

**ΑΝΩΤΑΤΟ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ**

**Α.Τ.Ε.Ι. ΠΕΙΡΑΙΑ**

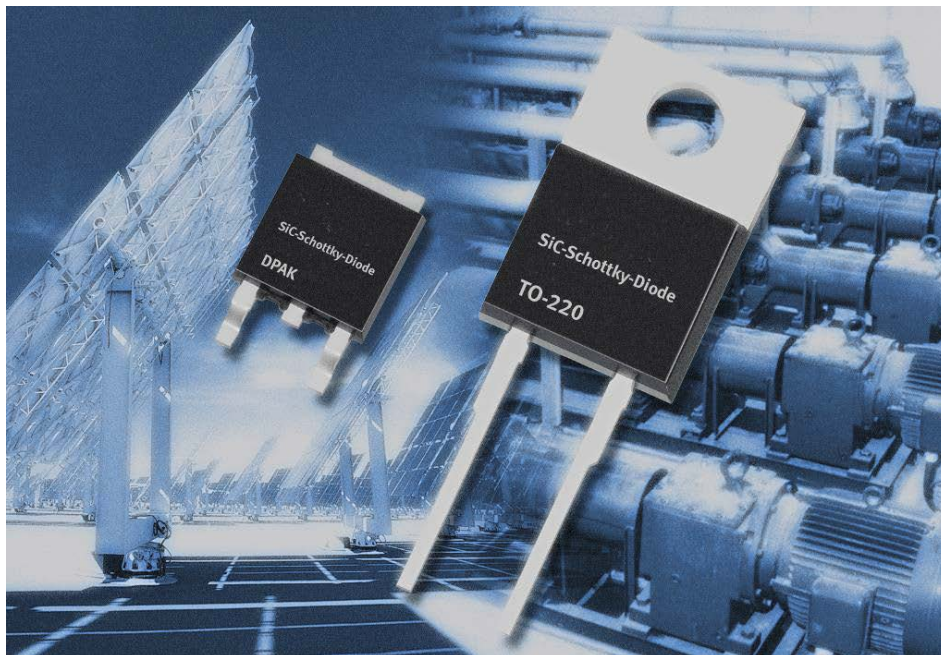
**ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ**

**ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΙΑΣ**

**ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ**

**ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ DC - DC**

**RESEARCH AND MANUFACTURING of DC-DC CONVERTER**



**ΣΠΟΥΔΑΣΤΕΣ : ΛΑΜΠΡΟΠΟΥΛΟΥ ΔΙΟΝΥΣΙΑ**

**A.M.: 33910**

**ΜΑΥΡΟΥΛΗ ΧΡΙΣΤΙΝΑ**

**A.M.: 38930**

**Επιβλέπων Καθηγητής : Η. ΒΥΛΙΩΤΗΣ**



## ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Η επιστημονική περιοχή των Ηλεκτρονικών Ισχύος σε συνδυασμό με τα Συστήματα Ηλεκτρικής Κίνησης, παγκοσμίως, βρίσκεται μεταξύ των δραστηριοτήτων αιχμής. Σε μία διαδρομή πέντε δεκαετιών σημειώθηκε τεράστια πρόοδος με ραγδαίους ρυθμούς στην κατάκτηση νέων γνώσεων και στην ανάπτυξη καινοτόμων τεχνολογιών. Οι εφαρμογές εκτείνονται σε ένα ευρύτατο φάσμα της σύγχρονης τεχνολογίας με ευεργετικά αποτελέσματα για την αυτοματοποίηση και τον εκσυγχρονισμό, την εξοικονόμηση ενέργειας, την προστασία του περιβάλλοντος, την οικονομική ανάπτυξη και την ποιοτική αναβάθμιση της κοινωνίας.

Σκοπός των Ηλεκτρονικών Ισχύος είναι ο μετασχηματισμός των κυματομορφών των ηλεκτρικών μεγεθών, όπως είναι η μετατροπή της εναλλασσόμενης τάσης σε συνεχή ή αντίστροφα η μετατροπή συνεχούς τάσεως σε εναλλασσόμενη, μεταβάλλοντας τη συχνότητα και την ενεργό τιμή αυτής. Μέσω αυτών των μετατροπών επιτυγχάνεται η τροφοδοσία των διαφόρων ηλεκτρικών φορτίων π.χ. μηχανών συνεχούς ρεύματος, μηχανών εναλλασσομένου ρεύματος κ.λ.π., όπου ιδιαίτερη σημασία έχει ο έλεγχος της ποσότητας ισχύος σε κάθε χρονική στιγμή ικανοποιώντας τις απαιτήσεις του χρήστη, οι οποίες συνήθως είναι αρκετά πολύπλοκες. Επιπλέον, οι διαδικασίες μετατροπής των ηλεκτρικών μεγεθών με ταυτόχρονη μετατροπή της ενέργειας, π.χ. από ηλεκτρική σε μηχανική, πρέπει να διεκπεραιώνεται γρήγορα, αξιόπιστα, με υψηλές τιμές του βαθμού απόδοσης και του συντελεστή ισχύος, καθώς και με μικρό κόστος. Στις εφαρμογές τα συστήματα με ηλεκτρονικές διατάξεις ισχύος εκτείνονται από την περιοχή των μικρών μεγεθών ισχύος (mW) μέχρι πολύ μεγάλες τιμές (τάξεως εκατοντάδων MW).

Πρέπει να επισημανθεί με ιδιαίτερη έμφαση, ότι οι διαδικασίες μετατροπών ενέργειας διεκπεραιώνονται από τους ηλεκτρονικούς μετατροπείς ισχύος με τη βοήθεια ηλεκτρονικών διατάξεων χαμηλής ισχύος, κυρίως δε μέσω μικροεπεξεργαστών και γενικά της ψηφιακής τεχνολογίας. Αυτό είναι αναγκαίο, διότι τα ημιαγωγικά στοιχεία ισχύος στην ουσία είναι διακοπτικές μονάδες, των οποίων η διακοπτική λειτουργία διεκπεραιώνεται με εντολές προερχόμενες από ψηφιακά ηλεκτρονικά κυκλώματα κατάλληλα προγραμματισμένα σύμφωνα με τις εκάστοτε απαιτήσεις των φορτίων. Συνεπώς, η πρόοδος της επιστήμης και της τεχνολογίας των

Ηλεκτρονικών Ισχύος καθορίζεται αφενός από τα επιτεύγματα στη δημιουργία νέων ημιαγωγικών στοιχείων ισχύος αφετέρου και από τις εξελίξεις στα ηλεκτρονικά χαμηλής ισχύος.

Το θέμα της πτυχιακής εργασίας έχει τον τίτλο «**Μελέτη και κατασκευή μετατροπέα DC/DC**». Προσπάθεια μας είναι να αναλύσουμε με όσο το δυνατόν πιο κατανοητό και λεπτομερή τρόπο τα κυκλώματα που απαρτίζουν την πτυχιακή εργασία.

## **ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ**

|                  |       |
|------------------|-------|
| Πρόλογος.....    | ..... |
| Περιεχόμενα..... | ..... |

### **ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1<sup>ο</sup> ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ DC/DC**

- 1.1 Εισαγωγή
- 1.2 Είδη μετατροπών ηλεκτρικής ενέργειας
- 1.3 Γενικά για τον μετατροπέα DC/DC
- 1.4 Μετατροπέας υποβιβασμού τάσης ( stepdownconverter )
- 1.5 Μετατροπέας ανύψωσης τάσης ( stepupconverter )
- 1.6 Μετατροπέας υποβιβασμού – ανύψωσης τάσης ενός διακόπτη
- 1.7 Έλεγχος τάσης εξόδου του μετατροπέα DC/DC
- 1.8 Εφαρμογές των μετατροπών DC/DC

### **ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2<sup>ο</sup> ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ Σ.Ρ.**

- 2.1 Εισαγωγή
- 2.2 Κατηγορίες κινητήρων Σ.Ρ
- 2.3 Κινητήρες Σ.Ρ διέγερση σειράς
- 2.4 Κινητήρες Σ.Ρ σύνθετης διέγερσης
- 2.5 Κινητήρες Σ.Ρ παράλληλης διέγερσης
- 2.6 Κινητήρες Σ.Ρ ξένης διέγερσης
- 2.7 Χαρακτηριστικές καμπύλες λειτουργίας Σ.Ρ κινητήρων
- 2.8 Μεταβολή ταχύτητας στους κινητήρες Σ.Ρ
- 2.9 Έλεγχος κινητήρα με μετατροπέα DC/DC

### **ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3<sup>ο</sup> ΕΛΕΓΧΟΣ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ DC ΜΕΣΩ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ DC/DC**

- 3.1 Γενικά για τον έλεγχο κινητήρων
- 3.2 Έλεγχος κινητήρα DC με μετατροπέα dc/dc – εξισώσεις για συνεχή και ασυνεχή αγωγή

## **ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4<sup>ο</sup> ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΣΤΟΙΧΕΙΑ - ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΙ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ – ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ**

- 4.1 Γενικά για τον τελεστικό ενισχυτή
- 4.2 Συγκριτής
- 4.3 Ολοκληρωτής
- 4.4 Αναστροφικός αθροιστής ενισχυτής
- 4.5 Τρανζίστορ ισχύος
- 4.6 MOSFET
- 4.7 Ταχογεννήτρια

## **ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5<sup>ο</sup> ΚΑΤΑΣΚΕΥΑΣΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ**

- 5.1 Τροφοδοτικό
- 5.2 Κύκλωμα ελέγχου
- 5.3 Τεχνικά χαρακτηριστικά υλικών
  - 5.3.1 IC LM 741
  - 5.3.2 IC TIP112
  - 5.3.3 IC TIP 117
  - 5.3.4 DSEI 12-10A FAST RECOVERY DIODE
- 5.4 Σχέδιαπλακετών
- 5.5 Κατασκευή κουτιού
- 5.6 Κατάλογος υλικών

## **ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6<sup>ο</sup> ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΕΣ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ**

- 6.1 Μετρήσεις με ωμικό φορτίο
- 6.2 Μετρήσεις με επαγωγικό φορτίο
- 6.3 Χαρακτηριστικές εξόδου – κυματομορφές

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1<sup>ο</sup> ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ DC/DC

### 1.1 Εισαγωγή

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, Θυρίστορ και τρανζίστορ.

### 1.2 Είδη μετατροπών ηλεκτρικής ενέργειας

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

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

**2) Αντιστροφείς (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 :** 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.

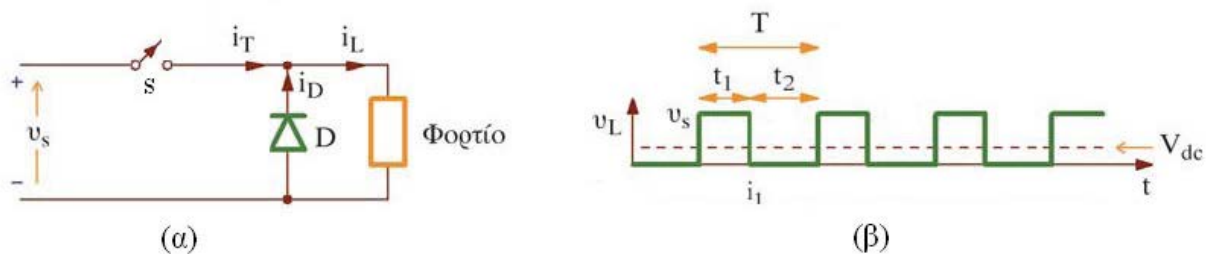
### 1.3 Γενικά για τον μετατροπέα DC/DC

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. απλά με τον μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. έχουμε μερικά σοβαρά πλεονεκτήματα:

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

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



Από τα παραπάνω σχήματα βλέπουμε ότι, η μέση τιμή της τάσης  $U_L$  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 :

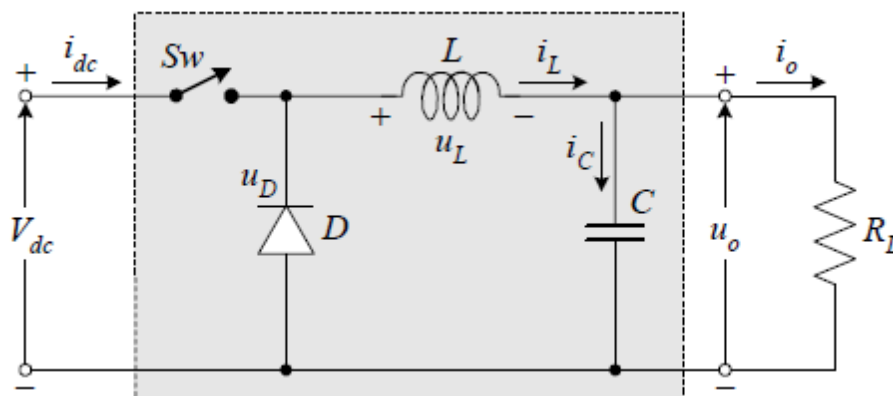
- 1) Από την συχνότητα  $F=1/T$  επανάληψης του ανοίγματος και του κλεισίματος του διακόπτη  $S$ . Η συχνότητα  $F$  είναι ανάλογη με την μέση τιμή της τάσης  $U_L$ , επομένως όσο αυξάνεται η συχνότητα  $F$  τότε αυξάνεται και η μέση τιμή της τάσης  $U_L$ .
- 2) Από την διάρκεια του χρόνου  $t_{on}$  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.

#### 1.4 Μετατροπέας υποβιβασμού τάσης ( stepdown converter )

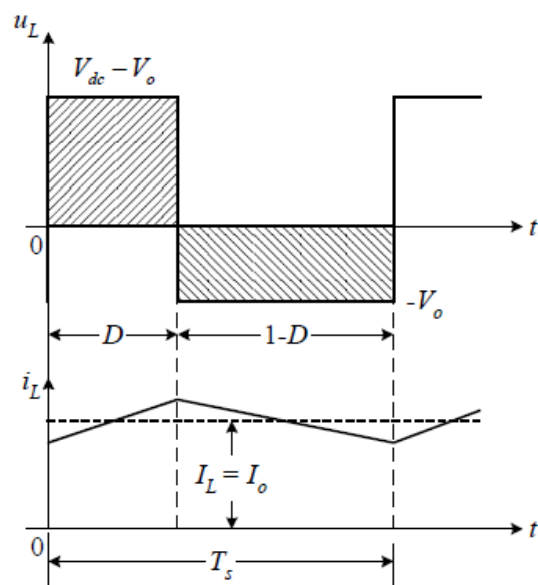
Όπως γίνεται αντιληπτό και από την ονομασία του, σε αυτόν τον μετατροπέα η τάση εξόδου έχει μικρότερη τιμή από αυτή της εισόδου. Κατά το διάστημα που ο διακόπτης  $S_w$  είναι σε αγωγή η πηγή εισόδου παρέχει ενέργεια στο φορτίο και την επαγωγή, ενώ η διόδος ελευθέρως ροής δεν άγει καθώς είναι ανάστροφα πολωμένη. Κατά την περίοδο σβέσης του διακόπτη το ρεύμα της επαγωγής ρέει μέσω της διόδου. Όταν το ρεύμα ρέει στην επαγωγή καθ' όλο το διάστημα αποκοπής του διακόπτη, ο μετατροπέας λειτουργεί με συνεχή αγωγή του ρεύματος, ενώ όταν μηδενίζεται στη περίοδο αποκοπής του διακόπτη, τότε ο μετατροπέας λειτουργεί με ασυνεχή αγωγή του ρεύματος. Η δομή του μετατροπέα υποβιβασμού φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 1:Κύκλωμα μετατροπέα υποβιβασμού τάσης

Η χρήση του φίλτρου LC αποσκοπεί στην αντιμετώπιση του προβλήματος της διακύμανσης της τάσης, ενώ η διόδος ελευθέρως ροής χρησιμοποιείται για την αντιμετώπιση των υπερτάσεων.

## Συνεχής αγωγή ρεύματος



**Σχήμα 2:** Κυματομορφές μετατροπέα υποβιβασμού για συνεχή αγωγή ρεύματος

Ο διακόπτης άγει για  $t_{on} = D * T_s$  (1.1)

και βρίσκεται σε αποκοπή για  $t_{off} = (1 - D) * T_s$  (1.2)

Κατά το διάστημα αποκοπής, το ρεύμα της επαγωγής  $i_L$  ρέει μέσω της διόδου ελευθέρως ροής. Η μέση τιμή της  $u_L$  είναι 0 καθώς η αυτεπαγωγή δεν καταναλώνει άεργο ισχύ.

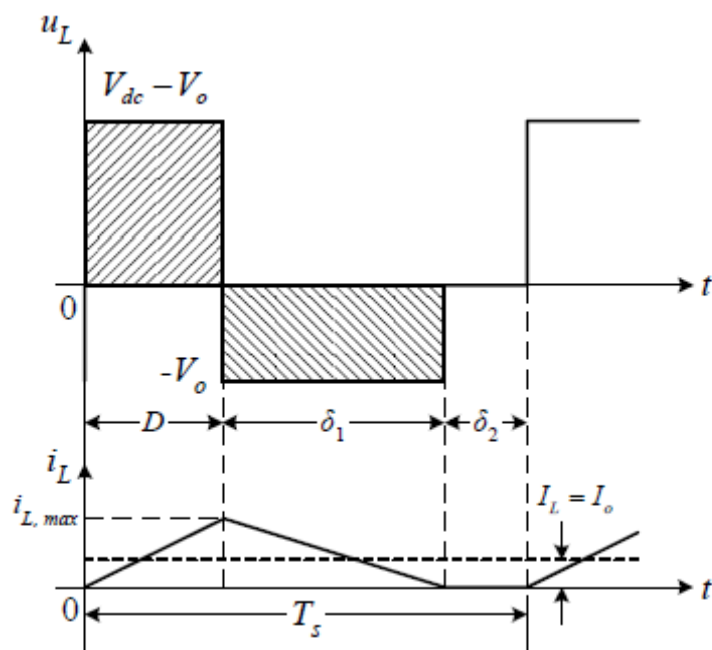
Άρα:  $(V_{dc} - V_o) * D * T_s = V_o(1 - D) * T_s$  (1.3)

Από όπου προκύπτει :  $\frac{V_o}{V_{dc}} = D$  (1.4)

Επειδή τα στοιχεία του μετατροπέα θεωρούνται ιδανικά η ισχύς εισόδου θα είναι ίση με αυτή της εξόδου, δηλαδή:

$$V_{dc} * I_{dc} = V_o * I_o \Rightarrow \frac{V_o}{V_{dc}} = \frac{I_{dc}}{I_o} = D(1.5)$$

## Ασυνεχής αγωγή του ρεύματος



**Σχήμα 3:**Κυματομορφές μετατροπέα υποβιβασμού για ασυνεχή αγωγή ρεύματος

Αν το ρεύμα του φορτίου  $I_0$  μειωθεί αρκετά, το ρεύμα στην επαγωγή γίνεται ασυνεχές. Κατά το διάστημα  $\delta_2 T_s$ , η τάση και το ρεύμα στην επαγωγή είναι μηδέν και ο πυκνωτής του φίλτρου παρέχει το ρεύμα στο φορτίο.

Άρα θα ισχύει:  $(V_{dc} - V_o) * D * T_s - V_o * \delta_1 * T_s = 0$  (1.6)

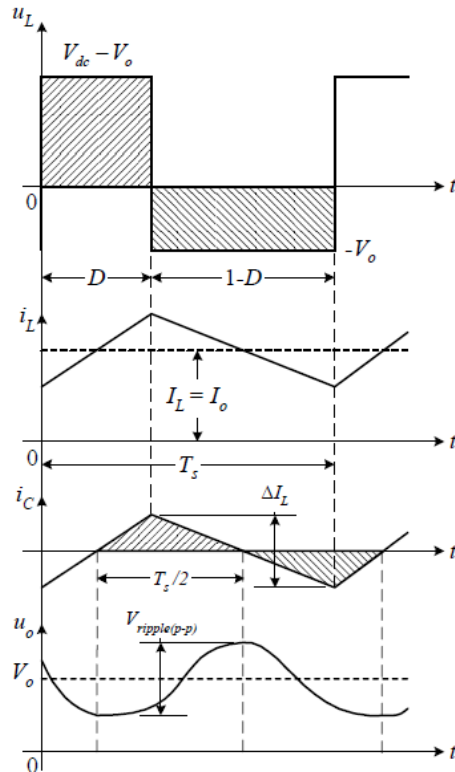
Από όπου προκύπτει:  $\frac{V_o}{V_{dc}} = \frac{D}{D + \delta_1}$  (1.7)

Η μέση τιμή του ρεύματος επαγωγής και εξόδου θα είναι:

$$I_L = I_0 = \frac{\delta_1 T_s}{2L} * D * V_{dc} \quad (1.8)$$

## Κυμάτωση της τάσης εξόδου (ripple)

Η τάση εξόδου στην πράξη δεν είναι απολύτως σταθερή, αλλά μεταβάλλεται γύρω από τη μέση τιμή  $V_0$ . Η κυμάτωση αυτή οφείλεται στο μεταβαλλόμενο ρεύμα μηδενικής μέσης τιμής, το οποίο ρέει μέσω του πυκνωτή.



**Σχήμα 4:**Κυμάτωση τάσης εξόδου μετατροπέα υποβιβασμού για συνεχή αγωγή

Η κυμάτωση ορίζεται από την σχέση:

$$V_{ripple(p-p)} = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{1}{C} \frac{1}{2} \frac{T_s}{2} \frac{\Delta I_L}{2} \quad (1.9)$$

Η διακύμανση του ρεύματος στην επαγωγή είναι:

$$\Delta I_L = \frac{V_0(1-D) \cdot T_s}{L} \quad (1.10)$$

Η συχνότητα αποκοπής του φίλτρου LC είναι:

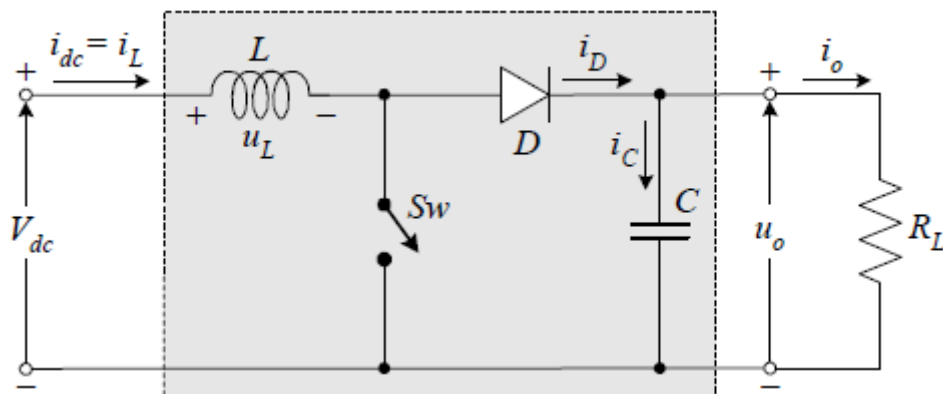
$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.11)$$

Και τελικά:

$$V_{ripple(p-p)} = \frac{\pi^2}{2} * V_0 * (1 - D) * \left(\frac{f_c}{f_s}\right)^2 \quad (1.12)$$

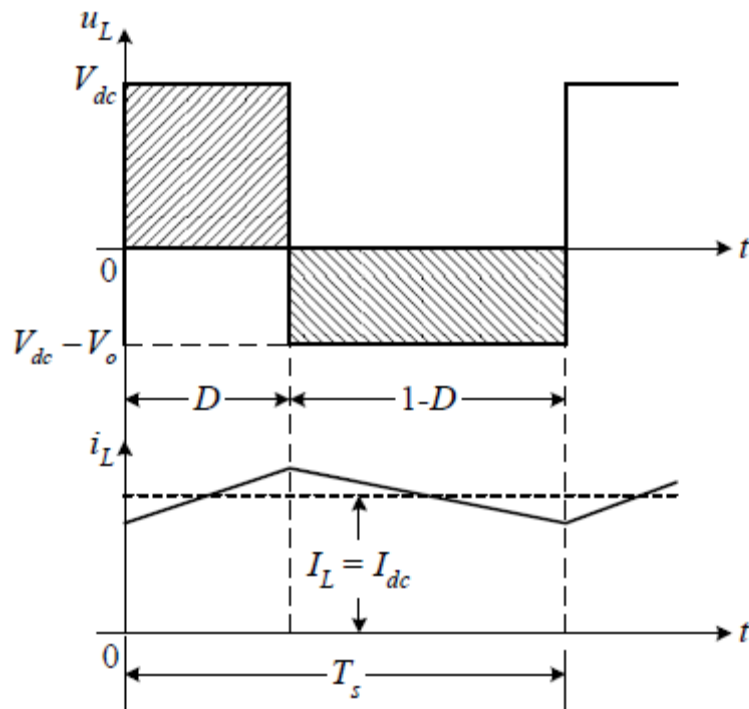
## 1.5 Μετατροπέας ανύψωσης τάσης ( stepup converter )

Αντίθετα με την περίπτωση του μετατροπέα υποβιβασμού τάσης, σε αυτόν τον μετατροπέα η τιμή της τάσης εξόδου είναι μεγαλύτερη αυτής της εισόδου. Όταν ο διακόπτης  $S_w$  είναι σε αγωγή, η πηγή εισόδου παρέχει ενέργεια στη επαγωγή τη οποία και αποθηκεύει σε μορφή μαγνητικού πεδίου. Η δίοδος δεν άγει γιατί είναι ανάστροφα πολωμένη και η έξοδος είναι απομονωμένη από την είσοδο. Όταν ο διακόπτης είναι σε αποκοπή, το ρεύμα στην επαγωγή μειώνεται και η  $U_L$  αλλάζει πολικότητα. Μόλις η τάση επαγωγής γίνει ίση με  $V_{dc} - V_o$ , η δίοδος πολώνεται ορθά και η ενέργεια μεταφέρεται από την πηγή και την επαγωγή στο φορτίο.



Σχήμα 5: Κύκλωμα μετατροπέα ανύψωσης τάσης

Συνεχής αγωγή του ρεύματος Type equation here.



Σχήμα 6:Κυματομορφές μετατροπέα ανύψωσης για συνεχή αγωγή ρεύματος

Άρα: 
$$V_{dc} * D * T_s + (V_{dc} - V_0)(1 - D) * T_s = 0$$
 (1.13)

Από όπου προκύπτει: 
$$\frac{V_0}{V_{dc}} = \frac{1}{1-D}$$
 (1.14)

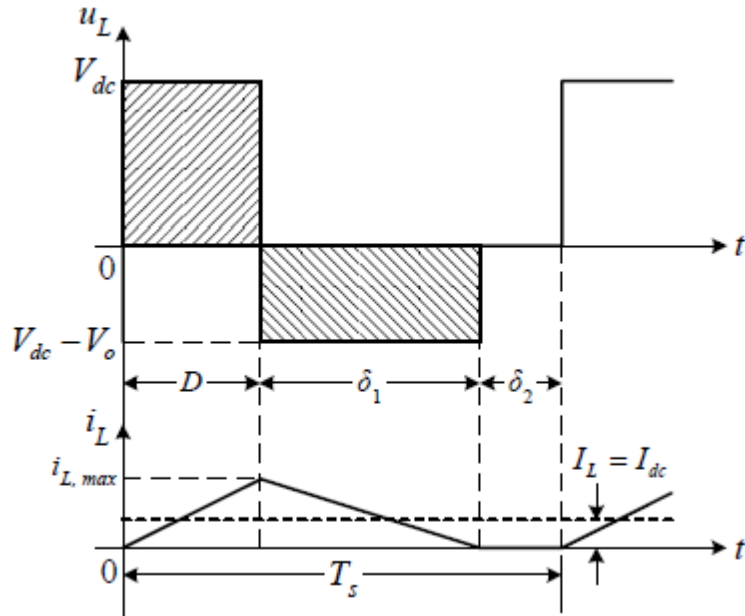
Θεωρώντας τις απώλειες μηδενικές θα πρέπει:

$$P_{in} = P_{out} \Leftrightarrow$$

$$V_{dc} * I_{dc} = V_0 * I_0 \Leftrightarrow$$

$$\frac{V_0}{V_{dc}} = \frac{I_{dc}}{I_0} = \frac{1}{1-D}$$
 (1.15)

## Ασυνεχής αγωγή του ρεύματος



**Σχήμα 7:**Κυματομορφές μετατροπέα ανύψωσης για ασυνεχή αγωγή ρεύματος

Η μέση τιμή της  $U_L$  είναι μηδέν, άρα θα ισχύει:

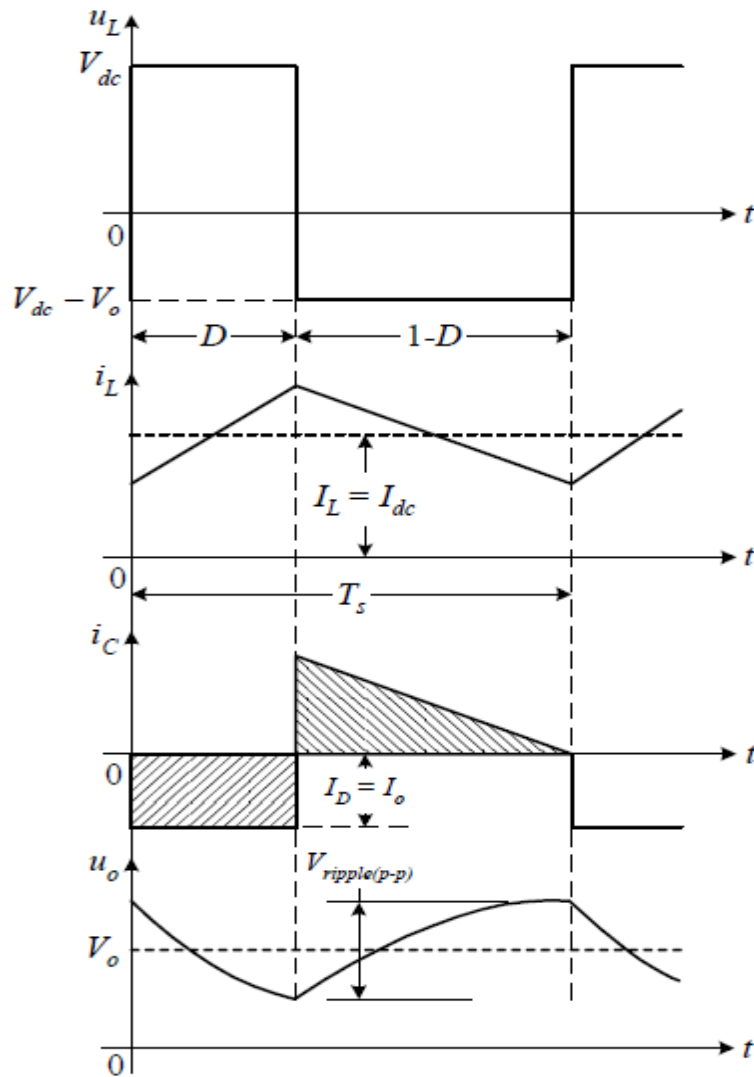
$$V_{dc} * D * T_s + (V_{dc} - V_o) * \delta_1 * T_s = 0 \quad (1.16)$$

Από όπου προκύπτει:

$$\frac{V_o}{V_{dc}} = \frac{I_{dc}}{I_o} = \frac{D + \delta_1}{\delta_1} \quad (1.17)$$

Για το ρεύμα εισόδου ισχύει:  $I_{dc} = I_L = \frac{D + \delta_1}{2} * \frac{V_{dc}}{L} * D * T_s$  (1.18)

## Κυμάτωση της τάσης εξόδου



**Σχήμα 8:** Κυμάτωση της τάσης εξόδου μετατροπέα ανύψωσης για συνεχή αγωγή ρεύματος

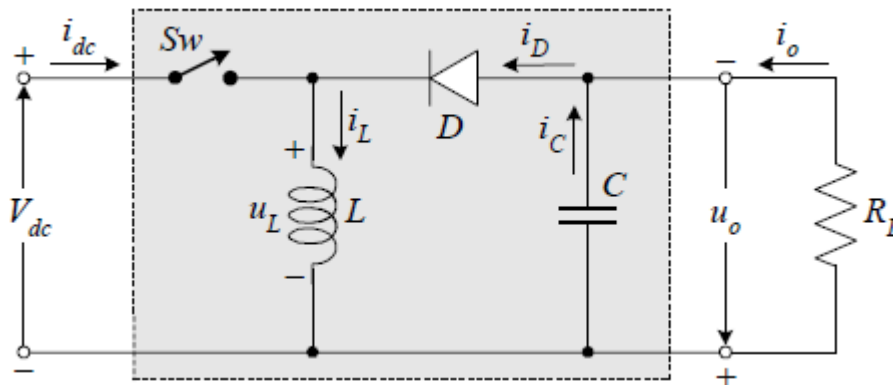
Η κυμάτωση υπολογίζεται από τη σχέση:

$$V_{ripple} = \frac{\Delta Q}{C} = \frac{I_o * D * T_S}{C} = \frac{V_o}{R_L * C} * D * T_S \quad (1.19)$$



## 1.6 Μετατροπέας υποβιβασμού-ανύψωσης τάσης ενός διακόπτη

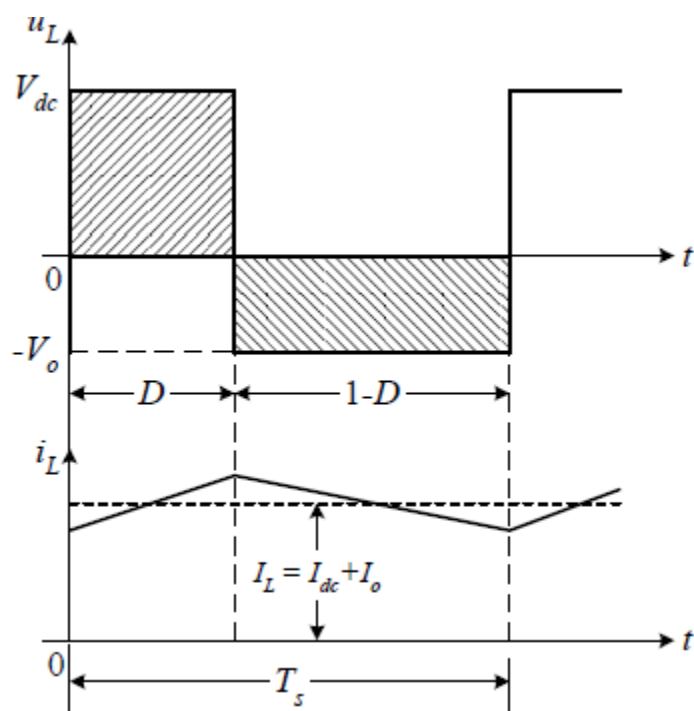
Σε κάποιες εφαρμογές που η τάση εξόδου απαιτείται να είναι μικρότερη ή μεγαλύτερη της συνεχούς τάσης εισόδου, χρησιμοποιείται μια μεγάλη ποικιλία μετατροπέων, οι οποίοι περιλαμβάνουν ένα ή δύο ελεγχόμενους διακόπτες ισχύος.



