

Μελέτη και κατασκευή μετατροπέα DC-DC.



ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

ΜΑΡΚΑΝΑΣΤΑΣΑΚΗΣ

ΓΕΩΡΓΙΟΣ Α.Μ:31657

ΚΑΨΙΜΑΛΗΣ ΓΕΩΡΓΙΟΣ.

Α.Μ:33872

Υπεύθυνος καθηγητής

Βενέτας Νικόλαος

Περιεχόμενα

ΠΡΟΛΟΓΟΣ	4
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1	6
ΕΙΣΑΓΩΓΗ	6
1.1 ΓΕΝΙΚΑ ΓΙΑ ΤΟΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ DC/DC	6
1.2 ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ Σ.Ρ./Σ.Ρ.	8
1.3 ΤΑΞΙΝΟΜΗΣΗ ΤΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ Σ.Ρ./Σ.Ρ.	8
1.4 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ./Σ.Ρ. ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ (STEP-DOWN DC/DC CONVERTER) Η ΕΝ ΣΕΙΡΑ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ./Σ.Ρ. (BUCKDC/DC CONVERTER)	10
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) .	12
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)	14
1.7 ΣΥΝΕΧΗΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ./Σ.Ρ. (CUK CONVERTER)	16
1.8 ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ	17
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2	19
ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ Σ.Ρ.	19
2.1 ΓΕΝΙΚΑ ΓΙΑ ΤΟΥΣ ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ Σ.Ρ.	19
2.2 ΕΞΙΣΩΣΕΙΣ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΞΕΝΗΣ Η ΠΑΡΑΛΛΗΛΗΣ ΔΙΕΓΕΡΣΗΣ	20
2.2.1 ΕΞΙΣΩΣΕΙΣ ΜΑΘΗΜΑΤΙΚΟΙ ΤΥΠΟΙ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ Σ.Ρ. ΞΕΝΗΣ ΚΑΙ ΠΑΡΑΛΛΗΛΗΣ ΔΙΕΓΕΡΣΗΣ	20
2.3 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ ΚΑΜΠΥΛΕΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ Σ.Ρ.	22
2.4 ΜΕΤΑΒΟΛΗ ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ ΣΤΟΥΣ ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ Σ.Ρ.	24
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3	27
ΕΛΕΓΧΟΣ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ Σ.Ρ. ΜΕΣΩ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ Σ.Ρ./Σ.Ρ.	27
3.1 ΓΕΝΙΚΑ ΓΙΑ ΤΟΝ ΕΛΕΓΧΟ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ	27
3.2 ΕΛΕΓΧΟΣ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΕ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ Σ.Ρ./Σ.Ρ. ΕΞΙΣΩΣΕΙΣ ΓΙΑ ΣΥΝΕΧΗ ΚΑΙ ΑΣΥΝΕΧΗ ΑΓΩΓΗ	28
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4	35
ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΙ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ	35
4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ	35
4.2. ΓΕΝΙΚΑ ΓΙΑ ΤΟΝ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟ ΕΝΙΣΧΥΤΗ	36
4.3 Ο ΙΔΑΝΙΚΟΣ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ	37
4.4 ΣΥΝΔΕΣΜΟΛΟΓΙΕΣ ΤΕΛΕΣΤΙΚΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ	39
4.5 ΤΑΧΟΓΕΝΝΗΤΡΙΑ	52

4.6 ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΠΡΟΣΕΓΓΙΣΗ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΤΟΥ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ Σ.Ρ./Σ.Ρ.	53
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5.....	58
ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ	58
5.1 ΓΕΝΙΚΑ.....	58
5.2 ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΙΣΧΥΟΣ.....	59
5.3 ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΔΙΠΟΛΙΚΗΣ ΕΠΑΦΗΣ (BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS -BJT)	60
5.4 ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΜΕΤΑΛΛΟΥ ΟΞΕΙΔΙΟΥ ΗΜΙΑΓΩΓΟΥ ΜΕ ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΠΕΔΙΟΥ (MOSFET)	64
5.5 ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΣΤΑΤΙΚΗΣ ΕΠΑΓΩΓΗΣ (STATIC INDUCTION TRANSISTOR - SIT) ή (JFET)	71
5.6 ΔΙΠΟΛΙΚΟ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΜΟΝΩΜΕΝΗΣ ΠΥΛΗΣ (IGBT)	72
5.7 ΤΡΟΠΟΙ ΣΥΝΔΕΣΗΣ ΤΩΝ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ, ΟΔΗΓΗΣΗ, ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ.....	74
5.7.1 ΠΑΡΑΛΛΗΛΗ ΚΑΙ ΣΕΙΡΙΑΚΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ	74
5.8 ΕΙΚΟΝΕΣ ΑΠΟ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΚΑΙ ΚΥΚΛΩΜΑ ΙΣΧΥΟΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ Σ.Ρ./Σ.Ρ.	76
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6.....	82
ΚΑΤΑΣΚΕΥΑΣΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ Σ.Ρ./Σ.Ρ.	82
6.1 ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟ	82
6.2 ΚΥΚΛΩΜΑ ΕΛΕΓΧΟΥ	85
6.3 ΣΥΝΑΡΜΟΛΟΓΗΣΗ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ.....	89
6.4 ΤΕΧΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΥΛΙΚΩΝ	90
6.4.1 LM 741 (8 DIP)	91
6.4.2 BDX33C (TO-220)	92
6.4.3 BDX34C (TO-220)	94
6.4.4 IC LM 7XXX (TO-220).....	95
6.4.5 DSEI 12-12A FAST RECOVERY DIODE (TO-220AC).....	98
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7	100
ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΕΣ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΤΟΥ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ Σ.Ρ./Σ.Ρ.	100
7.1 ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ	101
7.2 ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΜΕ ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ	105
7.3 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ ΕΞΟΔΟΥ - ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΕΣ.....	109
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	116

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 καταγράφουμε τα είδη των μετατροπέων που υπάρχουν σήμερα και αναλύουμε τα είδη των μετατροπέων Σ.Ρ./Σ.Ρ. και αναλύουμε την λειτουργία του μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. υποβιβασμού.

Στο κεφάλαιο 2 βλέπουμε τους κινητήρες Σ.Ρ. ώστε να καταλάβουμε τις ιδιαιτερότητες τους για να μπορέσουμε να πετύχουμε ποιοτικότερο έλεγχο και καλύτερη απόδοση, τοποθετώντας κάποιες παραμέτρους στον έλεγχο του μετατροπέα μας.

Στο κεφάλαιο 3 αφού έχουν αναδειχτεί τα προβλήματα των κινητήρων Σ.Ρ. εξετάζεται το πως πραγματοποιείται ο έλεγχος με μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. και περιγράφονται οι μαθηματικές σχέσεις που διέπουν τον μετατροπέα.

Το κεφάλαιο 4 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 κεφαλαίο 5 παρουσιάζονται τα τρανζίστορ ισχύος, αναλύονται τα τέσσερα είδη τρανζίστορ που υπάρχουν και τις συνδεσμολογίες που υπάρχουν. Κατόπιν εστιάζεται το τρανζίστορ που επιλέχθηκε για την συγκεκριμένη κατασκευή και πως πραγματοποιήθηκε το κύκλωμα ισχύος του μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ..

Στο κεφάλαιο 6 παρουσιάζεται ολοκληρωμένο το κύκλωμα του μετατροπέα μας τα υλικά που χρησιμοποιήσαμε, φωτογραφίες από την κατασκευή μας.

Στο κεφάλαιο 7 παρουσιάζονται τα εργαστηριακά αποτελέσματα του μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. με διαφορά ωμικά και επαγωγικά φορτία.

Τέλος θα θέλαμε να ευχαριστήσουμε τον καθηγητή μας Νικόλαο Βενέτα που με την καθοδήγηση του και την βοήθεια του μπόρεσε να υλοποιηθεί η παρούσα εργασία

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Με την ανάπτυξη των ηλεκτρονικών στοιχείων ισχύος, μπορούμε να κατασκευάσουμε διάφορους μετατροπείς της ηλεκτρικής ισχύος από μια μορφή σε άλλη μορφή. Τα ηλεκτρονικά στοιχεία ισχύος που μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε είναι δίοδοι, Θυρίστορς και τρανζίστορς.

Αναλόγως με το είδος της μετατροπής της ηλεκτρικής ισχύος, που θέλουμε να πετύχουμε έχουμε τις παρακάτω τέσσερις κατηγορίες μετατροπέων.

1. Ανορθωτές τάσης (AC/DC Rectifiers): Σε αυτήν την κατηγορία επιτυγχάνουμε την μετατροπή μια εναλλασσόμενης τάσης σε συνεχή τάση.

2. Αντιστραφείς (DC/AC Inverters): Σε αυτήν την κατηγορία μπορούμε να μετατρέψουμε μια συνεχή τάση σε εναλλασσόμενη τάση.

3. Μετατροπείς τάσης (DC/DC Converters): Σε αυτήν την κατηγορία επιτυγχάνουμε την παροχή ελεγχόμενης συνεχής τάσης από μια πηγή ορισμένης τιμής συνεχής τάσης.

4. Μετατροπείς εναλλασσόμενης τάσης (Cycloconverters): Σε αυτήν την κατηγορία μπορούμε να μετατρέψουμε μια εναλλασσόμενη τάση ορισμένης τιμής, συχνότητας και αριθμού φάσεων σε μια άλλη εναλλασσόμενη τάση με διαφορετική τιμή, διαφορετική συχνότητα και διαφορετικό αριθμό φάσεων.

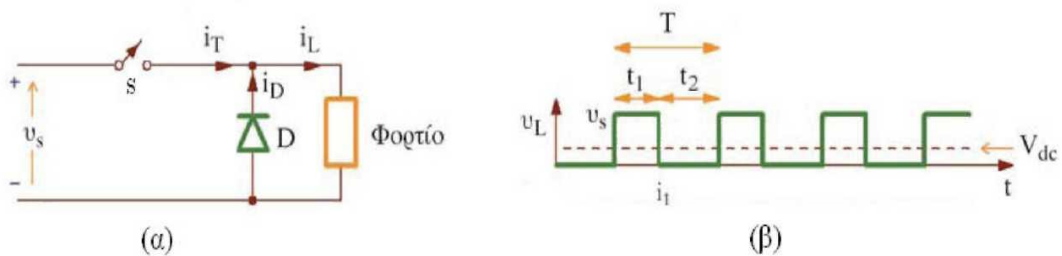
1.1 ΓΕΝΙΚΑ ΓΙΑ ΤΟΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ DC/DC

Ο μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. χρησιμοποιείται 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. αλλά 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 U_L η οποία τροφοδοτεί το φορτίο μπορεί να πάρει τιμές τάσης πολύ χαμηλές σχεδόν κοντά στο μηδέν έως τιμές που να πλησιάζουν την τιμή της τάσης U_s .

Η μέση τιμή της τάσης U_L εξαρτάται από τους 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.

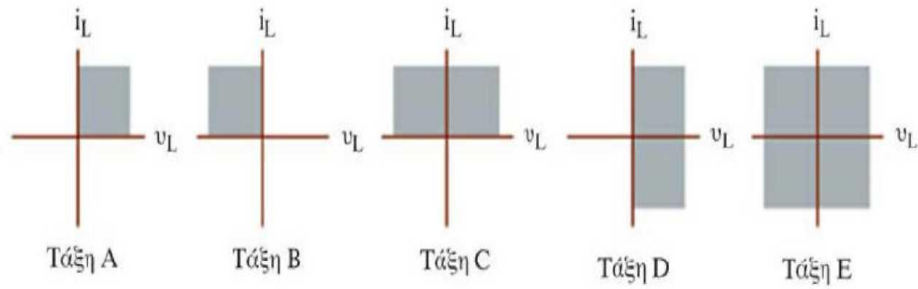
Οι μετατροπείς Σ.Ρ./Σ.Ρ. βρίσκουν εφαρμογή σήμερα στις παρακάτω περιοχές:

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).



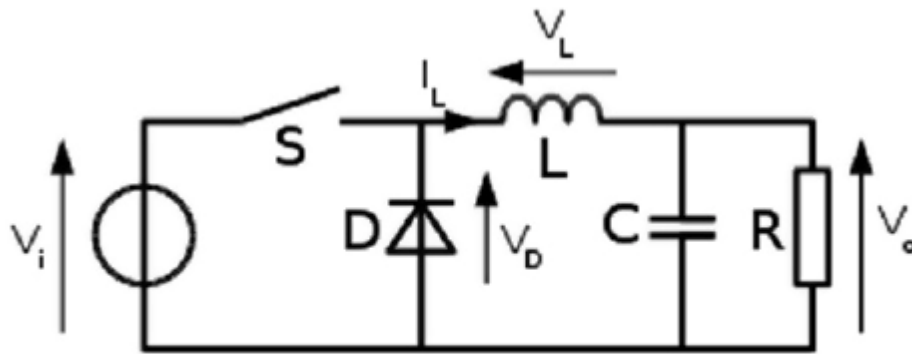
(7)

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

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

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

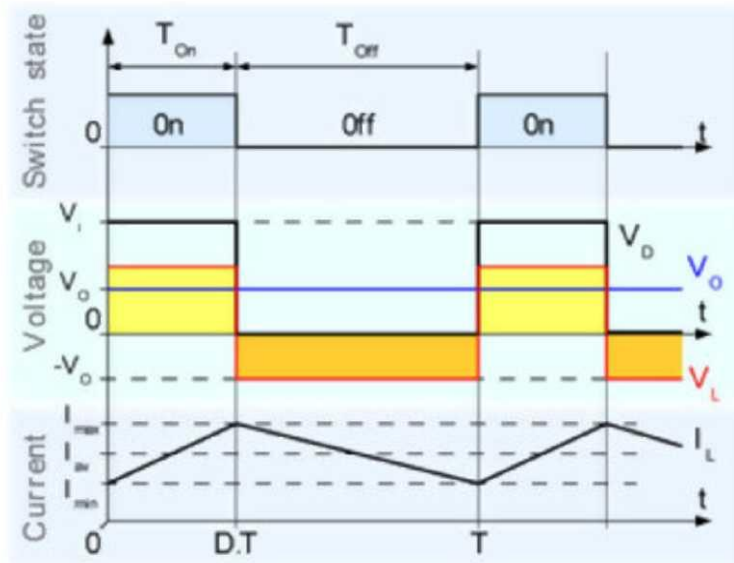
Σε αυτό το είδος μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. η τιμή της τάσης εξόδου δεν μπορεί να είναι μεγαλύτερη από την τιμή της τάσης εισόδου. Στο σχήμα (δ) φαίνεται ένας τέτοιος μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. υποβιβασμού.



(δ)

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 λόγο 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:

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

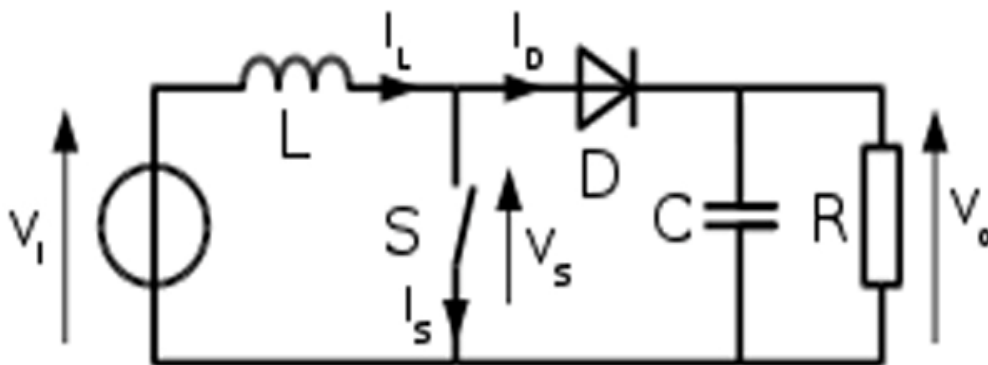
Εάν μεταβάλλουμε τον βαθμό χρησιμοποίησης πετυχαίνουμε γραμμική μεταβολή της $V_{0,average}$ από το μηδέν έως την τιμή της τάσης εισόδου V_i . Την μεταβολή του βαθμού χρησιμοποίησης μπορούμε να την πετύχουμε με τους δύο παρακάτω τρόπους:

- 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)

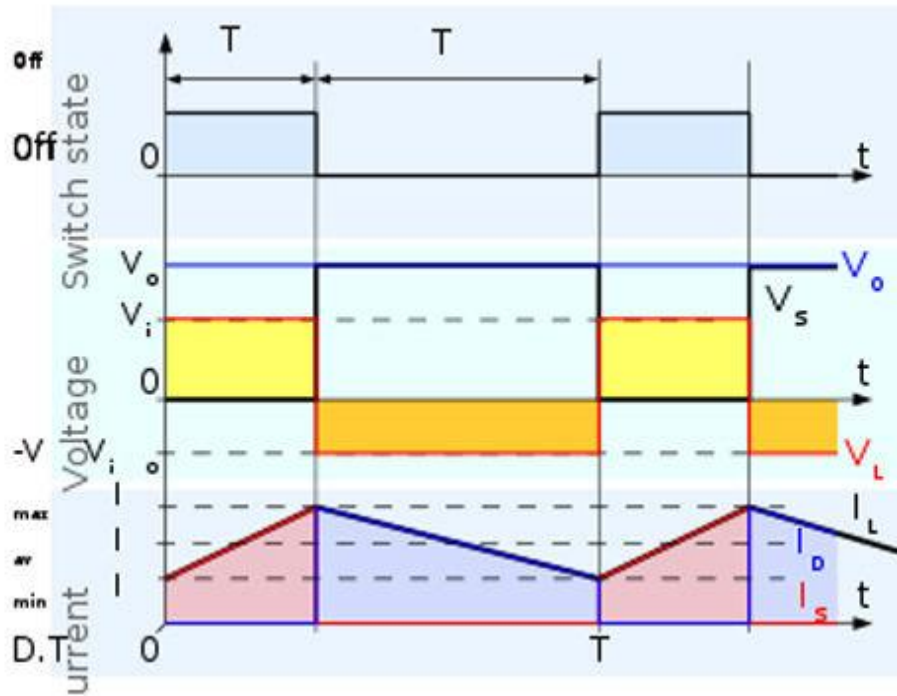
Σε αυτό το είδος μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. η παραγόμενη τάση εξόδου είναι μεγαλύτερη από την τάση εισόδου του μετατροπέα. Η μικρότερη τιμή που μπορεί να πάρει η τάση εξόδου του μετατροπέα είναι ίση με την τιμή της τάσης εισόδου του. Όταν ο διακόπτης S είναι κλειστός, η αυτεπαγωγή L συνδέεται με την πηγή εισόδου 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.



(στ)

Στο σχήμα (ζ) βλέπουμε την χαρακτηριστική ρευμάτων και τάσεων ενός μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. ανύψωσης 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:

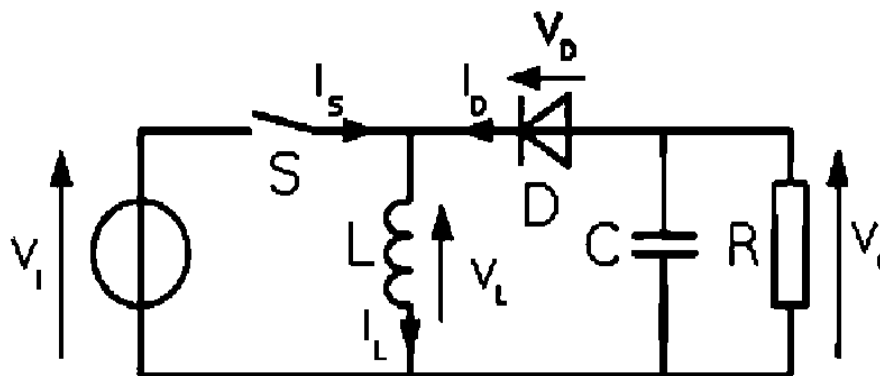
$$V_{0,rms} = V_{0,average} \sqrt{\frac{T}{T - t_{on}}}$$

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)

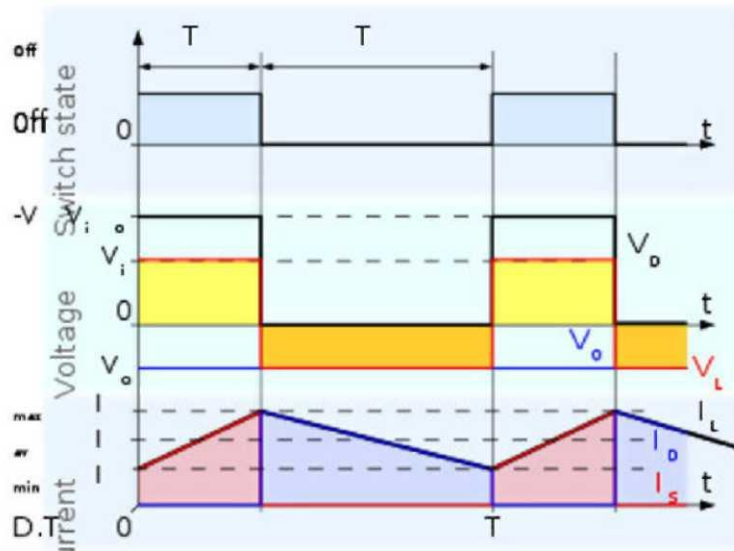
Ο συγκεκριμένος μετατροπέας μοιάζει πολύ και με τους δύο παραπάνω μετατροπείς και κυκλωματικά και στα χαρακτηριστικά του. Δηλαδή αυτός ο μετατροπέας μπορεί να έχει τιμή τάσης εξόδου μικρότερη από την τάση εισόδου και να έχει όμως και τιμή τάσης εξόδου μεγαλύτερη από την τιμή της τάσης εισόδου, αυτό το 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.



(η)

Στο σχήμα (θ) βλέπουμε την χαρακτηριστική ρευμάτων και τάσεων ενός μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. υποβιβασμού - ανύψωσης 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:

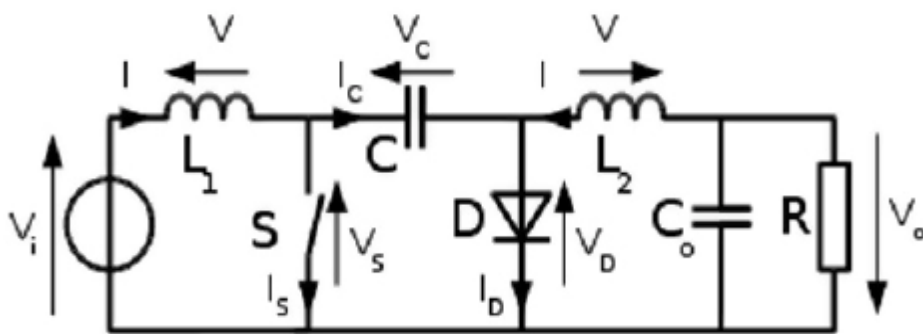
$$V_{0,rms} = V_{0,average} \cdot \sqrt{\left(\frac{-\left(\frac{t_{on}}{T}\right)}{1 - \left(\frac{t_{on}}{T}\right)} \right)^2}$$

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)

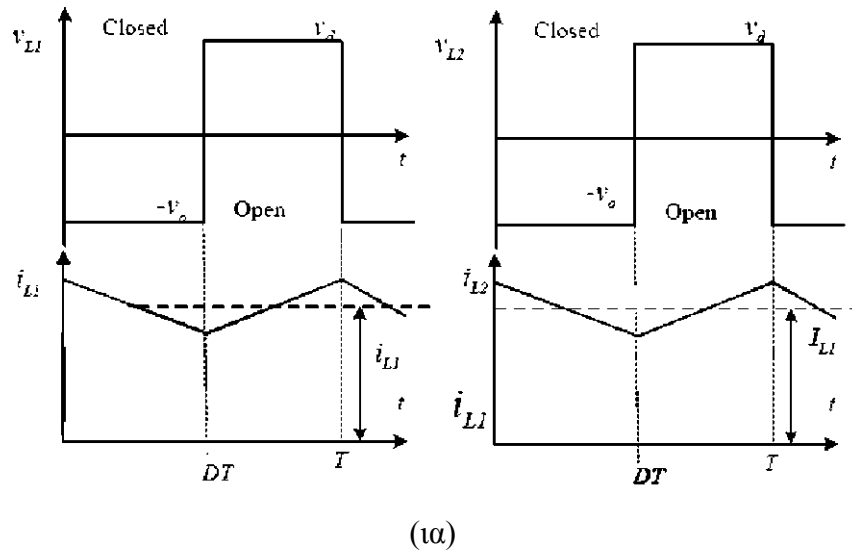
Αυτός ο μετατροπέας έχει ακριβώς την ίδια λειτουργία με τον παραπάνω μετατροπέα ακόμα και οι εξισώσεις για τον υπολογισμό της τάσης εξόδου είναι ίδιες με τον μετατροπέα υποβιβασμού - ανύψωσης Σ.Ρ./Σ.Ρ.. Απλά διαθέτει ένα πηνίο ακόμα και έναν πυκνωτή που βοηθούν να αποκοπούν οποιεσδήποτε παρασιτικές τάσεις 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 (1) φαίνεται το κύκλωμα ενός τέτοιου μετατροπέα.



(1)

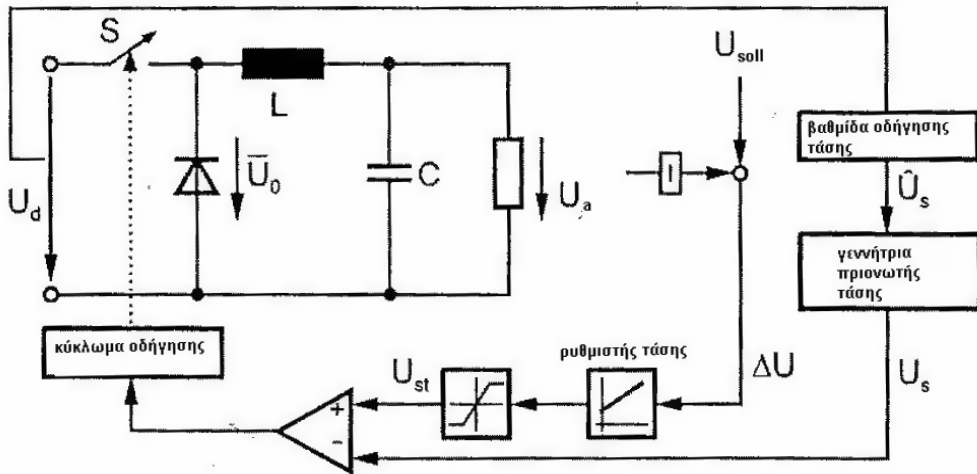
Στο σχήμα (1α) βλέπουμε την χαρακτηριστική ρευμάτων και τάσεων ενός συνεχή CUK μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ για συνεχή αγωγή.



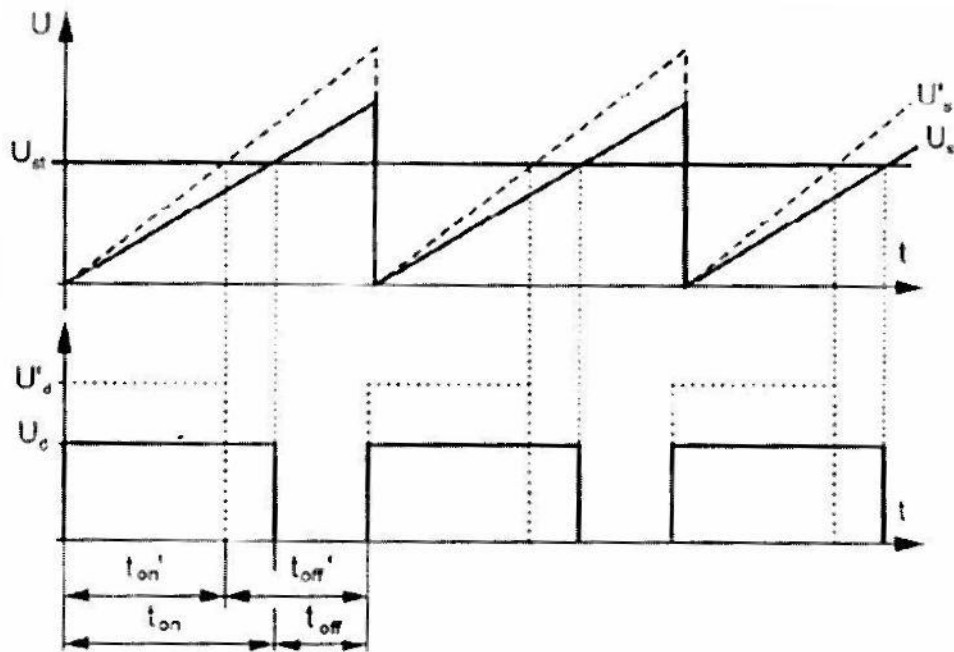
1.8 ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ

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

ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ Σ.Ρ

2.1 ΓΕΝΙΚΑ ΓΙΑ ΤΟΥΣ ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ Σ.Ρ.

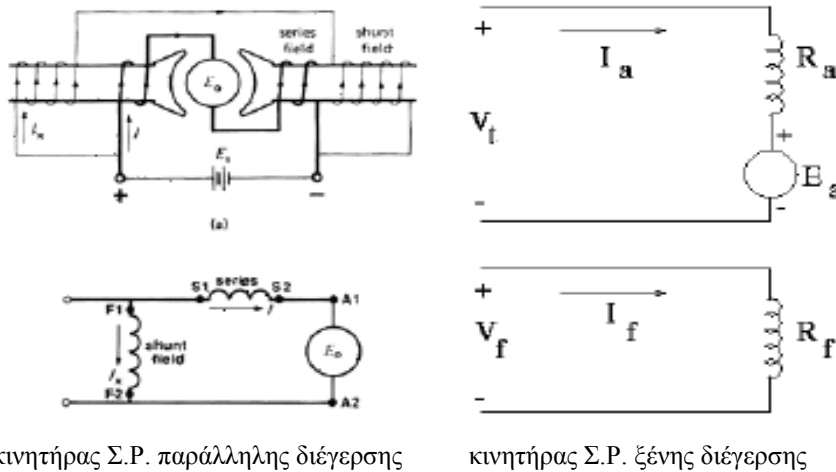
Υπάρχουν μερικοί λόγοι που κάνουν αρκετά δημοφιλείς στις μέρες μας τους κινητήρες συνεχούς ρεύματος. Ένας από αυτούς είναι ότι τα συστήματα συνεχούς ρεύματος είναι ακόμα αναντικατάστατα στα επιβατικά αυτοκίνητα, στα φορτηγά και στα αεροπλάνα. Όταν ένα όχημα από τα παραπάνω τροφοδοτείται με συνεχές ρεύμα προφανώς θα υπάρχει και η ανάγκη να χρησιμοποιεί κινητήρες οι οποίοι θα καταναλώνουν συνεχές ρεύμα. Επίσης στους σιδηροδρόμους είτε υπόγειους είτε υπέργειους οι κινητήρες συνεχούς ρεύματος είναι αξεπέραστοι επειδή προσφέρουν την μεγαλύτερη ταχύτητα και επίσης αρκετά καλή μεταβολή στην ταχύτητα περιστροφής.

Οι κινητήρες συνεχούς ρεύματος χωρίζονται στις παρακάτω πέντε βασικές κατηγορίες ανάλογα με τον τρόπο διέγερσής τους

- Κινητήρας συνεχούς ρεύματος ξένης διέγερσης.
- Κινητήρας συνεχούς ρεύματος παράλληλης διέγερσης.
- Κινητήρας συνεχούς ρεύματος με διέγερση σειράς.
- Κινητήρας συνεχούς ρεύματος συνθέτης διέγερσης.
- Κινητήρας συνεχούς ρεύματος με μόνιμο μαγνήτη διέγερσης.

Εμείς θα ασχοληθούμε με τους κινητήρες ξένης και παράλληλης διέγερσης τους οποίους χρησιμοποιούμε στις περισσότερες εφαρμογές. Οι κινητήρες ξένης και παράλληλης διέγερσης είναι ακριβώς ίδιοι με τις ίδιες μαθηματικές εξισώσεις. Απλά στους παράλληλης διέγερσης ελέγχουμε την τάση εισόδου του κινητήρα για να πετύχουμε ρύθμισή στροφών, ενώ στους κινητήρες ξένης διέγερσης ελέγχουμε το τύλιγμα διέγερσής.

2.2 ΕΞΙΣΩΣΕΙΣ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΞΕΝΗΣ Η ΠΑΡΑΛΛΗΛΗΣ ΔΙΕΓΕΡΣΗΣ



Όταν εφαρμόζουμε συνεχή τάση στο επαγωγικό μέρος ενός κινητήρα Σ.Ρ., προκαλείται ροή ηλεκτρικού ρεύματος στο τύλιγμα του το οποίο βρίσκεται μέσα στο μαγνητικό πεδίο που δημιουργεί ο επαγωγέας, όποτε αρχίζει να περιστρέφεται γύρω από τον άξονα του. Η περιστροφή αυτή προκαλεί την ανάπτυξη μιας ηλεκτρεργετικής δύναμης η οποία είναι αντίθετη προς την τάση που εφαρμόζουμε στο επαγωγικό μέρος του κινητήρα για αυτό τον λόγο την ονομάζουμε αντιηλεκτρεργετική δύναμη Α.Η.Ε.Δ. και την συμβολίζουμε με E_a , που φαίνεται και στα σχήματα παραπάνω.

