθυπερατό κύκλωμα δεύτερης τάξης Sallen - Key. Η συχνότητα αποκοπής δίνεται από το μαθηματικό τύπο:

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{R_3 \cdot R_4 \cdot C_1 \cdot C_2}}$$

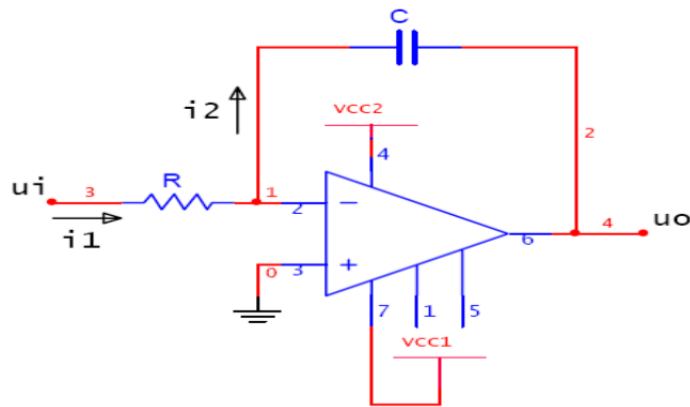


Στο παραπάνω κύκλωμα αυτό υπάρχει μια θετική ανάδραση μέσω του πυκνωτή C_2 . Η συνολική ανάδραση του κυκλώματος σε μικρές ενισχύσεις είναι αρνητική. Σε μεγάλες ενισχύσεις όμως, υπερισχύει η θετική ανάδραση και το κύκλωμα δε λειτουργεί κανονικά. Η τιμή της ενίσχυσης καθορίζει συνεπώς τη μορφή της καμπύλης της συχνотικής απόκρισης. Το χαρακτηριστικό της κάθε καμπύλης είναι ο συντελεστής απόσβεσης (α) που δίνεται από το μαθηματικό τύπο

$$A = 3 - \alpha$$

3.9 ΟΛΟΚΛΗΡΩΤΗΣ ΜΕ ΑΝΑΣΤΡΟΦΗ

Οι τελεστικοί ενισχυτές με κατάλληλη συνδεσμολογία μπορούν να εκτελέσουν την πράξη της ολοκλήρωσης όπου η τάση εξόδου είναι το ολοκλήρωμα της τάσης εισόδου. Στο σχήμα (ια) παρουσιάζεται ένας ολοκληρωτής αναστροφής. Το κύκλωμα περιγράφεται από τη γενική περίπτωση ενός αναστρέφοντα ενισχυτή με σύνθετες αντιστάσεις, Z_R και Z_C .



(Ια)

Το κέρδος ενίσχυσης είναι A δίνεται από τον παρακάτω μαθηματικό τύπο:

$$A = \frac{Z_C}{Z_R}$$

Αν ο τελεστικός ενισχυτής είναι ιδανικός τότε το i_1 είναι ίσο με i_2 και επειδή

$$i_1 = \frac{u_i}{R} \quad \text{και} \quad i_2 = \frac{dq}{dt}, \quad \text{όπου } q = -Cu_o$$

Θα έχουμε:

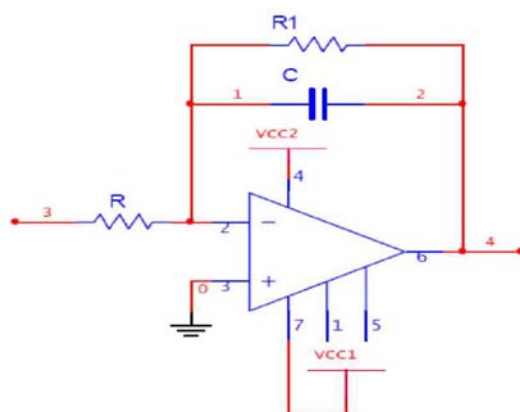
$$\frac{u_i}{R} = -C \cdot \frac{du_o}{dt} \Rightarrow u_o = -\frac{1}{R \cdot C} \int u_i dt \quad (1)$$

Από την σχέση (1) παίρνουμε τη συνθήκη της ολοκλήρωσης όπου η τάση εξόδου είναι το ολοκλήρωμα της τάσης εισόδου ανεστραμμένο.

Στον ολοκληρωτή αναστροφής που περιγράφεται είναι πιθανό να παρατηρηθεί και μια συνιστώσα συνεχούς ρεύματος, η οποία οφείλεται στο δυναμικό απόκλισης εξόδου (output offset voltage). Ο ιδανικός τελεστικός ενισχυτής δίνει μηδενική έξοδο όταν έχει ίδιο σήμα στις εισόδους του. Στην πραγματικότητα, όμως, εμφανίζεται μια μικρή διαφορά στα τρανζίστορ εισόδου του ενισχυτή, με αποτέλεσμα να παρουσιάζεται μια μικρή τάση στην έξοδο της τάξεως μερικών mV με τη μορφή συνεχούς ρεύματος συνιστώσας.

Η συνεχής αυτή συνιστώσα φορτίζει σιγά - σιγά τον πυκνωτή σε μια τάση. Το αποτέλεσμα είναι να φτάσει η έξοδος σχεδόν στο θετικό κόρο, αφού στο συνεχές ο πυκνωτής εμφανίζει άπειρη αντίσταση και έτσι η απολαβή του τελεστικού για τη συνεχή συνιστώσα μπορεί να πάρει πολύ μεγάλη τιμή. Το φαινόμενο αυτό μπορεί να αντιμετωπιστεί με την προσθήκη μιας αντίστασης με μεγάλη τιμή παράλληλα στον πυκνωτή σχήμα (ιβ). Η αντίσταση αυτή R_1 δεν επιτρέπει την πόλωση του πυκνωτή με μια σταθερή τάση.

Η τιμή της αντίστασης R_1 επηρεάζει τη συχνотική συμπεριφορά του κυκλώματος, αφού σε χαμηλές συχνότητες όπου ο πυκνωτής παρουσιάζει πολύ

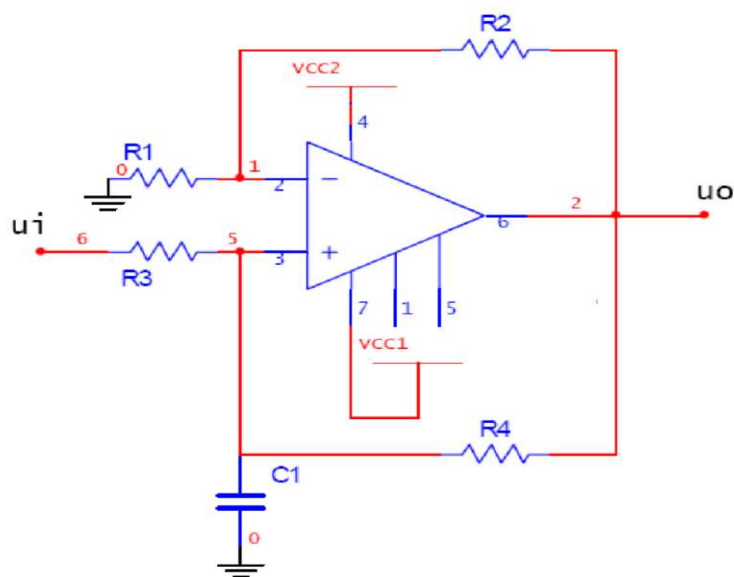


(ιβ)

μεγάλη σύνθετη αντίσταση, εξασφαλίζει μια αρνητική ανάδραση με αποτέλεσμα να σταθεροποιείται η απολαβή του τελεστικού ενισχυτή σε μια ορισμένη τιμή και να εμφανίζεται έτσι ένα πλατό και μια ορισμένη συχνότητα αποκοπής. Το κύκλωμα τότε συμπεριφέρεται ως ένας απλός ενισχυτής αναστροφής και η τιμή του πλατό εξαρτάται από το λόγο των αντιστάσεων.

3.10 ΟΛΟΚΛΗΡΩΤΗΣ ΧΩΡΙΣ ΑΝΑΣΤΡΟΦΗ

Στο κύκλωμα του ολοκληρωτή χωρίς αναστροφή, αντίθετα από το κύκλωμα ολοκληρωτή με αναστροφή η τάση εξόδου ισούται με το ολοκλήρωμα της τάσης εξόδου και δεν εμφανίζεται καμία αναστροφή. Στην έξοδο του κύκλωμα είναι σχεδόν σίγουρο ότι θα εμφανιστεί και μια συνιστώσα συνεχούς ρεύματος η οποία οφείλεται στο δυναμικό απόκλισης της εξόδου (output offset voltage). Το δυναμικό αυτό φορτίζει σιγά - σιγά τον πυκνωτή C με μια συνεχή τάση με αποτέλεσμα να φτάνει η έξοδος σχεδόν στο θετικό κόρο. Ο χρόνος που χρειάζεται να φορτιστεί ο πυκνωτής εξαρτάται από τα ιδιαίτερα χαρακτηριστικά του τελεστικού ενισχυτή που θα χρησιμοποιηθεί στην πράξη. Το κύκλωμα ολοκληρωτή χωρίς αναστροφή φαίνεται παρακάτω στο σχήμα (ιγ).

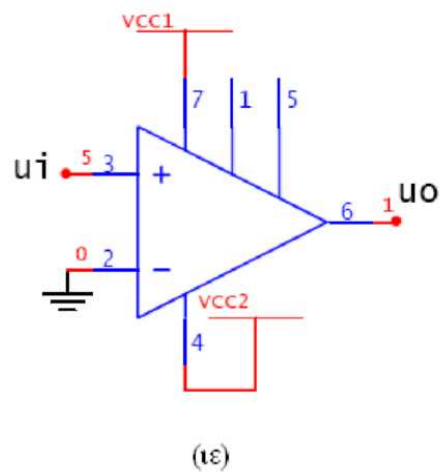
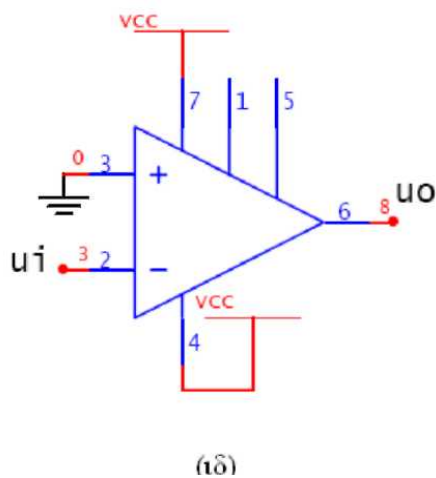


(17)

3.11 ΣΥΓΚΡΙΤΗΣ ΤΑΣΗΣ

Στα δύο σχήματα που εμφανίζονται παρακάτω βλέπουμε έναν συγκριτή τάσης με αναστροφή σχήμα (ιδ) και έναν συγκριτή τάσης χωρίς αναστροφή (ιε). Η σύγκρισή της τάσης εισόδου U_i γίνεται με την τάση αναφορά V_{ref} η οποία εφαρμόζεται στην άλλη είσοδο του τελεστικού ενισχυτή και συγκεκριμένα για τα δύο κυκλώματα παραπάνω η σύγκριση τάσης γίνεται με το δυναμικό της γείωσης. Στο κύκλωμα συγκριτή τάσης με αναστροφή σχήμα (ιδ) όταν η τάση εισόδου ξεπεράσει ελάχιστα το μηδέν τότε η έξοδος μεταβαίνει στον αρνητικό κόρο, ενώ όταν πάρει τιμές ελάχιστα αρνητικές τότε η έξοδος μεταβαίνει στον θετικό κόρο. Ενώ ακριβώς η αντίστροφη διαδικασία συμβαίνει στον συγκριτή τάσης χωρίς αναστροφή σχήμα (ιε).

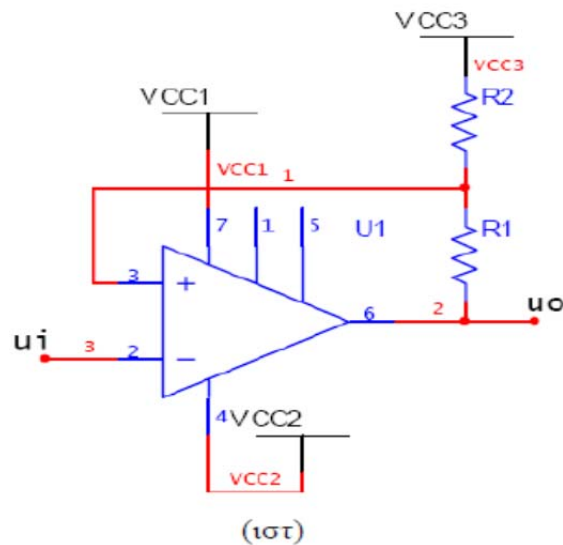
Και τα δύο κυκλώματα λειτουργούν συγκριτών τάσης πολύ καλά σε χαμηλές συχνότητες, σε υψηλές συχνότητες όμως παρουσιάζουν μια καθυστέρηση στη από τη μία κατάσταση κόρου στην άλλη. Η αλλαγή στην κατάσταση της εξόδου γίνεται σε λίγο μεγαλύτερη θετική ή αρνητική τάση δίνοντας την εντύπωση διαφοράς φάσης εισόδου -εξόδου. Επίσης η μεταβολή από τη μια κατάσταση στην άλλη δεν γίνεται ακαριαία, αλλά το μέτωπο της μετάβασης παρουσιάζει μια κλίση. Το φαινόμενο γίνεται ακόμα πιο έντονο σε μεγαλύτερες συχνότητες σήματος εισόδου.



3.12 ΣΥΓΚΡΙΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΜΕ ΥΣΤΕΡΗΣΗ (SCHMITT TRIGGER)

Στα κυκλώματα συγκριτών με υστέρηση η τάση σύγκρισης είναι διαφορετική για το ανερχόμενο μέτωπο της τάσης εισόδου από ότι για το κατερχόμενο. Στο σχήμα (ιστ) παρουσιάζεται ένα κύκλωμα συγκριτή με υστέρηση. Η τάση σύγκρισης είναι η επαλληλία της τάσης εξόδου (u_o) και της τάσης αναφοράς (V_{cc3}) μέσα από το διαιρέτη τάσης $R_1 - R_2$:

$$V_{\text{refH}} = V_{cc3} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} + V_{+k} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (1)$$

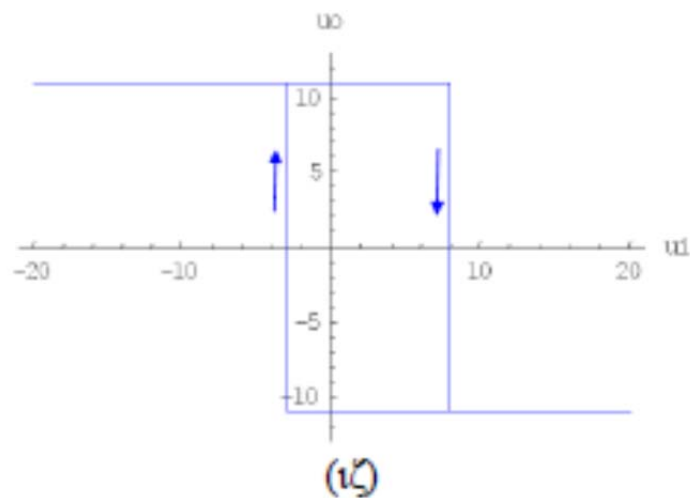


Μόλις η τάση εισόδου ξεπεράσει την τάση σύγκρισης (V_{refH}), το δυναμικό στην είσοδο αντιστροφής γίνεται μεγαλύτερο από το δυναμικό στην είσοδο μη αντιστροφής και η έξοδος περνάει στον αρνητικό κόρο. Η μεταβολή της εξόδου μεταβάλλει και την τάση σύγκρισης, αφού γίνεται η επαλληλία της τάσης του αρνητικού κόρου V_k και της τάσης αναφοράς V_{cc3} μέσα από το διαιρέτη τάσης $R_1 - R_2$:

$$V_{refL} = V_{cc3} \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} + V_{-k} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (2)$$

Έτσι για να αλλάξει πάλι κατάσταση η έξοδος του τελεστικού ενισχυτή πρέπει η τάση στην είσοδο αναστροφής να γίνει μικρότερη από τη V_{refL} , η οποία είναι προφανώς μικρότερη από την προηγούμενη τάση αναφοράς V_{refH} .

Αντικαθιστώντας στις δύο σχέσεις (1) και (2) κάποιες τιμές παίρνουμε την παρακάτω χαρακτηριστική εισόδου εξόδου του σχήματος (1ζ).



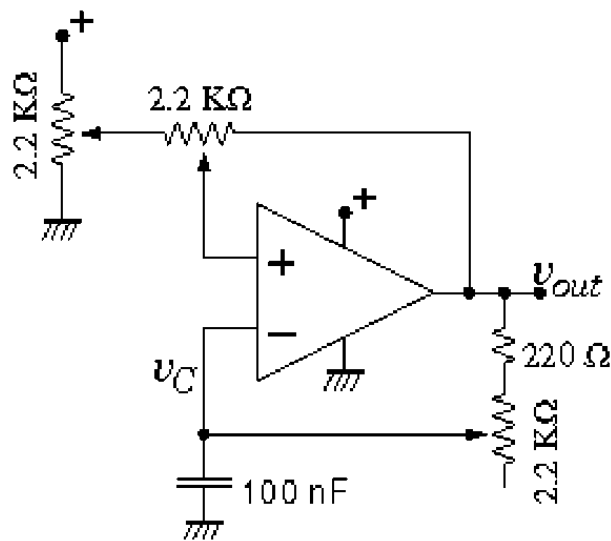
Ο βρόγχος που σχηματίζεται στη χαρακτηριστική εισόδου - εξόδου ονομάζεται βρόγχος υστέρησης. Η τιμή της τάσης αναφοράς (V_{cc3}) καθορίζει τη θέση του βρόγχου, ενώ ο διαιρέτης τάσης $R_1 - R_2$ καθορίζει το εύρος του βρόγχου, όπως άλλωστε είναι φανερό από τις σχέσεις (1) και (2).

3.13 ΤΑΛΑΝΤΩΤΕΣ

Τα κυκλώματα με τα οποία μπορούμε να δημιουργήσουμε και να παράγουμε ένα σήμα ονομάζονται ταλαντωτές, δηλαδή κυκλώματα τα οποία δίνουν σήμα στην έξοδο τους χωρίς την εφαρμογή σήματος στην είσοδο τους. Επίσης ο ταλαντωτής δεν δημιουργεί ενέργεια αλλά απλώς μετατρέπει την ενέργεια μιας πηγής

Οι ταλαντωτές χωρίζονται σε δύο μεγάλες κατηγορίες βάση του εύρους συχνότητας που μπορούν να λειτουργήσουν σωστά. Οι δυο κατηγορίες είναι ταλαντωτές υψηλών συχνοτήτων οι οποίοι διαθέτουν συντονισμένο παράλληλο κύκλωμα LC και στους ταλαντωτές χαμηλών συχνοτήτων οι οποίοι διαθέτουν κύκλωμα RC.

Οι ταλαντωτές βρίσκουν εφαρμογή πολύ στις μέρες μας σε ηλεκτρονικές συσκευές και ειδικότερα σε σύγχρονα συστήματα ηλεκτρονικών μετρήσεων. Παρακάτω φαίνεται ένα κύκλωμα ταλαντωτή με συγκριτή υστέρησης σχήμα (1η).



(ιη)

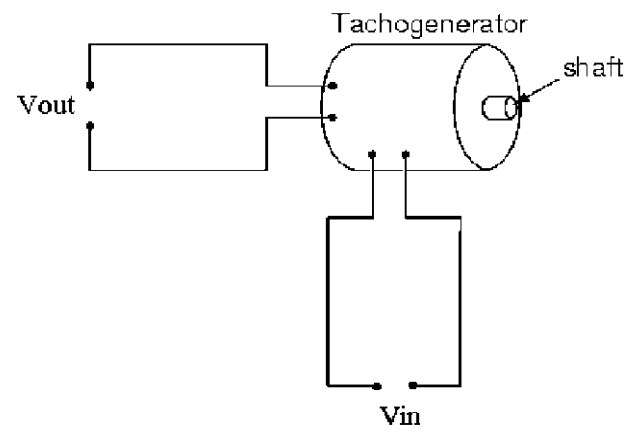
3.14 ΤΑΧΟΓΕΝΝΗΤΡΙΑ

Η ταχογεννήτρια είναι μία μηχανή η οποία χρησιμοποιείται παράλληλα με τους κινητήρες για να πετύχουμε ταχυμετρική ανασύζευξη σε συστήματα ελέγχου στροφών ηλεκτρικών κινητήρων.

Στον στάτη της ταχογεννήτριας υπάρχουν δύο περιελίξεις οι οποίες είναι κάθετες μεταξύ τους. Η μία περιέλιξη τροφοδοτείται από εναλλασσόμενη τάση ενώ στην άλλη περιέλιξη εξαφανίζεται η τάση εξόδου της ταχογεννήτριας και ο ρότορας συνδέεται με τον άξονα της μηχανής για να μπορεί να περιστρέφεται.

Κατασκευαστικά ο ρότορας της ταχογεννήτριας είναι ένα απλό τύμπανο από αλουμίνιο το οποίο μπορεί και περιστρέφεται μέσα στον στάτη της ταχογεννήτριας. Η τάση που παράγεται στη δεύτερη περιέλιξη είναι ανάλογη της γωνιακής ταχύτητας του ρότορα, όταν η μαγνητική ροή στον στάτη είναι σταθερή το οποίο το πετυχαίνουμε με την εναλλασσόμενη τάση που τροφοδοτούμαι την πρώτη περιέλιξη.

Οι ταχογεννήτριες είναι πολύ διαδεδομένες, και χρησιμοποιούνται σε όλες τις μηχανές στις οποίες επιθυμούμαι να έχουμε αυτόματο έλεγχο στις στροφές τους.



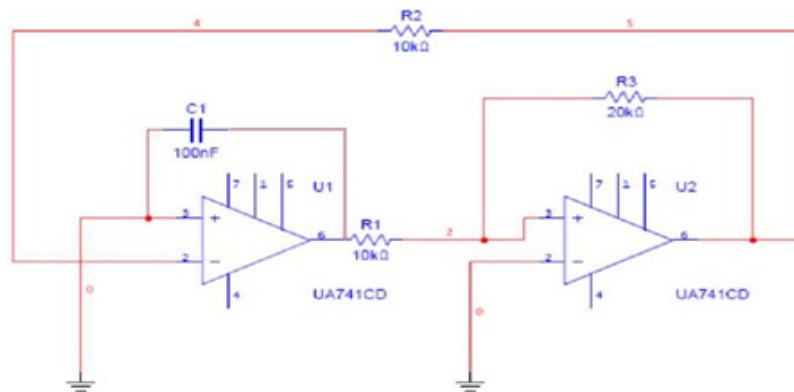
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4^ο

ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΠΡΟΣΕΓΓΙΣΗ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΤΟΥ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ Σ.Ρ./Σ.Ρ.

4.1 ΧΕΙΡΟΚΙΝΗΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ

Σύμφωνα με τις παραπάνω συνδεσμολογίες των τελεστικών ενισχυτών που περιγράψαμε και με την έξοδο της ταχογεννήτριας θα περιγράψουμε θεωρητικά το κύκλωμα ελέγχου που θα κατασκευάσουμε για τον μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ.

Οδηγώντας την έξοδο ενός ταλαντωτή σ' έναν ολοκληρωτή μπορούμε να πετύχουμε την παραγωγή μια τριγωνικής κυματομορφής. Ο ταλαντωτής που χρησιμοποιούμε αποτελείται από έναν ολοκληρωτή και από ένα συγκριτή υστέρησης. Και φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (α).



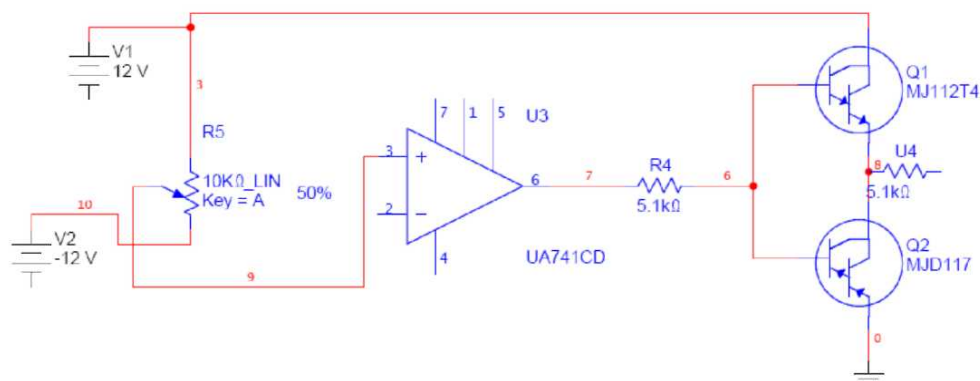
(α)

Όπως περιγράψαμε και στην προηγούμενη ενότητα, ο ταλαντωτής δεν χρειάζεται σήμα στην είσοδο του. Στον ολοκληρωτή, με την φόρτιση και την εκφόρτιση του πυκνωτή C1 παράγεται ο τριγωνικός παλμός του οποίου τα όρια καθορίζονται από τον συγκριτή υστέρησης. Η αντίσταση R2 είναι υπεύθυνη για την συχνότητα του τριγωνικού παλμού οπότε αν την αντικαταστήσουμε με ένα ποτενσιόμετρο 47KΩ μπορούμε να πετύχουμε ρύθμιση της συχνότητας η οποία δίνεται από τον παρακάτω μαθηματικό τύπο:

$$f = \frac{n}{4 \cdot R_2 \cdot C_1}$$

Έπειτα από το ένα άκρο του πυκνωτή C_1 οδηγούμε τον τριγωνικό παλμό στην αναστρέφουσα είσοδο ενός συγκριτή. Και στην μη αναστρέφουσα είσοδο του συγκριτή οδηγούμε μια σταθερή τάση την οποία ρυθμίζουμε χειροκίνητα μέσω ενός ποτενσιόμετρου. Από την σύγκρισή της τριγωνικής μορφής και της σταθερής τάσης προκύπτει μια τετραγωνική κυματομορφή.