**Σχήμα 9:** Κύκλωμα μετατροπέα υποβιβασμού-ανύψωσης της τάσης, με ένα διακόπτη

Σε αυτό το είδος μετατροπέα, η τάση εξόδου είναι αντίθετης πολικότητας από αυτή της τάσης εισόδου. Κατά το διάστημα αγωγής του διακόπτη  $Sw$ , η πηγή εισόδου παρέχει ενέργεια στην επαγωγή. Η διάδος είναι ανάστροφα πολωμένη, επομένως δεν μεταφέρεται ισχύς στο φορτίο. Όταν ο διακόπτης οδηγηθεί στην αποκοπή, η τάση επαγωγής αλλάζει πολικότητα και μόλις γίνει ίση με την τάση εξόδου, η διάδος πολώνεται ορθά. Μέσω της διάδου ένα μέρος της ενέργειας (συνεχής αγωγή του ρεύματος), η όλη η ενέργεια (ασυνεχής αγωγή του ρεύματος), η οποία έχει αποθηκευτεί στην επαγωγή, μεταφέρεται στην έξοδο. Η πηγή δεν προσφέρει ενέργεια στο κύκλωμα, καθώς ο διακόπτης είναι σε αποκοπή.

## Συνεχής αγωγή



**Σχήμα 10:**Κυματομορφές μετατροπέα υποβιβασμού-ανύψωσης τάσης ενός διακόπτη, για συνεχή αγωγή ρεύματος

Η μέση τιμή της τάσης  $u_L$  είναι μηδενική, οπότε :

$$V_{dc} * D * T_s - V_o * (1 - D) * T_s = 0 \quad (1.20)$$

Όμως, θεωρώντας ότι  $V_{dc} * I_{dc} = V_o * I_o$

Τότε 
$$\frac{V_o}{V_{dc}} = \frac{I_{dc}}{I_o} = \frac{D}{1-D} \quad (1.21)$$

Σύμφωνα με το σχήμα 9 και λαμβάνοντας υπόψη ότι η μέση τιμή του ρεύματος στον πυκνωτή είναι μηδέν, οι μέσες τιμές των ρευμάτων εισόδου, εξόδου και επαγωγής συνδέονται ως εξής:

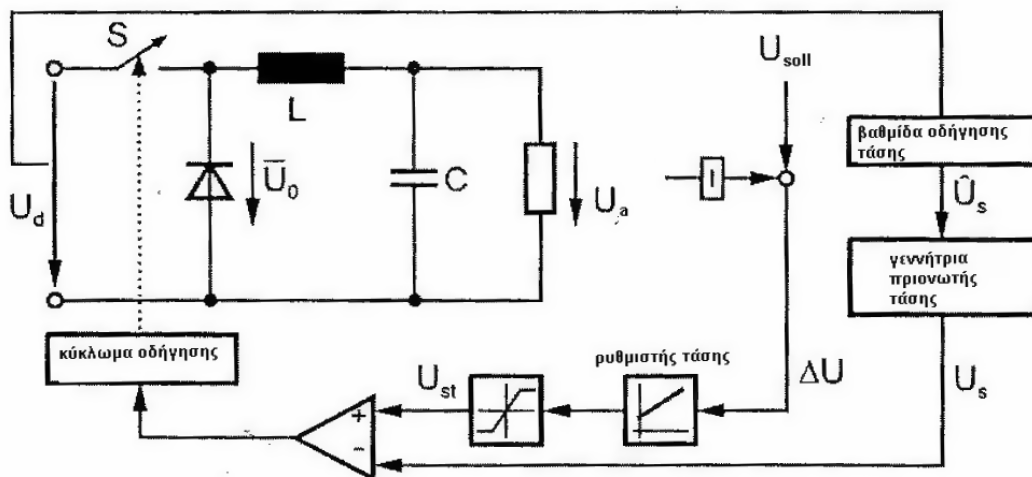
$$I_L = I_{dc} + I_D \quad (1.22)$$

Από τις 1.21 και 1.22, προκύπτει:

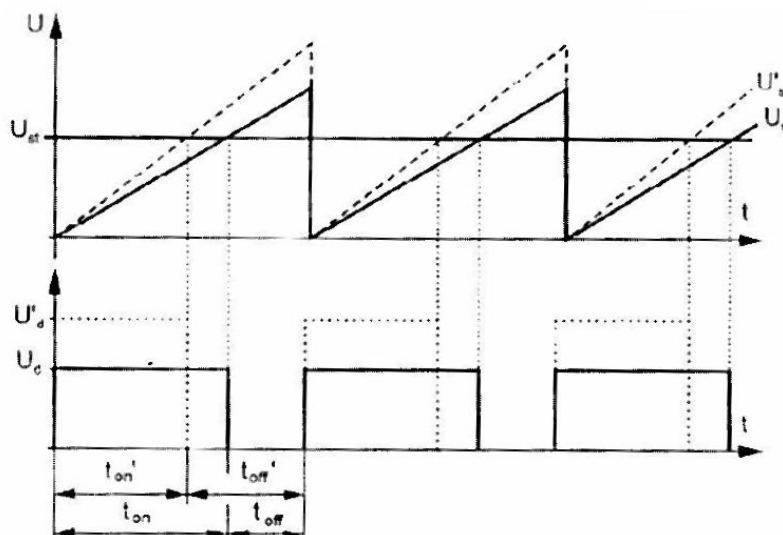
$$I_0 = I_L * (1 - D) \quad (1.23)$$

## 1.7 Έλεγχος τάσης εξόδου του μετατροπέα DC/DC

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 ελέγχου τάσης



Επίδραση του ελέγχου στο βαθμό χρησιμοποίησης και στην τάση εξόδου

## 1.8 Εφαρμογές των μετατροπέων DC/DC

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 υποκύκλωμα 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) Επίσης χρησιμοποιείται για τον έλεγχο τυλιγμάτων διέγερσης ηλεκτρικών κινητήρων.

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2<sup>ο</sup> ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ Σ.Ρ

### 2.1 Εισαγωγή

Οι κινητήρες συνεχούς ρεύματος, αποτελούν τις μηχανές με τον πιο απλό έλεγχο ροπής, ταχύτητας και θέσης. Αυτό το πλεονέκτημα, αντιστάθμιζε ανέκαθεν τα σοβαρά τους μειονεκτήματα, όπως το μεγάλο τους όγκο σε σχέση με την αποδιδόμενη ισχύ, το υψηλό κόστος κατασκευής καθώς και την ανάγκη συχνής συντήρησης αυτών. Γι' αυτό το λόγο χρησιμοποιούνται κατά κόρον (σε σχέση με τους άλλους τύπους ηλεκτρικών κινητήρων), στα ηλεκτρικά κινητήρια συστήματα.

Σήμερα, η κατά κόρον αυτή χρήση των κινητήρων συνεχούς ρεύματος στα ηλεκτρικά κινητήρια συστήματα, έχει ήδη κλονιστεί σοβαρά, από την εισβολή των επαγωγικών κινητήρων και των σύγχρονων κινητήρων με μόνιμους μαγνήτες. Η χρήση αυτών των κινητήρων στα συστήματα κίνησης, οφείλεται στην ανάπτυξη της τεχνολογίας, η οποία είχε ως αποτέλεσμα την κατασκευή των ηλεκτρονικών μονάδων οδήγησης και ελέγχου που απαιτούν, με αποτέλεσμα τις τελευταία περίπου είκοσι χρόνια, οι κινητήρες συνεχούς ρεύματος να θεωρούνται πλέον ξεπερασμένοι.

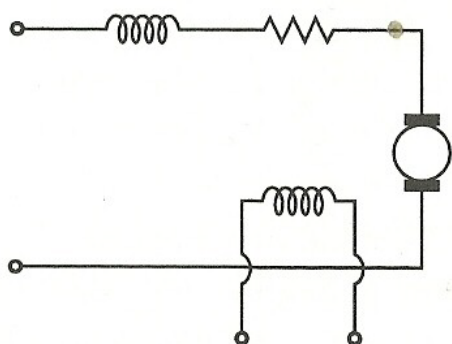
Όμως, όπως σταδιακά, ξεπεράστηκαν σε μεγάλο βαθμό τα προβλήματα οδήγησης και ελέγχου των επαγωγικών κινητήρων και των σύγχρονων κινητήρων μόνιμου μαγνήτη, με τον ίδιο τρόπο ξεπεράστηκαν και πολλά από τα προβλήματα σχεδίασης και κατασκευής των κινητήρων συνεχούς ρεύματος. Έτσι, όπως φαίνεται και σύμφωνα με την παραγωγική διαδικασία των μεγάλων βιομηχανιών κατασκευής κινητήριων συστημάτων φαίνεται ότι οι κινητήρες συνεχούς ρεύματος εξακολουθούν και θα εξακολουθήσουν να έχουν σημαντικό ρόλο στα κινητήρια συστήματα, για αρκετά ακόμη χρόνια.

## 2.2 Κατηγορίες κινητήρων Σ.Ρ

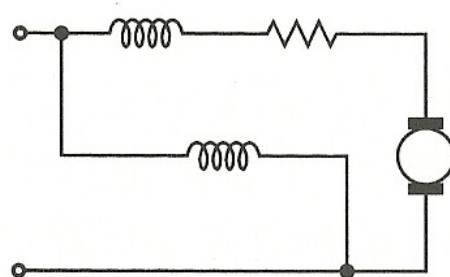
Η ταξινόμηση των κινητήρων Σ.Ρ γίνεται ανάλογα με τον τρόπο σύνδεσης του τυλίγματος διέγερσης τους. Έτσι λοιπόν μπορούν να χωριστούν στις εξής κατηγορίες:

- α) Κινητήρες ξένης διέγερσης
- β) Κινητήρες παράλληλης διέγερσης
- γ) Κινητήρες διέγερσης σειράς
- δ) Κινητήρες σύνθετης διέγερσης

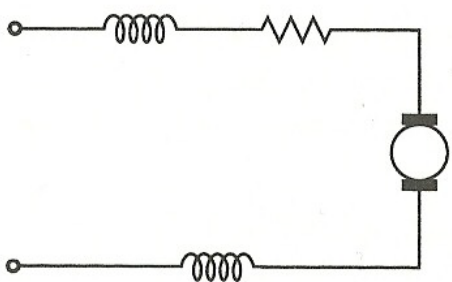
Οι αντίστοιχες συνδέσεις του τυλίγματος διέγερσης φαίνονται στο παρακάτω σχήμα:



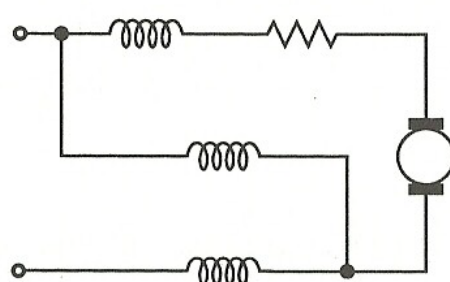
(α)



(β)



(γ)



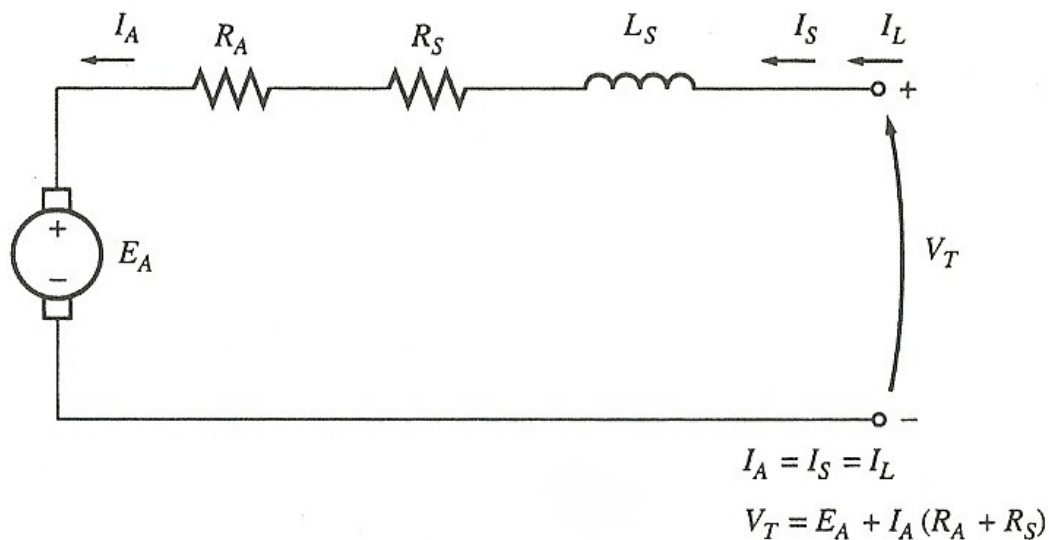
(δ)

**Σχήμα 11:** Κατηγορίες κινητήρων Σ.Ρ

Αξίζει επίσης να σημειωθεί ότι οι μηχανές σύνθετης διέγερσης, χωρίζονται σε δυο υποκατηγορίες ανάλογα με την πολικότητα του πεδίου διέγερσης σειράς.

Στην προσθετική (αθροιστική) σύνδεση όπου τα πεδία είναι ίδιας φοράς και στην διαφορική (αφαιρετική) σύνδεση όπου τα πεδία είναι αντίθετης φοράς.

### 2.3 Κινητήρες Σ.Ρ διέγερση σειράς



**Σχήμα 12:** Ισοδύναμο κύκλωμα ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος διέγερσης σειράς

Στους κινητήρες Σ.Ρ διέγερσης σειράς, το ρεύμα εισόδου, το ρεύμα διέγερσης και το ρεύμα τυμπάνου έχουν την ίδια τιμή. Επίσης ο νόμος των τάσεων του Kirchhoff παίρνει τη μορφή:

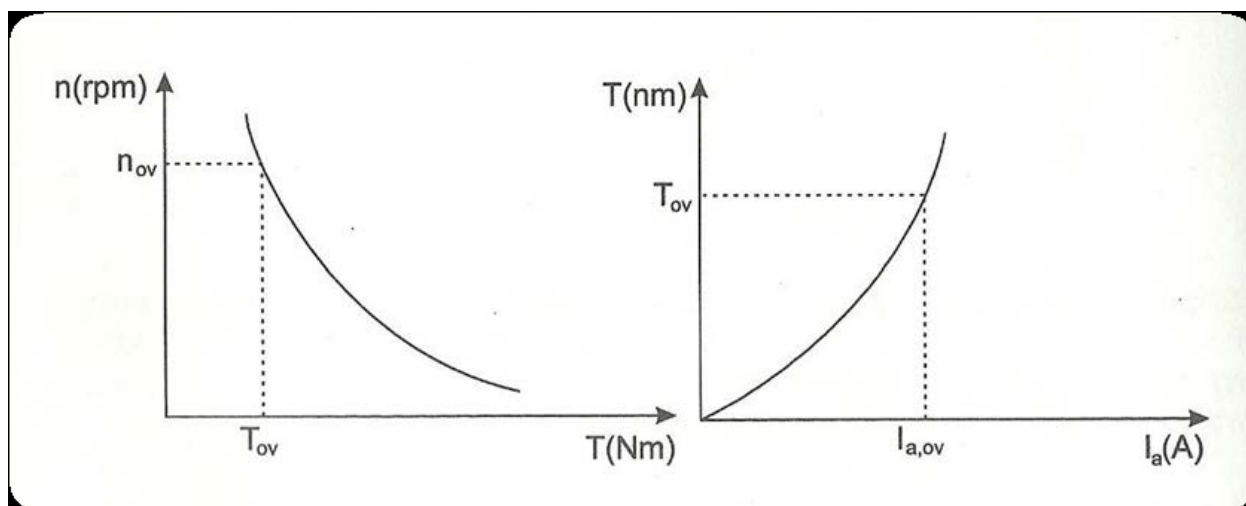
$$V_T = E_A + I_A * (R_A + R_S) \quad (2.1)$$

Όπως φαίνεται και από το σχήμα 12, το τύλιγμα διέγερσης είναι σε σειρά με το επαγωγικό τύμπανο, άρα το ρεύμα τυμπάνου δημιουργεί και το πεδίο διέγερσης του κινητήρα. Συνεπώς με κάθε αύξηση του φορτίου θα υπάρχει και μία ανάλογη αύξηση της ροής. Στη γραμμική χαρακτηριστική της καμπύλης μαγνήτισης, η ροή είναι ανάλογη του ρεύματος τυμπάνου και στην περιοχή αυτή θα ισχύει:

$$T = K_m * \Phi * I_a = K' * I_a^2 \quad (2.2)$$

Όταν η ζήτηση του φορτίου είναι μικρή, αντίστοιχα μικρή είναι και η ροή του πεδίου. Η ταχύτητα περιστροφής όμως μπορεί να πάρει αρκετά μεγάλες τιμές με

καταστροφικές για τον κινητήρα συνέπειες. Αντίθετα, όταν τα φορτία είναι μεγάλα, η τιμή της ροής θα είναι υψηλή, και κατά συνέπεια η στροφές του κινητήρα θα είναι χαμηλές (Σχήμα 13)



**Σχήμα 13:** Χαρακτηριστικές ταχύτητας-ροπής και ροπής-ρεύματος για τους κινητήρες διέγερσης σειράς.

Οι υψηλές ροπές εκκίνησης που παρουσιάζονται παραπάνω, καθιστούν τους κινητήρες σειράς ως τους καταλληλότερους στην ηλεκτρική κίνηση, στους ανελκυστήρες και γενικότερα σε όσες εφαρμογές απαιτούν υψηλές τιμές ροπής κατά την εκκίνηση και αρκετά σημαντικό φορτίο.

### **Ρύθμιση στροφών κινητήρων διέγερσης σειράς**

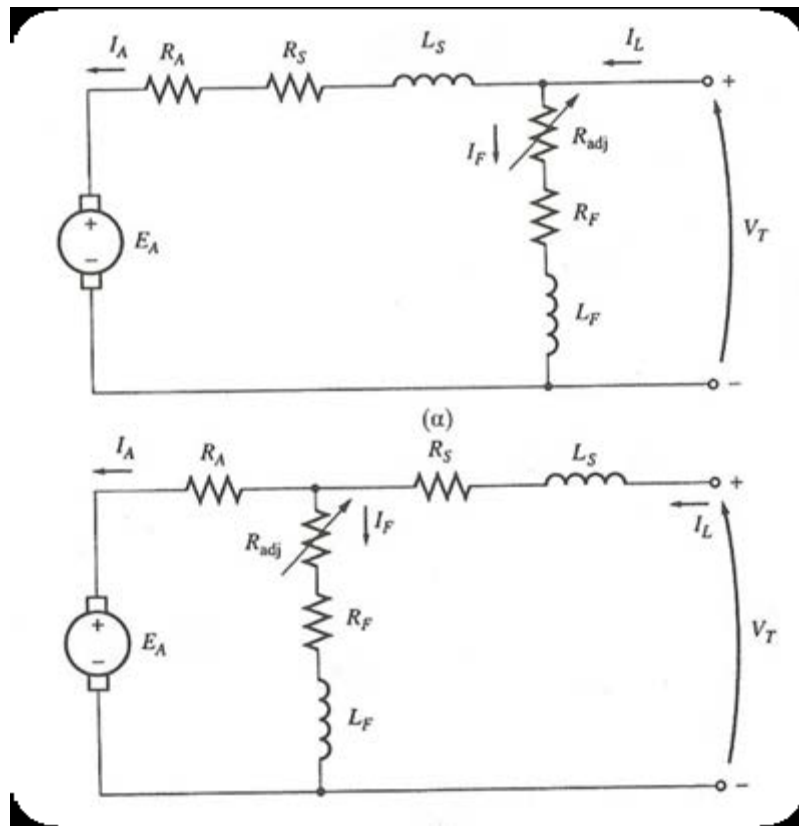
Σε αυτή την κατηγορία κινητήρων η μόνη αποδοτική μέθοδος ελέγχου των στροφών είναι μέσω της μεταβολής της τάσης εισόδου στον κινητήρα. Η αύξηση της τάσης εισόδου έχει ως αποτέλεσμα της αύξηση της ταχύτητας του κινητήρα καθώς και το αντίστροφο (*εξίσωση 2.3*).

Ο έλεγχος μπορεί επίσης να επιτευχθεί με την εισαγωγή μιας αντίστασης σε σειρά με το κύκλωμα του κινητήρα αλλά το κόστος αυτής της μεθόδου, περιορίζει τη χρήση της στις ενδιάμεσες περιόδους εκκίνησης ορισμένων κινητήρων



$$\omega = -\frac{R_A + R_S}{K'} = \frac{V_T}{\sqrt{K'}} * \frac{1}{\sqrt{\tau_{ind}}} \quad (2.3)$$

## 2.4 Κινητήρες Σ.Ρ σύνθετης διέγερσης



**Σχήμα 14:** Ισοδύναμα κυκλώματα κινητήρων σύνθετης αντίστασης (μεταπαράλληλη και προπαράλληλη συνδεσμολογία)

Η διέγερση του κινητήρα σύνθετης αντίστασης αποτελείται από ένα τύλιγμα σειράς και από ένα παράλληλο τύλιγμα.

Ο νόμος των τάσεων του Kirchhoff σε αυτή την κατηγορία κινητήρων είναι:

$$V_T = E_A + I_A(R_A + R_S) \quad (2.4)$$

Επίσης ισχύουν:

$$I_A = I_L - I_F \quad (2.5)$$

$$I_F = \frac{V_T}{R_F} \quad (2.6)$$

Ανάλογα με την πολικότητα σύνδεσης του τυλίγματος σειράς και του τυλίγματος κύριας διέγερσης διακρίνονται δύο κατηγορίες σύνδεσης:

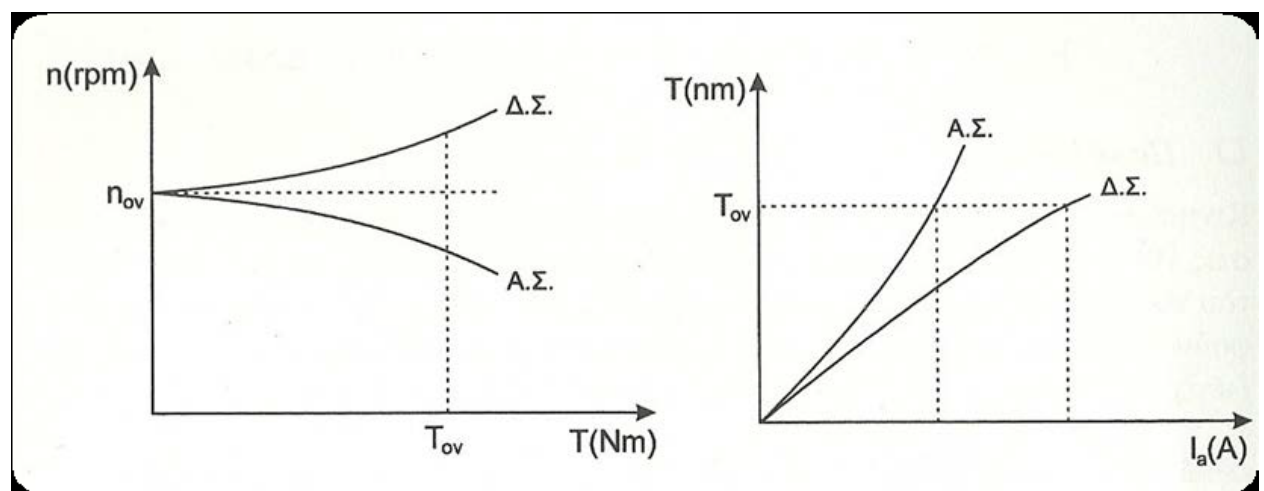
Αθροιστική σύνδεση στην οποία ισχύει:  $T = K_m * (\Phi_{fp} + \Phi_{fs}) * I_a$  (2.7)

Διαφορική σύνδεση στην οποία ισχύει:  $T = K_m * (\Phi_{fp} - \Phi_{fs}) * I_a$  (2.8)

Όπου :

$\Phi_{fp}$  = ροή του τυλίγματος παράλληλης διέγερσης (Wb)

$\Phi_{fs}$  = ροή του τυλίγματος διέγερσης σειράς (Wb)



**Σχήμα 15** Χαρακτηριστικές ταχύτητας-ροπής και ρεύματος-ροπής κινητήρα σύνθετης διέγερσης ,για αθροιστική και διαφορική σύνδεση τυλίγματος σειράς

Η χρήση των κινητήρων σύνθετης διαφορικής διέγερσης είναι περιορισμένη και για μερικές μόνο περιπτώσεις επειδή μετά από ορισμένο φορτίο παρουσιάζουν μεγάλη αστάθεια λειτουργίας.

$$n = \frac{V_a - I_a(R_a + R_{fs})}{\Phi_{fp} - \Phi_f} \quad (2.9)$$

Από την εξίσωση 2.9 διαπιστώνουμε ότι αύξηση του φορτίου προκαλεί αύξηση των στροφών λόγω μείωσης του αριθμητή αρκετά λιγότερο σε σχέση με τον

αριθμητή. Για μεγάλα φορτία, μπορεί να επιφέρει απότομη μείωση των στροφών μέχρι σημείου μηδενισμού καθώς και την αλλαγή φοράς περιστροφής. Σε περιπτώσεις χρήσης των κινητήρων αυτών, κατά την εκκίνηση, πρέπει να βραχυκυκλώνεται το τύλιγμα σειράς, με σκοπό την αποφυγή της περιστροφής κατά την αντίθετη φορά του δρομέα λόγω των υψηλών ρευμάτων εκκίνησης, με συνέπεια τις αρκετά αυξημένες τιμές της ροής  $\Phi_s$ .