2.2.1 ΕΞΙΣΩΣΕΙΣ ΜΑΘΗΜΑΤΙΚΟΙ ΤΥΠΟΙ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ Σ.Ρ. ΞΕΝΗΣ ΚΑΙ ΠΑΡΑΛΛΗΛΗΣ ΔΙΕΓΕΡΣΗΣ

Η βασική εξίσωση λειτουργίας του κινητήρα Σ.Ρ. είναι η εξής:

$$U_k = E_a + I_a \cdot R_a \quad (1)$$

Όπου:

I_a : το ρεύμα τυμπάνου.

R_a : η αντίστασή τυμπάνου.

Για την αντιηλεκτρεργετική δύναμη (Α.Η.Ε.Δ.) ισχύει η εξής σχέση:

$$E_a = K_1 \cdot \Phi \cdot n \quad (2)$$

Όπου:

K_1 : σταθερά

Φ : μαγνητική ροή

n : οι στροφές του επαγωγικού μέρους.

Από τις σχέσεις (1) και (2) προκύπτει η σχέση:

$$n = \frac{U_k - I_a \cdot R_a}{K_1 \cdot \Phi} \quad (3)$$

Από την σχέση (3) προκύπτουν τα παρακάτω τρία συμπεράσματα:

- Ο αριθμός των στροφών (n) του κινητήρα είναι ανάλογος με την τάση τροφοδοσίας (U_k), δηλαδή όσο αυξάνεται η τάση τροφοδοσίας (U_k) αυξάνονται και οι στροφές (n) του κινητήρα.
- Οι στροφές (n) του κινητήρα είναι αντιστρόφως ανάλογες του φορτίου του κινητήρα, Δηλαδή σε ένα δίκτυο με σταθερή τάση (U_k) όσο αυξάνουμε το φορτίο στον άξονα του κινητήρα τόσο μειώνονται οι στροφές περιστροφής του (n).
- Οι στροφές περιστροφής (n) του κινητήρα είναι αντιστρόφως ανάλογες του ρεύματος (I_a) του τυλίγματος του τυμπάνου επειδή η μαγνητική ροή εξαρτάται από το ρεύμα διέγερσης (I_a).

Εξίσωση ροπής:

Στην παρακάτω σχέση βλέπουμε την μετατροπή της ηλεκτρομαγνητικής ροπής σε ηλεκτρική ισχύ:

$$n = f(V, I_a, R_a, I_f)$$

Εάν λάβουμε υπόψη και την αντίδραση του επαγωγικού μέρους του κινητήρα τότε

έχουμε:

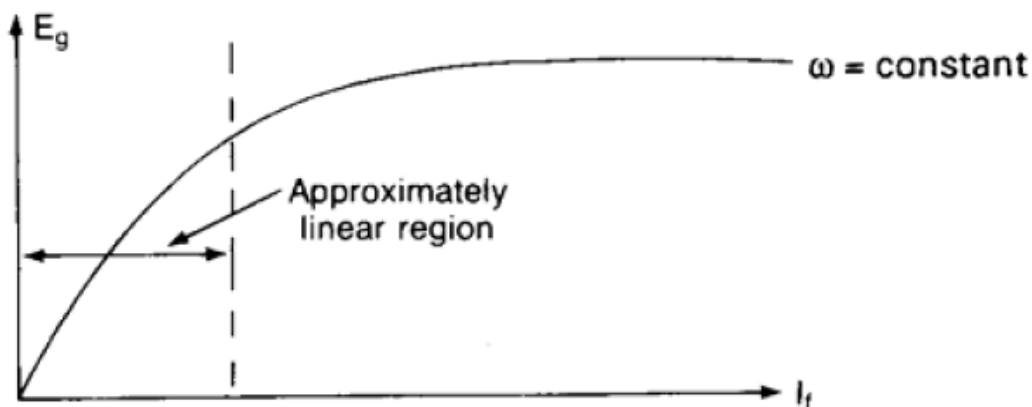
$$P_{\eta\mu} = I_{\eta\mu} \cdot \Omega = V \cdot I_a - I_a^2 \cdot R_a$$

Επίσης ισχύει ότι σε έναν κινητήρα σταθερής μαγνητικής ροής, η ηλεκτρομαγνητική ροπή είναι ανάλογη του ρεύματος φορτίου:

$$T = K_1 \cdot \Phi \cdot I = K_2 \cdot I^2$$

2.3 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ ΚΑΜΠΥΛΕΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ Σ.Ρ.

Η σχέση μεταξύ του ρεύματος διέγερσης (I_δ) και της αντιηλεκτρεργετικής δύναμης (Α.Η.Ε.Δ.) είναι μη γραμμική λόγω του μαγνητικού κορεσμού, είναι γνωστή σαν χαρακτηριστική μαγνήτισης που φαίνεται στο σχήμα (α).



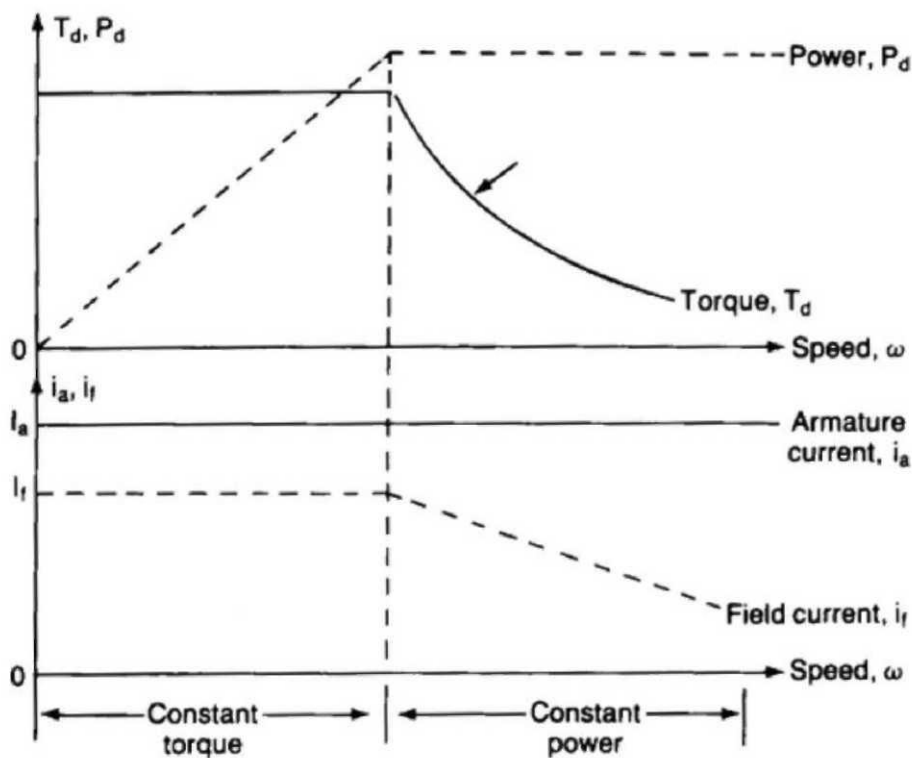
(α)

Με την παρακάτω σχέση μπορούμε να υπολογίσουμε την ταχύτητα ενός κινητήρα ξένης διέγερσης:

$$\omega = \frac{V_\tau - I_\tau \cdot R_\tau}{K_U \cdot I_\delta} = \frac{V_\tau - I_\tau \cdot R_\tau}{\frac{K_U \cdot V_\delta}{R_\delta}}$$

Από την παραπάνω σχέση μπορεί να γίνει αντιληπτό ότι η ταχύτητα του κινητήρα μπορεί να μεταβληθεί (1) με μεταβολή της τάσης τροφοδοσίας του τυμπάνου V_t πράγμα που είναι γνωστό σαν έλεγχος τάσεως, (2) μεταβολή του ρεύματος διέγερσης I_d πράγμα που είναι γνωστό ως έλεγχος διέγερσης ή πεδίου και (3) με μεταβολή της ροπής φορτίου, που αντιστοιχεί σε ένα ρεύμα τυμπάνου I_t για ένα σταθερό ρεύμα διέγερσης I_d . Η ταχύτητα που αντιστοιχεί στα ονομαστικά μεγέθη τάσης τροφοδοσίας, ρεύματος τυμπάνου και ρεύματος διέγερσης λέγεται ονομαστική ταχύτητα.

Πρακτικά, για μια ταχύτητα μικρότερη από την ονομαστική ταχύτητα, τα ρεύματα τυμπάνου και διέγερσης διατηρούνται σταθερά για να αναπτύσσεται ροπή ίση με εκείνη του φορτίου και η τάση τροφοδοσίας του τυμπάνου V_t μεταβάλλεται για να ελέγχει την ταχύτητα. Για ταχύτητες μεγαλύτερες από την ονομαστική διατηρούμε σταθερή την τάση τροφοδοσίας και μεταβάλλουμε την τιμή του ρεύματος διέγερσης στην περίπτωση αυτή όμως η αναπτυσσόμενη ισχύς παραμένει σταθερή. Στο σχήμα (β) βλέπουμε τις χαρακτηριστικές ροπής, ισχύος, ρεύματος τυμπάνου και ρεύματος διέγερσης συναρτήσεων των στροφών του κινητήρα.



(β)

2.4 ΜΕΤΑΒΟΛΗ ΤΑΧΥΤΗΤΑΣ ΣΤΟΥΣ ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ Σ.Ρ.

Όπως είπαμε και στο κεφάλαιο 1 υπάρχουν άλλοι τρεις τρόποι ελέγχου ταχύτητας ενός κινητήρα Σ.Ρ. εκτός του ελέγχου με μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. τους οποίους θα περιγράψουμε συνοπτικά παρακάτω.

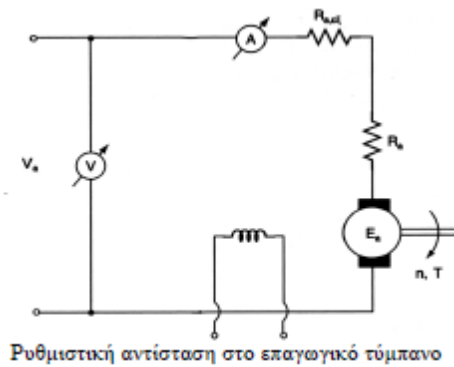
1. Ρυθμιστική αντίσταση στο επαγωγικό τύμπανο.
2. Ρυθμιστική αντίσταση στο παράλληλο τύλιγμα διεγέρσεως.
3. Μεταβολή της τάσεως τροφοδοτήσεως του επαγωγικού τυμπάνου.

Ρυθμιστική αντίσταση στο επαγωγικό τύμπανο

Με την συγκεκριμένη μέθοδο μεταβάλλουμε την τιμή της τάσεως που εφαρμόζεται στο τύμπανο του κινητήρα για να πετύχουμε έλεγχο των στροφών του. Αν συνδέσουμε μια ρυθμιστική αντίσταση σε σειρά με το επαγωγικό τύμπανο τότε με την πτώση τάσεως που δημιουργείτε στην αντίσταση μπορούμε να πετύχουμε έλεγχο της τιμή της τάσεως τροφοδοτήσεως του επαγωγικού τυμπάνου.

Η συγκεκριμένη μέθοδος χρησιμοποιείται όταν θέλουμε να έχουμε μεταβολή της ταχύτητας σε πολύ χαμηλά όρια . Στις περιπτώσεις αυτές η ρυθμιστική αντίσταση διεγέρσεως δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί, γιατί με αυτή δεν μπορούμε να πετύχουμε ταχύτητα κάτω από ένα συγκεκριμένο όριο. Το όριο αυτό είναι η ταχύτητα που έχει ο κινητήρας, όταν όλη η ρυθμιστική αντίσταση βρίσκεται εκτός του κυκλώματος, επομένως όλο το ρεύμα περνά από το τύλιγμα διέγερσης είναι το μεγαλύτερο δυνατό.

Επομένως, κατά την περίπτωση που χρησιμοποιούμε ρυθμιστή στροφών, αυτός ο ίδιος είναι και ο εκκινητής του κινητήρα και χρησιμοποιείται συνεχώς κατά τη διάρκεια λειτουργίας του κινητήρα. Οι αντιστάσεις του ρυθμιστή στροφών πρέπει να είναι υπολογισμένες κατά τέτοιο τρόπο ώστε να αντέχουν στις θερμοκρασίες που δημιουργούνται χωρίς τον φόβο καταστροφής τους.



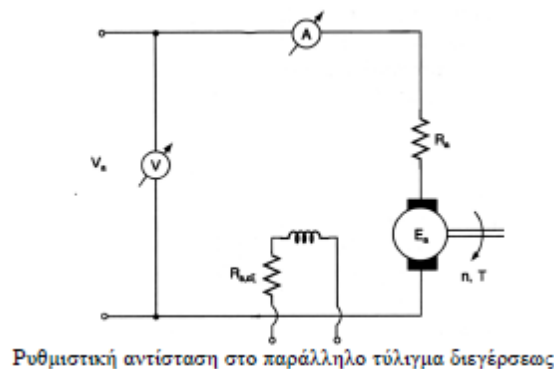
Ρυθμιστική αντίσταση στο παράλληλο τύλιγμα διεγέρσεως

Η μέθοδος αυτή εφαρμόζεται στους κινητήρες παράλληλης και ξένης διεγέρσεως και στηρίζεται στην μεταβολή της εντάσεως του ρεύματος διεγέρσεως. Μια ρυθμιστική αντίσταση συνδέεται σε σειρά με το τύλιγμα διεγέρσεως και μεταβάλλει την ένταση διεγέρσεως που περνά μέσα από το τύλιγμα.

Για να διατηρήσουμε τις απώλειες σιδήρου σε ικανοποιητικά ποσοστά, διατηρούμε την μαγνητική ροή μικρότερη από την ονομαστικής της τιμή. Η μείωση αυτή της μαγνητικής ροής έχει σαν αποτέλεσμα την αύξηση της ταχύτητας του κινητήρα. Η ρυθμιστική αντίσταση της διεγέρσεως δεν επιτρέπει την απεριόριστη μείωση της μαγνητικής ροής παρά μόνο σε περιπτώσεις όπου η ταχύτητα είναι μεγαλύτερη ή ίση με την ονομαστική ταχύτητα του κινητήρα.

Σε αντίθετη περίπτωση, έχουμε αύξηση των μηχανικών απωλειών, οι ψήκτρες φθείρονται και σταδιακά καταστρέφεται ο συλλέκτης.

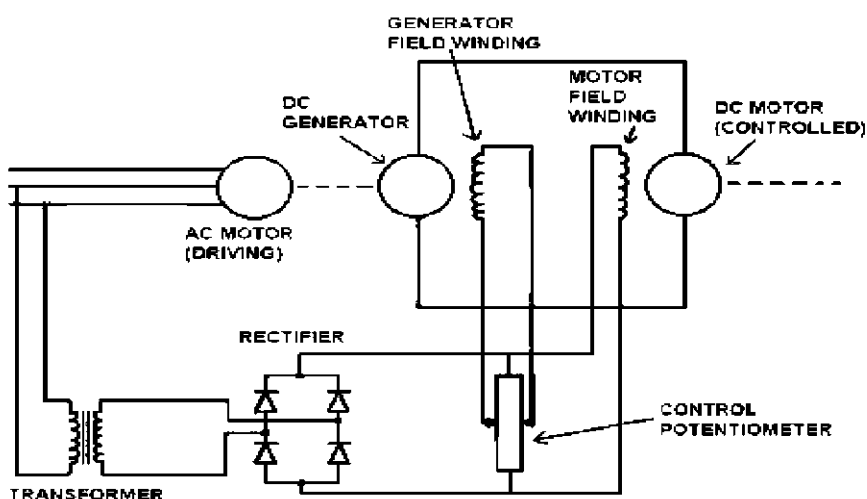
Η μέθοδος αυτή προτιμάται στην πραγματικότητα και είναι η συνηθέστερη όταν θέλουμε ρύθμιση ταχύτητας σε έναν κινητήρα Σ.Ρ..



Μεταβολή της τάσεως τροφοδοτήσεως του επαγωγικού τυμπάνου

Η μέθοδος αυτή ελέγχου, βασίζεται στη μεταβολή της τάσεως που εφαρμόζεται στα άκρα του τυλίγματος του επαγωγικού τυμπάνου και πραγματοποιείται με τη μεταβολή της τάσεως τροφοδοτήσεως. Στην περίπτωση αυτή χρειάζεται για κάθε κινητήρα μια ιδιαίτερη πηγή συνεχούς ρεύματος, η οποία θα τροφοδοτεί το επαγωγικό τύμπανο του κινητήρα με κατάλληλα ρυθμιζόμενη τάση. Έτσι η ένταση διεγέρσεως του κινητήρα παραμένει σταθερή.

Η συνηθέστερη εφαρμογή της μεθόδου αυτής είναι η μέθοδος Ward - Leonard η οποία φαίνεται στο σχήμα (γ).



(γ)

Στο παραπάνω σύστημα βλέπουμε έναν κινητήρα ο οποίος στρέφει μια γεννήτρια συνεχούς ρεύματος η οποία με την σειρά της τροφοδοτεί απευθείας το επαγωγικό τύμπανο ενός κινητήρα ξένης διέγερσης. Η γεννήτρια κινείται από έναν κινητήρα εναλλασσόμενου ρεύματος με σταθερή ταχύτητα. Ενώ για το τύλιγμα διεγέρσεως χρησιμοποιείται μια γέφυρα ανόρθωσης και μετά με μία ρυθμιστική αντίσταση οδηγείται η ανορθωμένη τάση στο τύλιγμα διέγερσης του κινητήρα.

Η μέθοδος αυτή δίνει μεταβολή της ταχύτητας του κινητήρα σε μεγάλα, όρια και χρησιμοποιείται κατά κύριο λόγο σε κινητήρες Σ.Ρ. ξένης διέγερσης.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

ΕΛΕΓΧΟΣ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ Σ.Ρ. ΜΕΣΩ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ

Σ.Ρ./Σ.Ρ.

3.1 ΓΕΝΙΚΑ ΓΙΑ ΤΟΝ ΕΛΕΓΧΟ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ

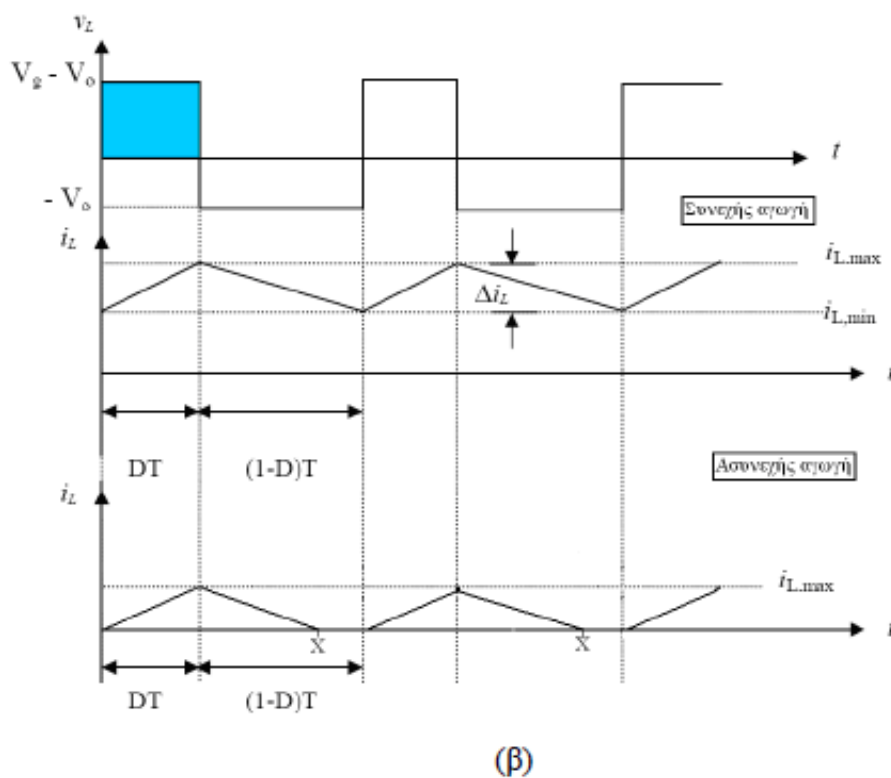
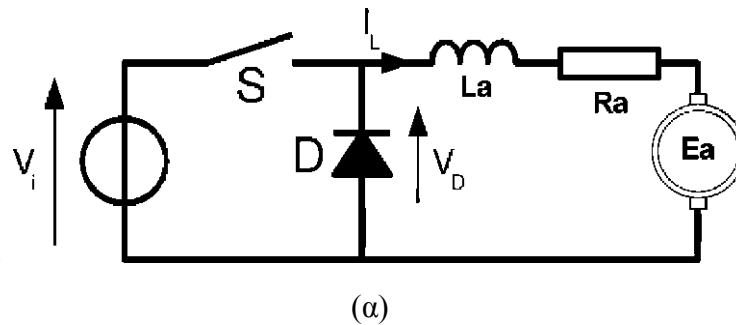
Σε εφαρμογές όπου απαιτείται μεταβλητή ταχύτητα στροφών ενός κινητήρα, χρησιμοποιούνται κυρίως οι κινητήρες συνεχούς ρεύματος ξένης διέγερσης. Για την μεταβολή της ταχύτητας αυτών των κινητήρων χρησιμοποιούμε τους τέσσερις τρόπους που είδαμε στο προηγούμενο κεφάλαιο. Σε αυτό το κεφάλαιο θα ασχοληθούμε με την μεταβολή ταχύτητας μέσω μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. υποβιβασμού τάσης.

Πρακτικά ο μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. χρησιμοποιείται κυρίως για την ηλεκτρική έλξη και την ηλεκτρική κίνηση όπου απαιτείται μεγάλο εύρος ρύθμισης στροφών. Με τον μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. πετυχαίνουμε υψηλό βαθμό απόδοσης σχετικά χαμηλό κόστος και γρήγορη δυναμική απόκριση έναντι των άλλων τρόπων ρύθμισης στροφών Σ.Ρ. κινητήρων.

Ο μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. χρησιμοποιεί υψηλή συχνότητα, συνήθως 100Hz με 1KHz, επομένως εύκολα μειώνουμε την κυμάτωση στα άκρα του φορτίου μας. Παλιότερα οι μετατροπείς κατασκευάζονταν από θυρίστορ αλλά τα τελευταία χρόνια χρησιμοποιούνται transistor ισχύος (MOSFET) και έτσι μετατροπείς Σ.Ρ./Σ.Ρ. έχουν κατασκευαστεί μέχρι και 10.000.000 W σήμερα. Με τον μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. μπορούμε να έχουμε έλεγχο από τον χρήστη ή και αυτόματο.

3.2 ΕΛΕΓΧΟΣ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΕ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ Σ.Ρ./Σ.Ρ. ΕΞΙΣΩΣΕΙΣ ΓΙΑ ΣΥΝΕΧΗ ΚΑΙ ΑΣΥΝΕΧΗ ΑΓΩΓΗ

Στα δύο παρακάτω σχήματα βλέπουμε το ισοδύναμο κύκλωμα του μετατροπέα και του κινητήρα σχήμα (α) και τις χαρακτηριστικές τάσης έντασης για την συνεχή και ασυνεχή λειτουργία



Συνεχής αγωγή εξισώσεις:

Η μέση τιμή της τάσης εξόδου είναι:

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

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

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

Από την ανάλυση κατά Fourier, για την συνεχή αγωγή η αναλυτική έκφραση της τάσης εξόδου είναι:

$$V_L(t) = \alpha V_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_0}{n\pi} [\sin(2n\pi\alpha) \cdot \cos(n\omega t) + (1 - \cos(2n\pi\alpha)) \sin(n\omega t)]$$

Όπου $\omega = \frac{2\pi}{T}$

Η διαφορική εξίσωση του κινητήρα εάν αμελήσουμε την κυμάτωση της Α.Η.Ε.Δ. είναι:

$$V_L(t) = R_\alpha \cdot i_L(t) + L_\alpha \frac{di_L(t)}{dt} + E_\alpha \quad (1)$$

Από το σχήμα (β) στο διάστημα $0 < t < t_{on}$

Για $t=0^+$, $V_L=V_0$ και $i_L=i_{L,min}$

Εφαρμόζοντας τις παραπάνω συνθήκες στην σχέση (1) η γενική της λύση παίρνει την μορφή.

$$i_L(t) = I_{L,min} e^{-t/t} + \left(\frac{V_0 - E_\alpha}{R_\alpha} \right) \cdot (1 - e^{-t/t}) \quad (2)$$

Όπου $t = \frac{L_\alpha}{R_\alpha}$ είναι η σταθερά χρόνου του τυλίγματος τυμπάνου.

Επίσης από το σχήμα (β) για $t=t_{on}^-$ είναι $i_L=i_{L,max}$ αντικαθιστώντας στην σχέση (2) έχουμε.

$$i_L(t = t_{on}^-) = I_{L,max} = I_{L,min}e^{-t_{on}/t} + \left(\frac{V_0 - E_a}{R_a}\right) \cdot (1 - e^{-t/t}) \quad (3)$$

Στο διάστημα $t_{on} < t < T$ λειτουργεί η δίοδος ελευθέρως ροής $V_L(t)=0$. Επομένως για

$$t=t_{on}^- \text{ είναι } i_L(t_{on}^-) = i_L(t_{on}^+) = I_{L,max}$$

Και

$$t=T \text{ είναι } i_L(T)=i_L(0)=I_{L,min}$$

Σύμφωνα με τα παραπάνω, η γενική μορφή του ρεύματος γίνεται:

$$i_L(t') = C'e^{-t'/t} - \frac{E_a}{R_a}$$

Όπου $t' = t - t_{on}$

Στο διάστημα αυτό οι οριακές συνθήκες είναι:

$$\text{Για } t'=0^+ \text{ είναι } i_L(t_{on}^+) = i_L(t_{on}^-) = I_{L,max}$$

$$\text{Για } t'=t_{off} \text{ είναι } i_L(T) = i_L(0) = I_{L,min}$$

Επομένως

$$i_L(t) = I_{L,max}e^{-t'/t} - \frac{E_a}{R_a}(1 - e^{-t'/t}) \quad (4)$$

Και

$$i_L(t' = t_{off}) = I_{L,min} = I_{L,max}e^{-T-t_{on}/t} - \frac{E_a}{R_a} \cdot (1 - e^{-T-t_{on}/t}) \quad (5)$$

Επομένως τώρα μπορούμε εύκολα να υπολογίσουμε τις τιμές των $i_{L,max}$ και $i_{L,min}$ από την επίλυση του συστήματος των δύο σχέσεων (3) και (5). Άρα:

$$I_{L,max} = \frac{V_0}{R_a} \cdot \left[\frac{1 - e^{-t_{on}/t}}{1 - e^{-T/t}} \right] - \frac{E_a}{R_a}$$

$$I_{L,min} = \frac{V_0}{R_a} \cdot \left[\frac{e^{-t_{on}/t} - 1}{e^{-T/t} - 1} \right] - \frac{E_a}{R_a}$$

Επίσης για $a=1$, δηλαδή $t_{on}=T$ έχουμε

$$I_{L,max} = I_{L,min} = \frac{V_0 - E_a}{R_a}$$

Έχοντας υπολογίσει λοιπόν τις οριακές τιμές των $i_{L,max}$ και $i_{L,min}$ του ρεύματος τυμπάνου, μπορούμε μέσω των σχέσεων (3) και (4) να υπολογίσουμε το ρεύμα σε οποιαδήποτε χρονική στιγμή της περιόδου λειτουργίας.

Ασυνεχής αγωγή εξισώσεις:

Η αναλυτική έκφραση της τάσης εξόδου, στην περίπτωση της ασυνεχούς αγωγής, είναι:

$$V_L(t) = aV_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_0}{n\pi} [\sin(2n\pi\alpha) \cdot \cos(n\omega t) + (1 - \cos(2n\pi\alpha)) \sin(n\omega t)] \\ - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{E_a}{n\pi} [\sin(n\omega X) \cdot \cos(n\omega t) + (1 - \cos(2n\omega X)) \sin(n\omega t)]$$

Οι κυματομορφές τάσης - ρεύματος, στην περίπτωση της ασυνεχούς λειτουργίας παρουσιάζονται στο σχήμα (β).

$$V_L = \frac{1}{T} \int_0^T V_L(t) dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_{on}} V_0 dt + \int_{t_{on}}^X 0 dt + \int_X^T E_a dt \right] \Rightarrow$$

$$\Rightarrow V_L = \frac{1}{T} [t_{on} \cdot V_0 + (T - X)E_a] = aV_0 + \left(1 - \frac{X}{T}\right) E_a$$

Και

$$\begin{aligned} V_{L,rms} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_L(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^{t_{on}} V_0^2 dt + \int_X^T E_a^2 dt \right)} \Rightarrow V_{L,rms} \\ &= \sqrt{aV_0^2 + \left(1 - \frac{X}{T}\right) E_a^2} \end{aligned}$$

Η μέγιστη τιμή του ρεύματος τυμπάνου στην περίπτωση αυτή, είναι διαφορετική από αυτή στην συνεχή αγωγή. Προφανώς η ελάχιστη τιμή για το ρεύμα στην ασυνεχή αγωγή είναι μηδέν. Η ανάλυση κατά Fourier είναι ίδια με της συνεχής αγωγής.

Η μέση τιμή της τάσης εξόδου είναι:

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

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

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

Από την ανάλυση κατά Fourier, για την συνεχή αγωγή η αναλυτική έκφραση της τάσης εξόδου είναι:

$$V_L(t) = aV_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_0}{n\pi} [\sin(2n\pi a) \cdot \cos(n\omega t) + (1 - \cos(2n\pi a)) \sin(n\omega t)]$$

Όπου $\omega = \frac{2\pi}{T}$

Η διαφορική εξίσωση του κινητήρα εάν αμελήσουμε την κυμάτωση της Α.Η.Ε.Δ. είναι:

$$V_L(t) = R_a \cdot i_L(t) + L_a \frac{di_L(t)}{dt} + E_a \quad (1)$$

Αντικαθιστώντας στην σχέση (5) το $i_{L,max}(0^+) = I_{L,min} = 0$ προκύπτει:

$$i_{L,max}(t) = \frac{V_0 - E_a}{R_a} [1 - e^{-t/\tau}]$$

Η μέγιστη τιμή του ρεύματος, είναι για $t = t_{on}$. Επομένως

$$i_{L,max} = i_L(t = t_{on}) = \frac{V_0 \cdot E_a}{R_a} [1 - e^{-t/\tau}]$$

Στο διάστημα, $t_{on} < t < X$ της μη αγωγής του διακόπτη S, η μαγνητική ενέργεια της αυτεπαγωγής εκφορτίζεται μέσω της διόδου ελευθέρως ροής. Μέρος της ενέργειας αυτής, καταναλίσκεται ως θερμότητα στην ωμική αντίσταση του τυλίγματος τυμπάνου R_a και το υπόλοιπο ως μηχανική ισχύς στον άξονα της μηχανής. Σε όλο το διάστημα αυτό, η τάση των ακροδεκτών παραμένει μηδενική. Η τιμή του μέγιστου ρεύματος δίνεται από τον παρακάτω μαθηματικό τύπο:

$$i_{L,max}(t') = \frac{V_0 \cdot E_a}{R_a} [1 - e^{-t_{on}/\tau}] e^{-t'/\tau} - \frac{E_a}{R_a} [1 - e^{-t'/\tau}] \quad (6)$$

Όπου $t' = t - t_{on}$ και $t_{on} < t < X$

Έστω ότι για $t = X$ έχουμε μηδενισμό του ρεύματος. Αντικαθιστώντας στην (6) όπου $t' = X - t_{on}$ και θέτοντας όπου $i_a = 0$, υπολογίζουμε το χρόνο X με την παρακάτω σχέση:

$$X - \tau \ln \left[e^{t_{on}/\tau} \left[1 + \frac{V_0 - E_a}{E_a} [1 - e^{-t_{on}/\tau}] \right] \right] \quad (7)$$

Τα όρια συνεχής και ασυνεχής αγωγής, σε συνάρτηση του βαθμού χρησιμοποίησης α βρίσκονται στην παρακάτω συνάρτηση, αν θέσουμε $I_{L,\min} = 0$ ή από την (7) αν θέσουμε όπου $X = T$.

$$I_{L,\min} = \frac{V_0}{R_a} \cdot \left[\frac{e^{t_{on}/t} - 1}{e^{-T/t} - 1} \right] - \frac{E_a}{R_a} \Rightarrow \frac{E_a}{V_0} = \frac{[e^{-t_{on}/t} - 1]}{[e^{T/t} - 1]} e^{aT/t} = 1 + \frac{E_a}{V_0} [e^{T/t} - 1]$$

Όπου

$$a' = \frac{t'_{on}}{T} = \frac{\tau}{T} \ln \left[1 + \frac{E_a}{V_0} [e^{T/t} - 1] \right]$$

Δηλαδή, αν το κύκλωμα λειτουργεί με κάποιον συγκεκριμένο βαθμό χρησιμοποίησης « α' » τότε ισχύουν τα ακόλουθα

Εάν, $\alpha > \alpha'$ τότε έχουμε συνεχή αγωγή.