Την τετραγωνική αυτή κυματομορφή την οδηγούμε σε μια ενισχυτική διάταξη η οποία αποτελείται από ένα τρανζίστορ τύπου Darlington BDY33C NPN και ένα πάλι τύπου Darlington BDY34C PNP. Το τρανζίστορ BDY33C είναι πολωμένο ορθά και τροφοδοτείται με 12V τάση ενώ το BDY34C έχει γειωθεί. Κατά την θετική ημιπεριοδό του τετραγωνικού παλμού, άγει το τρανζίστορ BDY33C και το οποίο ενισχύει την θετική τιμή του τετραγωνικού παλμού. Ενώ στην αρνητική ημιπερίοδο άγει το τρανζίστορ BDY34C το οποίο και μηδενίζει οποιαδήποτε τάση. Στην έξοδο της ενισχυτικής διάταξης έχουμε λοιπόν έναν τετραγωνικό παλμό οποίος οδηγείται στην πύλη του MosFET και έτσι αυτό λειτουργεί διακοπτικά. Η διάταξη φαίνεται στο σχήμα (β)



(β)

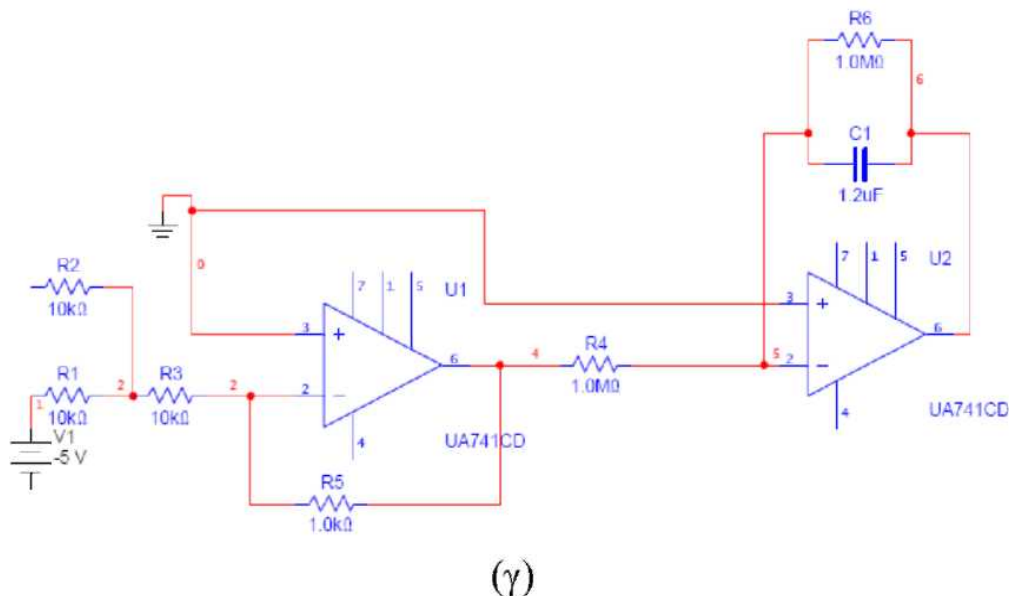
4.2 ΑΥΤΟΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ

Αντί για την χειροκίνητη ρύθμισή της τάσης που φτάνει στον συγκριτή που είδαμε προηγουμένως μπορούμε να πετύχουμε και αυτόματο έλεγχο των στροφών του κινητήρα με την βοήθεια μιας ταχογεννήτριας.

Από την έξοδο της ταχογεννήτριας λαμβάνουμε μία τάση η οποία είναι ανάλογη των στροφών του κινητήρα και δίνεται από τον μαθηματικό τύπο:

$$V_{\text{ταχ}} = K \cdot n$$

Την έξοδο της ταχογεννήτριας την οδηγούμε σε ένα κύκλωμα το οποίο αποτελείται από έναν αθροιστή και έναν ολοκληρωτή. Ο αθροιστής έχει σαν τάση αναφορά τα -5V και προσθέτει τις δύο τάσεις και αν η διαφορά τους είναι παραπάνω η παρακάτω από το μηδέν παράγει στην έξοδο του μια τάση την οποία ο ολοκληρωτής ο οποίος κάνει ομαλότερη την αλλαγή της τάσης. Το κύκλωμα φαίνεται στο παρακάτω σχήμα (γ).



Παράδειγμα:

Αν δεχτούμε ότι οι ονομαστικές στροφές του κινητήρα που θέλουμε να ελέγξουμε είναι $n_{ov} = 1500 \text{ rpm}$ η τάση της ταχογεννήτριας θα είναι:

$$V_{\tau\alpha\chi} \left[\frac{5}{1500} \right] \cdot 1500 = 5 \text{ Volt} \quad (1)$$

Η σταθερή τάση που έχουμε στην αναστρέφουσα είσοδο του αθροιστή είναι - 5V και αντιστοιχεί από ότι βλέπουμε από την σχέση (1) στις ονομαστικές στροφές του κινητήρα . Επομένως για $n_{ov}=1500\text{rpm}$ θα έχουμε $t_{on}=t_{off}$. Αν μειωθούν οι στροφές του κινητήρα θα έχουμε αύξηση του χρόνου t_{on} και ο κινητήρας θα αποκτήσει τις ονομαστικές του στροφές. Από την έξοδο του αθροιστή θα έχουμε ένα σήμα:

$$V_{out} = -K \cdot (V_{\tau\alpha\chi} - V_{ref})$$

Επειδή οι μεταβολές της τάσης γίνονται απότομα τότε και οι μεταβολές στην τάση του κινητήρα θα είναι απότομες και έχουν σαν αποτέλεσμα την μηχανική καταπόνηση του κινητήρα για αυτό μετά τον αθροιστή έχουμε έναν ολοκληρωτή έτσι ώστε να πετύχουμε μια ομαλότερη μετάβαση μεταξύ των τάσεων που εφαρμόζονται στον κινητήρα μας.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5^ο

ΚΑΤΑΣΚΕΥΑΣΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ Σ.Ρ./Σ.Ρ.

5.1 ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟ

5.1.1 Τροφοδοσία:

Όπως σε κάθε ηλεκτρονική συσκευή έτσι και εμείς θα χρειαστούμε ένα κύκλωμα τροφοδοτικού έτσι ώστε να τροφοδοτήσουμε το κύκλωμα ελέγχου με τις κατάλληλες τιμές τάσεων και εντάσεων που θα χρειαστούμε.

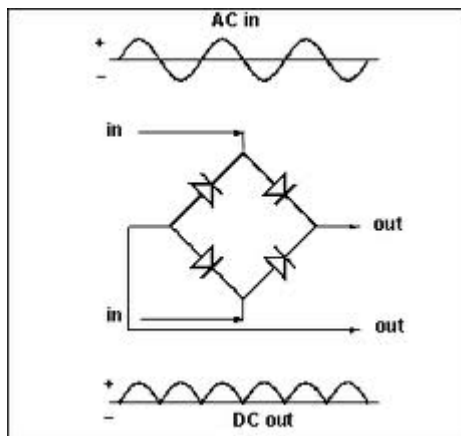
Οι τιμές των τάσεων είναι +12V και -12V για την τροφοδότηση των τελεστικών ενισχυτών και του πηνίου του ρελέ που θα είναι συνδεδεμένο το φορτίο, επίσης θα χρειαστούμε μια τιμή τάσης -5V για το κύκλωμα της ταχογεννήτριας. Αν αθροίσουμε τις τιμές των εντάσεων που θα χρειαστούμε ένα τροφοδοτικό που θα μας παρέχει τιμή έντασης εξόδου 1A είναι αρκετό.

5.1.2 Κατασκευή τροφοδοτικού:

Όλα τα τροφοδοτικά που κατασκευάζονται για τις ηλεκτρονικές συσκευές έχουν τέσσερα στάδια για να ολοκληρωθούν και είναι τα παρακάτω:

Η τάση του δικτύου στην Ελλάδα συγκεκριμένα είναι 230V εμείς θέλουμε να μετατρέψουμε αυτή την τιμή της τάσεως σε 15V οπότε επιλέγουμε έναν μετασχηματιστή με είσοδο 230V και έξοδο 2X15V χρησιμοποιούμε 2X15V έξοδο επειδή θέλουμε να δημιουργήσουμε συμμετρική τροφοδοσία δηλαδή +12V και -12V και +5V και -5V.

Η έξοδος του μετασχηματιστή είναι εναλλασσόμενη τάση οπότε πρέπει να την μετατρέψουμε σε συνεχή τάση, την μετατροπή αυτή αναλαμβάνει η γέφυρα ανόρθωσης η οποία λαμβάνει εναλλασσόμενη τάση και μας παρέχει συνεχή τάση της ίδια τιμής τάσης. Κατασκευαστικά οι ανορθώσεις αποτελούνται από τέσσερις διόδους συνδεδεσολογημένες σε κύκλωμα γέφυρας όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.

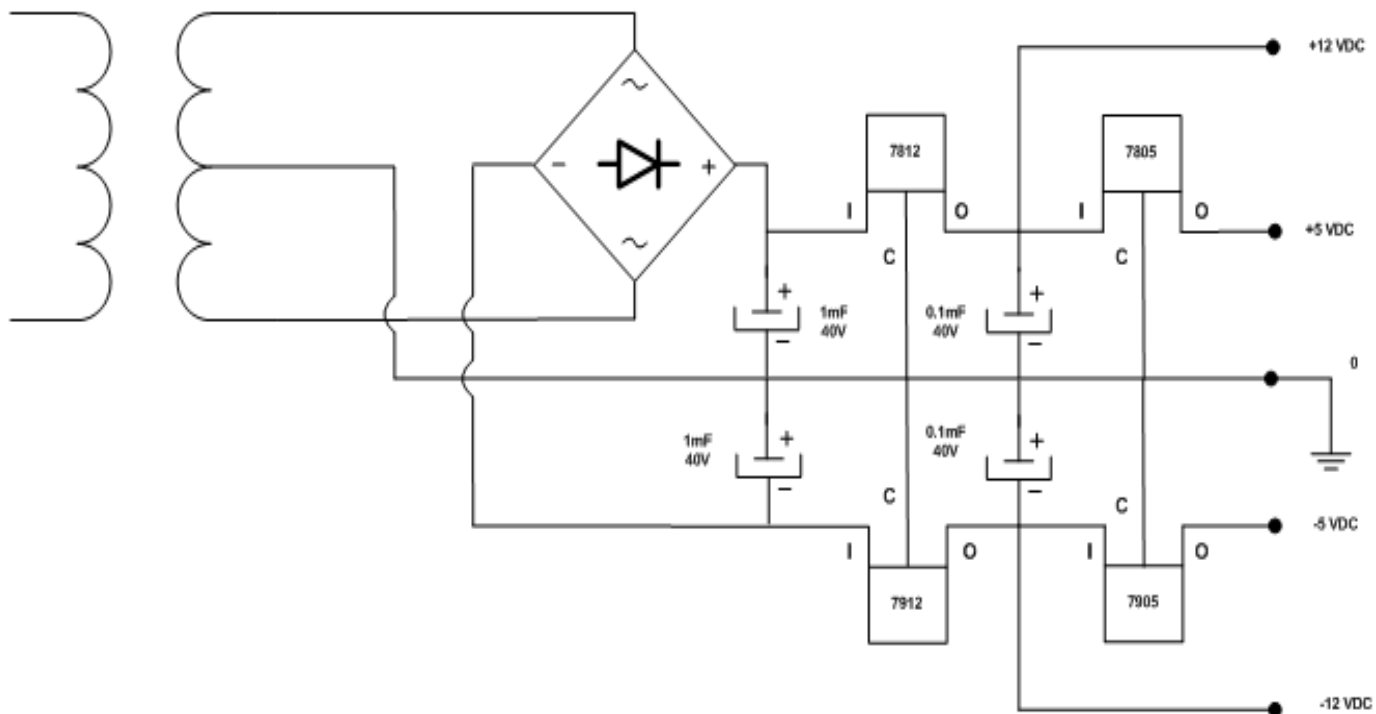


Η ανορθωμένη τάση την οποία λαμβάνουμε από την γέφυρα ανόρθωσης, περιέχει πολλές συνιστώσες εναλλασσομένου ρεύματος οι οποίες με την σειρά τους δημιουργούν αρμονικές μεγάλης συχνότητας οι οποίες επιδρούν στην ποιότητα του ρεύματος εξόδου της γέφυρας. Για να αποκόψουμε αυτές τις αρμονικές χρησιμοποιούμε πυκνωτές ή συστοιχία πυκνωτών συνήθως παράλληλα προς την έξοδο.

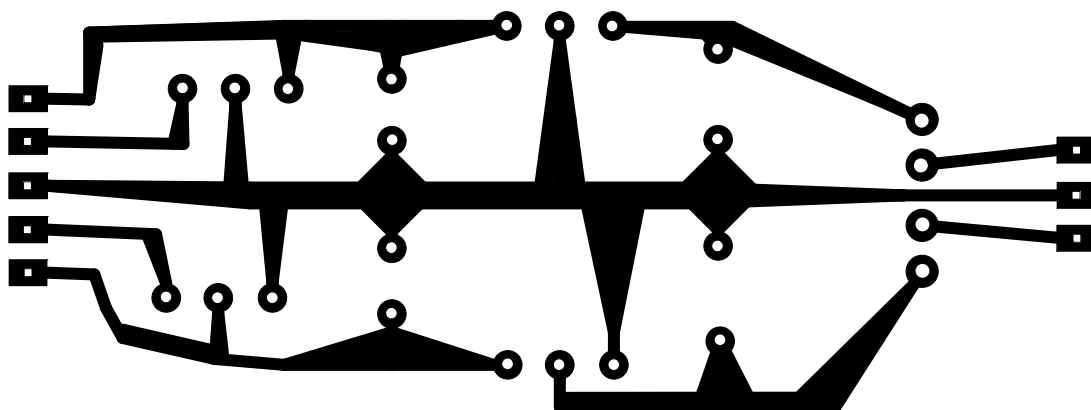
Και τέλος χρησιμοποιούμε ειδικά κυκλώματα τα οποία σταθεροποιούν την τάση και λέγονται σταθεροποιητές τάσης. Οι σταθεροποιητές είναι χρήσιμοι γιατί αν υποθέσουμε ότι η τάση του δικτύου έχει ανωμαλίες δηλαδή αυξάνεται ή μειώνεται αυτομάτως αυτές οι διακυμάνσεις θα εμφανίζονται και στην τάση εξόδου του τροφοδοτικού μας ενώ με την χρήση του σταθεροποιητή εξασφαλίζουμε την παροχή σταθερή τιμή τάσης από το τροφοδοτικό μας.