## Ρύθμιση στροφών κινητήρων σύνθετης διέγερσης

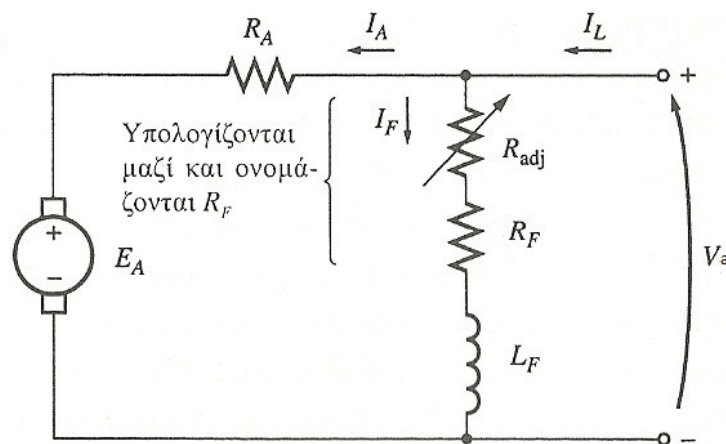
Οι μέθοδοι ρύθμισης των στροφών των κινητήρων συνεχούς ρεύματος αθροιστικής σύνθετης διέγερσης είναι πανομοιότυποι με αυτές των κινητήρων παράλληλης διέγερσης, δηλαδή:

- α) Μεταβολή της αντίστασης  $R_f$ .
- β) Μεταβολή της τάσης στα άκρα οπλισμού του κινητήρα.
- γ) Σύνδεση μιας αντίστασης σε σειρά με το κύκλωμα οπλισμού του κινητήρα.

Οι ίδιες τεχνικές ελέγχου των στροφών ισχύουν και για τους κινητήρες διαφορικής σύνθετης διέγερσης, όμως λόγω της περιορισμένης χρήσης τους, το θέμα αυτό δεν παρουσιάζει κανένα ενδιαφέρον.

## 2.5 Κινητήρες Σ.Ρ παράλληλης διέγερσης

Παρακάτω φαίνεται το ισοδύναμο κύκλωμα ενός κινητήρα παράλληλης διέγερσης:



Σχήμα 16 Ισοδύναμο κύκλωμα ενός κινητήρα παράλληλης διέγερσης

Στον κινητήρα παράλληλης διέγερσης, η εξίσωση του νόμου των τάσεων του Kirchhoff, έχει τη μορφή:  $V_A = E_A + I_A * R_A$  (2.10)

Το συνολικό ρεύμα που απορροφά ο κινητήρας από το δίκτυο, είναι ίσο με το άθροισμα των ρευμάτων του τυλίγματος τυμπάνου και της διέγερσης.

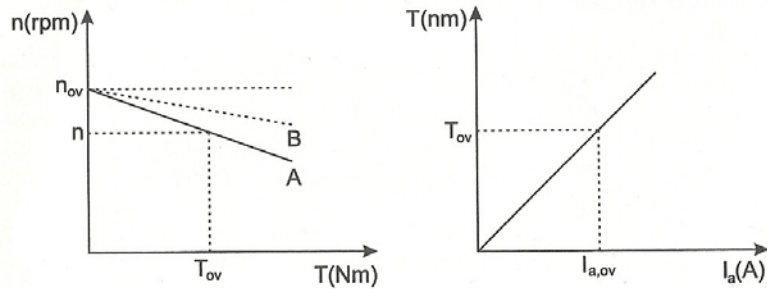
$$I_L = I_a + I_f \quad (2.11)$$

Σε ένα κινητήρα παράλληλης διέγερσης, η ροή ανά πόλο 'Φ' του πεδίου διέγερσης παραμένει πρακτικά ανεπηρέαστη από το ρεύμα τυμπάνου και άρα είναι σταθερή για σταθερό ρεύμα διέγερσης. Η παρακάτω σχέση μας δείχνει ότι για σταθερή ροή υπάρχει αναλογία μεταξύ της παραγόμενης ροπής και του ρεύματος του τυλίγματος τυμπάνου.

$$T = K * m * \Phi(I_f = \text{σταθερο}) * I_a = K' * m * I_a \quad (2.12)$$

Άρα, αν ο κινητήρας στρέφεται με κάποιο συγκεκριμένο αριθμό στροφών μία απότομη αύξηση του φορτίου προκαλεί ελάττωση των στροφών και κατ' επέκταση της επαγόμενης Α.Η.Ε.Δ., με αποτέλεσμα την αύξηση του ρεύματος τυμπάνου, στην τιμή που απαιτείται από την αύξηση της ροπής. Στην περίπτωση αυτή, υπάρχει γραμμική εξάρτηση της χαρακτηριστικής  $n=f(T)$ . Για  $\Phi = \text{σταθερο}$  και σύμφωνα με τις προηγούμενες εξισώσεις θα ισχύει:

$$n = \frac{V_a}{K_g * \Phi} - \frac{R_a}{K_g * \Phi} * I_a = \frac{V_a}{K_g * \Phi} - \frac{R_a}{K_g * K_m * \Phi^2} * T \quad (2.13)$$



**Σχήμα 17** Χαρακτηριστική ταχύτητας-ροπής και ροπής- ρεύματος τυμπάνου στους κινητήρες παράλληλης διέγερσης

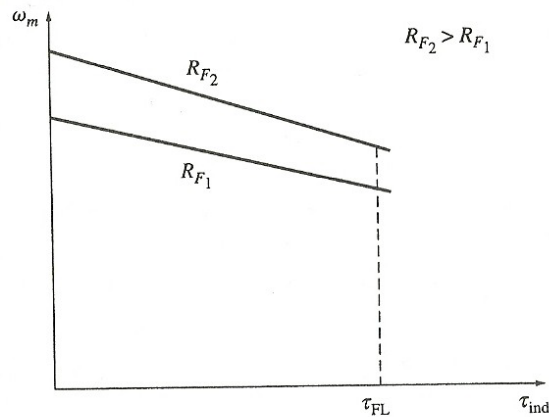
Σε περίπτωση που η μηχανή δεν διαθέτει τυλίγματα αντιστάθμισης και βοηθητικών πόλων υπάρχει κάποια εξασθένιση του πεδίου διέγερσης λόγω της αντίδρασης τυμπάνου. Σε αυτή την περίπτωση η μεταβολή των στροφών είναι μικρότερη και απεικονίζεται στην καμπύλη Β. Η χρήση των κινητήρων παράλληλης διέγερσης συνιστάται σε εφαρμογές που το ζητούμενο είναι η σταθερή ταχύτητα αλλά όχι η υψηλή ροπή εκκίνησης.

### Ρύθμιση στροφών κινητήρων παράλληλης διέγερσης

#### α) Μεταβολή της αντίστασης διέγερσης $R_f$ (μεταβολή μαγνητικής ροής στο εσωτερικό του κινητήρα).

Έστω ότι αυξάνεται η αντίσταση διέγερσης. Τότε θα μειωθεί το ρεύμα διέγερσης και μαζί του η μαγνητική ροή  $\Phi$  στο εσωτερικό του κινητήρα. Η μείωση της μαγνητικής ροής  $\Phi$  προκαλεί στιγμιαία ελάττωση στην τάση  $E_A (=k\Phi\omega)$ . Επειδή  $I_A = (V_T - E_A) / R_A$  η αύξηση της  $E_A$  θα επιφέρει μία μεγάλη αύξηση του ρεύματος τυμπάνου. **Πειραματικά έχει αποδειχθεί ότι μια μείωση της μαγνητικής ροής κατά 1%, προκαλεί αύξηση του ρεύματος τυμπάνου κατά 49%.**

Σύμφωνα με τη σχέση  $\tau_{ind} = K\Phi I_A$  και αφού όπως είπαμε η αύξηση του ρεύματος σπλισμού υπερκαλύπτει τη μείωση της μαγνητικής ροής, η επαγόμενη ροπή του κινητήρα θα αυξηθεί. Επειδή ισχύει  $\tau_{ind} > \tau_{load}$  η μηχανή θα αρχίσει να περιστρέφεται γρηγορότερα από πριν. Όσο η ταχύτητα του κινητήρα παίρνει μεγαλύτερη τιμή, μειώνεται η  $E_A$  και κατά συνέπεια το ρεύμα  $I_A$ . Επόμενο αυτών είναι η μείωση της επαγόμενης ροπής  $\tau_{ind}$  μέχρι να εξισωθεί με την  $\tau_{load}$  σε μια ταχύτητα ισορροπίας μεγαλύτερη από την αρχική. Όπως γίνεται εύκολα αντιληπτό αν μειωθεί η  $R_f$ , θα αυξηθεί η ταχύτητα του κινητήρα.



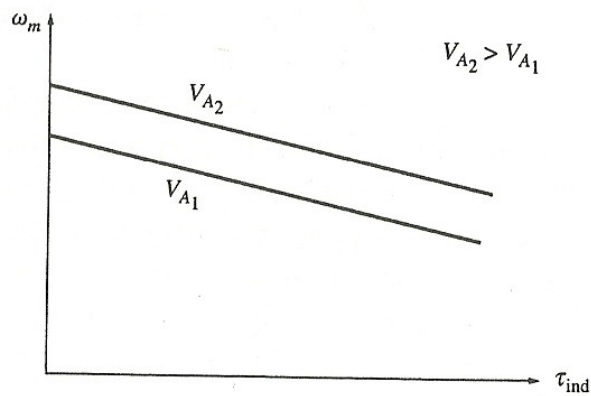
**Σχήμα 18**

Αποτελέσματα της αύξησης της αντίστασης διέγερσης πάνω στην χαρακτηριστική φορτίου ενός κινητήρα Σ.Ρ παράλληλης διέγερσης. Η μείωση της μαγνητικής ροής προκαλεί αύξηση της ταχύτητας του κινητήρα στη λειτουργία χωρίς φορτίο, ενώ η κλίση της καμπύλης ροπής-ταχύτητας γίνεται πιο απότομη

### **β) Μεταβολή τάσης στα άκρα του οπλισμού.**

Σε αυτή τη μέθοδο, μεταβάλλεται η τάση στα άκρα του οπλισμού, παραμένοντας όμως σταθερή η τάση στα άκρα του κυκλώματος διέγερσης. Καθώς η τάση  $V_A$  αυξάνεται, αυξάνεται και το ρεύμα οπλισμού του κινητήρα.

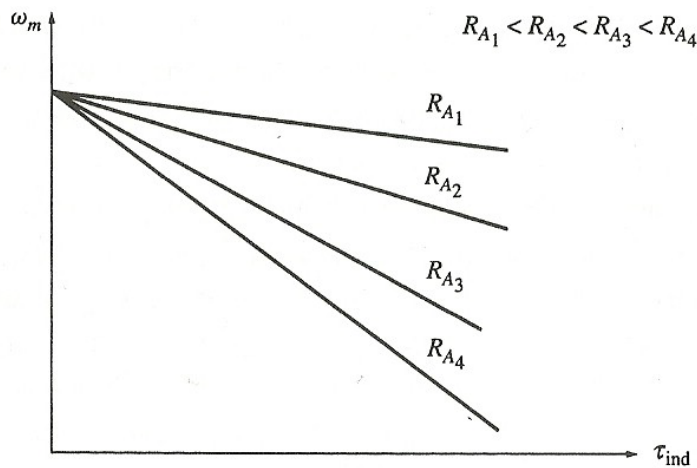
Η αύξηση του ρεύματος οπλισμού, προκαλεί με τη σειρά του αύξηση της επαγόμενης ροπής και τότε ισχύει  $\tau_{ind} > \tau_{load}$  που σημαίνει ότι ο κινητήρας επιταχύνει. Όμως η αύξηση της  $\omega$  προκαλεί αύξηση της  $E_A (=K\phi\omega)$  και το ρεύμα οπλισμού μειώνεται εκ νέου. Έτσι η επαγόμενη ροπή  $\tau_{ind}$  μειώνεται και γίνεται πάλι ίση με την  $\tau_{load}$  σε μια ταχύτητα περιστροφής  $\omega$  μεγαλύτερη της αρχικής.



**Σχήμα 19** Αποτελέσματα της αύξησης της  $V_A$  πάνω στην χαρακτηριστική ροπής-ταχύτητας. Η ταχύτητα μεταβάλλεται ενώ η κλίση της καμπύλης παραμένει σταθερή

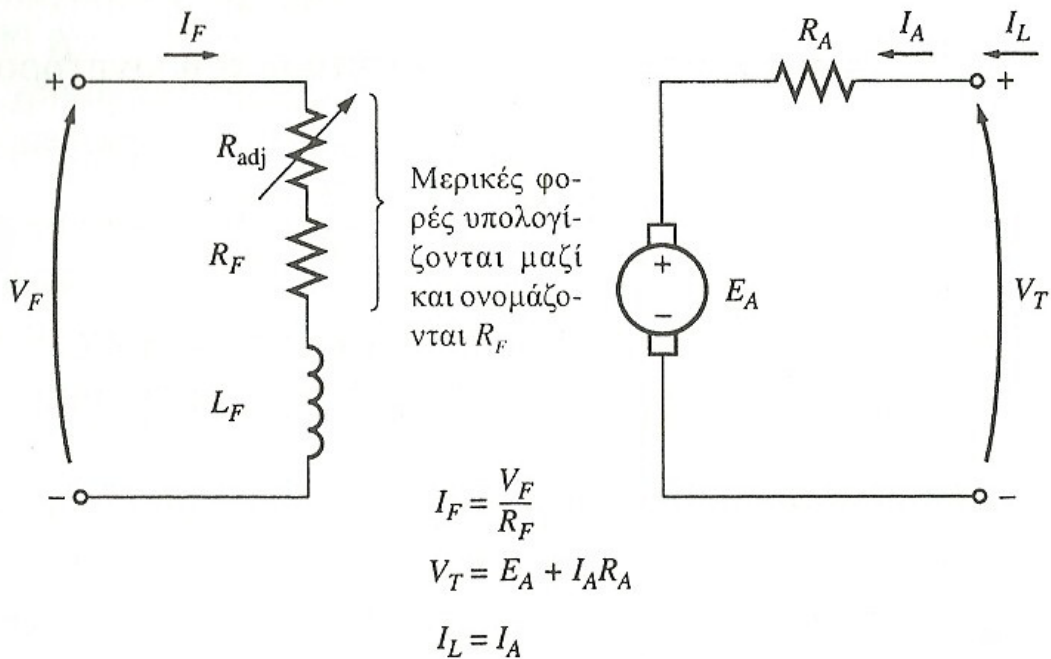
### γ) σύνδεση αντίστασης σε σειρά με το κύκλωμα οπλισμού

Αυτή η μέθοδος είναι πολύ δαπανηρή, καθώς οι απώλειες πάνω στην προστιθέμενη αντίσταση είναι τεράστιες. Η εφαρμογή της είναι σπάνια και μόνο σε περιπτώσεις και εφαρμογές κατά τις οποίες ο κινητήρας λειτουργεί συνεχώς στη μέγιστη ταχύτητα περιστροφής. Με τη σύνδεση της αντίστασης σε σειρά με το κύκλωμα οπλισμού του κινητήρα, η κλίση της χαρακτηριστικής ροπής-ταχύτητας αυξάνεται σημαντικά κάνοντας τον να περιστρέφεται πιο αργά κατά τη φόρτιση του



**Σχήμα 20** Οι επιπτώσεις ελέγχου της ταχύτητας με ρύθμιση της αντίστασης οπλισμού στη χαρακτηριστική ροπής-ταχύτητας ενός κινητήρα παράλληλης διέγερσης.

## 2.6 Κινητήρες Σ.Ρ ξένης διέγερσης



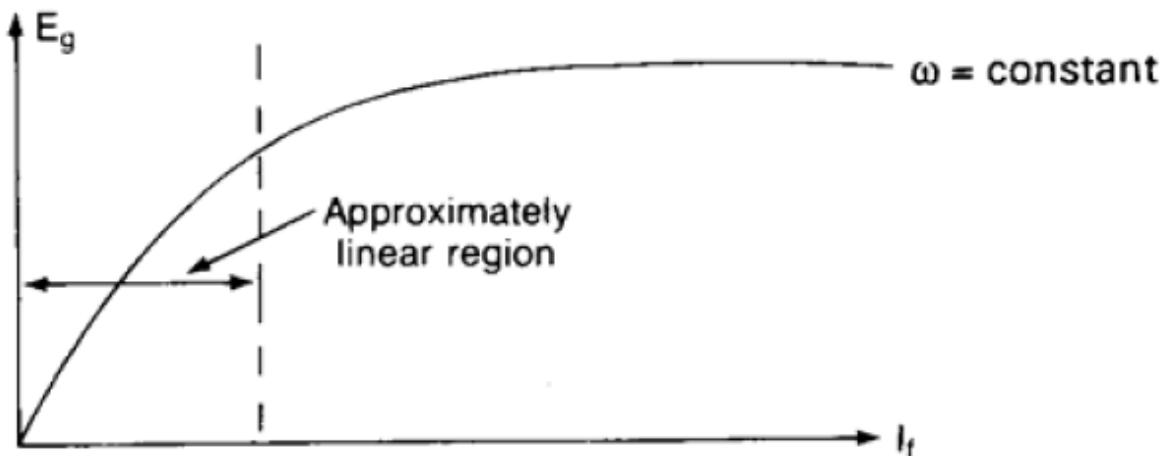
**Σχήμα21:** Ισοδύναμο κύκλωμα ενός κινητήρα ξένης (ανεξάρτητης) διέγερσης

Η ανάλυση των κινητήρων συνεχούς ρεύματος ξένης διέγερσης, και θεωρώντας σταθερή την τάση τροφοδοσίας του κινητήρα, δεν παρουσιάζει καμία απολύτως διαφορά με την ανάλυση εκείνων παράλληλης διέγερσης

## 2.7 Χαρακτηριστικές καμπύλες λειτουργίας Σ.Ρ κινητήρων

Η σχέση μεταξύ του ρεύματος διέγερσης ( $I_d$ ) και της αντιδηλεκτρεγερτικής δύναμης (Α.Η.Ε.3.) είναι μη γραμμική λόγω του μαγνητικού κορεσμού, είναι γνωστή σαν χαρακτηριστική μαγνήτισης που φαίνεται στο σχήμα 22





Σχήμα 22

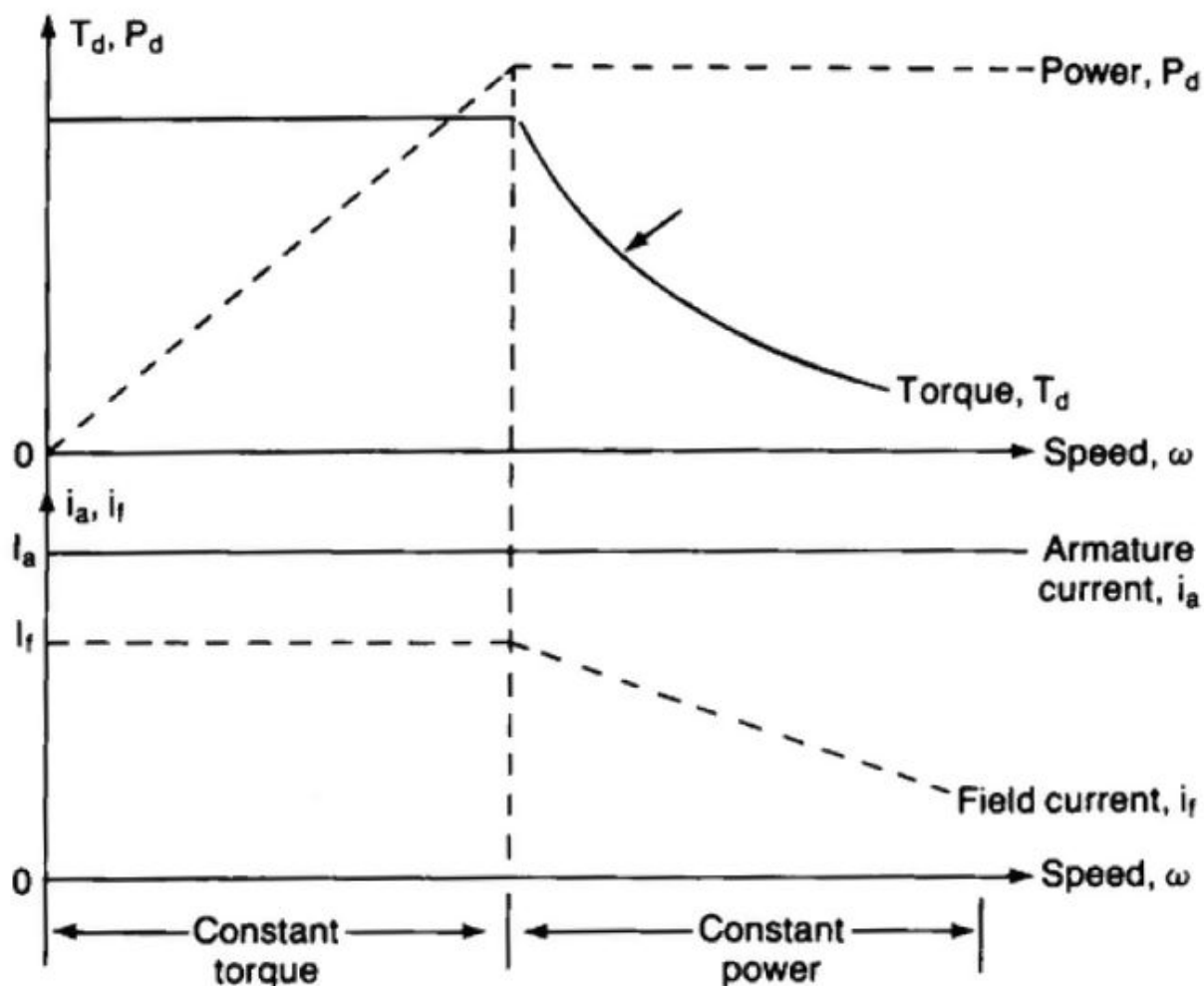
Με την παρακάτω σχέση μπορούμε να υπολογίσουμε την ταχύτητα ενός κινητήρα ξένης διέγερσης:

$$\omega = \frac{V_t - I_t \cdot R_t}{K_U \cdot I_\delta} = \frac{V_t - I_t \cdot R_t}{\frac{K_U \cdot V_\delta}{R_\delta}} \quad (2.14)$$

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  $I_\delta$  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  $I_\delta$ . 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 23 βλέπουμε τις χαρακτηριστικές ροπής, ισχύος, ρεύματος τυμπάνου και ρεύματος διέγερσης συναρτήσεων των στροφών του κινητήρα.



Σχήμα 23

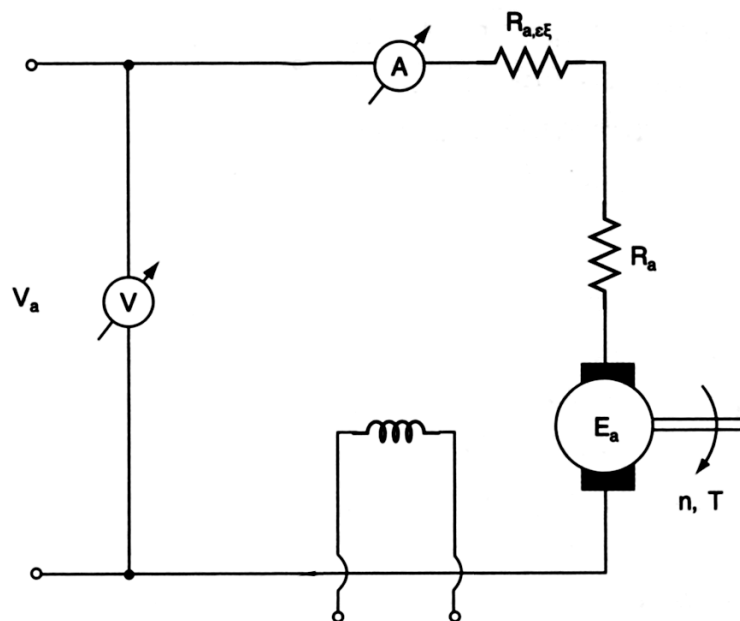
## 2.8 Μεταβολή ταχύτητας στους κινητήρες Σ.Ρ

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 πώση 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 επαγωγικό τύμπανο

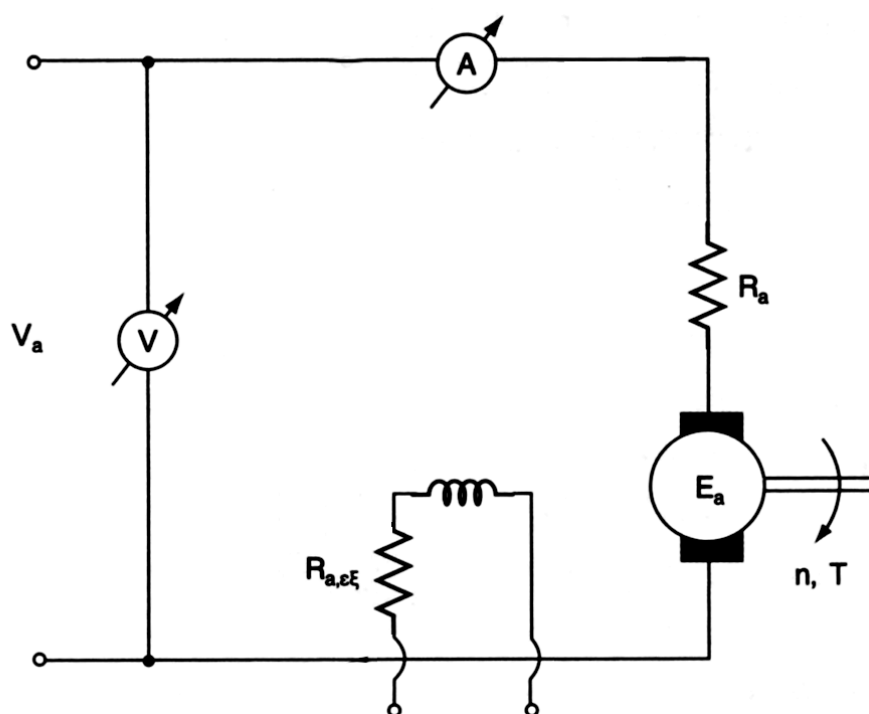
### Ρυθμιστική αντίσταση στο παράλληλο τύλιγμα διεγέρσεως

Η μέθοδος αυτή εφαρμόζεται στους κινητήρες παράλληλης και ξένης διεγέρσεως και στηρίζεται στην μεταβολή της εντάσεως του ρεύματος διέγερσης. 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 διέγερσης 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.

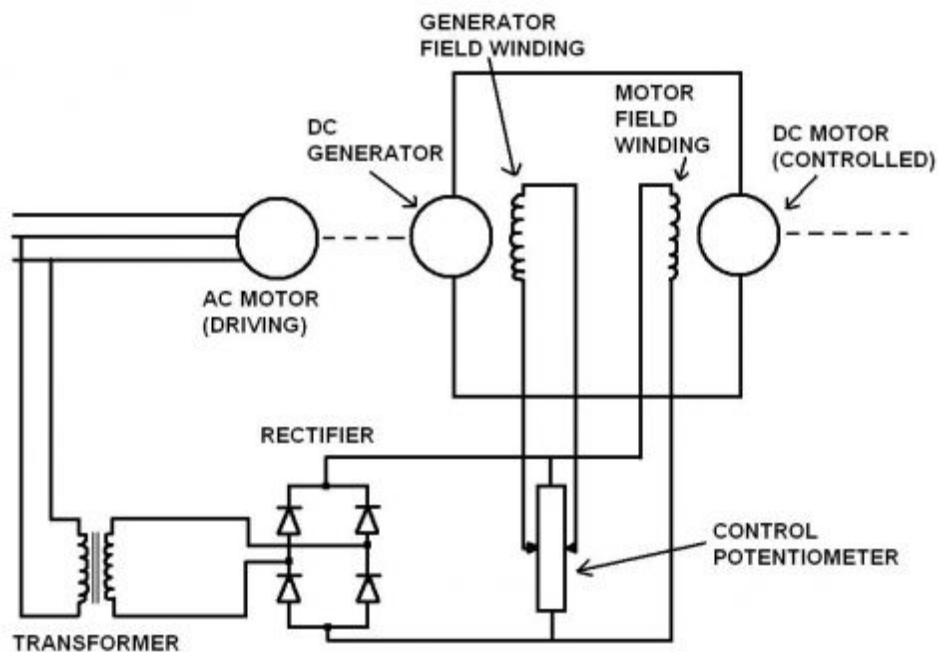


Ρυθμιστική αντίσταση στο παράλληλο τύλιγμα διεγέρσεως

### 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 24.



**Σχήμα 24**

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.

## 2.9 Έλεγχος κινητήρα με μετατροπέα DC/DC

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 αυτόματα.

### **ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3**

## **ΕΛΕΓΧΟΣ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ Σ.Ρ. ΜΕΣΩ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ Σ.Ρ./Σ.Ρ.**

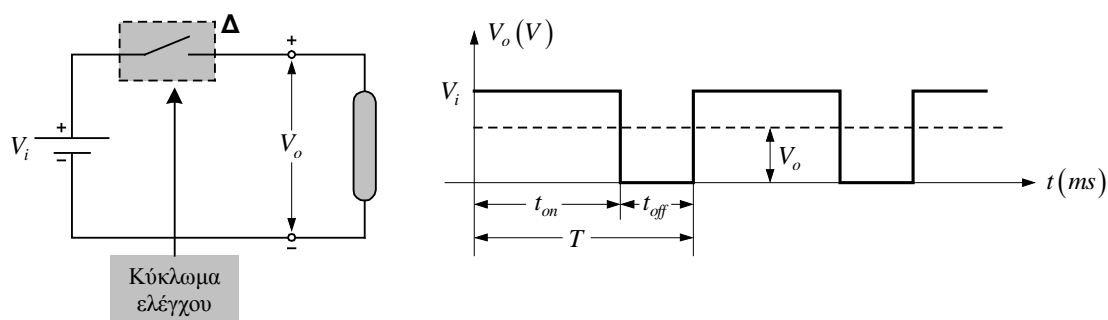
### **3.1 ΓΕΝΙΚΑ ΓΙΑ ΤΟΝ ΕΛΕΓΧΟ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ**

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.

Ο μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. (σχ. 4-4), μετατρέπει μια συνεχή τάση σε μια ακολουθία (τραίνο) θετικών παλμών. Μεταβάλλοντας το βαθμό χρησιμοποίησης (**duty-cycle**) των παλμών αυτών, δηλαδή το χρόνο αγωγής (χρονική διάρκεια παλμού) σε σχέση με την περίοδο λειτουργίας, ελέγχουμε τη μέση τιμή της τάσης εξόδου.