Εάν, $\alpha < \alpha'$ τότε έχουμε ασυνεχή αγωγή.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΙ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ

4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Ποια θα ήταν άραγε η εικόνα της σύγχρονης ηλεκτρονικής χωρίς τους τελεστικούς ενισχυτές; 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 κλασικές 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:



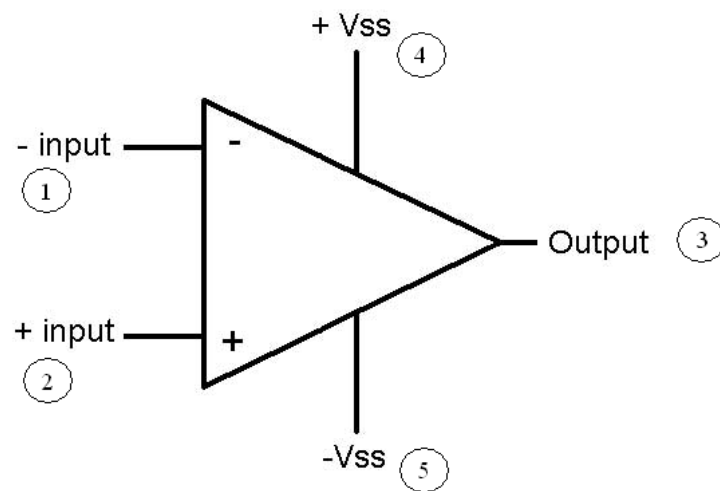
Σε σχετικά μικρό χρονικό διάστημα μετά το 1952 εμφανίστηκαν στην παραγωγή οι πρώτοι τελεστικοί ενισχυτές κατασκευασμένοι από διακριτά τρανζίστορ. Ο πρώτος τελεστικός ενισχυτής σε μορφή ολοκληρωμένου ήταν ο μΑ702, τον οποίο σχεδίασε ο

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.

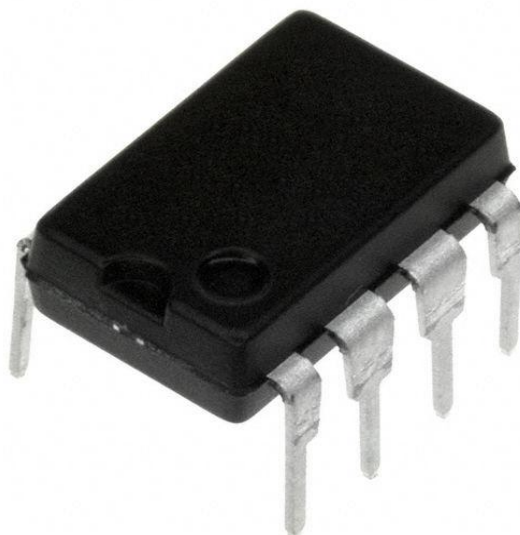
4.2. ΓΕΝΙΚΑ ΓΙΑ ΤΟΝ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟ ΕΝΙΣΧΥΤΗ

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)

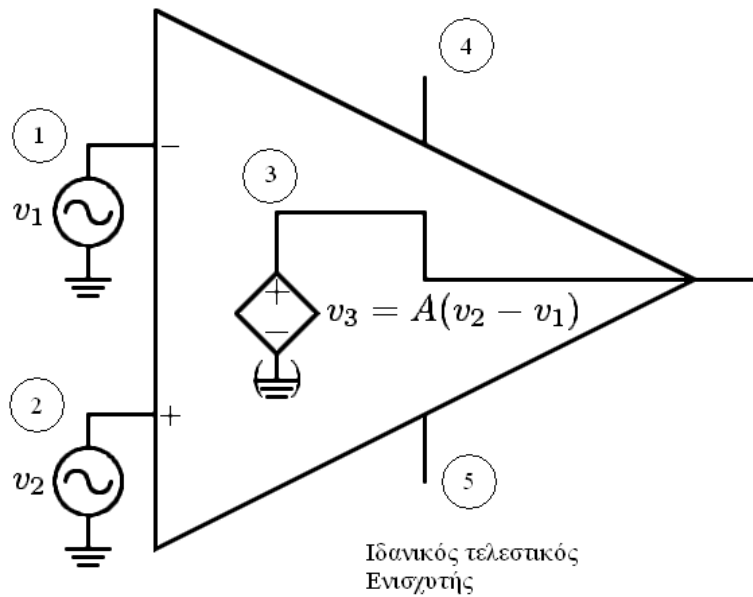
4.3 Ο ΙΔΑΝΙΚΟΣ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ

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.



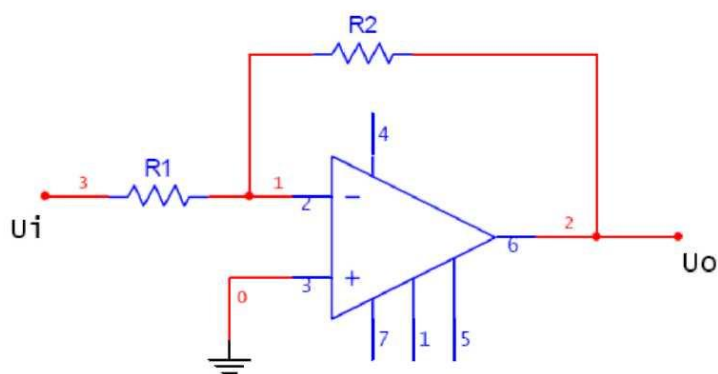
(γ)

4.4 ΣΥΝΔΕΣΜΟΛΟΓΙΕΣ ΤΕΛΕΣΤΙΚΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΩΝ

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)

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.

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

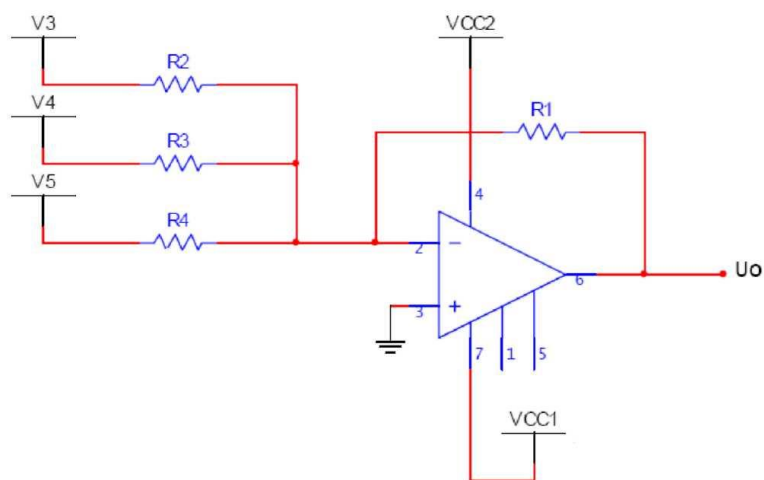
και

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

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

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.

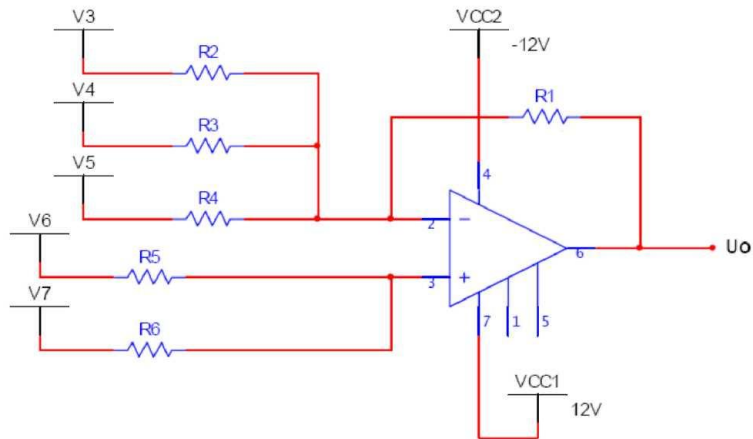
Επίσης θα μπορούσαμε αντί να γειώνουμε την είσοδο της μη αναστροφής να προσθέταμε και εκεί ένα δικτύωμα με τάσεις και αντιστάσεις αντίστοιχα μόνο που όταν θα υπολογίζουμε τα ρεύματα θα πρέπει να σκεφτούμε ότι εδώ οι αντιστάσεις είναι παράλληλα.

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.

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

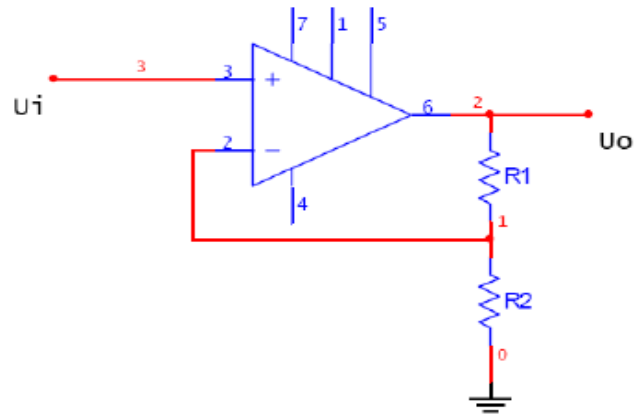
Επομένως η τελική τιμή της τάση εισόδου θα είναι το άθροισμα των δύο παραπάνω σχέσεων.

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

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 επιθυμούμαι να λάβουμε.

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:



(η)

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

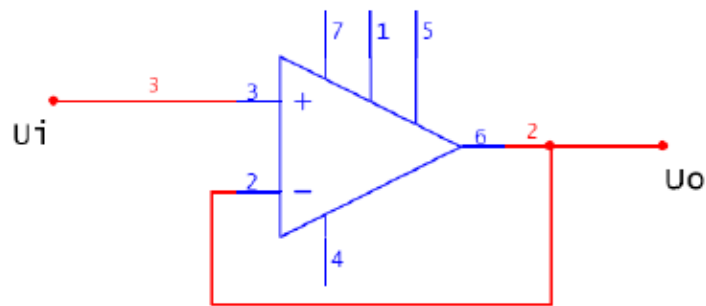
Επίσης ισχύει u_- είναι ίσο με u_+ οπότε έχουμε:

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

$$\frac{u_o}{u_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = A$$

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).



(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 ενίσχυσης του τοποθετούμε έναν ακολουθητή τάσης. Ακόμα και στις συσκευές αναπαραγωγής που συνδέουμε με τον ενισχυτή υπάρχουν ακολουθητές τάσεις για να μην αλλοιώνεται το σήμα.

ΕΝΕΡΓΑ ΦΙΛΤΡΑ

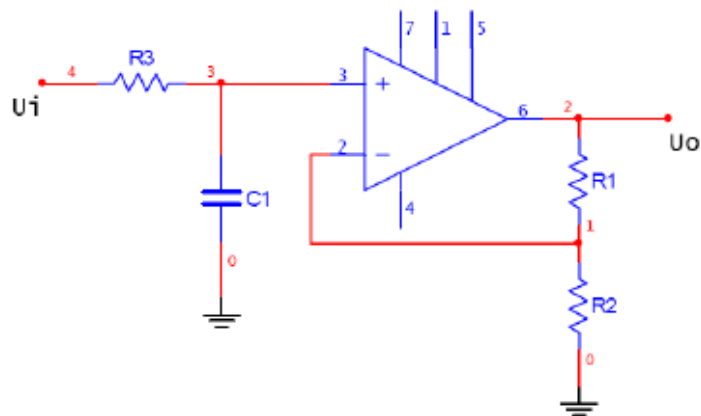
Σε πολλές ηλεκτρονικές και ηλεκτρικές συσκευές παρατηρούνται παρασιτικές αρμονικές οι οποίες οδηγούν το κύκλωμα μας σε καταπονήσεις και σε δυσκολία κατά την λειτουργία οπότε είναι χρήσιμο ή κατασκευή ενός φίλτρου το οποίο θα αποκόπτει αυτές τις αρμονικές.

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:

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

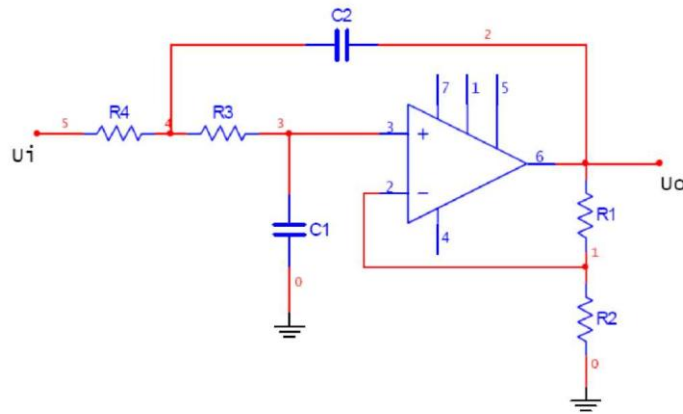
Όταν μας ενδιαφέρει η αύξηση της κλίσης της καμπύλης συχνοτικής απόκρισης ώστε ο υποβιβασμός του πλάτους των σημάτων να είναι μεγαλύτερος των 20dB/dec , μπορούν να χρησιμοποιηθούν περισσότερα όμοια δικτυώματα RC σε σειρά με την



(θ)

προσθήκη βαθμίδων απομόνωσης ενδιάμεσα ή να συνδεθούν πολλά φίλτρα πρώτης τάξης σε σειρά. Με κατάλληλη σύνδεση όμως δύο δικτυωμάτων RC 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:

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



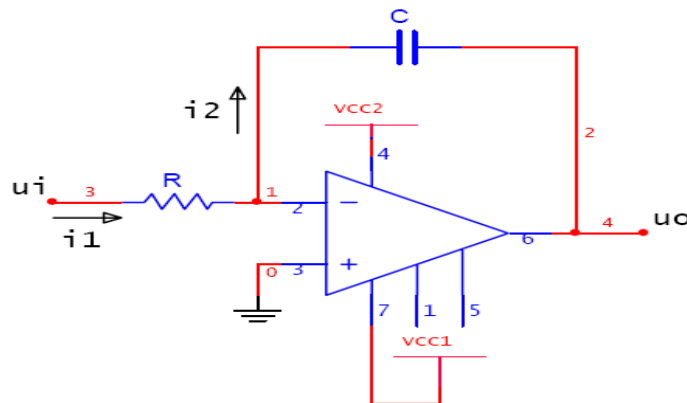
(i)

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 συχνοτικής απόκρισης. Το χαρακτηριστικό της κάθε καμπύλης είναι ο συντελεστής απόσβεσης (α) που δίνεται από το μαθηματικό τύπο

$$\alpha = 3 - A$$

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 $i_1 = \frac{u_1}{R}$

και $i_2 = \frac{dq}{dt}$, όπου $q = -Cu_0$

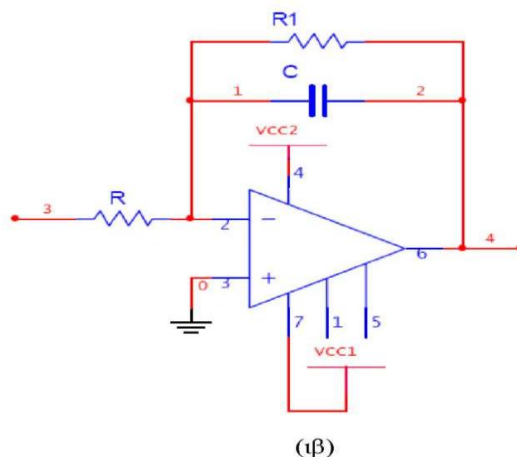
Θα έχουμε:

$$\frac{u_i}{R} = -C \cdot \frac{du_0}{dt} \Rightarrow u_0 = -\frac{1}{R \cdot C} \int u_i dt \quad (1)$$

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.

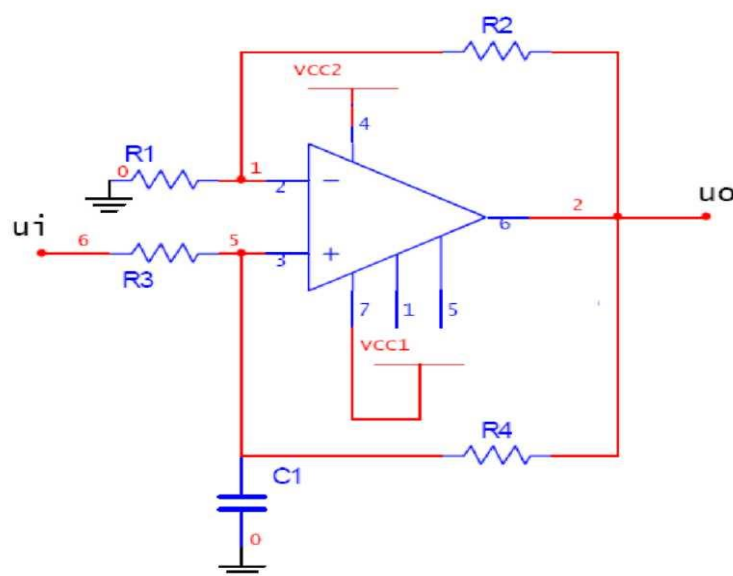
Η συνεχής αυτή συνιστώσα φορτίζει σιγά - σιγά τον πυκνωτή σε μια τάση. Το αποτέλεσμα είναι να φτάσει η έξοδος σχεδόν στο θετικό κόρο, αφού στο συνεχές ο πυκνωτής εμφανίζει άπειρη αντίσταση και έτσι η απολαβή του τελεστικού για τη συνεχή συνιστώσα μπορεί να πάρει πολύ μεγάλη τιμή. Το φαινόμενο αυτό μπορεί 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 συχνοτική συμπεριφορά του κυκλώματος, αφού σε χαμηλές συχνότητες όπου ο πυκνωτής παρουσιάζει πολύ 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.

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 (1γ).

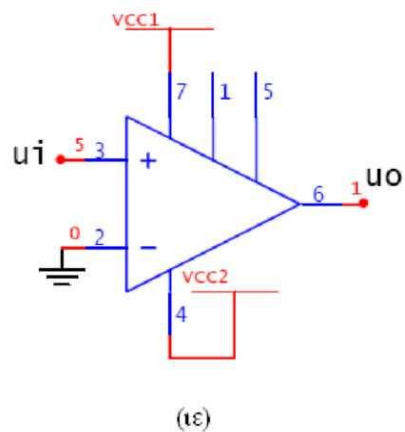
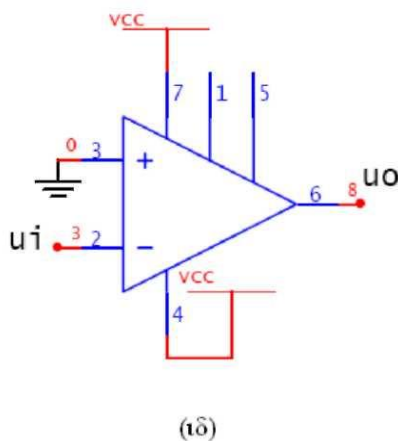


(1γ)

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).

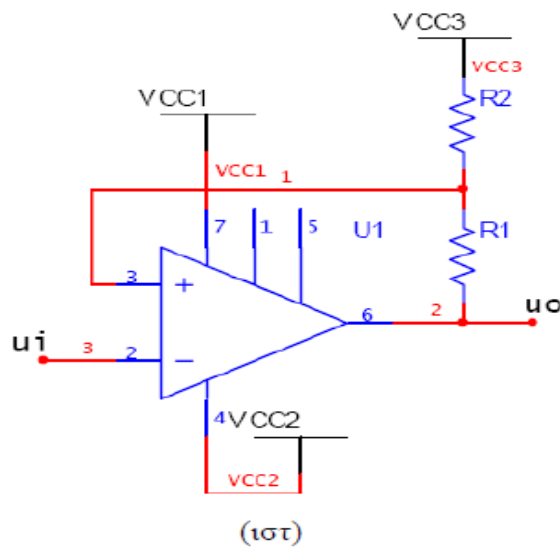
Και τα δύο κυκλώματα λειτουργούν συγκριτών τάσης πολύ καλά σε χαμηλές συχνότητες, σε υψηλές συχνότητες όμως παρουσιάζουν μια καθυστέρηση στη από τη μία κατάσταση κόρου στην άλλη. Η αλλαγή στην κατάσταση της εξόδου γίνεται σε λίγο μεγαλύτερη θετική ή αρνητική τάση δίνοντας την εντύπωση διαφοράς φάσης 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.



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_0) και της τάσης αναφοράς (V_{cc3}) μέσα από το διαιρέτη τάσης $R_1 - R_2$:

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

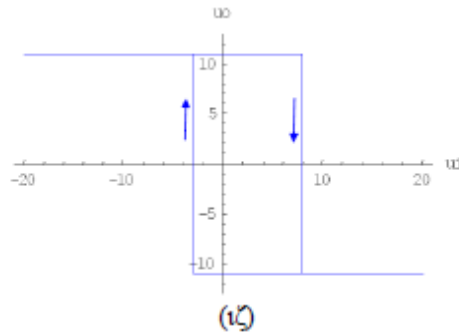


Μόλις η τάση εισόδου ξεπεράσει την τάση σύγκρισης (V_{refH}), το δυναμικό στην είσοδο αντιστροφής γίνεται μεγαλύτερο από το δυναμικό στην είσοδο μη αντιστροφής και η έξοδος περνάει στον αρνητικό κόρο. Η μεταβολή της εξόδου μεταβάλλει και την τάση σύγκρισης, αφού γίνεται η επαλληλία της τάσης του αρνητικού 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 (ιζ).



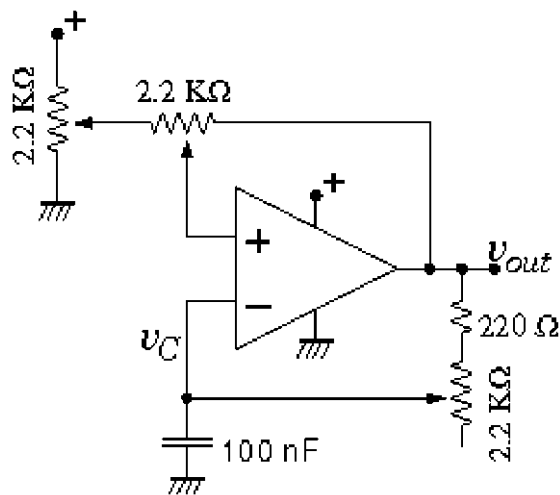
Ο βρόγχος που σχηματίζεται στη χαρακτηριστική εισόδου - εξόδου ονομάζεται βρόγχος υστέρησης. Η τιμή της τάσης αναφοράς (V_{cc3}) καθορίζει τη θέση του βρόγχου, ενώ ο διαιρέτης τάσης $R_1 - R_2$ καθορίζει το εύρος του βρόγχου, όπως άλλωστε είναι φανερό από τις σχέσεις (1) και (2).

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 (ιη).



(η)

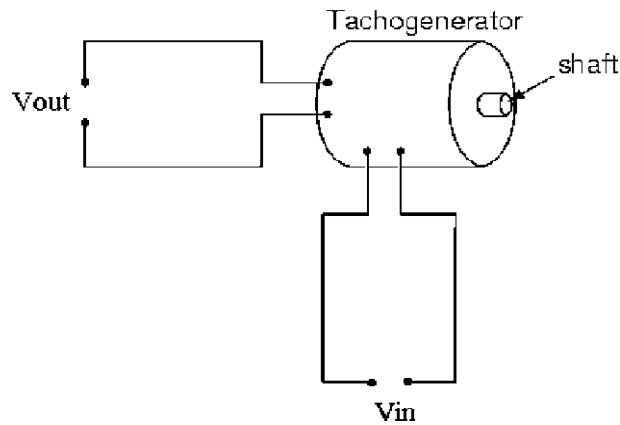
4.5 ΤΑΧΟΓΕΝΝΗΤΡΙΑ

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 τροφοδοτούμε την πρώτη περιέλιξη.

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

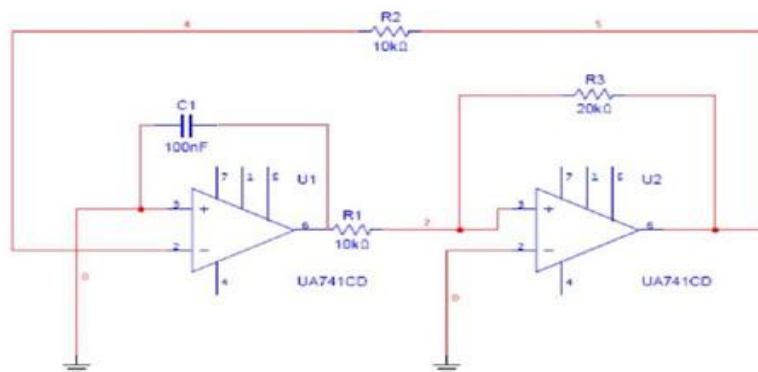


4.6 ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΠΡΟΣΕΓΓΙΣΗ ΤΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΤΟΥ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ Σ.Ρ./Σ.Ρ.

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).



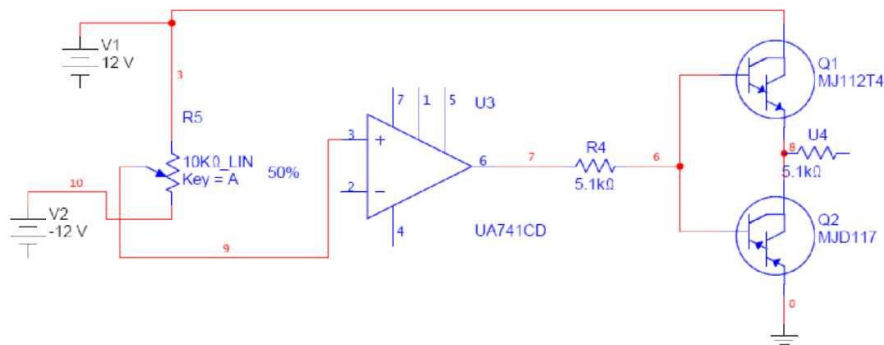
(α)

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 καθαρίζονται 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 C₁ 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 BDX33C NPN και ένα πάλι τύπου Darlington BDX34C PNP. Το τρανζίστορ BDX33C είναι πολωμένο ορθά και τροφοδοτείται με 12V τάση ενώ το BDX34C έχει γειωθεί. Κατά την θετική ημιπεριόδου του τετραγωνικού παλμού, άγει το τρανζίστορ BDX33C και το οποίο ενισχύει την θετική τιμή του τετραγωνικού παλμού. Ενώ στην αρνητική ημιπερίοδο άγει το τρανζίστορ BDX34C 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)

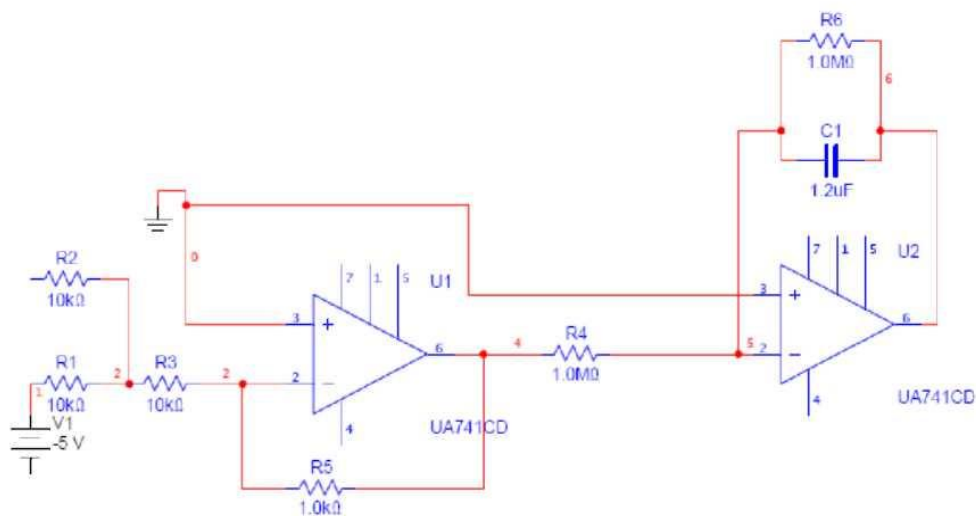
ΑΥΤΟΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ

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:

$$V_{ταχ} = K \cdot n$$

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).



(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:

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

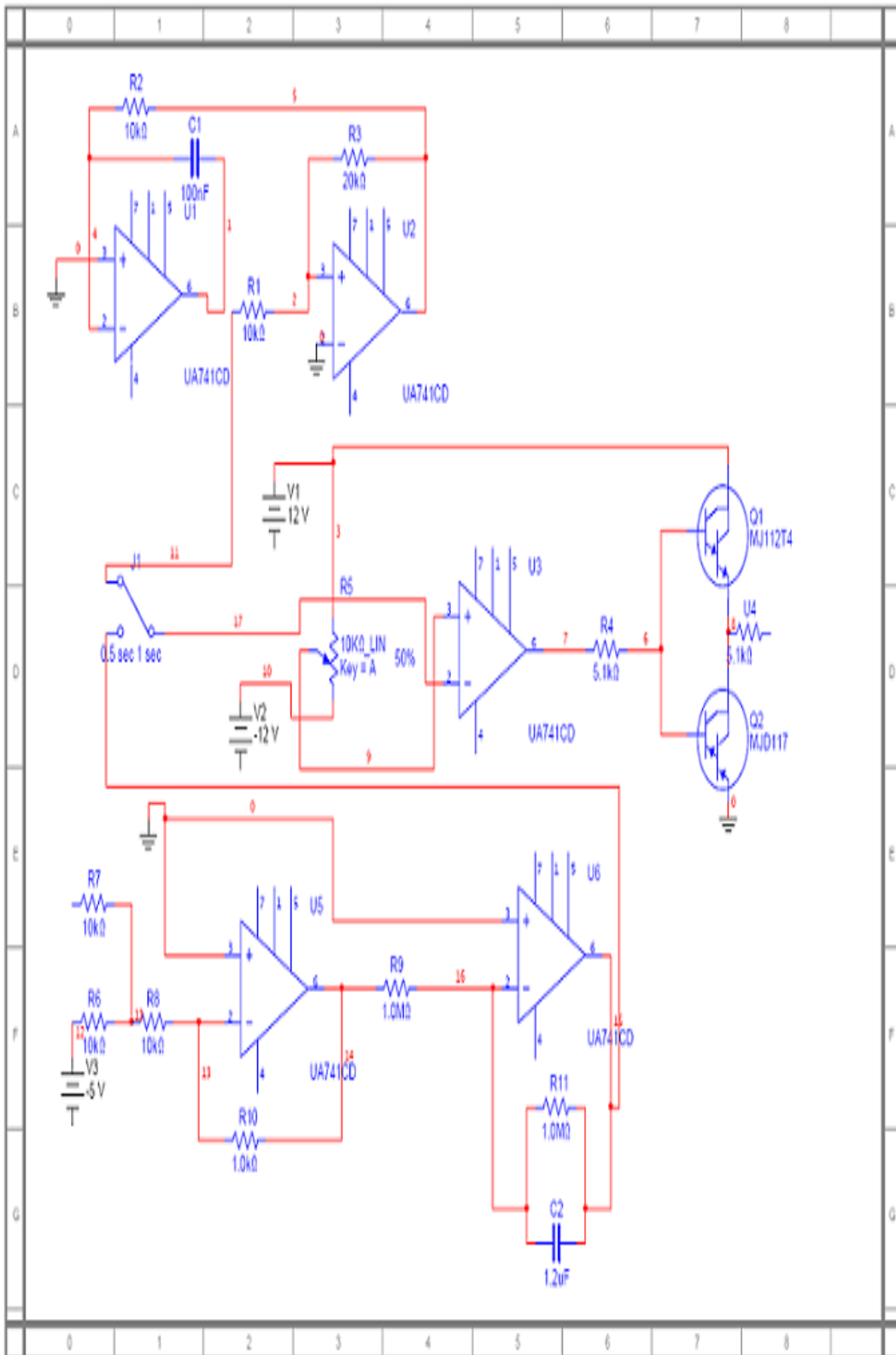
Η σταθερή τάση που έχουμε στην αναστρέφουσα είσοδο του αθροιστή είναι -5V και αντιστοιχεί από ότι βλέπουμε από την σχέση (1) στις ονομαστικές στροφές του κινητήρα . Επομένως για $n_{ov}=1500\text{rpm}$ θα έχουμε $t_{on}=t_{off}$. Αν μειωθούν οι στροφές του κινητήρα θα έχουμε αύξηση του χρόνου t_{on}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

Παρακάτω φαίνεται ολοκληρωμένο το κύκλωμα του ελέγχου που το οποίο θα κατασκευάσουμε:

ΚΥΚΛΩΜΑ ΕΛΕΓΧΟΥ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ Σ.Ρ./Σ.Ρ.



ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ

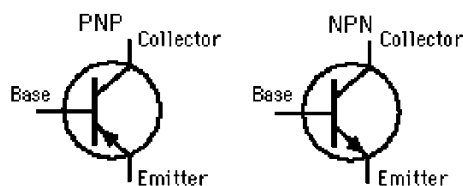
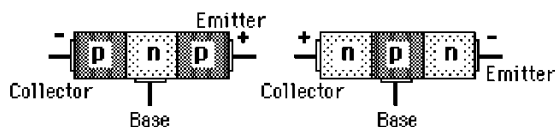
5.1 ΓΕΝΙΚΑ

Το πρώτο τρανζίστορ κατασκευάστηκε τον Δεκέμβριο του 1947 στα εργαστήρια της εταιρίας Bell Telephone στις Ηνωμένες Πολιτείες της Αμερικής, από τους Τζον Μπάρντιν, Γουόλτερ Μπάτεν και Γουίλιαμ Σόκλει, οι οποίοι και τιμήθηκαν το 1956 με το βραβείο Νόμπελ φυσικής.

Το τρανζίστορ είναι βασικά ένας ημιαγωγός πυριτίου ή γερμανίου. Είναι κάτι ανάλογο με την διόδο, αλλά η λειτουργία τους και οι επιδόσεις τους διαφέρουν. Το τρανζίστορ αποτελείται από τρία στρώματα ημιαγωγού σε αντίθεση με τις διόδους που έχουν δύο στρώσεις.

Υπάρχουν δύο τύποι τρανζίστορ: α) PNP και β) NPN. Το τρανζίστορ τύπου NPN αποτελείται από δύο στρώματα τύπου N (αρνητικό) που ανάμεσά τους υπάρχει ένα στρώμα τύπου P (θετικό), ενώ το τρανζίστορ τύπου PNP αποτελείται από δύο τύπου P και ανάμεσά τους ένα τύπου N.

Τα τρία στρώματα ονομάζονται: Εκπομπός (Emitter), Βάση (Base) και συλλέκτης (Collector). Αν συνδέσουμε τη μία από τις δύο ακραίες περιοχές, π.χ τον εκπομπό με ένα θετικό δυναμικό ως προς τη βάση (ορθή πόλωση), θα έχουμε ροή ρεύματος. Αν στην συνέχεια αποσυνδέσουμε τον εκπομπό και συνδέσουμε την άλλη περιοχή, τον συλλέκτη, με ένα αρνητικό προς την βάση (ανάστροφη πόλωση), θα έχουμε σχεδόν μηδενική ροή ρεύματος. Το ρεύμα κατωφλίου ορθής πόλωσης στην επαφή βάση - εκπομπός, είναι περίπου 0,7 V για το τρανζίστορ πυριτίου και 0,2 V για το τρανζίστορ γερμανίου.



5.2 ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΙΣΧΥΟΣ

ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Τα τρανζίστορ ισχύος έχουν κάποια ελεγχόμενα χαρακτηριστικά δηλαδή μπορούμε να ελέγξουμε την έναυση και την σβέση τους. Τα τρανζίστορς, που χρησιμοποιούνται σαν διακοπτικά στοιχεία, λειτουργούν στην περιοχή κορεσμού με αποτέλεσμα μικρή πτώση τάσης κατά την αγωγή. Η ταχύτητα διακοπής των μοντέρνων τρανζίστορς είναι πολύ μεγαλύτερη από εκείνη των θυρίστορς και έτσι χρησιμοποιούνται εκτεταμένα σε μετατροπείς ΣΡ-ΣΡ και ΣΡ-ΕΡ, επειδή προσφέρουν πιο καλή δυναμική απόκριση με αντιπαράλληλα συνδεδεμένες διόδους για την παροχή αμφίδρομης ροής ρεύματος. Όμως, οι προδιαγραφές ρεύματος και τάσης των τρανζίστορς είναι πολύ μικρότερες από εκείνες των θυρίστορς και έτσι τα τρανζίστορς χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές χαμηλής και μέσης ισχύος.

Τα τρανζίστορς ισχύος μπορούν να ταξινομηθούν σε τέσσερις κύριες κατηγορίες:

1. Τρανζίστορ διπολικής επαφής (Bipolar Junction Transistors -BJT)
2. Τρανζίστορ μετάλλου – οξειδίου - ημιαγωγού με επίδραση πεδίου (MOSFET)
3. Τρανζίστορ στατικής επαγωγής (Static Induction Transistors-SIT) ή (JFET)
4. Διπολικό τρανζίστορ μονωμένης πύλης (IGBT)

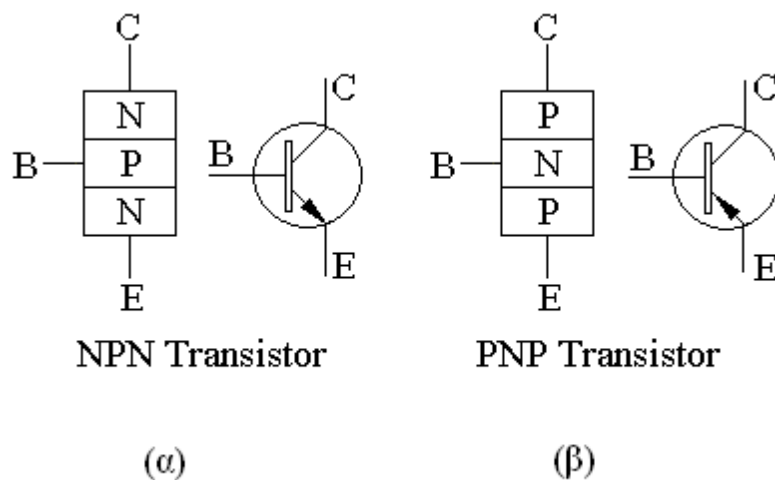
Τα τρανζίστορ και από τις παραπάνω τέσσερις κατηγορίες μπορούν να θεωρηθούν σαν ιδανικοί διακόπτες για να εξηγηθούν οι τεχνικές μετατροπής ισχύος. Ο διακόπτης τρανζίστορ είναι πολύ απλούστερος από έναν διακόπτη με εξαναγκασμένη μεταγωγή. Όμως η επιλογή ανάμεσα σε τρανζίστορ διπολικής επαφής (BJT) τρανζίστορ μετάλλου - οξειδίου (MOSFET) σε κυκλώματα μετατροπέων δεν είναι προφανής, αλλά οποιοδήποτε από αυτά μπορεί να αντικαταστήσει ένα θυρίστορ αν μπορεί να ικανοποιήσει τις προδιαγραφές ρεύματος και τάσης του μετατροπέα.

Τα πρακτικά τρανζίστορ διαφέρουν από τα ιδανικά στοιχεία. Τα τρανζίστορ έχουν ορισμένους περιορισμούς και περιορίζονται σε ορισμένες εφαρμογές. Τα χαρακτηριστικά και οι προδιαγραφές κάθε τύπου θα έπρεπε να εξετασθούν για να προσδιορισθεί η καταλληλότητά του σε μια ιδιαίτερη εφαρμογή.

Στις παρακάτω σελίδες ακολουθεί μια σύντομη περιγραφή για την κάθε κατηγορία τρανζίστορ ξεχωριστά.

5.3 ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΔΙΠΟΛΙΚΗΣ ΕΠΑΦΗΣ (BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS -BJT)

Ένα διπολικό τρανζίστορ σχηματίζεται με πρόσθεση μιας δεύτερης p ή n περιοχής σε μια δίοδο p n επαφής. Με δύο n περιοχές και μια p περιοχή σχηματίζονται δύο επαφές και το τρανζίστορ είναι γνωστό σαν PNP τρανζίστορ όπως φαίνεται στο σχήμα (α) Με δύο n περιοχές και μια p περιοχή σχηματίζονται δύο επαφές και τρανζίστορ είναι γνωστό σαν NPN τρανζίστορ όπως φαίνεται στο σχήμα (β). Οι τρεις ακροδέκτες ονομάζονται συλλέκτης (C), εκπομπός (E) και βάση (B).

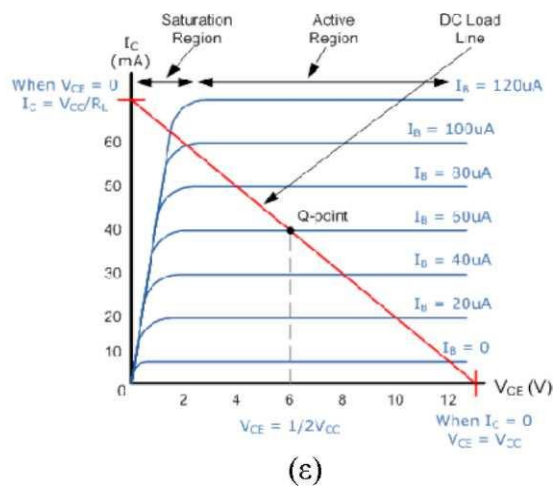
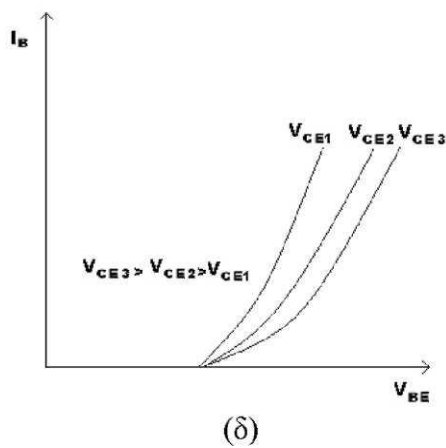
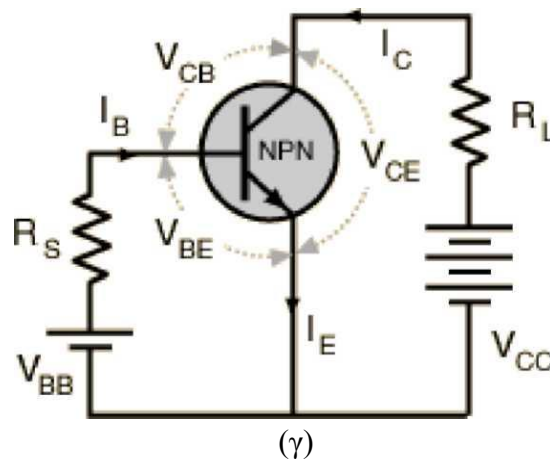


Χαρακτηριστικές μόνιμης κατάστασης

Αν και υπάρχουν τρεις διαφορετικές διατάξεις συνδεσμολογίας οι οποίες είναι:

1. κοινού συλλέκτη
2. κοινής βάσης
3. κοινού εκπομπού

Η διάταξη κοινού εκπομπού που φαίνεται στο σχήμα (γ) για ένα NPN τρανζίστορ, χρησιμοποιείται συνήθως σε διακοπτικές εφαρμογές. Η τυπική χαρακτηριστική εισόδου του ρεύματος βάσης I_B συναρτήσει της τάσης βάσης εκπομπού V_{BE} φαίνεται στο σχήμα (δ). Και στο σχήμα (ε) φαίνεται η τυπική χαρακτηριστική εξόδου του ρεύματος συλλέκτη I_C συναρτήσει της τάσης συλλέκτη - εκπομπού V_{CE} . Για ένα PNP τρανζίστορ, οι πολικότητες όλων των ρευμάτων και τάσεων αντιστρέφονται.



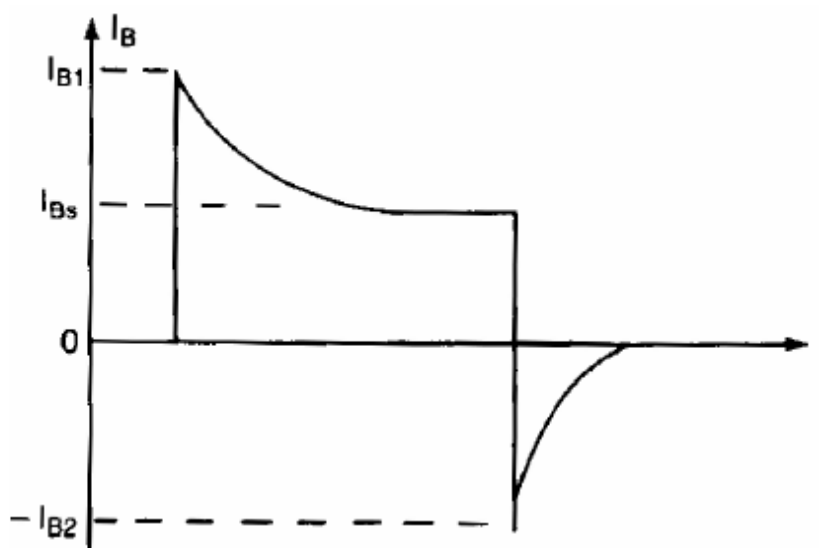
Υπάρχουν τρεις περιοχές λειτουργίας ενός τρανζίστορ: η αποκοπή, η ενεργός και ο κορεσμός. Στην περιοχή αποκοπής, το τρανζίστορ αποκόπτει και το ρεύμα βάσης δεν είναι αρκετό να το ανάψει και οι δύο επαφές είναι αντίστροφα πολωμένες. Στην ενεργό περιοχή, το τρανζίστορ ενεργεί σαν ενισχυτής, όπου το ρεύμα του συλλέκτη ενισχύεται κατά ένα ορισμένο κέρδος και η τάση συλλέκτη - εκπομπού μειώνεται με το ρεύμα βάσης. Στην περιοχή αυτή η επαφή συλλέκτη - βάσης είναι αντίστροφα πολωμένη ενώ η επαφή βάσης - εκπομπού είναι ορθά πολωμένη. Στην περιοχή κορεσμού, το ρεύμα βάσης είναι αρκετά υψηλό ώστε η τάση συλλέκτη - εκπομπού να είναι χαμηλή και το τρανζίστορ λειτουργεί σαν διακόπτης.

Έλεγχος Οδήγησης Βάσης

Η ταχύτητα διακοπής μπορεί να αυξηθεί μειώνοντας την διάρκεια των χρόνων έναυσης και σβέσης. Ο χρόνος έναυσης μπορεί να μειωθεί επιτρέποντας την μεγιστοποίηση του ρεύματος βάσης κατά την έναυση με αποτέλεσμα μειωμένο κέρδος ρεύματος στην εκκίνηση. Μετά την εκκίνηση το κέρδος μπορεί να αυξηθεί σε αρκετά υψηλή τιμή ώστε να διατηρήσει το τρανζίστορ σε κατάσταση κορεσμού. Ο χρόνος σβέσης μπορεί να μειωθεί με αντιστροφή του ρεύματος βάσης και μεγιστοποίησή του κατά την σβέση. Η αύξηση της τιμής του αντίστροφου ρεύματος βάσης μειώνει τον χρόνο αποθήκευσης. Μια τυπική χαρακτηριστική φαίνεται στο σχήμα (ζ).

Εκτός του σταθερού σχήματος του ρεύματος βάσης που φαίνεται στο σχήμα (ζ), το κέρδος ρεύματος μπορεί να ελέγχεται συνεχώς ώστε να προσαρμόζεται στις μεταβολές του ρεύματος συλλέκτη. Οι πιο κοινές τεχνικές που χρησιμοποιούνται για την βελτιστοποίηση της οδήγησης βάσης ενός τρανζίστορ είναι οι εξής:

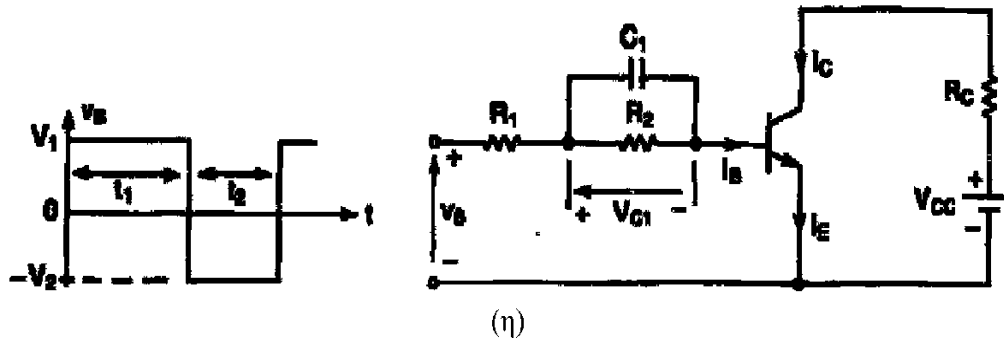
1. Έλεγχος έναυσης
2. Έλεγχος σβέσης
3. Αναλογικός έλεγχος βάσης
4. Έλεγχος αντικορεσμού



(ζ)

1. Έλεγχος έναυσης

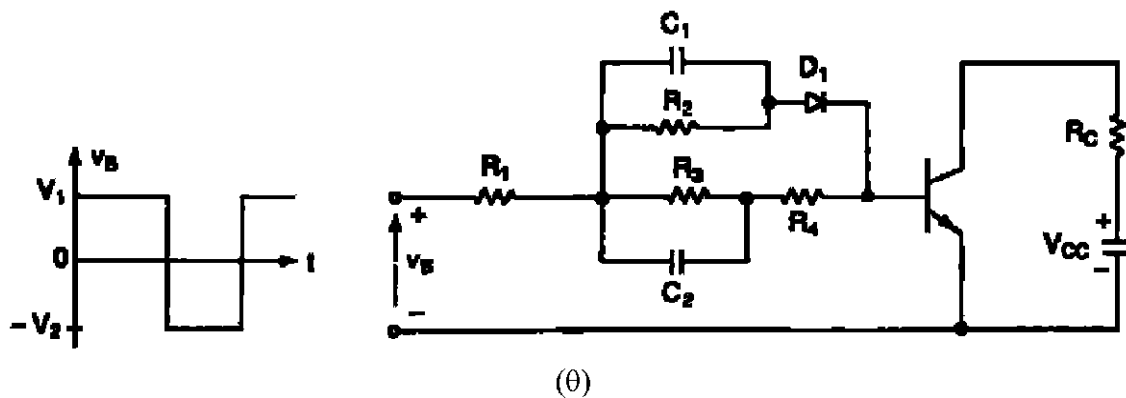
Η μεγιστοποίηση του ρεύματος βάσης του τρανζίστορ μπορεί να επιτευχθεί με το παρακάτω κύκλωμα σχήμα (η).



2. Έλεγχος σβέσης

Αν η τάση εισόδου του κυκλώματος στο σχήμα (η) μεταβληθεί σε $-V_2$ κατά την διάρκεια της σβέσης, τότε η τάση του πυκνωτή V_{C1} θα προστεθεί στην V_2 σαν αντίστροφη τάση κατά μήκος του τρανζίστορ. Έτσι θα υπάρχει μεγιστοποίηση ρεύματος βάσης κατά την διάρκεια της σβέσης. Καθώς ο πυκνωτής C_1 εκφορτίζεται, η αντίστροφη τάση θα μειωθεί σε μια τιμή μόνιμης κατάστασης V_2 . Αν χρειάζονται διαφορετικές χαρακτηριστικές έναυσης και σβέσης μπορεί να προστεθεί ένα κύκλωμα σβέσης (με τις C_2 , R_3 και R_4) όπως φαίνεται στο σχήμα (θ).

Η διάοδος D_1 του σχήματος (θ) απομονώνει το κύκλωμα ορθής οδήγησης από το κύκλωμα αντίστροφης οδήγησης κατά την διάρκεια της σβέσης.



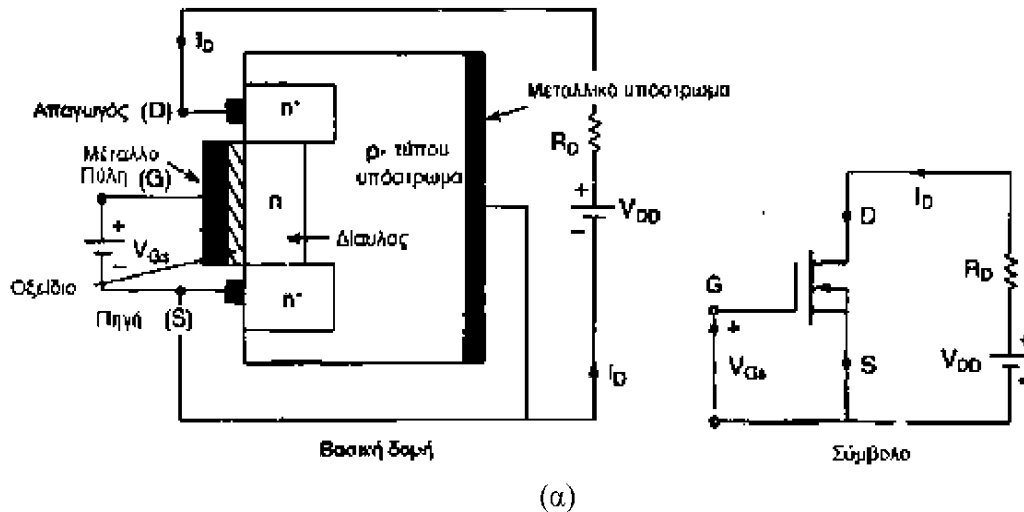
5.4 ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΜΕΤΑΛΛΟΥ ΟΞΕΙΔΙΟΥ ΗΜΙΑΓΩΓΟΥ ΜΕ ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΠΕΔΙΟΥ (MOSFET)

Το διπολικό τρανζίστορ επαφής (BJT) είναι ένα στοιχείο ελεγχόμενου ρεύματος και απαιτεί ρεύμα βάσης για ροή ρεύματος στον συλλέκτη. Αφού το ρεύμα συλλέκτη εξαρτάται από το ρεύμα βάσης, το κέρδος ρεύματος εξαρτάται σε υψηλό βαθμό από την θερμοκρασία επαφής.

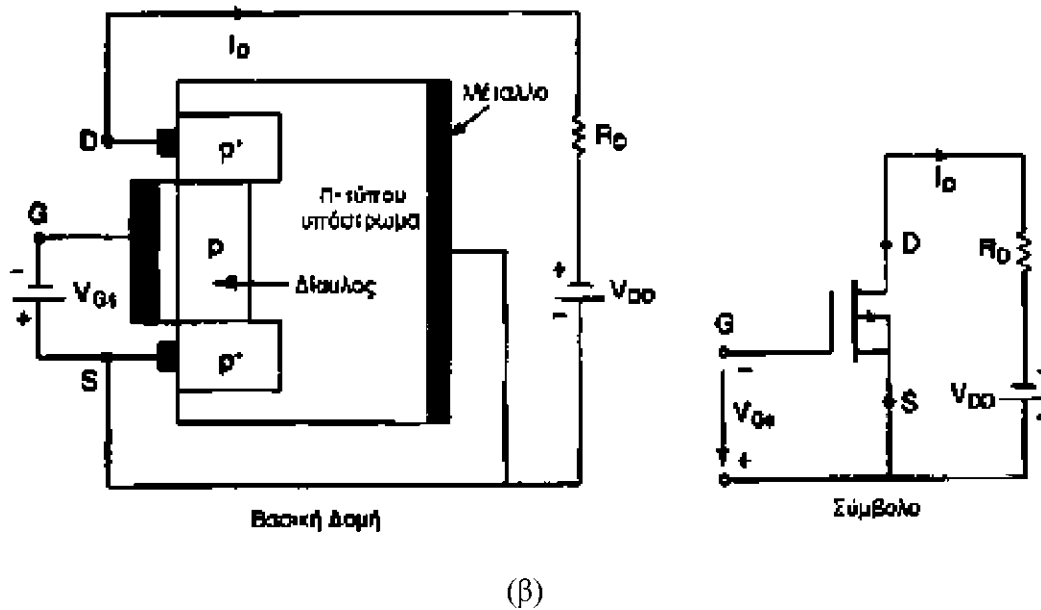
Το MOSFET ισχύος όμως είναι ένα στοιχείο ελεγχόμενης τάσης και απαιτεί μόνο ένα πολύ μικρό ρεύμα εισόδου. Η ταχύτητα διακοπής είναι πολύ υψηλή και οι χρόνοι διακοπής είναι της τάξης των nsec. Τα MOSFET ισχύος χρησιμοποιούνται όλο και περισσότερο σε μετατροπείς χαμηλής ισχύος και υψηλής συχνότητας. Τα MOSFET δεν έχουν τα προβλήματα της δευτερεύουσας κατάρρευσης όπως τα διπολικά τρανζίστορ BJT που περιγράψαμε παραπάνω. Όμως τα MOSFET έχουν προβλήματα ηλεκτροστατικής εκφόρτισης και χρειάζονται ιδιαίτερη προσοχή στον χειρισμό τους στον τρόπο τοποθέτησης τους. Επιπλέον, είναι σχετικά δύσκολο να προστατευθούν από σφάλματα βραχυκύκλωσης, αν και σήμερα κατασκευάζονται με ενσωματωμένη δίοδο ανάμεσα στην είσοδο της απαγωγής (drain) και την είσοδο της πηγής (source) και πάλι στην πράξη, ένα λάθος στην πολικότητα της εφαρμοζόμενης τάσης μπορεί να προκαλέσει καταστροφή του MOSFET ισχύος.

Τα MOSFET χωρίζονται σε δύο κατηγορίες τα τύπου κένωσης και τα τύπου ενίσχυσης.

Παρακάτω ακολουθεί ένα σχήμα (α) στο οποίο φαίνεται η βασική δομή ενός MOSFET n - διαύλου τύπου κένωσης καθώς το σύμβολο του MOSFET n - διαύλου τύπου κένωσης.



Στο επόμενο σχήμα που ακόλουθη (β) στο οποίο φαίνεται η βασική δομή ενός MOSFET θετικού διαύλου τύπου κένωσης καθώς και το σύμβολο του MOSFET θετικού διαύλου τύπου κένωσης.



MOSFET τύπου κένωσης

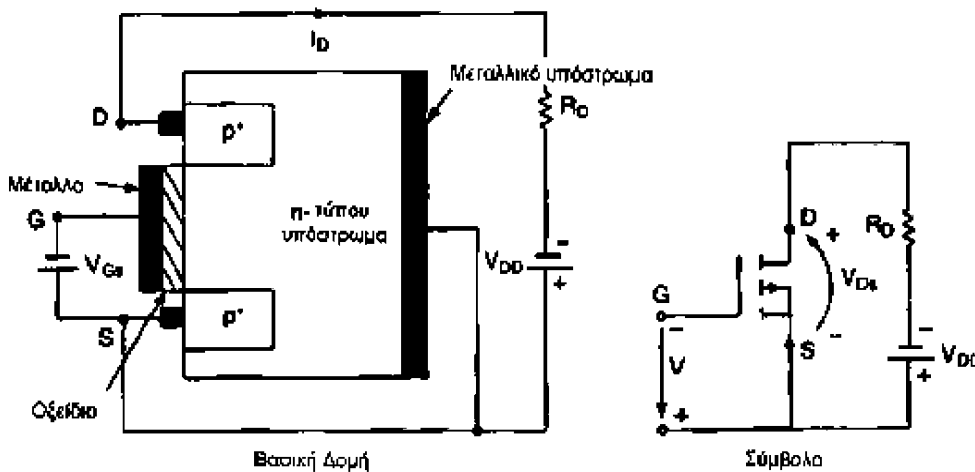
Ένα MOSFET τύπου κένωσης αρνητικού διαύλου ή n - διαύλου σχηματίζεται από ένα στρώμα πυριτίου p - τύπου, όπως φαίνεται στο σχήμα (α), με δύο ισχυρά εμποτισμένες περιοχές πυριτίου n + για συνδέσεις χαμηλής αντίστασης. Η πύλη απομονώνεται από τον διάυλο με λεπτό στρώμα οξειδίου. Οι τρεις ακροδέκτες

καλούνται Πύλη (Gate), Απαγωγός (Drain) και Πηγή (Source). Το στρώμα κανονικά συνδέεται με την πηγή. Η τάση πύλης - πηγής V_{GS} είναι είτε θετική ή αρνητική. Αν είναι αρνητική, κάποια από τα ηλεκτρόνια της περιοχής αρνητικού διαύλου απωθούνται και δημιουργείται μια περιοχή κένωσης κάτω από το στρώμα οξειδίου με αποτέλεσμα πιο στενό ενεργό διάυλο και αυξημένη αντίσταση μεταξύ απαγωγού και πηγής R_{DS} . Αν η V_{GS} γίνει αρκετά αρνητική, ο διάυλος αδειάζει εντελώς με αποτέλεσμα πολύ υψηλή τιμή αντίστασης R_{DS} και επομένως απουσία ροής ρεύματος από τον απαγωγό στην πηγή, $I_{DS} = 0$. Η τιμή της V_{GS} που συμβαίνει αυτό λέγεται τάση αποκοπής (pinch off voltage) V_p . Αν αφετέρου η V_{GS} γίνει θετική, ο διάυλος γίνεται ευρύτερος και το I_{DS} αυξάνει λόγω μείωσης της R_{DS} .

Στα MOSFET θετικού διαύλου οι πολικότητες των V_{DS} , I_{DS} και V_{GS} αντιστρέφονται.

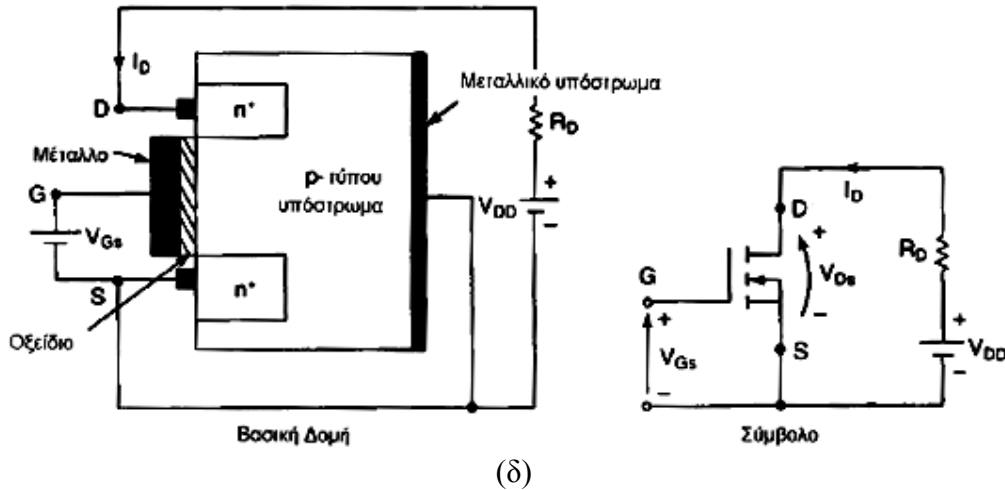
MOSFET τύπου ενίσχυσης

Όπως και στα MOSFET κένωσης έτσι και στα MOSFET ενίσχυσης έχουμε δυο ειδών τα MOSFET θετικού διαύλου ενίσχυσης και τα MOSFET αρνητικού διαύλου ενίσχυσης. Στο σχήμα (γ) που στο οποίο φαίνεται η βασική δομή ενός MOSFET θετικού διαύλου τύπου ενίσχυσης καθώς και το σύμβολο του MOSFET θετικού διαύλου τύπου ενίσχυσης.



(γ)

Στο σχήμα (δ) που στο οποίο φαίνεται η βασική δομή ενός MOSFET αρνητικού διαύλου τύπου ενίσχυσης καθώς και το σύμβολο του MOSFET αρνητικού διαύλου τύπου ενίσχυσης.



Το MOSFET ενίσχυσης αρνητικού διαύλου δεν έχει φυσικό διάυλο όπως φαίνεται στο σχήμα (δ). Αν η τάση V_{GS} είναι θετική, μια επαγόμενη τάση θα έλκει τα ηλεκτρόνια από το p - στρώμα και θα τα συσσωρεύει στην επιφάνεια κάτω από το στρώμα οξειδίου. Αν η τάση V_{GS} είναι μεγαλύτερη ή ίση με μια τιμή που είναι γνωστή σαν τάση κατωφλίου (threshold voltage) V_T , ικανός αριθμός ηλεκτρονίων συσσωρεύεται για να σχηματίσει ένα πλασματικό αρνητικό διάυλο και το ρεύμα ρέει από τον απαγωγό (Drain) προς την πηγή (Source). Οι πολικότητες των V_{DS} , I_{DS} και V_{GS} αντιστρέφονται για τα MOSFET θετικού διαύλου τύπου ενίσχυσης.

Χαρακτηριστικές μόνιμης κατάστασης

Τα MOSFET είναι στοιχεία ελεγχόμενα από τάση και έχουν μια πολύ υψηλή αντίσταση εισόδου. Η πύλη (Gate) απορροφά ένα πολύ μικρό ρεύμα διαρροής της τάξης των nA. Το κέρδος ρεύματος, που είναι ο λόγος του ρεύματος απαγωγού (Drain) I_D προς το ρεύμα εισόδου πύλης (Gate) I_G είναι τυπικά της τάξης του 10^9 . Όμως, το κέρδος ρεύματος δεν είναι σημαντική παράμετρος. Η διαγωγιμότητα (transconductance), που είναι ο λόγος του ρεύματος απαγωγού (Drain) προς την τάση

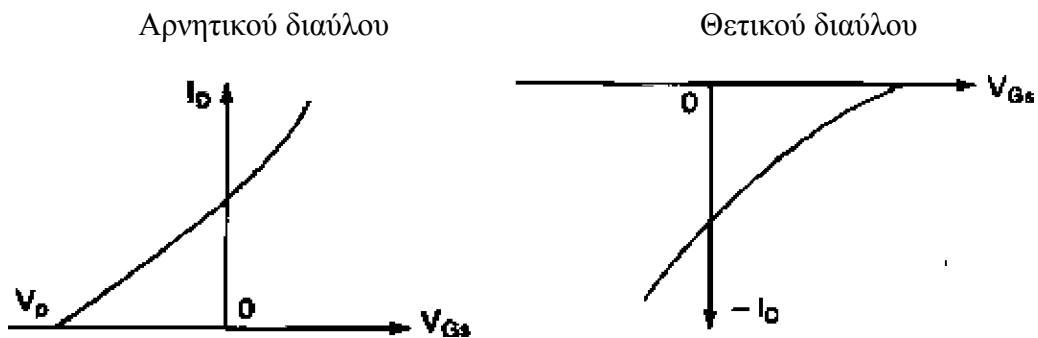
πύλης (Gate), ορίζει τις χαρακτηριστικές μεταφοράς και είναι πολύ σημαντική παράμετρος.