Αυτά είναι τα τέσσερα στάδια που πραγματοποιούμε για την κατασκευή ενός τροφοδοτικού, συνήθως εάν θέλουμε έπειτα προσθέτουμε και κάποιες άλλες παραμέτρους εμείς θα βάλουμε ένα τρανζίστορ για την ενίσχυσή του ρεύματος εξόδου. Σε εφαρμογές που χρειάζονται αρίστη παροχή συνεχούς τάσης χρησιμοποιούμε τα ίδια στάδια υλοποίησης τροφοδοτικού, απλά προτιμώνται καλύτερης ποιότητας υλικά, τέτοιες εφαρμογές είναι οι ηλεκτρονικές συσκευές αναπαραγωγής ήχου. Στο σχήμα παρακάτω φαίνεται το κύκλωμα του τροφοδοτικού που θα κατασκευάσουμε για να τροφοδοτήσουμε τον μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ.

220VAC : 2X15VAC



Παρακάτω βλέπουμε το τυπωμένο κύκλωμα της πλακέτας που θα χρησιμοποιήσουμε για την κατασκευή του τροφοδοτικού μας.

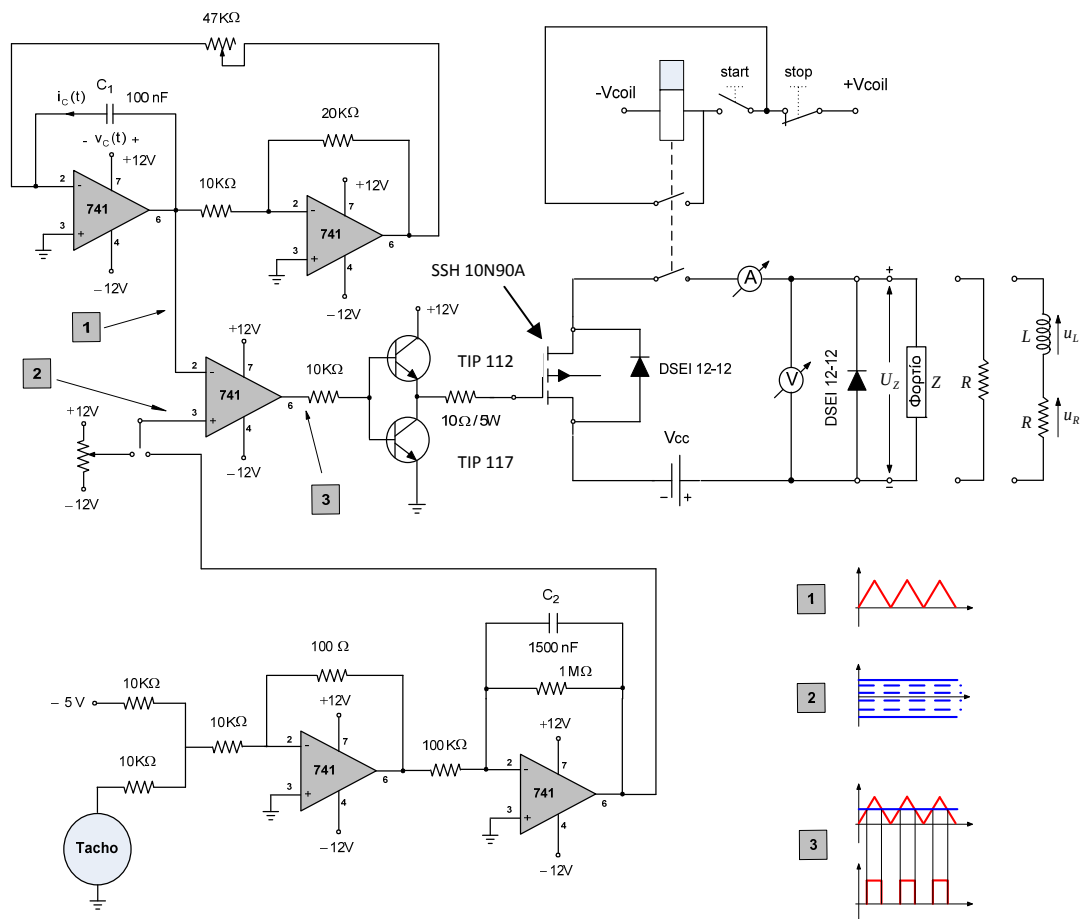


Τα υλικά που χρησιμοποιήσαμε για την κατασκευή του τροφοδοτικού μας καταγράφονται στον παρακάτω πίνακα.

<u>Περιγραφή / ονομασία</u>	<u>Ποσότητα</u>
Γέφυρα ανόρθωσης ισχύος 2A	Τεμ. 1
LM 7805 σχήματος (TO-220)	Τεμ. 1
LM 7812 σχήματος (TO-220)	Τεμ. 1
LM 7912 σχήματος (TO-220)	Τεμ. 1
LM 7905 σχήματος (TO-220)	Τεμ. 1
<u>Πυκνωτές ηλεκτρολυτικοί</u>	<u>Ποσότητα</u>
1mF 40V	Τεμ. 2
0,1mF 40 V	Τεμ. 2
Κλέμες πλακέτας τριπλές	Τεμ. 2
Κλέμες πλακέτας διπλές	Τεμ. 1

5.2 ΚΥΚΛΩΜΑ ΕΛΕΓΧΟΥ

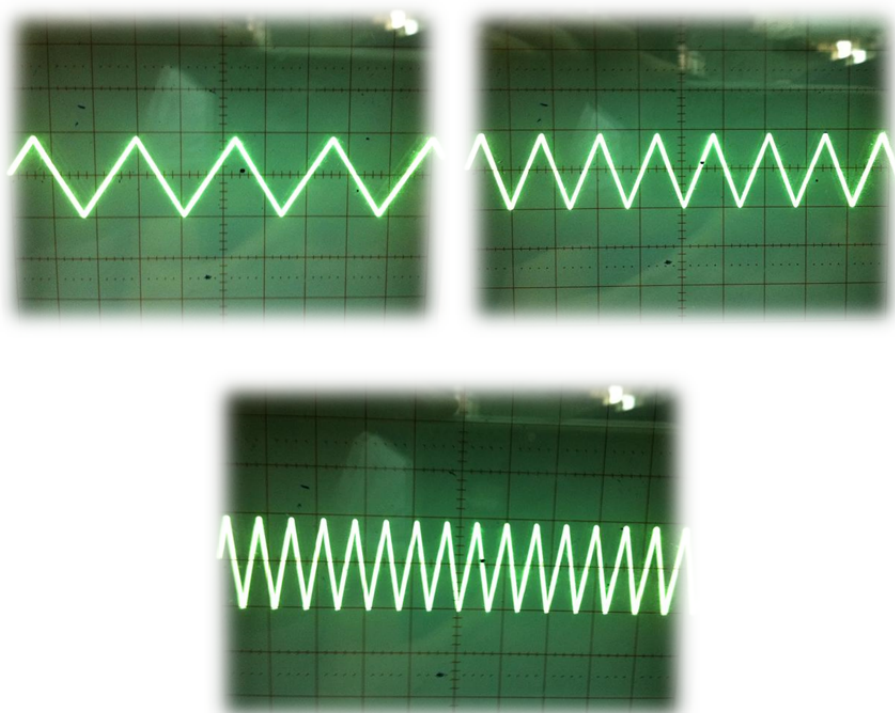
Το κύκλωμα ελέγχου του μετατροπέα το έχουμε αναλύσει σε προηγούμενο κεφάλαιο, οπότε σε αυτό το κεφάλαιο θα παρουσιάσουμε το κύκλωμα, το σχέδιο για την υλοποίηση της πλακέτας καθώς και φωτογραφία της πλακέτας υλοποιημένης.



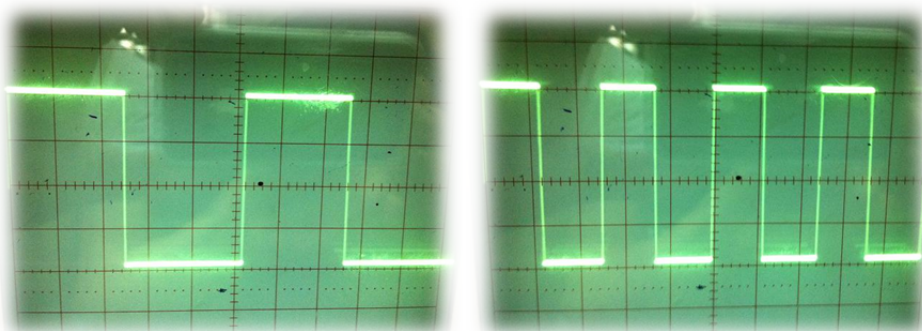
Όπως φαίνεται στο παραπάνω σχέδιο, του κυκλώματος έλεγχου του μετατροπέα ο έλεγχος γίνεται με δυο τρόπους,

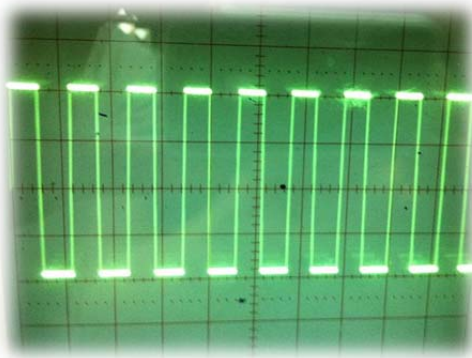
α) **χειροκίνητος:** όπου μέσω των δυο τελεστικών ενισχυτών που βρίσκονται στο πάνω μέρος του κυκλώματος, και είναι σε συνδεσμολογία ο ένας ολοκληρωτή και ο άλλος σαν συγκριτής υστέρησης μπορούμε να πετύχουμε την παραγωγή μια τριγωνικής κυματομορφής.

Στον ολοκληρωτή, με την φόρτιση και την εκφόρτιση του πυκνωτή C_1 παράγεται ο τριγωνικός παλμός του οποίου τα όρια καθαρίζονται από τον συγκριτή υστέρησης. Η αντίσταση R_2 είναι υπεύθυνη για την συχνότητα του τριγωνικού παλμού οπότε αν την αντικαταστήσουμε με ένα ποτενσιόμετρο $47K\Omega$ μπορούμε να πετύχουμε ρύθμιση της συχνότητας. Παρακάτω μπορούμε να δούμε τις κυματομορφές του τριγωνικού παλμού που είδαμε στον παλμογράφο, σε διαφορετικές τιμές συχνότητας.



Έπειτα από το ένα άκρο του πυκνωτή C_1 οδηγούμε τον τριγωνικό παλμό στην αναστρέφουσα είσοδο ενός συγκριτή. Και στην μη αναστρέφουσα είσοδο του συγκριτή οδηγούμε μια σταθερή τάση την οποία ρυθμίζουμε χειροκίνητα μέσω ενός ποτενσιόμετρου. Από την σύγκρισή της τριγωνικής μορφής και της σταθερής τάσης προκύπτει μια τετραγωνική κυματομορφή. Την οποία βλέπουμε παρακάτω, για διαφορετικές τιμές συχνότητας.



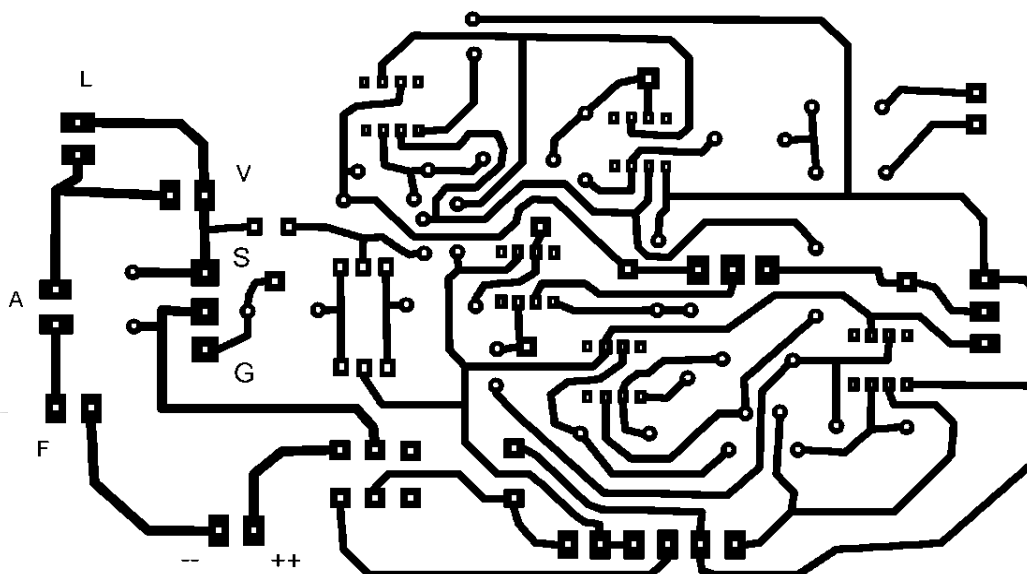


Την τετραγωνική αυτή κυματομορφή την οδηγούμε σε μια ενισχυτική διάταξη η οποία αποτελείται από δυο τρανζίστορ τύπου TIP 112 και ένα TIP 117. Το τρανζίστορ TIP 112 είναι πολωμένο ορθά και τροφοδοτείται με 12V τάση ενώ το TIP 117 έχει γειωθεί. Κατά την θετική ημιπερίοδο του τετραγωνικού παλμού, άγει το τρανζίστορ TIP 112 και το οποίο ενισχύει την θετική τιμή του τετραγωνικού παλμού. Ενώ στην αρνητική ημιπερίοδο άγει το τρανζίστορ TIP 117 το οποίο και μηδενίζει οποιαδήποτε τάση. Στην έξοδο της ενισχυτικής διάταξης έχουμε λοιπόν έναν τετραγωνικό παλμό οποίος οδηγείται στην πύλη του MOSFET και έτσι αυτό λειτουργεί διακοπτικά.