Σχ. 4-4: Μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. - τάση εξόδου

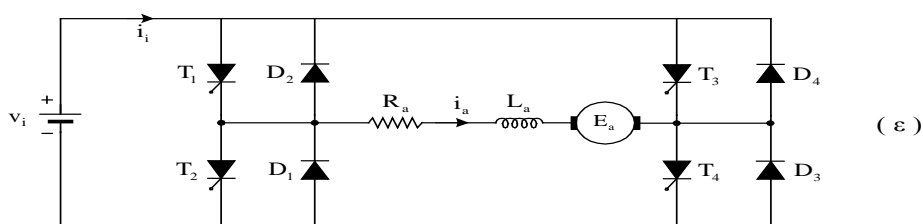
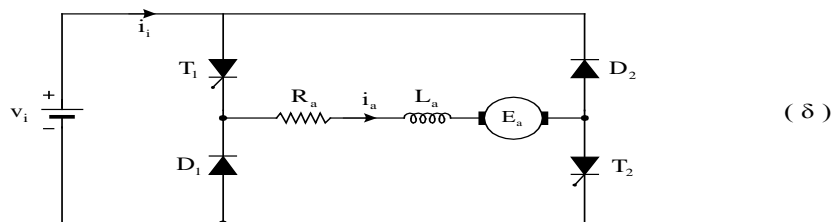
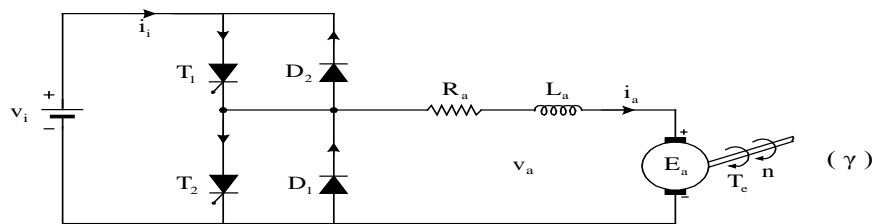
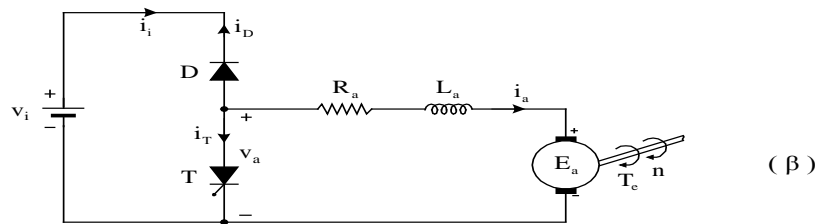
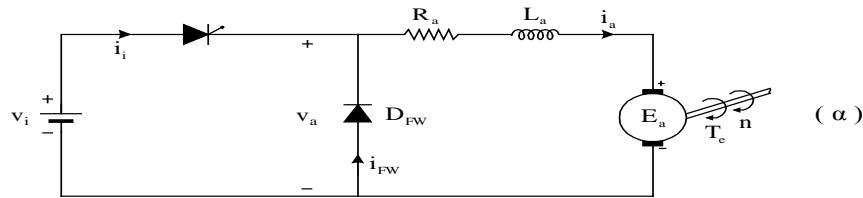
Ο ψαλιδιστής λοιπόν, είναι το ισοδύναμο του μετασχηματιστή στο Σ.Ρ., καθόσον μια σταθερή τάση στην είσοδό του, μετατρέπεται στην έξοδο σε μια συνεχή τάση διαφορετικής τιμής, παρέχοντας επιπλέον τη δυνατότητα της αναλογικής μεταβολής του "λόγου μετασχηματισμού" σε ευρέα όρια. Οι μετατροπείς Σ.Ρ./Σ.Ρ., ανάλογα με τα τεταρτημόρια λειτουργίας (σε άξονες V-I), στα οποία μπορούν να λειτουργήσουν, διακρίνονται σε πέντε κατηγορίες, σχ. 4-5.

Σύμφωνα λοιπόν με το σχ.4-5, με το μετατροπέα κλάσης A, η μηχανή λειτουργεί ως κινητήρας στο 1<sup>ο</sup> τεταρτημόριο. Ο μετατροπέας κλάσης B (μετά τη μετάβαση της μηχανής από το πρώτο στο δεύτερο τεταρτημόριο) μας παρέχει επιπλέον τη δυνατότητα αναγεννητικής πέδησης, όπου με την αναστροφή του ρεύματος τυμπάνου, ένα μέρος της κινητικής ενέργειας των στρεφόμενων μαζών επιστρέφει στο δίκτυο. Ο μετατροπέας κλάσης C, λειτουργεί στα δύο πρώτα τεταρτημόρια, συνδυάζοντας τη λειτουργία των δύο προηγούμενων μετατροπέων A και B.

Ο μετατροπέας κλάσης D, λειτουργεί στο 3<sup>ο</sup> και 4<sup>ο</sup> τεταρτημόριο και ο μετατροπέας κλάσης E και στα τέσσερα τεταρτημόρια. Οι ελεγχόμενοι ηλεκτρονικοί διακόπτες, που παρεμβάλλονται μεταξύ πηγής και φορτίου, μπορεί να είναι τρανζίστορ ισχύος, θυρίστορ ή GTO. Η χρήση των τρανζίστορ (MOSFET ισχύος, IGBT) και των GTO προσφέρεται περισσότερο, διότι αποφεύγονται τα κυκλώματα εξαναγκασμένης μεταγωγής που απαιτεί η χρήση των θυρίστορ.

Η μεταβολή του βαθμού χρησιμοποίησης, επιτυγχάνεται με δύο τρόπους, σχ.4-6.

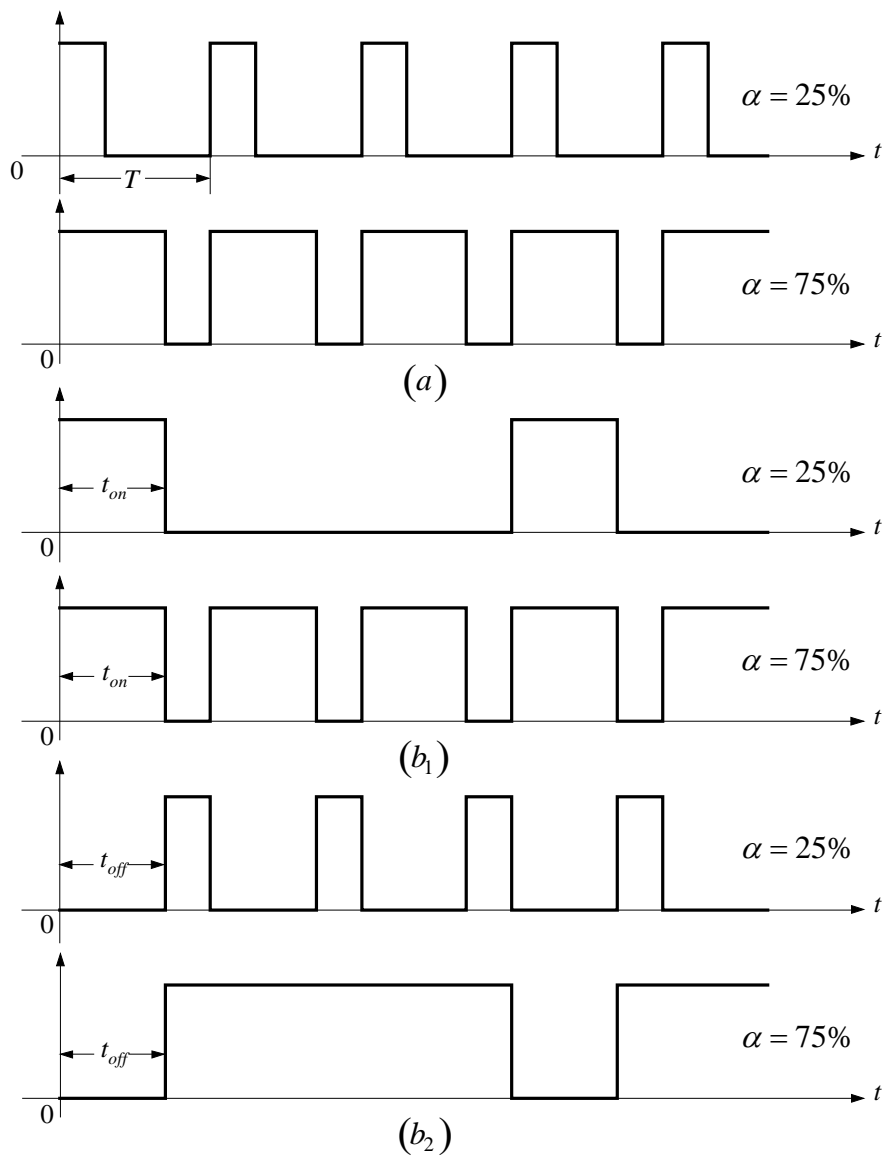
1. Με σταθερή συχνότητα (δηλαδή  $f = 1/T = \text{σταθ.}$ ) και μεταβάλλοντας το χρόνο αγωγής  $t_{\text{on}}$  (**pulse-width modulation**)
2. Έχοντας το  $t_{\text{on}}$  ή το  $t_{\text{off}}$  σταθερό και μεταβάλλοντας την περίοδο  $T$  του παλμού (**frequency modulation**)





**Σχ. 4-5:** Ταξινόμηση των μετατροπέων Σ.Ρ./Σ.Ρ. ανάλογα με τα τεταρτημόρια λειτουργίας τους,

- (α). Μετατροπέας κλάσης "Α", (β). Μετατροπέας κλάσης "Β",  
 (γ). Μετατροπέας κλάσης "C", (δ) Μετατροπέας κλάσης "D",  
 (ε). Μετατροπέας κλάσης "E"



**Σχ. 4-6:** Μέθοδοι μεταβολής του βαθμού χρησιμοποίησης

- a. Σταθερή συχνότητα  
 b. Μεταβαλλόμενη συχνότητα (b<sub>1</sub>. Σταθερό t<sub>on</sub>. b<sub>2</sub>. Σταθερό t<sub>off</sub>)

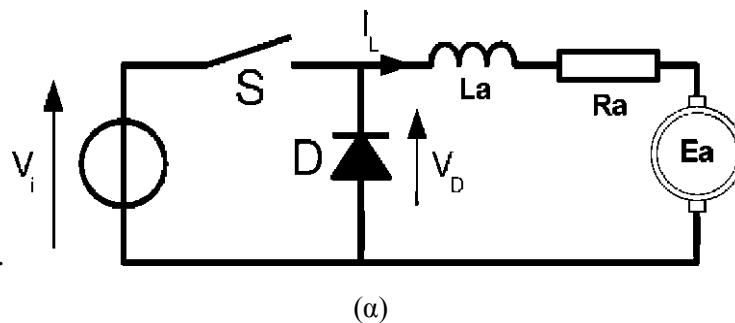
Η δεύτερη μέθοδος παρουσιάζει τα εξής μειονεκτήματα:

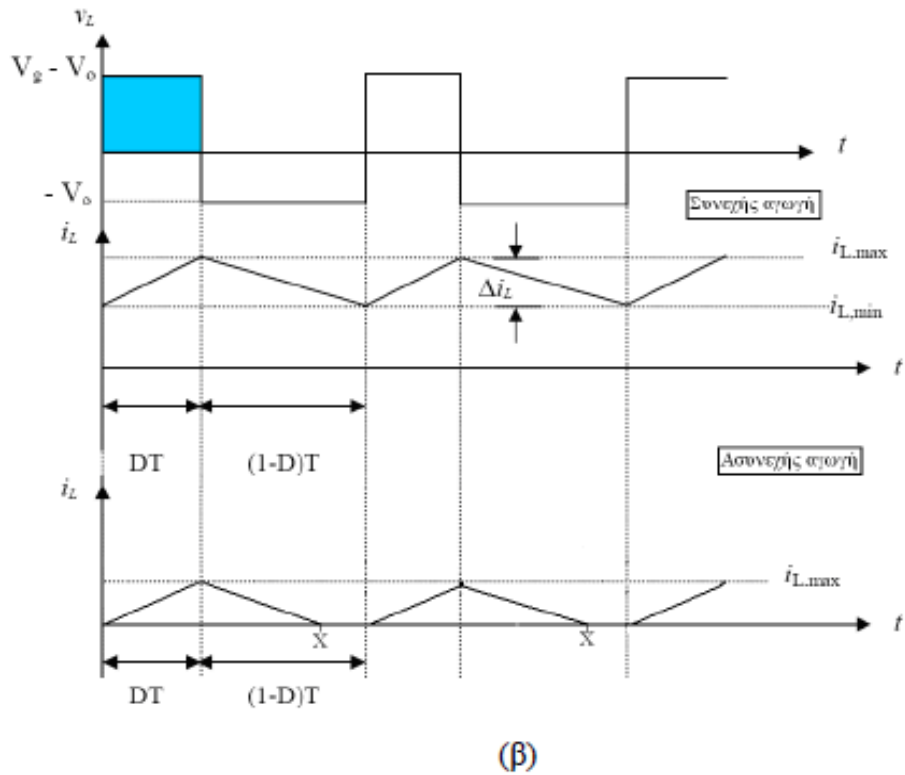
- Για τη μεταβολή της τάσης, η συχνότητα πρέπει να μεταβάλλεται σε αρκετά μεγάλη κλίμακα, γεγονός που δυσκολεύει τη σχεδίαση των απαιτούμενων φίλτρων. Επίσης, στις υψηλές συχνότητες, έχουμε έντονη ηλεκτρομαγνητική παρενόχληση.
- Τα μεγάλα διαστήματα μη αγωγής ( $t_{off}$ ) σε χαμηλές τάσεις, δημιουργούν στις περιπτώσεις τροφοδοσίας κινητήρων, την ασυνέχεια του ρεύματος τυμπάνου, πράγμα το οποίο είναι ανεπιθύμητο.

Λόγω του σχετικά χαμηλού κόστους, της υψηλής απόδοσης και της ταχείας δυναμικής απόκρισης, οι μετατροπείς Σ.Ρ./Σ.Ρ. χρησιμοποιούνται ευρύτατα σε εφαρμογές ηλεκτρικής έλξης και κίνησης

### 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.

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

Όπου  $\tau = \frac{L_\alpha}{R_\alpha}$  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.

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

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

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

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

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

$$i_L(t') = C' e^{-t'/\tau} - \frac{E_\alpha}{R_\alpha}$$

Όπου  $t' = t - t_{on}$

Στο διάστημα αυτό οι οριακές συνθήκες είναι:

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

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

Επομένως 
$$i_L(t) = I_{L,max} e^{-t'/t} - \frac{E_\alpha}{R_\alpha} (1 - e^{-t'/t}) \quad (4)$$

Και 
$$i_L(t' = t_{off}) = I_{L,min} = I_{L,max} e^{-T-t_{on}/t} - \frac{E_\alpha}{R_\alpha} (1 - e^{-T-t_{on}/t}) \quad (5)$$

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:

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

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

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

$$I_{L,max} = I_{L,min} = \frac{V_0 - E_\alpha}{R_\alpha}$$

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:

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

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

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

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

Και

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

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

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:

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

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  $X = T$ .

$$I_{L,\min} = \frac{V_0}{R_\alpha} \cdot \left[ \frac{e^{t_{on}/t} - 1}{e^{-T/t} - 1} \right] - \frac{E_\alpha}{R_\alpha} \Rightarrow \frac{E_\alpha}{V_0} = \frac{[e^{-t_{on}/t} - 1]}{[e^{T/t} - 1]} e^{a'T/t} = 1 + \frac{E_\alpha}{V_0} [e^{T/t} - 1]$$

Οπου

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

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

Εάν,  $a > a'$  τότε έχουμε συνεχή αγωγή.

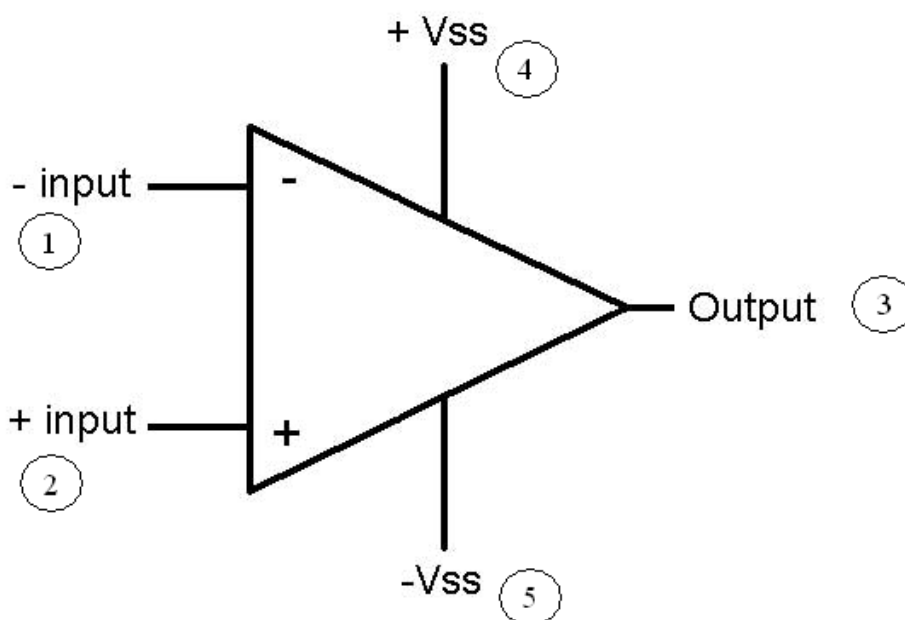
Εάν,  $a < a'$  τότε έχουμε ασυνεχή αγωγή.



## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4<sup>ο</sup> ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΙ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ – ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ

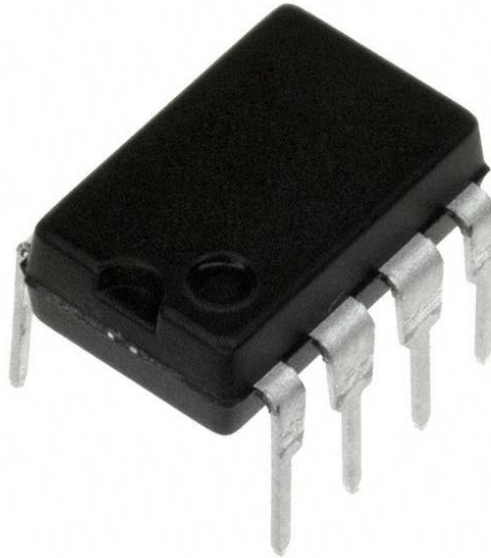
### 4.1 Γενικά για τον τελεστικό ενισχυτή

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 25 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.



Σχήμα 25

Σήμερα οι περισσότεροι τελεστικοί ενισχυτές έχουν το σχήμα που φαίνεται στην εικόνα 26 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 (offsetnull).



**Εικόνα 26**

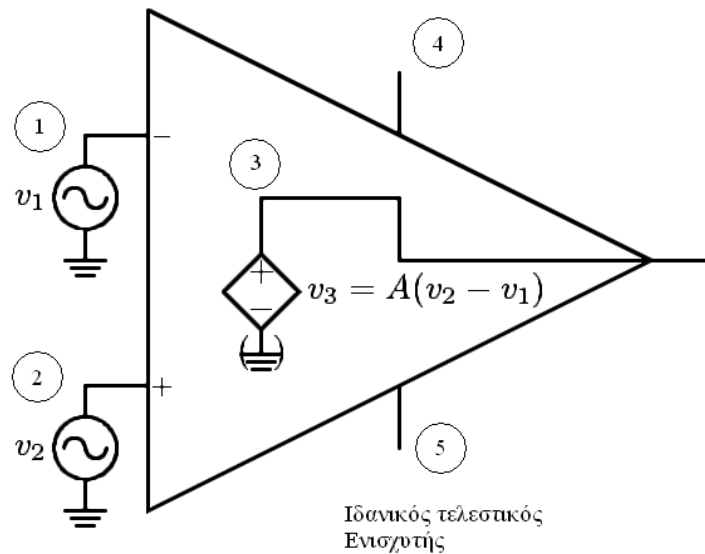
## **Ο ΙΔΑΝΙΚΟΣ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ**

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 27 φαίνεται το ισοδύναμο κύκλωμα ενός τελεστικού ενισχυτή.



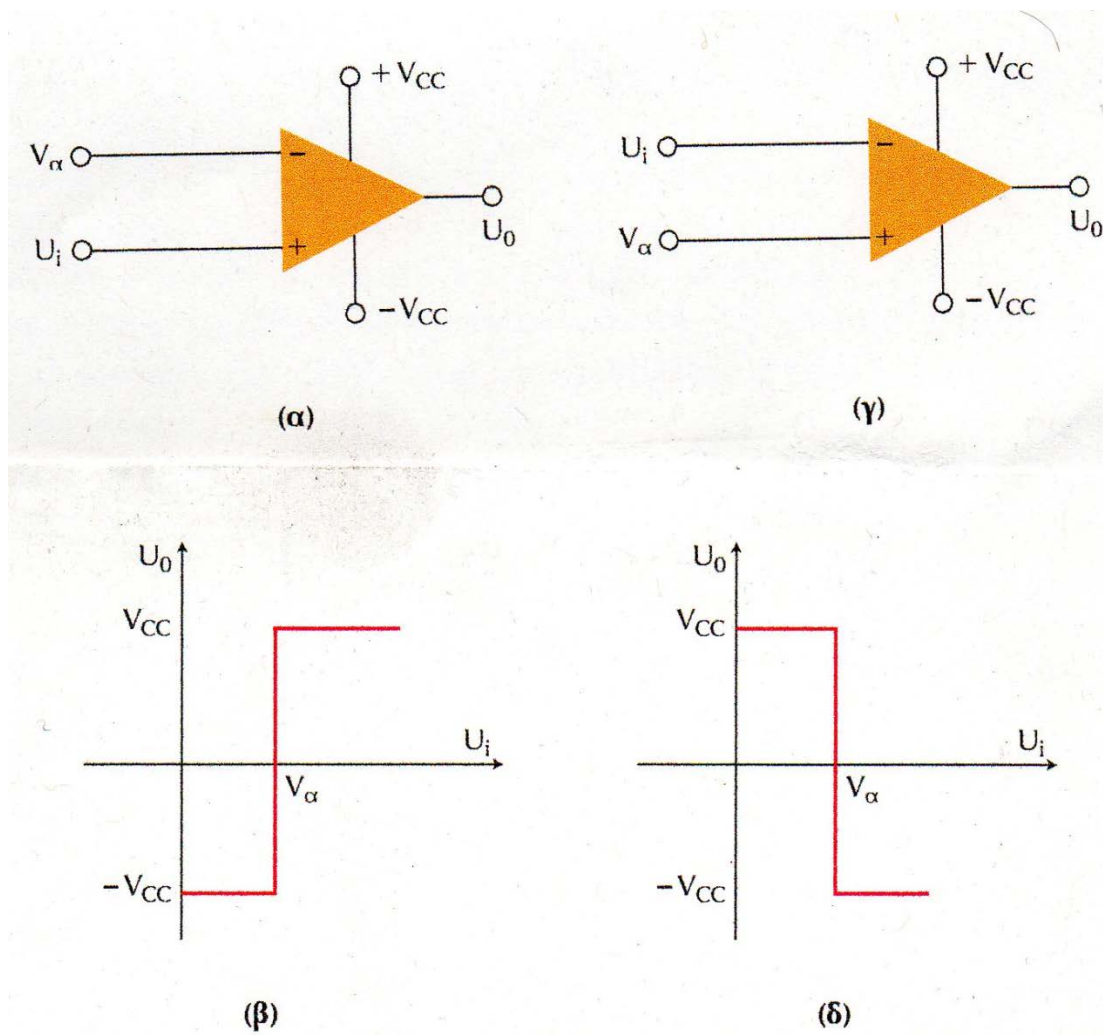
Σχήμα 27

## 4.2 Συγκριτής

Μερικές φορές είναι απαραίτητο να συγκρίνουμε δύο τάσεις για να προσδιορίσουμε ποια είναι η μεγαλύτερη ή να καθορίσουμε ένα κατώφλι λειτουργίας. Ένα παράδειγμα είναι ο ηλεκτρονικός θερμοστάτης που μετατρέπει τη θερμοκρασία σε τάση. Όταν η τάση που αντιστοιχεί στη θερμοκρασία του δωματίου είναι η μικρότερη τάση της επιθυμητής θερμοκρασίας και αντιστοιχεί σε ορισμένη θέση του θερμοστάτη, το σύστημα δημιουργεί ένα σήμα διαφοράς που θέτει σε λειτουργία το καλοριφέρ.

Η συνθετότερη περίπτωση είναι ο συγκριτής κόρου, που είναι ένας διαφορικός ενισχυτής με ΤΕ και εικονίζεται στο σχήμα 28. Όταν η τάση εισόδου  $u_i$  είναι μεγαλύτερη από την τάση αναφοράς  $V_a$  η τάση εξόδου είναι θετική, ενώ αν  $u_i$  μικρότερη από την τάση αναφοράς  $V_a$  η τάση εξόδου είναι αρνητική. Επειδή ως γνωστό, ο ΤΕ έχει μεγάλη ενίσχυση η έξοδος οδηγείται αμέσως στον κόρο.

Έτσι, η τάση εξόδου παίρνει τη θετική τιμή κόρου, ίση με τη μια τάση τροφοδοσίας  $+V_{cc}$ , ή την αρνητική τιμή κόρου, ίση με την άλλη τάση τροφοδοσίας  $-V_{cc}$ , ανάλογα με το αν  $u_i > V_a$  ή  $u_i < V_a$  (σχήμα 28β). Η αντιστοίχιση αυτή μπορεί να λειτουργεί και αντίστροφα (σχήμα 28γ,δ)

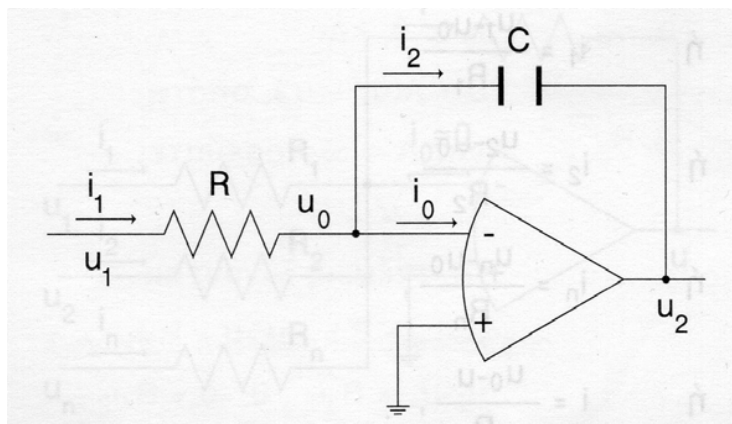


**Σχήμα 28.** Συγκριτής κόρου με TE

Όταν η είσοδος μεταβάλλεται περνώντας από την τάση αναφοράς  $V_\alpha$ , δημιουργείται στην έξοδο μια μετάβαση από την μια τιμή/κατάσταση στην άλλη, μόλις η τάση εισόδου  $u_i$  διέρχεται από τον άξονα της τάσης  $V_\alpha$ . Δηλαδή, τη μια χρονική στιγμή η τάση εισόδου μπορεί να είναι μικρότερη από την τάση αναφοράς, ενώ την επόμενη στιγμή συμβαίνει το αντίθετο. Στην ιδανική περίπτωση, η έξοδος θα άλλαζε ακαριαία από την θετική τιμή της τάσης κόρου  $V_+ = V_{cc}$  στην αρνητική της τιμή  $V_- = -V_{cc}$ . Στην πράξη όμως, απαιτείται πάντα ένας μικρός χρόνος για να αλλάξει κατάσταση ο TE. Ο χρόνος αυτός καλείται χρόνος απόκρισης  $t_r$  και οφείλεται στα φαινόμενα παρασιτικής χωρητικότητας του κυκλώματος.

### 4.3 Ολοκληρωτής

Ένας τελεστικός ενισχυτής, συνδεδεμένος στην είσοδο με μια αντίσταση και στην ανάδραση με έναν πυκνωτή, είναι ένας ολοκληρωτής.



Σχήμα 29 Κύκλωμα ολοκληρωτή

Στο σχήμα 29 είναι ένας ολοκληρωτής με τελεστικό ενισχυτή. Το στοιχείο ανάδρασης είναι ένας πυκνωτής. Η συνήθης είσοδος είναι ένας ορθογώνιος παλμός όπως αυτός του σχήματος. Όταν ο παλμός είναι low,  $u_{in}=0$ . Όταν ο παλμός είναι high,  $u_{in}=V_{in}$ . Έστω ότι ο παλμός αυτός εφαρμόζεται στο αριστερό άκρο της R. Λόγω της φαινομενικής γείωσης, μια high τάση εισόδου παράγει ένα ρεύμα εισόδου

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{R} \quad (3.1)$$

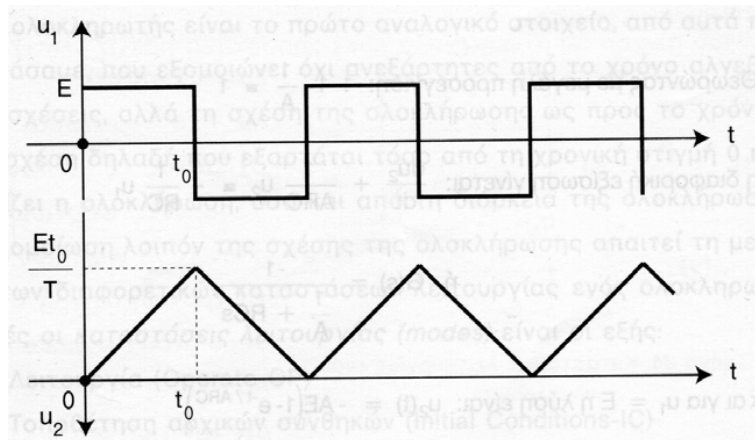
Όλο αυτό το ρεύμα εισόδου πηγαίνει στον πυκνωτή. Το αποτέλεσμα είναι ο πυκνωτής να φορτισθεί και η τάση να αυξηθεί. Λόγω της φαινομενικής γείωσης, η τάση εξόδου ισούται με την τάση στα άκρα του πυκνωτή. Για μια θετική τάση εισόδου, η τάση εξόδου θα είναι αρνητική και αύξουσα.

Για τον πυκνωτή ισχύει :

$$C = \frac{Q}{V} \text{ ή } V = \frac{Q}{C} \quad (3.2)$$

Όσο στον πυκνωτή ρέει ένα σταθερό ρεύμα, το φορτίο Q αυξάνεται γραμμικά ως προς το χρόνο. Αυτό σημαίνει ότι η τάση του πυκνωτή αυξάνεται γραμμικά, που ισοδυναμεί με μια αρνητική κλίση της τάσης εξόδου. Στο τέλος της περιόδου του

παλμού, η τάση επιστρέφει στο μηδέν και σταματά το ρεύμα φόρτισης. Επειδή ο πυκνωτής διατηρεί το φορτίο του, η τάση εξόδου παραμένει σταθερή και ίση με  $-V$ .