Οι χαρακτηριστικές μεταφοράς των MOSFET αρνητικού και θετικού διαύλου φαίνονται στο σχήμα (ε). Στο σχήμα (στ) φαίνονται οι χαρακτηριστικές εξόδου ενός MOSFET ενίσχυσης αρνητικού διαύλου. Υπάρχουν τρεις περιοχές λειτουργίας:

- (1) περιοχή αποκοπής όπου $V_{GS} \leq V_T$.
- (2) περιοχή κορεσμού όπου $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$
- (3) γραμμική περιοχή όπου $V_{DS} \leq V_{GS} - V_T$.

Ο κορεσμός (pinch-off) συμβαίνει σε $V_{DS} = V_{GS} - V_T$. Στην γραμμική περιοχή, το ρεύμα απαγωγού (Drain), I_D μεταβάλλεται ανάλογα προς την τάση απαγωγού (Drain) - πηγής (Source) V_{DS} . Λόγω του υψηλού ρεύματος απαγωγού (Drain) και της χαμηλής τάσης απαγωγού (Drain), τα MOSFET λειτουργούν στην γραμμική περιοχή όταν λειτουργούν σαν διακόπτες. Στην περιοχή κορεσμού, το ρεύμα απαγωγού (Drain) παραμένει σχεδόν σταθερό για οποιαδήποτε αύξηση στην τιμή της V_{DS} και τα τρανζίστορς χρησιμοποιούνται στην περιοχή αυτή για ενίσχυση τάσης. Πρέπει να σημειωθεί ότι ο κορεσμός έχει την αντίθετη έννοια από εκείνη των διπολικών τρανζίστορς.

Το μοντέλο μόνιμης κατάστασης, που είναι το ίδιο και για τους δύο τύπους MOSFET φαίνεται στο σχήμα (ζ).



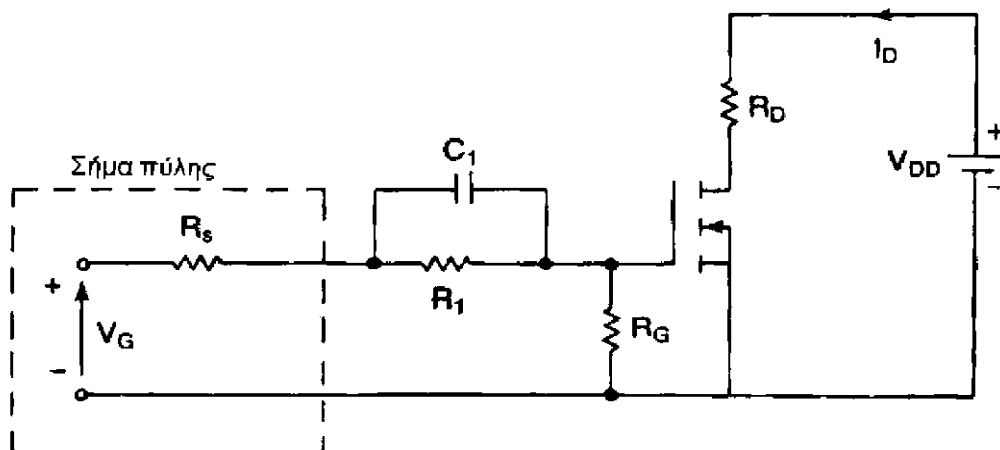
MOSFET κένωσης

Για τα MOSFET κένωσης η τάση πύλης (Gate) ή εισόδου θα μπορούσε να είναι θετική ή αρνητική. Αλλά τα MOSFET ενίσχυσης αποκρίνονται μόνο σε θετική τάση πύλης. Τα MOSFET ισχύος γενικά είναι τύπου ενίσχυσης. Όμως τα MOSFET κένωσης θα πλεονεκτούσαν και θα απλοποιούσαν την λογική σχεδίαση σε μερικές εφαρμογές.

Στην συνέχεια θα αναλυθούν μόνο τα χαρακτηριστικά των MOSFET ενίσχυσης τα οποία στην πράξη χρησιμοποιούνται περισσότερο.

Οδήγηση πύλης

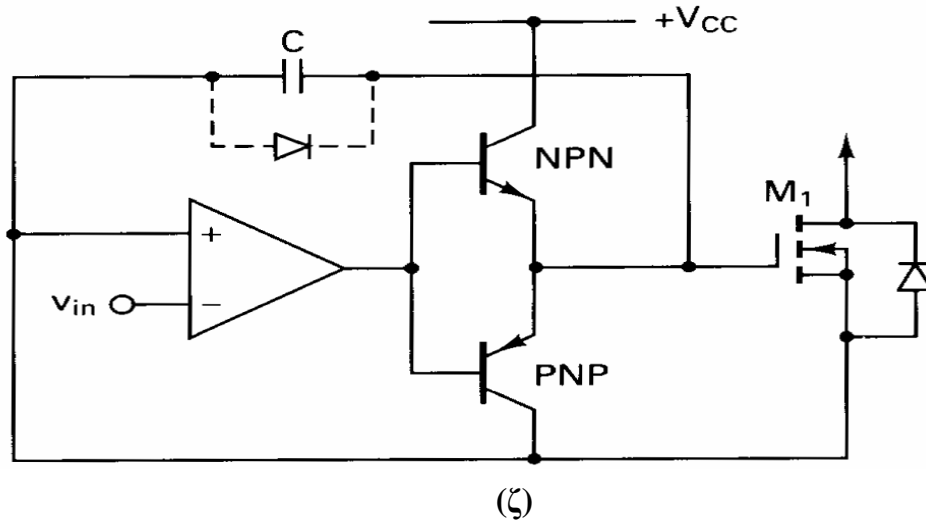
Ο χρόνος έναυσης ενός MOSFET εξαρτάται από τον χρόνο φόρτισης της χωρητικότητας εισόδου ή πύλης. Ο χρόνος έναυσης μπορεί να μειωθεί συνδέοντας ένα κύκλωμα RC όπως φαίνεται στο σχήμα (η) για να φορτίζεται ταχύτερα η χωρητικότητα πύλης.



(η)

Για να πετύχουμε ταχύτητες διακοπής της τάξης των 100 ns ή και μικρότερες, το κύκλωμα οδήγησης πύλης, θα πρέπει να έχει χαμηλή αντίσταση εξόδου και ικανότητα να χειρίζεται σχετικά υψηλά ρεύματα. Μια κατάλληλη διάταξη φαίνεται στο σχήμα (ζ). Τα τρανζίστορς PNP και NPN ενεργούν σαν ακολουθητές εκπομπού και προσφέρουν χαμηλή αντίσταση εξόδου. Αυτά τα τρανζίστορς λειτουργούν στην γραμμική περιοχή μάλλον παρά σε κορεσμό και έτσι ελαχιστοποιούν τον χρόνο καθυστέρησης. Το σήμα πύλης για το MOSFET ισχύος μπορεί να παραχθεί με ένα τελεστικό ενισχυτή. Η ανατροφοδότηση μέσω του πυκνωτή C ρυθμίζει τον ρυθμό

ανόδου και πτώσης της τάσης πύλης, ελέγχοντας έτσι τον ρυθμό ανόδου και πτώσης του ρεύματος απαγωγού (drain) του MOSFET. Μιά δίοδος κατά μήκος του πυκνωτή C επιτρέπει στην τάση πύλης να μεταβάλλεται γρήγορα μόνο σε μια κατεύθυνση.

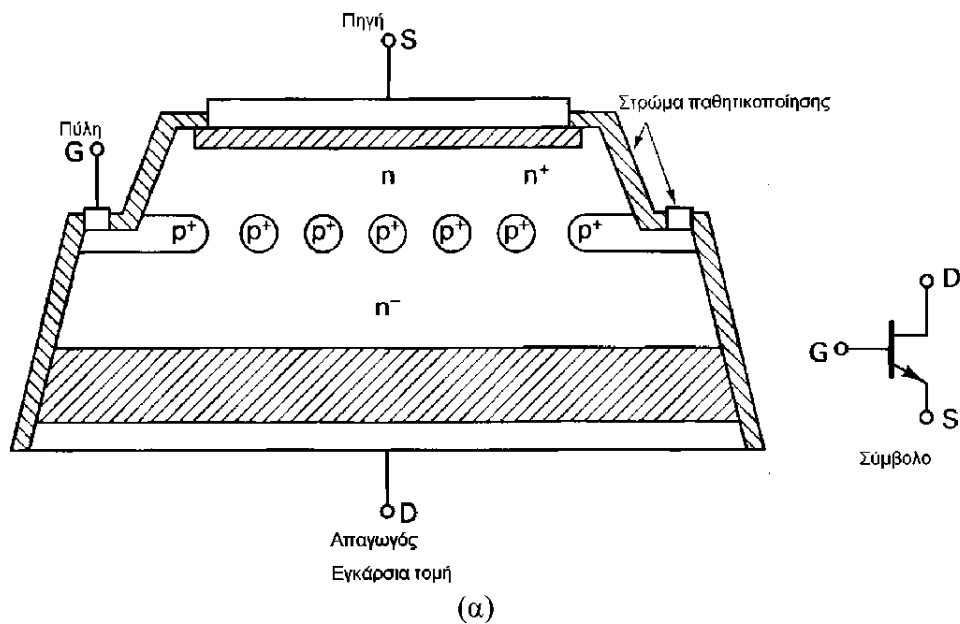


5.5 ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΣΤΑΤΙΚΗΣ ΕΠΑΓΩΓΗΣ (STATIC INDUCTION TRANSISTOR - SIT) ή (JFET)

Το τρανζίστορ SIT είναι ένα στοιχείο υψηλής ισχύος και υψηλής συχνότητας. Είναι ουσιαστικά η έκδοση στερεάς κατάστασης της τριοδικής λυχνίας κενού. Η διαγραμματική τομή και το σύμβολό του φαίνονται στο σχήμα (α). Είναι ένα στοιχείο με κάθετη δομή και μικρού μήκους πολυδιαύλους. Έτσι δεν υπόκειται σε περιορισμό επιφάνειας και είναι κατάλληλο για λειτουργία υψηλής ταχύτητας και υψηλής ισχύος. Τα ηλεκτρόδια πύλης είναι τοποθετημένα μέσα στον απαγωγό (drain) και τα n - στρώματα πηγής.

Το τρανζίστορ SIT είναι ίδιο με το JFET εκτός της κάθετης και ενσωματωμένης δομής, η οποία δίνει μικρότερη αντίσταση διαύλου και προκαλεί μικρότερη πτώση τάσης. Το τρανζίστορ SIT έχει μικρό μήκος διαύλου, χαμηλής αντίστασης σειράς πύλης, χαμηλή χωρητικότητα πύλης - πηγής και μικρή θερμική αντίσταση. Έχει ικανότητα χειρισμού υψηλής ισχύος σε ακουστικές συχνότητες με χαμηλό θόρυβο και χαμηλή παραμόρφωση. Οι χρόνοι έναυσης και σβέσης είναι πολύ μικροί, τυπικά 0.25 μs.

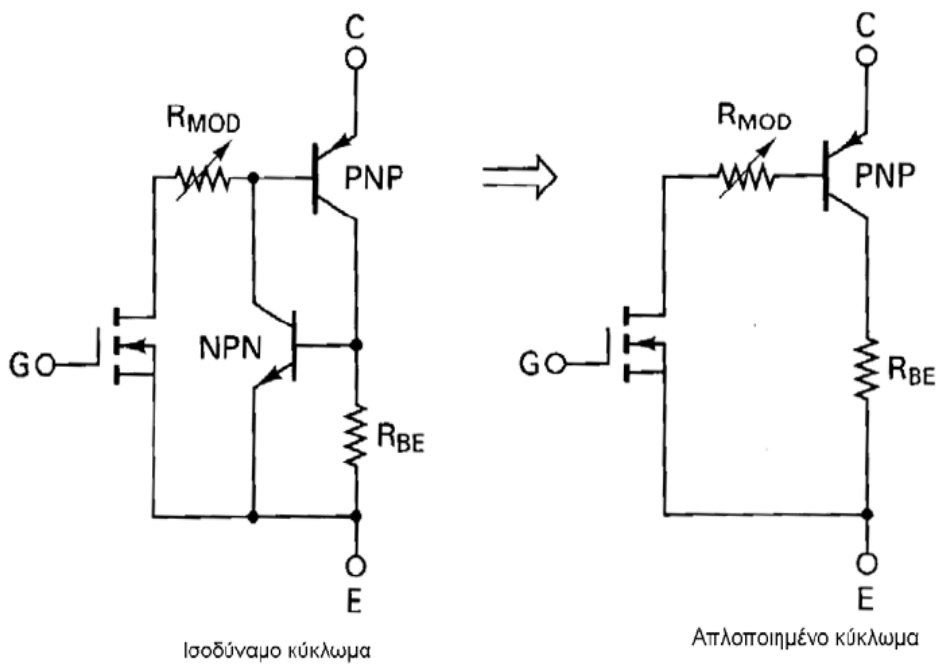
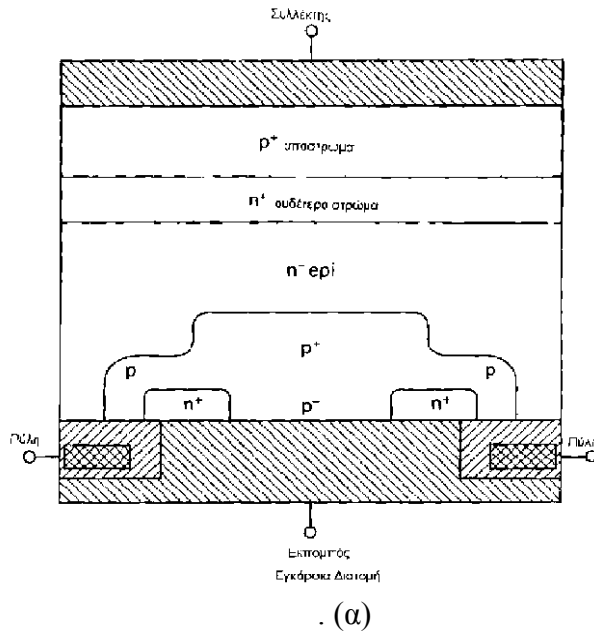
Η πτώση τάσης κατά την αγωγή είναι υψηλή, τυπικά 90V για στοιχείο 180A και 18V για στοιχείο 18A. Το τρανζίστορ SIT είναι κανονικά μια συσκευής αγωγής και μια αρνητική τάση πύλης την οδηγεί σε αποκοπή. Η χαρακτηριστική αγωγής και η υψηλή πτώση τάσης κατά την αγωγή περιορίζουν τις εφαρμογές της στην μετατροπή ισχύος. Οι ονομαστικές τιμές φθάνουν τα 300A, 1200V και η συχνότητα λειτουργίας τα 100KHz.



5.6 ΔΙΠΟΛΙΚΟ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΜΟΝΩΜΕΝΗΣ ΠΥΛΗΣ (IGBT)

Το τρανζίστορ IGBT συνδυάζει τα πλεονεκτήματα των BJT και MOSFET. Έχει υψηλή αντίσταση εισόδου όπως τα MOSFET και χαμηλές απώλειες αγωγής όπως τα BJT. Με την σχεδίαση των ημιαγωγικών τσιπ η ισοδύναμη αντίσταση απαγωγού - πηγής R_{DS} ελέγχεται να συμπεριφέρεται όπως εκείνη ενός BJT.

Στο σχήμα (α) παρακάτω βλέπουμε το τρανζίστορ IGBT σε εγκάρσια τομή, το ισοδύναμο κύκλωμα και το απλοποιημένο κύκλωμα



Η απόδοση ενός τρανζίστορ IGBT είναι πιο κοντά σε εκείνη ενός BJT παρά ενός MOSFET. Αυτό οφείλεται στο p^+ υπόστρωμα που είναι υπεύθυνο για την έγχυση φορέων μειονότητας στην n περιοχή.

Το τρανζίστορ IGBT είναι ένα στοιχείο που ελέγχεται από τάση, όμοιο με το MOSFET. Έχει μικρότερες διακοπτικές απώλειες και απώλειες αγωγής ενώ έχει και πολλά από τα επιθυμητά χαρακτηριστικά των MOSFET όπως η ευκολία οδήγησης

πύλης, ο χειρισμός του μέγιστου ρεύματος και η στιβαρότητα. Το τρανζίστορ IGBT είναι ταχύτερο από το BJT αλλά δεν φθάνει την ταχύτητα του MOSFET.

Οι προδιαγραφές ενός απλού IGBT φθάνουν τα 400A, 1200V και η συχνότητα διακοπής τα 20KHz. Τα IGBT βρίσκουν αυξανόμενες εφαρμογές σε μέσης ισχύς (κινητήρια συστήματα συνεχούς και εναλλασσομένου ρεύματος, τροφοδοτικά, ηλεκτρονόμους κλπ).

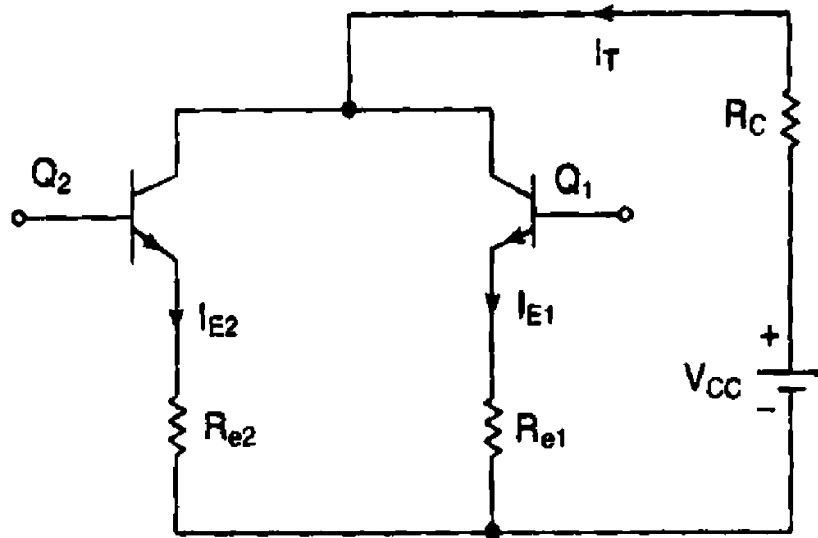
5.7 ΤΡΟΠΟΙ ΣΥΝΔΕΣΗΣ ΤΩΝ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ, ΟΔΗΓΗΣΗ, ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ

5.7.1 ΠΑΡΑΛΛΗΛΗ ΚΑΙ ΣΕΙΡΙΑΚΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ

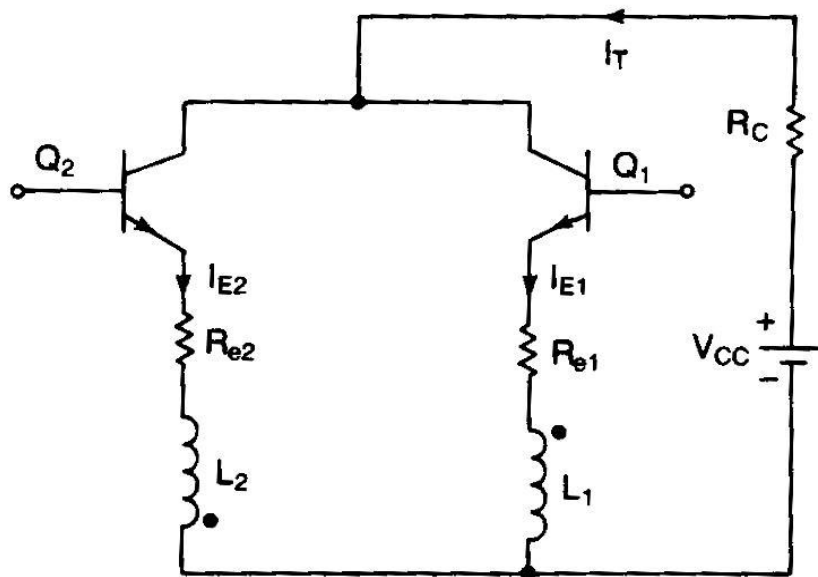
Τα τρανζίστορς μπορούν να λειτουργούν σε σειρά για να αυξάνουν την ικανότητα χειρισμού τάσης. Είναι πολύ σημαντικό τα σε σειρά συνδεδεμένα τρανζίστορ να ανάβουν και να σβήνουν ταυτόχρονα. Διαφορετικά, το πιο αργό στοιχείο κατά την έναυση και το ταχύτερο κατά την σβέση θα υπόκεινται στην πλήρη τάση του κυκλώματος συλλέκτη - εκπομπού (ή απαγωγού - πηγής) και αυτά τα στοιχεία μπορεί να καταστραφούν λόγω υψηλής τάσης. Τα στοιχεία πρέπει να ταιριάζουν ως προς το κέρδος, την διαγωγιμότητα, την τάση κατωφλίου, την τάση αγωγής και τους χρόνους έναυσης και σβέσης. Ακόμα και τα χαρακτηριστικά οδήγησης πύλης πρέπει να είναι τα ίδια. Τα δίκτυα κατανομής τάσης που θα χρησιμοποιηθούν πρέπει να είναι ίδια με τις διόδους.

Τα τρανζίστορς συνδέονται παράλληλα αν ένα στοιχείο δεν μπορεί να χειρισθεί το ρεύμα φορτίου. Για ισοκατανομή ρεύματος τα τρανζίστορς πρέπει να ταιριάζουν ως προς το κέρδος, την διαγωγιμότητα, την τάση κορεσμού και τους χρόνους έναυσης και σβέσης. Στην πράξη είναι αδύνατο να τηρηθούν όλες αυτές οι απαιτήσεις. Μια λογική ισοκατανομή ρεύματος (45 ως 55% με δύο τρανζίστορ) μπορεί να ληφθεί με σύνδεση αντιστάσεων σε σειρά με τον ακροδέκτη εκπομπού (ή πηγής) όπως φαίνεται στο σχήμα (α). Οι αντιστάσεις του σχήματος (α) θα βοηθήσουν την κατανομή ρεύματος σε συνθήκες μόνιμης κατάστασης. Η ισοκατανομή ρεύματος σε μεταβατικές συνθήκες μπορεί να επιτευχθεί με την σύνδεση συζευγμένων πηνίων όπως φαίνεται στο σχήμα (β). Αν το ρεύμα στο τρανζίστορ Q_1 αυξάνει, η $L(di/dt)$ κατά μήκος της L_1 αυξάνει και μια αντίστοιχη τάση αντίθετης πολικότητας επάγεται

κατά μήκος της επαγωγής L_2 . Το αποτέλεσμα είναι ένας δρόμος χαμηλής αντίστασης και το ρεύμα εκτρέπεται στο Q_2 . Οι επαγωγές δημιουργούν αιχμές τάσης και μπορεί να είναι δαπανηρές και ογκώδεις, ιδιαίτερα σε μεγάλα ρεύματα.



(α)



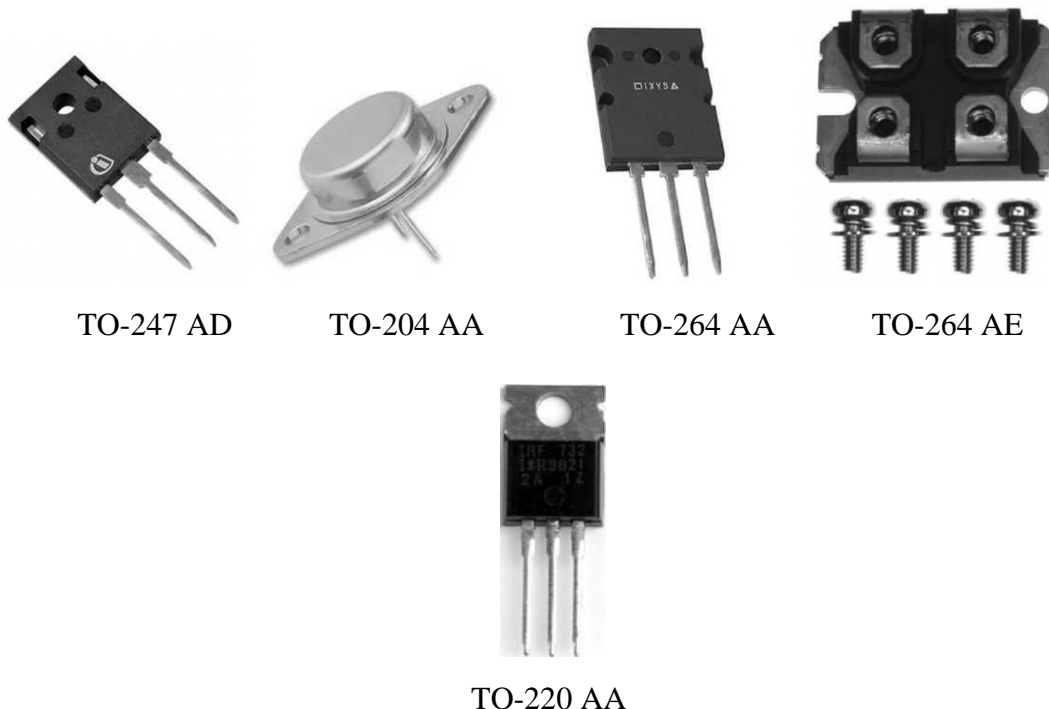
(β)

Τα τρανζίστορ BJT έχουν αρνητικό συντελεστή θερμοκρασίας. Κατά την κατανομή ρεύματος, αν ένα τρανζίστορ BJT φέρει μεγαλύτερο ρεύμα η αντίσταση αγωγής μειώνεται και το ρεύμα του αυξάνει περισσότερο ενώ τα τρανζίστορ MOSFET έχουν θετικό συντελεστή θερμοκρασίας και η παράλληλη λειτουργία είναι σχετικά εύκολη. Το τρανζίστορ MOSFET που αρχικά φέρει υψηλότερο ρεύμα θερμαίνεται ταχύτερα, η αντίσταση αγωγής του αυξάνει και έτσι εκτρέπει ρεύμα στα

άλλα στοιχεία. Τα IGBT χρειάζονται ιδιαίτερη προσοχή για να ταιριάζουν οι χαρακτηριστικές λόγω των μεταβολών των θερμοκρασιακών συντελεστών με το ρεύμα του συλλέκτη.

5.8 ΕΙΚΟΝΕΣ ΑΠΟ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΚΑΙ ΚΥΚΛΩΜΑ ΙΣΧΥΟΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ Σ.Ρ./Σ.Ρ.

Τα τρανζίστορ ισχύος σήμερα μπορούμε να τα βρούμε με την μορφή που φαίνεται παρακάτω στα σχήματα και ταξινομούνται ανάλογα με το μέγεθος τους και ο τύπος τους μας βοηθάει και στην επιλογή της κατάλληλης ψήκτρας.



Για τον μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. που θέλουμε να κατασκευάσουμε επιλέξαμε σύμφωνα με τις τιμές της τάσης και του ρεύματος που θέλουμε να ελέγξουμε το MOSFET N-CHANNEL POWER MOSFET SSH10N90A οι τιμές της τάσης και του ρεύματος που μπορεί να διαχειριστεί το συγκεκριμένο MOSFET είναι:

$$V_{DSS} = 900 \text{ V}$$

$$I_{D25} = 10 \text{ A}$$

$$R_{DS(on)} = 1,2 \Omega$$

$$T_{\Gamma\Gamma} = 690 \text{ ns}$$

Παρακάτω ακολουθούν διάφορες χαρακτηριστικές για το MOSFET που επιλέξαμε και κάποιες χαρακτηριστικές τιμές για βασικά μεγέθη καθώς και το σχήμα του μαζί με τις διαστάσεις του.

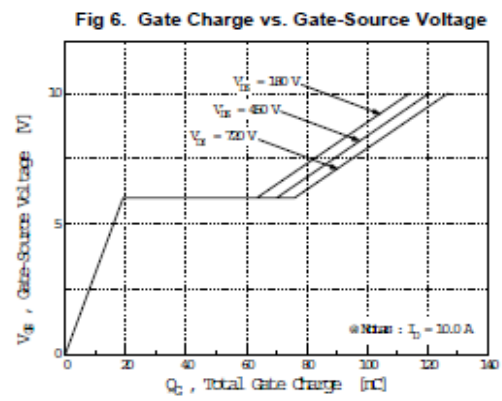
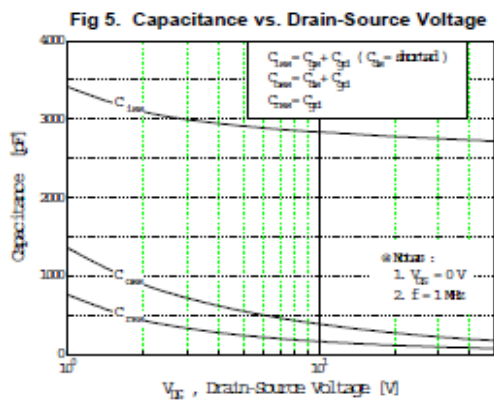
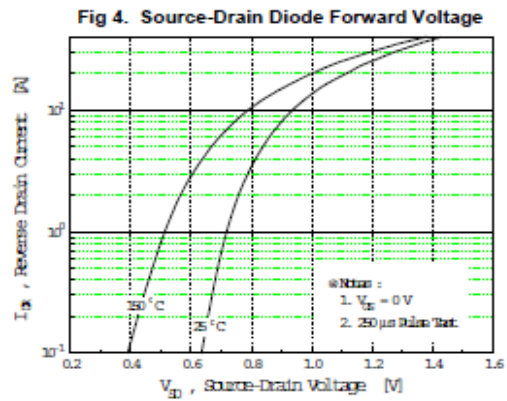
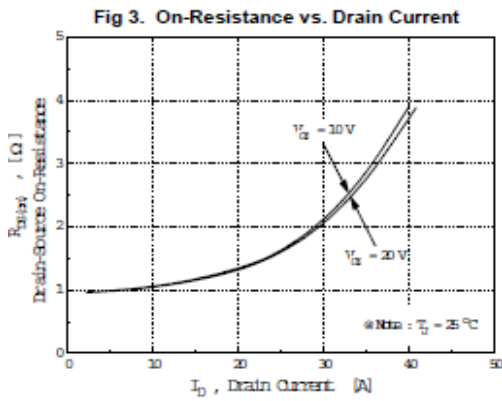
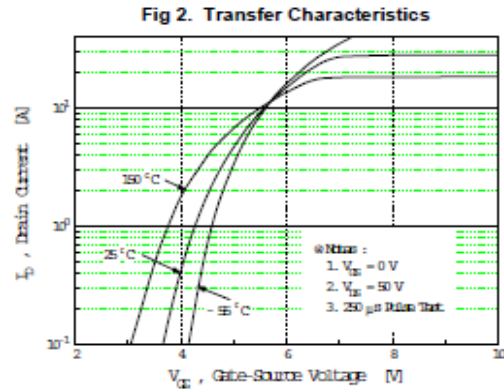
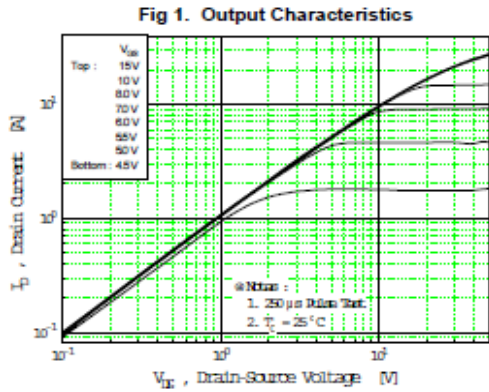