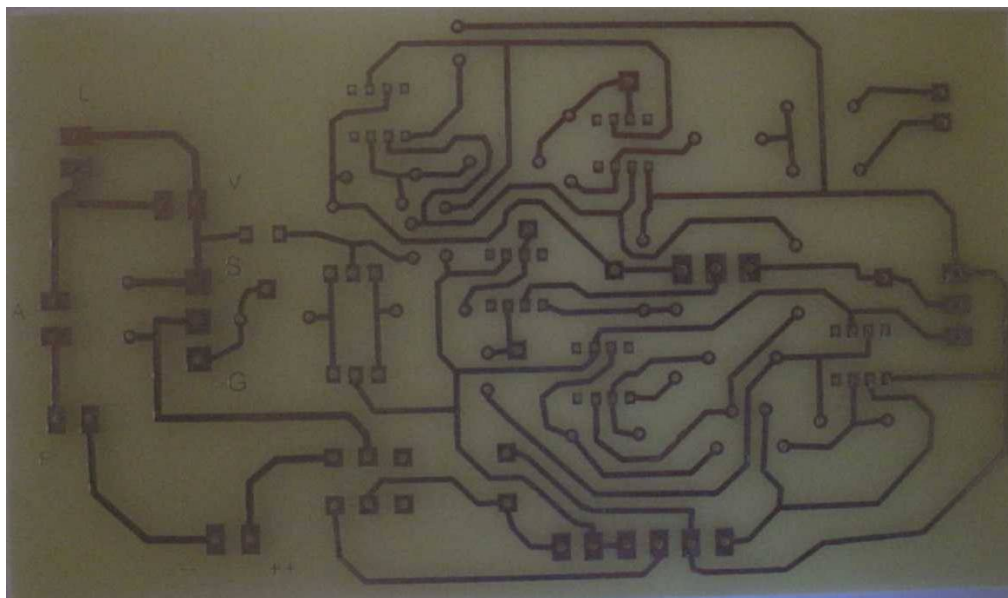
β) Αυτόματος έλεγχος: αντί για την χειροκίνητη ρύθμισή της τάσης που φτάνει στον συγκριτή που είδαμε προηγουμένως μπορούμε να πετύχουμε και αυτόματο έλεγχο των στροφών του κινητήρα με την βοήθεια μιας ταχογεννήτριας.

Από την έξοδο της ταχογεννήτριας λαμβάνουμε μία τάση η οποία είναι ανάλογη των στροφών του κινητήρα. Την έξοδο της ταχογεννήτριας την οδηγούμε σε ένα κύκλωμα το οποίο αποτελείται από έναν αθροιστή και έναν ολοκληρωτή. Ο αθροιστής έχει σαν τάση αναφορά τα -5V και προσθέτει τις δύο τάσεις και αν η διαφορά τους είναι παραπάνω η παρακάτω από το μηδέν παράγει στην έξοδο του μια τάση την οποία ο ολοκληρωτής κάνει ομαλότερη την αλλαγή της τάσης μέσω του μετατροπέα.

Σχέδιο τυπωμένου κυκλώματος για πλακέτα



Φωτογραφία πλακέτας:



Τα υλικά που χρησιμοποιήσαμε για την κατασκευή του κυκλώματος ελέγχου φαίνονται στον παρακάτω πίνακα:

<u>Περιγραφή / ονομασία</u>	<u>Ποσότητα</u>
Ποτενσιόμετρο πολύστροφό 10KΩ (γραμμικό)	Τεμ. 1
Ποτενσιόμετρο 47KΩ (γραμμικό)	Τεμ. 1
LM 741 σχήματος (8 DIP)	Τεμ. 5
TIP 112 σχήματος (TO-220)	Τεμ. 1
TIP 117 σχήματος (TO-220)	Τεμ. 1
Ρελέ πλακέτας με τάση πηγίου (24Vac)	Τεμ. 1
PowerMOSFet SSH10N90A (TO -3P)	Τεμ. 1
Ψύχτρα SSH10N90A (TO – 3P)	Τεμ. 1

Fast RECOVERY diode IXUS DSEI 12-12A	Τεμ. 1
Βάσεις για τοποθέτηση LM 741	Τεμ. 5
<u>Πυκνωτές:</u>	<u>Ποσότητα</u>
100 nF 63 V	Τεμ. 1
1500 nF 100V	Τεμ. 1

<u>Αντιστάσεις ακριβείας 1/4W</u>	<u>Ποσότητα</u>
10KΩ	Τεμ. 5
20 KΩ	Τεμ. 1
100 KΩ	Τεμ. 1
100 Ω	Τεμ. 1
1 MΩ	Τεμ. 1
Αντίσταση 10Ω / 5W	Τεμ. 1

Κλέμες πλακέτας διπλές	Τεμ. 5
Κλέμες πλακέτας τριπλές	Τεμ. 4

5.3 ΣΥΝΑΡΜΟΛΟΓΗΣΗ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ

Αφού κατασκευάσαμε τις δύο πλακέτες του τροφοδοτικού και του κυκλώματος ελέγχου επιλέγουμε τις διαστάσεις του κουτιού που θα φιλοξενήσει την κατασκευή μας για να είναι προσιτή στον χρήστη. Οπότε μετράμε τον χώρο που θέλουμε για τις πλακέτες μαζί με τον μετασχηματιστή και δεν ξεχνάμε και το βάθος που θα χρειαστούν τα όργανα που θα τοποθετηθούν στην πρόσοψη της κατασκευής μας, επίσης δεν ξεχνάμε ότι η κατασκευή χρειάζεται και χώρο για τον επαρκή αερισμό της.

Τα υλικά που χρησιμοποιήσαμε για την υλοποίηση του κουτιού της κατασκευής μας φαίνονται στον παρακάτω πίνακα

<u>Υλικά</u>	<u>Ποσότητα</u>
Button έναρξης (N.O)	Τεμ. 1
Button τερματισμού (N.C)	Τεμ. 1
Μεταγωγικός διακόπτης 2 Θέσεων	Τεμ. 1
Διακόπτης (on/off) με φωτισμό	Τεμ. 1
Σετ μπόρνες κόκκινο - μαύρο	Τεμ. 2
Ασφαλειοθήκη βιδωτή	Τεμ. 1
Μεταλλικοί αποστάτες ύψους 2,5cm με παξιμάδι	Τεμ. 8
Ρευματολήπτης με καλώδιο 1,5mm ²	Τεμ. 1
Κουτί κατασκευής 27 cm (πλάτος) 18 cm (βάθος) και 13 cm (ύψος)	Τεμ. 1

<u>Ασφάλεια</u>	<u>Ποσότητα</u>
6A	Τεμ. 1

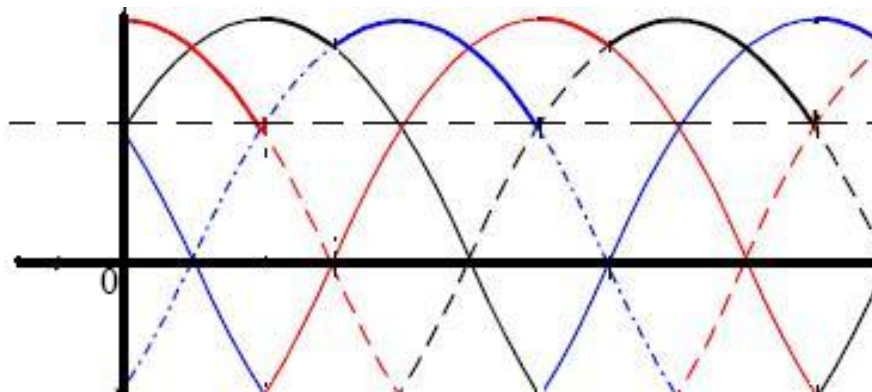
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6^ο

ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΕΣ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΤΟΥ ΜΕΤΑΡΟΠΕΑ Σ.Ρ./Σ.Ρ.

6.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Σε αυτό το κεφάλαιο εφαρμόζουμε συνεχή τάση στην κατασκευή μας και δύο διαφορετικά φορτία ωμικό και επαγωγικό, στην συνέχεια για διάφορες συχνότητες και για τιμές του συντελεστή χρησιμοποίησης $a = \frac{t_{on}}{T}$ καταγράφουμε τις τιμές των δύο οργάνων που έχουμε ενός βολτομέτρου και ενός αμπερομέτρου, επίσης για κάθε συχνότητα έχουμε λάβει και μία φωτογραφία από την οθόνη του παλμογράφου.

Η τάση που θα εφαρμόσουμε στον μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. είναι τριφασική ανορθωμένη και έχει την μορφή της τάσης του σχήματος (α) λόγω αυτού στις φωτογραφίες που έχουμε λάβει από τον παλμογράφο υπάρχει μια «καμπυλότητα» στις κυματομορφές.

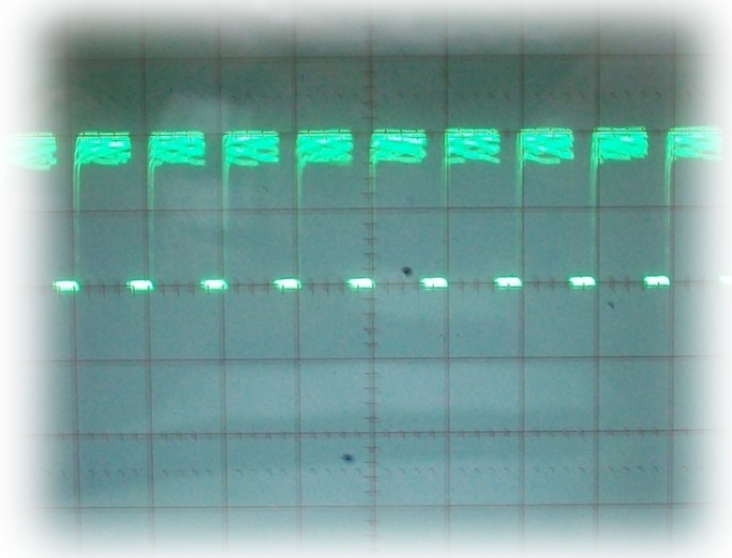


(α)

6.2 ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

Το ωμικό φορτίο που θα χρησιμοποιήσουμε έχει τιμή αντίστασης 150Ω και η τάση που θα εφαρμόσουμε στον μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. έχει τιμή $150V$.

Η πρώτη μέτρηση θα πραγματοποιηθεί με περίοδο $T=1ms$ δηλαδή συχνότητα $f=1000Hz$, στην παρακάτω εικόνα (β) βλέπουμε την εικόνα του παλμογράφου και στον πίνακα (α) θα καταγράψουμε τις ενδείξεις των οργάνων.

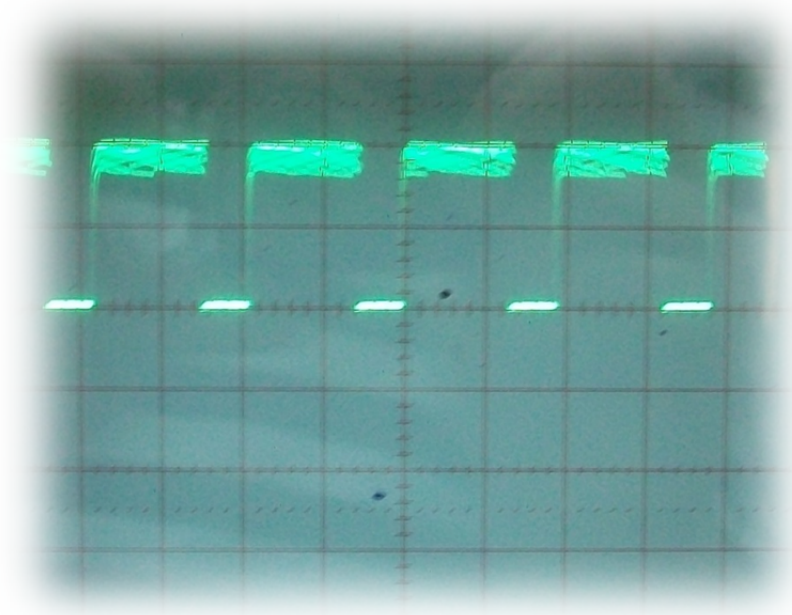


(β)

T = 1ms		
$\alpha = \frac{T_{on}}{T}$	V ₀ av (V)	I ₀ av (A)
0,2	27,48	0,18
0,4	59,78	0,33
0,6	90,17	0,59
0,8	120,10	0,79
1,0	150,00	0,99

Πίνακας (α)

Η δεύτερη μέτρηση θα πραγματοποιηθεί με περίοδο $T=2\text{ms}$ δηλαδή συχνότητα $f=500\text{Hz}$, στην παρακάτω εικόνα (γ) βλέπουμε την εικόνα του παλμογράφου και στον πίνακα (β) θα καταγράψουμε τις ενδείξεις των οργάνων.