**Σχήμα 30** χρονική απόκριση ολοκληρωτή (τετραγωνικός παλμός στην είσοδο του ολοκληρωτή, παράγει τριγωνικό παλμό στην έξοδο).

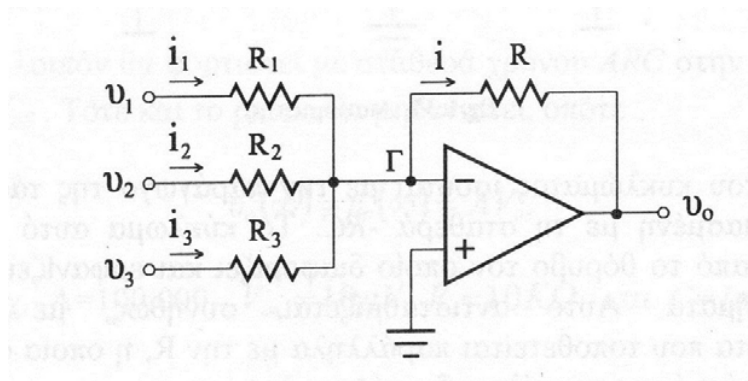
Διαιρώντας και τα δύο μέλη με το  $T$ , έχουμε :

$$\frac{V}{T} = \frac{Q/T}{C} \text{ ή } V = \frac{Q}{C} \quad (3.3)$$

Αυτή είναι η τάση στα άκρα του πυκνωτή στο τέλος του παλμού.

#### 4.4 Αναστροφικός αθροιστής ενισχυτής

Μεγάλο πλεονέκτημα του αναστρέφοντος ενισχυτή τάσης είναι η ικανότητά του να ενισχύει περισσότερα του ενός σήματα ταυτόχρονα. Θεωρητικά ο αριθμός των εισόδων μπορεί να είναι απεριόριστος. Τα ρεύματα, τα οποία διέρχονται από τις αντιστάσεις εισόδου, οδηγούνται όλα προς τον κλάδο της ανάδρασης, εξαιτίας ότι στη είσοδο του τελεστικού, το ρεύμα είναι μηδενικό.



Σχήμα 31 Αναστροφικός αθροιστικός ενισχυτής

$$\mathbf{i_1 + i_2 + i_3 = I} \quad (3.4)$$

ή

$$\frac{u_1 - u_r}{R_1} + \frac{u_2 - u_r}{R_2} + \frac{u_3 - u_r}{R_3} = \frac{u_r - u_0}{R} \quad (3.5)$$

Επειδή θεωρούμε ότι  $u_0 = 0$ , από την παραπάνω σχέση βρίσκουμε

$$\mathbf{u_0 = -\frac{R}{R_1}u_1 - \frac{R}{R_2}u_2 - \frac{R}{R_3}u_3} \quad (3.6)$$

Άρα, η τάση εξόδου ισούται με το άθροισμα των τάσεων εισόδων, όπου η κάθε τάση  $u_j$  πολλαπλασιάζεται με τον αντίστοιχο συντελεστή  $-\frac{R}{R_j}$

## 4.5 Τρανζίστορ ισχύος

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

τρανζίστορ είναι πολύ μικρότερες από εκείνες των θυρίστορ και έτσι τα τρανζίστορ χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές χαμηλής και μέσης ισχύος.

Τα τρανζίστορ 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)
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.

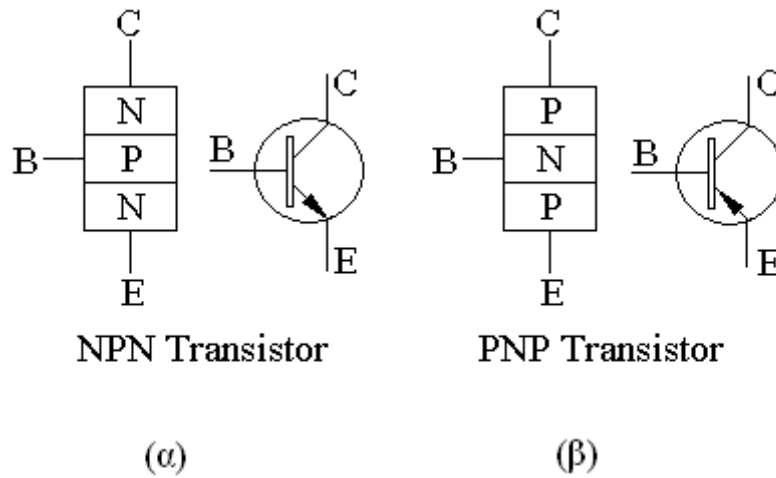
Στις παρακάτω σελίδες ακολουθεί μια σύντομη περιγραφή για την κάθε κατηγορία τρανζίστορ ξεχωριστά.

## **ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΔΙΠΟΛΙΚΗΣ ΕΠΑΦΗΣ (BIPOLAR JUNCTION TRANSISTORS - BJT)**

Ένα διπολικό τρανζίστορ σχηματίζεται με πρόσθεση μιας δεύτερης p- ή n- περιοχής σε μια δίοδο pn-επαφής. Με δύο n- περιοχές και μία 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 το τρανζίστορ είναι γνωστό σαν NPN τρανζίστορ όπως φαίνεται στο



σχήμα (β). Οι τρεις ακροδέκτες ονομάζονται συλλέκτης (C), εκπομπός (E) και βάση (B).

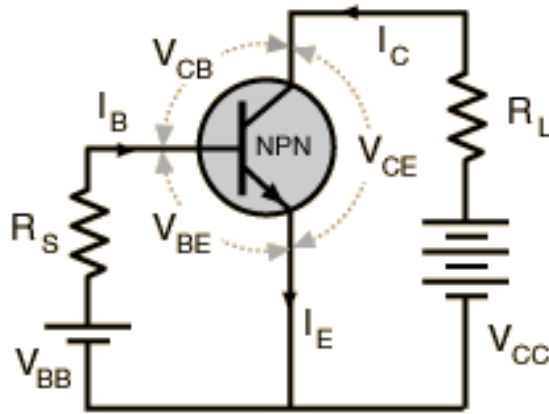


### Χαρακτηριστικές μόνιμης κατάστασης

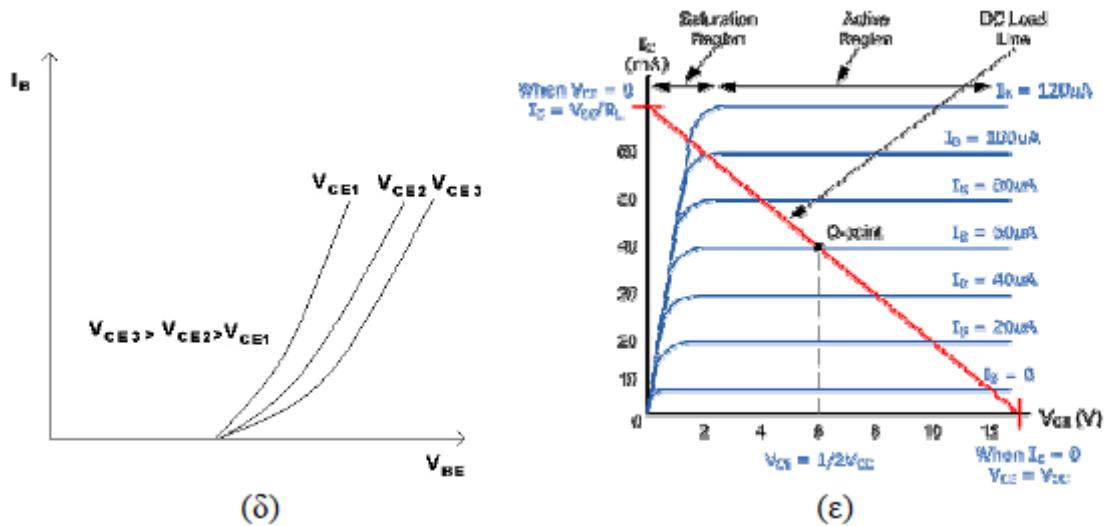
Αν και υπάρχουν τρεις διαφορετικές διατάξεις συνδεσμολογίας οι οποίες είναι:

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.



(γ)



(δ)

(ε)

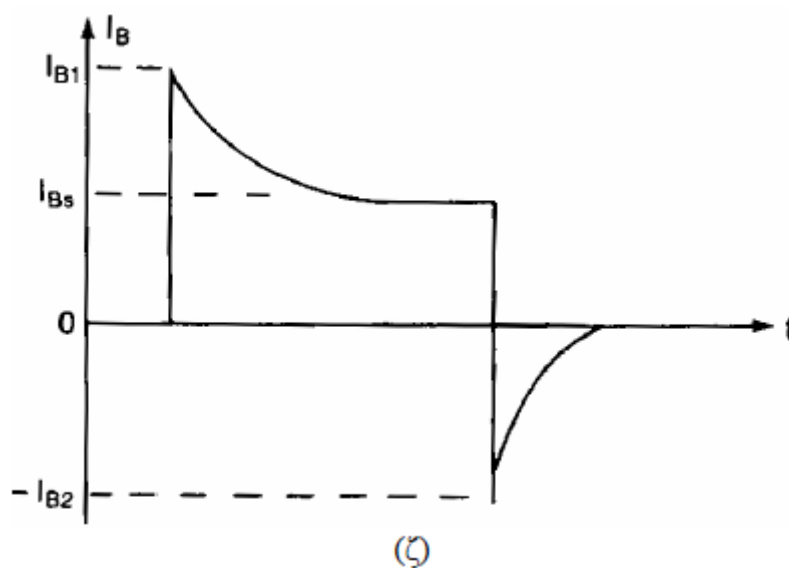
Υπάρχουν τρεις περιοχές λειτουργίας ενός τρανζίστορ : η αποκοπή, η ενεργός και ο κορεσμός. Στην περιοχή αποκοπής, το τρανζίστορ αποκόπτει και το ρεύμα βάσης δεν είναι αρκετό να το ανάψει και οι δύο επαφές είναι αντίστροφα πολωμένες. Στην ενεργό περιοχή, το τρανζίστορ ενεργεί σαν ενισχυτής, όπου το ρεύμα 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).

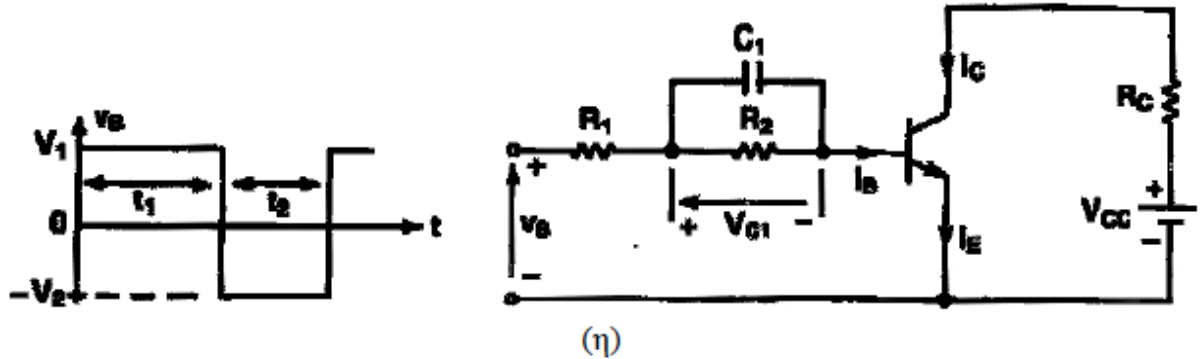
Εκτός του σταθερού σχήματος του ρεύματος βάσης που φαίνεται στο σχήμα (ζ), το κέρδος ρεύματος μπορεί να ελέγχεται συνεχώς ώστε να προσαρμόζεται στις μεταβολές του ρεύματος συλλέκτη. Οι πιο κοινές τεχνικές που χρησιμοποιούνται για την βελτιστοποίηση της οδήγησης βάσης ενός τρανζίστορ είναι οι εξής:

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



## Έλεγχος έναυσης

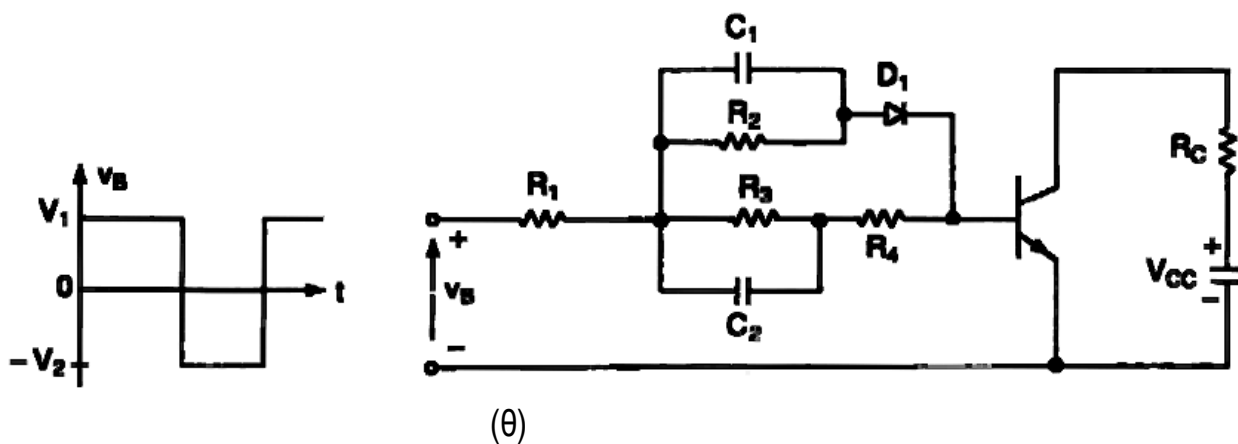
Η μεγιστοποίηση του ρεύματος βάσης του τρανζίστορ μπορεί να επιτευχθεί με το παρακάτω κύκλωμα σχήμα (η).



### 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 δίοδος  $D_1$  του σχήματος (θ) απομονώνει το κύκλωμα ορθής οδήγησης από το κύκλωμα αντίστροφης οδήγησης κατά την διάρκεια της σβέσης

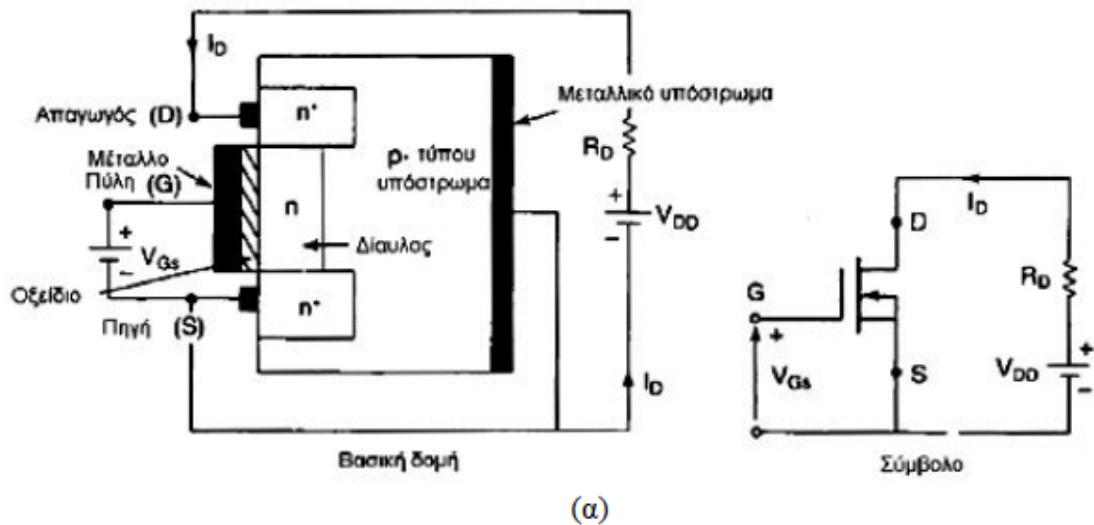


#### 4.6 ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΜΕΤΑΛΛΟΥ ΟΞΕΙΔΙΟΥ ΗΜΙΑΓΩΓΟΥ ΜΕ ΕΠΙΔΡΑΣΗ ΠΕΔΙΟΥ (MOSFET)

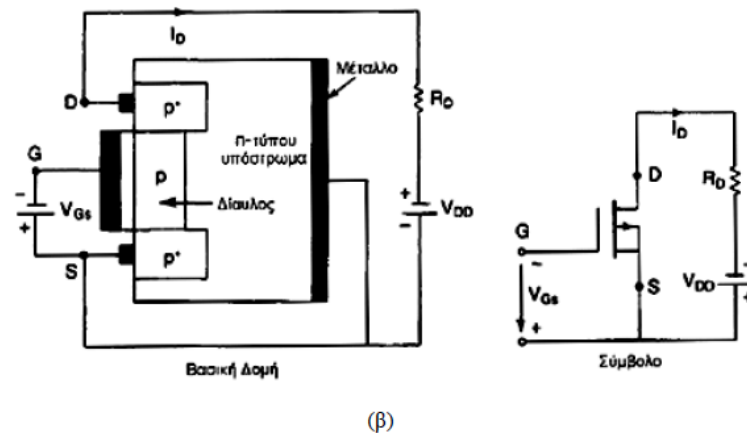
Το διπολικό τρανζίστορ επαφής (BJT) είναι ένα στοιχείο ελεγχόμενου ρεύματος και απαιτεί ρεύμα βάσης για ροή ρεύματος στον συλλέκτη. Αφού το ρεύμα συλλέκτη εξαρτάται από το ρεύμα βάσης, το κέρδος ρεύματος εξαρτάται σε υψηλό βαθμό από την θερμοκρασία επαφής.

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 τρανζίστορBJT 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 ακολουθεί (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

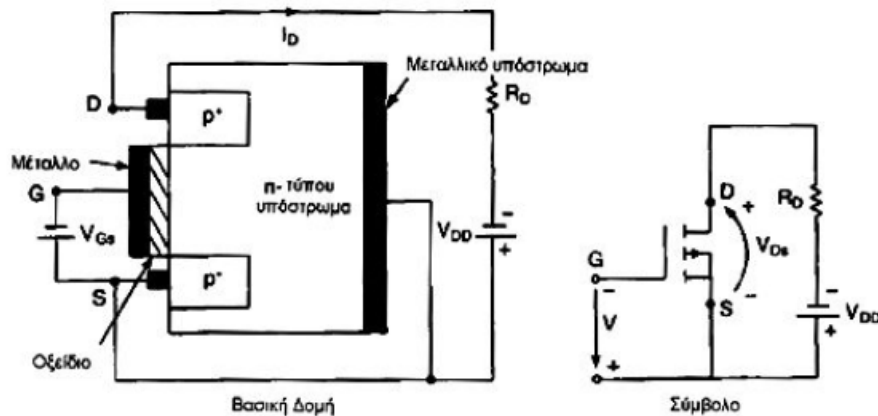
Ένα MOSFET τύπου κένωσης αρνητικού διαύλου ή n-διαυλού σχηματίζεται από ένα στρώμα πυριτίου p-τύπου, όπως φαίνεται στο σχήμα (α), με δύο ισχυρά εμποτισμένες περιοχές πυριτίου n+ για συνδέσεις χαμηλής αντίστασης. Η πύλη απομονώνεται από τον διάυλο με λεπτό στρώμα οξειδίου. Οι τρεις ακροδέκτες καλούνται 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 αγωγού και πηγής RDS. Αν η  $V_{GS}$  γίνει αρκετά αρνητική, ο διάυλος αδειάζει εντελώς με αποτέλεσμα πολύ υψηλή τιμή αντίστασης RDS και επομένως απουσία ροής ρεύματος από τον αγωγό στην πηγή,  $I_{DS} = 0$ . Η τιμή της  $V_{GS}$  που συμβαίνει αυτό λέγεται τάση αποκοπής (pinchoffvoltage)  $V_p$ . Αν αφετέρου η  $V_{GS}$  γίνει θετική, ο διάυλος γίνεται ευρύτερος και το  $I_{DS}$  αυξάνει λόγω μείωσης της RDS.

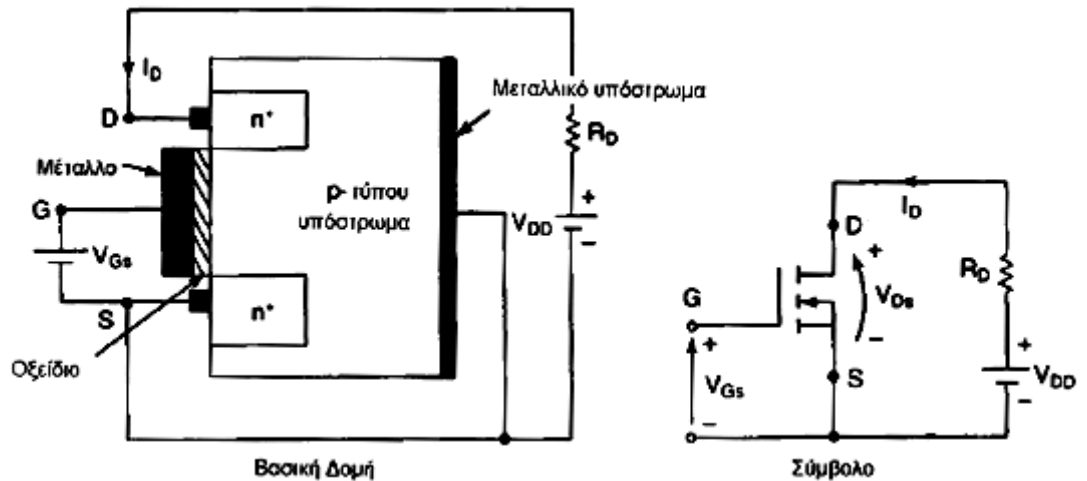
Στα MOSFET θετικού διαύλου οι πολικότητες των  $V_{DS}$ ,  $I_{DS}$  και  $V_{GS}$  αντιστρέφονται.

## 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.



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.



(δ)

Το MOSFET ενίσχυσης αρνητικού διαύλου δεν έχει φυσικό δίαυλο 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 δίαυλο 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

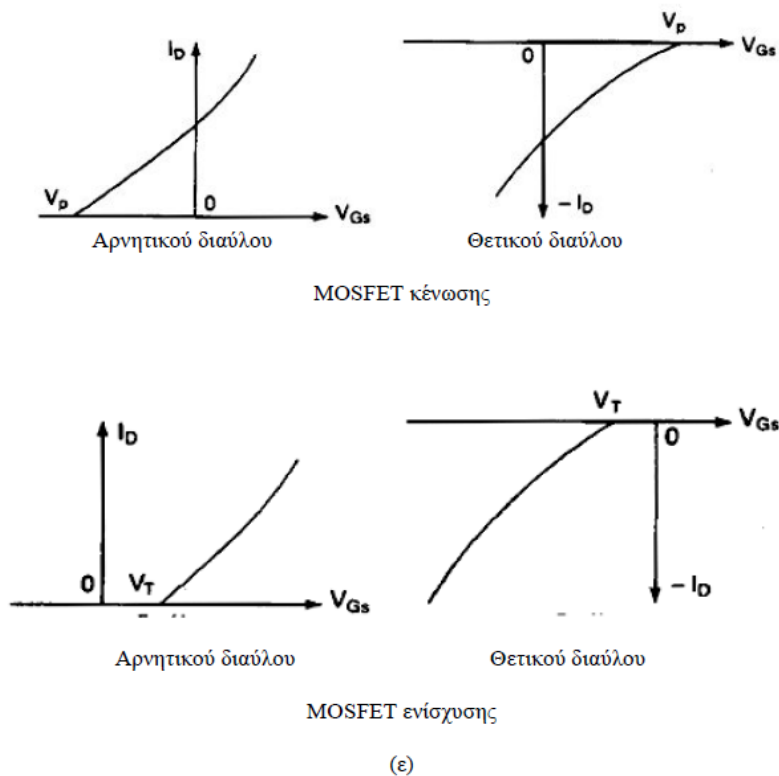
Τα MOSFET είναι στοιχεία ελεγχόμενα από τάση και έχουν μια πολύ υψηλή αντίσταση εισόδου. Η πύλη (Gate) απορροφά ένα πολύ μικρό ρεύμα διαρροής της τάξης των nA. Το κέρδος ρεύματος, που είναι ο λόγος του ρεύματος απαγωγού (Drain)  $I_D$  προς το ρεύμα εισόδου πύλης (Gate)  $I_G$  είναι τυπικά της τάξης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

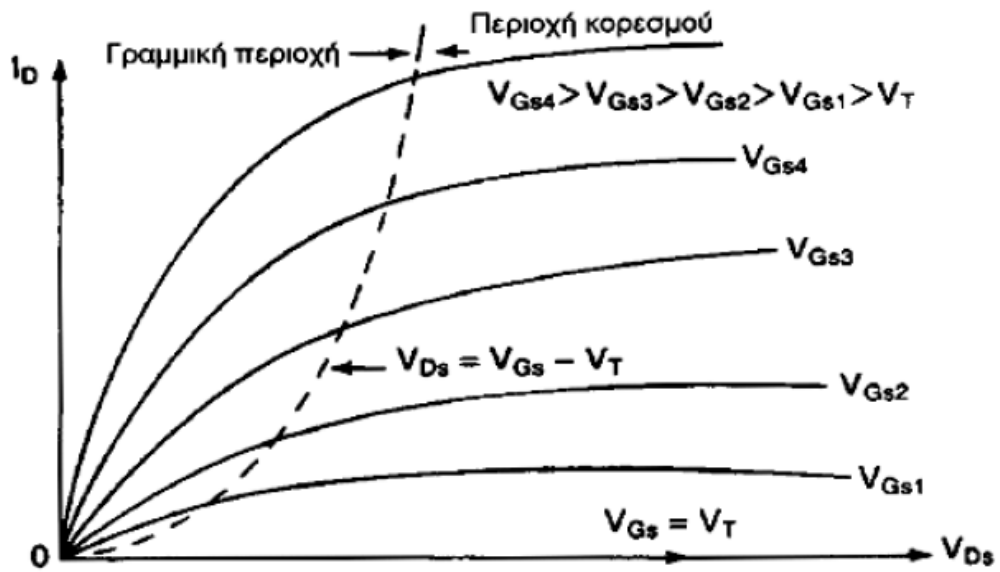


Οι χαρακτηριστικές μεταφοράς των MOSFET αρνητικού και θετικού διαύλου φαίνονται στο σχήμα (ε). Στο σχήμα (στ) φαίνονται οι χαρακτηριστικές εξόδου ενός MOSFET ενίσχυσης αρνητικού διαύλου. Υπάρχουν τρεις περιοχές λειτουργίας :

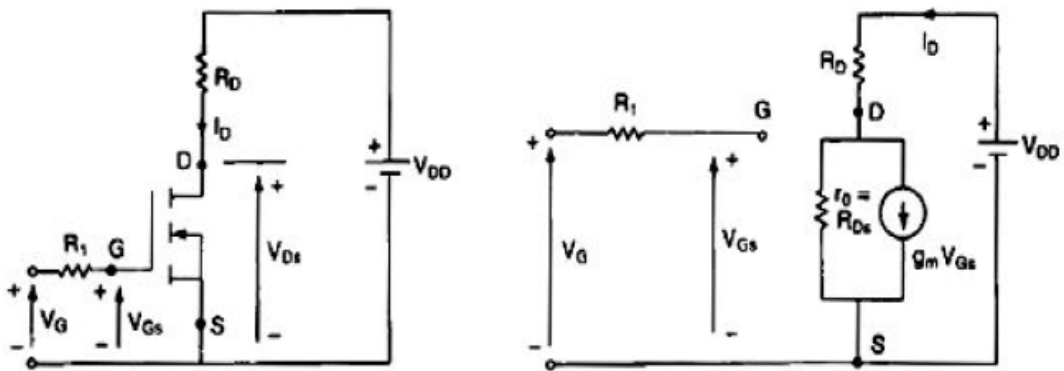
- 1) περιοχή αποκοπής όπου  $V_{GS} \leq V_T$ .
- 2) περιοχή κορεσμού όπου  $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$
- 3) γραμμική περιοχή όπου  $V_{DS} \leq V_{GS} - V_T$ .

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 τρανζίστορ χρησιμοποιούνται στην περιοχή αυτή για ενίσχυση τάσης. Πρέπει να σημειωθεί ότι κορεσμός έχει την αντίθετη έννοια από εκείνη των διπολικών τρανζίστορ. Το μοντέλο μόνιμης κατάστασης, που είναι το ίδιο και για τους δύο τύπους MOSFET φαίνεται στο σχήμα (ζ).





(στ)

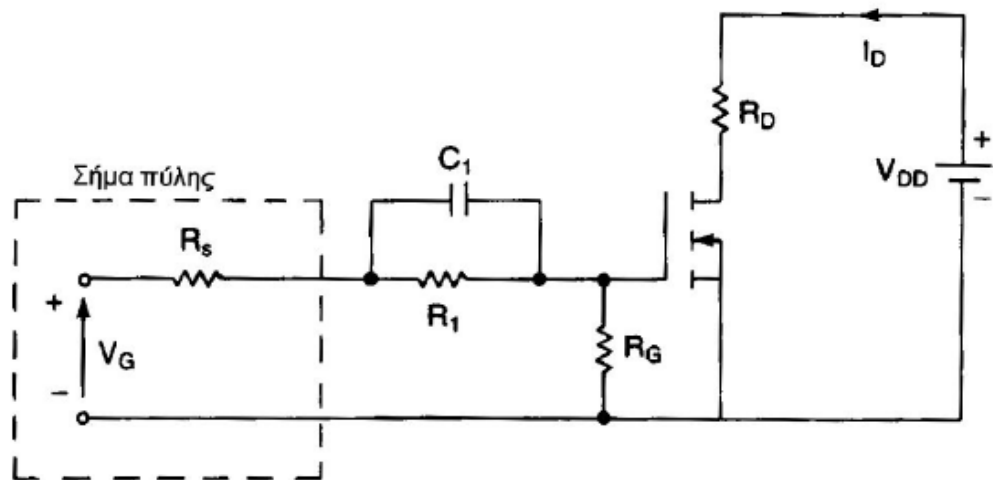


(ζ)

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.

