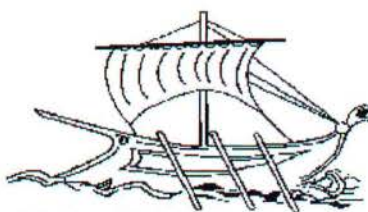


H/Γ
593

ΑΡΧΕΙΟ

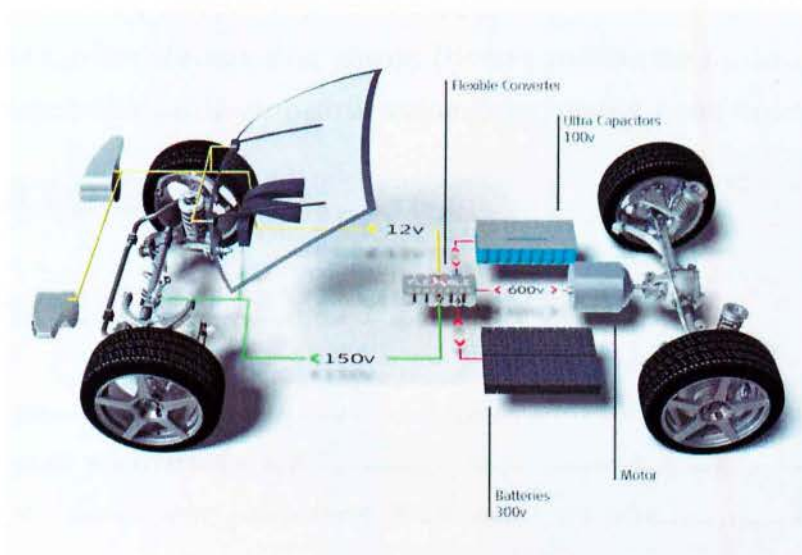


93

Α.Τ.Ε.Ι. ΠΕΙΡΑΙΑ - ΣΤΕΦ

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ ΜΕ ΘΕΜΑ:

ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ D.C./D.C.



ΣΥΝΕΡΓΑΤΕΣ:

ΓΚΑΖΙΚΑΣ ΠΟΛΥΧΡΟΝΗΣ - Α.Μ. 33279

ΠΑΝΑΓΙΩΤΟΥ ΔΗΜΗΤΡΙΟΣ - Α.Μ. 34609

ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ : ΒΥΛΛΙΩΤΗΣ ΗΡΑΚΛΗΣ

ΑΘΗΝΑ ΙΟΥΝΙΟΣ 2011

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ DC-DC

1.1	Εισαγωγή.....	4
1.2	Είδη μετατροπέων ηλεκτρικής ενέργειας.....	5
1.3	Γενικά για τον DC-DC μετατροπέα.....	6
1.4	Έλεγχος τάσης εξόδου του μετατροπέα DC-DC.....	7
1.5	Μετατροπέας υποβιβασμού τάσης (buck converter).....	9
1.6	Μετατροπέας ανύψωσης τάσης (boost converter).....	13
1.7	Μετατροπέας υποβιβασμού-ανύψωσης τάσης ενός διακόπτη....	17

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

2.1	Εισαγωγή.....	20
2.2	Κατηγορίες κινητήρων Σ.Ρ.	21
2.3	Κινητήρας συνεχούς ρεύματος διέγερσης σειράς.....	28
2.4	Κινητήρας συνεχούς ρεύματος σύνθετης διέγερσης.....	30
2.5	Κινητήρας συνεχούς ρεύματος ξένης(ή ανεξάρτητης) διέγερσης..	32
2.6	Σύστημα Ward-Leonard.....	33
2.7	Μέθοδοι Πέδησης Κινητήρων Σ.Ρ.	35

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗ

3.1	Τυπωμένα κυκλώματα.....	39
3.2	Ολοκληρωμένα κυκλώματα.....	41

3.3	Τρανζίστορ.....	44
3.4	MOSFET.....	49
3.5	Τελεστικός ενισχυτής.....	52
3.6	Αναστροφικός αθροιστής ενισχυτής.....	55
3.7	Συγκριτές.....	56
3.8	Ολοκληρωτής.....	59

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

ΚΑΤΑΣΚΕΥΑΣΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ

4.1	Κύκλωμα ισχύος.....	61
4.2	Κύκλωμα ελέγχου.....	68

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΕΣ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ

5.1	Εισαγωγή.....	79
5.2	Ωμικό φορτίο.....	88
5.3	Ωμικό-επαγωγικό φορτίο.....	98

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ.....	105
--------------------------	------------

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ D.C-D.C

1.1 Εισαγωγή

Τα ηλεκτρονικά ισχύος αποτελούν μια κατηγορία ηλεκτρονικών διατάξεων, που χρησιμοποιούνται για την επεξεργασία, τον έλεγχο και τη μετατροπή της ηλεκτρικής ενέργειας. Μια τέτοια διάταξη, ονομάζεται και *μετατροπέας ηλεκτρικής ενέργειας*. Αρχικά, για την μετατροπή της ηλεκτρικής ενέργειας χρησιμοποιήθηκαν ηλεκτρομηχανικοί μετατροπείς οι οποίοι υλοποιούνταν με τη χρήση κατάλληλων ηλεκτρικών μηχανών. Αυτοί οι μετατροπείς όμως παρουσίαζαν μια σειρά από σοβαρά μειονεκτήματα μεταξύ των οποίων, ο πολύ μεγάλος όγκος τους και κατά συνέπεια το βάρος, η πολύ συχνή συντήρηση και αρκετά μικρό βαθμό απόδοσης.

Τα μειονεκτήματα των στρεφόμενων μετατροπέων υπερνικήθηκαν με την ανάπτυξη των στατών μετατροπέων. Στους στατούς μετατροπείς (χωρίς κινούμενα μέρη) , η επεξεργασία της ηλεκτρικής ενέργειας πραγματοποιείται με τη χρήση διακοπών. Στους πρώτους μετατροπείς αυτού του είδους, χρησιμοποιήθηκε ο *διακόπτης υδραργύρου*.

Η μεγάλη ανάπτυξη όμως των στατών μετατροπέων σημειώθηκε τη δεκαετία του '50, αρχικά με την ανακάλυψη του *τρανζίστορ* και ακόμα περισσότερο μερικά χρόνια αργότερα με την κατασκευή από την *General Electric* του *ελεγχόμενου ανορθωτή πυριτίου (SCR)* γνωστό και ως *θυρίστορ*, το οποίο και *κυριάρχησε στους μετατροπείς ηλεκτρικής ενέργειας*.

Τα τελευταία χρόνια, η μεγάλη πρόοδος που παρουσιάζεται στην ανάπτυξη νέων ημιαγωγών διακοπών ισχύος, έχει επιφέρει μεγάλη ανάπτυξη στον τομέα των ηλεκτρονικών ισχύος, ανοίγοντας παράλληλα νέα πεδία εφαρμογών. Σήμερα κατασκευάζονται στοιχεία ικανά για τον χειρισμό υψηλών τάσεων και ρευμάτων σε μεγάλες ταχύτητες και με απλό τρόπο ελέγχου. Οι διακόπτες αυτοί, σε μεγάλο βαθμό ειδικού τύπου *transistors*, έχουν σχεδόν εκτοπίσει τον SCR στις εφαρμογές χαμηλής και μέσης τάσεως.

Στην ανάπτυξη των συστημάτων ισχύος έχει επιφέρει και η πρόοδος της μικροηλεκτρονικής με την υλοποίηση εξαιρετικά ισχυρών ελεγκτών. Ενώ παλαιότερα η σχεδίαση της διάταξης ελέγχου βασιζόταν σε αναλογικά ηλεκτρονικά κυκλώματα, σήμερα μια μεγάλη ποικιλία μικροεπεξεργαστών, σχεδιασμένων συγκεκριμένα για εφαρμογές ηλεκτρονικών ισχύος, είναι διαθέσιμη από πολλές εταιρίες. Η χρήση των ελεγκτών αυτών, απλοποιεί σε μεγάλο βαθμό την υλοποίηση του ελεγκτή, αυξάνοντας την αξιοπιστία και το μέγεθος της διάταξης. Άρα, λόγω των παραπάνω, οι σύγχρονες διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος με ημιαγωγούς διακόπτες προσφέρουν τα εξής πλεονεκτήματα:

- ✓ Μικρό όγκο και βάρος
- ✓ Χαμηλές απώλειες άρα μεγάλο βαθμό απόδοσης
- ✓ Αξιοπιστία
- ✓ Καλή δυναμική συμπεριφορά

1.2 Είδη μετατροπέων ηλεκτρικής ενέργειας

Ανάλογα με τη μορφή της ισχύος εισόδου και εξόδου, οι μετατροπείς διακρίνονται σε τέσσερις κατηγορίες:

- **Μετατροπείς ac-dc ή Ανορθωτές (Rectifiers):** Είναι οι διατάξεις που μετατρέπουν το εναλλασσόμενο ρεύμα σε συνεχές. Ανάλογα με τη μορφή της εισόδου, διακρίνονται επίσης σε *μονοφασικούς και πολυφασικούς*. Ακόμη ανάλογα με το αν η τάση εξόδου είναι μεταβαλλόμενη ή σταθερή διακρίνονται σε *ελεγχόμενους και μη ελεγχόμενους*.
- **Μετατροπείς dc-ac ή Αντιστροφείς (Inverters):** Μετατρέπουν το συνεχές ρεύμα σε εναλλασσόμενο. Λειτουργούν αντίθετα από ότι οι ανορθωτές. Η έξοδος τους είναι μονοφασική ή πολυφασική. Επίσης, η συχνότητα και το πλάτος της τάσης ή του ρεύματος εξόδου είναι ελεγχόμενα

- **Μετατροπείς συνεχούς ρεύματος (dc-dc converters, choppers):** Μετατρέπουν τη συνεχή τάση με ένα ορισμένο πλάτος και πολικότητα , σε συνεχή τάση με διαφορετικό πλάτος και/ή πολικότητα. Διακρίνονται σε υποβιβασμού και ανύψωσης της τάσης , ανάλογα με το αν η τάση εξόδου είναι μικρότερη ή μεγαλύτερη από αυτή της εισόδου.
- **Μετατροπείς εναλλασσόμενου ρεύματος ή κυκλομετατροπείς (cycloconverters):** Μετατρέπουν την εναλλασσόμενη τάση σταθερού πλάτους και συχνότητας, σε εναλλασσόμενη τάση με ρυθμιζόμενο πλάτος και συχνότητα. Ένας κυκλομετατροπέας ονομάζεται *υποβιβασμού συχνότητας (step-down)* , όταν η συχνότητα εξόδου είναι μικρότερη της συχνότητας εισόδου. Στην αντίθετη περίπτωση ονομάζεται *ανύψωσης συχνότητας (step-up)*.

1.3 Γενικά για τον DC-DC μετατροπέα

Οι μετατροπείς d.c - d.c ή ψαλιδιστές (choppers) χρησιμοποιούνται ευρέως σε σταθεροποιημένες dc τροφοδοσίες διακοπτικού τύπου και σε εφαρμογές dc κινητήριων συστημάτων. Η είσοδος των μετατροπέων είναι μια dc τάση ανορθωμένη από το δίκτυο, η οποία λόγω των μεταβολών του πλάτους του δικτύου μπορεί να αυξομειώνεται, την οποία και μετατρέπουν σε μία ελεγχόμενη dc τάση στην έξοδο τους. Κατά την θεώρηση των μετατροπέων αυτών, διαπιστώνεται ότι πολλές φορές χρησιμοποιούνται με ένα μετασχηματιστή γαλβανικής απομόνωσης ειδικά για την εφαρμογή τους σε **dc τροφοδοτικά** και χωρίς μετασχηματιστή απομόνωσης στα **κινήτρια συστήματα**. Άρα για την εξέταση των μετατροπέων με γενικό τρόπο, θα θεωρήσουμε μόνο τους μη απομονωμένους μετατροπείς, εφόσον η ηλεκτρική απομόνωση είναι μια πρόσθετη τροποποίηση. Οι δύο κύριες τοπολογίες μετατροπέων συνεχούς ρεύματος χωρίς απομόνωση είναι ο *μετατροπέας υποβιβασμού τάσης (step-down, buck)* και ο *μετατροπέας ανύψωσης τάσης (step-up, boost)*. Παραλλαγές των μετατροπέων αυτών είναι οι *μετατροπείς υποβιβασμού και ανύψωσης τάσης*

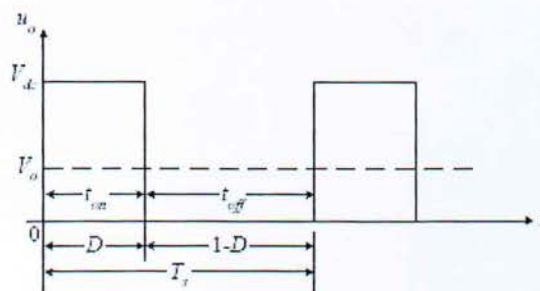
(*buck - boost*), ο μετατροπέας του *Cuk* και τέλος ο μετατροπέας πλήρους γέφυρας (*full bridge*) .



Σχήμα 1.1 Βασική δομή μετατροπέα dc-dc.

1.4 Έλεγχος τάσης εξόδου του μετατροπέα DC-DC

Στο σχήμα 1.1 , μπορούμε να διακρίνουμε έναν στοιχειώδη διακοπτικό μετατροπέα συνεχούς ρεύματος που αποτελείται από ένα διακόπτη *Sw* και τροφοδοτεί ένα ωμικό φορτίο. Η τάση εισόδου του μετατροπέα, μπορεί να προέρχεται είτε συνήθως από την ανόρθωση της τάσεως του δικτύου, είτε από μπαταρίες. Εφόσον η τάση εισόδου είναι σταθερή, ο διακόπτης είναι πλήρως ελεγχόμενος. Ο διακόπτης που χρησιμοποιείται κατά κύριο λόγο είναι το **MOSFET** λόγω των πλεονεκτημάτων που παρουσιάζει (εύκολη οδήγηση, μικρές απώλειες αγωγής, υψηλή συχνότητα λειτουργίας). Η κυματομορφή της τάσης εξόδου του μετατροπέα, φαίνεται στο παρακάτω σχήμα:



Σχήμα 1.2: Κυματομορφή τάσης εξόδου μετατροπέα.

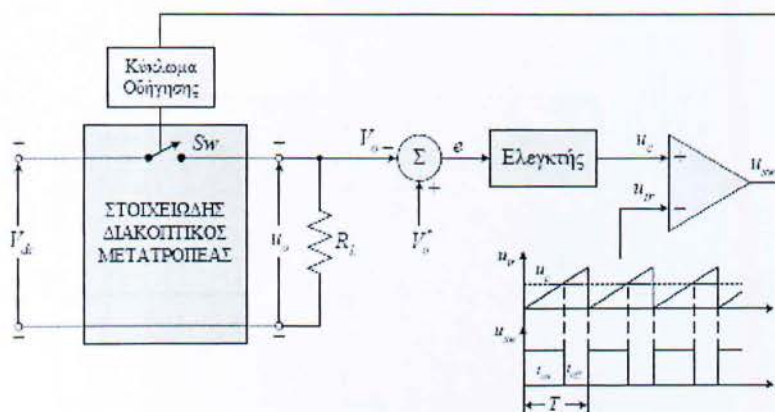
Όπου: $D = \frac{t_{on}}{T_s}$, κύκλος λειτουργίας του διακόπτη (duty cycle)

$T_s = t_{on} + t_{off}$, διακοπτική περίοδος

t_{on}, t_{off} : οι χρόνοι αγωγής και αποκοπής του διακοπτικού στοιχείου

Η τάση εξόδου του μετατροπέα δύναται να παραμείνει σταθερή σε μια επιθυμητή τιμή ανεξαρτήτως των μεταβολών της τάσεως εισόδου και του φορτίου. Η τιμή της τάσεως εξόδου μπορεί να ρυθμιστεί ελέγχοντας τα διαστήματα αγωγής και αποκοπής του διακόπτη και η τάση εξόδου αποκτά την μορφή του σχήματος 1.2. Η μέση τιμή της τάσης εξόδου V_0 διατηρείται σταθερή, ελέγχοντας τη σχετική διάρκεια αγωγής του διακόπτη (κύκλο λειτουργίας) ενώ η διακοπτική συχνότητα f_s (switching frequency) παραμένει σταθερή. Η ονομασία αυτής της μεθόδου ελέγχου του διακόπτη ονομάζεται *διαμόρφωση εύρους παλμών* (Pulse Width Modulation, **PWM**) και είναι ευρέως χρησιμοποιούμενη σε όλους τους τύπους διακοπτικών μετατροπέων συνεχούς ρεύματος.

Πέρα από τη μεταβολή του χρόνου αγωγής του διακοπτικού στοιχείου, η μεταβολή του βαθμού χρησιμοποίησης μπορεί να γίνει και μεταβάλλοντας την περίοδο T_a του παλμού, διατηρώντας σταθερά τα t_{on} και t_{off} . Όμως λόγω της εμφάνισης αρκετών μειονεκτημάτων η χρήση της δεν συνηθίζεται σχεδόν ποτέ.

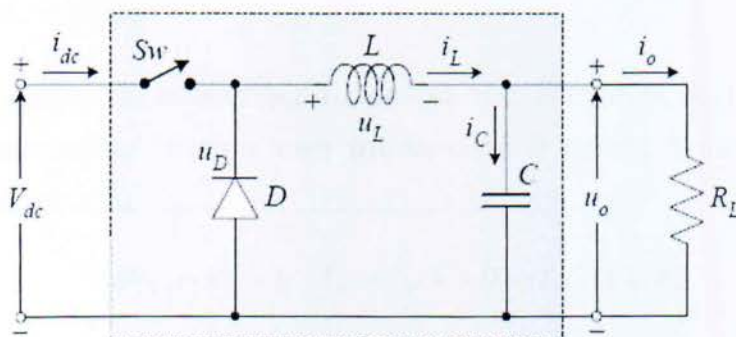


Σχήμα 1.3 Τεχνική PWM για τον έλεγχο του μετατροπέα.

Στο παραπάνω σχήμα παρουσιάζεται η τυπική μέθοδος ελέγχου του κύκλου λειτουργίας σε κλειστό βρόχο. Η τάση εξόδου του μετατροπέα u_o συγκρίνεται με την επιθυμητή τιμή της τάσης V_o^* . Το σήμα σφάλματος u_e επεξεργάζεται από έναν ελεγκτή αντιστάθμισης. Από τον ελεγκτή παράγεται το σήμα ελέγχου u_c το οποίο συγκρίνεται με μία περιοδική κυματομορφή πριονωτής μορφής. Από τη σύγκριση του σήματος ελέγχου με την περιοδική κυματομορφή, παράγονται οι παλμοί οδήγησης του διακόπτη με τον κατάλληλο κύκλο λειτουργίας. Η συχνότητα της περιοδικής κυματομορφής καθορίζει τη διακοπτική συχνότητα του μετατροπέα.

1.5 Μετατροπέας υποβιβασμού τάσης (buck converter)

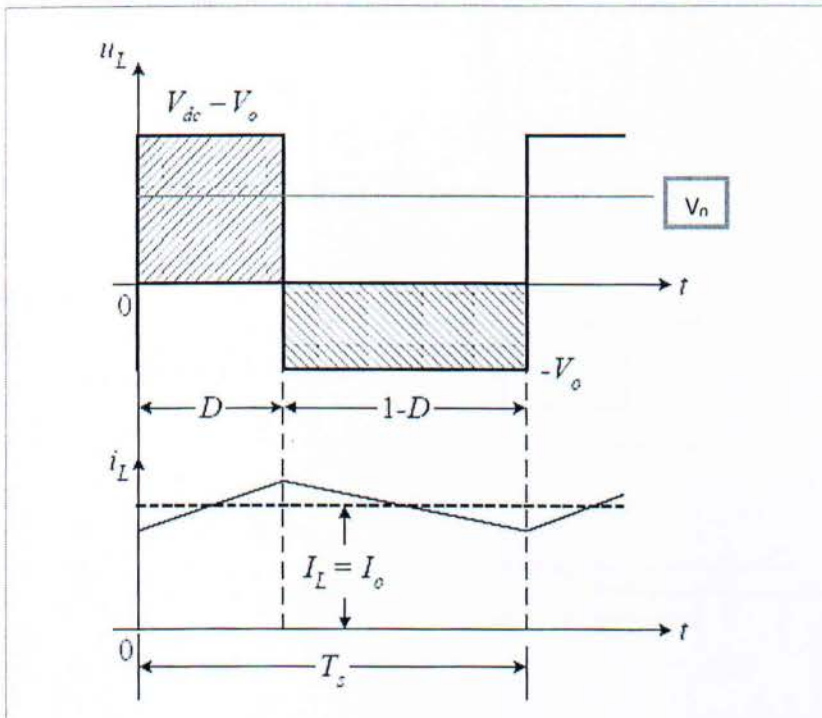
Όπως γίνεται αντιληπτό και από την ονομασία του, σε αυτόν τον μετατροπέα η τάση εξόδου έχει μικρότερη τιμή από αυτή της εισόδου. Κατά το διάστημα που ο διακόπτης Sw είναι σε αγωγή η πηγή εισόδου παρέχει ενέργεια στο φορτίο και την επαγωγή, ενώ η διόδος ελευθέρως ροής δεν άγει καθώς είναι ανάστροφα πολωμένη. 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 1.4: Κύκλωμα μετατροπέα υποβιβασμού τάσης.

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

Συνεχής αγωγή του ρεύματος



Σχήμα 1.5 Κυματομορφές μετατροπέα υποβιβασμού για συνεχή αγωγή ρεύματος.

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

$$t_{off} = (1 - D) * T_s \quad \mathbf{(1.2)}$$

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

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

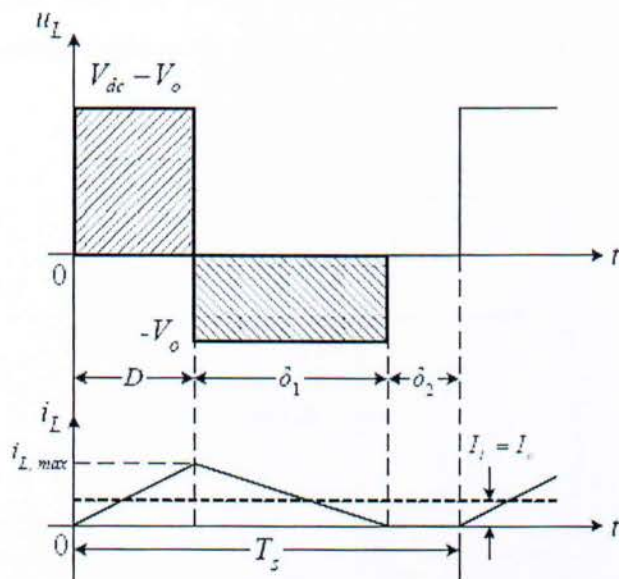
Από όπου προκύπτει :

$$\frac{V_o}{V_{dc}} = D \quad \mathbf{(1.4)}$$

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

$$V_{dc} * I_{dc} = V_0 * I_0 \Rightarrow \frac{V_0}{V_{dc}} = \frac{I_{dc}}{I_0} = D \quad (1.5)$$

Ασυνεχής αγωγή του ρεύματος



Σχήμα 1.6 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: $(V_{dc} - V_0) * D * T_s - V_0 * \delta_1 * T_s = 0 \quad (1.6)$

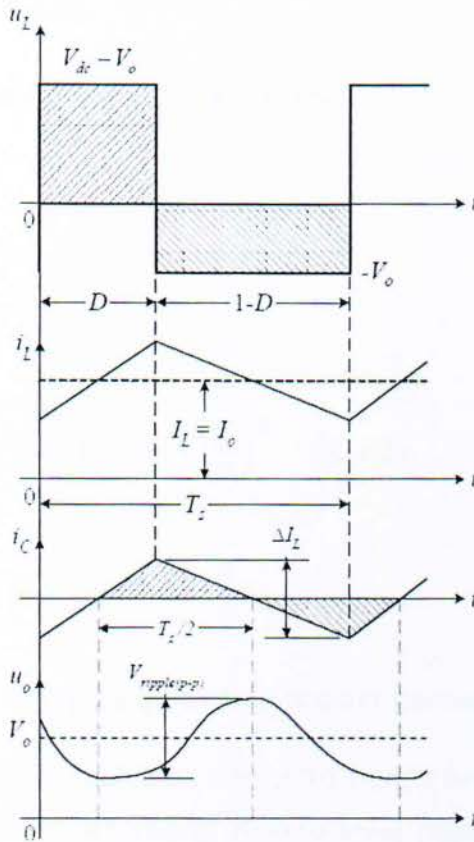
Από όπου προκύπτει: $\frac{V_0}{V_{dc}} = \frac{D}{D + \delta_1} \quad (1.7)$

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_o . Η κυμάτωση αυτή οφείλεται στο μεταβαλλόμενο ρεύμα μηδενικής μέσης τιμής, το οποίο ρέει μέσω του πυκνωτή.