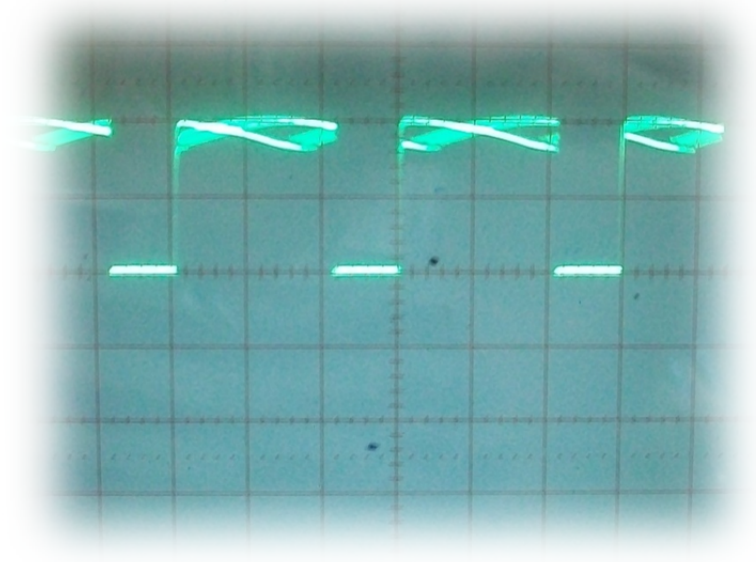


(γ)

$T = 2\text{ms}$		
$\alpha = \frac{T_{\text{on}}}{T}$	$V_0 \text{ av (V)}$	$I_0 \text{ av (A)}$
0,2	33,20	0,21
0,4	60,30	0,39
0,6	91,20	0,60
0,8	119,30	0,78
1,0	150,00	0,99

Πίνακας (β)

Η τρίτη μέτρηση θα πραγματοποιηθεί με περίοδο $T=3\text{ms}$ δηλαδή συχνότητα $f=333.3\text{Hz}$. στην παρακάτω εικόνα (δ) βλέπουμε την εικόνα του παλμογράφου και στον πίνακα (γ) θα καταγράψουμε τις ενδείξεις των οργάνων.

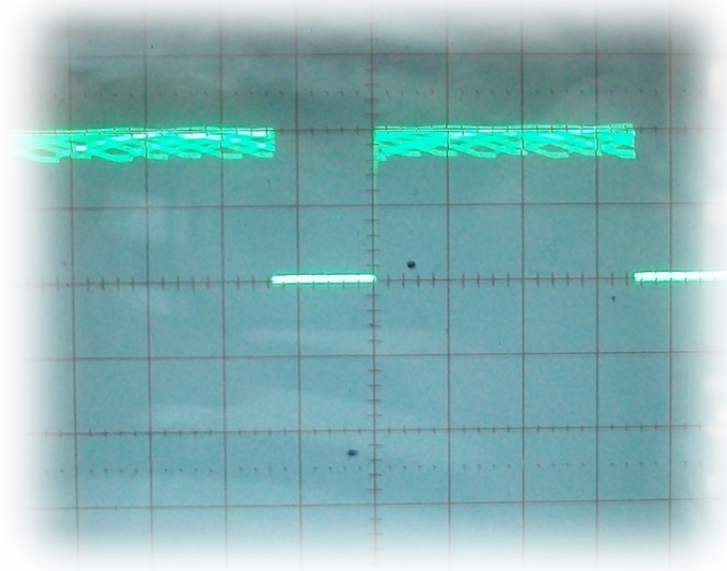


(δ)

$T = 3\text{ms}$		
$\alpha = \frac{T_{\text{on}}}{T}$	$V_0 \text{ av (V)}$	$I_0 \text{ av (A)}$
0,2	32,80	0,21
0,4	60,60	0,39
0,6	90,20	0,59
0,8	121,30	0,80
1,0	150,00	0,99

Πίνακας (γ)

Η τέταρτη μέτρηση θα πραγματοποιηθεί με περίοδο $T=4\text{ms}$ δηλαδή συχνότητα $f=250\text{Hz}$. στην παρακάτω εικόνα (ε) βλέπουμε την εικόνα του παλμογράφου και στον πίνακα (δ) θα καταγράψουμε τις ενδείξεις των οργάνων.

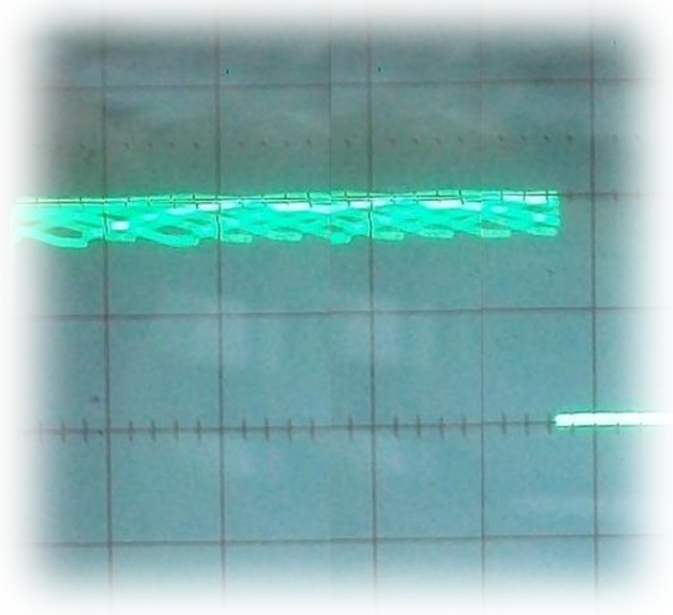


(ε)

$T = 4\text{ms}$		
$\alpha = \frac{T_{\text{on}}}{T}$	$V_0 \text{ av (V)}$	$I_0 \text{ av (A)}$
0,2	30,60	0,20
0,4	61,20	0,40
0,6	91,50	0,60
0,8	121,60	0,80
1,0	150,00	0,99

Πίνακας(δ)

Η πέμπτη μέτρηση θα πραγματοποιηθεί με περίοδο $T=5\text{ms}$ δηλαδή συχνότητα $f=200\text{Hz}$. στην παρακάτω εικόνα (στ) βλέπουμε την εικόνα του παλμογράφου και στον πίνακα (ε) θα καταγράψουμε τις ενδείξεις των οργάνων.



(στ)

$T = 5\text{ms}$		
$\alpha = \frac{T_{\text{on}}}{T}$	$V_0 \text{ av (V)}$	$I_0 \text{ av (A)}$
0,2	30,20	0,20
0,4	60,50	0,40
0,6	90,00	0,59
0,8	120,00	0,79
1,0	150,00	0,99

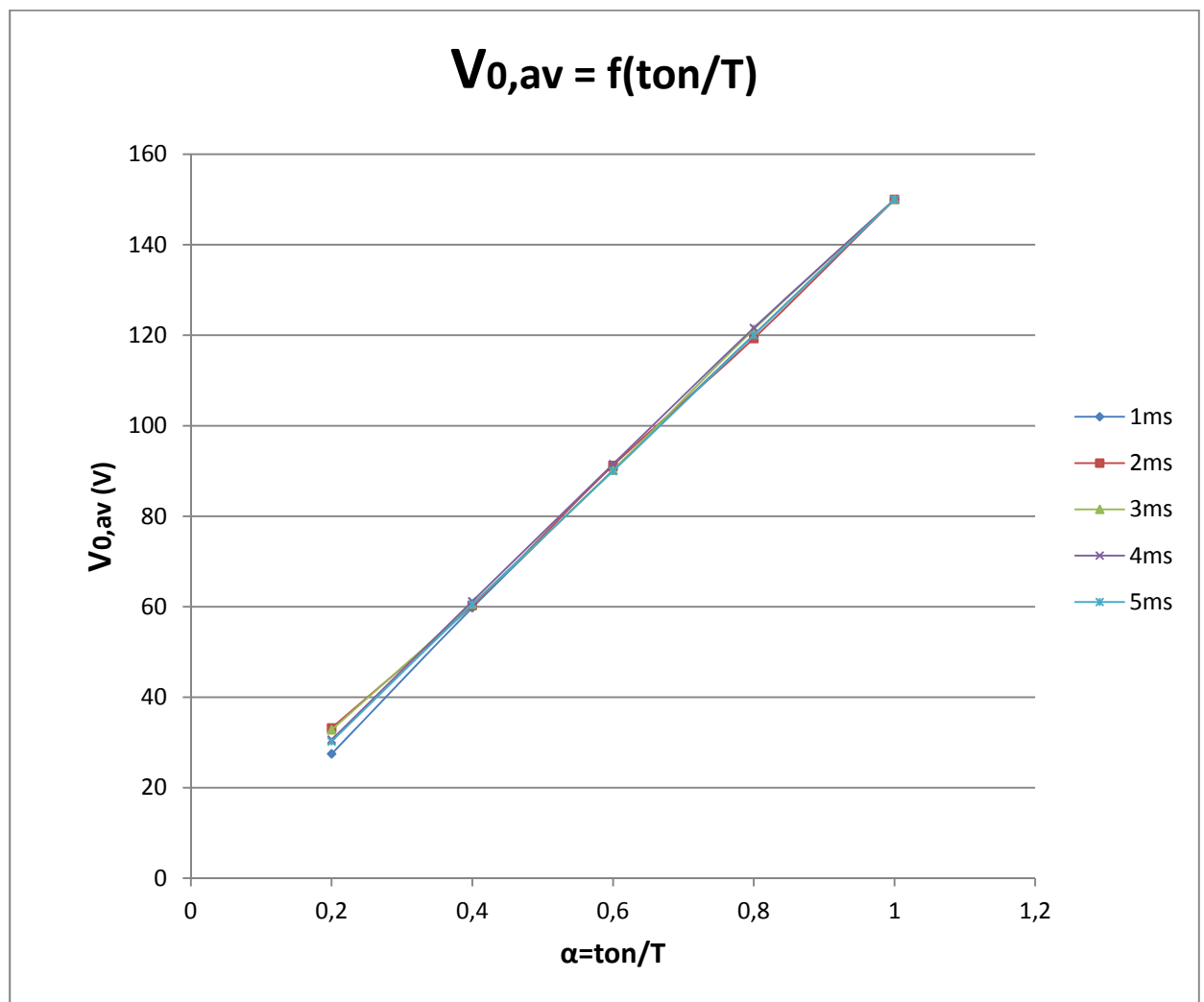
Πίνακας(ε)

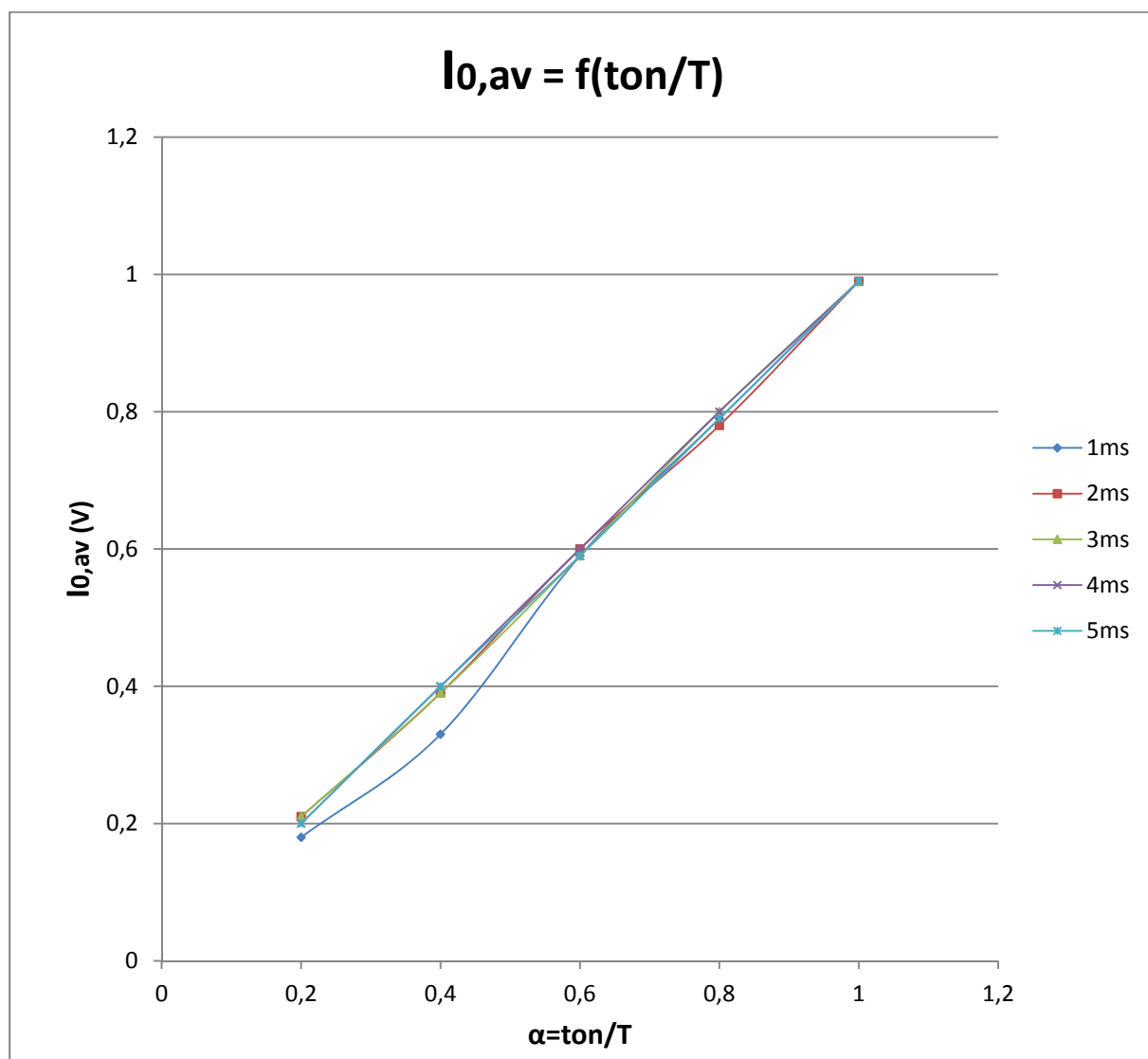
6.3 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ ΕΞΟΔΟΥ - ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΕΣ

Σε αυτή την ενότητα από τις ενδείξεις των πινάκων θα κατασκευάσουμε κάποιες σημαντικές χαρακτηριστικές που βοηθούν στην κατανόηση του τρόπου οδήγησης του φορτίου με έναν μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ.