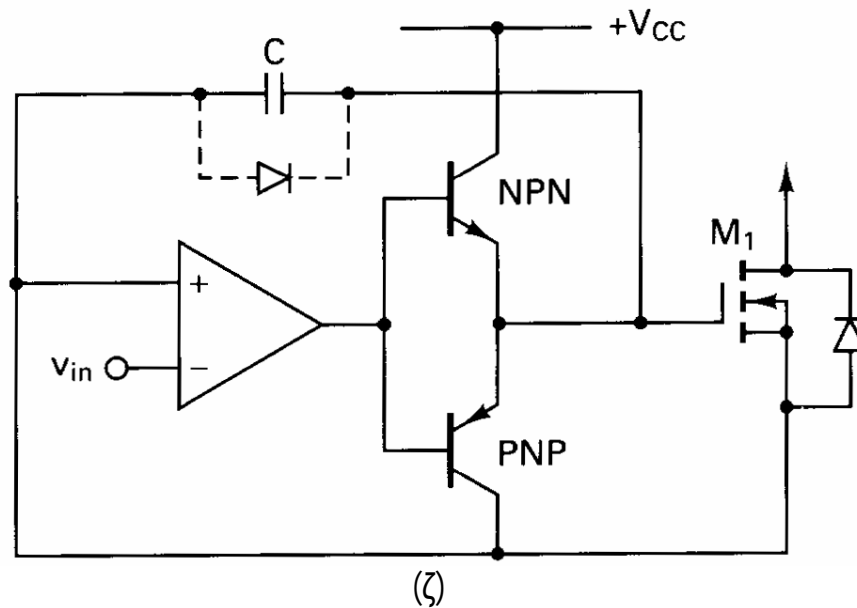
## Οδήγηση πύλης

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 τρανζίστορ PNP και NPN ενεργούν σαν ακολουθητές εκπομπού και προσφέρουν χαμηλή αντίσταση εξόδου. Αυτά τα τρανζίστορ 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. Μία δίοδος κατά μήκος του πυκνωτή C επιτρέπει στην τάση πύλης να μεταβάλλεται γρήγορα μόνο σε μια κατεύθυνση.



(ζ)

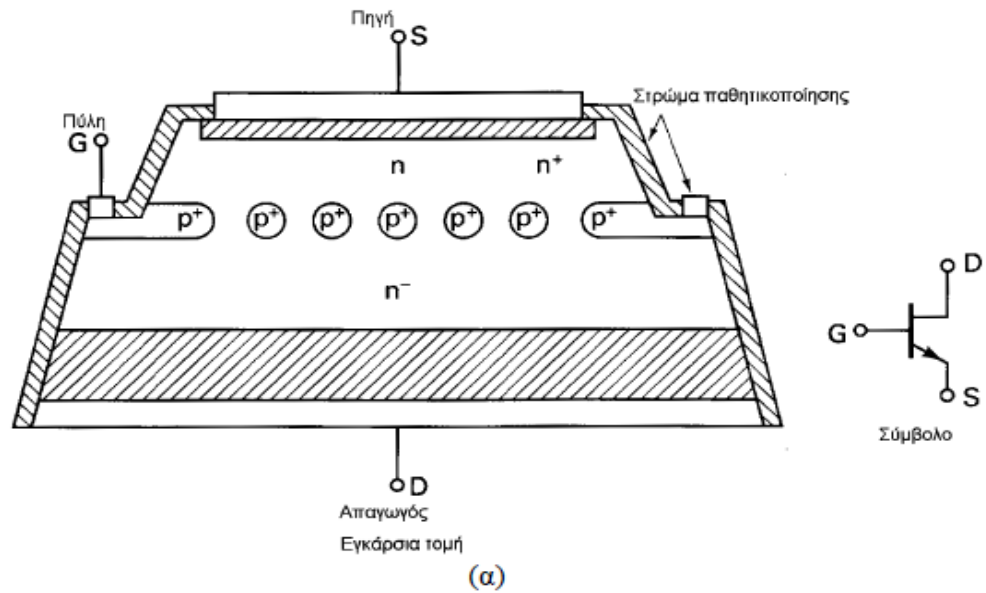
### ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡΣΤΑΤΙΚΗΣ ΕΠΑΓΩΓΗΣ (STATIC INDUCTION TRANSISTOR – SIT)

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 πολυδιαύλου. 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 αντίσταση 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.

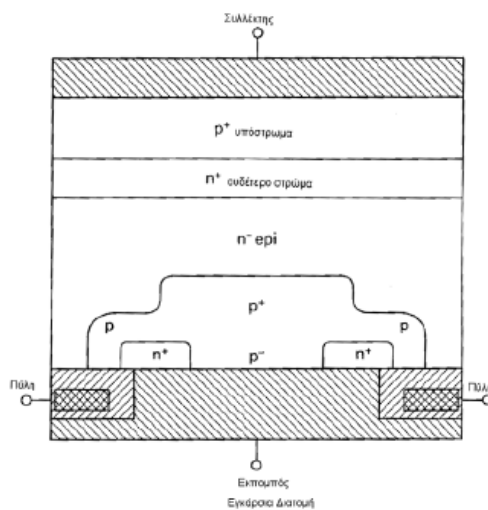
Η πτώση τάσης κατά την αγωγή είναι υψηλή, τυπικά 90V για στοιχείο 180A και 18V για στοιχείο 18A. Το τρανζίστορ SIT είναι κανονικά μια συσκευής αγωγής και μια αρνητική τάση πύλης την οδηγεί σε αποκοπή. Η χαρακτηριστική αγωγής και η υψηλή πτώση τάσης κατά την αγωγή περιορίζουν τις εφαρμογές της στην

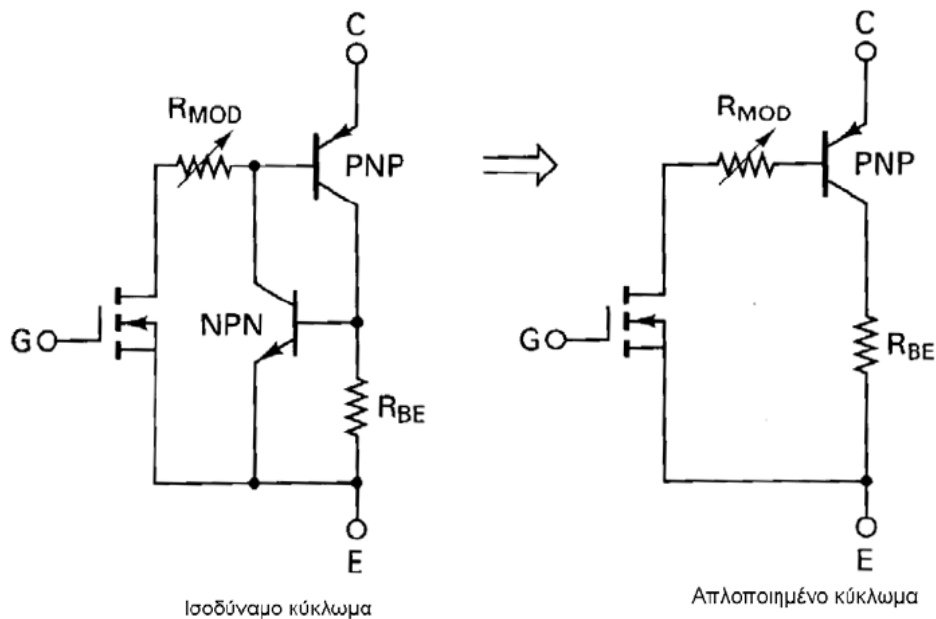
μετατροπή ισχύος. Οι ονομαστικές τιμές φθάνουν τα 300A, 1200V και η συχνότητα λειτουργίας τα 100KHz.



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.





(α)

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).

## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

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

#### 5.1 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.

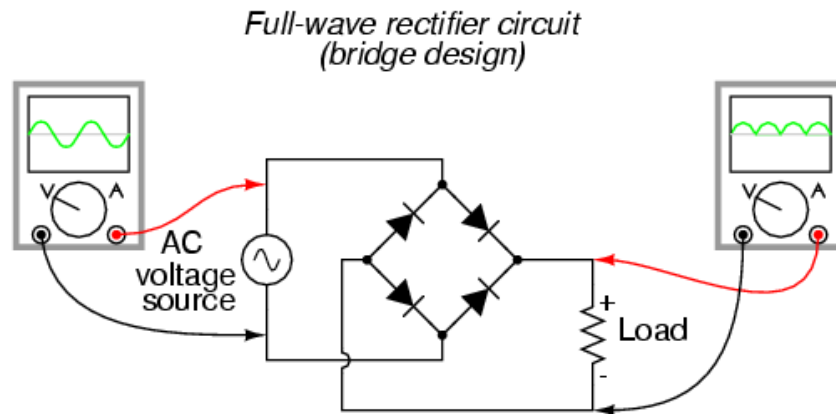
Αν αθροίσουμε τις τιμές των εντάσεων που θα χρειαστούμε ένα τροφοδοτικό που θα μας παρέχει τιμή έντασης εξόδου 2A είναι αρκετό.

##### **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 τέσσερις διόδους συνδεδεσολογημένες σε κύκλωμα γέφυρας όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.

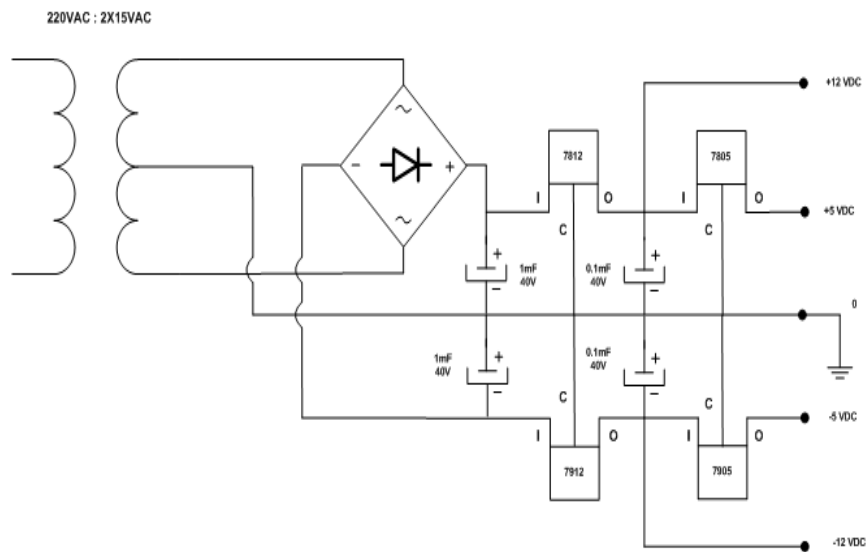


Η ανορθωμένη τάση την οποία λαμβάνουμε από την γέφυρα ανόρθωσης, περιέχει πολλές συνιστώσες εναλλασσομένου ρεύματος οι οποίες με την σειρά τους δημιουργούν αρμονικές μεγάλης συχνότητας οι οποίες επιδρούν στην ποιότητα του ρεύματος εξόδου της γέφυρας. Για να αποκόψουμε αυτές τις αρμονικές χρησιμοποιούμε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

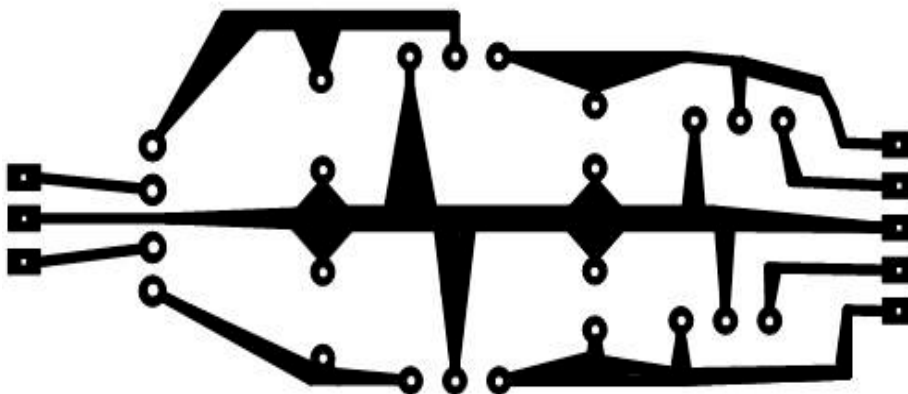
Και τέλος χρησιμοποιούμε ειδικά κυκλώματα τα οποία σταθεροποιούν την τάση και λέγονται σταθεροποιητές τάσης. Οι σταθεροποιητές είναι χρήσιμοι γιατί αν υποθέσουμε ότι η τάση του δικτύου έχει ανωμαλίες δηλαδή αυξάνεται ή μειώνεται αυτομάτως αυτές οι διακυμάνσεις θα εμφανίζονται και στην τάση εξόδου του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

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





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



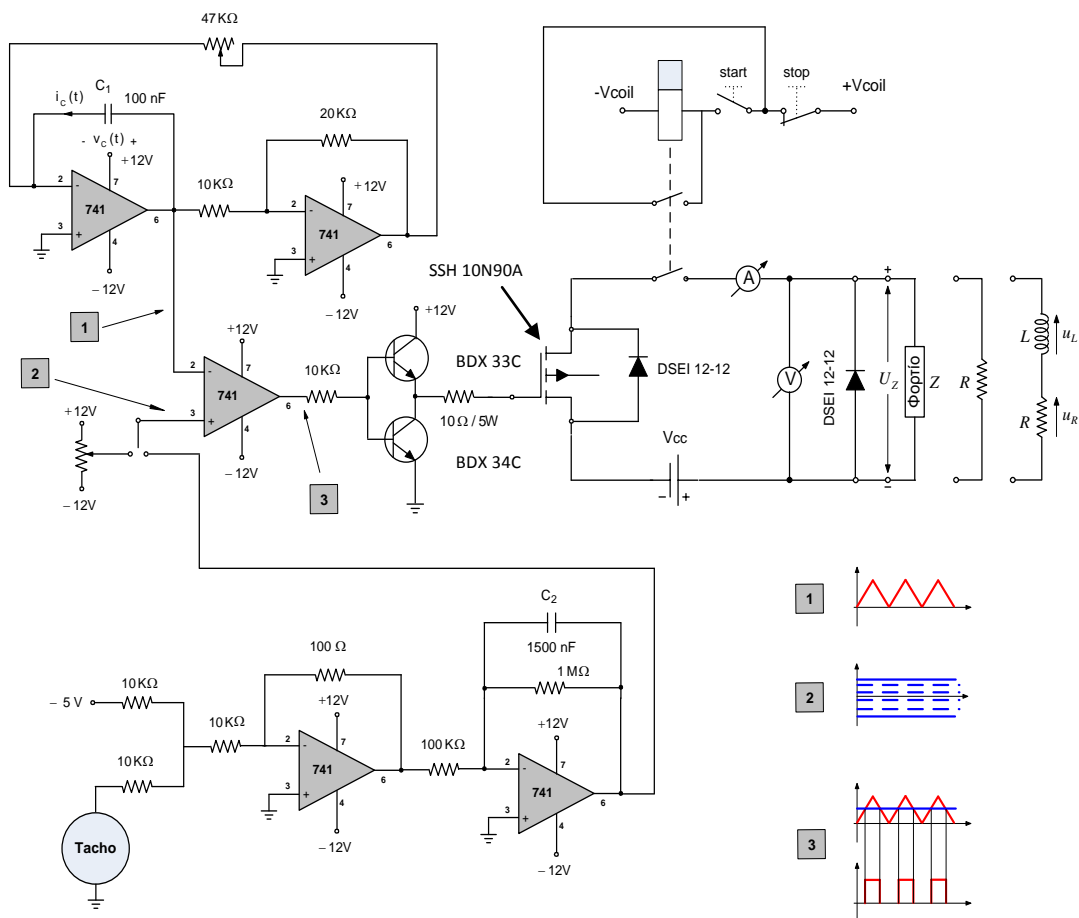
5.3 Τα υλικά που χρησιμοποιήσαμε για την κατασκευή του τροφοδοτικού μας καταγράφονται στον παρακάτω πίνακα.

| 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   |

## 5.2 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 C<sub>1</sub> 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.

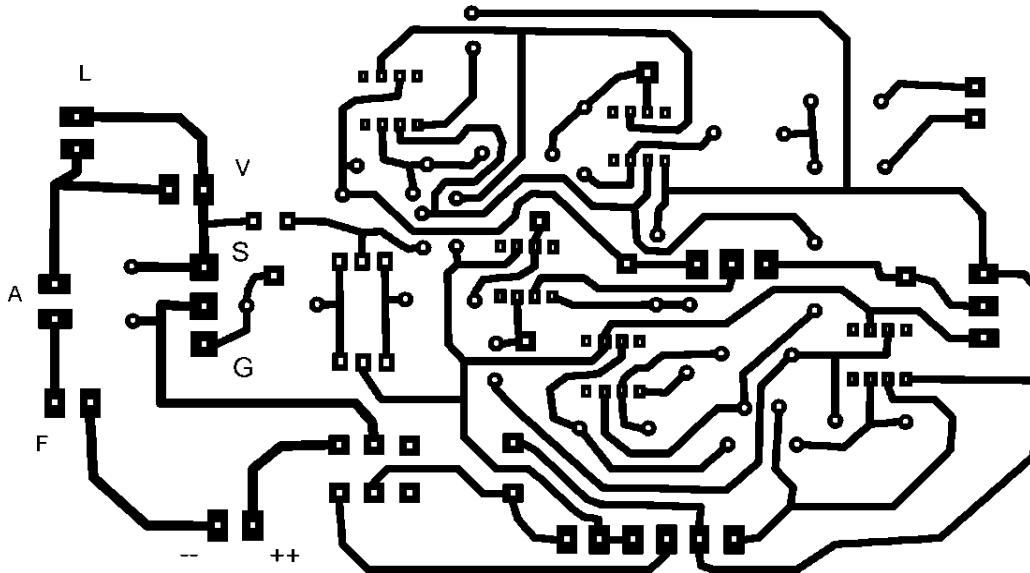
Την τετραγωνική αυτή κυματομορφή την οδηγούμε σε μια ενισχυτική διάταξη η οποία αποτελείται από δυο τρανζίστορ τύπου Darlington BDX33C NPN και ένα BDX34C PNP. Το τρανζίστορ BDX33C είναι πολωμένο ορθά και τροφοδοτείται με 12V τάση ενώ το BDX34C έχει γειωθεί. Κατά την θετική ημιπερίοδο του τετραγωνικού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

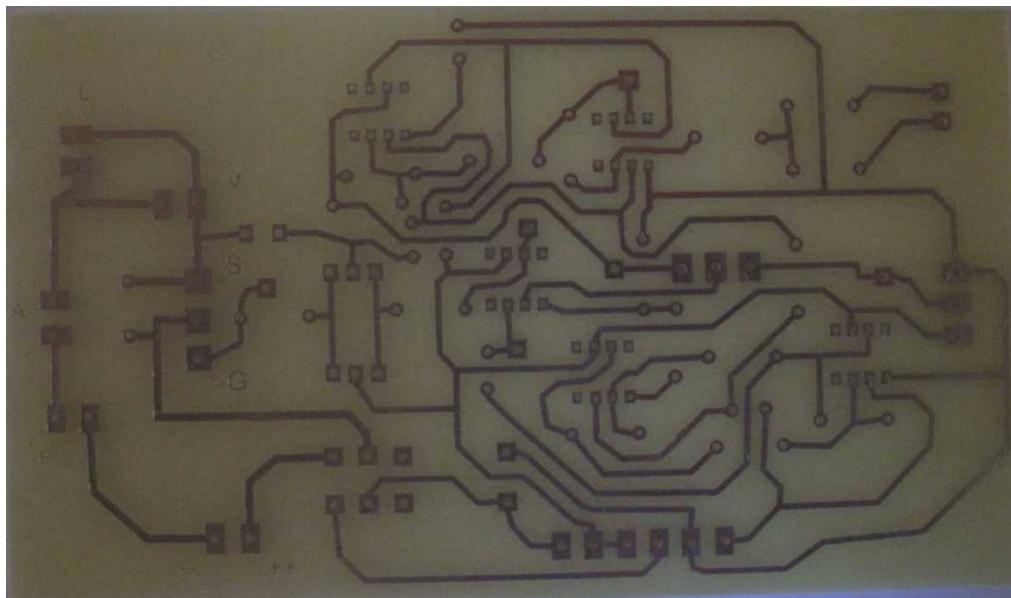
Από την έξοδο της ταχογεννήτριας λαμβάνουμε μία τάση η οποία είναι ανάλογη των στροφών του κινητήρα. Την έξοδο της ταχογεννήτριας την οδηγούμε σε ένα κύκλωμα το οποίο αποτελείται από έναν αθροιστή και έναν ολοκληρωτή. Ο αθροιστής έχει σαν τάση αναφορά τα -5V και προσθέτει τις δύο τάσεις και αν η διαφορά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

#### 5.4 Σχέδιο τυπωμένου κυκλώματος για πλακέτα



Φωτογραφία πλακέτας



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

| <b>Περιγραφή / ονομασία</b>              | <b>Ποσότητα</b> |
|--|-----------------|
| Ποτενσιόμετρο πολύστροφό 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          |

| <b>Πυκνωτές MKT 368:</b> | <b>Ποσότητα</b> |
|--------------------------|-----------------|
| 100 nF 63 V              | Τεμ. 1          |
| 1500 nF 100V             | Τεμ. 1          |

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

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

## 5.5 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 εξωτερικά και εσωτερικά.



**5.6** 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 <sup>2</sup>                    | 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          |

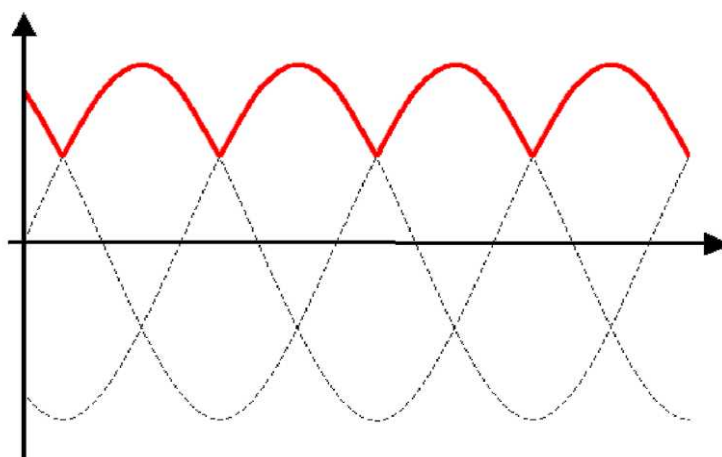
## ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

### 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.



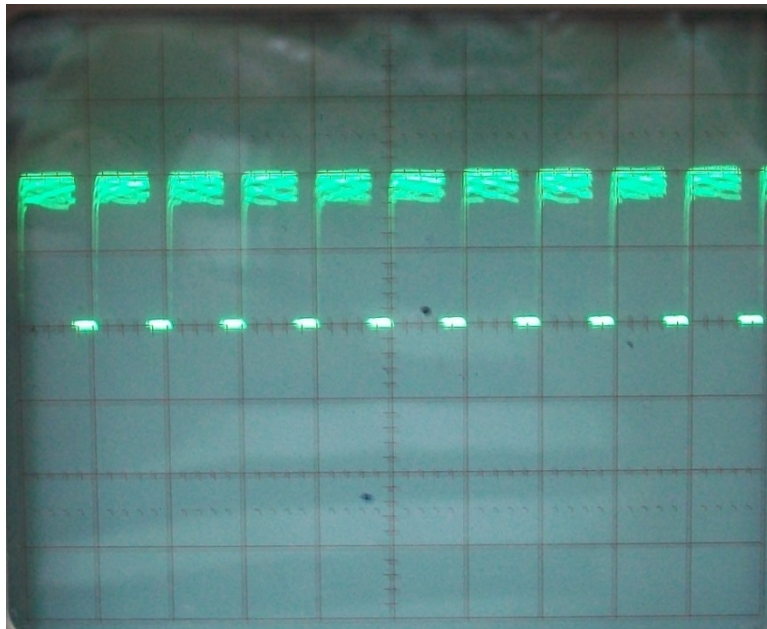
(α)



## 6.1 ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ ΜΕ ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ

Το ωμικό φορτίο που θα χρησιμοποιήσουμε έχει τιμή αντίστασης  $150\Omega$  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.



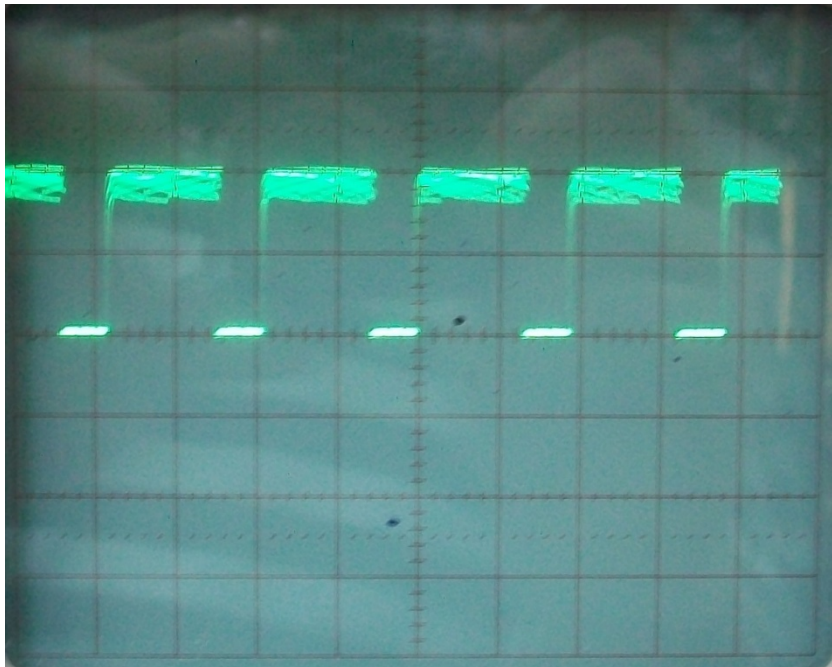
(β)

$T = 1ms$

| $t_{on}/T$ | $V_{0,av}$ (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  $T=2ms$  δηλαδή συχνότητα  $f=500Hz$ , στην παρακάτω εικόνα (γ) βλέπουμε την εικόνα του παλμογράφου και στον πίνακα (β) θα καταγράψουμε τις ενδείξεις των οργάνων.

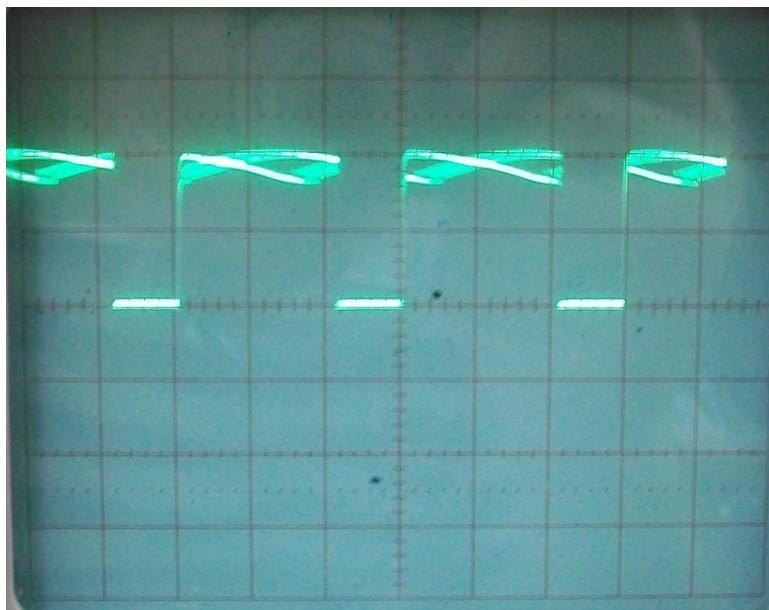


(γ)

| T = 2ms |                       |                       |
|---------|-----------------------|-----------------------|
| ton/T   | V <sub>0,av</sub> (V) | I <sub>0,av</sub> (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=3ms δηλαδή συχνότητα f=333.3Hz. στην παρακάτω εικόνα (δ) βλέπουμε την εικόνα του παλμογράφου και στον πίνακα (γ) θα καταγράψουμε τις ενδείξεις των οργάνων.