Σχήμα 1.7 Κυμάτωση τάσης εξόδου μετατροπέα υποβιβασμού για συνεχή αγωγή.

Η κυμάτωση ορίζεται από την σχέση:

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

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:

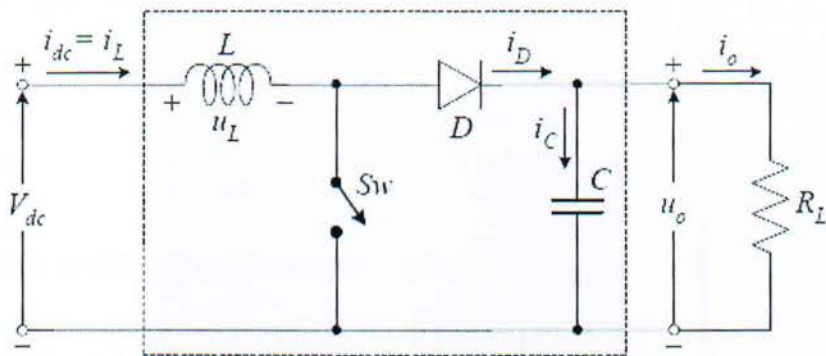
$$f_c = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (1.11)$$

Και τελικά:

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

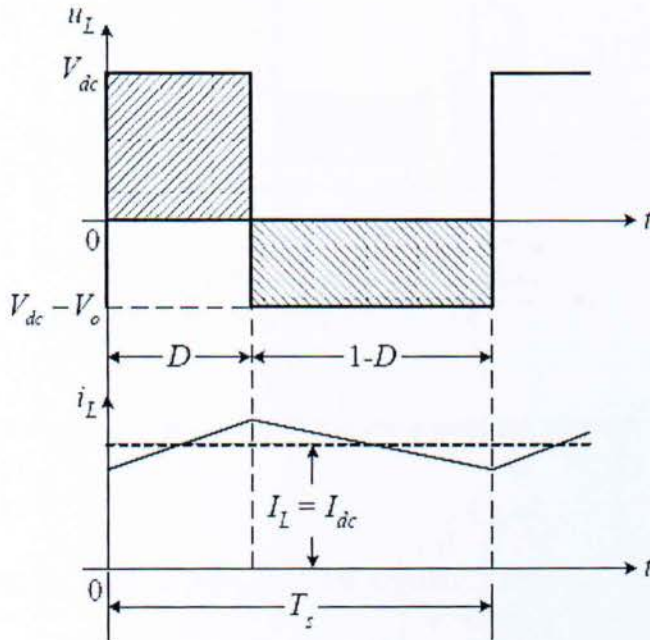
1.6 Μετατροπέας ανύψωσης τάσης (boost converter)

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 Sw 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 $V_{dc} - V_0$, η δίοδος πολώνεται ορθά και η ενέργεια μεταφέρεται από την πηγή και την επαγωγή στο φορτίο.



Σχήμα 1.8 Κύκλωμα μετατροπέα αύξησης τάσης.

Συνεχής αγωγή του ρεύματος



Σχήμα 1.9 Κυματομορφές μετατροπέα αύξησης για συνεχή αγωγή ρεύματος.

Η μέση τιμή στα άκρα της επαγωγής πρέπει να είναι 0. Άρα:

$$V_{DC} * D * T_S + (V_{DC} - V_0)(1 - D) * T_S = 0 \quad (1.13)$$

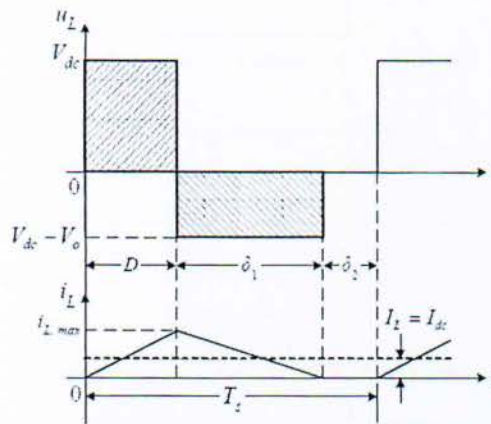
Από όπου προκύπτει:

$$\frac{V_0}{V_{DC}} = \frac{1}{1-D} \quad (1.14)$$

Θεωρώντας τις απώλειες μηδενικές θα πρέπει:

$$P_{in} = P_{out} \Leftrightarrow V_{DC} * I_{DC} = V_0 * I_0 \Leftrightarrow \frac{V_0}{V_{DC}} = \frac{I_{DC}}{I_0} = \frac{1}{1-D} \quad (1.15)$$

Ασυνεχής αγωγή του ρεύματος



Σχήμα 1.10 Κυματομορφές μετατροπέα ανύψωσης για ασυνεχή αγωγή ρεύματος.

Η μέση τιμή της u_L είναι μηδέν, άρα θα ισχύει:

$$V_{dc} * D * T_S + (V_{dc} - V_0) * \delta_1 * T_S = 0 \quad (1.16)$$

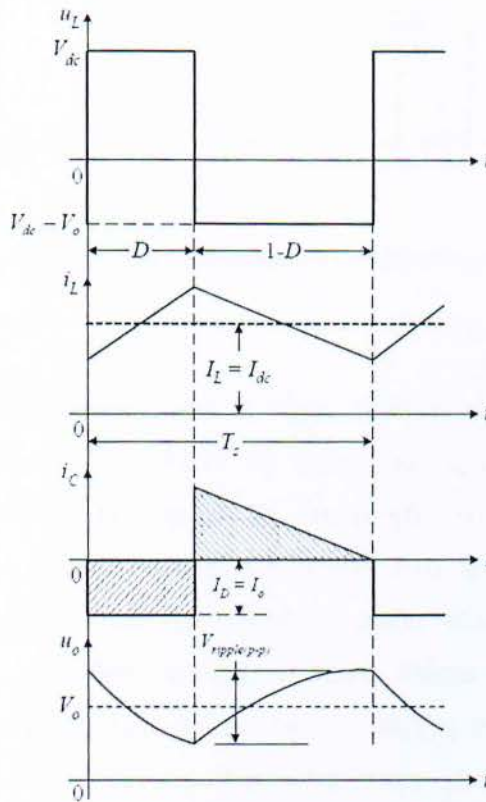
Από όπου προκύπτει:

$$\frac{V_0}{V_{dc}} = \frac{I_{dc}}{I_0} = \frac{D + \delta_1}{\delta_1} \quad (1.17)$$

Για το ρεύμα εισόδου ισχύει:

$$I_{DC} = I_L = \frac{D+\delta_1}{2} * \frac{V_{dc}}{L} * D * T_s \quad (1.18)$$

Κυμάτωση της τάσης εξόδου



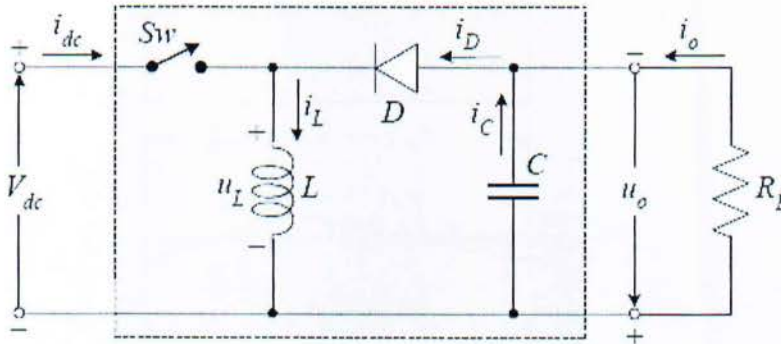
Σχήμα 1.11 Κυμάτωση της τάσης εξόδου μετατροπέα ανύψωσης για συνεχή αγωγή ρεύματος.

Η κυμάτωση υπολογίζεται από τη σχέση:

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

1.7 Μετατροπέας υποβιβασμού-ανύψωσης τάσης ενός διακόπτη

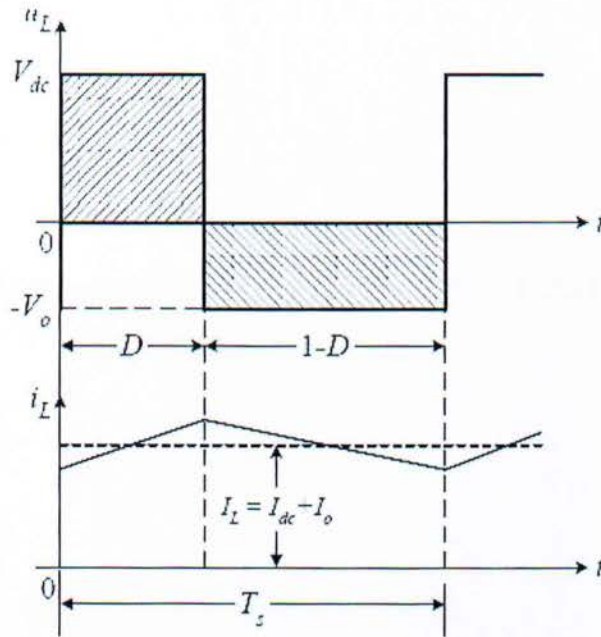
Σε κάποιες εφαρμογές που η τάση εξόδου απαιτείται να είναι μικρότερη ή μεγαλύτερη της συνεχούς τάσης εισόδου, χρησιμοποιείται μια μεγάλη ποικιλία μετατροπέων, οι οποίοι περιλαμβάνουν ένα ή δύο ελεγχόμενους διακόπτες ισχύος.



Σχήμα 1.12 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 S_w , η πηγή εισόδου παρέχει ενέργεια στην επαγωγή. Η διόδος είναι αναστροφα 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 διόδος πολώνεται ορθά. Μέσω της διόδου 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 1.13 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 $V_{dc} * I_{dc} = V_o * I_o$ ΤΟΤΕ

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

Σύμφωνα με το σχήμα **1.12** 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: $I_0 = I_L * (1 - D)$ **(1.23)**

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

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.

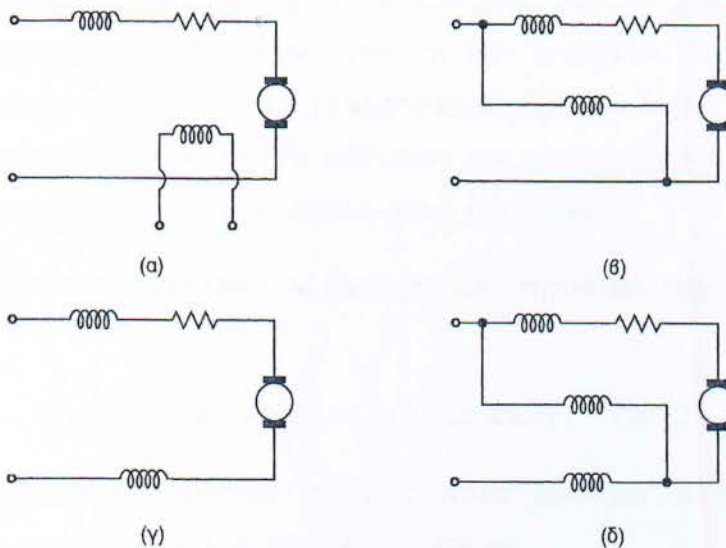
Όμως, όπως σταδιακά, ξεπεράστηκαν σε μεγάλο βαθμό τα προβλήματα οδήγησης και ελέγχου των επαγωγικών κινητήρων και των σύγχρονων κινητήρων μόνιμου μαγνήτη, με τον ίδιο τρόπο ξεπεράστηκαν και πολλά από τα προβλήματα σχεδίασης και κατασκευής των κινητήρων συνεχούς ρεύματος. Έτσι, όπως φαίνεται και σύμφωνα με την παραγωγική διαδικασία των μεγάλων βιομηχανιών κατασκευής κινητήρων 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:



Σχήμα 2.1: 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.

Διερεύνηση των εξισώσεων του κινητήρα

Η σχέση 2.13, μας δίνει το ρεύμα τυλίγματος τυμπάνου στη μόνιμα κατάσταση λειτουργίας:

$$I_a = \frac{V_a}{R_a} - E_a \quad (2.1)$$

Όπου V_a , R_a η τάση και αντίστοιχα η αντίσταση του τυλίγματος τυμπάνου.

Κατά την εκκίνηση του κινητήρα, η αντιηλεκτρεγερτική δύναμη στο εσωτερικό του (E_a) είναι μηδενική, καθώς είναι ανάλογη των στροφών και οι στροφές είναι και αυτές μηδενικές. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα τη δημιουργία ενός μεγάλου ρεύματος τυμπάνου, που ισούται 7 με 10 φορές του ονομαστικού. Με σκοπό την αποφυγή των υψηλών αυτών ρευμάτων εκκίνησης, συνδέεται σε σειρά με το τύλιγμα τυμπάνου μια βοηθητική αντίσταση εκκίνησης ($R_{εκκ} \gg R_a$). Με την έναρξη επιτάχυνσης του δρομέα, παρουσιάζεται μια σταδιακή αύξηση της Α.Η.Ε.Δ και έπειτα, μετά την αποκατάσταση των στροφών, αυτή η αντίσταση αφαιρείται. Επίσης μπορούμε να πραγματοποιήσουμε εκκίνηση ενός κινητήρα, μέσω τροφοδοτικού με δυνατότητα ρύθμισης της τάσης. Όπως είναι λογικό και στις δύο περιπτώσεις θα υπάρχει χαμηλή ροπή εκκίνησης.

Μία πολύ χρήσιμη σχέση για τον έλεγχο των στροφών του κινητήρα είναι η εξής:

$$n = (V_a - I_a * R_a) / (K_g * \Phi(I_f)) = f(V_a, I_a, R_a, I_f) \quad (2.2)$$

και από την οποία προκύπτουν τα εξής πολύ χρήσιμα συμπεράσματα που σχετίζονται με τις μεθόδους ελέγχου των στροφών:

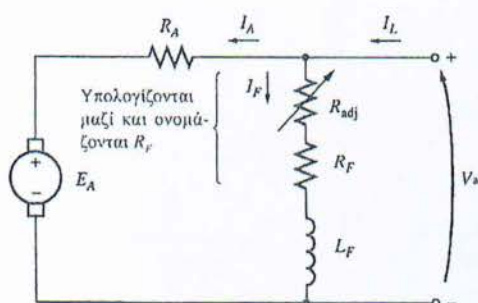
- Οι στροφές του κινητήρα είναι ανάλογες της τάσης τροφοδοσίας. Με κάθε αύξηση της τάσης, υπάρχει και αύξηση των στροφών καθώς και το αντίστροφο.
- Οι στροφές είναι αντιστρόφως ανάλογες του φορτίου του κινητήρα, καθώς με κάθε αύξηση του φορτίου, αυξάνεται το ρεύμα τυμπάνου (λόγω της αύξησης της ισχύος εισόδου), ενώ η τάση V_a παραμένει σταθερή. Δηλαδή στη εξίσωση 2.2 θα παρατηρήσουμε μια αύξηση του παράγοντα $I_a R_a$.

Αξιζει να παρατηρηθεί ότι ο παράγοντας αυτός πέρα από το ρεύμα τυμπάνου, επηρεάζεται και από την αντίσταση που πιθανώς παρεμβάλλεται σε σειρά με το τυλίγμα τυμπάνου. Δηλαδή η αύξηση της σε σειρά αντίστασης, σημαίνει μείωση των στροφών. Οι υψηλές απώλειες του χαλκού σε αυτή τη μέθοδο, έχει ως αποτέλεσμα την περιορισμένη χρήση της.

- Άλλη μια πολύ οικονομική λύση για τον έλεγχο των στροφών της μηχανής, είναι μέσω του ρεύματος διέγερσης I_f . Αυτό δύναται να επιτευχθεί με την παρεμβολή αντίστασης στον παράλληλο κλάδο, που θα έχει ως αποτέλεσμα την ελάττωση του διερχόμενου ρεύματος και κατά συνέπεια ελάττωση της ροής διακένου με αποτέλεσμα την αύξηση των στροφών.

Κινητήρας συνεχούς ρεύματος παράλληλης διέγερσης

Παρακάτω φαίνεται το ισοδύναμο κύκλωμα ενός κινητήρα παράλληλης διέγερσης:



Σχήμα 2.2 Ισοδύναμο κύκλωμα ενός κινητήρα παράλληλης διέγερσης.

Στον κινητήρα παράλληλης διέγερσης, η εξίσωση του νόμου των τάσεων του Kirchhoff, έχει τη μορφή: $V_A = E_A + I_A \cdot R_A$ (2.3)

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

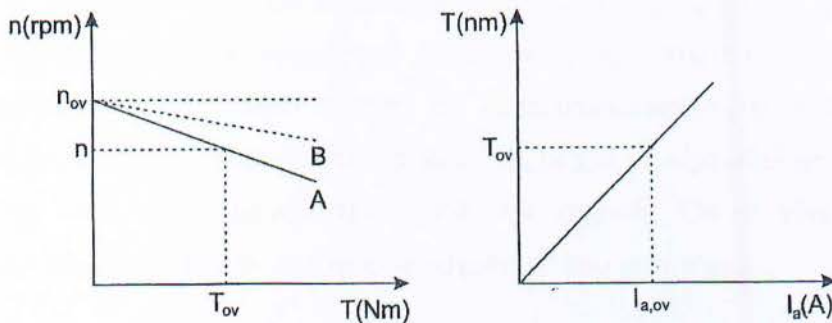
$$I_L = I_a + I_f \quad (2.4)$$

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.

$$T = K * m * \Phi (I_f = \text{σταθερό}) * I_a = K' * m * I_a \quad (2.5)$$

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 $\Phi = \text{σταθερό}$ και σύμφωνα με τις προηγούμενες εξισώσεις θα ισχύει:

$$n = \frac{V_a}{K_g * \Phi} - \frac{R_a}{K_g * \Phi} * I_a = \frac{V_a}{K_g * \Phi} - \frac{R_a}{K_g * K_m * \Phi^2} * T \quad (2.6)$$



Σχήμα 2.3 Χαρακτηριστική ταχύτητας-ροπής και ροπής-ρεύματος τυμπάνου στους κινητήρες παράλληλης διέγερσης.

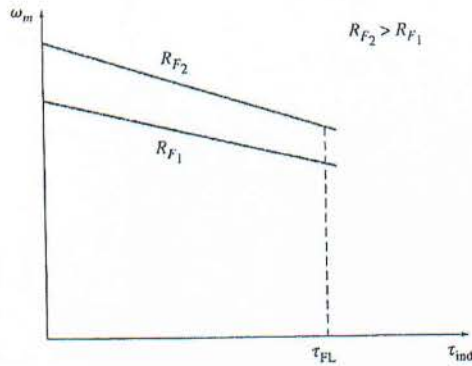
Σε περίπτωση που η μηχανή δεν διαθέτει τυλίγματα αντιστάθμισης και βοηθητικών πόλων υπάρχει κάποια εξασθένιση του πεδίου διέγερσης λόγω της αντίδρασης τυμπάνου. Σε αυτή την περίπτωση η μεταβολή των στροφών είναι μικρότερη και απεικονίζεται στην καμπύλη Β.

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 Φ στο εσωτερικό του κινητήρα. Η μείωση της μαγνητικής ροής Φ 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 $T_{ind} = K\Phi I_A$ και αφού όπως είπαμε η αύξηση του ρεύματος οπλισμού υπερκαλύπτει τη μείωση της μαγνητικής ροής, η επαγόμενη ροπή του κινητήρα θα αυξηθεί. Επειδή ισχύει $T_{ind} > T_{load}$ 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 T_{ind} μέχρι να εξισωθεί με την T_{load} σε μια ταχύτητα ισορροπίας μεγαλύτερη από την αρχική. Όπως γίνεται εύκολα αντιληπτό αν μειωθεί η R_f , θα αυξηθεί η ταχύτητα του κινητήρα.

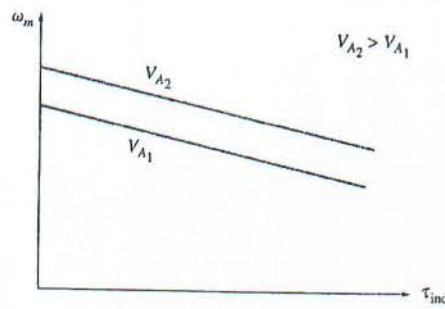


Σχήμα 2.4 Αποτελέσματα της αύξησης της αντίστασης διέγερσης πάνω στην χαρακτηριστική φορτίου ενός κινητήρα Σ.Ρ παράλληλης διέγερσης. Η μείωση της μαγνητικής ροής προκαλεί αύξηση της ταχύτητας του κινητήρα στη λειτουργία χωρίς φορτίο, ενώ η κλίση της καμπύλης ροπής-ταχύτητας γίνεται πιο απότομη.

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.

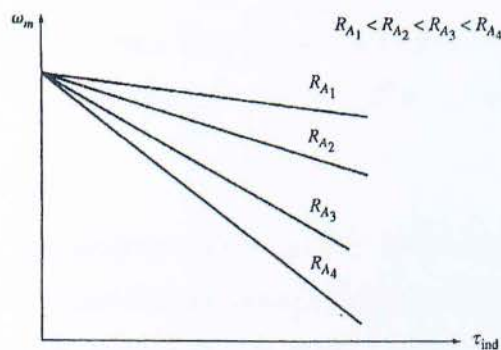
Καθώς η τάση V_A αυξάνεται, αυξάνεται και το ρεύμα οπλισμού του κινητήρα. Η αύξηση του ρεύματος οπλισμού, προκαλεί με τη σειρά του αύξηση της επαγόμενης ροπής και τότε ισχύει $\tau_{ind} > \tau_{load}$ που σημαίνει ότι ο κινητήρας επιταχύνει. Όμως η αύξηση της ω προκαλεί αύξηση της $E_A (= K\phi\omega)$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



Σχήμα 2.5 Αποτελέσματα της αύξησης της V_A πάνω στην χαρακτηριστική ροπής-ταχύτητας. Η ταχύτητα μεταβάλλεται ενώ η κλίση της καμπύλης παραμένει σταθερή.

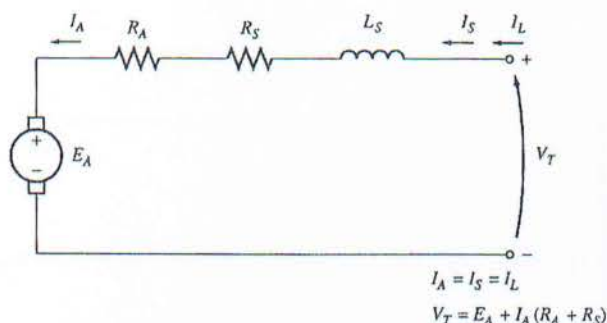
γ) σύνδεση αντίστασης σε σειρά με το κύκλωμα οπλισμού

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

2.3 Κινητήρας συνεχούς ρεύματος διέγερσης σειράς



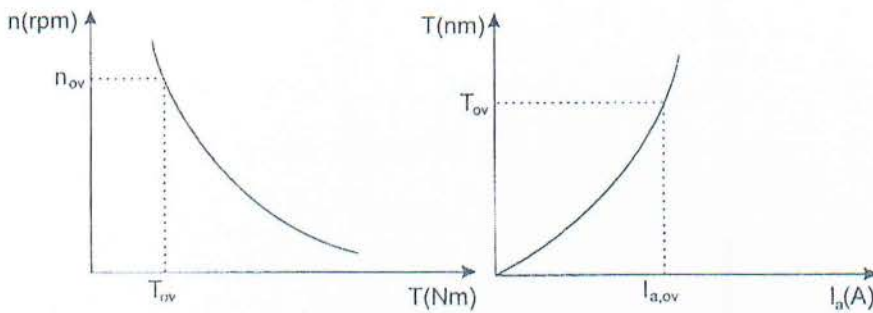
Σχήμα 2.7 Ισοδύναμο κύκλωμα ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος διέγερσης σειράς.

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: $V_T = E_A + I_A * (R_A + R_S)$ **(2.7)**

Όπως φαίνεται και από το σχήμα 2.7, 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:

$$T = K_m * \Phi * I_a = K' * I^2 \alpha \quad \mathbf{(2.8)}$$

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 2.8)



Σχήμα 2.8 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.

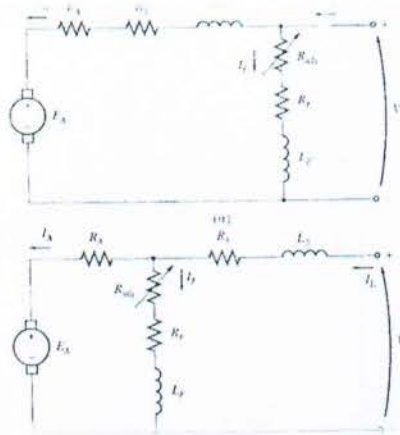
Ρύθμιση στροφών κινητήρων διέγερσης σειράς

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 2.9**).