Fig 7. Breakdown Voltage vs. Temperature

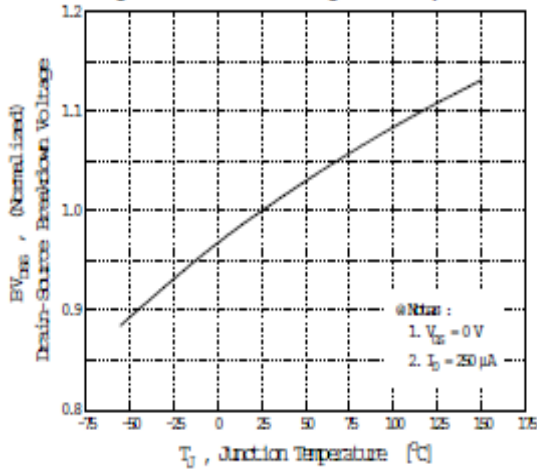


Fig 8. On-Resistance vs. Temperature

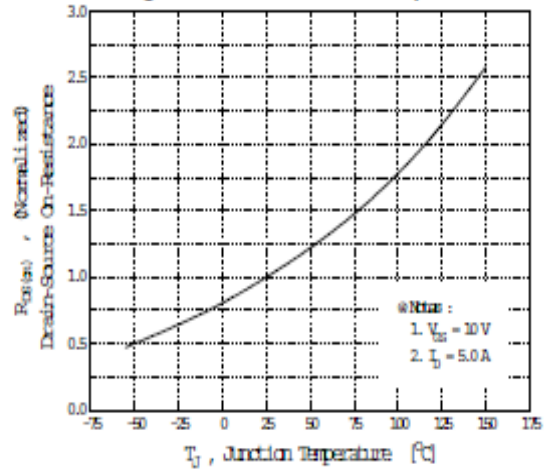


Fig 9. Max. Safe Operating Area

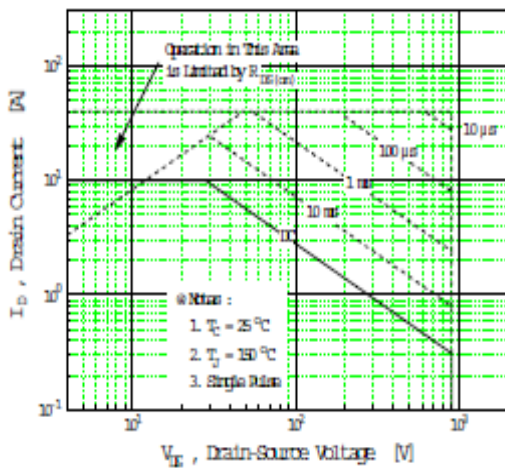


Fig 10. Max. Drain Current vs. Case Temperature

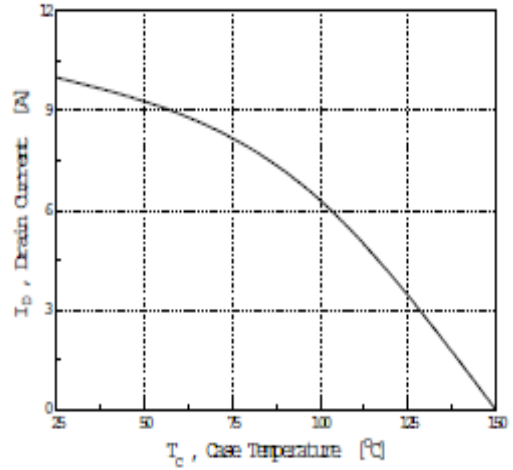
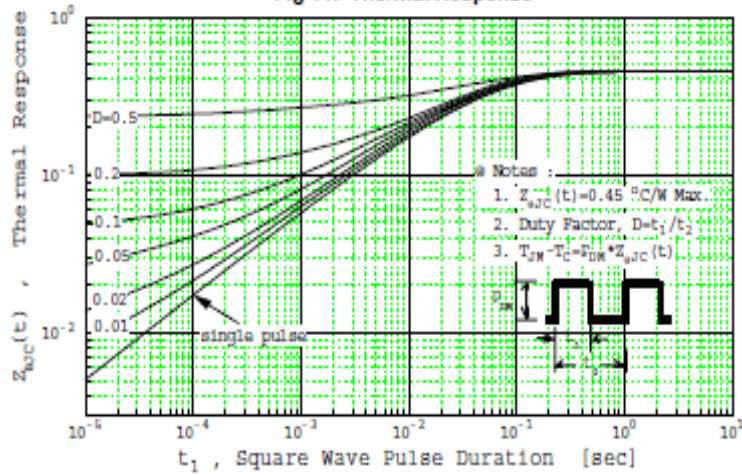


Fig 11. Thermal Response



Χαρακτηριστικές τιμές βασικών μεγεθών του τρανζίστορ καθώς και το σχήμα του με τις διαστάσεις

FEATURES

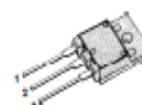
- Avalanche Rugged Technology
- Rugged Gate Oxide Technology
- Lower Input Capacitance
- Improved Gate Charge
- Extended Safe Operating Area
- Lower Leakage Current: 25μA (Max.) @ $V_{DS} = 900V$
- Lower $R_{DS(ON)}$: 0.938Ω (Typ.)

$$BV_{DSS} = 900V$$

$$R_{DS(ON)} = 1.2\Omega$$

$$I_D = 10A$$

TO-3P



1. Gate 2. Drain 3. Source

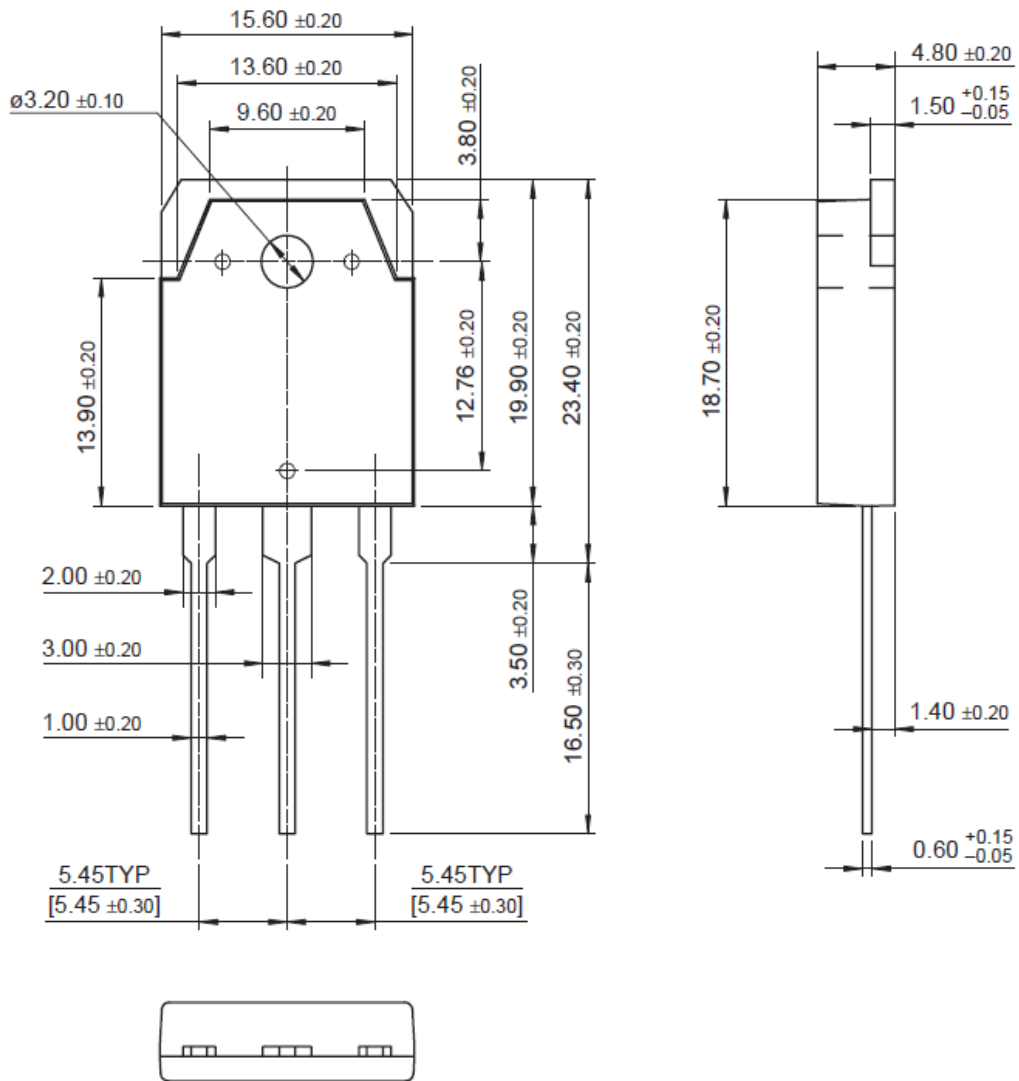
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Characteristics	Value	Units
V_{DSS}	Drain-to-Source Voltage	900	V
I_D	Continuous Drain Current ($T_C = 25^\circ C$)	10	A
	Continuous Drain Current ($T_C = 100^\circ C$)	6.3	
I_{DM}	Drain Current-Pulsed ①	40	A
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 30	V
E_{AS}	Single Pulsed Avalanche Energy ②	794	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	10	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	28	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	1.5	V/ns
P_D	Total Power Dissipation ($T_C = 25^\circ C$)	280	W
	Linear Derating Factor	2.22	
T_J, T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
T_L	Maximum Lead Temp. for Soldering Purposes, 1/8" from case for 5-seconds	300	

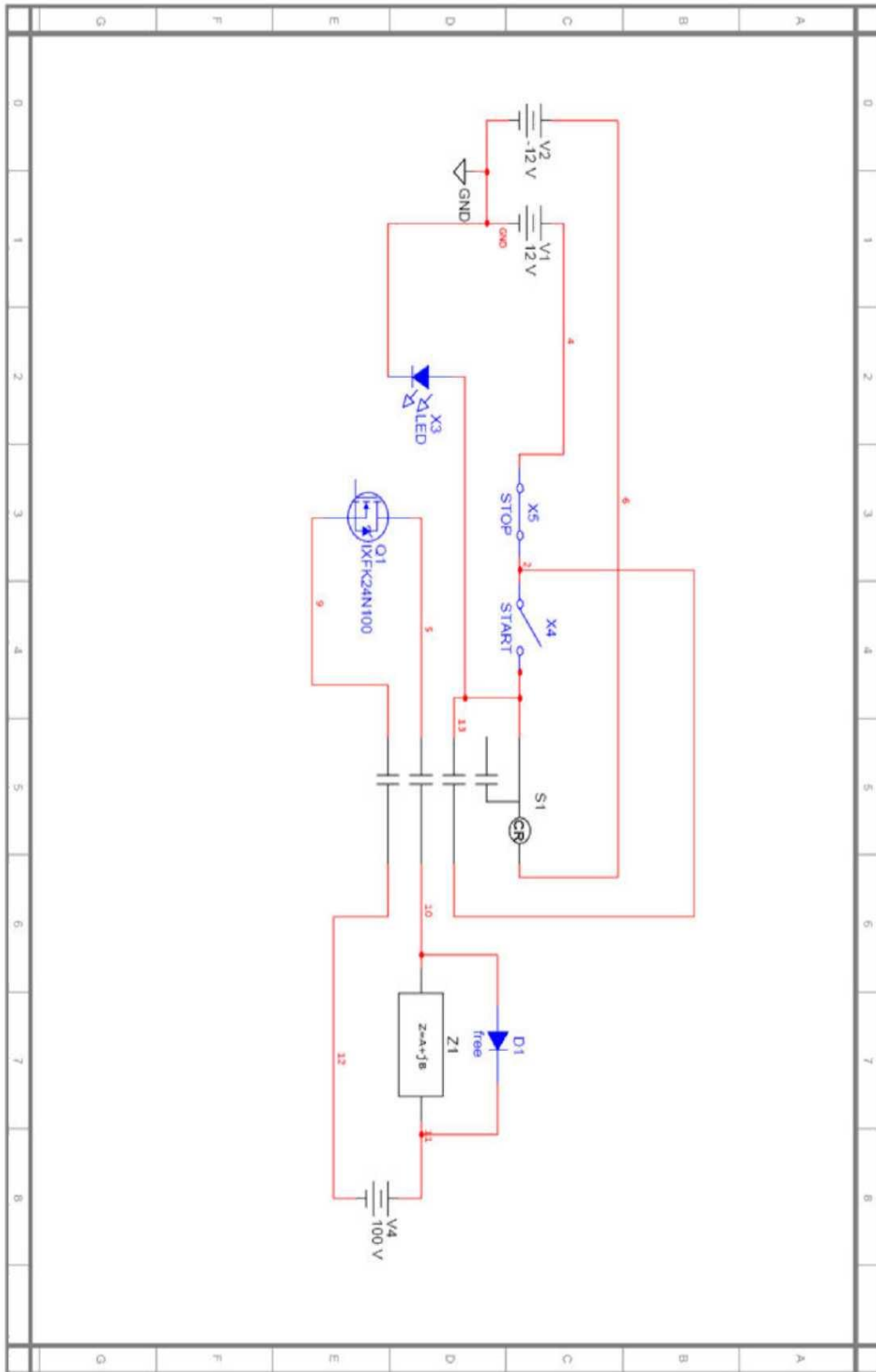
THERMAL RESISTANCE

Symbol	Characteristics	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	-	0.45	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink	0.24	-	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	-	40	

TO-3P (FS PKG CODE AF)



Κύκλωμα ισχύος που θα χρησιμοποιήσουμε στην κατασκευή μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ



ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

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

6.1 ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟ

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.

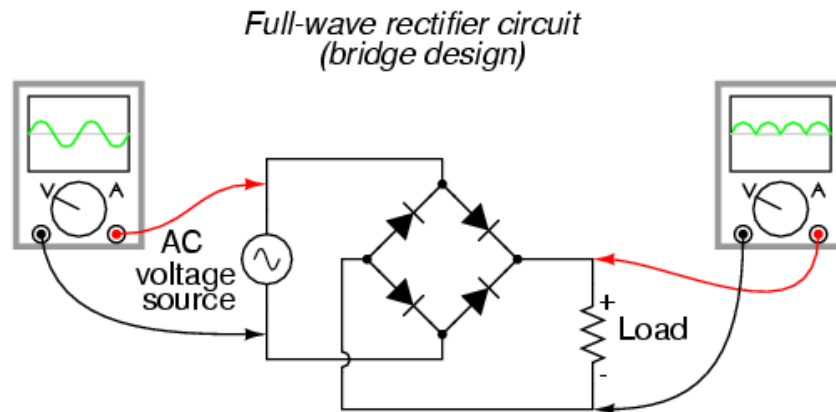
Αν αθροίσουμε τις τιμές των εντάσεων που θα χρειαστούμε ένα τροφοδοτικό που θα μας παρέχει τιμή έντασης εξόδου 2A είναι αρκετό.

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.

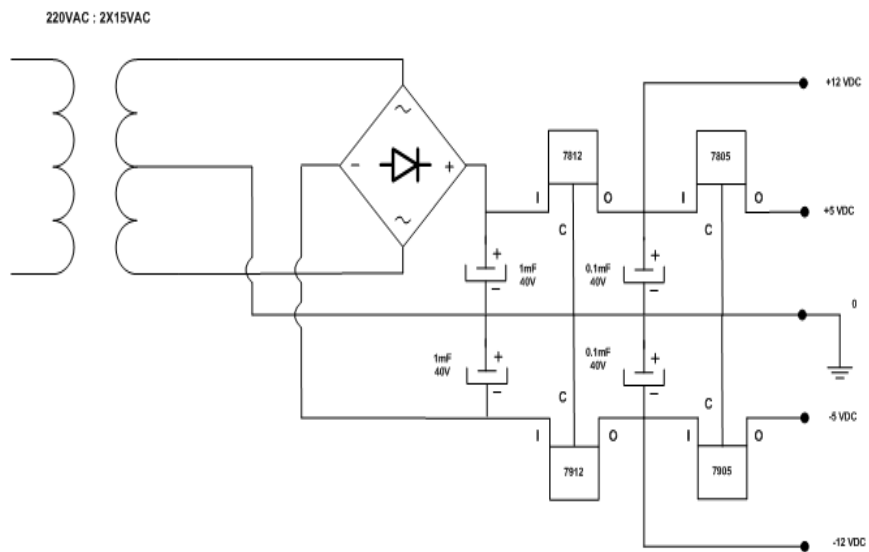
Η έξοδος του μετασχηματιστή είναι εναλλασσόμενη τάση οπότε πρέπει να την μετατρέψουμε σε συνεχή τάση, την μετατροπή αυτή αναλαμβάνει η γέφυρα ανόρθωσης η οποία λαμβάνει εναλλασσόμενη τάση και μας παρέχει συνεχή τάση της ίδια τιμής τάσης. Κατασκευαστικά οι ανορθώσεις αποτελούνται από τέσσερεις διόδους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



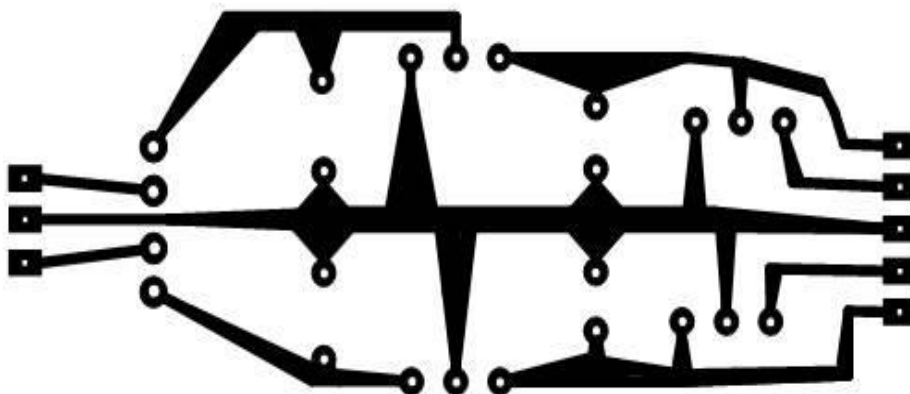
Η ανορθωμένη τάση την οποία λαμβάνουμε από την γέφυρα ανόρθωσης, περιέχει πολλές συνιστώσες εναλλασσομένου ρεύματος οι οποίες με την σειρά τους δημιουργούν αρμονικές μεγάλης συχνότητας οι οποίες επιδρούν στην ποιότητα του ρεύματος εξόδου της γέφυρας. Για να αποκόψουμε αυτές τις αρμονικές χρησιμοποιούμε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



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



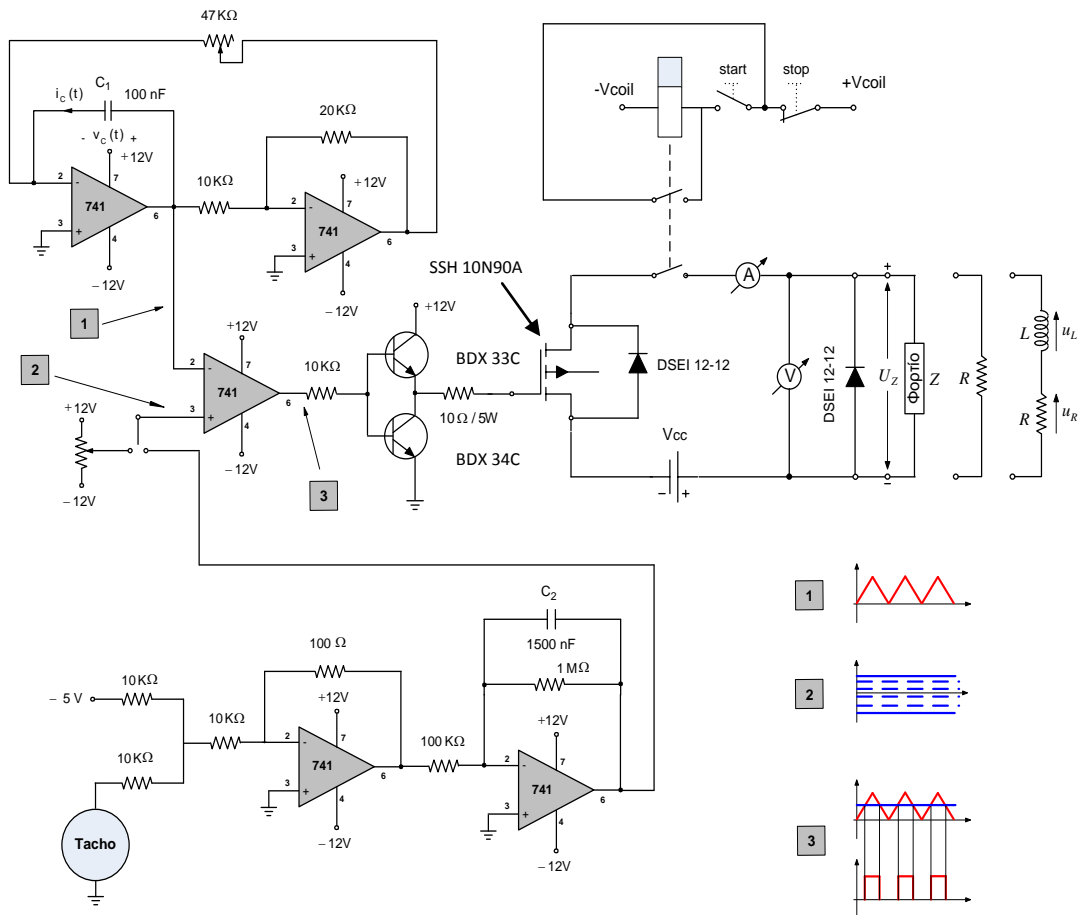
Τα υλικά που χρησιμοποιήσαμε για την κατασκευή του τροφοδοτικού μας καταγράφονται στον παρακάτω πίνακα.

Περιγραφή / ονομασία	Ποσότητα
Γέφυρα ανόρθωσης ισχύος 2A	Γεμ. 1
LM 7805 σχήματος (TO-220)	Γεμ. 1
LM 7812 σχήματος (TO-220)	Γεμ. 1
LM 7912 σχήματος (TO-220)	Γεμ. 1
LM 7905 σχήματος (TO-220)	Γεμ. 1

Πυκνωτές ηλεκτρολυτικοί	Ποσότητα
1mF 40V	Γεμ. 2
0,1mF 40 V	Γεμ. 2
Κλέμες πλακέτας τριπλές	Γεμ. 2
Κλέμες πλακέτας διπλές	Γεμ. 1

6.2 ΚΥΚΛΩΜΑ ΕΛΕΓΧΟΥ

Το κύκλωμα ελέγχου του μετατροπέα το έχουμε αναλύσει στο κεφάλαιο 4.6 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 C1 παράγεται ο τριγωνικός παλμός του οποίου τα όρια καθαρίζονται 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.

Έπειτα από το ένα άκρο του πυκνωτή C₁ 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.

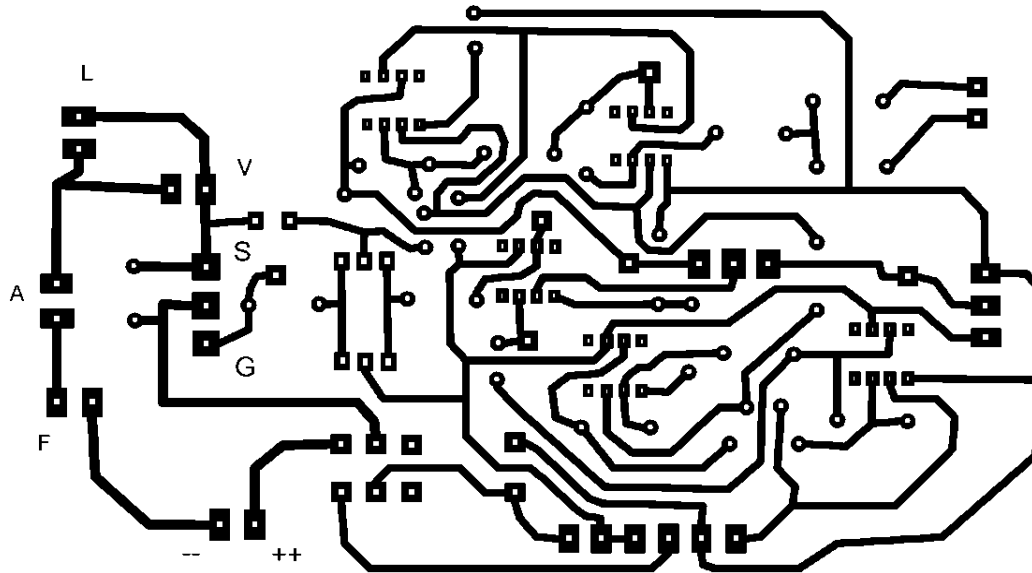
Την τετραγωνική αυτή κυματομορφή την οδηγούμε σε μια ενισχυτική διάταξη η οποία αποτελείται από δυο τρανζίστορ τύπου Darlington BDX33C NPN και ένα BDX34C PNP. Το τρανζίστορ BDX33C είναι πολωμένο ορθά και τροφοδοτείται με 12V τάση ενώ το BDX34C έχει γειωθεί. Κατά την θετική ημιπερίοδο του τετραγωνικού παλμού, άγει το τρανζίστορ BDX33C και το οποίο ενισχύει την θετική τιμή του τετραγωνικού παλμού. Ενώ στην αρνητική ημιπερίοδο άγει το τρανζίστορ BDX34C 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.

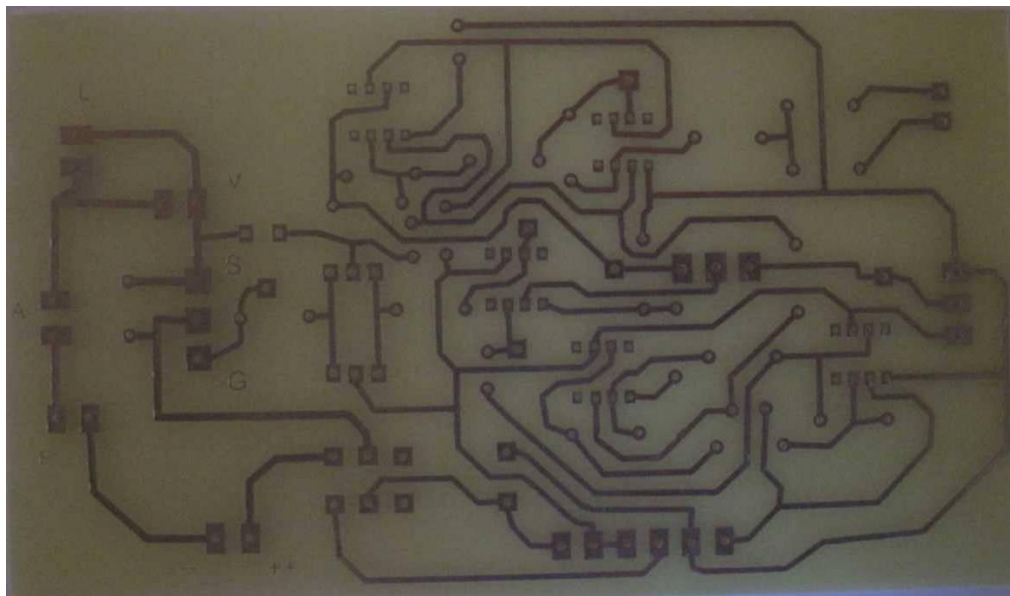
Από την έξοδο της ταχογεννήτριας λαμβάνουμε μία τάση η οποία είναι ανάλογη των στροφών του κινητήρα. Την έξοδο της ταχογεννήτριας την οδηγούμε σε ένα κύκλωμα το οποίο αποτελείται από έναν αθροιστή και έναν ολοκληρωτή. Ο αθροιστής έχει σαν τάση αναφορά τα -5V και προσθέτει τις δύο τάσεις και αν η διαφορά 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:

Περιγραφή / ονομασία	Ποσότητα
Ποτενσιόμετρο πολύτροφό 10KΩ (γραμμικό)	Τεμ. 1
Ποτενσιόμετρο 47KΩ (γραμμικό)	Τεμ. 1
LM 741 σχήματος (8 DIP)	Τεμ. 5
BDX33C σχήματος (TO-220)	Τεμ. 1
BDX34C σχήματος (TO-220)	Τεμ. 1
Ρελέ πλακέτας με τάση πηνίου (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

Πυκνωτές MKT 368:	Ποσότητα
100 nF 63 V	Τεμ. 1
1500 nF 100V	Τεμ. 1

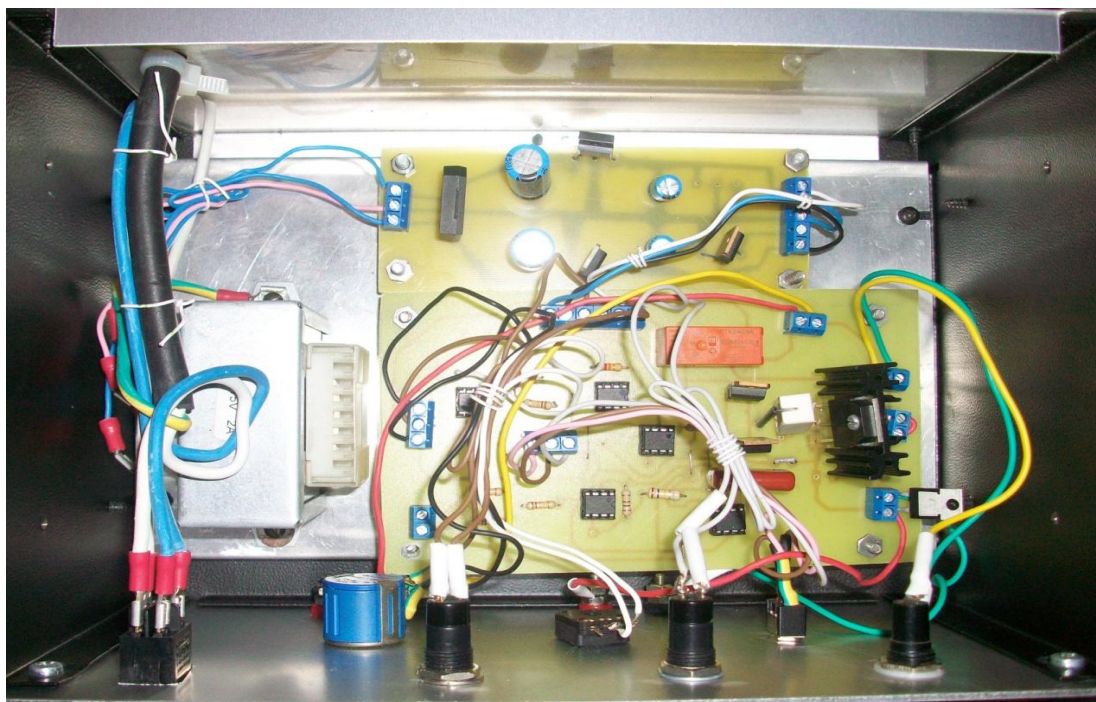
Αντιστάσεις ακριβείας 1/4W	Ποσότητα
10KΩ	Τεμ. 5
20 KΩ	Τεμ. 1
100 KΩ	Τεμ. 1
100 Ω	Τεμ. 1
1 MΩ	Τεμ. 1
Αντίσταση 10Ω / 5W	Τεμ. 1

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

6.3 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.

Στις φωτογραφίες παρακάτω φαίνεται η κατασκευή μας εσωτερικά και εξωτερικά.