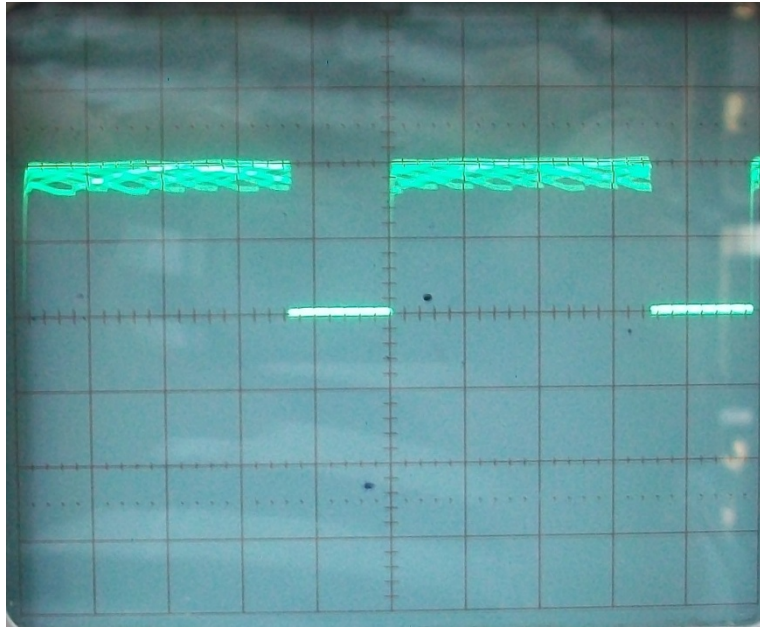
(δ)

| <b>T = 3ms</b> |                             |                             |
|----------------|-----------------------------|-----------------------------|
| <b>ton/T</b>   | <b>V<sub>o,av</sub> (V)</b> | <b>I<sub>o,av</sub> (A)</b> |
| <b>0,1</b>     | 10,70                       | 0,09                        |
| <b>0,3</b>     | 30,00                       | 0,31                        |
| <b>0,5</b>     | 51,30                       | 0,52                        |
| <b>0,7</b>     | 71,30                       | 0,72                        |
| <b>0,9</b>     | 90,60                       | 0,92                        |
| <b>1,0</b>     | 100,00                      | 1,02                        |

**Πίνακας (γ)**

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

(ε)



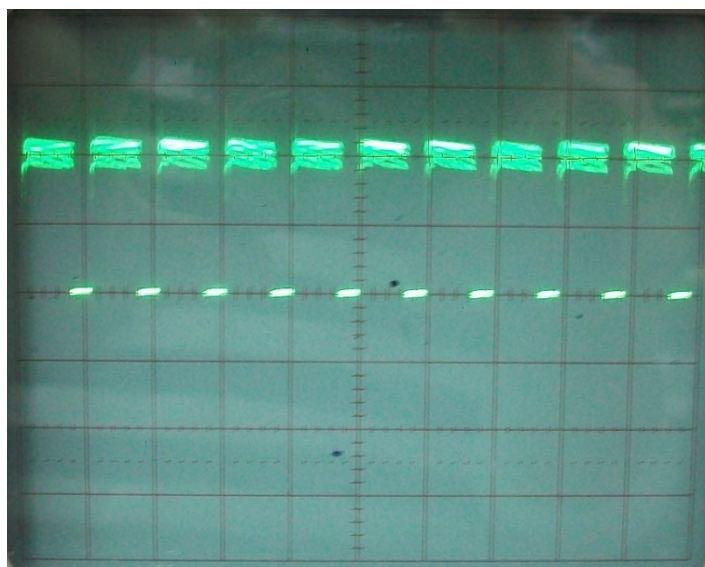
| <b>T = 5ms</b> |                             |                             |
|----------------|-----------------------------|-----------------------------|
| <b>ton/T</b>   | <b>V<sub>0,av</sub> (V)</b> | <b>I<sub>0,av</sub> (A)</b> |
| <b>0,1</b>     | 10,70                       | 0,10                        |
| <b>0,3</b>     | 31,20                       | 0,31                        |
| <b>0,5</b>     | 51,70                       | 0,52                        |
| <b>0,7</b>     | 72,10                       | 0,72                        |
| <b>0,9</b>     | 92,20                       | 0,92                        |
| <b>1,0</b>     | 100,00                      | 1,00                        |

**Πίνακας (δ)**

## 6.2 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.

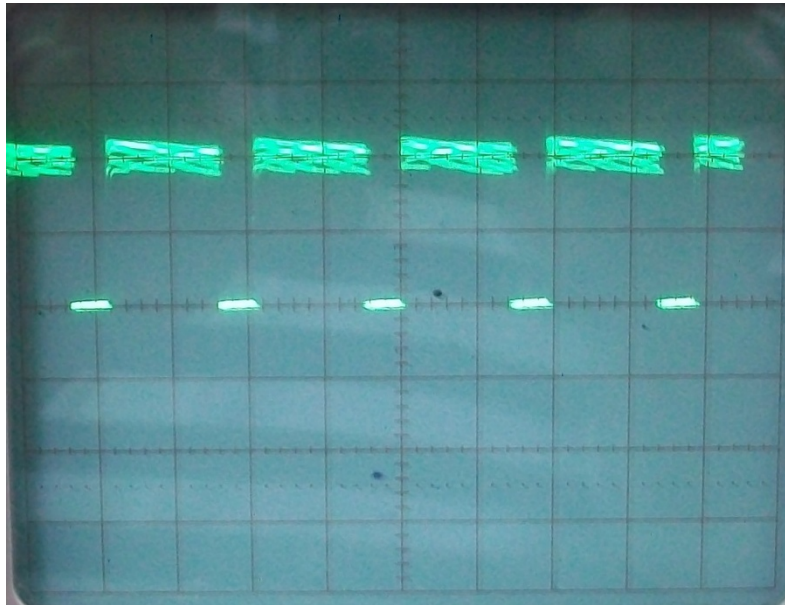


(στ)

| T = 1 ms |        |       |      |        |          |      |
|----------|--------|-------|------|--------|----------|------|
| ton/T    | V0,av  | I0,av | n    | P0,av  | $\omega$ | 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.

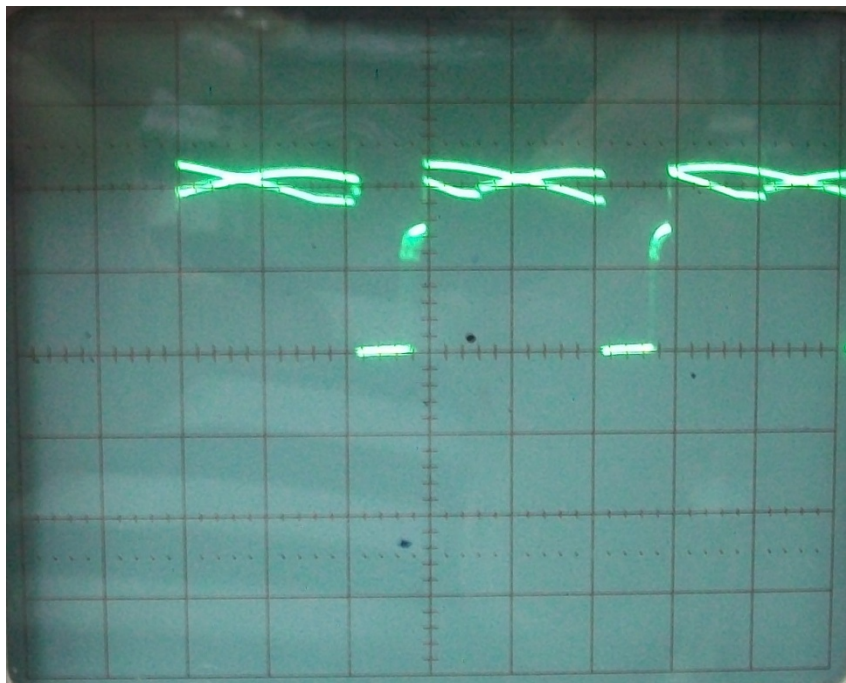


(ζ)

| 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.



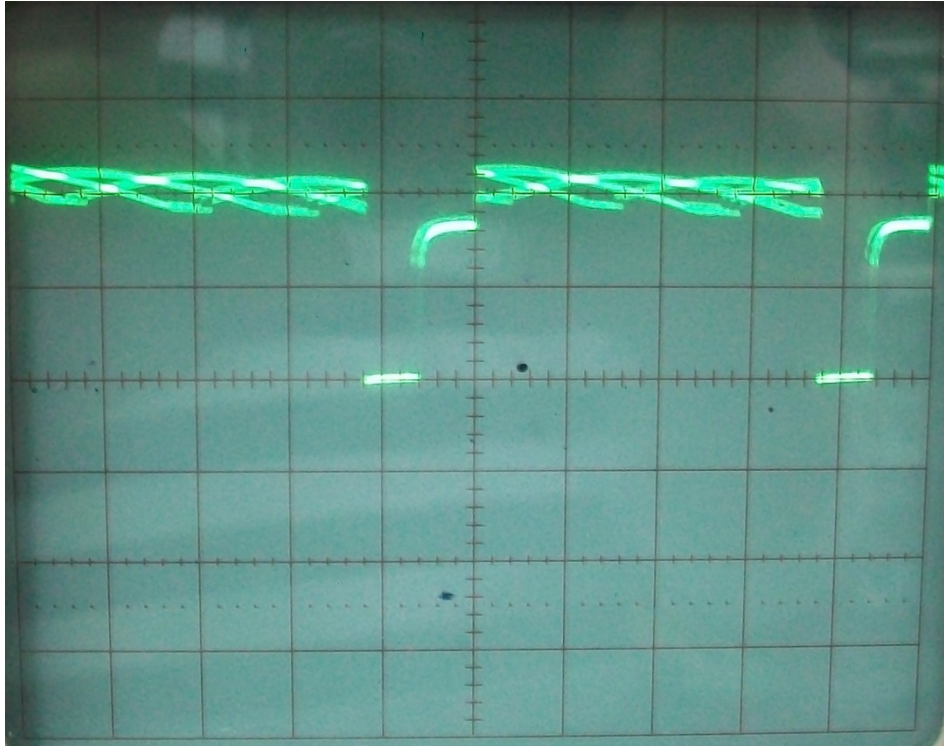
(η)

| T = 3ms |                   |                   |      |                   |        |      |
|---------|-------------------|-------------------|------|-------------------|--------|------|
| ton/T   | V <sub>0,av</sub> | I <sub>0,av</sub> | n    | P <sub>0,av</sub> | 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)

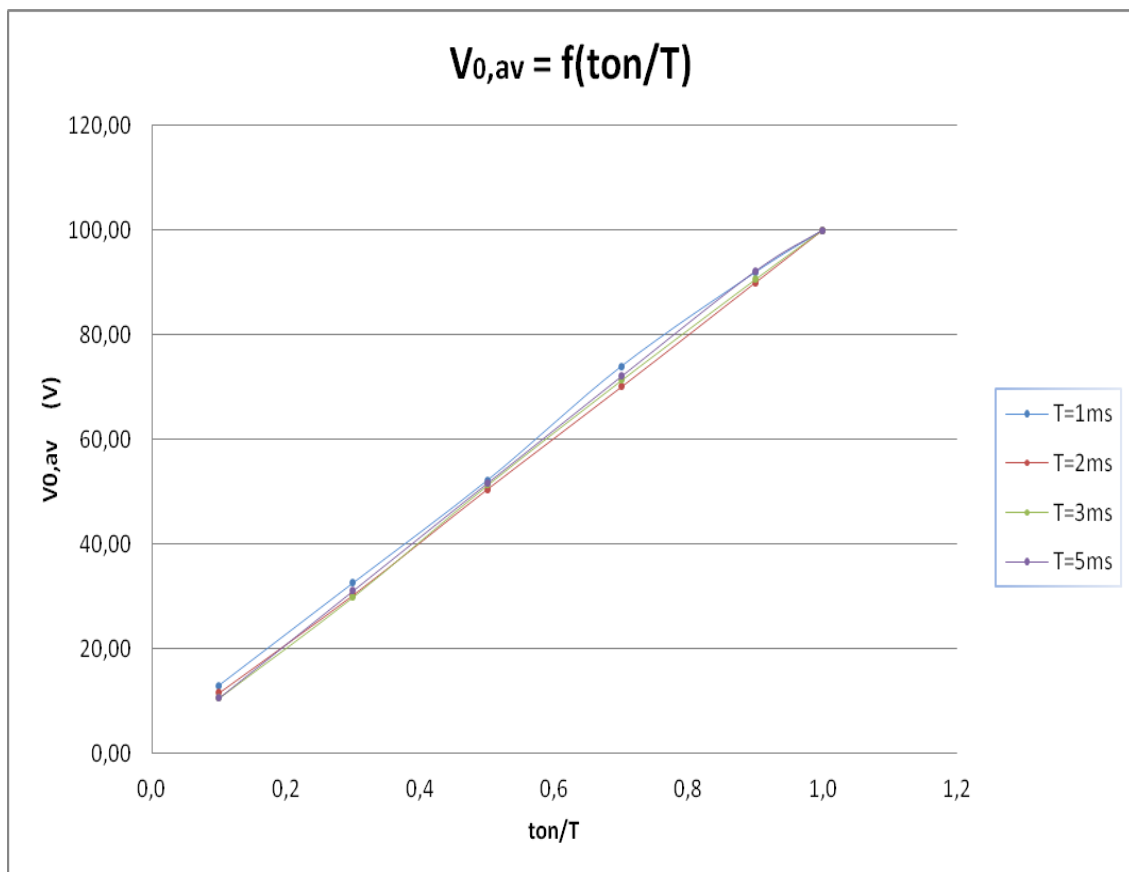
| T = 5ms |                   |                   |      |                   |        |      |
|---------|-------------------|-------------------|------|-------------------|--------|------|
| ton/T   | V <sub>0,av</sub> | I <sub>0,av</sub> | n    | P <sub>0,av</sub> | ω      | T    |
| 0,1     | 16,80             | 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 |

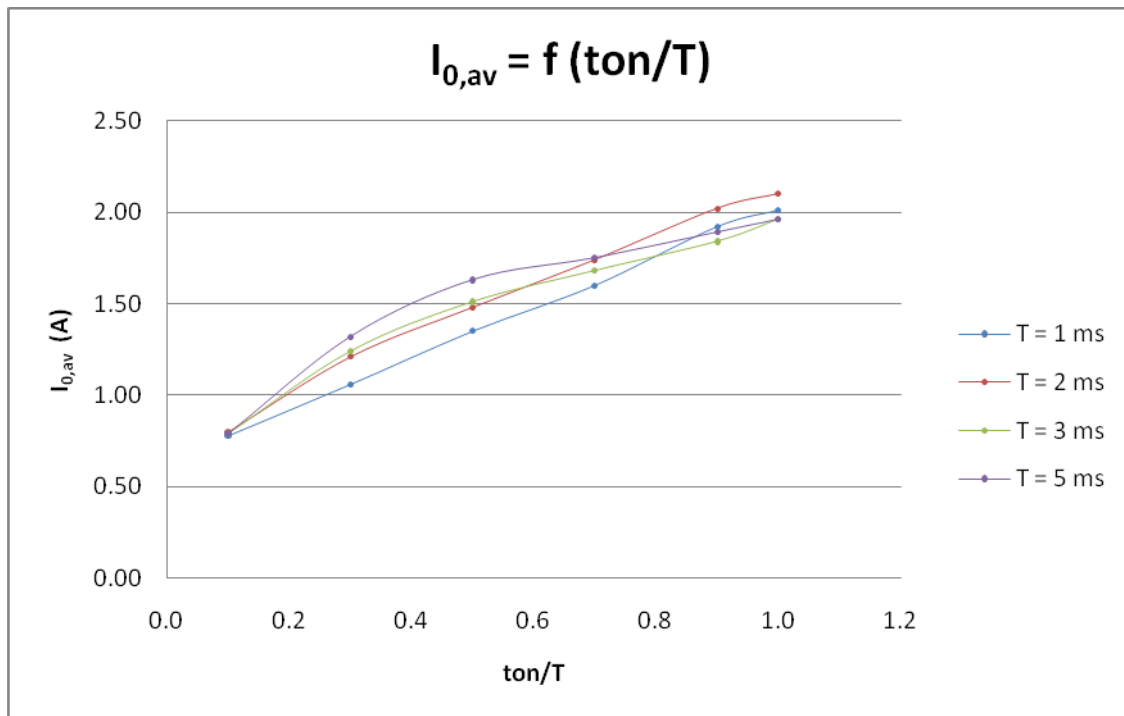
### 6.3 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ ΕΞΟΔΟΥ - ΚΥΜΑΤΟΜΟΡΦΕΣ

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

#### 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.

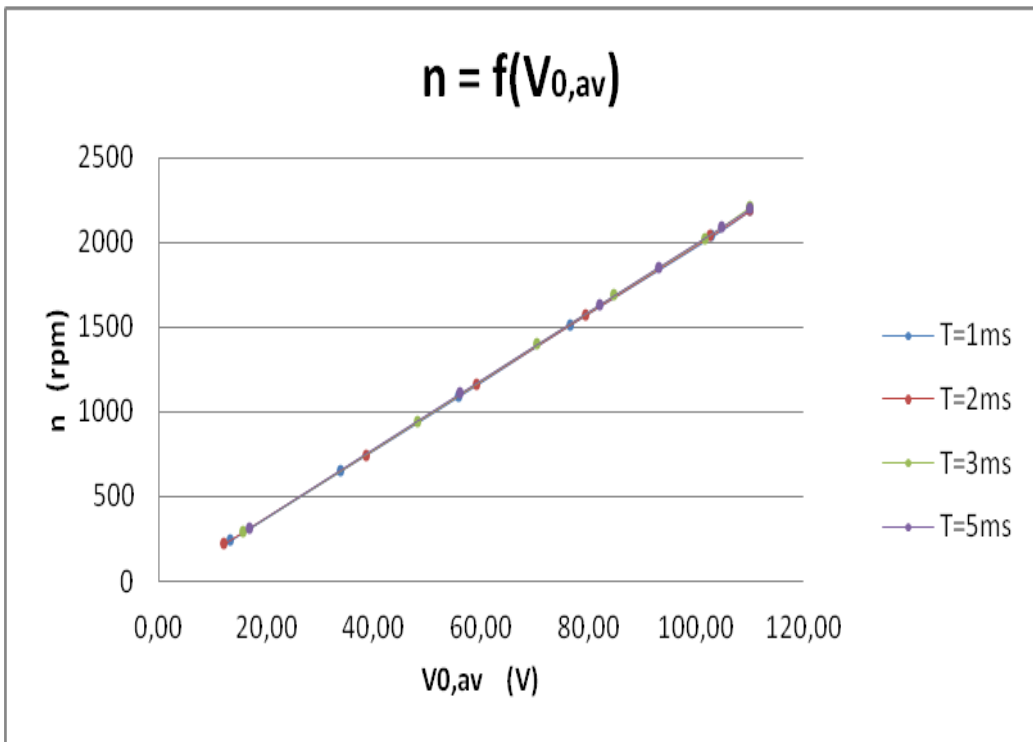
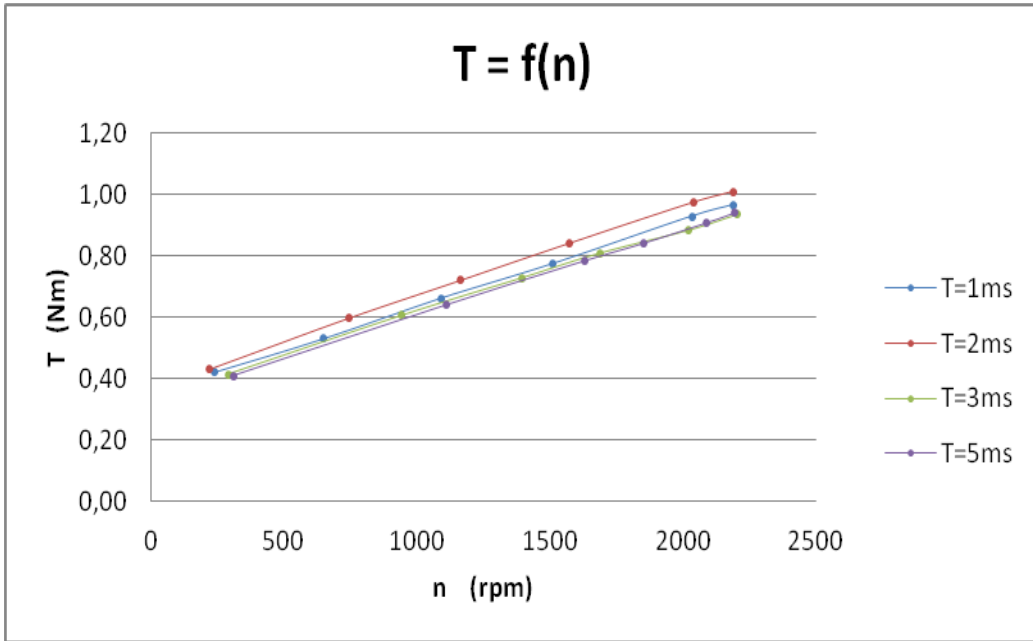


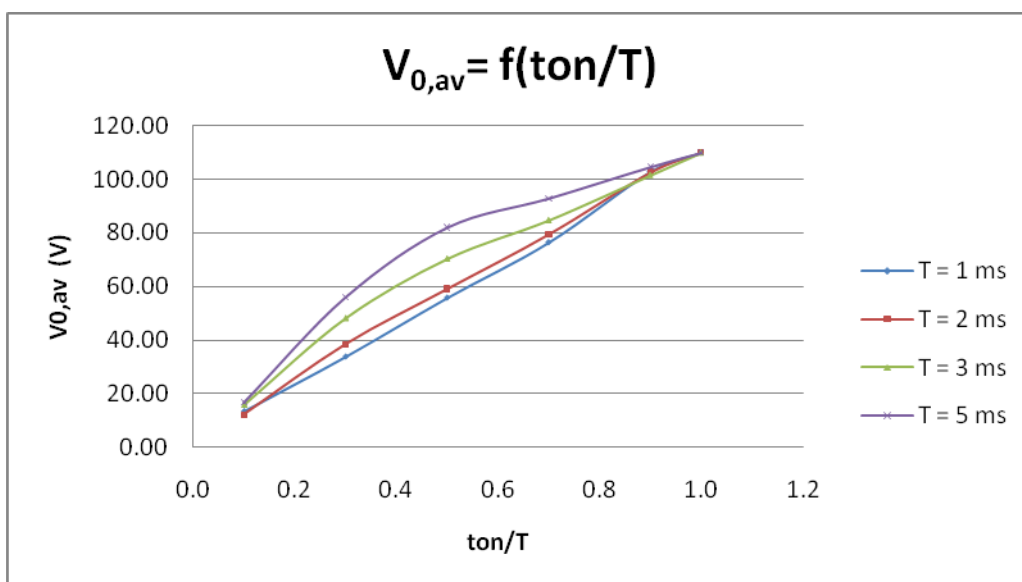
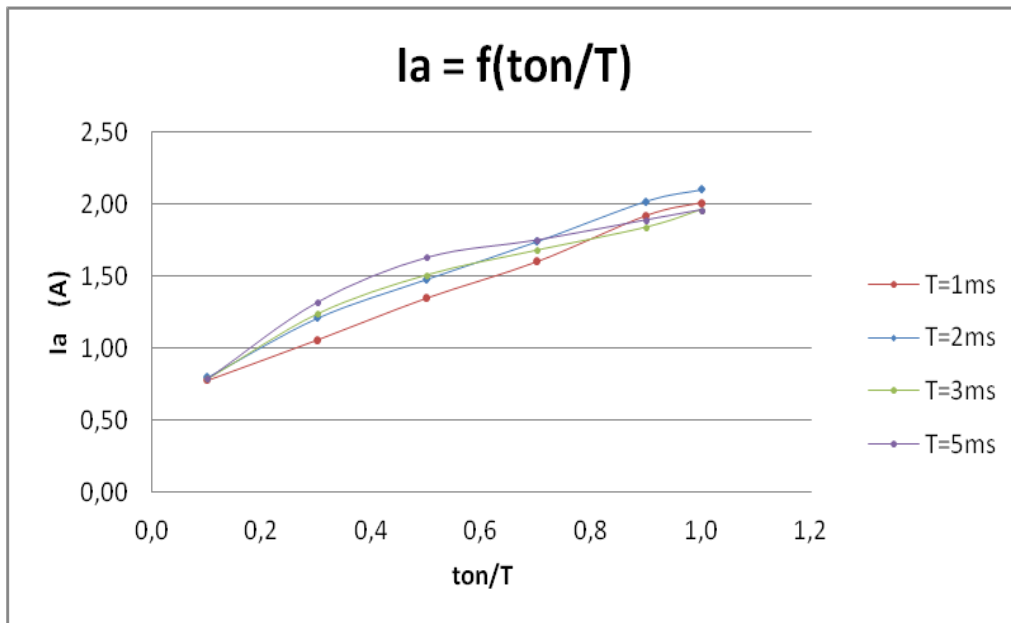


Στην παραπάνω χαρακτηριστική βλέπουμε την «γραμμικότητα» που μας προσφέρει σε ωμικό φορτίο ο έλεγχος με μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. Και οι δύο χαρακτηριστικές ακολουθούν γραμμική μεταβολή. Οι χαρακτηριστικές των τάσεων και των ρευμάτων συμπίπτουν η αντίστοιχα ανεξάρτητα από την συχνότητα.

### Για επαγωγικό φορτίο

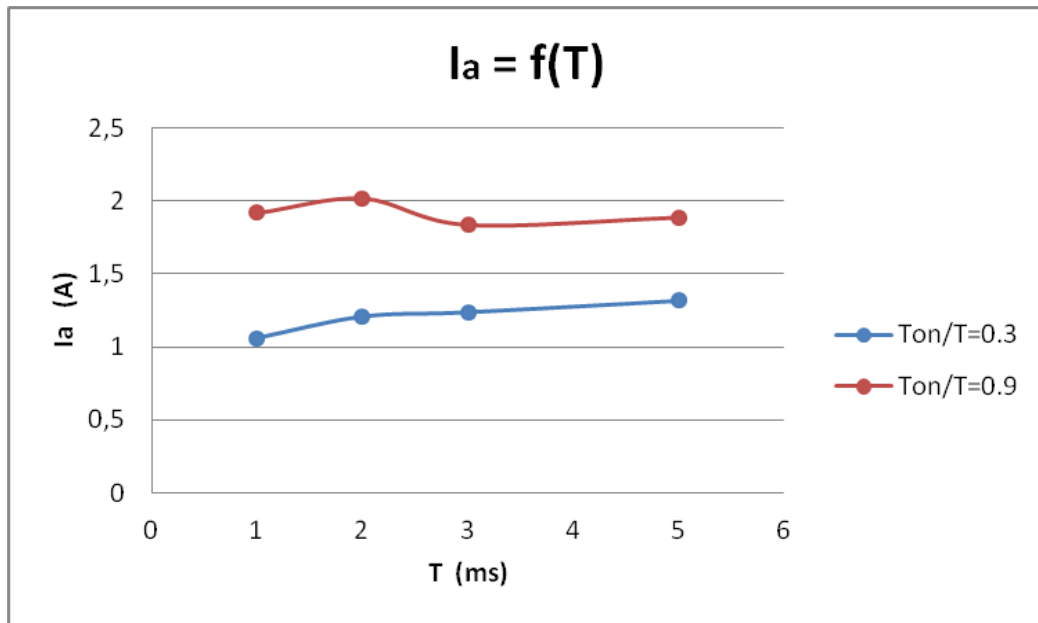
Στα δυο παρακάτω διαγράμματα  $T=f(n)$  και  $n=f(V_{0,av})$  παρατηρούμε μια «γραμμικότητα» της στροφές συναρτήσεως της τάσης και στην ροπή συναρτήσεως των στροφών.





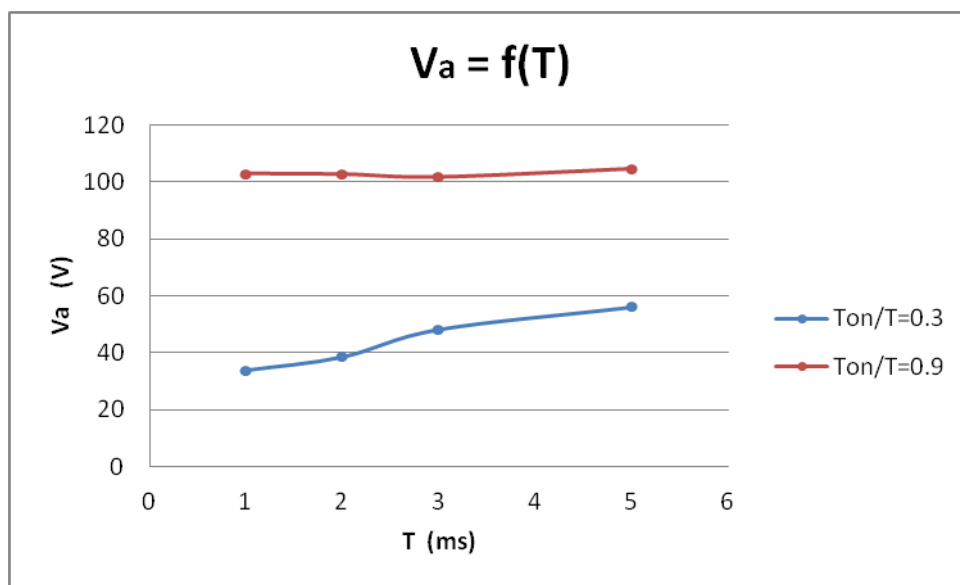
Ενώ στις κυματομορφές  $I_a=f(\text{ton}/T)$  και  $V_{0,av}= f(\text{ton}/T)$  για ωμικό φορτίο είχαμε γραμμική μεταβολή, βλέπουμε ότι στο επαγωγικό φορτίο το ρεύμα και η τάση δεν έχει γραμμική συμπεριφορά. Το φαινόμενο αυτό γίνεται πιο έντονο όταν έχουμε μεγάλη περίοδο  $T$  (μικρότερη συχνότητα) και 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  $I_a = f(T)$

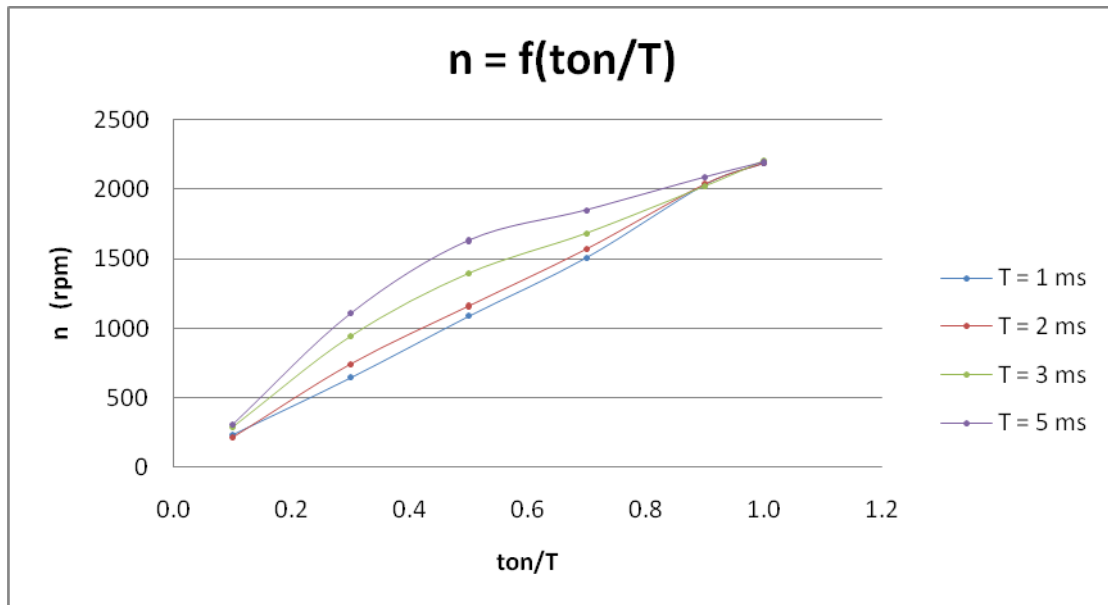


Όπως βλέπουμε στις παραπάνω γραφικές για μικρή περίοδο (δηλ μεγάλη συχνότητα) το ρεύμα για την περίπτωση του  $t_{on}/T=0,9$  βλέπουμε ότι το ρεύμα στην αρχή είναι μεγάλο και όσο αυξάνουμε το  $T$  το ρεύμα μειώνεται, ενώ για  $t_{on}/T=0.3$  το ρεύμα ξεκινά χαμηλά και όσο αυξάνουμε το  $T$  αυξάνετε και το ρεύμα.