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

$$\omega = -\frac{R_A + R_S}{K'} = \frac{V_T}{\sqrt{K'}} * \frac{1}{\sqrt{\tau_{ind}}} \quad (2.9) \quad (\text{Σχέση ροπής-ταχύτητας})$$

2.4 Κινητήρας συνεχούς ρεύματος σύνθετης διέγερσης



Σχήμα 2.9 Ισοδύναμα κυκλώματα κινητήρων σύνθετης αντίστασης (μεταπαράλληλη και προπαράλληλη συνδεσμολογία).

Η διέγερση στους κινητήρες σύνθετης αντίστασης αποτελείται από ένα τύλιγμα σειράς και από ένα παράλληλο τύλιγμα.

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

$$V_T = E_A + I_A(R_a + R_s) \quad (2.10)$$

Επίσης ισχύουν:

$$I_A = I_L - I_F \quad (2.11)$$

$$I_F = \frac{V_T}{R_F} \quad (2.12)$$

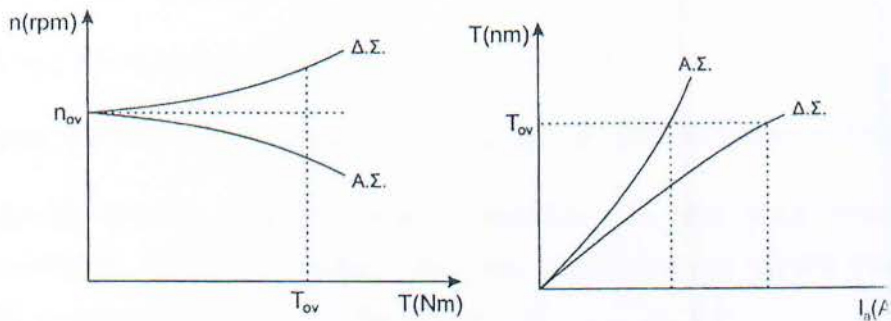
Ανάλογα με την πολικότητα σύνδεσης του τυλίγματος σειράς και του τυλίγματος κύριας διέγερσης διακρίνονται δύο κατηγορίες σύνδεσης:

- Αθροιστική σύνδεση στην οποία ισχύει: $T = K_m * (\Phi_{fp} + \Phi_{fs}) * I_a$ (2.13) και

- Διαφορική σύνδεση στην οποία ισχύει: $T = K_m * (\Phi_{fp} - \Phi_{fs}) * I_a$ **(2.14)**

Όπου : Φ_{fp} = ροή του τυλίγματος παράλληλης διέγερσης (Wb)

Φ_{fs} = ροή του τυλίγματος διέγερσης σειράς (Wb)



Σχήμα 2.10 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.

$$n = \frac{V_a - I_a(R_a + R_{fs})}{\Phi_{fp} - \Phi_f} \quad (2.15)$$

Από την εξίσωση 2.15 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 Φ_s .

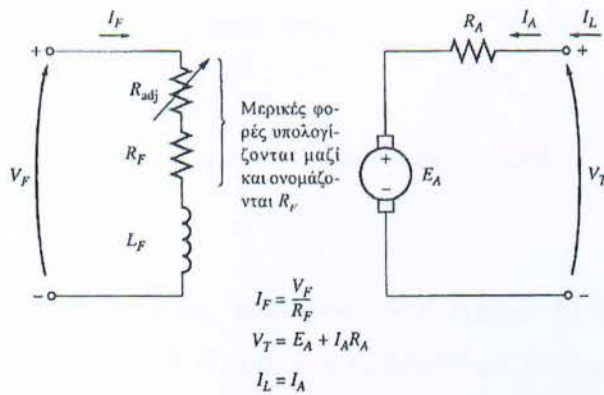
Ρύθμιση στροφών κινητήρων σύνθετης διέγερσης

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

- Μεταβολή της αντίστασης R_f .
- Μεταβολή της τάσης στα άκρα οπλισμού του κινητήρα.
- 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 Κινητήρας συνεχούς ρεύματος ξένης (ή ανεξάρτητης) διέγερσης

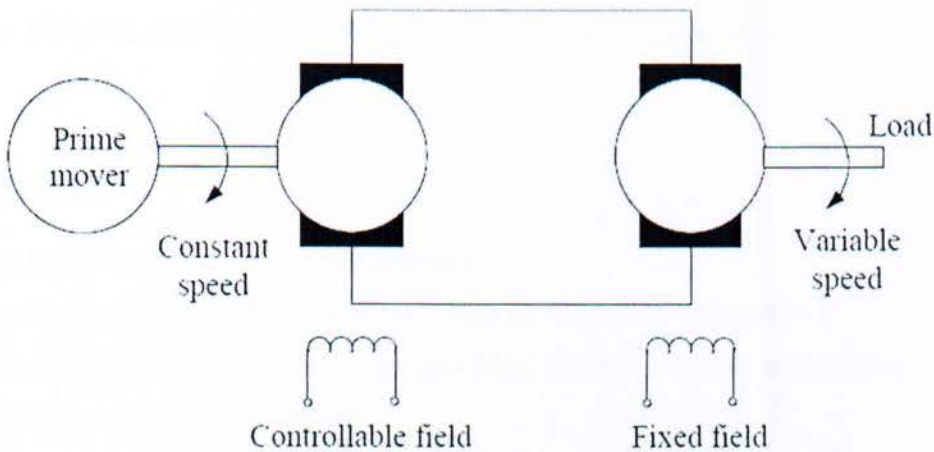


Σχήμα 2.11 Ισοδύναμο κύκλωμα ενός κινητήρα ξένης (ανεξάρτητης) διέγερσης.

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.

2.6 Σύστημα Ward-Leonard

Το σύστημα Ward-Leonard αποτελεί ένα τρόπο παραγωγής μεταβλητής τάσης για τον έλεγχο κινητήρων Σ.Ρ μέσω μεταβολής της τάσης στα άκρα του οπλισμού τους. Πριν την ανάπτυξη και εφαρμογή των ηλεκτρονικών διακοπών, η παραγωγή μεταβλητής συνεχούς τάσης ήταν κάτι το δύσκολο. Ο απλούστερος τρόπος για να πραγματοποιηθεί αυτό, ήταν η συλλειτουργία του κινητήρα με μια ξεχωριστή γεννήτρια συνεχούς ρεύματος.



Σχήμα 2.12 Σύστημα ελέγχου στροφών Ward-Leonard

Σε αυτό το σύστημα ένας κινητήρας Ε.Ρ παίζει το ρόλο της κινητήριας μηχανής για την γεννήτρια Σ.Ρ η οποία τροφοδοτεί με συνεχή τάση τον κινητήρα Σ.Ρ. Με ένα τέτοιο σύστημα η τάση οπλισμού του κινητήρα δύναται να ρυθμιστεί με την μεταβολή του ρεύματος διέγερσης της γεννήτριας Σ.Ρ κάτι που επιτρέπει τη μεταβολή της ταχύτητας του από πολύ μικρές τιμές μέχρι τη βασική ταχύτητα.

Αξίζει να τονιστεί ότι αν η τάση της γεννήτριας γίνει μικρότερη από την Α.Η.Ε.Δ που υπάρχει στο τύλιγμα τυμπάνου του κινητήρα Σ.Ρ, κάτι που μπορεί να συμβεί σε απότομη μείωση του ρεύματος διέγερσης της γεννήτριας, οι μηχανές του ζεύγους αλλάζουν μεταξύ του καταστάσεις λειτουργίας. Ο κινητήρας περνά σε κατάσταση γεννήτριας (αναγεννητική πέδηση) και η κινητική

ενέργεια του φορτίου μεταβιβάζεται με κάποιες απώλειες στον άξονα της γεννήτριας , η οποία πλέον λειτουργεί ως κινητήρας. Σε περίπτωση που οι στροφές του ασύγχρονου κινητήρα γίνουν περισσότερες από τις ασύγχρονες στροφές, η ασύγχρονη μηχανή θα λειτουργεί σαν γεννήτρια ανάκτησης, προμηθεύοντας ενέργεια την πηγή τροφοδοσίας.

Αλλαγή περιστροφής του κινητήρα Σ.Ρ μπορεί να πραγματοποιηθεί με αλλαγή της πολικότητας της τάσης της γεννήτριας, μέσω αλλαγής φοράς του ρεύματος διέγερσης. Το σύστημα αυτό χρησιμοποιείται για έλεγχο μηχανών που απαιτούν ρύθμιση ταχύτητας, πέδηση και συνεχείς αντιστροφές.

Πλεονεκτήματα:

- Μεγάλη περιοχή ρύθμισης στροφών
- Περιορισμένες απώλειες στο σύστημα μετατροπής-μηχανών
- Γρήγορη εκκίνηση φορτίων, με μεγάλες αξονικές ροπές αδράνειας
- Ομαλή και γρήγορη πέδηση
- Όχι απαραίτητη η χρήση πρόσθετων αντιστάσεων για την σύνδεση του κινητήρα στη γεννήτρια. Η χρήση συσκευών ελέγχου μειώνει την ισχύ, το κόστος και τις διαστάσεις του συστήματος

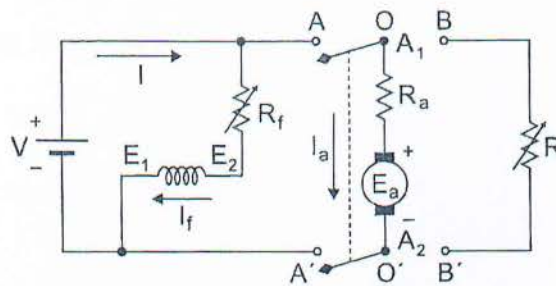
Μειονεκτήματα:

- Υψηλό κόστος και μεγάλες διαστάσεις (3 μηχανές)
- Μεγάλη ολική εγκατεστημένη ισχύς (3 φορές αυτής που απαιτείται για τον έλεγχο του φορτίου)
- Μικρή απόδοση για συστήματα μικρής και μέσης ισχύος(βαθμός απόδοσης ίσος με το γινόμενο των επιμέρους βαθμών απόδοσης)

2.7 Μέθοδοι Πέδησης Κινητήρων Σ.Ρ.

2.7.1 Δυναμική πέδηση

Με αυτή τη μέθοδο, το τύλιγμα του τυμπάνου του κινητήρα έχει τη δυνατότητα να συνδέεται με την τάση τροφοδοσίας ή να βραχυκυκλώνεται μέσω μιας αντίστασης R με τη χρήση ενός διακόπτη δύο θέσεων, όπως φαίνεται στο παρακάτω σχήμα.



Σχήμα 2.13 Συνδεσμολογία δυναμικής πέδησης.

Η παραπάνω σύνδεση αφορά την κανονική λειτουργία του κινητήρα (θέση A, A').

Όταν ο διακόπτης στραφεί στη θέση O, O' (νεκρή θέση) θα υπάρξει μια σταδιακή μείωση των στροφών καθώς η μηχανή περιστρέφεται, και αυτό θα οφείλεται στις μηχανικές απώλειες. Η Α.Η.Ε.Δ θα μειώνεται συνεχώς, με ρυθμό ανάλογο αυτού της μείωσης της ταχύτητας του δρομέα. Ουσιαστικά, στην κατάσταση αυτή ο κινητήρας λειτουργεί πλέον ως γεννήτρια με ανοικτοκυκλωμένο το τύλιγμα τυμπάνου.

Αν φέρουμε το διακόπτη στη θέση B, B' βραχυκυκλώνεται το τύλιγμα τυμπάνου μέσω της R και λόγω της αντιηλεκτρεγερτικής δύναμης $e_a(t)$ θα υπάρξει κυκλοφορία ενός ρεύματος $i_a(t)$ στο τύλιγμα τυμπάνου.

Τώρα, η φορά του ρεύματος τυμπάνου είναι αντίθετη εκείνης που αρχικά είχε ο κινητήρας, με συνέπεια την ανάπτυξη μιας ροπής αντίθετης από εκείνης

της φοράς περιστροφής του δρομέα (**αντιρροπή**), που σταδιακά οδηγεί το δρομέα σε κατάσταση ηρεμίας ομαλά και σε σύντομο χρονικό διάστημα.

Κατά τη διάρκεια της πέδησης η μορφή της εξίσωσης των μηχανικών ταλαντώσεων θα είναι:

$$J \frac{d\omega_r(t)}{dt} + B\omega_r(t) = T(t) - T_L(t) < 0 \quad (2.16)$$

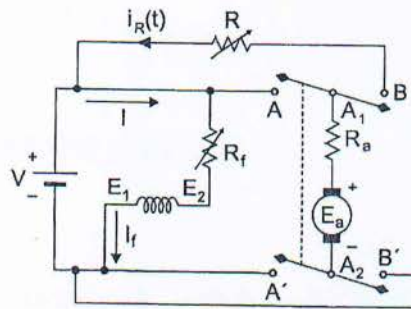
Όπου:

B: σταθερά απόσβεσης ($Nm \cdot s$)

T_L : σταθερά φορτίου (Nm)

ω_r : γωνική ταχύτητα δρομέα (r/s)

2.7.2 Αναγεννητική Πέδηση



Σχήμα 2.14 Συνδεσμολογία αναγεννητικής πέδησης

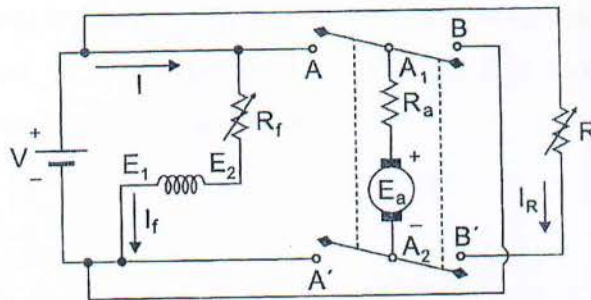
Με αυτή τη μέθοδο, ένα μεγάλο ποσοστό της μηχανικής ενέργειας των στρεφόμενων μαζών επιστρέφει στο δίκτυο και δεν καταναλίσκεται ως θερμότητα στην αντίσταση πέδησης.

$$\text{Για το ρεύμα πέδησης ισχύει: } i_a(t) = \frac{e_a(t) - v(t)}{R_a - R} = i_R(t) \quad (2.17)$$

Δηλαδή, το μέγεθος του ρεύματος πέδησης και κατά συνέπεια ο χρόνος αυτής, εξαρτώνται από τη διαφορά των τάσεων e_a και v . Η ρύθμιση του ρεύματος και κατ'επέκταση του χρόνου πέδηση μπορεί να πραγματοποιηθεί μέσω κυκλώματος ελέγχου της τάσης δικτύου (ρύθμιση e_a).

Κατά το μηδενισμό των στροφών, θα πρέπει η τάση δικτύου να αποσυνδεθεί από το τύλιγμα τυμπάνου, αλλιώς θα υπάρξει επαναλειτουργία της μηχανής ως κινητήρα με την ίδια φορά περιστροφής και την αντίσταση πέδησης συνδεδεμένη στο κύκλωμα.

2.7.3 Plugging



Σχήμα 2.15 Συνδεσμολογία πέδησης plugging.

Αποτελεί την πιο αποδοτική μέθοδο πέδησης. Κατά τη λειτουργία του κινητήρα υπό κανονικές συνθήκες, για το ρεύμα τυμπάνου θα ισχύει:

$$I_a = \frac{V_a - E_a}{R_a} \quad (2.18)$$

Κατά την κατάσταση πέδησης, στο τύλιγμα τυμπάνου εφαρμόζεται τάση $V_a + E_a$. Ως συνέπεια θα δημιουργηθεί ένα ισχυρό ανάστροφο ρεύμα τυμπάνου:

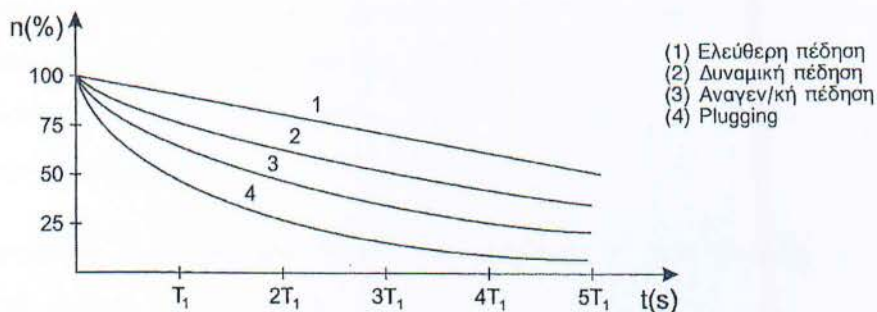
$$I_{a,αρχ} = \frac{V_a - E_a}{R_a + R} \quad (2.19)$$

Και σε αυτή τη μέθοδο, θα πρέπει, όταν κατά την πέδηση οι στροφές πλησιάσουν στο μηδέν, να διακοπεί η τάση τροφοδοσίας, αλλιώς η μηχανή θα αλλάξει τεταρτημόριο και θα λειτουργεί πάλι ως κινητήρας αλλά με αντίθετη φορά περιστροφής.

Αυτό συμβαίνει διότι θα υπάρχει ρεύμα στο τύμπανο (άρα και αντιρροπή) ακόμα και κατά το μηδενισμό των στροφών. Αυτό μπορεί να φανεί από την παρακάτω εξίσωση:

$$I_a(n = 0) = \frac{V_a}{R_a + R} \quad (2.20)$$

Με τη συγκεκριμένη μέθοδο πέδησης, επιτυγχάνουμε μικρότερους χρόνους πέδησης σε σχέση με τις άλλες μεθόδους, διότι για ίδια αντίσταση πέδησης το ρεύμα τυμπάνου είναι αρκετά μεγαλύτερο.



Σχήμα 2.16 Χαρακτηριστικές πέδησης για τις διάφορες μεθόδους.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΗ

3.1 Τυπωμένα κυκλώματα

Στις μέρες μας η μελέτη, η σχεδίαση και η υλοποίηση ενός τυπωμένου κυκλώματος έχει γίνει μια ολόκληρη επιστήμη, με απαιτήσεις μεγάλης αξιοπιστίας, αντοχής στις καταπονήσεις, ταχύτητας κατασκευής και μικρού κόστους.

Η παραγωγή ηλεκτρονικών διατάξεων με τη χρησιμοποίηση τυπωμένων κυκλωμάτων μας παρέχει τα παρακάτω πλεονεκτήματα:

- Απλοποίηση της κατασκευής
- Μείωση του όγκου
- Μείωση του βάρους
- Ευκολία στην τοποθέτηση και συγκόλληση των εξαρτημάτων
- Σταθερότητα και αξιοπιστία της κατασκευής
- Οικονομία χώρου και χρόνου
- Ευκολία συντήρησης

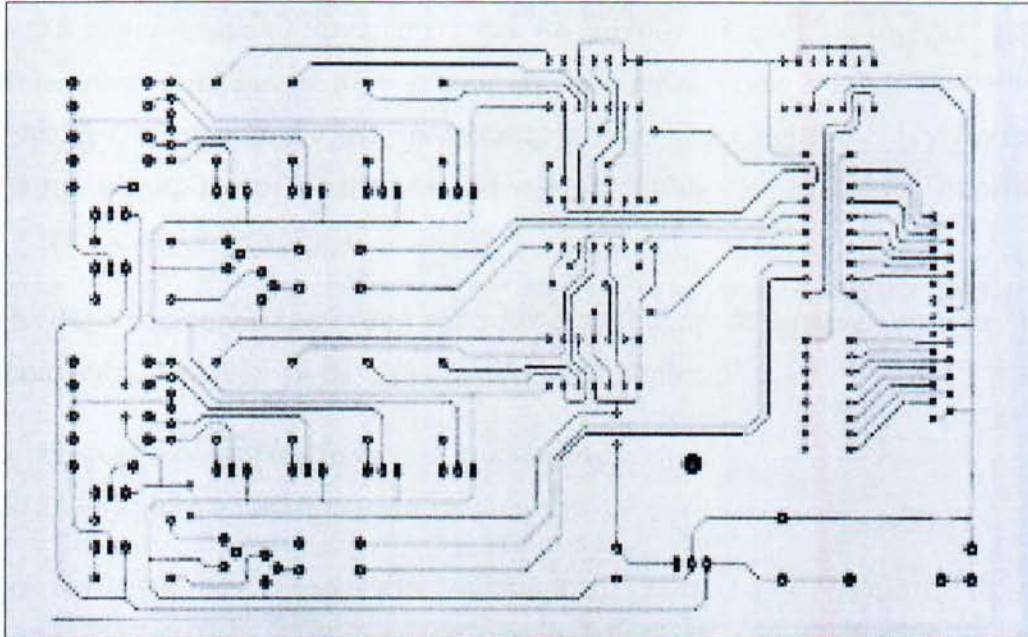
Το μοναδικό μειονέκτημα που παρουσιάζουν οι κατασκευές με τυπωμένα κυκλώματα είναι :

- Η δυσκολία της μετατροπής του σχεδιασμένου κυκλώματος

Τα τυπωμένα κυκλώματα ανάλογα με τα επίπεδα των αγωγών που παρουσιάζονται πάνω στη μονωτική πλακέτα διακρίνονται σε :

- Τυπωμένα κυκλώματα μιας στρώσης. Σ' αυτά οι αγωγοί βρίσκονται μόνο στη μια πλευρά της πλακέτας.

- Τυπωμένα κυκλώματα δύο στρώσεων. Εδώ υπάρχουν αγωγοί και στις δύο πλευρές της μονωτικής πλακέτας.
- Τυπωμένα κυκλώματα πολλών στρώσεων. Εδώ υπάρχουν αγωγοί σε αλληπάλληλα στρώματα διαχωριζόμενα με στρώσεις μονωτικού υλικού.



Σχήμα 3.1 Τυπωμένο κύκλωμα μιας στρώσεως.

Για τη δημιουργία μιας πλακέτας ακολουθούνται τα παρακάτω στάδια :

1. Σχεδίαση του ηλεκτρονικού κυκλώματος με βάση το θεωρητικό κύκλωμα σε μορφή που μπορεί να υλοποιηθεί.
2. Μεταφορά του ηλεκτρονικού κυκλώματος πάνω στη χάλκινη επιφάνεια.
3. Επικάλυψη του ηλεκτρονικού κυκλώματος με προστατευτική επίστρωση.
4. Στη συνέχεια επέρχεται η αποχάλκωση.
5. Έπεται η διάτρηση της πλακέτας.
6. Τέλος επικαλύπτεται η τελική πλακέτα με προστατευτική επίστρωση για να αποφυγή της οξείδωσης του χαλκού.

Στις μέρες μας η μελέτη και σχεδίαση των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων γίνεται με ηλεκτρονικούς υπολογιστές, οι οποίοι με το κατάλληλο software (EWB,

ORCAD, SPICE κ.α.), έχουν τη δυνατότητα μετατροπής του θεωρητικού σχεδίου σε PCB (Printed Circuit Board) δημιουργώντας τις κατάλληλες δικτυώσεις και θέσεις για την τοποθέτηση των εξαρτημάτων πάνω στην πλακέτα.

3.2 Ολοκληρωμένα κυκλώματα

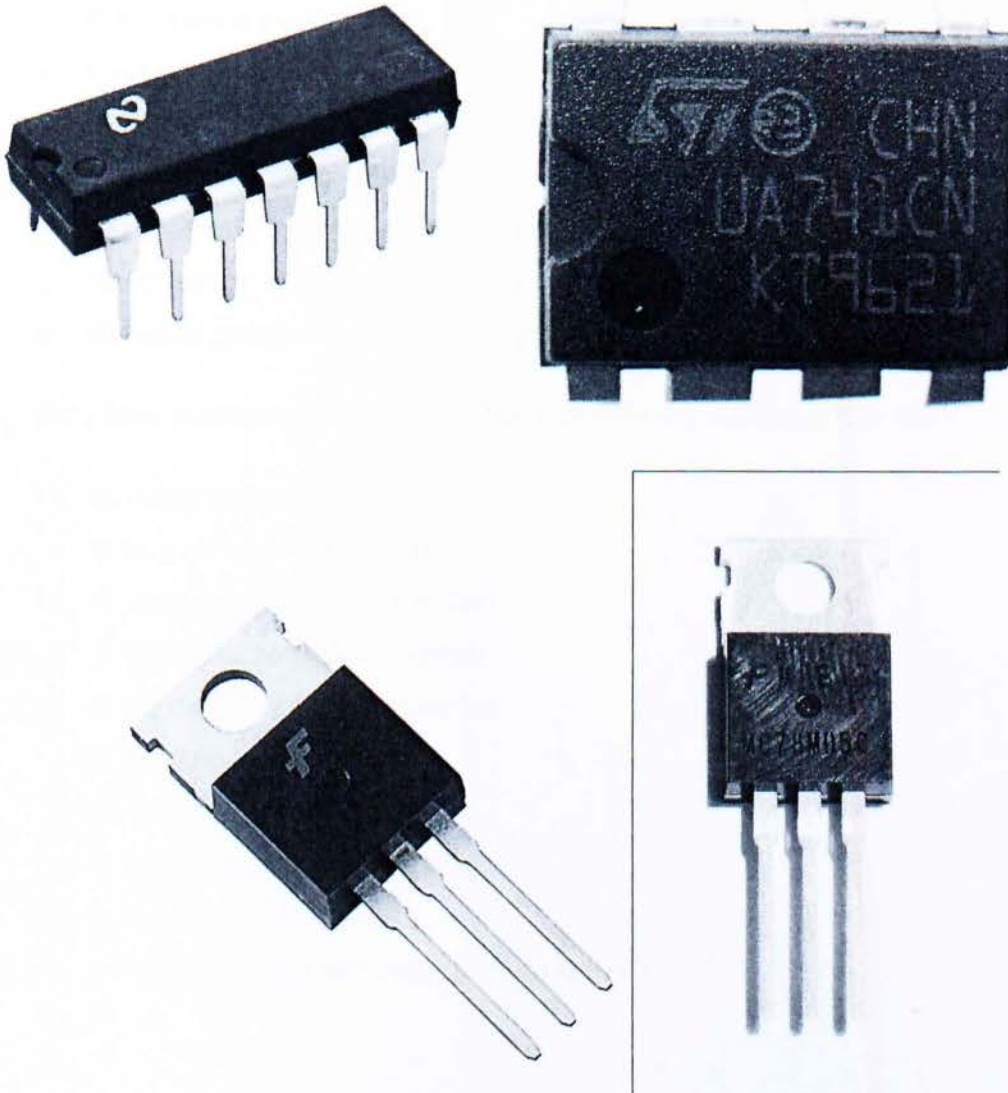
Τα ολοκληρωμένα κυκλώματα δεν καταργούν πλήρως τις ανάγκες μας για τα τυπωμένα κυκλώματα των πλακετών, μπορούν όμως να περιορίσουν τον αριθμό των εξαρτημάτων στις πλακέτες, ώστε τα κυκλώματα να γίνονται πιο μικρά και να μειώνεται η κατανάλωση ισχύος, καθώς και το κόστος παραγωγής των ηλεκτρονικών διατάξεων.