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

<i>Υλικά</i>	<i>Ποσότητα</i>
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

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

6.4 ΤΕΧΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΥΛΙΚΩΝ

Παρακάτω ακολουθούν τα τεχνικά χαρακτηριστικά για τα:

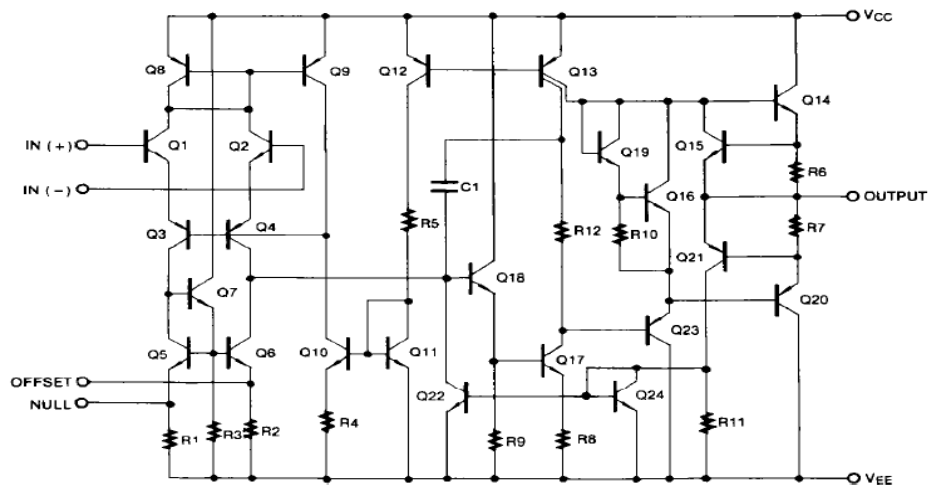
- LM 741 σχήματος (8 DIP)
- BDX33C σχήματος (TO-220)
- BDX34C σχήματος (TO-220)
- LM 7XXX σχήματος (TO-220)
- Fast RECOVERY diode IXUS DSEI 12-12A σχήματος (TO-220AC)

6.4.1 LM 741 (8 DIP)

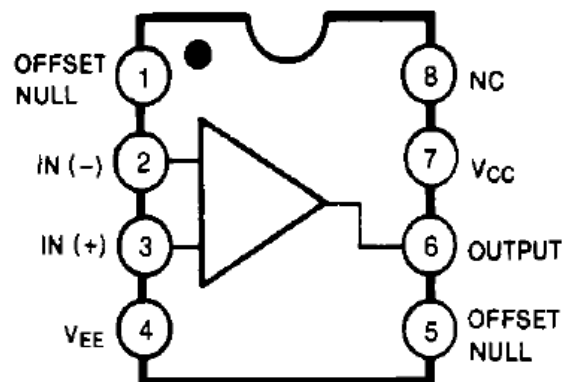
Absolute Maximum Ratings (TA = 25°C)

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

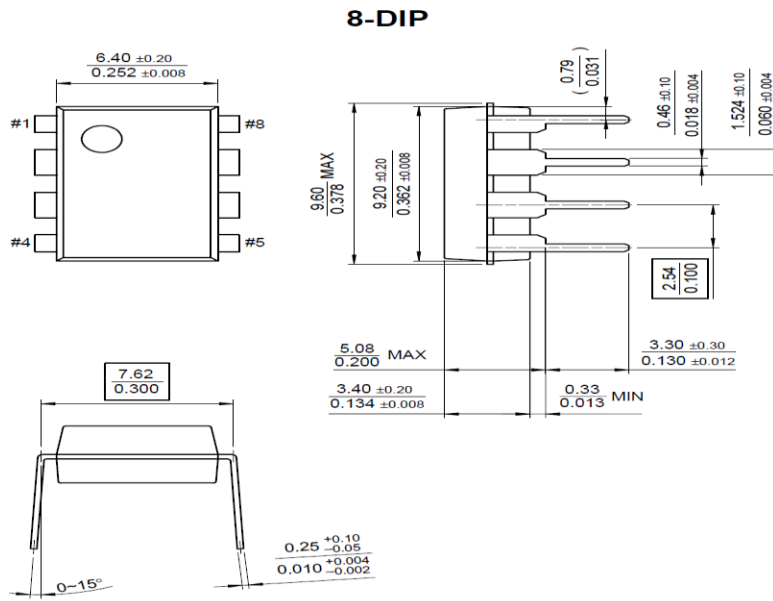
Schematic Diagram



Internal Block Diagram



Mechanical Dimensions
Package

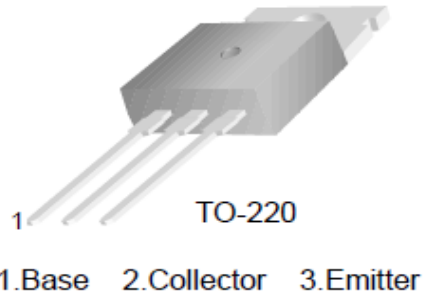


6.4.2 BDX33C (TO-220)

NPN Epitaxial Silicon Transistor

Absolute Maximum Ratings $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V_{CBO}	Collector-Base Voltage		
	: BDX33	45	V
	: BDX33A	60	V
	: BDX33B	80	V
	: BDX33C	100	V
V_{CEO}	Collector-Emitter Voltage		
	: BDX33	45	V
	: BDX33A	60	V
	: BDX33B	80	V
	: BDX33C	100	V
I_C	Collector Current (DC)	10	A
I_{CP}	*Collector Current (Pulse)	15	A
I_B	Base Current	0.25	A
P_C	Collector Dissipation ($T_C=25^\circ\text{C}$)	70	W
T_J	Junction Temperature	150	$^\circ\text{C}$
T_{STG}	Storage Temperature	- 65 ~ 150	$^\circ\text{C}$



Typical Characteristics

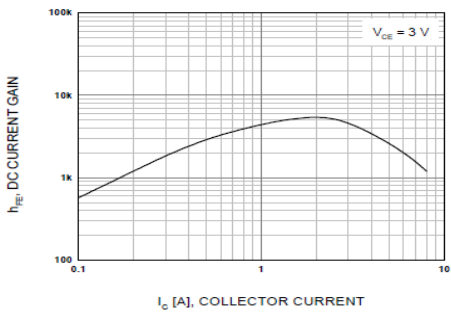


Figure 1. DC Current Gain

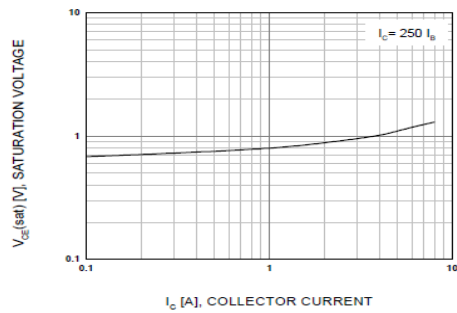


Figure 2. Collector-Emitter Saturation Voltage

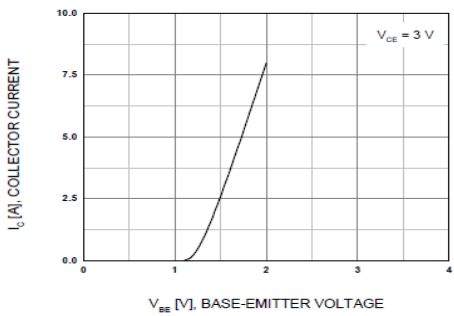


Figure 3. Base-Emitter On Voltage

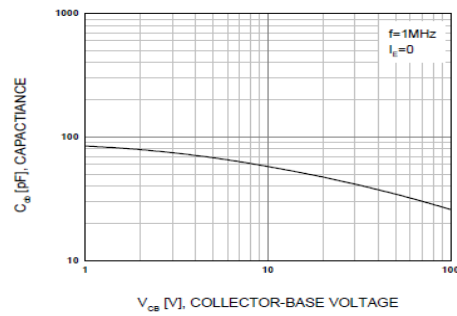


Figure 4. Output Capacitance

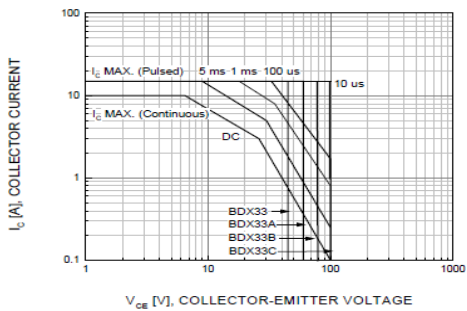


Figure 5. Safe Operating Area

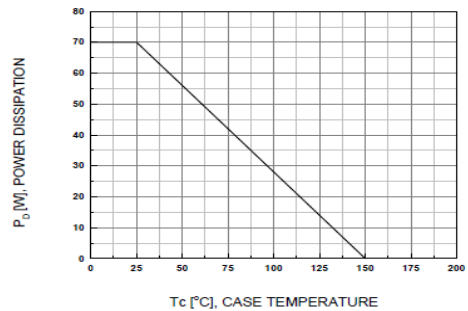


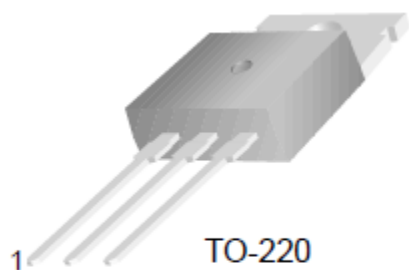
Figure 6. Power Derating

6.4.3 BDX34C (TO-220)

PNP Epitaxial Silicon Transistor

Absolute Maximum Ratings $T_C=25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Value	Units
V_{CB0}	Collector-Base Voltage		
	: BDX34	- 45	V
	: BDX34A	- 60	V
	: BDX34B	- 80	V
	: BDX34C	- 100	V
V_{CE0}	Collector-Emitter Voltage		
	: BDX34	- 45	V
	: BDX34A	- 60	V
	: BDX34B	- 80	V
	: BDX34C	- 100	V
I_C	Collector Current (DC)	- 10	A
I_{CP}	*Collector Current (Pulse)	- 15	A
I_B	Base Current	- 0.25	A
P_C	Collector Dissipation ($T_C=25^\circ\text{C}$)	70	W
T_J	Junction Temperature	150	$^\circ\text{C}$
T_{STG}	Storage Temperature	- 65 ~ 150	$^\circ\text{C}$



TO-220

1.Base 2.Collector 3.Emitter

Typical Characteristics

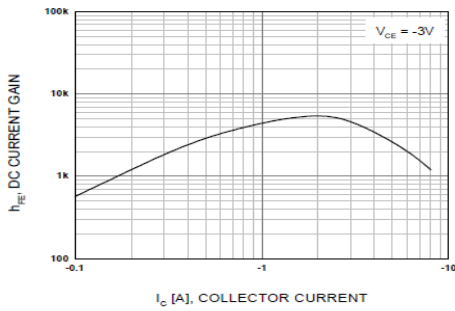


Figure 1. DC Current Gain

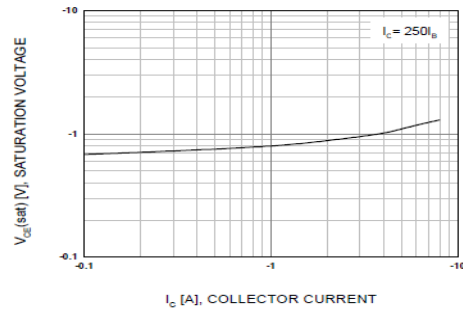


Figure 2. Collector-Emitter Saturation Voltage

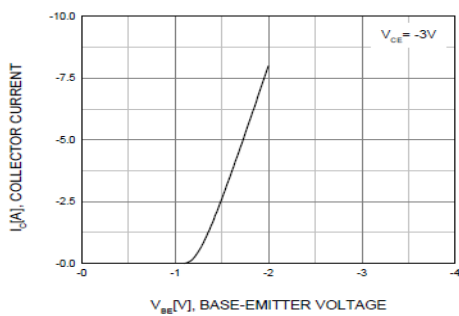


Figure 3. Base-Emitter On Voltage

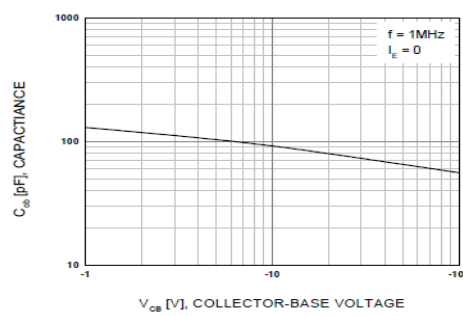


Figure 4. Output Capacitance

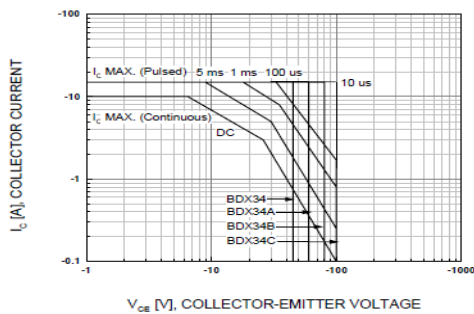


Figure 5. Safe Operating Area

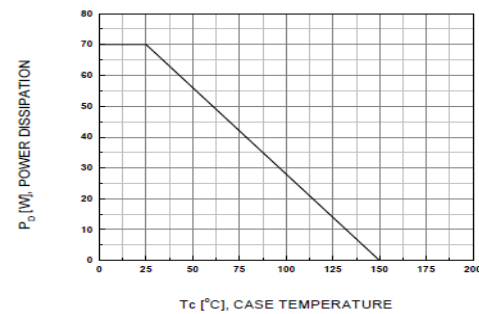


Figure 6. Power Derating

6.4.4 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).

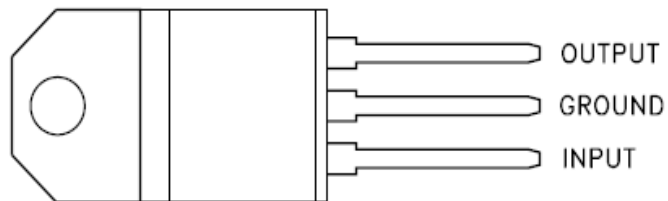
LM78XX

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 to 1.5A	-	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)



CS12780

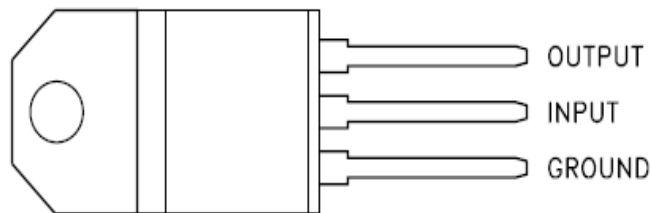
TO-220

LM79XX

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

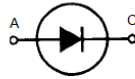
TO-220

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

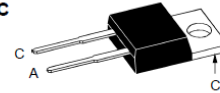
Fast Recovery Epitaxial Diode (FRED)

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

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



TO-220 AC



A = Anode, C = Cathode

Symbol	Test Conditions	Maximum Ratings	
I_{FRMS}	$T_{VJ} = T_{VJM}$	25	A
I_{FAVM} ①	$T_C = 100^\circ\text{C}$; rectangular, $d = 0.5$	11	A
I_{FRM}	$t_p < 10\ \mu\text{s}$; rep. rating, pulse width limited by T_{VJM}	150	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	A
		80	A
	$T_{VJ} = 150^\circ\text{C}$; $t = 10\text{ ms (50 Hz), sine}$ $t = 8.3\text{ ms (60 Hz), sine}$	65	A
		70	A
I^2t	$T_{VJ} = 45^\circ\text{C}$; $t = 10\text{ ms (50 Hz), sine}$ $t = 8.3\text{ ms (60 Hz), sine}$	28	A ² s
		27	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	A ² s
		20	A ² s
T_{VJ}		-40...+150	°C
T_{VJM}		150	°C
T_{stg}		-40...+150	°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_{FRM} -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	$T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$		250 μA
	$T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$	$V_R = V_{RSM}$	150 μA
	$T_{VJ} = 125^\circ\text{C}$	$V_R = 0.8 \cdot V_{RRM}$	4 mA
V_F	$I_F = 12\text{ A}$; $T_{VJ} = 150^\circ\text{C}$ $T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$		2.2 V
			2.6 V
V_{T0}	For power-loss calculations only		1.65 V
r_T	$T_{VJ} = T_{VJM}$		46.2 m Ω
R_{thJC}		0.5	1.6 K/W
R_{thCK}			K/W
R_{thJA}			60 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}	$V_R = 540\text{ V}$; $I_F = 12\text{ A}$; $-di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$ $L \leq 0.05\ \mu\text{H}$; $T_{VJ} = 100^\circ\text{C}$	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

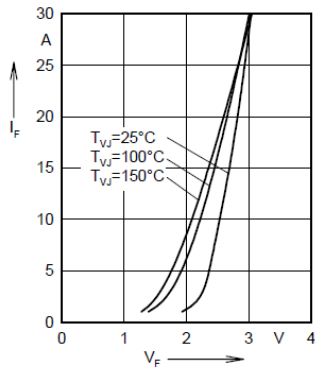


Fig. 1 Forward current versus voltage drop.

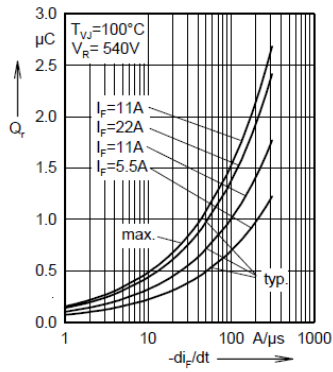


Fig. 2 Recovery charge versus $-di_F/dt$.

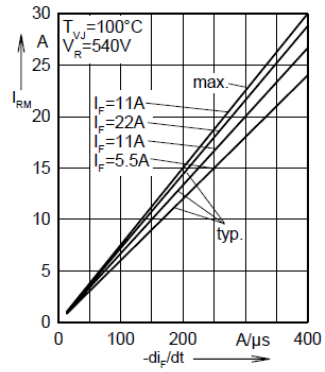


Fig. 3 Peak reverse current versus $-di_F/dt$.

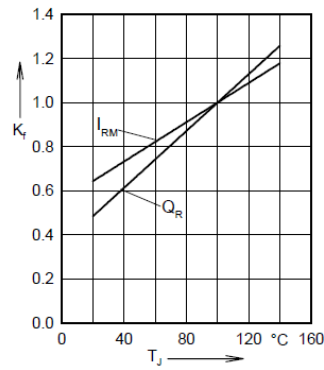


Fig. 4 Dynamic parameters versus junction temperature.

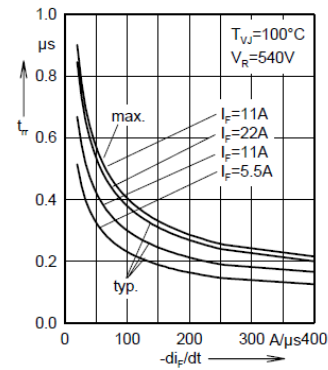


Fig. 5 Recovery time versus $-di_F/dt$.

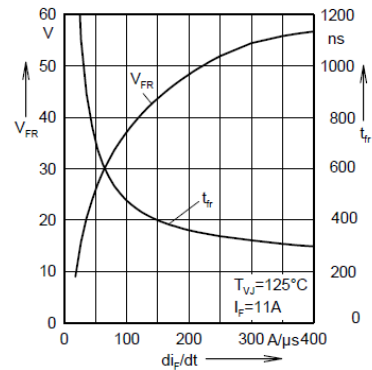


Fig. 6 Peak forward voltage versus di_F/dt .

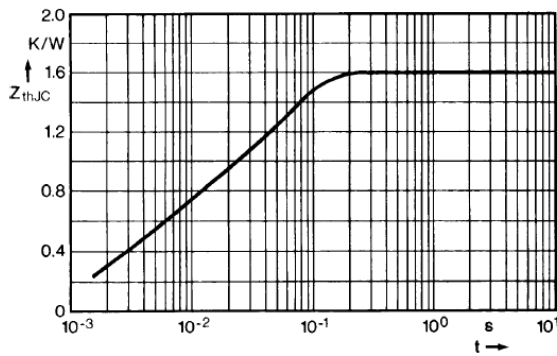
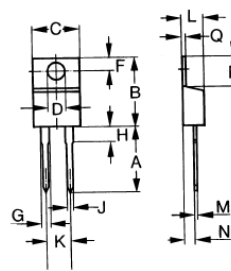


Fig. 7 Transient thermal impedance junction to case.

Dimensions



Dim.	Millimeter		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

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7

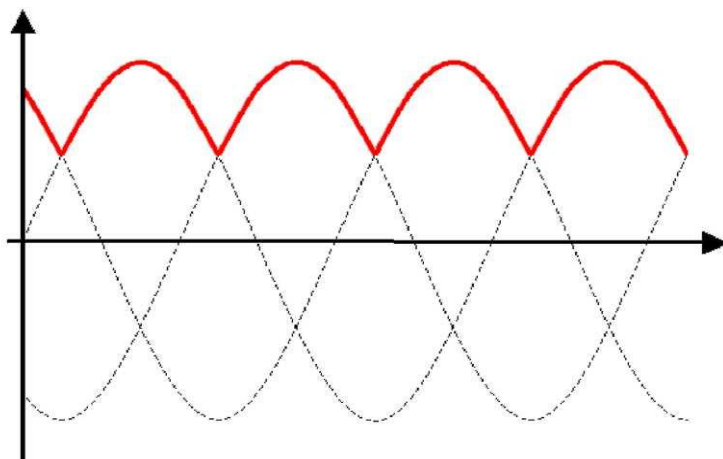
ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΕΣ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΤΟΥ ΜΕΤΑΡΟΠΕΑ

Σ.Ρ./Σ.Ρ.

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 με κόκκινο χρώμα του σχήματος (α) λόγω αυτού στις φωτογραφίες που έχουμε λάβει από τον παλμογράφο υπάρχει μια «καμπυλότητα» στις κυματομορφές.

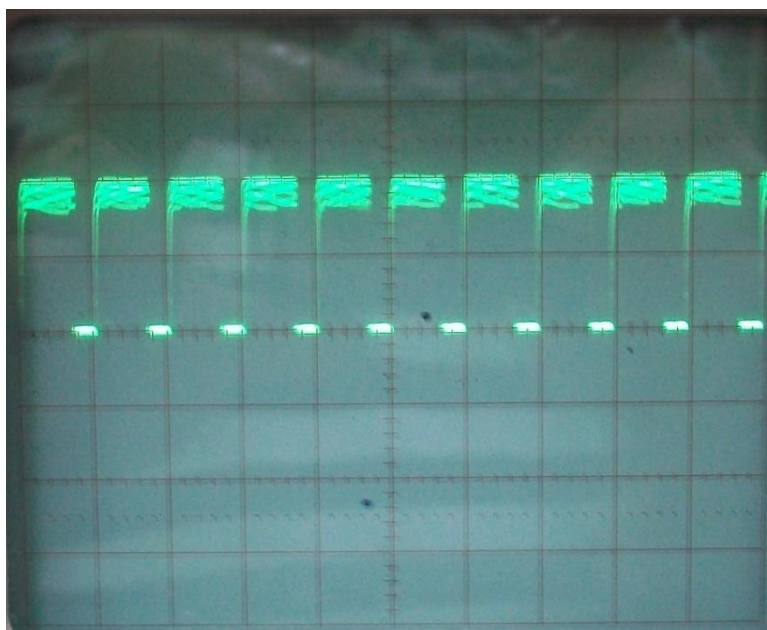


(α)

7.1 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 $100V$.

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.

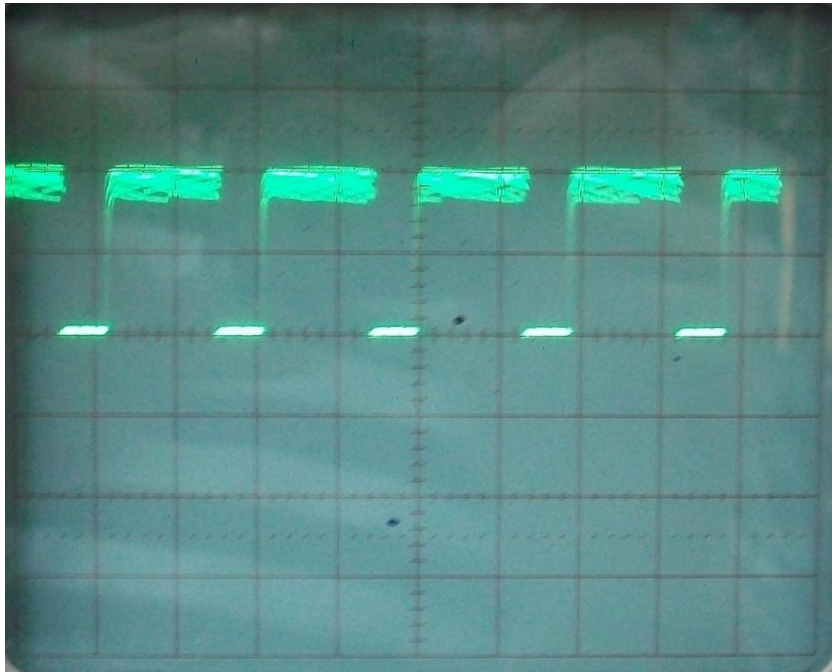


(β)

T = 1ms		
ton/T	$V_{0,av}$ (V)	$I_{0,av}$ (A)
0,1	13,00	0,13
0,3	32,60	0,34
0,5	52,20	0,54
0,7	74,00	0,77
0,9	92,00	0,96
1,0	100,00	1,05

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.

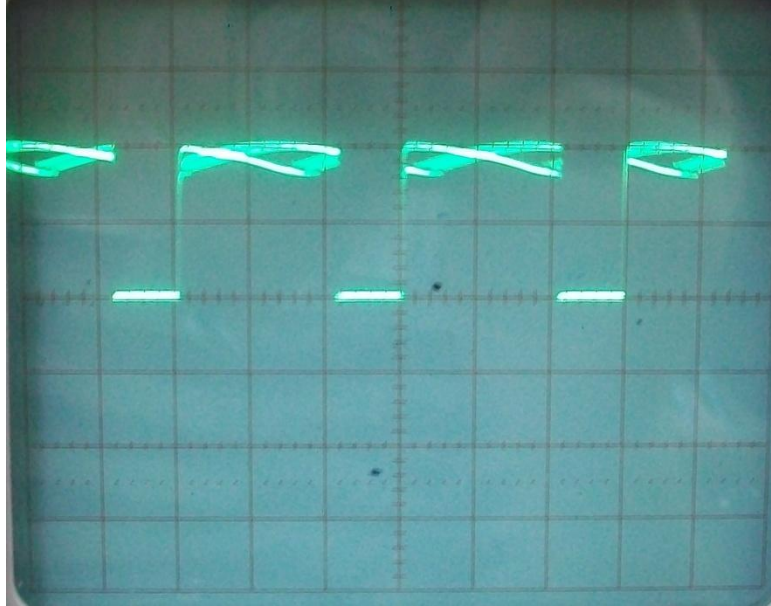


(γ)

T = 2ms		
ton/T	V_{0,av} (V)	I_{0,av} (A)
0,1	11,60	0,11
0,3	30,30	0,31
0,5	50,50	0,52
0,7	70,05	0,73
0,9	90,00	0,93
1,0	100,00	1,04

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.

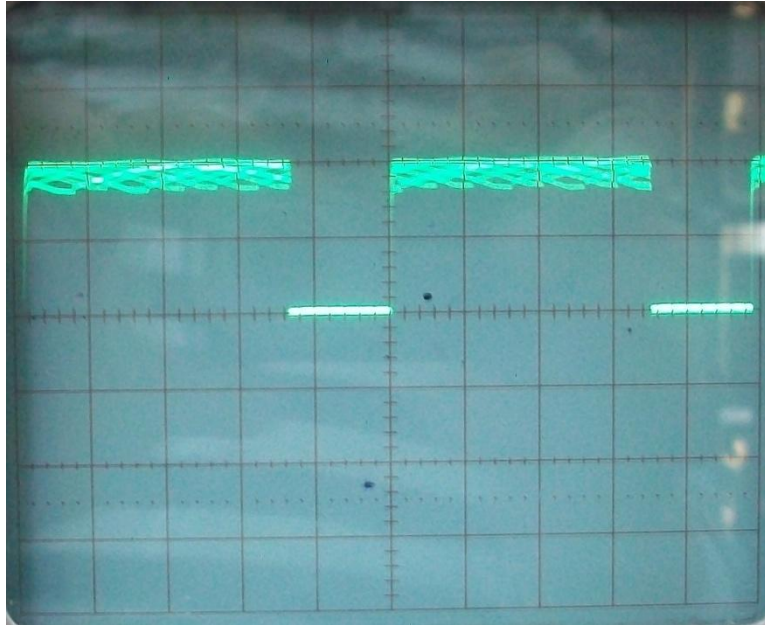


(δ)

T = 3ms		
ton/T	V_{0,av} (V)	I_{0,av} (A)
0,1	10,70	0,09
0,3	30,00	0,31
0,5	51,30	0,52
0,7	71,30	0,72
0,9	90,60	0,92
1,0	100,00	1,02

Πίνακας (γ)

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



(ε)

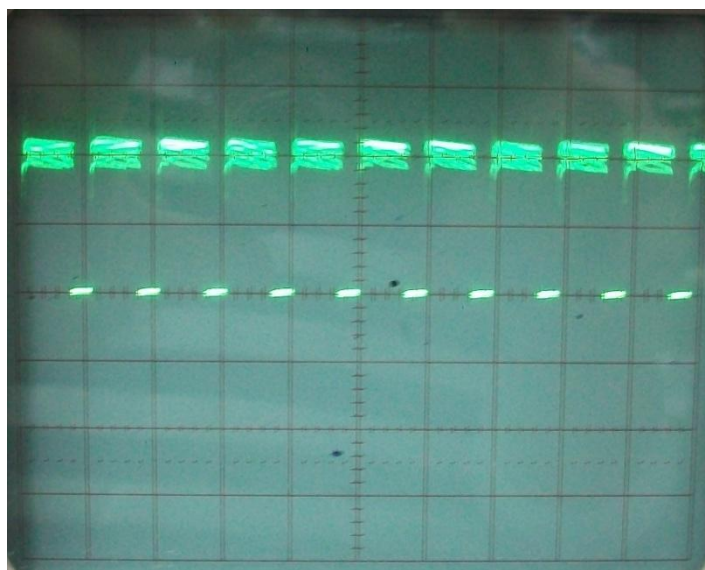
T = 5ms		
ton/T	V_{o,av} (V)	I_{o,av} (A)
0,1	10,70	0,10
0,3	31,20	0,31
0,5	51,70	0,52
0,7	72,10	0,72
0,9	92,20	0,92
1,0	100,00	1,00

Πίνακας (δ)

7.2 ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΜΕ ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

Το επαγωγικό φορτίο που θα χρησιμοποιήσουμε είναι ένας κινητήρας συνεχούς ρεύματος 3Hp με εξωτερική διέγερση και η τάση που θα εφαρμόσουμε στον μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. έχει τιμή 110V.

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

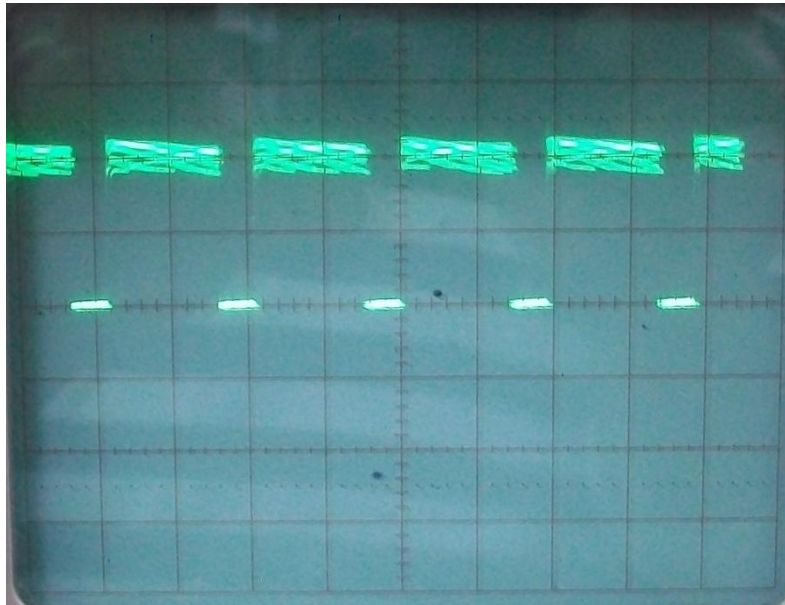


(στ)

T = 1 ms						
ton/T	V0,av	I0,av	n	P0,av	ω	T
0,1	13,40	0,78	237	10,45	24,81	0,42
0,3	33,80	1,06	646	35,83	67,61	0,53
0,5	55,80	1,35	1088	75,33	113,88	0,66
0,7	76,50	1,60	1510	122,40	158,05	0,77
0,9	102,90	1,92	2033	197,57	212,79	0,93
1,0	110,00	2,01	2188	221,10	229,01	0,97

Πίνακας (ε)

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

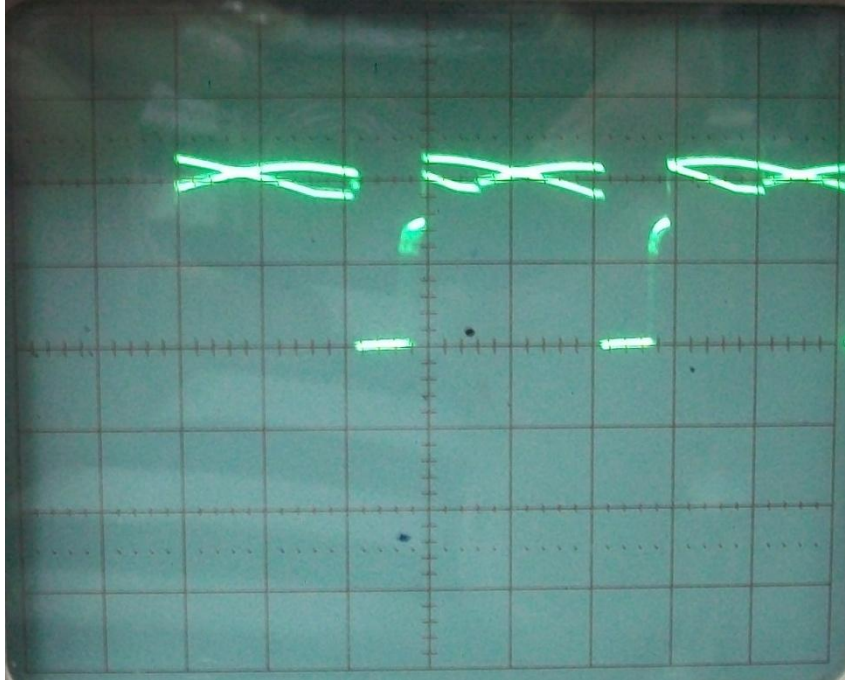


(ζ)

T = 2ms						
ton/T	V0,av	I0,av	n	P0,av	ω	T
0,1	12,20	0,80	216	9,76	22,61	0,43
0,3	38,50	1,21	744	46,59	77,87	0,60
0,5	59,10	1,48	1161	87,47	121,52	0,72
0,7	79,50	1,74	1572	138,33	164,54	0,84
0,9	102,70	2,02	2037	207,45	213,21	0,97
1,0	110,00	2,10	2188	231,00	229,01	1,01

Πίνακας (στ)

Η τρίτη μέτρηση θα πραγματοποιηθεί με περίοδο $T=3\text{ms}$ δηλαδή συχνότητα $f=333,3\text{Hz}$ στην παρακάτω εικόνα (η) βλέπουμε την εικόνα του παλμογράφου και στον πίνακα (ζ) θα καταγράψουμε τις ενδείξεις των οργάνων.