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

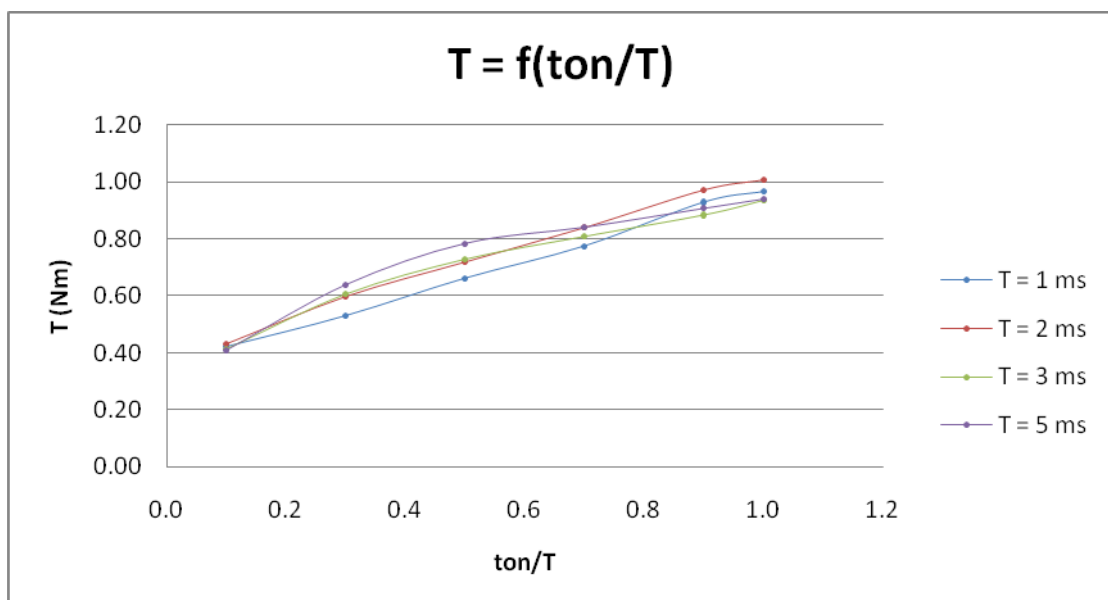


Στην παραπάνω γραφική φαίνεται ότι η τάση για  $\text{ton}/T=0,9$  παραμένει σχεδόν σταθερή όσο αυξάνουμε το  $T$ , ενώ για  $\text{ton}/T=0,3$  στην υψηλή συχνότητα είναι χαμηλά και με την μείωση της συχνότητας αυξάνεται σχεδόν γραμμικά.



**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.

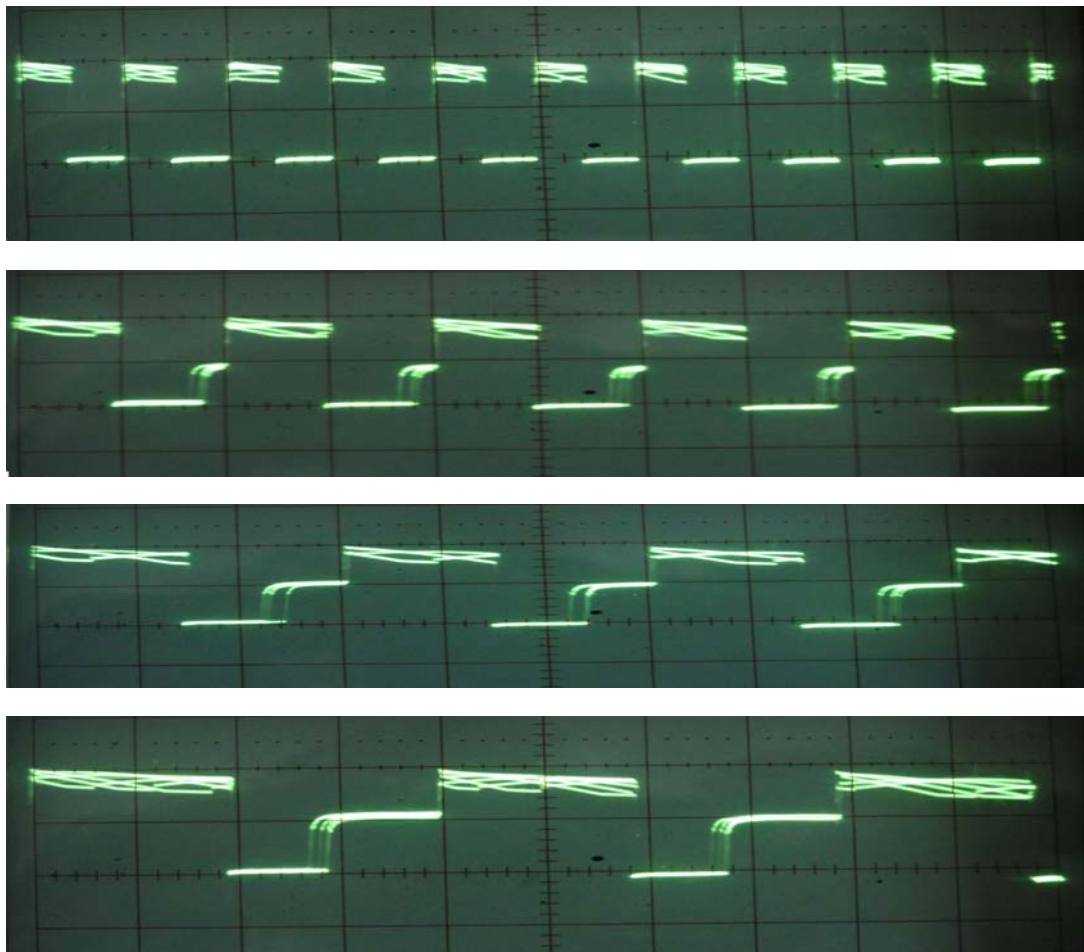


**Χαρακτηριστική ροπής  $T=f(\text{ton}/T)$  για διάφορες συχνότητες**

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  $t_{\text{off}}$  (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  $t_{\text{off}}$  (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<sup>η</sup> 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<sup>η</sup> έκδοση.  
Θεσσαλονίκη : Εκδόσεις Τζιόλα, Α. , ©2003
- [6]. **Συστήματα αυτόματου ελέγχου /** Παντελής Β. Μαλατέστας  
Θεσσαλονίκη : Εκδόσεις Τζιόλα , ©2001-2004
- [7]. **Ηλεκτρονικά /** Θεωδóρου 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<sup>η</sup> 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<sup>η</sup> έκδοση  
Αθήνα: ©2007

[13]. **POWER ELECTRONICS HANDBOOK** MUHAMMAD H. RASHID 2001 by  
ACADEMIC PRESS

[14]. **The Power Electronics Handbook** Timothy L. Skvarenina, *Purdue University*  
2002 by CRC Press LLC

## ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ

### ΤΕΧΝΙΚΑ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΑ ΥΛΙΚΩΝ

Παρακάτω ακολουθούν τα τεχνικά χαρακτηριστικά για τα:

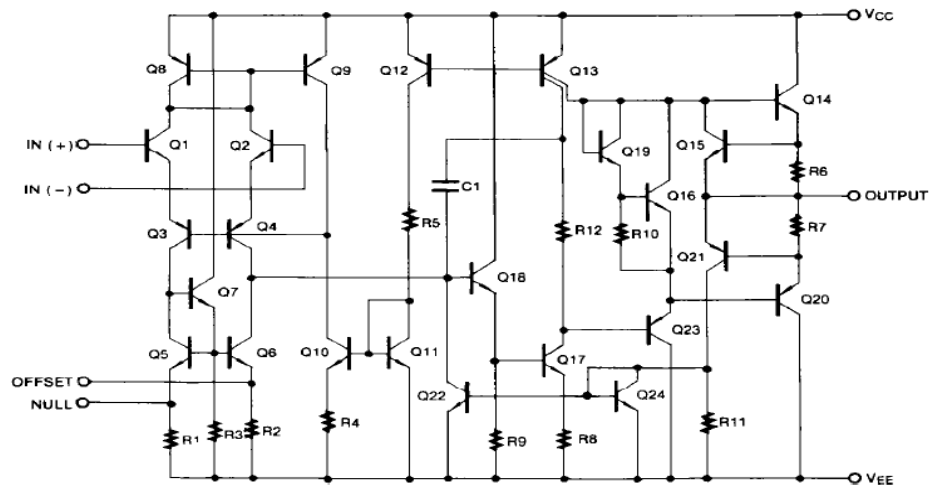
- LM 741 σχήματος (8 DIP)
- BDX33C σχήματος (TO-220)
- BDX34C σχήματος (TO-220)
- LM 7XXX σχήματος (TO-220)
- Fast RECOVERY diode IXUS DSEI 12-12A σχήματος (TO-220AC)

#### LM 741 (8 DIP)

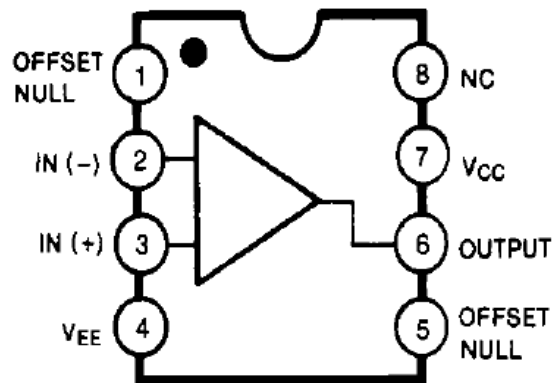
##### Absolute Maximum Ratings (T<sub>A</sub> = 25°C)

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

## Schematic Diagram

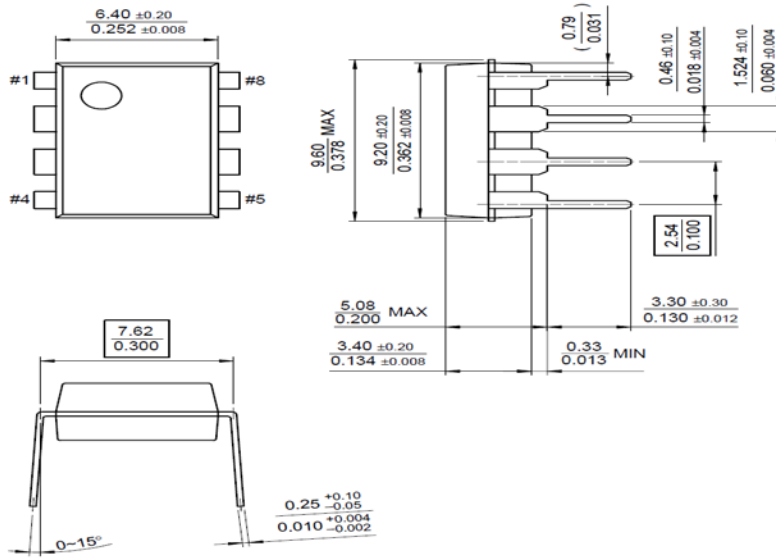


## Internal Block Diagram



**Mechanical Dimensions**  
**Package**

**8-DIP**

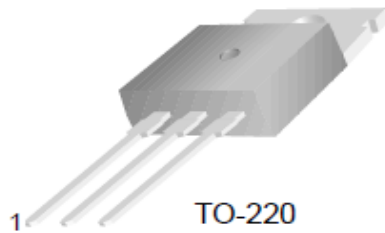


## BDX33C (TO-220)

### 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 | $^\circ\text{C}$ |



TO-220  
1.Base 2.Collector 3.Emitter

# Typical Characteristics

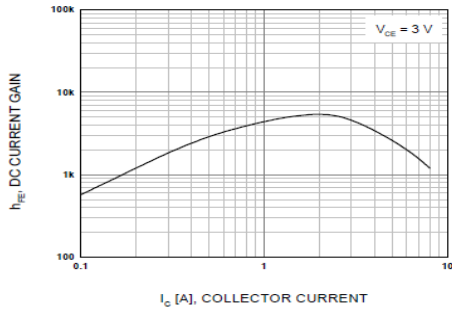


Figure 1. DC Current Gain

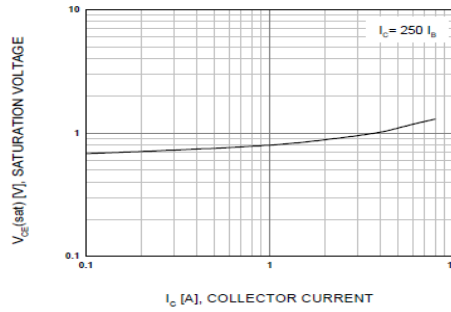


Figure 2. Collector-Emitter Saturation Voltage

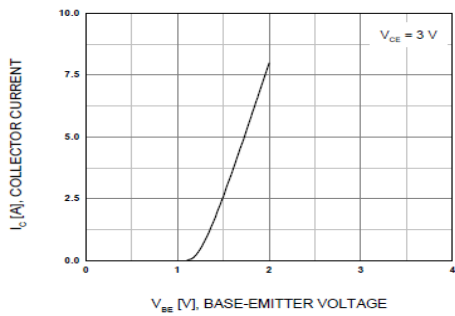


Figure 3. Base-Emitter On Voltage

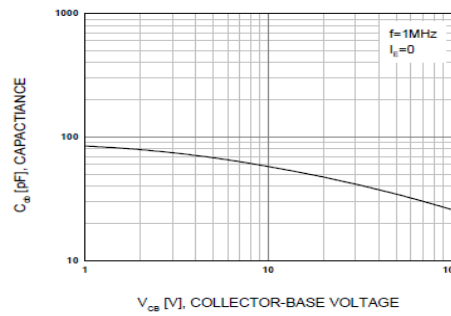


Figure 4. Output Capacitance

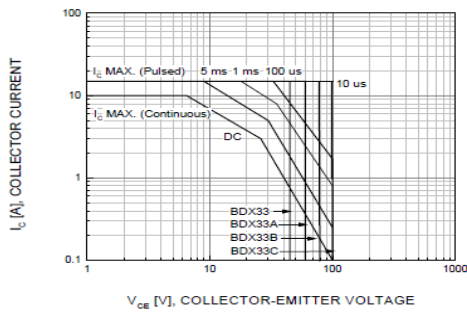


Figure 5. Safe Operating Area

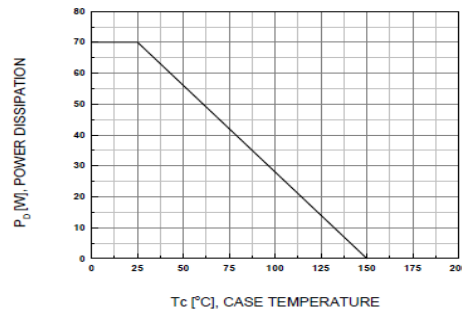


Figure 6. Power Derating

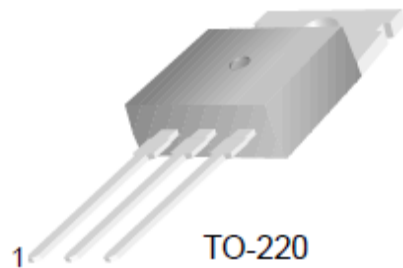


## BDX34C (TO-220)

### PNP Epitaxial Silicon Transistor

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

| Symbol    | Parameter  | Value      | Units            |
|-----------|--|------------|------------------|
| $V_{CBO}$ | Collector-Base Voltage<br>: BDX34<br>: BDX34A<br>: BDX34B<br>: BDX34C    | - 45       | V                |
|           |  | - 60       | V                |
|           |  | - 80       | V                |
|           |  | - 100      | V                |
| $V_{CEO}$ | Collector-Emitter Voltage<br>: BDX34<br>: BDX34A<br>: BDX34B<br>: BDX34C | - 45       | V                |
|           |  | - 60       | V                |
|           |  | - 80       | V                |
|           |  | - 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 | $^\circ\text{C}$ |



1.Base 2.Collector 3.Emitter

## Typical Characteristics

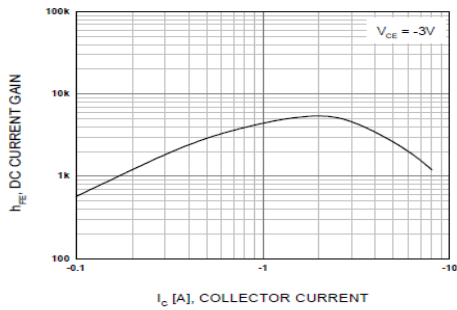


Figure 1. DC Current Gain

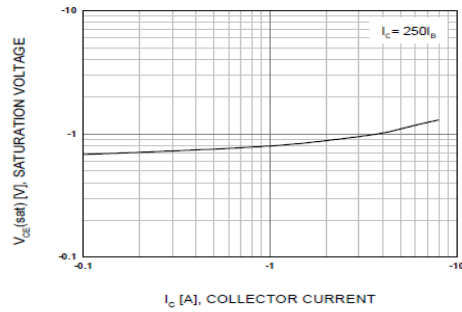


Figure 2. Collector-Emitter Saturation Voltage

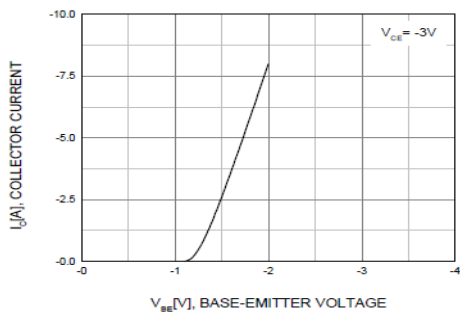


Figure 3. Base-Emitter On Voltage

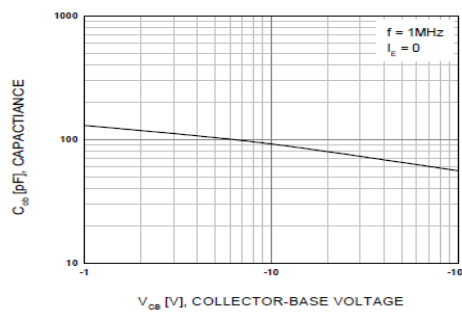


Figure 4. Output Capacitance

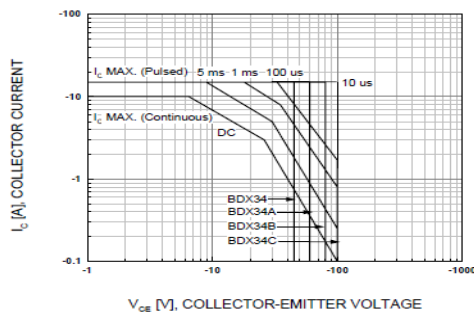


Figure 5. Safe Operating Area

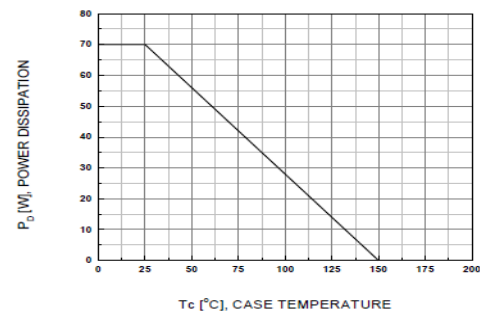


Figure 6. Power Derating

## 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).

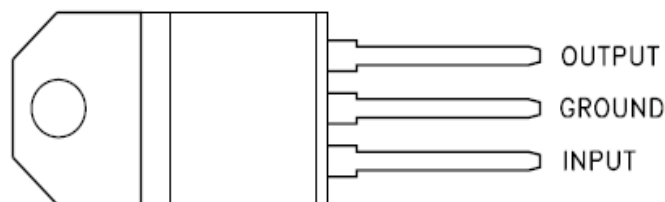
## LM78XX

### Electrical Characteristics (MC7805/LM7805)

(Refer to test circuit,  $0^{\circ}\text{C} < T_J < 125^{\circ}\text{C}$ ,  $I_O = 500\text{mA}$ ,  $V_I = 10\text{V}$ ,  $C_I = 0.33\mu\text{F}$ ,  $C_O = 0.1\mu\text{F}$ , unless otherwise specified)

| Parameter                | Symbol                  | Conditions   | MC7805/LM7805                         |      |      | Unit                   |    |
|--------------------------|-------------------------|--|---------------------------------------|------|------|------------------------|----|
|                          |                         |  | Min.                                  | Typ. | Max. |                        |    |
| Output Voltage           | $V_O$                   | $T_J = +25^{\circ}\text{C}$  | 4.8                                   | 5.0  | 5.2  | V                      |    |
|                          |                         | $5.0\text{mA} \leq I_O \leq 1.0\text{A}$ , $P_O \leq 15\text{W}$<br>$V_I = 7\text{V to } 20\text{V}$ | 4.75                                  | 5.0  | 5.25 |                        |    |
| Line Regulation (Note1)  | Regline                 | $T_J = +25^{\circ}\text{C}$  | $V_O = 7\text{V to } 25\text{V}$      | -    | 4.0  | 100                    | mV |
|                          |                         |  | $V_I = 8\text{V to } 12\text{V}$      | -    | 1.6  | 50                     |    |
| Load Regulation (Note1)  | Regload                 | $T_J = +25^{\circ}\text{C}$  | $I_O = 5.0\text{mA to } 1.5\text{A}$  | -    | 9    | 100                    | mV |
|                          |                         |  | $I_O = 250\text{mA to } 750\text{mA}$ | -    | 4    | 50                     |    |
| Quiescent Current        | $I_Q$                   | $T_J = +25^{\circ}\text{C}$  | -                                     | 5.0  | 8.0  | mA                     |    |
| Quiescent Current Change | $\Delta I_Q$            | $I_O = 5\text{mA to } 1.0\text{A}$   | -                                     | 0.03 | 0.5  | mA                     |    |
|                          |                         | $V_I = 7\text{V to } 25\text{V}$   | -                                     | 0.3  | 1.3  |                        |    |
| Output Voltage Drift     | $\Delta V_O / \Delta T$ | $I_O = 5\text{mA}$   | -                                     | -0.8 | -    | mV/ $^{\circ}\text{C}$ |    |
| Output Noise Voltage     | $V_N$                   | $f = 10\text{Hz to } 100\text{KHz}$ , $T_A = +25^{\circ}\text{C}$                                    | -                                     | 42   | -    | $\mu\text{V}/V_O$      |    |
| Ripple Rejection         | RR                      | $f = 120\text{Hz}$<br>$V_O = 8\text{V to } 18\text{V}$   | 62                                    | 73   | -    | dB                     |    |
| Dropout Voltage          | $V_{\text{Drop}}$       | $I_O = 1\text{A}$ , $T_J = +25^{\circ}\text{C}$  | -                                     | 2    | -    | V                      |    |
| Output Resistance        | $r_O$                   | $f = 1\text{KHz}$  | -                                     | 15   | -    | m $\Omega$             |    |
| Short Circuit Current    | $I_{\text{SC}}$         | $V_I = 35\text{V}$ , $T_A = +25^{\circ}\text{C}$   | -                                     | 230  | -    | mA                     |    |
| Peak Current             | $I_{\text{PK}}$         | $T_J = +25^{\circ}\text{C}$  | -                                     | 2.2  | -    | A                      |    |

### CONNECTION DIAGRAM (top view)



CS12780

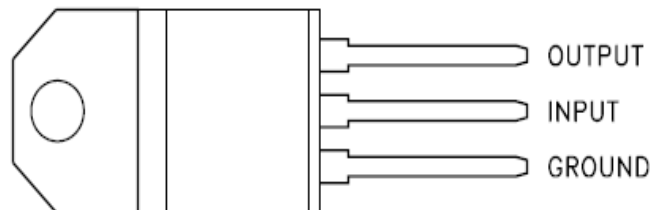
### TO-220

# LM79XX

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS OF L7905C** (refer to the test circuits,  $T_J = 0$  to  $125^\circ\text{C}$ ,  $V_I = -10\text{V}$ ,  $I_O = 500\text{ mA}$ ,  $C_I = 2.2\ \mu\text{F}$ ,  $C_O = 1\ \mu\text{F}$  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           | $I_O = -5\text{ mA to } -1\text{ A}$ $P_O \leq 15\text{ W}$<br>$V_I = 8\text{ to } 20\text{ V}$ | -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                   |
| $\Delta I_d$          | 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  |       | $\mu\text{V}$        |
| 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

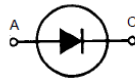
TO-220

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

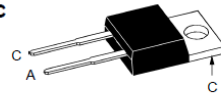
## Fast Recovery Epitaxial Diode (FRED)

**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 |                  |
|---------------------------------------|--|-----------------|------------------|
| $I_{FRMS}$<br>$I_{FAVM}$<br>$I_{FRM}$ | $T_{VJ} = T_{VJM}$   | 25              | A                |
|                                       | $T_C = 100^\circ\text{C}$ ; rectangular, $d = 0.5$                     | 11              | A                |
|                                       | $t_p < 10 \mu\text{s}$ ; 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        | 75              | A                |
|                                       | $t = 8.3 \text{ ms}$ (60 Hz), sine                                     | 80              | A                |
|                                       | $T_{VJ} = 150^\circ\text{C}$ ; $t = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine       | 65              | A                |
|                                       | $t = 8.3 \text{ ms}$ (60 Hz), sine                                     | 70              | A                |
| $I^2t$                                | $T_{VJ} = 45^\circ\text{C}$ $t = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine          | 28              | A <sup>2</sup> s |
|                                       | $t = 8.3 \text{ ms}$ (60 Hz), sine                                     | 27              | A <sup>2</sup> s |
|                                       | $T_{VJ} = 150^\circ\text{C}$ ; $t = 10 \text{ ms}$ (50 Hz), sine       | 21              | A <sup>2</sup> s |
|                                       | $t = 8.3 \text{ ms}$ (60 Hz), sine                                     | 20              | A <sup>2</sup> 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  $I_{RM}$ -values
- Soft recovery behaviour
- Epoxy meets UL 94V-0

### Applications

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

### Advantages

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

| Symbol     | Test Conditions   | Characteristic Values |               |
|------------|---|-----------------------|---------------|
|            |   | typ.                  | max.          |
| $I_R$      | $T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$ $V_R = V_{RRM}$   | 250                   | $\mu\text{A}$ |
|            | $T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$ $V_R = 0.8 \cdot V_{RRM}$   | 150                   | $\mu\text{A}$ |
|            | $T_{VJ} = 125^\circ\text{C}$ $V_R = 0.8 \cdot V_{RRM}$  | 4                     | mA            |
| $V_F$      | $I_F = 12 \text{ A}$ ; $T_{VJ} = 150^\circ\text{C}$   | 2.2                   | V             |
|            | $T_{VJ} = 25^\circ\text{C}$   | 2.6                   | V             |
| $V_{TO}$   | For power-loss calculations only  | 1.65                  | V             |
| $r_T$      | $T_{VJ} = T_{VJM}$  | 46.2                  | m $\Omega$    |
| $R_{thJC}$ | 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         |
| $I_{RM}$   | $V_R = 540 \text{ V}$ ; $I_F = 12 \text{ A}$ ; $-di_F/dt = 100 \text{ A}/\mu\text{s}$<br>$L \leq 0.05 \mu\text{H}$ ; $T_{VJ} = 100^\circ\text{C}$ | 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

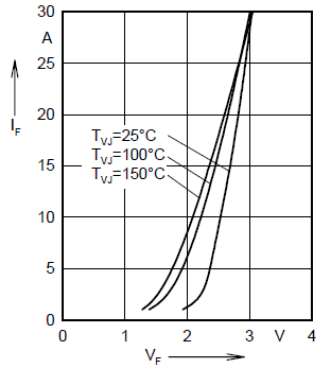


Fig. 1 Forward current versus voltage drop.

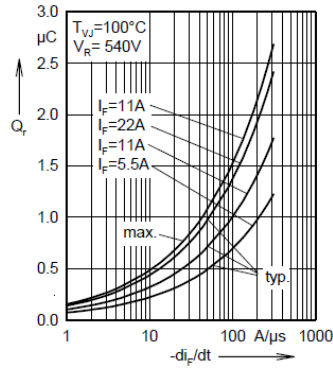


Fig. 2 Recovery charge versus  $-di_F/dt$ .

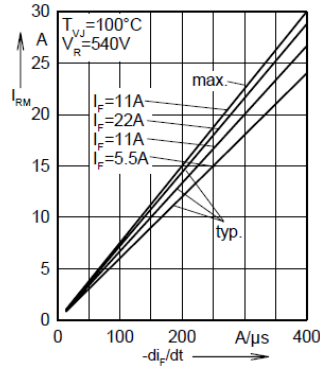


Fig. 3 Peak reverse current versus  $-di_F/dt$ .

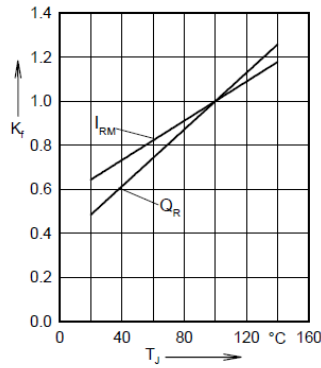


Fig. 4 Dynamic parameters versus junction temperature.

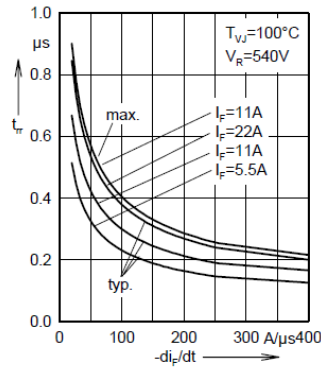


Fig. 5 Recovery time versus  $-di_F/dt$ .

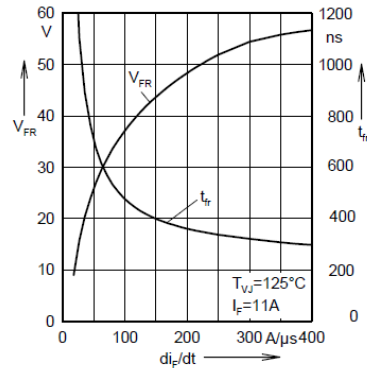


Fig. 6 Peak forward voltage versus  $di_F/dt$ .

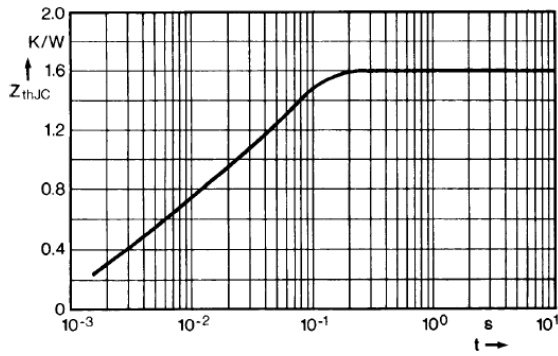
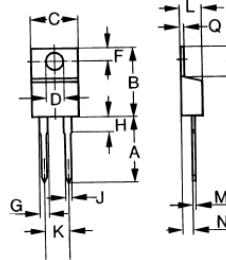


Fig. 7 Transient thermal impedance junction to case.

#### 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 |