Τα IC, σύμφωνα με τον τύπο επεξεργασίας σημάτων, για τα οποία προορίζονται, διαιρούνται σε δύο μεγάλες κατηγορίες :

1. Σε αναλογικά ολοκληρωμένα κυκλώματα
2. Σε ψηφιακά ολοκληρωμένα κυκλώματα

Τα αναλογικά ολοκληρωμένα κυκλώματα, είναι τα κυκλώματα τα οποία περιέχουν κύκλωμα ενίσχυσης. Το αναλογικό IC, είτε είναι ένας απλός ακουστικός ενισχυτής, είτε είναι ένας τελεστικός ενισχυτής υψηλού κέρδους, αποτελείται από αναγνωρίσιμα υποκυκλώματα.

Τα ψηφιακά ολοκληρωμένα κυκλώματα λειτουργούν με λογική διακόπτη, δηλαδή έχουν μόνο δύο καταστάσεις: αγωγής (ON) ή αποκοπής (OFF). Τα σήματα που χρησιμοποιούνται έχουν μόνο δύο αναγνωρίσιμες στάθμες τάσεως, οι οποίες ονομάζονται υψηλή και χαμηλή στάθμη. Τα σύνθετα ψηφιακά λογικά κυκλώματα και συστήματα περιλαμβάνουν ένα μεγάλο αριθμό κατάλληλα συνδεδεμένων βασικών υποκυκλωμάτων, που ονομάζονται πύλες.



Σχήμα 3.2 Φωτογραφίες διαφόρων IC.

Τα ολοκληρωμένα κυκλώματα, ανάλογα με τη τεχνολογία των εξαρτημάτων που τα αποτελούν, διακρίνονται σε :

- RTL – Resistor Transistor Logic
- DTL – Diode Transistor Logic
- TTL – Transistor –Transistor Logic
- ECL – Emitter Coupled Logic

Ανάλογα με τη χρήση τους διακρίνονται σε :

- Τελεστικούς ενισχυτές
- Συγκριτές τάσεως
- Ρυθμιστές τάσεως
- Αναλογικούς διακόπτες
- Μετατροπείς αναλογικών σημάτων σε ψηφιακά
- Μετατροπείς ψηφιακών σημάτων σε αναλογικά
- Τμήματα χρωμικότητας στην τηλεόραση

Τα κύρια χαρακτηριστικά των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων είναι :

- Η τάση τροφοδοσίας
- Η συχνότητα λειτουργίας
- Η τάση και το ρεύμα εισόδου
- Η τάση και το ρεύμα εξόδου
- Η σύνθετη αντίσταση εισόδου
- Η απολαβή ισχύος
- Το επίπεδο θορύβου
- Η θερμοκρασία λειτουργίας
- Η θερμοκρασία επαφής
- Η καθυστέρηση μεταφοράς του παλμού

Οι διάφορες κλίμακες ολοκλήρωσης προσδιορίζονται από τον αριθμό των στοιχείων που μπορούν να τοποθετηθούν πάνω σε ένα chip πυριτίου. Έτσι έχουμε τις εξής κλίμακες :

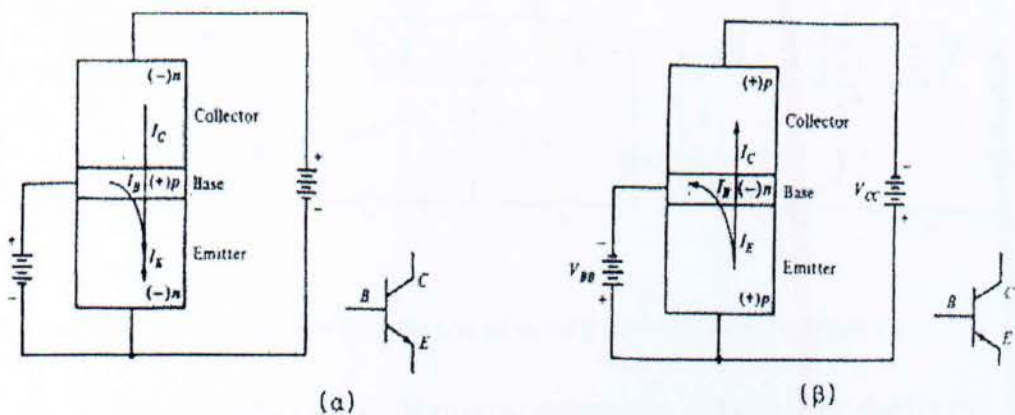
- SSI – κλίμακα με λιγότερα από 100 στοιχεία πάνω στο chip
- MSI – κλίμακα με περισσότερα από 100 στοιχεία, αλλά και λιγότερα από 1000 στοιχεία πάνω στο chip

- LSI – κλίμακα με περισσότερα από 1000 στοιχεία, αλλά και λιγότερα από 10000 στοιχεία πάνω στο chip
- VLSI – κλίμακα με περισσότερα από 10000 στοιχεία πάνω στο chip
- ULSI – εξαιρετικά μεγάλη κλίμακα ολοκλήρωσης με πάρα πολύ μεγάλη πυκνότητα στοιχείων πάνω σε ένα chip.

3.3 Τρανζίστορ

Το τρανζίστορ επαφής ή διπολικό τρανζίστορ, ήταν ο πρώτος ημιαγωγός που χρησιμοποιήθηκε σαν στοιχείο ενίσχυσης. Το όνομα διπολικό οφείλεται στο ότι το ρεύμα του δημιουργείται από δύο είδη φορέων φορτίου με διαφορετικές πολικότητες, τις οπές και τα ηλεκτρόνια. Στο σχήμα 3.3 παρουσιάζονται οι δύο τύποι τρανζίστορ που χρησιμοποιούνται σήμερα, του npn που κατασκευάζεται από πυρίτιο και του pnp που κατασκευάζεται από γερμάνιο.

Το τρανζίστορ έχει τρεις ακροδέκτες, τη βάση (B, Base), τον εκπομπό (E, Emitter) και το συλλέκτη (C, Collector).



Σχήμα 3.3 Τρανζίστορ επαφής α) τύπου npn και β) τύπου pnp

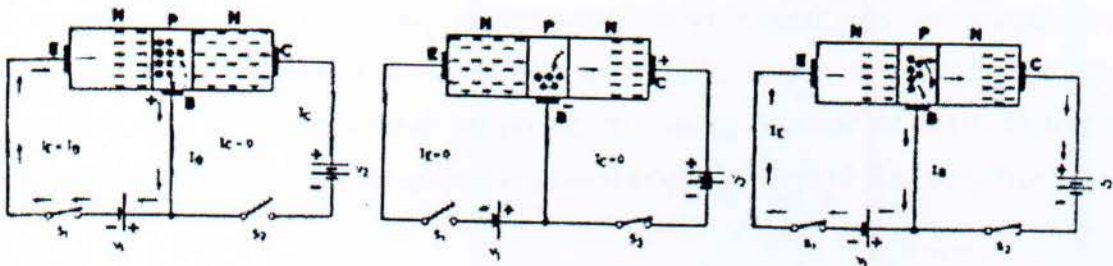
Λειτουργία του τρανζίστορ BJT

Στο σχήμα 3.4, παρουσιάζεται το κατασκευαστικό πρότυπο ενός npn τρανζίστορ, του οποίου εξετάζεται η λειτουργία. Παρατηρείται ότι κατά μήκος της

μάζας του αναπτύσσονται δύο περιοχές απογύμνωσης. Ο κρύσταλλος p της βάσης είναι πολύ μικρότερος, αφού για να λειτουργήσει το τρανζίστορ, πρέπει ο αριθμός των οπών της βάσης να είναι μικρότερος από τον αριθμό των ηλεκτρονίων του συλλέκτη και εκπομπού.

Γενικά πρέπει να εφαρμόζεται ορθή πόλωση μεταξύ εκπομπού και βάσης, ενώ ανάστροφη πόλωση μεταξύ συλλέκτη και βάσης. Το είδος της πόλωσης που μπορεί να υπάρχει, εξαρτάται από τον τρόπο συνδεσμολογίας των πηγών, οι οποίες παρέχουν τις συνεχείς τάσεις πολώσεων.

Όταν εφαρμόζεται μόνο ορθή πόλωση μεταξύ της βάσης και του εκπομπού, ο αρνητικός πόλος της πηγής V_1 , που συνδέεται στη βάση, απωθεί τις οπές προς την ίδια επαφή. Έτσι ένας μικρός αριθμός από τα ελεύθερα ηλεκτρόνια του εκπομπού και οπές από τη βάση ενώνονται, με συνέπεια να μειωθεί το δυναμικό φραγμού και μέσα στο κύκλωμα βάσης και εκπομπού να κυκλοφορήσει ένα μικρό ρεύμα i_B .



Σχήμα 3.4 α) Κίνηση φορέων του τρανζίστορ με θετική πόλωση βάση-εκπομπού.

β) Κίνηση φορέων του τρανζίστορ με ανάστροφη πόλωση βάση-συλλέκτη.

γ) Κίνηση φορέων του τρανζίστορ με εφαρμογή και των δύο παραπάνω πολώσεων ταυτόχρονα.

Εάν εφαρμοστεί μια ανάστροφη πόλωση μεταξύ βάσης και συλλέκτη, τότε ο αρνητικός πόλος έλκει τις οπές της βάσης, ενώ ο θετικός πόλος της πηγής V_2 έλκει τα ηλεκτρόνια του συλλέκτη. Άρα τα ηλεκτρόνια και οι οπές απομακρύνονται από την επαφή p-n, με αποτέλεσμα να αυξηθεί η αντίσταση της

επαφής και να μην κυκλοφορεί ρεύμα στο κύκλωμα συλλέκτη-βάσης. Στην ανάστροφη αυτή πόλωση κυκλοφορεί ένα ασήμαντο ρεύμα στο κύκλωμα συλλέκτη-βάσης λόγω των φορέων μειονότητας.

Όταν εφαρμοστούν ταυτόχρονα και οι δύο παραπάνω πολώσεις στο τρανζίστορ, το αρνητικό δυναμικό του εκπομπού απωθεί τα ελεύθερα ηλεκτρόνια του προς την επαφή n-p εκπομπού-βάσης, η οποία εξαιτίας της ορθής πόλωσης παρουσιάζει μικρή αντίσταση. Τα ηλεκτρόνια εισέρχονται στην περιοχή της βάσης και ενώνονται με τις οπές της. Ο κρύσταλλος τύπου p της βάσης είναι πολύ λεπτός και διαθέτει μικρό αριθμό οπών, το οποίο έχει ως αποτέλεσμα τα περισσότερα ηλεκτρόνια να μη βρίσκουν οπή για να ενωθούν, όταν αυτά εισέρχονται στο κρύσταλλο της βάσης. Τα ηλεκτρόνια συνεχίζουν την κίνησή τους προς την περιοχή του συλλέκτη, αφού έχουν αποκτήσει σημαντική ταχύτητα και έλκονται από το θετικό πόλο της πηγής V_2 .

Συμπερασματικά, γίνεται αντιληπτό ότι μόνο ένα μικρό μέρος των ηλεκτρονίων ενώνεται με τις οπές της βάσης, τα οποία απωθούνται από τον αρνητικό πόλο της πηγής V_1 , ενώ τα υπόλοιπα ηλεκτρόνια εισχωρούν στο συλλέκτη και έλκονται από το θετικό πόλο της πηγής V_2 . Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα τη ροή ενός μικρού ρεύματος της βάσης και ενός πολύ μεγαλύτερου του συλλέκτη. Άρα το ρεύμα I_E του εκπομπού αποτελείται από δύο συνιστώσες:

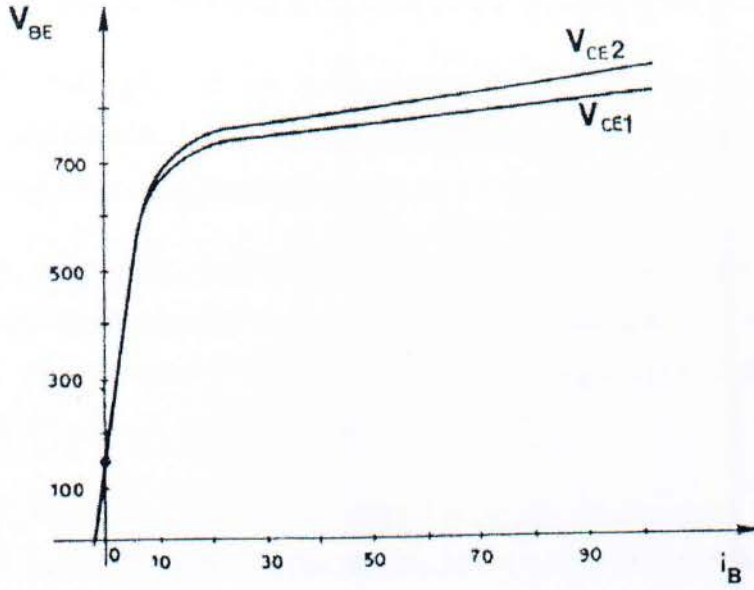
$$I_E = I_B + I_C \quad (3.1)$$

Ενώ το κέρδος του DC ρεύματος ενός τρανζίστορ δίνεται από τη σχέση:

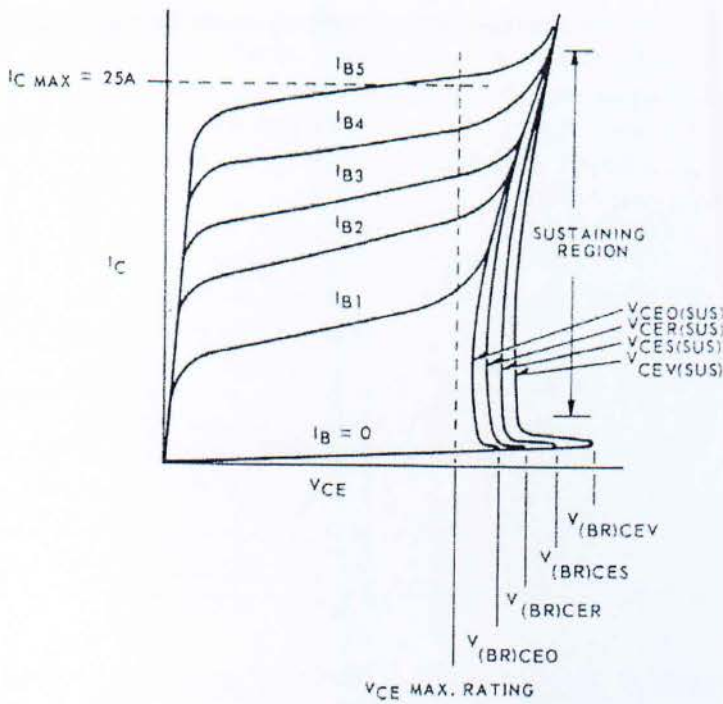
$$h_{fe} = I_C / I_B \quad (3.2)$$

Το ρεύμα I_B είναι πολύ μικρότερο από το ρεύμα I_C . Το κέρδος h_{fe} παίρνει συνήθως τιμές μεταξύ 100 και 1000 και συνήθως αποκαλείται και συντελεστής ενίσχυσης ρεύματος του τρανζίστορ.

Στα σχήματα 3.5 και 3.6 παρουσιάζονται οι χαρακτηριστικές εισόδου και εξόδου ενός τρανζίστορ ηρη σε συνδεσμολογία κοινού εκπομπού.



Σχήμα 3.5 Χαρακτηριστικές εισόδου ενός ηρη τρανζίστορ με κοινό εκπομπό.



Σχήμα 3.6 Χαρακτηριστικές εξόδου ενός ηρη τρανζίστορ με κοινό εκπομπό.

Οι περιοχές λειτουργίας ενός τρανζίστορ επαφής είναι οι ακόλουθες :

Α) Ενεργός περιοχή: Για να λειτουργήσει ένα τρανζίστορ στην περιοχή αυτή πρέπει να εφαρμοστεί ορθή πόλωση στη επαφή εκπομπού-βάσης και ανάστροφη πόλωση στην επαφή βάσης-συλλέκτη.

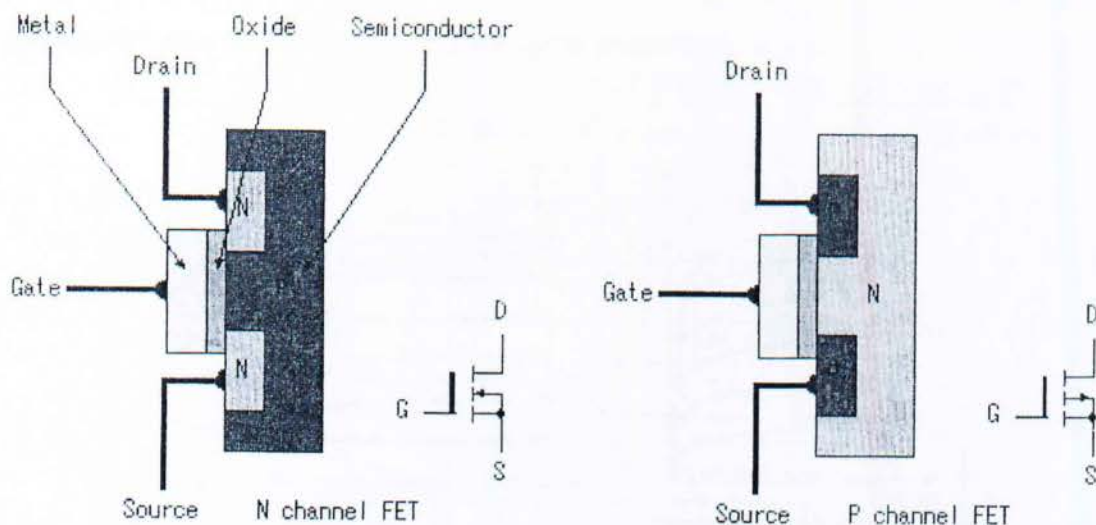
Β) Περιοχή αποκοπής: Όταν είναι αρνητικά πολωμένες οι επαφές n-p, τότε τα ρεύματα που δημιουργούνται στους ακροδέκτες του τρανζίστορ είναι πάρα πολύ μικρά και το τρανζίστορ λειτουργεί στην περιοχή αποκοπής. Το τρανζίστορ δηλαδή λειτουργεί ως ανοικτός διακόπτης (OFF).

Γ) Περιοχή κορεσμού: Όταν η επαφή εκπομπού-βάσης είναι θετικά πολωμένη, δημιουργεί αρκετό ρεύμα συλλέκτη και μαζί με το εξωτερικό κύκλωμα προξενεί την ορθή πόλωση της επαφής συλλέκτη-βάσης. Δηλαδή οι δύο επαφές n-p είναι θετικά πολωμένες και το τρανζίστορ λειτουργεί ως κλειστός διακόπτης (ON).

Αξίζει να αναφερθεί ότι στις διατάξεις των Ηλεκτρονικών Ισχύος το τρανζίστορ λειτουργεί σαν διακόπτης, δηλαδή μπορεί να βρίσκεται είτε στην κατάσταση κορεσμού είτε στην κατάσταση αποκοπής.

3.4 MOSFET

Το MOSFET είναι ένας ημιαγωγός τριών ακροδεκτών, στου οποίου την πύλη (Gate) ελέγχεται η ροή του ρεύματος μεταξύ των ακροδεκτών εξόδου που είναι η πηγή (Source) και η υποδοχή (Drain). Στο σχήμα 3.7 φαίνεται το σύμβολο ενός MOSFET με διαύλο τύπου n.



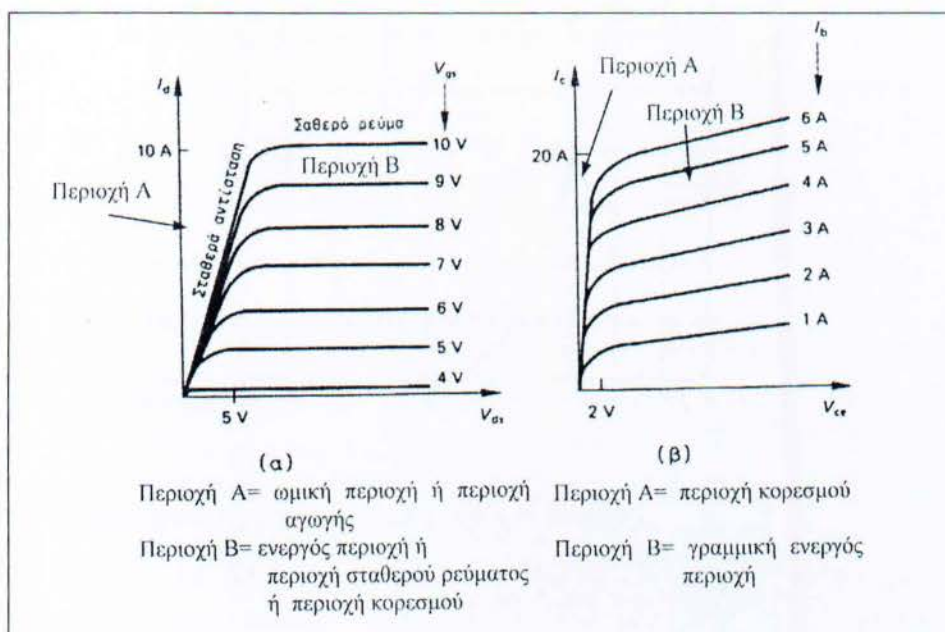
Σχήμα 3.7 Σύμβολο του MOSFET διαύλου τύπου n και p.

Οι χαρακτηριστικές V-I ενός MOSFET διαύλου τύπου p είναι οι ίδιες με αυτές του τύπου n, μόνο που διαφέρουν στο ότι οι πολικότητες του ρεύματος και της τάσης είναι ανεστραμμένες, έτσι ώστε οι χαρακτηριστικές του MOSFET τύπου p να εμφανίζονται στο τρίτο τεταρτημόριο. Στο σχήμα 3.8 συγκρίνονται οι χαρακτηριστικές μεταξύ ενός MOSFET και ενός τρανζίστορ ισχύος, από το οποίο εξάγονται τα εξής συμπεράσματα:

A) Η ομάδα των καμπυλών του MOSFET παράγεται από τις αλλαγές της τάσης της πύλης, αντιθέτως από το τρανζίστορ ισχύος που παράγονται από αλλαγές του ρεύματος της βάσης. Για αυτό το λόγο το MOSFET λέγεται ότι είναι ημιαγωγός τάσης, ενώ το τρανζίστορ ημιαγωγός ρεύματος.

Β) Η κλίση της καμπύλης στην περιοχή κορεσμού του τρανζίστορ είναι μεγαλύτερη από αυτή της ωμικής περιοχής του MOSFET. Αυτό δείχνει ότι η αντίσταση αγωγής του MOSFET είναι μεγαλύτερη από την αντίστοιχη αντίσταση αγωγής του τρανζίστορ.

Γ) Η κλίση καμπύλης του MOSFET στην ενεργό περιοχή είναι μικρότερη από την αντίστοιχη ενεργό περιοχή του τρανζίστορ. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα να καθιστά το MOSFET σαν καλύτερη πηγή σταθερού ρεύματος.