6.3.1 Ωμικό φορτίο

Από τις τιμές των οργάνων θα χαράξουμε την χαρακτηριστική $V_{0,av} = f(t_{on}/T)$ και $I_{0,av} = f(t_{on}/T)$ για τις πέντε τιμές της περιόδου T που μετρήσαμε σε κοινό άξονα.





Στην παραπάνω χαρακτηριστική βλέπουμε την «γραμμικότητα» που μας προσφέρει σε ωμικό φορτίο ο έλεγχος με μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. Και οι δύο χαρακτηριστικές ακολουθούν γραμμική μεταβολή. Οι χαρακτηριστικές των τάσεων και των ρευμάτων συμπίπτουν η αντίστοιχα ανεξάρτητα από την συχνότητα.

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

ΤΕΧΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΥΛΙΚΩΝ

Παρακάτω ακολουθούν τα τεχνικά χαρακτηριστικά για τα:

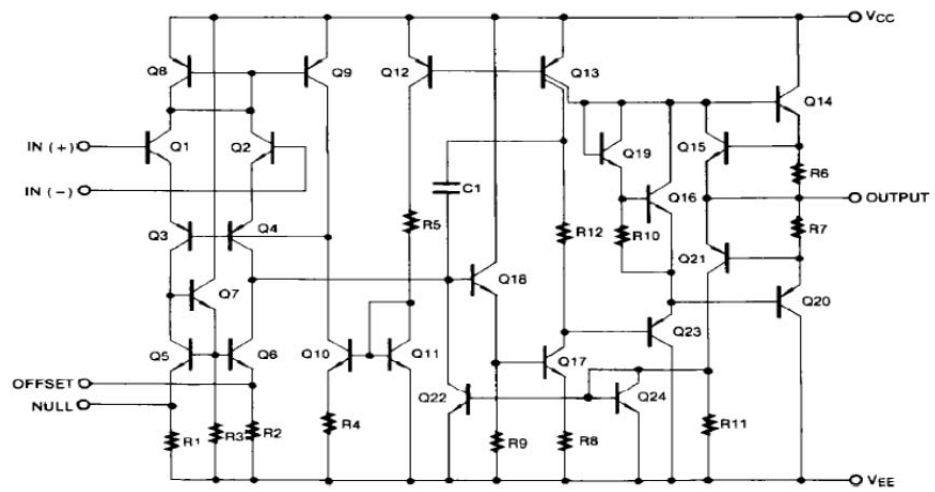
- LM 741 σχήματος (8 DIP)
- TIP 112 σχήματος (TO-220)
- TIP 117 σχήματος (TO-220)
- LM 7XXX σχήματος (TO-220)
- Fast RECOVERY diode IXUS DSEI 12-12A σχήματος (TO-220AC)

LM 741 (8 DIP)

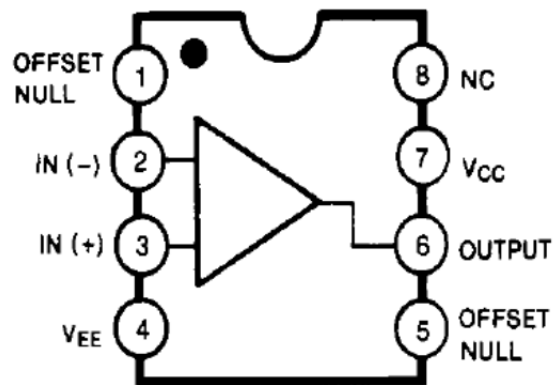
Absolute Maximum Ratings (TA = 25°C)

Parameter	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	V _{CC}	±18	V
Differential Input Voltage	V _{I(DIFF)}	30	V
Input Voltage	V _I	±15	V
Output Short Circuit Duration	-	Indefinite	-
Power Dissipation	P _D	500	mW
Operating Temperature Range LM741C LM741I	T _{OPR}	0 ~ + 70 -40 ~ +85	°C
Storage Temperature Range	T _{STG}	-65 ~ + 150	°C

Schematic Diagram

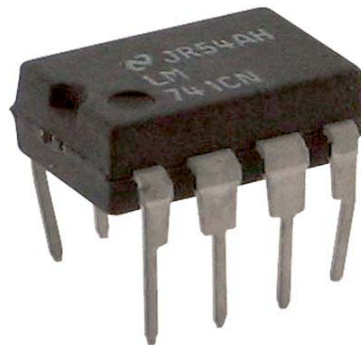
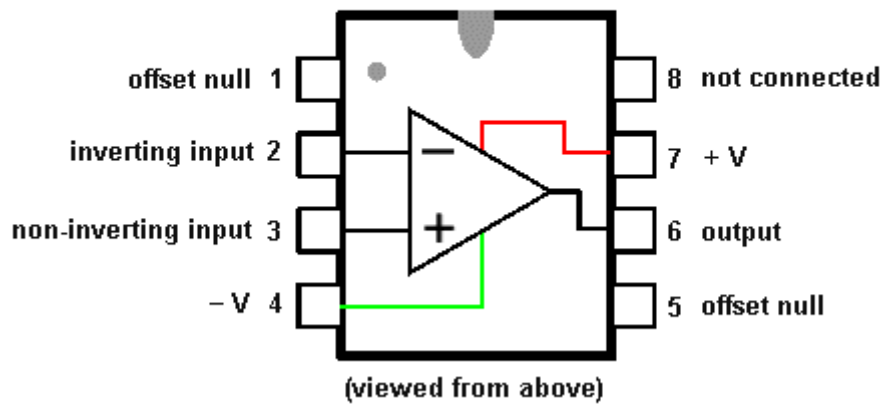


Internal Block Diagram



741

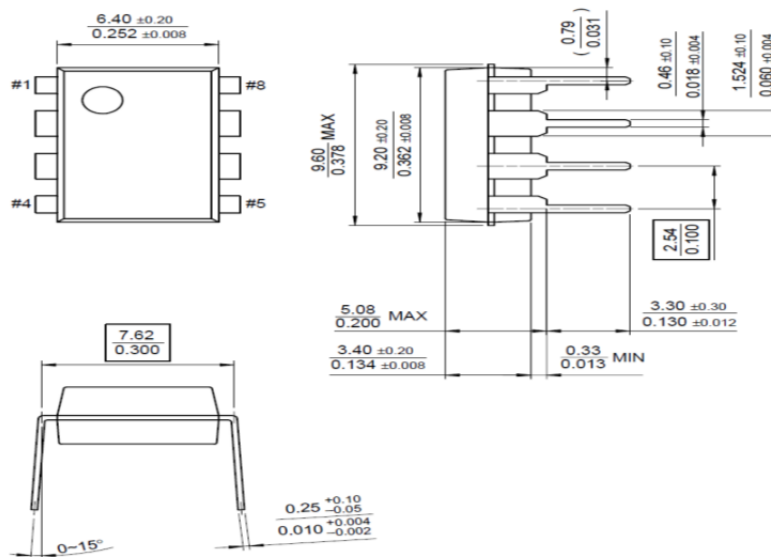
8-pin DIL (Dual In Line)



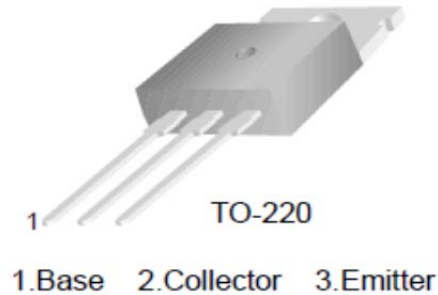
Mechanical Dimensions

Package

8-DIP

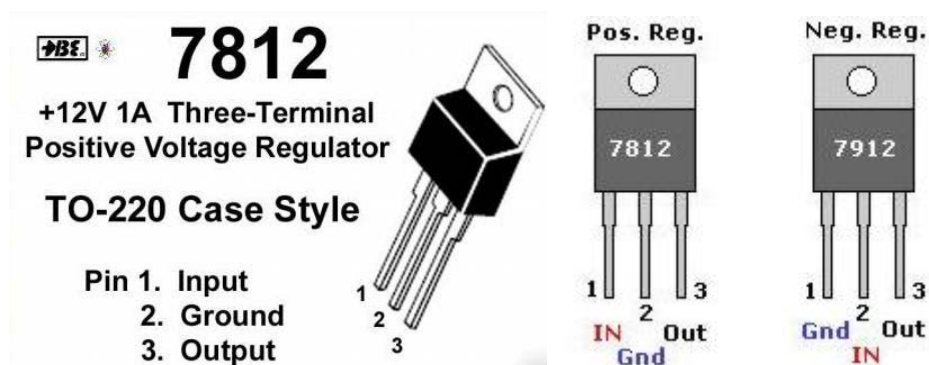


TIP 112 – TIP 117 (TO 220)



IC LM 7XXX (TO-220)

Όσον αφορά τους σταθεροποιητές από τους τέσσερις αριθμούς του κωδικού οι δύο πρώτοι συμβολίζουν το αν είναι για θετική ή αρνητική τάση δηλαδή το (78XX αντιστοιχεί σε θετική τιμή τάσης) ενώ το (79XX αντιστοιχεί σε αρνητική τάση) και οι δύο τελευταίοι αριθμοί συμβολίζουν την τιμή της τάσης δηλαδή το (7812 αντιστοιχεί σε +12V) ενώ το (7905 αντιστοιχεί σε -5V).



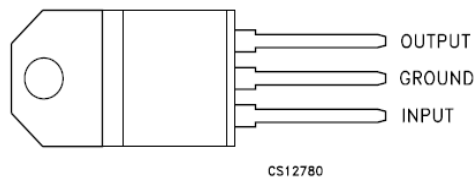
LM78XX

Electrical Characteristics (MC7805/LM7805)

(Refer to test circuit ,0°C < T_J < 125°C, I_O = 500mA, V_I = 10V, C_I= 0.33μF, C_O= 0.1μF, unless otherwise specified)

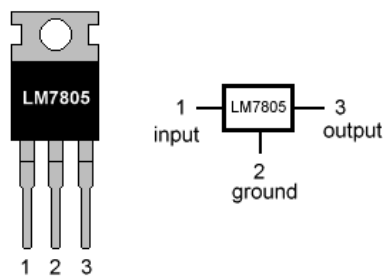
Parameter	Symbol	Conditions		MC7805/LM7805			Unit
				Min.	Typ.	Max.	
Output Voltage	V _O	T _J =+25 °C		4.8	5.0	5.2	V
		5.0mA ≤ I _O ≤ 1.0A, P _O ≤ 15W V _I = 7V to 20V		4.75	5.0	5.25	
Line Regulation (Note1)	Regline	T _J =+25 °C	V _O = 7V to 25V	-	4.0	100	mV
			V _I = 8V to 12V	-	1.6	50	
Load Regulation (Note1)	Regload	T _J =+25 °C	I _O = 5.0mA to1.5A	-	9	100	mV
			I _O =250mA to 750mA	-	4	50	
Quiescent Current	I _Q	T _J =+25 °C		-	5.0	8.0	mA
Quiescent Current Change	ΔI _Q	I _O = 5mA to 1.0A		-	0.03	0.5	mA
		V _I = 7V to 25V		-	0.3	1.3	
Output Voltage Drift	ΔV _O /ΔT	I _O = 5mA		-	-0.8	-	mV/ °C
Output Noise Voltage	V _N	f = 10Hz to 100KHz, T _A =+25 °C		-	42	-	μV/V _O
Ripple Rejection	RR	f = 120Hz V _O = 8V to 18V		62	73	-	dB
Dropout Voltage	V _{Drop}	I _O = 1A, T _J =+25 °C		-	2	-	V
Output Resistance	r _O	f = 1KHz		-	15	-	mΩ
Short Circuit Current	I _{SC}	V _I = 35V, T _A =+25 °C		-	230	-	mA
Peak Current	I _{PK}	T _J =+25 °C		-	2.2	-	A

CONNECTION DIAGRAM (top view)



TO-220

LM7805 PINOUT DIAGRAM

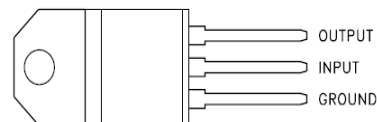


LM79XX

ELECTRICAL CHARACTERISTICS OF L7905C (refer to the test circuits, $T_J = 0$ to 125°C , $V_I = -10\text{V}$, $I_O = 500\text{ mA}$, $C_I = 2.2\text{ }\mu\text{F}$, $C_O = 1\text{ }\mu\text{F}$ unless otherwise specified).