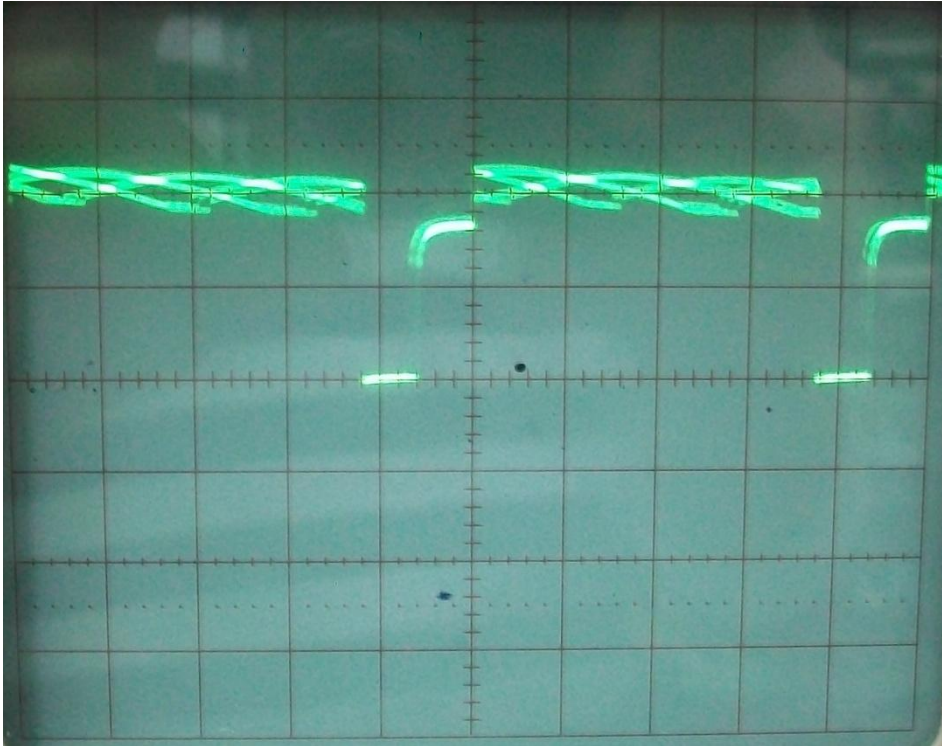


(η)

T = 3ms						
ton/T	V0,av	I0,av	n	P0,av	ω	T
0,1	15,80	0,79	288	12,48	30,14	0,41
0,3	48,20	1,24	942	59,77	98,60	0,61
0,5	70,40	1,51	1394	106,30	145,91	0,73
0,7	84,80	1,68	1684	142,46	176,26	0,81
0,9	101,60	1,84	2021	186,94	211,53	0,88
1,0	110,00	1,96	2204	215,60	230,69	0,93

Πίνακας (ζ)

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



(θ)

T = 5ms						
ton/T	V0,av	I0,av	n	P0,av	ω	T
0,1	16,80	0,79	310	13,27	32,45	0,41
0,3	56,10	1,32	1107	74,05	115,87	0,64
0,5	82,10	1,63	1631	133,82	170,71	0,78
0,7	93,00	1,75	1850	162,75	193,63	0,84
0,9	104,70	1,89	2085	197,88	218,23	0,91
1,0	110,00	1,96	2193	215,60	229,53	0,94

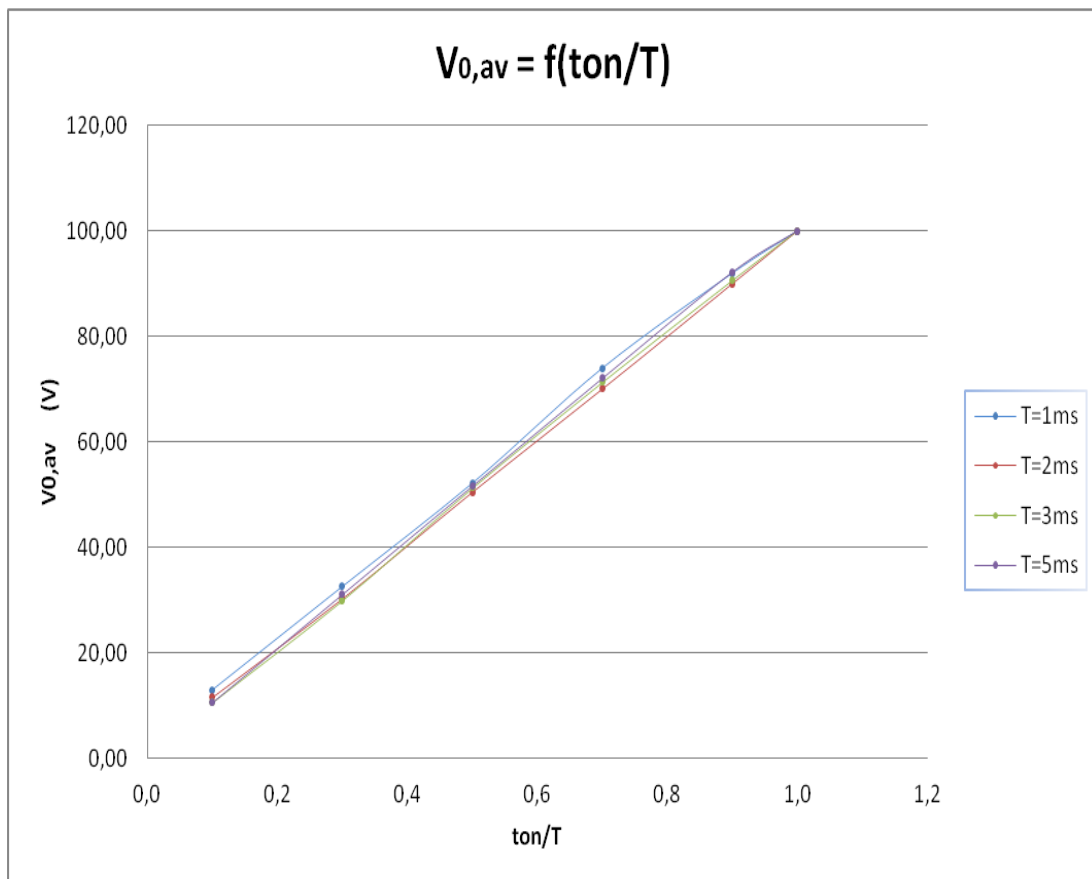
Πίνακας (η)

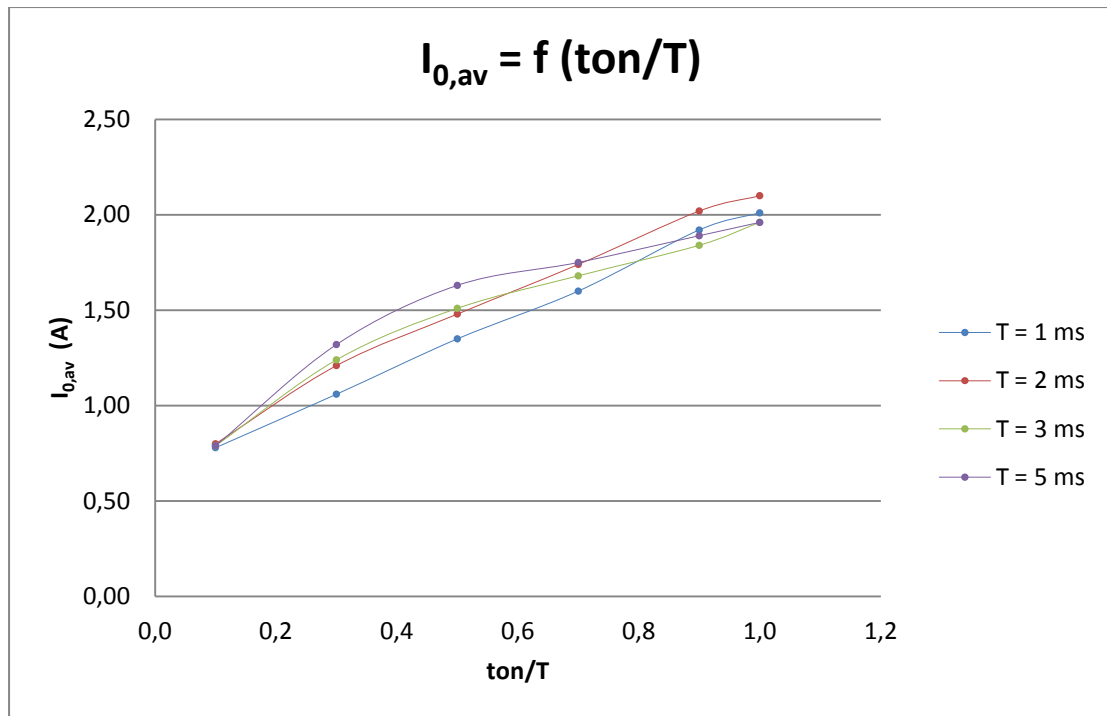
7.3 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ ΕΞΟΔΟΥ - ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΕΣ

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.

Για 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 τέσσερις τιμές της περιόδου T που μετρήσαμε σε κοινό άξονα.

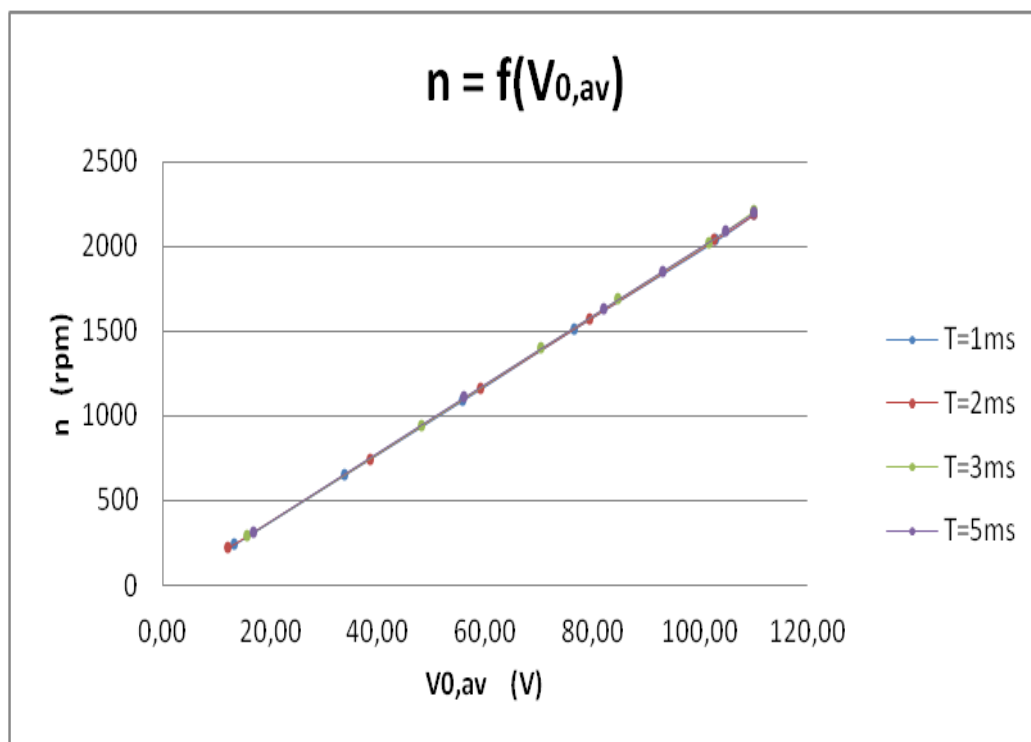
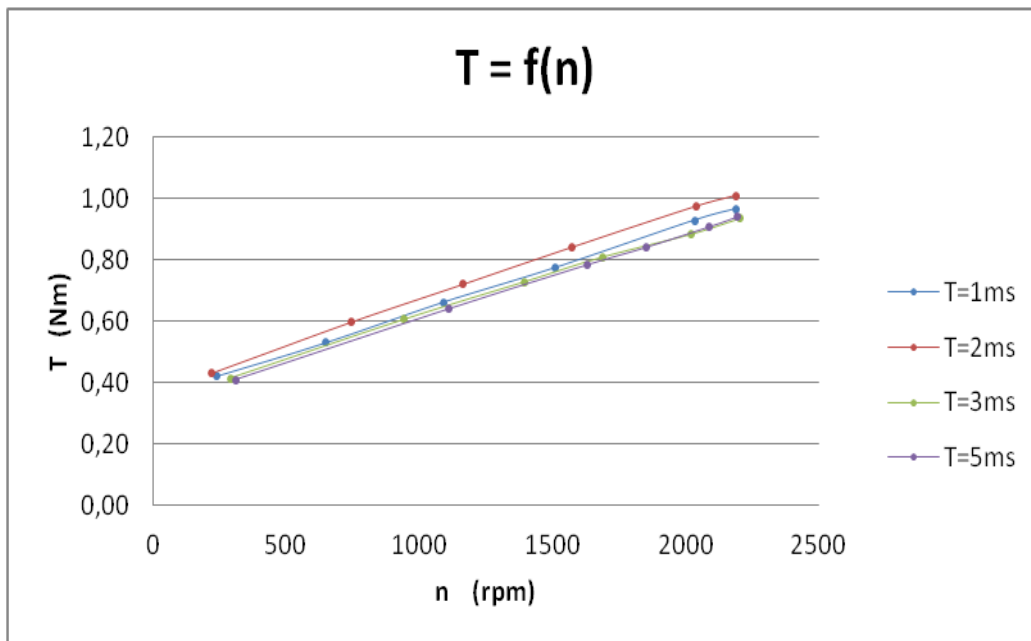


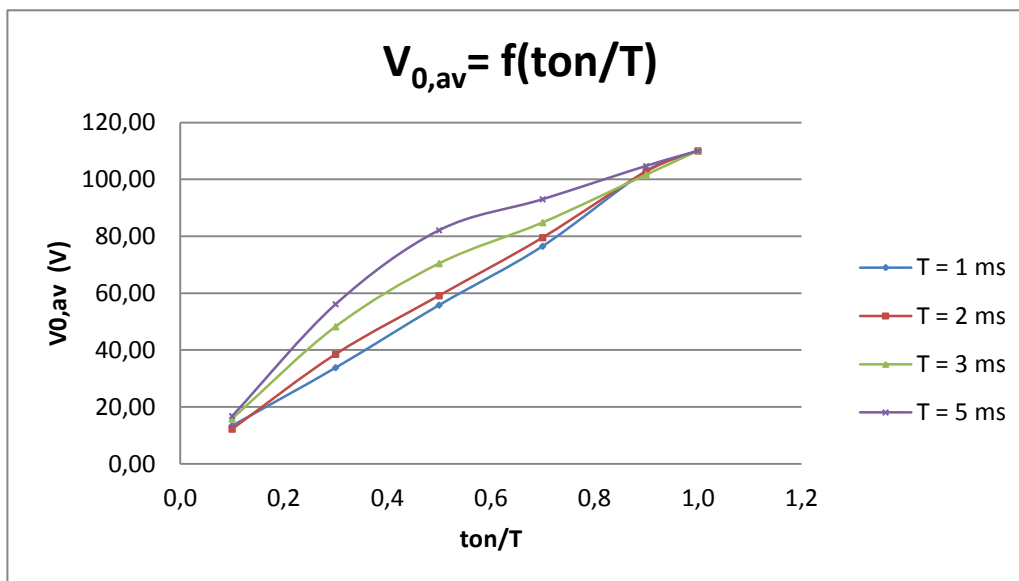
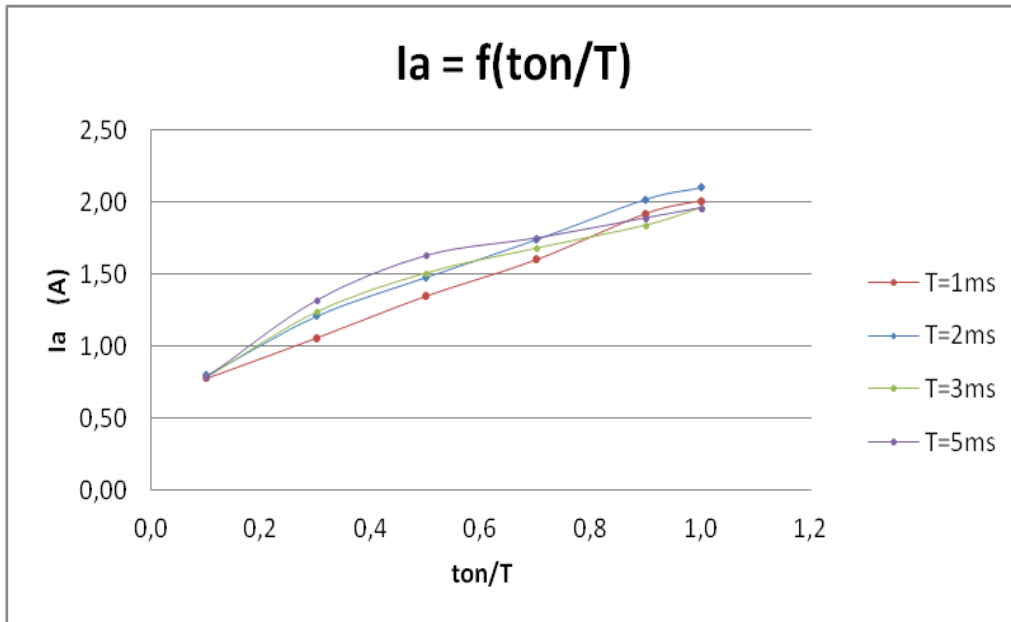


Στην παραπάνω χαρακτηριστική βλέπουμε την «γραμμικότητα» που μας προσφέρει σε ωμικό φορτίο ο έλεγχος με μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. Και οι δύο χαρακτηριστικές ακολουθούν γραμμική μεταβολή. Οι χαρακτηριστικές των τάσεων και των ρευμάτων συμπίπτουν η αντίστοιχα ανεξάρτητα από την συχνότητα.

Για επαγωγικό φορτίο

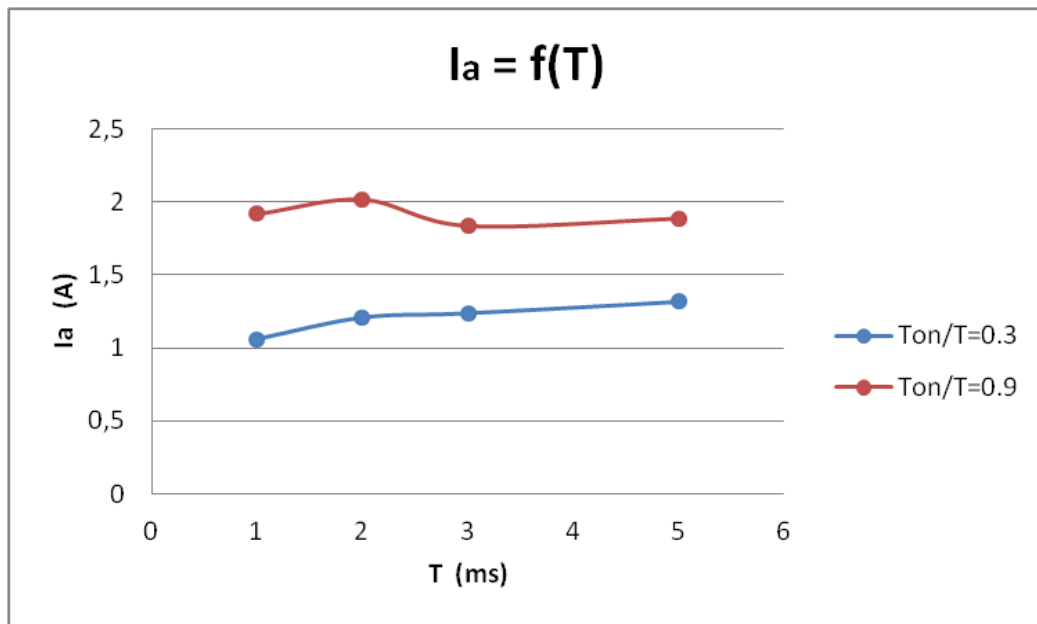
Στα δυο παρακάτω διαγράμματα $T=f(n)$ και $n=f(V_{0,av})$ παρατηρούμε μια «γραμμικότητα» της στροφές συναρτήσεως της τάσης και στην ροπή συναρτήσεως των στροφών.





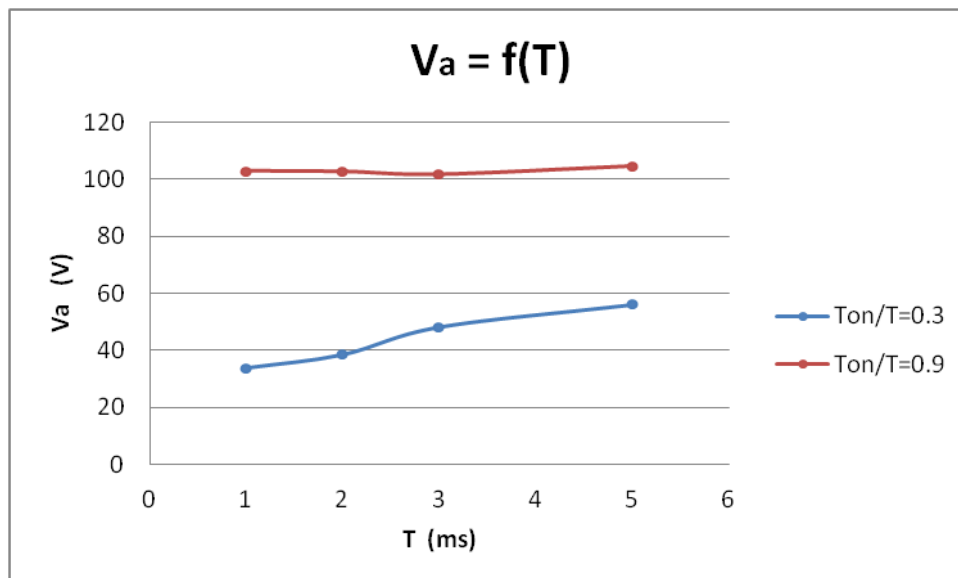
Ενώ στις κυματομορφές $I_a=f(\text{ton}/T)$ και $V_{0,av}= f(\text{ton}/T)$ για ωμικό φορτίο είχαμε γραμμική μεταβολή, βλέπουμε ότι στο επαγωγικό φορτίο το ρεύμα και η τάση δεν έχει γραμμική συμπεριφορά. Το φαινόμενο αυτό γίνεται πιο έντονο όταν έχουμε μεγάλη περίοδο T (μικρότερη συχνότητα) και οφείλεται στο ότι το ρεύμα προλαβαίνει να μηδενιστεί (ασυνεχή λειτουργία) και έτσι έχουμε την δημιουργία της Α.Η.Ε.Δ. Εα λόγω της επαγωγικής φύσης του κινητήρα.

Παρακάτω χαράσσουμε την κυματομορφή $I_a = f(T)$

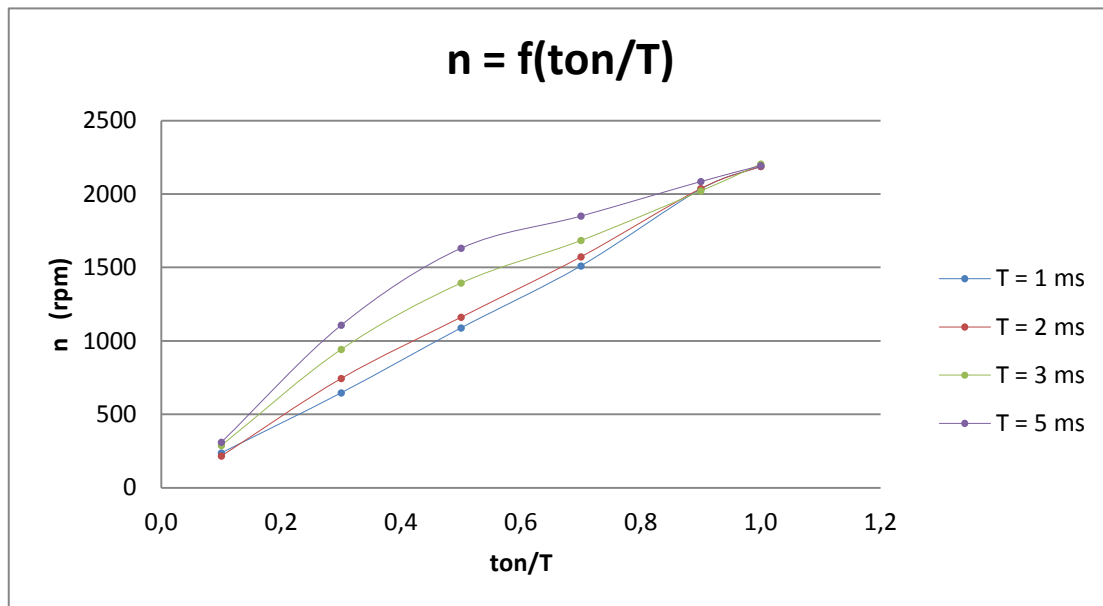


Όπως βλέπουμε στις παραπάνω γραφικές για μικρή περίοδο (δηλ μεγάλη συχνότητα) το ρεύμα για την περίπτωση του $\text{ton}/T=0,9$ βλέπουμε ότι το ρεύμα στην αρχή είναι μεγάλο και όσο αυξάνουμε το T το ρεύμα μειώνεται, ενώ για $\text{ton}/T=0,3$ το ρεύμα ξεκινά χαμηλά και όσο αυξάνουμε το T αυξάνετε και το ρεύμα.

Η επομένη κυματομορφή που χαράσσουμε είναι η $V_a = f(T)$

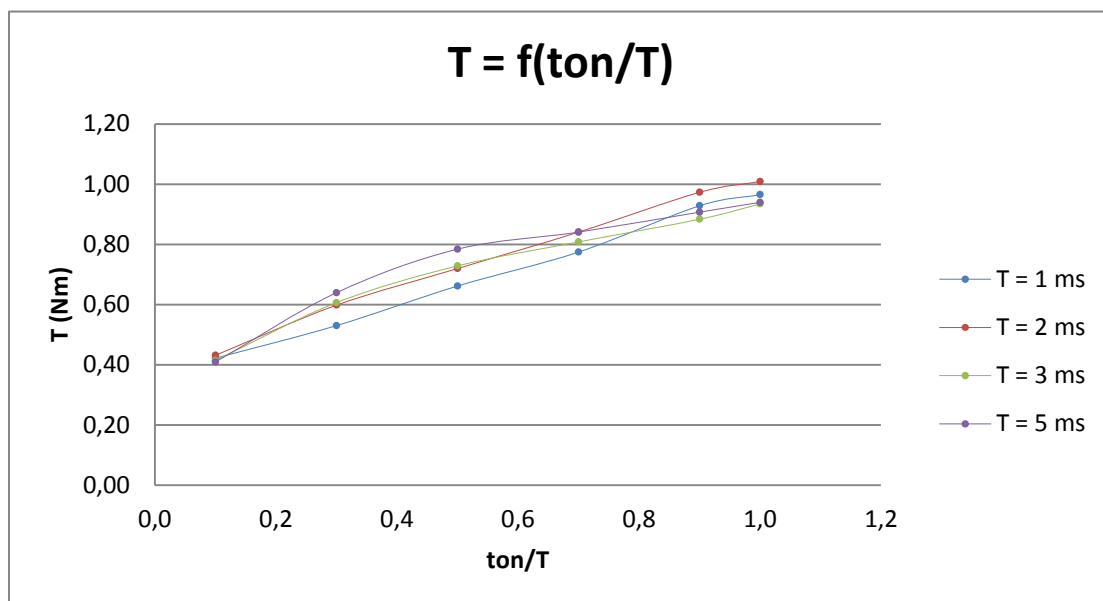


Στην παραπάνω γραφική φαίνεται ότι η τάση για $\text{ton}/T=0,9$ παραμένει σχεδόν σταθερή όσο αυξάνουμε το T , ενώ για $\text{ton}/T=0,3$ στην υψηλή συχνότητα είναι χαμηλά και με την μείωση της συχνότητας αυξάνεται σχεδόν γραμμικά.



Χαρακτηριστική $n=f(\text{ton}/T)$ για διάφορες συχνότητες

Οι στροφές είναι περισσότερες στην χαμηλότερη συχνότητα (ασυνέχεια και εμφάνιση της E_a , με αποτέλεσμα την αύξηση της τάσης του τυμπάνου) και μειώνονται όσο η συχνότητα αυξάνεται.



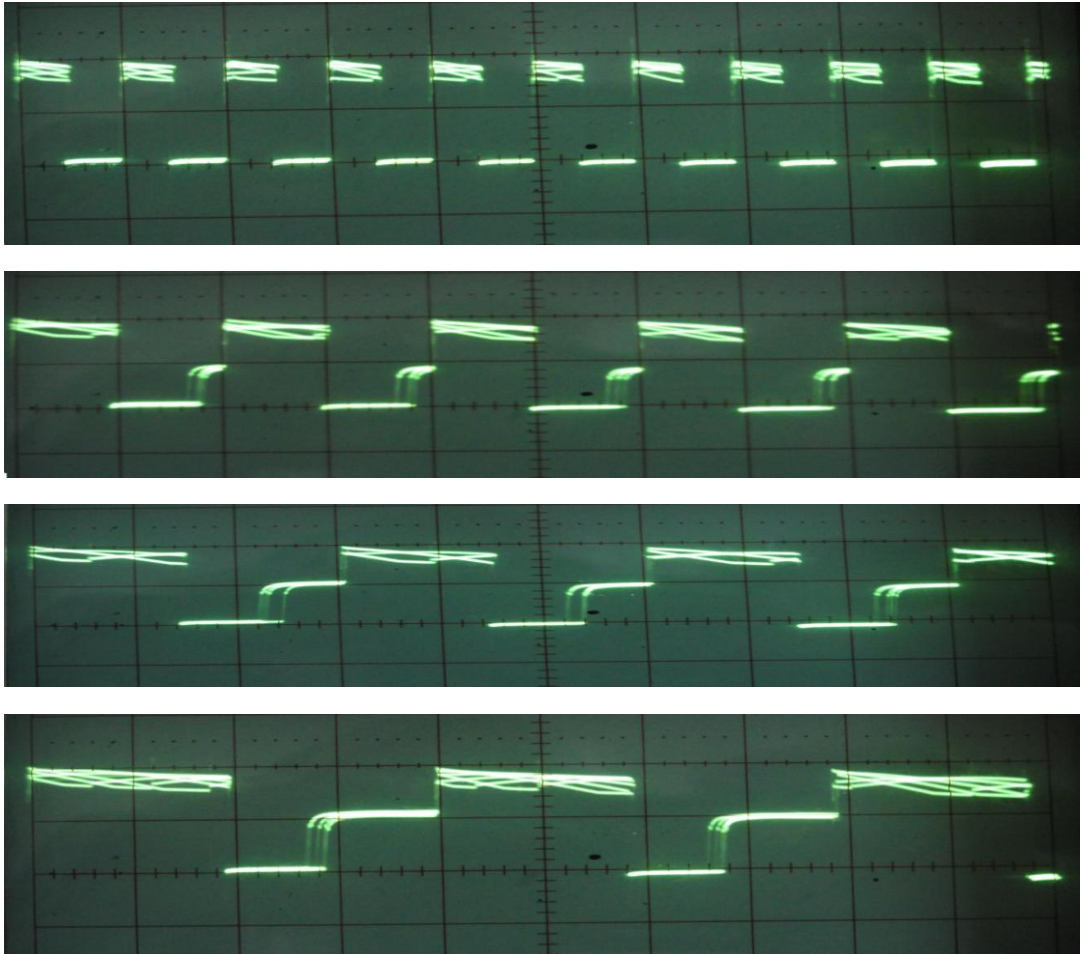
Χαρακτηριστική ροπής $T=f(\text{ton}/T)$ για διάφορες συχνότητες

Για $T=3\text{ms}$ και $T=2\text{ms}$ έχουμε μια μέση κατάσταση όσον αφορά την συνέχεια και την ασυνέχεια του κινητήρα.

Για $T=1\text{ms}$ ο κινητήρας δουλεύει με περισσότερες πιθανότητες συνέχειας λόγω μικρών διαστημάτων t_{off} (σε πραγματικό χρόνο). Αυτό σημαίνει ότι το ρεύμα

είναι πολύ μεγαλύτερο συγκριτικά με τις άλλες περιπτώσεις, ειδικά για $\alpha=0,5-1$. Άρα έχουμε μεγαλύτερη ροπή.

Για $T=5\text{ms}$ ο κινητήρας δουλεύει με περισσότερες πιθανότητες ασυνέχειας μεγάλων διαστημάτων t_{off} (σε πραγματικό χρόνο). Αυτό μπορεί σημαίνει ότι το ρεύμα είναι μικρότερο συγκριτικά με τις άλλες περιπτώσεις, αλλά λόγω ασυνέχειας, για $\alpha=0-0,5$, εμφανίζεται μεγάλη E_a που αυξάνει την ροπή.



Παλμογραφήματα για ωμικό-επαγωγικό φορτίο (κινητήρας) για $t_{\text{on}}/T = 0,5$ και διάφορες συχνότητες 1, 2, 3 και 5 ms. Όσο η συχνότητα μεγαλώνει αυξάνεται σε απόλυτη τιμή το χρονικό διάστημα μη αγωγής του διακοπτικού στοιχείου, ο κινητήρας εμφανίζει ασυνέχεια και μεγαλώνει η E_a .

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 Α. 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