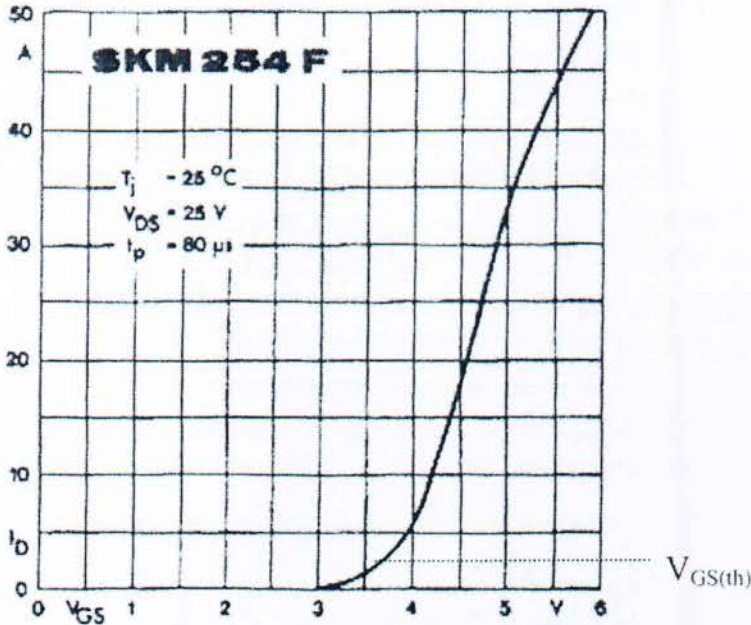
Σχήμα 3.8 α) Χαρακτηριστική V-I του MOSFET.

β) Χαρακτηριστική V-I του BJT.

Στις διατάξεις των ηλεκτρονικών ισχύος τα MOSFET χρησιμοποιούνται ως διακόπτες για τον έλεγχο της ισχύος φορτίου, δηλαδή λειτουργεί είτε στην περιοχή αποκοπής, όταν δεν άγει, είτε στην ωμική περιοχή, όταν άγει.

Στο σχήμα 3.9 φαίνεται η χαρακτηριστική μεταφοράς του MOSFET. Όπως παρατηρείται στο σχήμα, υπάρχει μια οριακή τιμή της τάσης πύλης $V_{GS(th)}$, βάση της οποίας λειτουργεί το MOSFET. Η τιμή της $V_{GS(th)}$ δίνεται από τις προδιαγραφές

του κατασκευαστή και παίρνει τιμές από 1 – 3 Volts ανάλογα με το MOSFET. Όταν η τάση της πύλης ενός MOSFET περάσει αυτή τη τιμή, τότε αυτό αρχίζει και άγει και το ρεύμα της υποδοχής i_D αυξάνεται.



Σχήμα 3.9 Χαρακτηριστική μεταφοράς ενός τυπικού MOSFET.

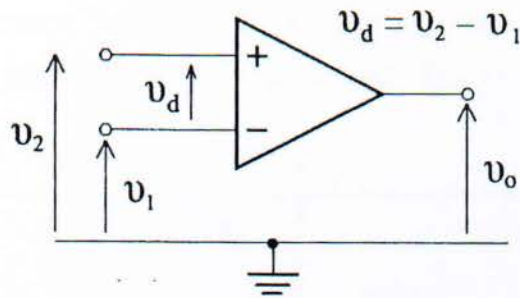
Στην περίπτωση αυτή το MOSFET μεταβαίνει στην κατάσταση αγωγής. Το MOSFET βρίσκεται στη ωμική περιοχή όταν

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

Η μέγιστη τιμή της τάσης που εφαρμόζεται στα άκρα ενός MOSFET v_{DS} , καθώς και το μέγιστο ρεύμα υποδοχής i_D πρέπει να είναι μέσα στα όρια του κατασκευαστή για να αποφευχθεί η καταστροφή του.

3.5 Τελεστικός ενισχυτής

Ένας τελεστικός ενισχυτής έχει συνήθως δύο εισόδους, μια είσοδο αναστροφής, η οποία συμβολίζεται με το (-), μια είσοδο μη αναστροφής, η οποία συμβολίζεται με το (+) και μια έξοδο. Στο σχήμα 3.10 φαίνεται το σύμβολο του τελεστικού ενισχυτή



Σχήμα 3.10 σύμβολο του τελεστικού ενισχυτή

Αν A είναι η απολαβή τάσης του τελεστικού ενισχυτή, τότε στην έξοδο του θα είναι

$$v_o = A (v_2 - v_1) = A v_d \quad (3.3)$$

Όπου v_d είναι η διαφορική είσοδος

$$v_d = v_2 - v_1 \quad (3.4)$$

Τα σπουδαιότερα χαρακτηριστικά και επιδόσεις των τελεστικών ενισχυτών είναι τα εξής :

1. Απολαβή τάσης

Σαν απολαβή τάσης A ορίζουμε το λόγο

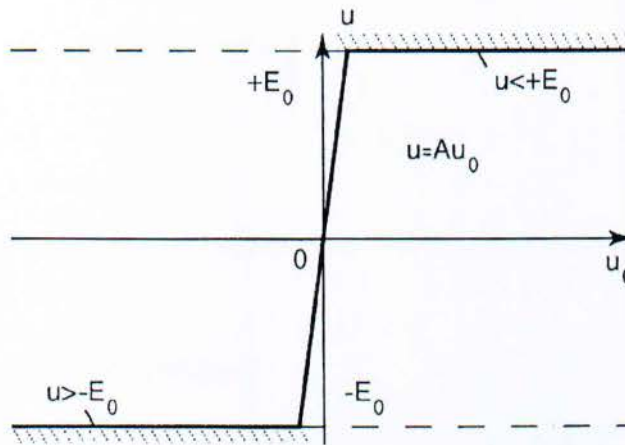
$$A = \frac{v_o}{v_d}$$

Όπου το $u_d = u_2 - u_1$ είναι το διαφορικό σήμα εισόδου.

2. Στατική χαρακτηριστική τάσης εισόδου – εξόδου

Η χαρακτηριστική αυτή όπως παρουσιάζεται στο σχήμα 3.11 και αφορά την τάση εξόδου και τη διαφορική είσοδο. Η χαρακτηριστική παρουσιάζει ένα θετικό και ένα αρνητικό σημείο κόρου και δεν είναι πάντα συμμετρική.

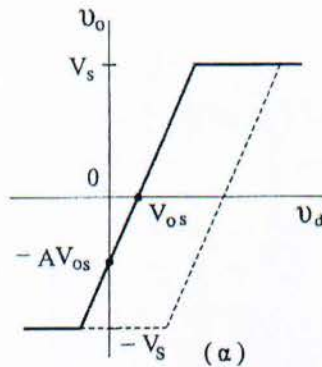
Η γραφική παράσταση της σχέσης ενίσχυσης ενός πραγματικού τελεστικού ενισχυτή ονομάζεται χαρακτηριστική καμπύλη και έχει τη μορφή :



Σχήμα 3.11 Χαρακτηριστική καμπύλη τελεστικού ενισχυτή.

3. Απόκλιση μηδενός των τάσεων εισόδου και εξόδου

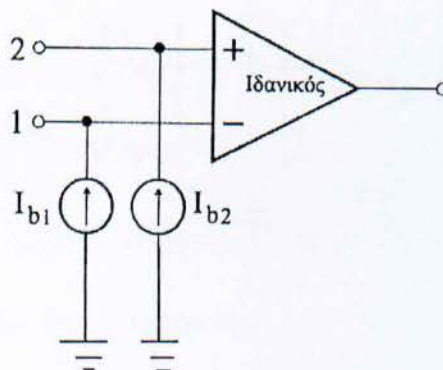
Η χαρακτηριστική εισόδου - εξόδου ενός τελεστικού ενισχυτή, δεν περνάει γενικά από την αρχή των αξόνων, αλλά παρουσιάζει μια απόκλιση, όπως φαίνεται στο σχήμα 3.12



Σχήμα 3.12 Χαρακτηριστική εισόδου - εξόδου ενός Τ.Ε. που δεν περνάει από την αρχή των αξόνων.

4. Ρεύματα πόλωσης εισόδου

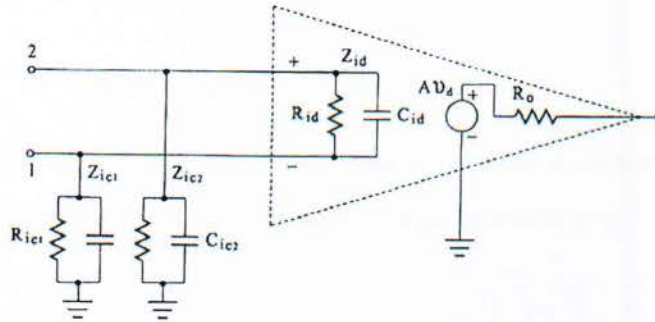
Το ρεύμα πόλωσης μιας εισόδου του ΤΕ είναι το ρεύμα που εισέρχεται ή εξέρχεται απ' αυτήν για μηδενικό δυναμικό εξόδου, αποτελεί δε το ρεύμα πόλωσης του τρανζίστορ του διαφορικού ενισχυτή εισόδου. Στο σχήμα 3.13 βλέπουμε τα ρεύματα πόλωσης, τα οποία δείχνονται με πηγές ρεύματος στις εισόδους του ΤΕ.



Σχήμα 3.13 Τα ρεύματα πόλωσης της εισόδου ενός τελεστικού ενισχυτή.

5. Οι αντιστάσεις εισόδου – εξόδου

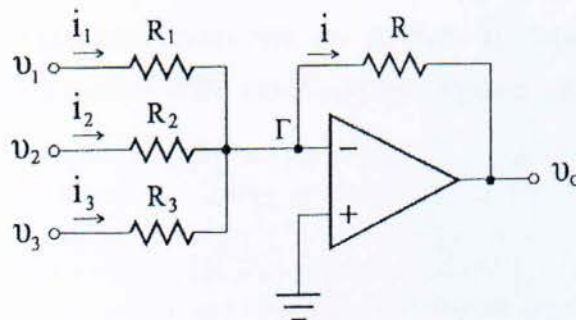
Στο σχήμα 3.14 δείχνονται οι υπάρχουσες σύνθετες αντιστάσεις εισόδου και εξόδου ενός ΤΕ. Η διαφορική σύνθετη αντίσταση εισόδου Z_{id} είναι η αντίσταση που παρατηρούμε στα δύο άκρα της εισόδου.



Σχήμα 3.14 Οι αντιστάσεις εισόδου – εξόδου ενός ΤΕ.

3.6 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 3.15 Αναστροφικός αθροιστικός ενισχυτής.

$$i_1 + i_2 + i_3 = I \quad (3.5)$$

ή

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

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

$$u_0 = -\frac{R}{R_1}u_1 - \frac{R}{R_2}u_2 - \frac{R}{R_3}u_3$$

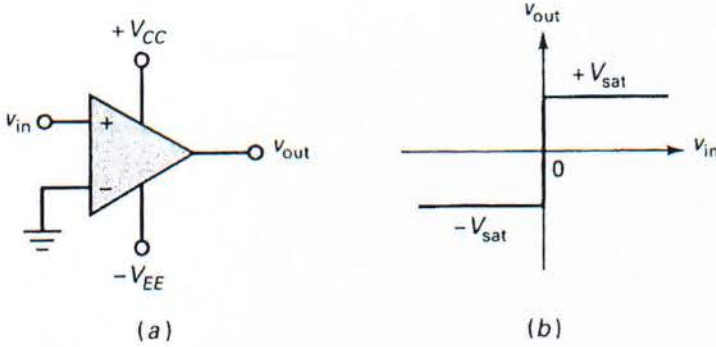
Άρα, η τάση εξόδου ισούται με το άθροισμα των τάσεων εισόδων, όπου η κάθε τάση u_j πολλαπλασιάζεται με τον αντίστοιχο συντελεστή $-\frac{R}{R_j}$.

3.7 Συγκριτές

Ένας συγκριτής αποτελεί την τέλεια λύση, αν επιθυμείται μια σύγκριση μιας τάσης με μια άλλη. Το κύκλωμα αυτό έχει δύο τάσεις εισόδου και μια τάση εξόδου. Ο συγκριτής παράγει μια <<high>> τάση εξόδου, όταν η μη αναστρέφουσα τάση είναι μεγαλύτερη από την αναστρέφουσα και ο συγκριτής παράγει μια <<low>> τάση εξόδου, όταν η μη αναστρέφουσα είναι μικρότερη από την αναστρέφουσα.

Ο απλούστερος τρόπος πραγματοποίησης ενός συγκριτή, είναι ένας τελεστικός ενισχυτής χωρίς αντιστάσεις ανάδρασης. Όταν η αναστρέφουσα είσοδος είναι γειωμένη, τότε και η μικρότερη τάση εισόδου είναι αρκετή για να φέρει στον κόρο τον τελεστικό ενισχυτή. Αν A είναι το διαφορικό κέρδος του τελεστικού ενισχυτή, η ελάχιστη τάση εισόδου που παράγει κόρο είναι :

$$u_{in} \frac{V_{sat}}{A} \quad (3.7)$$



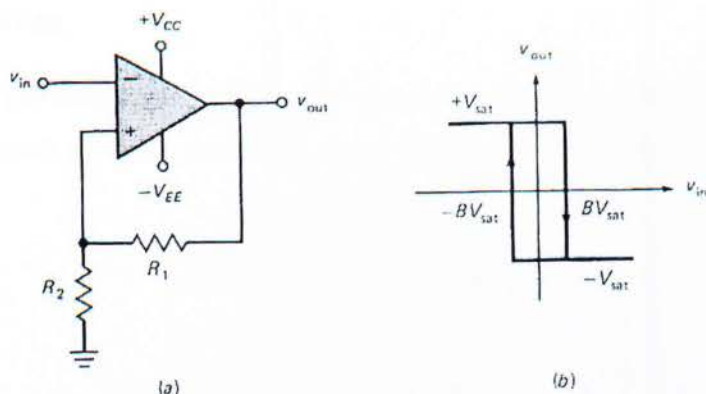
Σχήμα 3.16 (α) τελεστικός ενισχυτής χρησιμοποιούμενος σαν συγκριτής (β) χαρακτηριστική μεταφοράς.

Το σημείο αναφοράς ή κατωφλίου ενός συγκριτή είναι η τάση εισόδου, όπου η έξοδος αλλάζει καταστάσεις, από low σε high και αντίστροφα.

Συγκριτής SCHIMITT TRIGGER

Στην περίπτωση κατά την οποία η είσοδος ενός συγκριτή περιέχει θόρυβο, η έξοδος μπορεί να προκύψει λανθασμένη όταν η v_{in} είναι κοντά στο σημείο αναφοράς. Ο θόρυβος προκαλεί παλινδρομήσεις της εξόδου, μεταξύ των δύο καταστάσεων της, high και low. Μπορούμε να αποφύγουμε αυτόν τον ανεπιθύμητο σκανδαλισμό θορύβου χρησιμοποιώντας ένα συγκριτή Schmitt trigger.

Στο σχήμα 3.17 δείχνει ένα συγκριτή Schmitt trigger. Η τάση εισόδου εφαρμόζεται στην αναστρέφουσα είσοδο. Το κύκλωμα χρησιμοποιεί θετική ανάδραση τάσης, το οποίο σημαίνει ότι η τάση ανάδρασης συνεπικουρεί την τάση εισόδου. Ο διαιρέτης τάσης ανατροφοδοτεί μια αρνητική τάση στη μη αναστρέφουσα είσοδο, με αποτέλεσμα μια μεγαλύτερη αρνητική τάση ανάδρασης, έως ότου ο συγκριτής οδηγηθεί σε αρνητικό κόρο. Σε περίπτωση που η θετική τάση ήταν ελαφρώς αρνητική, ο συγκριτής θα οδηγούνταν σε θετικό κόρο.



Σχήμα 3.17 Συγκριτή Schmitt trigger.

Όταν ο συγκριτής είναι σε θετικό κόρο, μια θετική τάση ανατροφοδοτείται στη μη αναστρέφουσα είσοδο, με αποτέλεσμα να διατηρείται η έξοδος σε high κατάσταση. Ομοίως όταν η τάση εξόδου είναι αρνητικά κορεσμένη, μια αρνητική τάση ανατροφοδοτείται στη μη αναστρέφουσα είσοδο, διατηρώντας την έξοδο σε low κατάσταση. Σε κάθε περίπτωση η υπάρχουσα κατάσταση εξόδου, ενισχύεται από τη θετική ανάδραση.

Το κλάσμα ανάδρασης είναι :

$$B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (3.8)$$

Όταν η έξοδος είναι θετικά κορεσμένη, η τάση αναφοράς που εφαρμόζεται στη μη αναστρέφουσα είσοδο είναι :

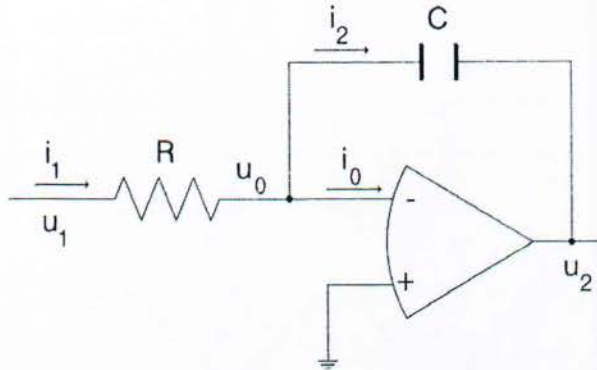
$$U_{ref} = +BV_{sat} \quad (3.9)$$

Όταν η έξοδος είναι αρνητικά κορεσμένη, η τάση αναφοράς είναι :

$$U_{ref} = -BV_{sat} \quad (3.10)$$

3.8 Ολοκληρωτής

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



Σχήμα 3.18 Κύκλωμα ολοκληρωτή.

Στο σχήμα 3.18 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

$$I_{in} = \frac{V_{in}}{R}$$

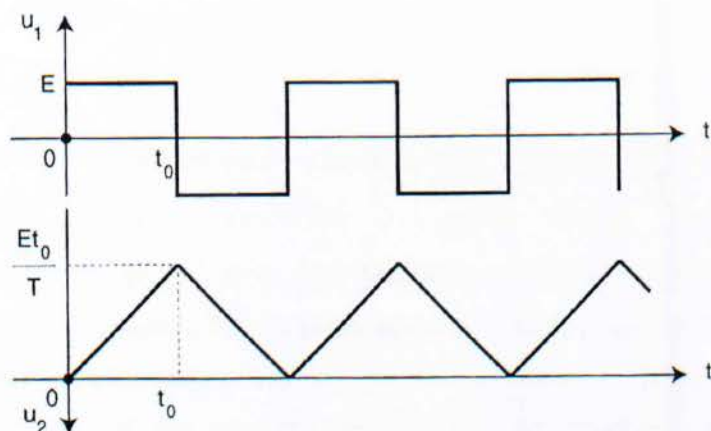
Όλο αυτό το ρεύμα εισόδου πηγαίνει στον πυκνωτή. Το αποτέλεσμα είναι ο πυκνωτής να φορτισθεί και η τάση να αυξηθεί. Λόγω της φαινομενικής γείωσης, η τάση εξόδου ισούται με την τάση στα άκρα του πυκνωτή. Για μια θετική τάση εισόδου, η τάση εξόδου θα είναι αρνητική και αύξουσα.

Για τον πυκνωτή ισχύει :

$$C = \frac{Q}{V} \text{ ή } V = \frac{Q}{C}$$

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

Διαιρώντας και τα δύο μέλη με το T , έχουμε :

$$\frac{V}{T} = \frac{Q/T}{C} \quad \text{ή} \quad V = \frac{IT}{C} \quad \text{(3.11)}$$

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

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

ΚΑΤΑΣΚΕΥΑΣΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ

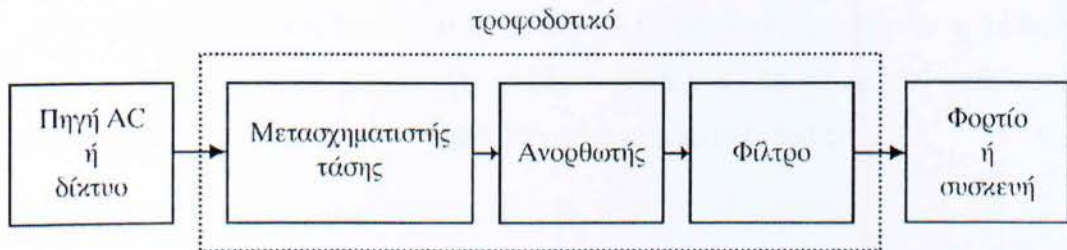
4.1 Κύκλωμα ισχύος

4.1.1 Τροφοδοτικό

Σήμερα, οι περισσότερες ηλεκτρονικές συσκευές, απαιτούν για τη λειτουργία τους τη χρησιμοποίηση συνεχούς τάσης. Τα τρανζίστορ, τα ολοκληρωμένα, οι κινητήρες κ.α. λειτουργούν με συνεχή τάση. Ακόμα, μερικές φορές χρειάζονται συνεχείς τάσεις διαφορετικής τιμής. Οι διατάξεις εκείνες που μετασχηματίζουν την εναλλασσόμενη τάση του δικτύου (εναλλασσόμενη τάση σταθερής τιμής 230 V και συχνότητας 50Hz) σε συνεχή τάση, ονομάζονται τροφοδοτικά.

Οι βασικές λειτουργίες που πρέπει να επιτυγχάνει ένα τροφοδοτικό συνεχούς τάσης είναι οι εξής:

- 1) Ο μετασχηματισμός της τάσης
- 2) Η ανόρθωση
- 3) Το φιλτράρισμα
- 4) Η σταθεροποίηση τάσης

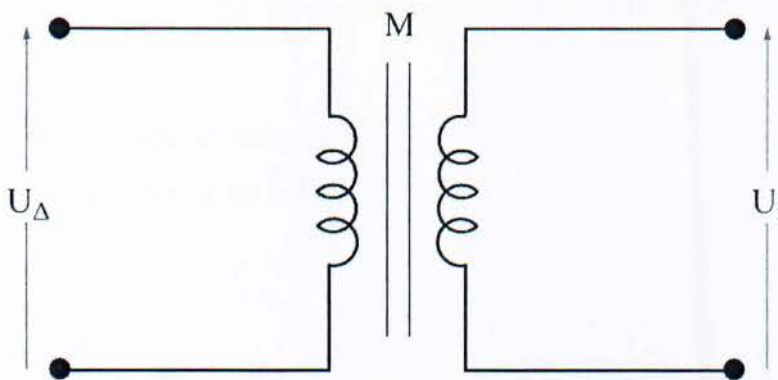


Σχήμα 4.1 Τροφοδοτικό

1. Μετασχηματιστές τάσης

Η τάση που μας παρέχεται από το δίκτυο της Δ.Ε.Η είναι συνήθως πολύ μεγάλη για την τροφοδοσία ηλεκτρονικών συσκευών. Άρα πρέπει να υποβιβαστεί η υπάρχουσα τάση, σε άλλη μικρότερη. Η λειτουργία αυτή ονομάζεται μετασχηματισμός της τάσης.

Μετασχηματιστής τάσης, είναι εκείνη η διάταξη, η οποία μετατρέπει την εναλλασσόμενη τάση του δικτύου, σε μια άλλη εναλλασσόμενη τάση, τέτοιας τιμής ώστε στην έξοδο του τροφοδοτικού να έχουμε τη συνεχή τάση που χρειάζεται για να τροφοδοτηθεί τη συσκευή μας. Στο σχήμα 4.2 φαίνεται ένας μετασχηματιστή τάσης.



Σχήμα 4.2 Μετασχηματιστής τάσης.

Στο αριστερό πηνίο, το οποίο ονομάζεται πρωτεύον, συνδέεται η τάση του δικτύου U_{Δ} , ενώ στο δεξιό πηνίο, το οποίο ονομάζεται δευτερεύον, παίρνεται η επιθυμητή τάση U_i . Για το μετασχηματιστή τάσης ισχύει η σχέση :

$$U_i = \frac{N_2}{N_1} \cdot U_{\Delta} \quad (4.1)$$

Όπου N_1 ο αριθμός των σπειρών του πηνίου του πρωτεύοντος και N_2 ο αριθμός των σπειρών στο δευτερεύον πηνίο.

Άλλη μια λειτουργία που καθιστά τη χρήση μετασχηματιστών τάσης απαραίτητη, είναι η προστασία από ηλεκτροπληξία που προσφέρουν στο χρήστη της συσκευής, αφού απομονώνει ηλεκτρικά το δίκτυο από τη συσκευή.

2. Η ανόρθωση

Ανόρθωση είναι η διαδικασία μετατροπής της εναλλασσόμενης τάσης σε μια συνεχή τάση, με την οποία αργότερα θα τροφοδοτηθεί μια ηλεκτρονική συσκευή. Για να επιτευχθεί η ανόρθωση, χρησιμοποιούνται εκείνες τις διατάξεις, οι οποίες ονομάζονται ανορθωτές.