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_O	Output Voltage	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$	-4.8	-5	-5.2	V
V_O	Output Voltage	$I_O = -5\text{ mA to } -1\text{ A}$ $P_O \leq 15\text{ W}$ $V_I = 8\text{ to } 20\text{ V}$	-4.75	-5	-5.25	V
$\Delta V_O(^{\circ})$	Line Regulation	$V_I = -7\text{ to } -25\text{ V}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$			100	mV
		$V_I = -8\text{ to } -12\text{ V}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$			50	
$\Delta V_O(^{\circ})$	Load Regulation	$I_O = 5\text{ mA to } 1.5\text{ A}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$			100	mV
		$I_O = 250\text{ to } 750\text{ mA}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$			50	
I_d	Quiescent Current	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$			3	mA
ΔI_d	Quiescent Current Change	$I_O = 5\text{ mA to } 1\text{ A}$			0.5	mA
		$V_I = -8\text{ to } -25\text{ V}$			1.3	
$\Delta V_O/\Delta T$	Output Voltage Drift	$I_O = 5\text{ mA}$		-0.4		mV/ $^{\circ}\text{C}$
eN	Output Noise Voltage	$B = 10\text{ Hz to } 100\text{ KHz}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$		100		μV
SVR	Supply Voltage Rejection	$\Delta V_I = 10\text{ V}$ $f = 120\text{ Hz}$	54	60		dB
V_d	Dropout Voltage	$I_O = 1\text{ A}$ $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ $\Delta V_O = 100\text{ mV}$		1.4		V
I_{sc}	Short Circuit Current			2.1		A

CONNECTION DIAGRAM (top view)



CS12780

TO-220



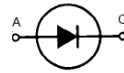
TO-220 Package

DSEI 12-12A FAST RECOVERY DIODE (TO-220AC)

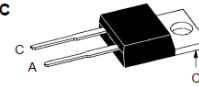
Fast Recovery Epitaxial Diode (FRED)

DSEI 12 $I_{FAVM} = 11\text{ A}$
 $V_{RRM} = 1200\text{ V}$
 $t_{rr} = 50\text{ ns}$

V_{RSM} V	V_{RRM} V	Type
1200	1200	DSEI 12-12A



TO-220 AC



A = Anode, C = Cathode

Symbol	Test Conditions	Maximum Ratings	
I_{FRMS} I_{FAVM} I_{FRM}	$T_{VJ} = T_{VJM}$ $T_C = 100^\circ\text{C}$; rectangular, $d = 0.5$ $t_p < 10\text{ }\mu\text{s}$; rep. rating, pulse width limited by T_{VJM}	25 11 150	A A A
I_{FSM}	$T_{VJ} = 45^\circ\text{C}$; $t = 10\text{ ms}$ (50 Hz), sine $t = 8.3\text{ ms}$ (60 Hz), sine	75 80	A A
	$T_{VJ} = 150^\circ\text{C}$; $t = 10\text{ ms}$ (50 Hz), sine $t = 8.3\text{ ms}$ (60 Hz), sine	65 70	A A
IRt	$T_{VJ} = 45^\circ\text{C}$ $t = 10\text{ ms}$ (50 Hz), sine $t = 8.3\text{ ms}$ (60 Hz), sine	28 27	A ² s A ² s
	$T_{VJ} = 150^\circ\text{C}$; $t = 10\text{ ms}$ (50 Hz), sine $t = 8.3\text{ ms}$ (60 Hz), sine	21 20	A ² s A ² s
T_{VJ}		-40...+150	$^\circ\text{C}$
T_{VJM}		150	$^\circ\text{C}$
T_{stg}		-40...+150	$^\circ\text{C}$
P_{tot}	$T_C = 25^\circ\text{C}$	78	W
M_d	Mounting torque	0.4...0.6	Nm
Weight		2	g

Features

- International standard package JEDEC TO-220 AC
- Planar passivated chips
- Very short recovery time
- Extremely low switching losses
- Low I_{RM} -values
- Soft recovery behaviour
- Epoxy meets UL 94V-0

Applications

- Antiparallel diode for high frequency switching devices
- Anti saturation diode
- Snubber diode
- Free wheeling diode in converters and motor control circuits
- Rectifiers in switch mode power supplies (SMPS)
- Inductive heating and melting
- Uninterruptible power supplies (UPS)
- Ultrasonic cleaners and welders

Advantages

- High reliability circuit operation
- Low voltage peaks for reduced protection circuits
- Low noise switching
- Low losses
- Operating at lower temperature or space saving by reduced cooling

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values	
		typ.	max.
I_R	$T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$ $V_R = V_{RRM}$ $T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$ $V_R = 0.8 \cdot V_{RRM}$ $T_{VJ} = 125^\circ\text{C}$ $V_R = 0.8 \cdot V_{RRM}$		250 150 4 μA μA mA
V_F	$I_F = 12\text{ A}$; $T_{VJ} = 150^\circ\text{C}$ $T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$		2.2 2.6 V V
V_{TO}	For power-loss calculations only		1.65 V
r_T	$T_{VJ} = T_{VJM}$		46.2 $\text{m}\Omega$
R_{thJC} R_{thCK} R_{thJA}		0.5	1.6 K/W K/W K/W
t_{rr}	$I_F = 1\text{ A}$; $-di/dt = 50\text{ A}/\mu\text{s}$; $V_R = 30\text{ V}$; $T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$	50	70 ns
I_{RM}	$V_R = 540\text{ V}$; $I_F = 12\text{ A}$; $-di_F/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$ $L \leq 0.05\text{ }\mu\text{H}$; $T_{VJ} = 100^\circ\text{C}$	6.5	7.2 A

① I_{FAVM} rating includes reverse blocking losses at T_{VJM} , $V_R = 0.8 V_{RRM}$, duty cycle $d = 0.5$
 Data according to IEC 60747
 IXYS reserves the right to change limits, test conditions and dimensions

033

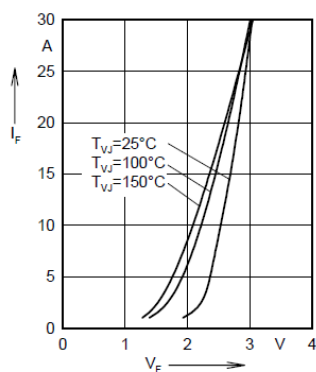


Fig. 1 Forward current versus voltage drop.

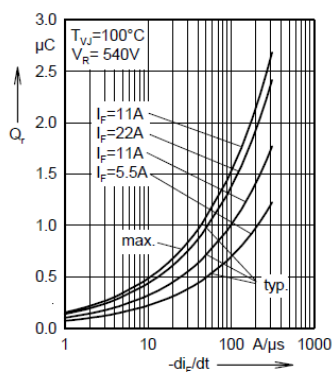


Fig. 2 Recovery charge versus $-di_F/dt$.

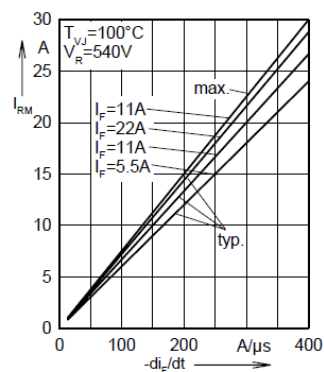


Fig. 3 Peak reverse current versus $-di_F/dt$.

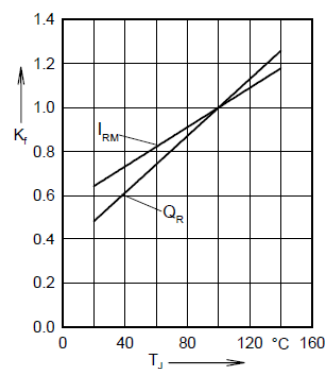


Fig. 4 Dynamic parameters versus junction temperature.

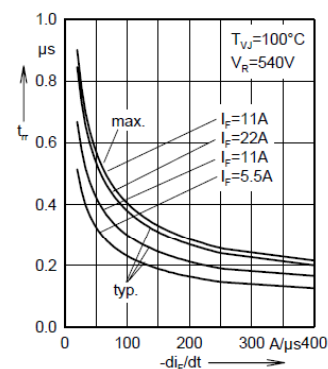


Fig. 5 Recovery time versus $-di_F/dt$.

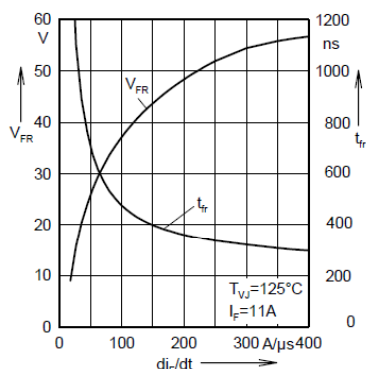


Fig. 6 Peak forward voltage versus di_F/dt .

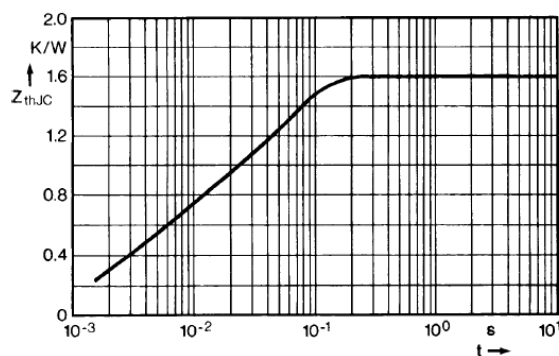
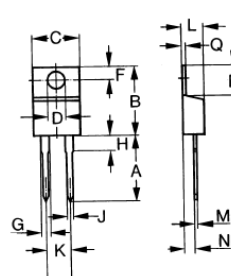


Fig. 7 Transient thermal impedance junction to case.

Dimensions



Dim.	Millimeter	Millimeter	Inches	Inches
	Min.	Max.	Min.	Max.
A	12.70	14.73	0.500	0.580
B	14.23	16.51	0.560	0.650
C	9.66	10.66	0.380	0.420
D	3.54	4.08	0.139	0.161
E	5.85	6.85	0.230	0.420
F	2.54	3.42	0.100	0.135
G	1.15	1.77	0.045	0.070
H	-	6.35	-	0.250
J	0.64	0.89	0.025	0.035
K	4.83	5.33	0.190	0.210
L	3.56	4.82	0.140	0.190
M	0.38	0.56	0.015	0.022
N	2.04	2.49	0.080	0.115
Q	0.64	1.39	0.025	0.055

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

[1]. Εργαστηριακές ασκήσεις ηλεκτρικής κίνησης : με συνοπτική θεωρία /
Παντελής Β. Μαλατέστας, Ηρακλής Αθ.Βυλλιώτης Θεσσαλονίκη : Εκδόσεις Τζιόλα ,
©2005

[2]. Εργαστηριακές ασκήσεις ηλεκτρονικών ισχύος : με συνοπτική θεωρία /

Παντελής Β. Μαλατέστας, Ηρακλής Αθ. Βυλλιώτης Θεσσαλονίκη : Εκδόσεις Τζιόλα ,
©2004

[3]. Ηλεκτρική κίνηση / Παντελής Β. Μαλατέστας, Στέφανος Ν. Μανιάς . -

2^η έκδοση. Θεσσαλονίκη : Εκδόσεις Τζιόλα , ©2002

[4]. Βιομηχανικά Ηλεκτρονικά / Στέφανος Ν. Μανιάς, Αθανάσιος Καλετσάνος
Αθήνα: Εκδόσεις Συμεών, ©2003

[5]. Ηλεκτρικές μηχανές AC-DC / Stephen J. Chapman. - 3^η έκδοση.

Θεσσαλονίκη : Εκδόσεις Τζιόλα, Α. , ©2003

[6]. Συστήματα αυτόματου ελέγχου / Παντελής Β. Μαλατέστας

Θεσσαλονίκη : Εκδόσεις Τζιόλα , ©2001-2004

[7]. Ηλεκτρονικά / Θεωδόρου Λ. Δεληγιάννη Αθήνα: Εκδόσεις Ευγενίδου

Ιδρύματος , ©2004

[8]. Βιομηχανικά Ηλεκτρονικά Αυτοματισμοί / Σταμάτης Ν. Παλαιοκρασσάς
Αθήνα: Εκδόσεις Ευγενίδου Ιδρύματος , ©1984

[9]. Power Electronics and Drives / Dr. Zainal Salam. - 2^η έκδοση.

Αμερική: ©2008

[10]. Τελεστικοί ενισχυτές : κυκλώματα πειραματικές μετρήσεις και μέθοδοι /

Πορλίδας Δημήτρης

Αθήνα: ©2009

[11]. Σημειώσεις Ηλεκτρονικών ισχύος : Τρανζίστορς / Τμήμα βιομηχανικής
πληροφορικής

Αθήνα: ©2009

[12]. Ηλεκτρονικά Ισχύος / Στέφανος Ν. Μανιάς – 6^η έκδοση

Αθήνα: ©2007