Κύριο χαρακτηριστικό όλων των ανορθωτών είναι η μικρή αντίσταση που παρουσιάζουν στο ρεύμα, όταν αυτοί πολωθούν κατάλληλα. Ανάλογα με τον αριθμό της εναλλασσόμενης τάσης του δικτύου, το είδος της ανόρθωσης και τον τρόπο με τον οποίο συνδέονται οι ανορθωτές, διακρίνονται στις εξής κατηγορίες :

- Διατάξεις μονοφασικής ανόρθωσης
- Διατάξεις πολυφασικής ανόρθωσης

3. Φιλτράρισμα

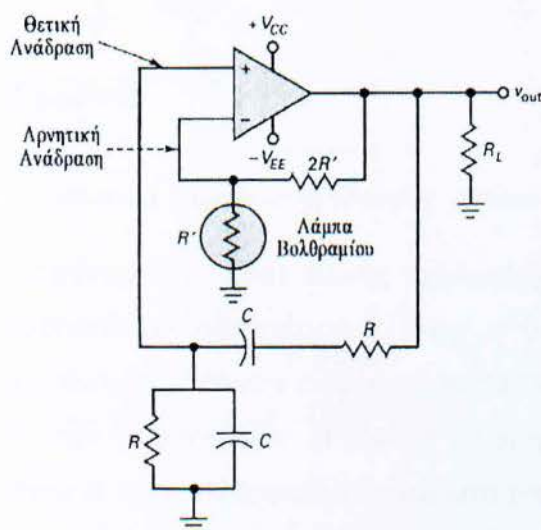
Η συνεχής τάση, η οποία λαμβάνεται στην έξοδο των ανορθωτών, δεν είναι σταθερή, αλλά παρουσιάζει μια διακύμανση. Δηλαδή, εκτός από τη συνεχή συνιστώσα, περιέχει και έναν αριθμό από εναλλασσόμενες τάσεις. Για να τροφοδοτηθούν όμως τα περισσότερα ηλεκτρονικά κυκλώματα, χρειάζονται μια τάση όμοια με αυτή που παράγεται από μια μπαταρία. Ο περιορισμός των εναλλασσόμενων συνιστωσών της συνεχούς τάσης, που προκύπτει από την ανόρθωση, πραγματοποιείται από συσκευές, οι οποίες ονομάζονται φίλτρα, ενώ η αντίστοιχη διαδικασία ονομάζεται φιλτράρισμα.

4. Σταθεροποιητής τάσης

Σκοπός του σταθεροποιητή τάσης είναι να διατηρεί σταθερή την τάση που παράγεται από το τροφοδοτικό στην έξοδό του, ακόμη και όταν μεταβάλλεται το ρεύμα στο φορτίο του ή η εναλλασσόμενη τάση του δικτύου. Σήμερα η σταθεροποίηση τάσης πετυχαίνεται από ειδικά κυκλώματα, ενσωματωμένα στα περισσότερα τροφοδοτικά και κρίνονται απαραίτητα για την τροφοδοσία ηλεκτρονικών συσκευών, οι οποίες αποτελούνται από τρανζίστορ και ολοκληρωμένα κυκλώματα.

4.1.2 Ταλαντωτής γέφυρας – WIEN

Ο ταλαντωτής γέφυρας-Wien είναι ένας τυπικός ταλαντωτής για χαμηλές και μεσαίες συχνότητες, στην περιοχή 5Hz μέχρι 1MHz. Χρησιμοποιείται συνήθως σε γεννήτριες ακουστικών συχνοτήτων ή σε άλλες εφαρμογές χαμηλών συχνοτήτων.



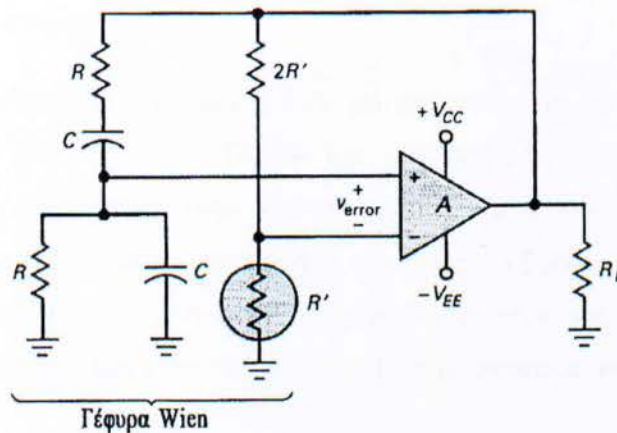
Σχήμα 4.3 Ταλαντωτής γέφυρας – Wien.

Στο σχήμα 4.3 φαίνεται ένας ταλαντωτής γέφυρας-Wien. Χρησιμοποιεί θετική και αρνητική ανάδραση. Υπάρχει μια διαδρομή για θετική ανάδραση από την έξοδο μέσω του κυκλώματος προπορείας-καθυστέρησης προς τη μη

αναστρέφουσα είσοδο. Υπάρχει ακόμα μια διαδρομή για αρνητική ανάδραση από την έξοδο μέσω του διαιρέτη τάσης προς την αναστρέφουσα είσοδο.

Στην αρχή υπάρχει περισσότερη θετική ανάδραση από αρνητική ανάδραση. Όταν ενεργοποιείται η ισχύς οι ταλαντώσεις βγαίνουν αυξανόμενες. Όταν το σήμα στην έξοδο φθάσει στην επιθυμητή στάθμη, η αρνητική ανάδραση ελαττώνει το κέρδος βρόχου στο 1.

ΦΙΛΤΡΟ NOTCH



Σχήμα 4.4 Ταλαντωτής γέφυρας - Wien.

Στο σχήμα 4.4 παρατηρείται ένας άλλος τρόπος σχεδίασης της γέφυρας-Wien. Το κύκλωμα προπορείας-καθυστερήσης είναι η αριστερή πλευρά και ο διαιρέτης τάσης η δεξιά πλευρά. Τέτοιου είδους γέφυρα-Wien χρησιμοποιείται σε άλλες εφαρμογές εκτός των ταλαντωτών. Η έξοδος είναι η τάση σφάλματος, ενώ φτάνει σε ισορροπία, όταν η τάση σφάλματος τείνει στο μηδέν.

Η γέφυρα-Wien αποκαλείται και φίλτρο notch. Η συχνότητα notch ισούται με :

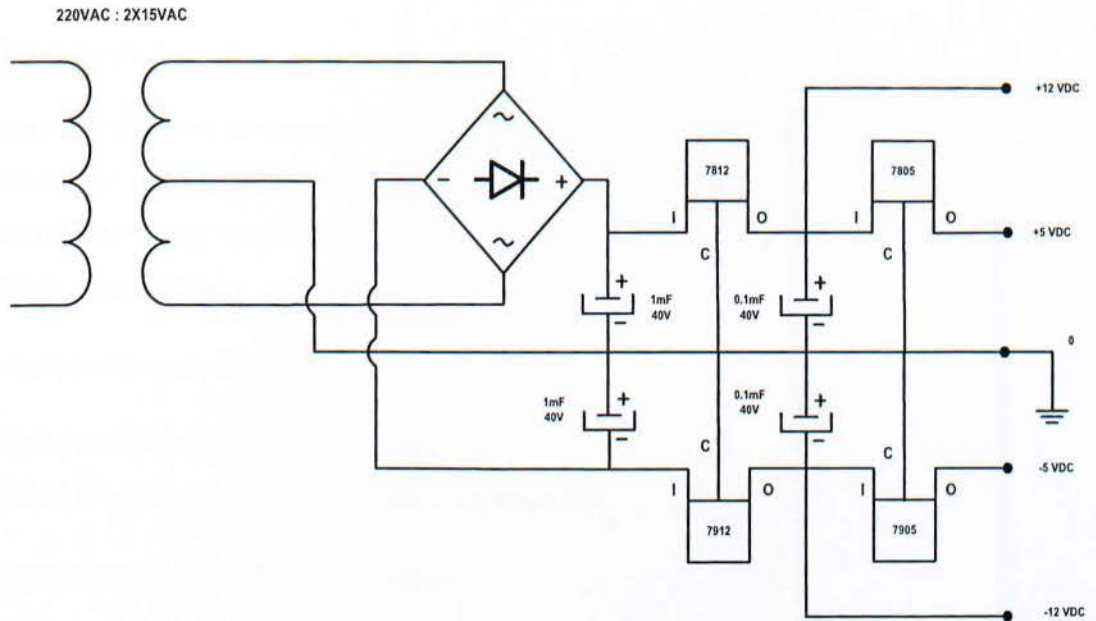
$$f_r = \frac{1}{2\pi RC} \quad (4.2)$$

Εξαιτίας του ότι η τάση σφάλματος που απαιτείται για ένα τελεστικό ενισχυτή είναι πολύ μικρή, η γέφυρα Wien ισορροπεί σχεδόν τέλεια και η συχνότητα ταλάντωσης είναι ίση με f_r με μια πολύ καλή προσέγγιση.

Λειτουργία κυκλώματος

Πρόκειται να τροφοδοτηθεί το κύκλωμα μας με 230 V (επίσημη τιμή τάσης για το δίκτυο της Ελλάδας), ενώ επιλέγεται μετασχηματιστής με τάση εισόδου 230 V και έξοδο 2x15, αφού χρειάζεται συμμετρική τροφοδοσία, +12 V, -12V, +5V και -5V. Οι τάσεις $\pm 12V$ χρησιμοποιούνται για τον καθορισμό του κόρου των τελεστικών ενισχυτών.

Για τη σταθεροποίηση των +12V χρησιμοποιείται το LM7812, για τα -12V το LM7912, για τα +5V το LM7805 και για τα -5V το LM7905 αντίστοιχα. Η λειτουργία τους στηρίζεται στην ιδιότητά τους, κατά την οποία όταν η είσοδός τους είναι ελάχιστα μεγαλύτερη από την τάση εξόδου, τότε η έξοδός τους παραμένει σταθερή. Οι πυκνωτές χρησιμοποιούνται για το φιλτράρισμα της τάσης, ενώ για την ανόρθωση της τάσης χρησιμοποιούμε τη γέφυρα ανόρθωσης.



Θεωρητικό κύκλωμα ισχύος

Τα υλικά που χρησιμοποιήθηκαν για την κατασκευή του τροφοδοτικού είναι τα εξής :

- 1 μετασχηματιστής 220V / 2x15V / 3A
- 1 γέφυρα ανόρθωσης
- 1 τρανζίστορ LM7805
- 1 τρανζίστορ LM7812
- 1 τρανζίστορ LM7912
- 1 τρανζίστορ LM7905
- 2 ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές 1mF/40
- 2 ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές 0,1mF/40
- 3 ψήκτρες τρανζίστορ

4.2 Κύκλωμα ελέγχου

4.2.1 Ταχογεννήτρια

Ταχογεννήτριες είναι μικρές γεννήτριες με τις οποίες επιτυγχάνεται μετατροπή των στροφών σε ηλεκτρικό σήμα. Αυτές συνδέονται και ευθυγραμμίζονται με τον άξονα της μηχανής και παράγουν μια τάση ανάλογη με τις στροφές του άξονα.

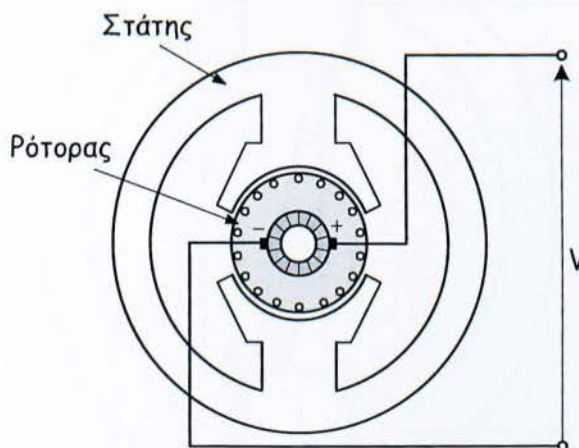
Οι ταχογεννήτριες διακρίνονται σε :

- Ταχογεννήτριες συνεχούς ρεύματος
- Ταχογεννήτριες εναλλασσόμενου ρεύματος

A) Ταχογεννήτριες συνεχούς ρεύματος

Οι ταχογεννήτριες συνεχούς ρεύματος αποτελούνται από :

- Το στάτη, ο οποίος στην εσωτερική του φέρει μόνιμους μαγνήτες.
- Το ρότορα, στην περιφέρεια του οποίου είναι τοποθετημένη μονοφασική περιέλιξη. Τα άκρα της περιέλιξης καταλήγουν στο συλλέκτη, όπου η εναλλασσόμενη τάση ανορθώνεται.



Σχήμα 4.5 Ταχογεννήτρια συνεχούς ρεύματος

Οι συσκευές αυτές πρέπει να είναι όσο το δυνατόν ελαφρύτερες, ώστε να μην επηρεάζεται η ταχύτητα του προς εξέταση συστήματος. Η απεικόνιση του

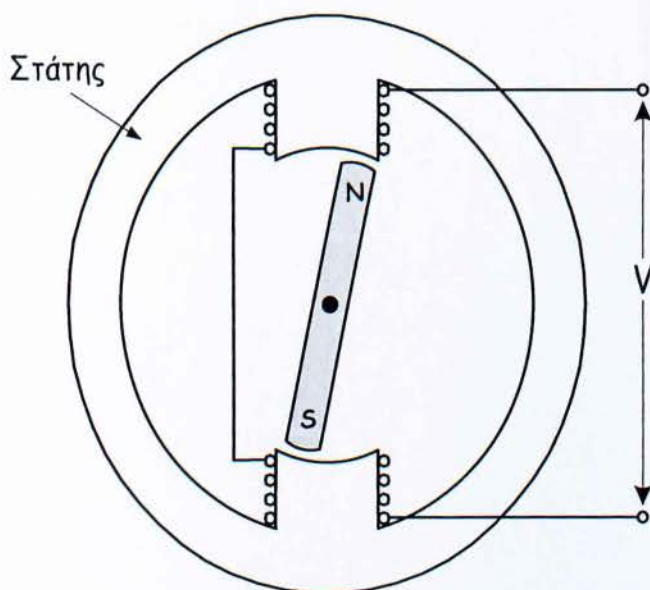
αριθμού των στροφών μπορεί να είναι είτε αναλογική είτε ψηφιακή. Για την εξάλειψη του ηλεκτρικού θορύβου στο σήμα εξόδου, απαιτούνται συνήθως επιπλέον κυκλώματα. Τότε το σήμα μπορεί να εμφανιστεί στην οθόνη ενός βολτόμετρου, κατάλληλα βαθμονομημένου σε μονάδες ταχύτητας. Ένα επιπλέον χαρακτηριστικό των ταχογεννητριών Σ.Ρ. είναι ότι η πολικότητα της εξόδου δείχνει τη φορά περιστροφής του άξονα.

Β) Ταχογεννήτριες εναλλασσόμενου ρεύματος

Οι ταχογεννήτριες εναλλασσόμενου ρεύματος είναι πιο απλές στην κατασκευή τους, αφού δεν απαιτούνται συλλέκτης και ψήκτρες.

Οι ταχογεννήτριες εναλλασσόμενου ρεύματος αποτελούνται από :

- Το ρότορα, στην περιφέρεια του οποίου είναι τοποθετημένοι συμμετρικά μόνιμοι μαγνήτες
- Το στάτη, στην περιφέρεια του οποίου είναι τοποθετημένη μια μονοφασική ή μια τριφασική περιέλιξη. Με την περιστροφή του ρότορα, παράγεται στην περιέλιξη του στάτη εναλλασσόμενη τάση εξ επαγωγής.



Σχήμα 4.6 Ταχογεννήτρια εναλλασσόμενου ρεύματος

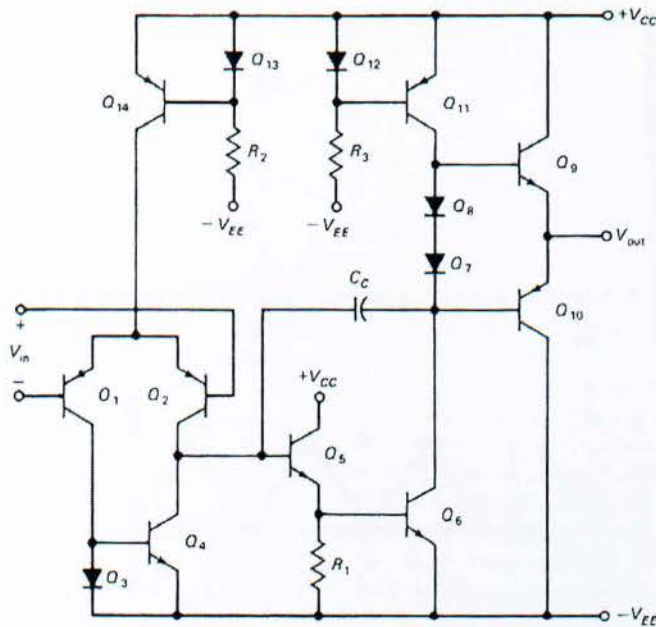
Η συχνότητα και το πλάτος της τάσης είναι ανάλογα των στροφών. Εξαιτίας του ότι η συχνότητα είναι ανεξάρτητη από τις μεταβολές της θερμοκρασίας, γίνεται συνήθως εκμετάλλευση της συχνότητας για τη μέτρηση των στροφών. Το σήμα της ταχογεννήτριας διέρχεται από μια σειρά ηλεκτρονικών κυκλωμάτων για την ενίσχυση και τη μετατροπή του σε ψηφιακό.

Οι ταχογεννήτριες Ε.Ρ., σε σύγκριση με τις ταχογεννήτριες Σ.Ρ., έχουν το μειονέκτημα ότι απαιτείται περισσότερη ρύθμιση σήματος. Επιπλέον δεν μπορεί να προσδιοριστεί η φορά περιστροφής του άξονα. Όμως οι ταχογεννήτριες Ε.Ρ. είναι πιο φθηνές και πιο αξιόπιστες. Απαιτείται λιγότερη συντήρηση και όταν χρησιμοποιείται η συχνότητα για τον προσδιορισμό των στροφών, εμφανίζουν μακροπρόθεσμη ακρίβεια, ακόμα και αν ελαττωθεί η ισχύς του μαγνήτη που περιέχουν.

4.2.2 Τελεστικός ενισχυτής 741

Ο τελεστικός ενισχυτής 741 έχει γίνει μια βιομηχανική τυποποίηση. Ο 741 έχει διάφορες παραλλαγές 741, 741A, 741C, 741E κ.α. Αυτές διαφέρουν ως προς το κέρδος τάσης, την περιοχή θερμοκρασιών, τη στάθμη θορύβου και άλλα χαρακτηριστικά. Ο 741C είναι ο πιο φθηνός και περισσότερο χρησιμοποιούμενος. Έχει μια σύνθετη αντίσταση εισόδου $2\text{M}\Omega$, ένα κέρδος τάσης 100.000 και μια σύνθετη αντίσταση εξόδου 75Ω .

Στο σχήμα 4.5 φαίνεται ένα απλοποιημένο διάγραμμα του 741. Το κύκλωμα αυτό είναι ισοδύναμο του 741 και πολλών τελεστικών ενισχυτών νεότερης γενιάς.

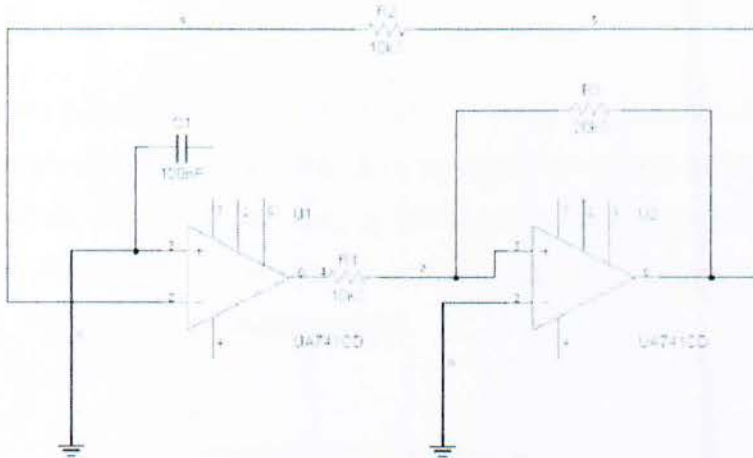


Σχήμα 4.6 απλοποιημένο σχηματικό διάγραμμα του 741.

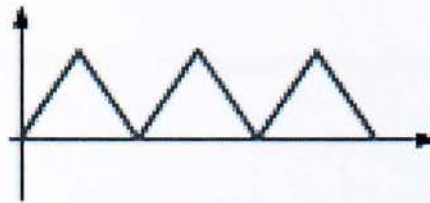
4.2.3 Λειτουργία κυκλώματος ελέγχου

ΧΕΙΡΟΚΙΝΗΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ

Παραγωγή μιας τριγωνικής κυματομορφής επιτυγχάνεται οδηγώντας την έξοδο ενός ταλαντωτή σε έναν ολοκληρωτή. Ο ταλαντωτής που χρησιμοποιείται αποτελείται από έναν ολοκληρωτή και ένα συγκριτή υστέρησης (σχήμα 4.7).



Σχήμα 4.7 Κύκλωμα ταλαντωτή (ολοκληρωτής και συγκριτής υστέρησης).



Σχήμα 4.8 Τριγωνική κυματομορφή που επιτυγχάνεται στην έξοδο του σχήματος 4.7

Στον ολοκληρωτή, με τη φόρτιση και εκφόρτιση του πυκνωτή C1 παράγεται τριγωνικός παλμός, του οποίου τα όρια καθορίζονται από το συγκριτή υστέρησης. Η αντίσταση R2 ευθύνεται για τη συχνότητα του τριγωνικού παλμού

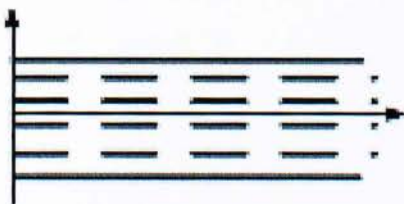
και αν αντικατασταθεί με ένα ποτενσιόμετρο επιτυγχάνεται η ρύθμιση της συχνότητας.

Σχήμα 4.9 Κυματομορφή

Αυτή η σχέση εκφράζεται μαθηματικά :

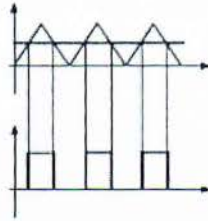
$$F = \frac{n}{4 \cdot R_2 \cdot C_1} \quad (4.3)$$

Από το ένα άκρο του πυκνωτή C1 οδηγείται ο τριγωνικός παλμός στην αναστρέφουσα είσοδο ενός συγκριτή. Στη μη αναστρέφουσα είσοδο του συγκριτή οδηγείται μια σταθερή τάση, η οποία ρυθμίζεται χειροκίνητα με ένα ποτενσιόμετρο. Από τη σύγκριση της τριγωνικής μορφής και της σταθερής τάσης προκύπτει μια τετραγωνική κυματομορφή.



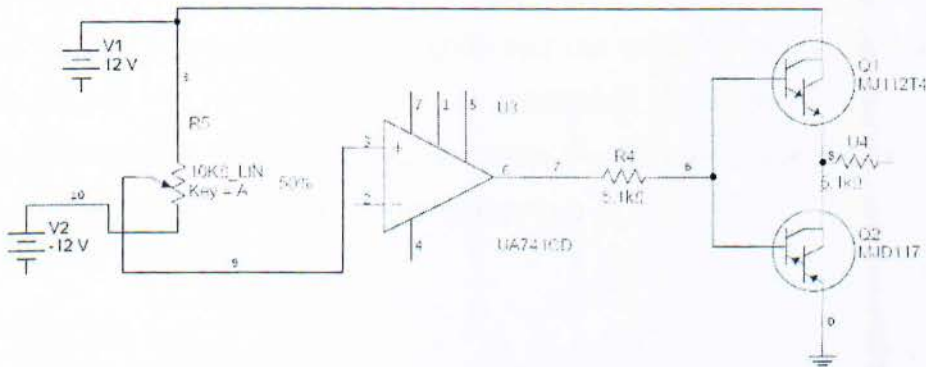
Σχήμα 4.9 Κυματομορφή σύγκρισης της τριγωνικής μορφής και της σταθερής τάσης.

Η τετραγωνική αυτή κυματομορφή οδηγείται σε μια ενισχυτική διάταξη, η οποία αποτελείται από ένα τρανζίστορ Darlington 112 NPN και από ένα τρανζίστορ Darlington 117 PNP. Το τρανζίστορ 112 είναι ορθά πολωμένο και τροφοδοτείται με 12V, ενώ το 117 είναι γειωμένο. Στη θετική ημιπερίοδο του τετραγωνικού παλμού, άγει το τρανζίστορ 112 και ενισχύει τη θετική τιμή του τετραγωνικού παλμού. Στην αρνητική ημιπερίοδο άγει το τρανζίστορ 117 και μηδενίζει οποιαδήποτε τάση.



Σχήμα 4.10 Κυματομορφή της τετραγωνικής μορφής που οδηγείται στην ενισχυτική μονάδα.

Ο τετραγωνικός παλμός από την έξοδο της ενισχυτικής διάταξης οδηγείται στη πύλη του Mosfet, το οποίο λειτουργεί διακοπτικά(σχήμα 4.11).



Σχήμα 4.11 Κύκλωμα Mosfet με διακοπτική λειτουργία.

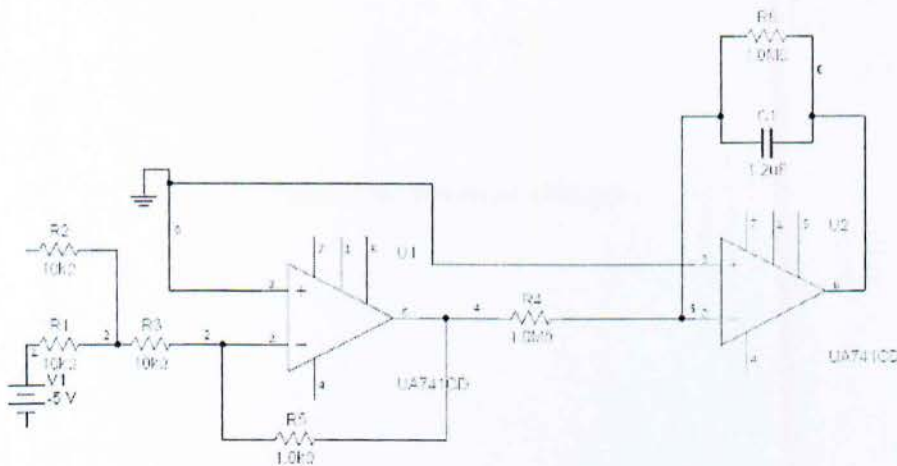
ΑΥΤΟΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΣ

Ο αυτόματος έλεγχος των στροφών του κινητήρα επιτυγχάνεται με τη βοήθεια μιας ταχογεννήτριας, αντί για χειροκίνητη ρύθμιση της τάσης.

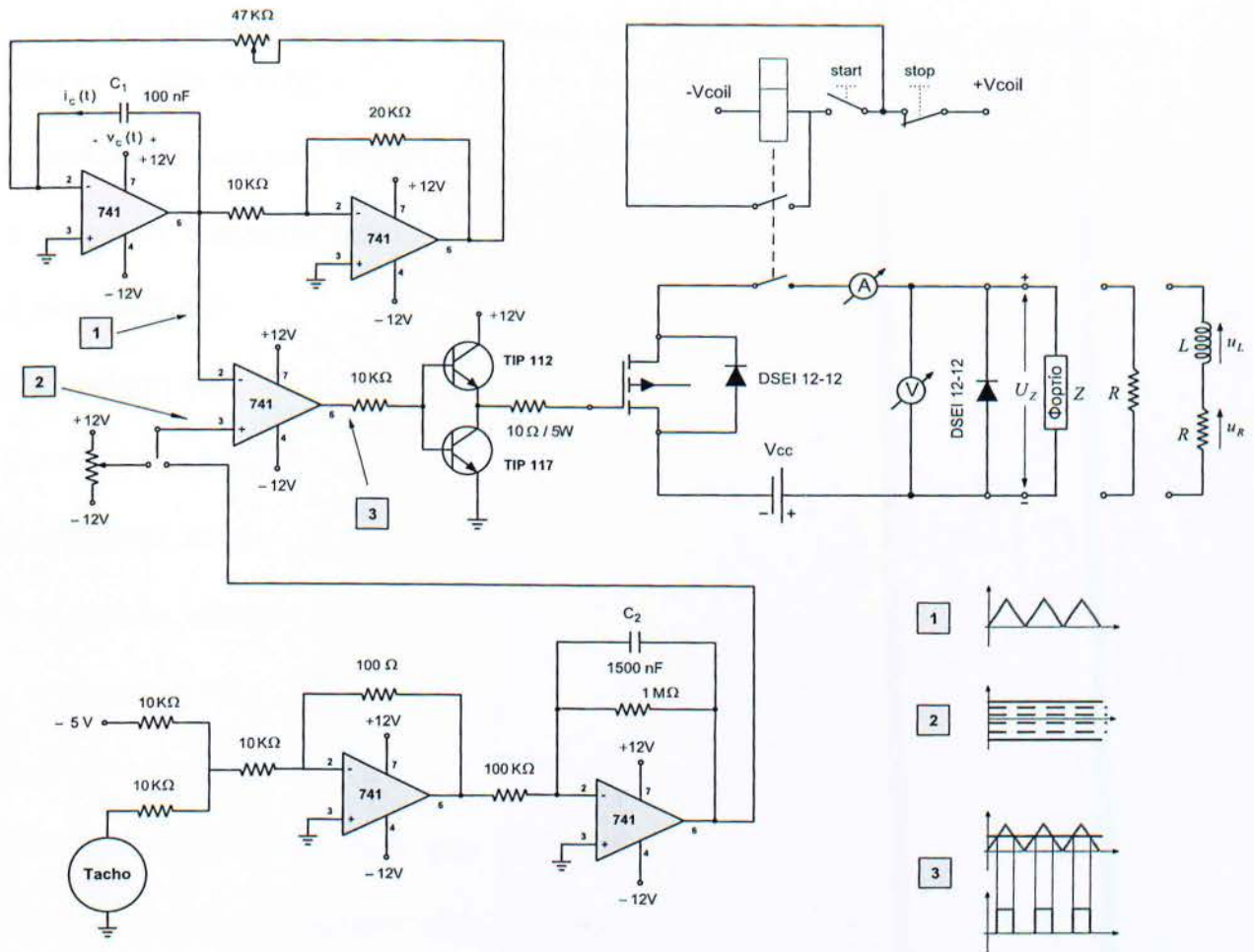
Στην έξοδο της ταχογεννήτριας λαμβάνεται μια τάση, η οποία είναι ανάλογη των στροφών του κινητήρα. Μαθηματικά εκφράζεται από την παρακάτω σχέση :

$$V_{ταχ} = K \cdot n \quad (4.4)$$

Η έξοδος της ταχογεννήτριας οδηγείται σε ένα κύκλωμα, το οποίο αποτελείται από έναν αθροιστή και έναν ολοκληρωτή. Ο αθροιστής έχει τάση αναφοράς τα $-5V$ και προσθέτει τις δύο τάσεις. Αν η διαφορά τους είναι διάφορη από το μηδέν, παράγεται στην έξοδό του μια τάση. Ο ολοκληρωτής ομαλοποιεί την αλλαγή της τάσης, γιατί όταν οι μεταβολές της τάσης γίνονται απότομα, τότε και οι μεταβολές της τάσης του κινητήρα γίνονται απότομα, με αποτέλεσμα τη μηχανική καταπόνηση του κινητήρα (σχήμα 4.11).



Σχήμα 4.11 Κύκλωμα με ολοκληρωτή και αθροιστή.



Θεωρητικό κύκλωμα ελέγχου

Τα υλικά που χρησιμοποιήθηκαν για την κατασκευή του κυκλώματος ελέγχου είναι τα εξής :

1 κεραμικός πυκνωτής 100nF

1 κεραμικός πυκνωτής 1500nF

1 αντίσταση 5Ω

1 αντίσταση 10Ω

5 αντιστάσεις 10KΩ

1 αντίσταση 20KΩ

1 αντίσταση 100KΩ

1 αντίσταση 1MΩ

5 τελεστικοί ενισχυτές 741

1 τρανζίστορ ενίσχυσης Darlington 112 NPN

1 τρανζίστορ ενίσχυσης Darlington 117 PNP

1 Mosfet (IRF 741)

2 δίοδοι DSEI 12-12

1 ρελλέ

2 button start – stop

1 ποτενσιόμετρο τάσης (-12V , +12V)

1 ποτενσιόμετρο συχνότητας (47KΩ)

3 ψήκτρες τρανζίστορ

Καλώδια σύνδεσης

1 ασφαλειοθήκη με ασφάλεια 4,5 A γρήγορης τήξης

1 ασφαλειοθήκη με ασφάλεια 1,5 Α γρήγορης τήξης

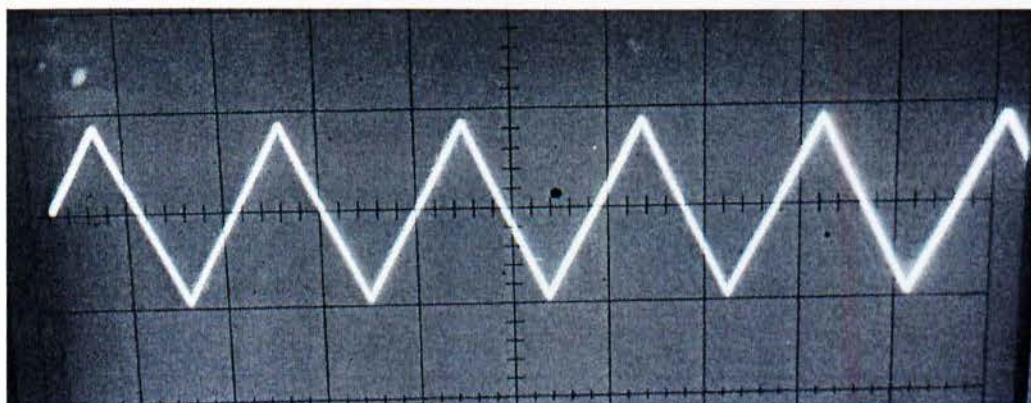
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΕΣ ΜΕΤΡΗΣΕΙΣ

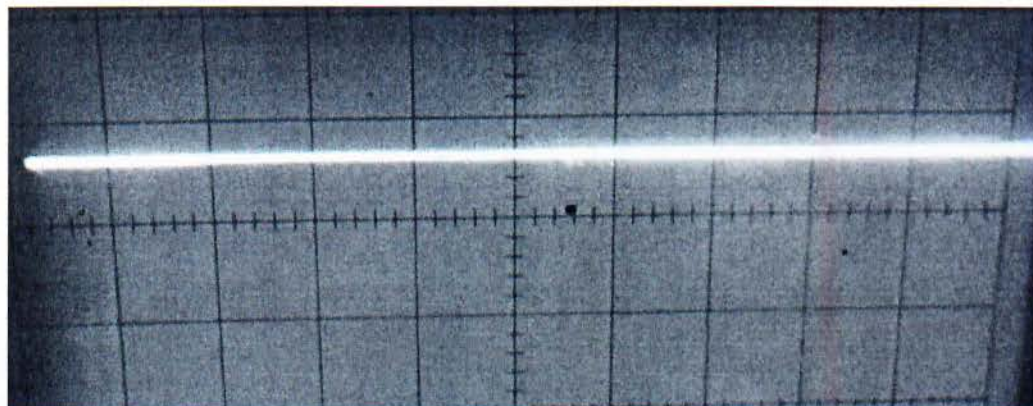
5.1 Εισαγωγή

Στο εργαστήριο πραγματοποιήθηκαν δυο κύκλοι μετρήσεων, ο πρώτος με ωμικό φορτίο και ο δεύτερος με ωμικό-επαγωγικό φορτίο. Σκοπός των μετρήσεων είναι η καλύτερη κατανόηση του τρόπου λειτουργίας ενός μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. (Chopper), καθώς και η απεικόνιση αυτών των λειτουργιών μέσω ενός παλμογράφου.

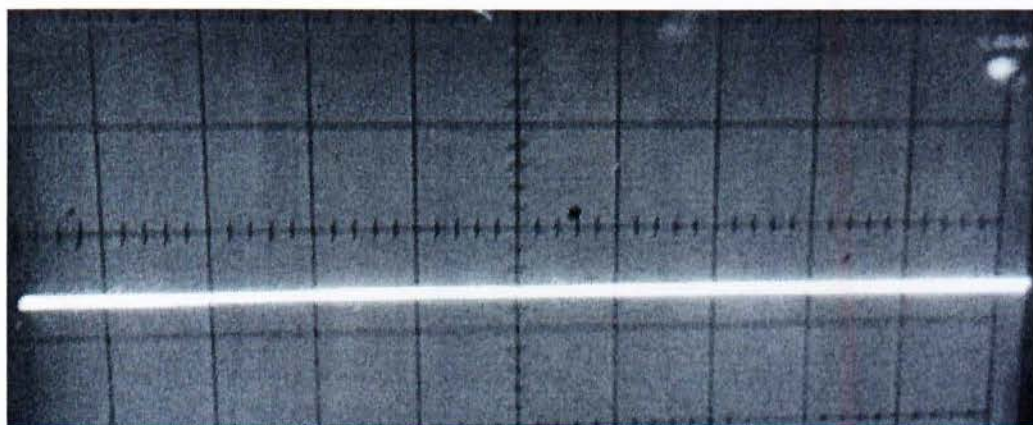
Παρατίθενται φωτογραφίες από τον τρόπο λειτουργίας του μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. (Chopper).



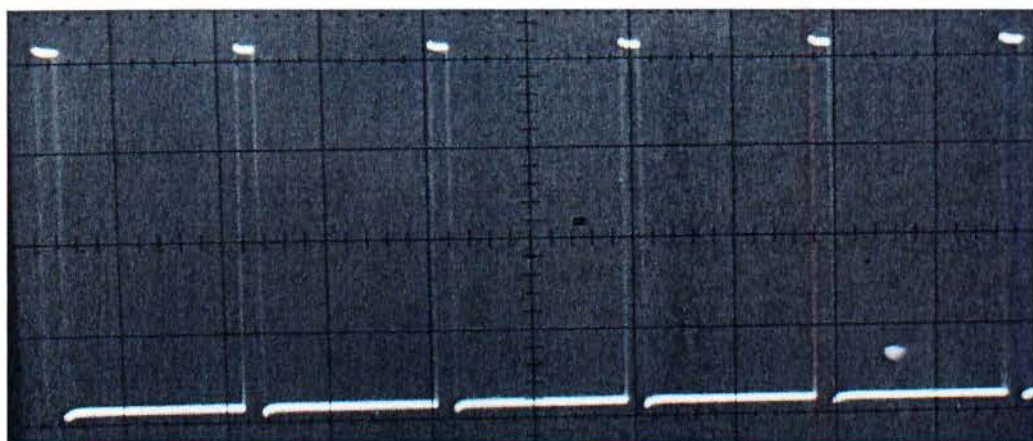
Γεννήτρια τριγωνικού παλμού



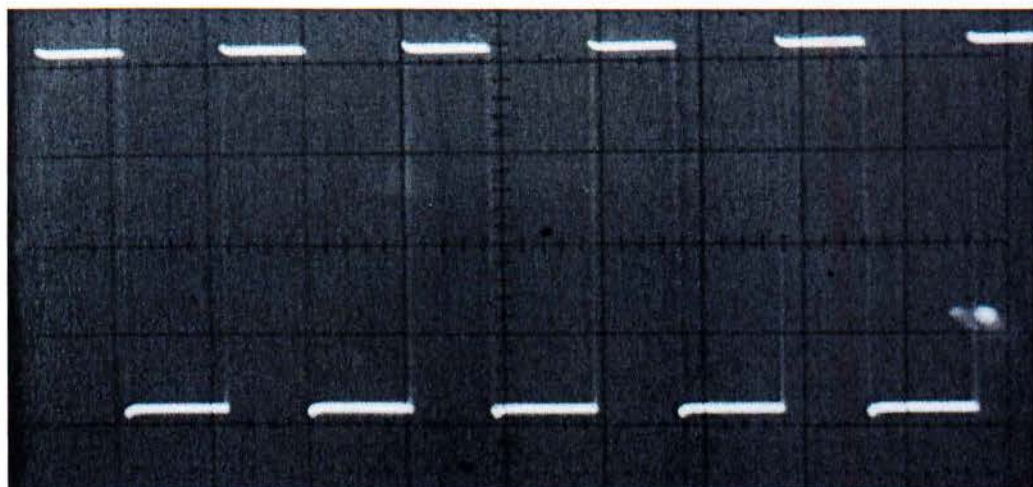
Τάση σύγκρισης άνω όριο



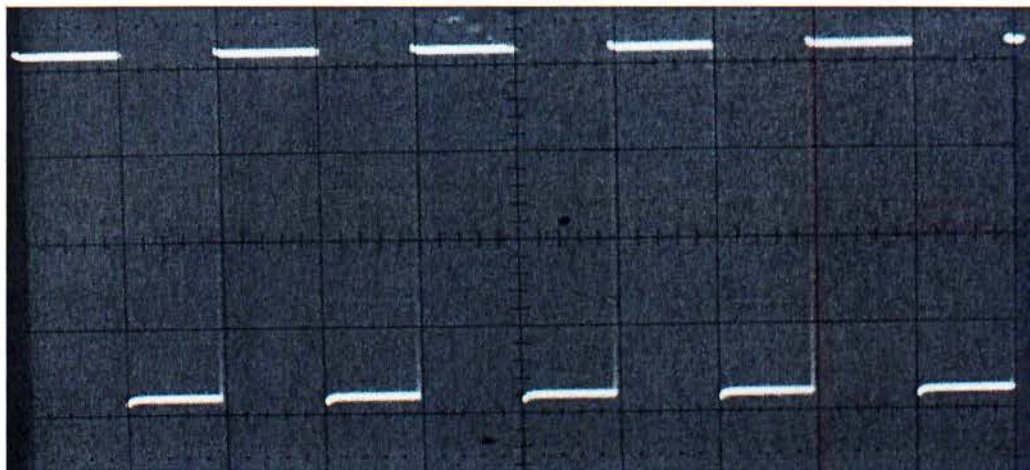
Τάση σύγκρισης κάτω όριο



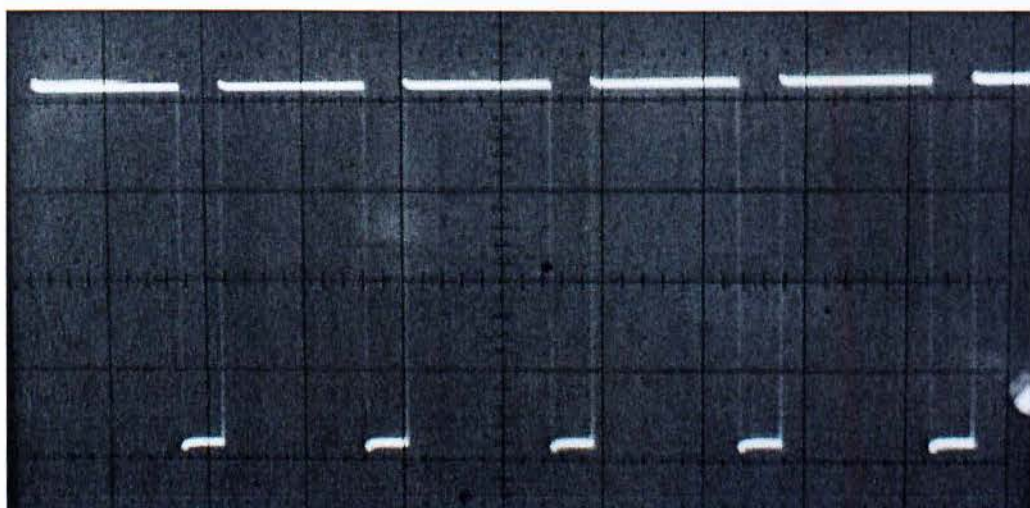
Παλμός στην πύλη του mosfet $t_{on}/T=0,1$



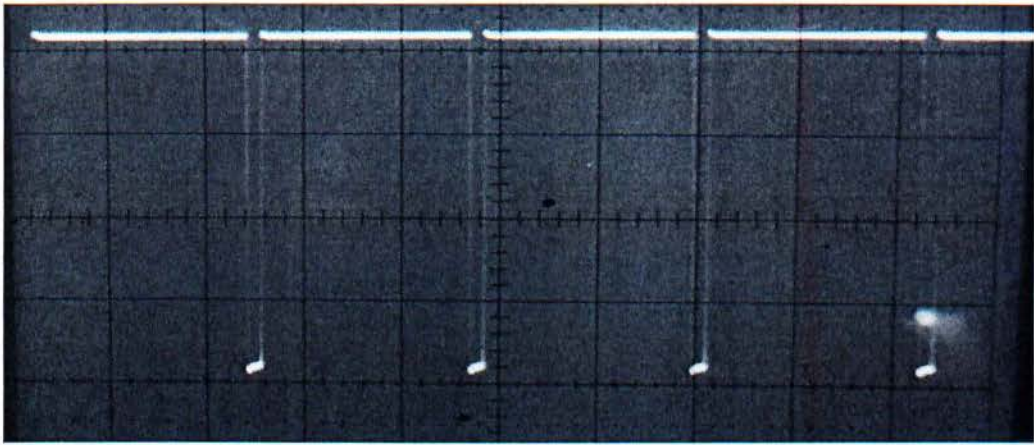
Παλμός στην πύλη του mosfet $t_{on}/T=0,4$



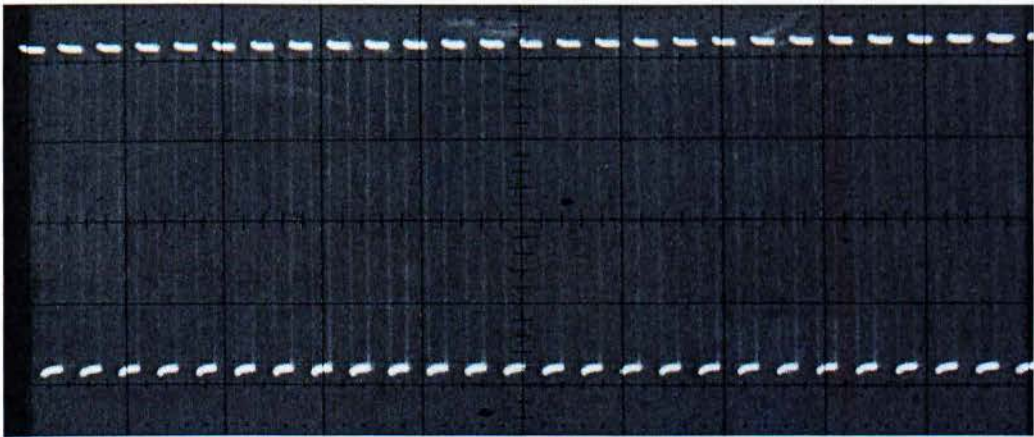
Παλμός στην πύλη του mosfet $t_{on}/T=0,5$



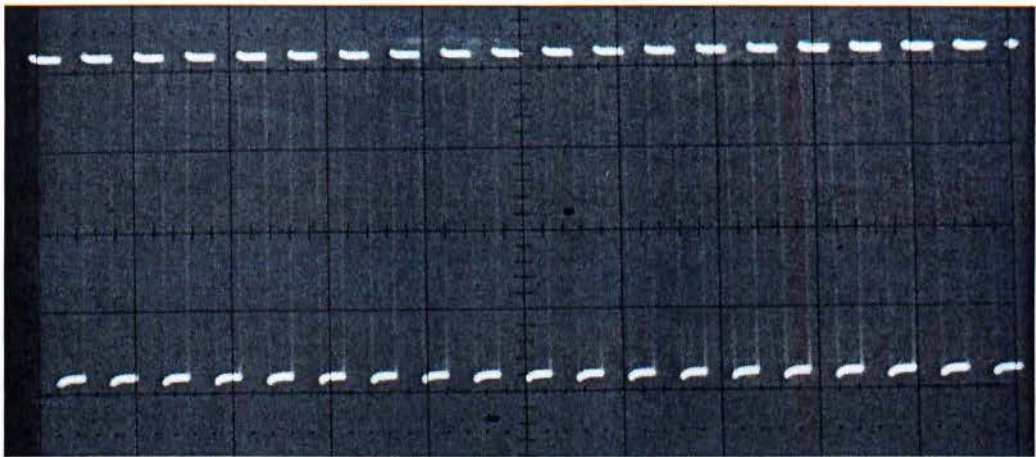
Παλμός στην πύλη του mosfet $t_{on}/T=0,8$



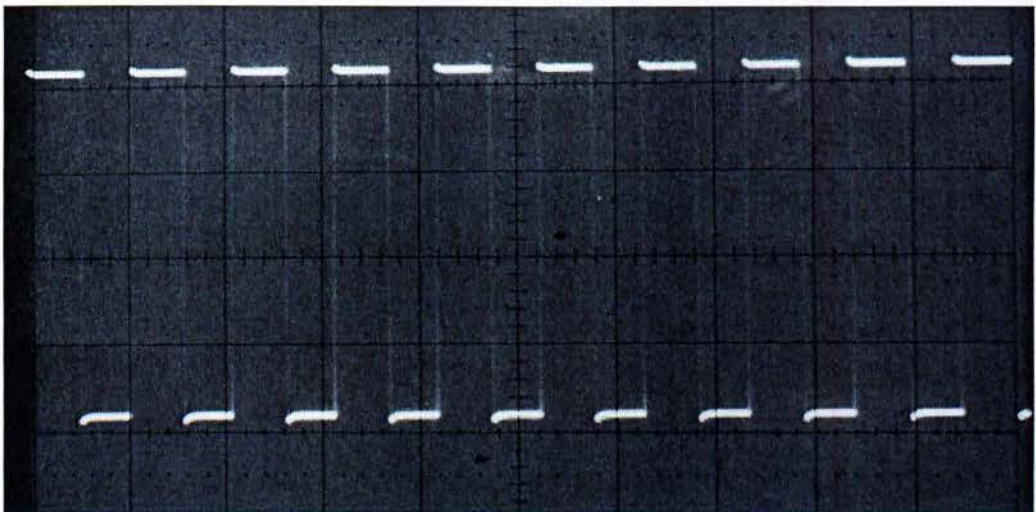
Παλμός στην πύλη του mosfet $t_{on}/T=0,9$



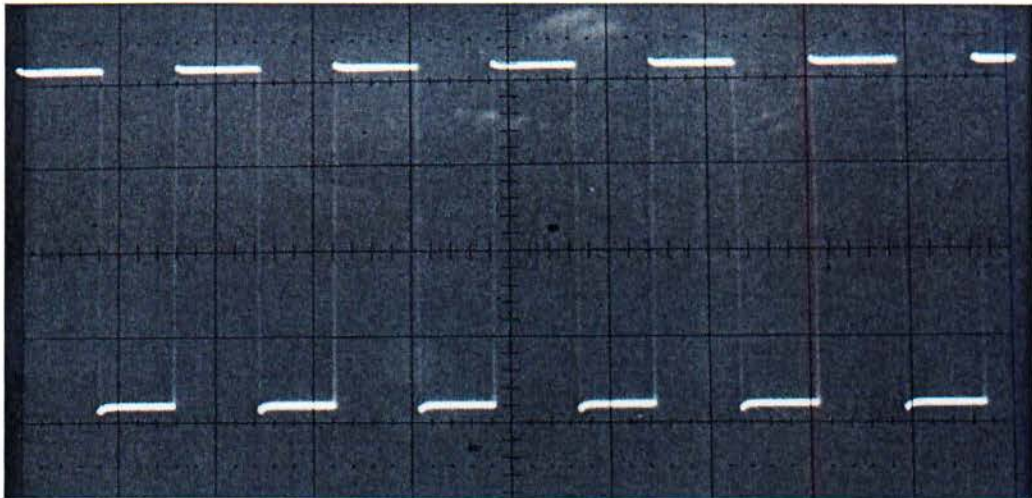
Παλμός στην πύλη του mosfet $t_{on}/T=0,5$ $T=0.2$ ms $f = 5000$ Hz



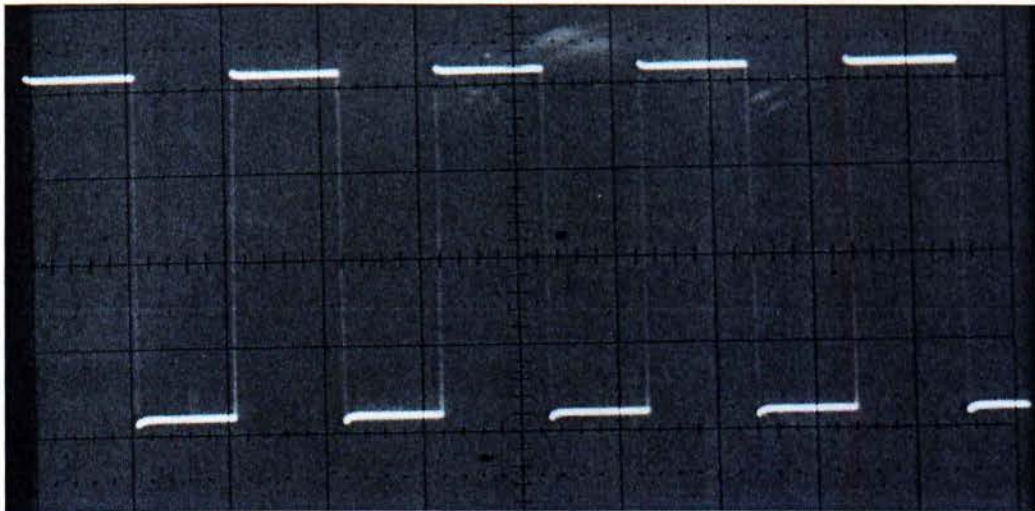
Παλμός στην πύλη του mosfet $ton/T=0,5$ $T=0.5$ ms $f = 2000$ Hz



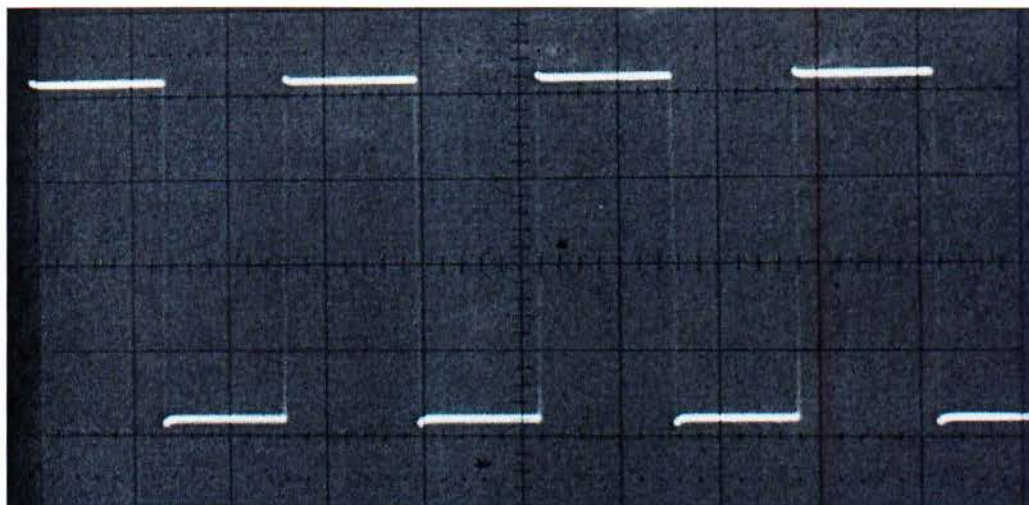
Παλμός στην πύλη του mosfet $ton/T=0,5$ $T=1$ ms $f = 1000$ Hz



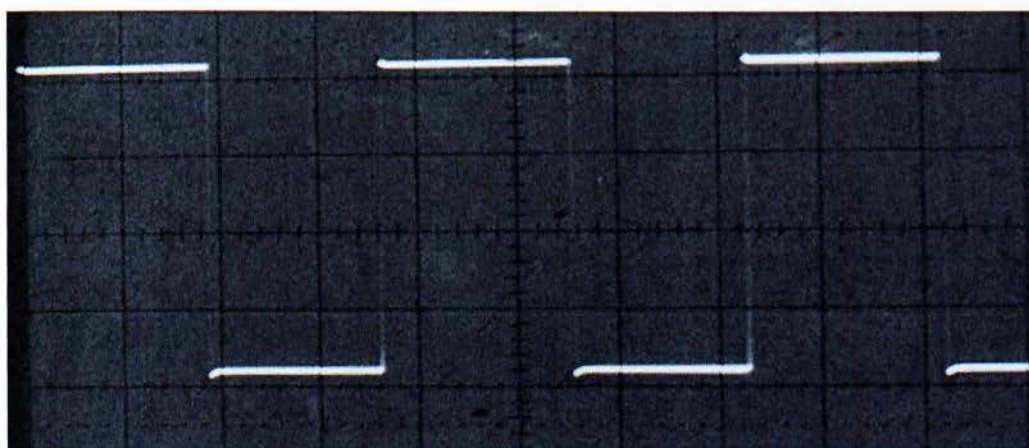
Παλμός στην πύλη του mosfet $t_{on}/T=0,5$ $T=2$ ms $f = 500$ Hz



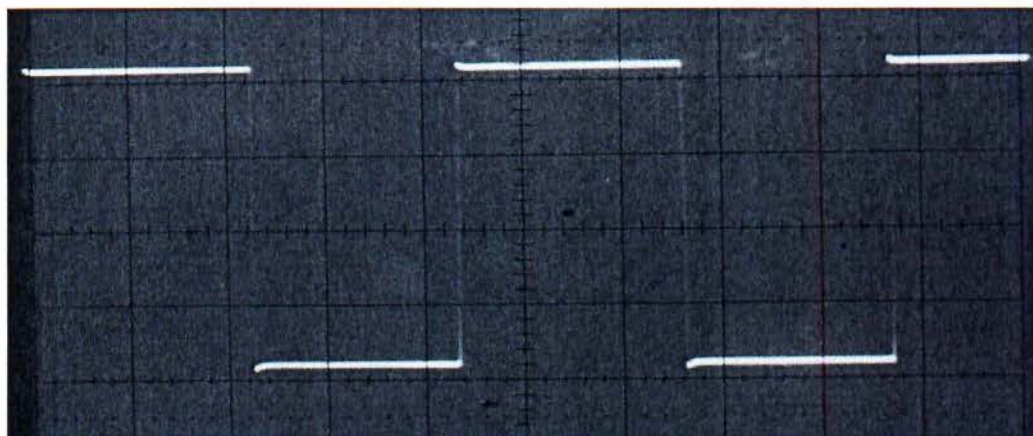
Παλμός στην πύλη του mosfet $t_{on}/T=0,5$ $T=2,5$ ms $f = 400$ Hz



Παλμός στην πύλη του mosfet $ton/T=0,5$ $T=3$ ms $f = 333$ Hz



Παλμός στην πύλη του mosfet $ton/T=0,5$ $T=4$ ms $f = 250$ Hz



Παλμός στην πύλη του mosfet $t_{on}/T=0,5$ $T=5$ ms $f = 200$ Hz

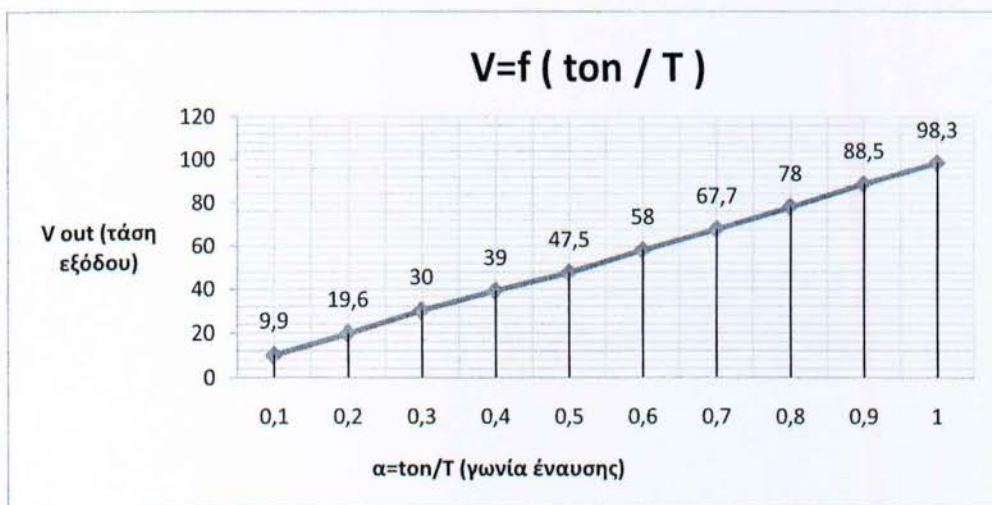
5.2 Ωμικό φορτίο

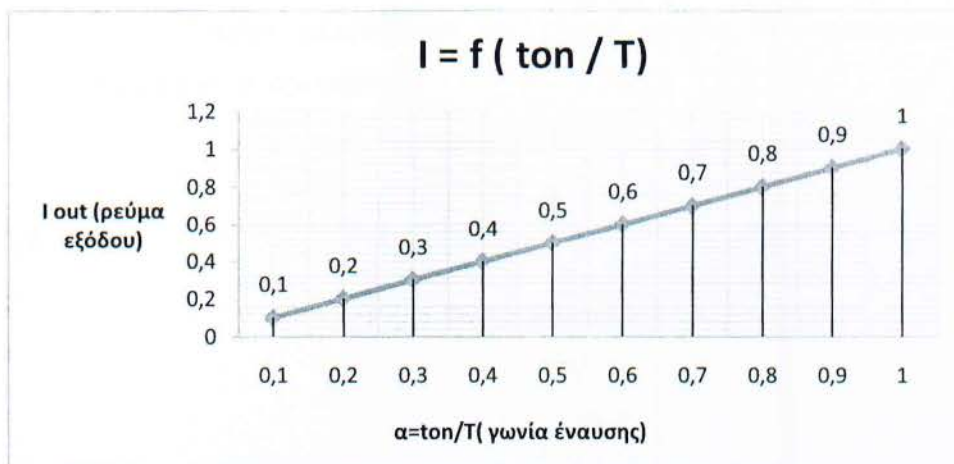
Ο πρώτος κύκλος των μετρήσεων με ωμικό φορτίο πραγματοποιείται με σταθερές τη περίοδο, συχνότητα και τάση εισόδου και για αυξητικό βήμα $\alpha=0,1$ μετρώνται η τάση εξόδου και το ρεύμα εξόδου αντίστοιχα.

ΩΜΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ $T= 2\text{ms}$ $f=500\text{hz}$

$R=100\Omega$ $V_{in}=100\text{V}$

A/A	$\alpha= (\text{ton}/T)$	Vout (V)	Iout (A)
1	0,1	9,9	0,1
2	0,2	19,6	0,2
3	0,3	30	0,3
4	0,4	39	0,4
5	0,5	47,5	0,5
6	0,6	58	0,6
7	0,7	67,7	0,7
8	0,8	78	0,8
9	0,9	88,5	0,9
10	1	98,3	1



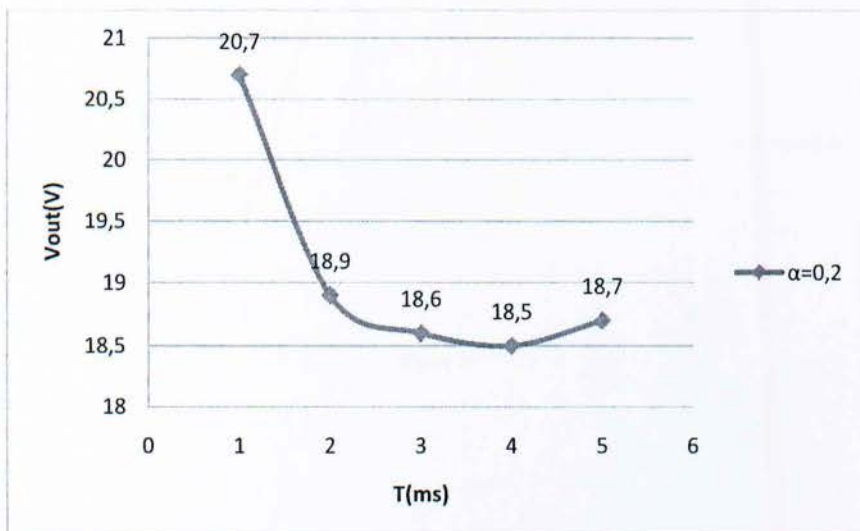


Παρατηρώντας τις μετρήσεις, καθώς και τις γραφικές παραστάσεις, εύκολα εξάγεται το συμπέρασμα ότι για αύξηση στις τιμές του α , υπάρχει ανάλογη αύξηση και στις τιμές της τάσης και ρεύματος εξόδου.

Ο δεύτερος κύκλος μετρήσεων για ωμικό φορτίο πραγματοποιείται για διαφορετικές τιμές του α και περίοδο T .

Για $\alpha=0,2$

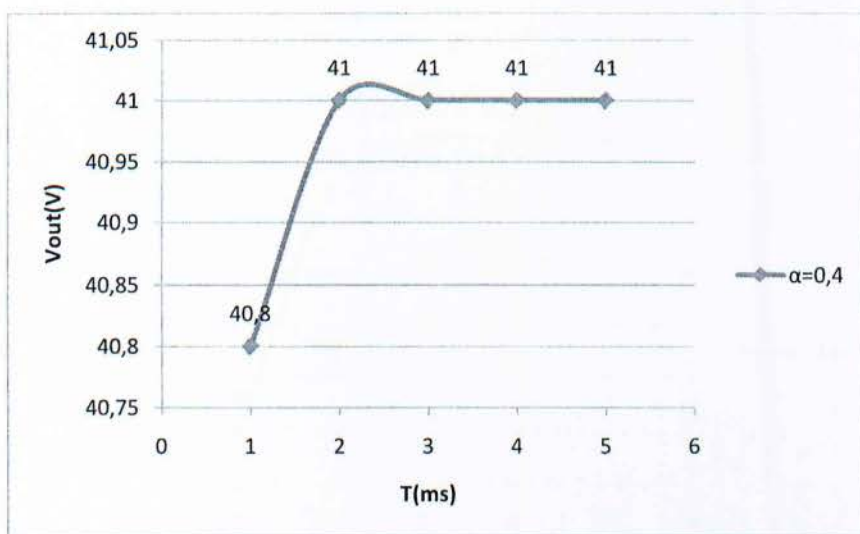
T (ms)	Iout (A)	Vout (V)
1	0,2	20,7
2	0,2	18,9
3	0,2	18,6
4	0,2	18,5
5	0,2	18,7



Για $\alpha=0,2$ η μέση τάση στο ωμικό φορτίο μειώνεται όσο μειώνεται η συχνότητα. Μείωση τάσης 9,66 %.

Για $\alpha=0,4$

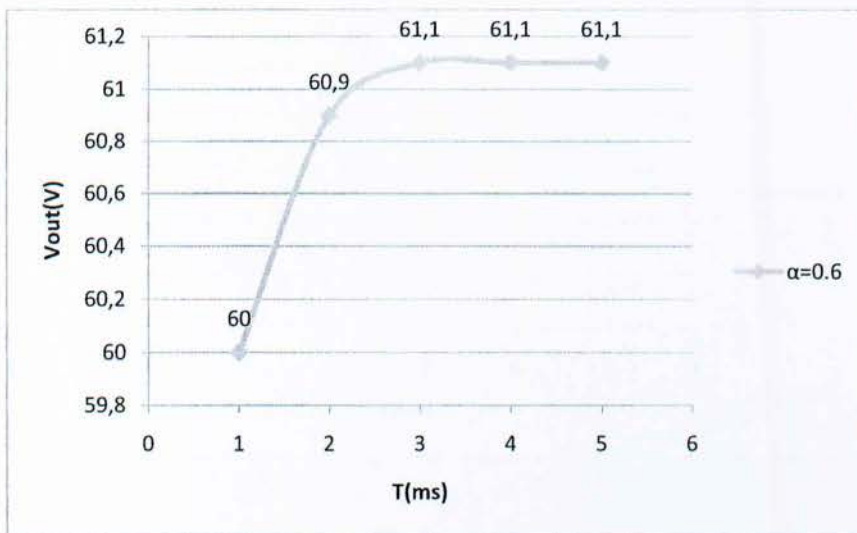
T (ms)	I _{out} (A)	V _{out} (V)
1	0,4	40,8
2	0,4	41
3	0,4	41
4	0,4	41
5	0,4	41



Για $\alpha=0,4$ η μέση τάση στο ωμικό φορτίο αυξάνεται απότομα όσο μειώνεται η συχνότητα. Αύξηση τάσης 0,5 %.

Για $\alpha=0,6$

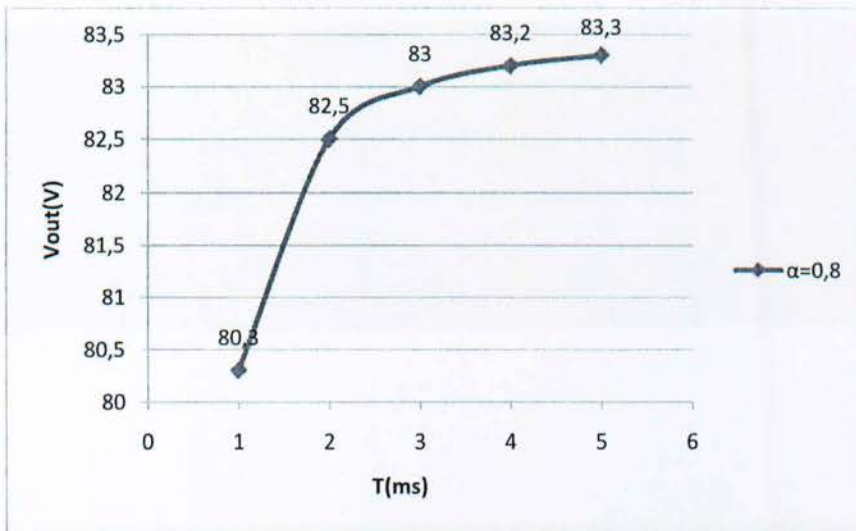
T (ms)	I _{out} (A)	V _{out} (V)
1	0,6	60
2	0,6	60,9
3	0,6	61,1
4	0,6	61,1
5	0,6	61,1



Για $\alpha=0,6$ η μέση τάση στο ωμικό φορτίο αυξάνεται πιο ομαλά όσο μειώνεται η συχνότητα. Αύξηση τάσης 1,8 %.

Για $\alpha=0,8$

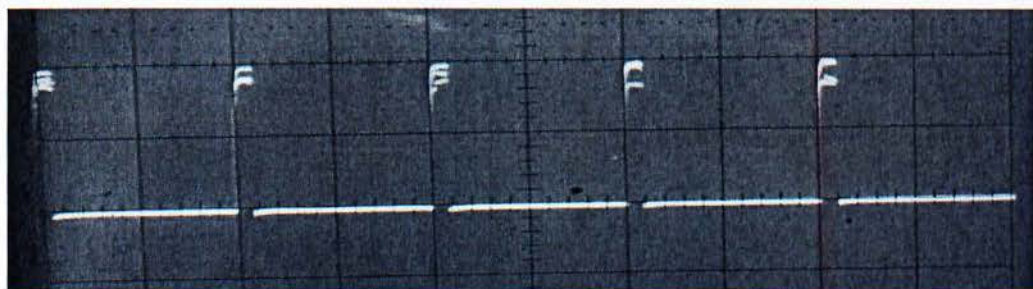
T (ms)	Iout (A)	Vout (V)
1	0,8	80,3
2	0,8	82,5
3	0,8	83
4	0,8	83,2
5	0,8	83,3



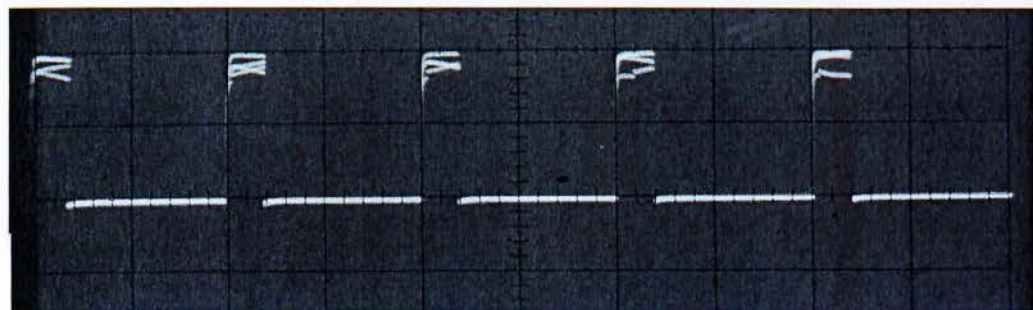
Για $\alpha=0,8$ η μέση τάση στο ωμικό φορτίο αυξάνεται περισσότερο ομαλά όσο μειώνεται η συχνότητα. Αύξηση τάσης 3,6 %.

Παρατίθενται φωτογραφίες από τον κύκλο μετρήσεων του ωμικού φορτίου.

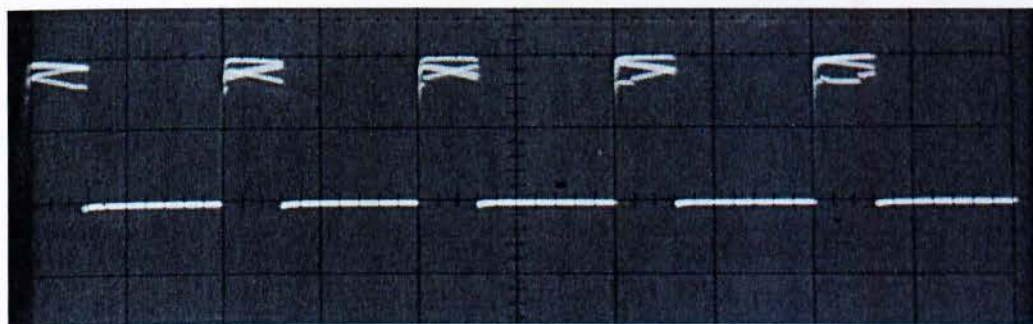
Ωμικό $T=2$ ms, $f=500$ hz, $R=100\Omega$ $V_{in}=100V$



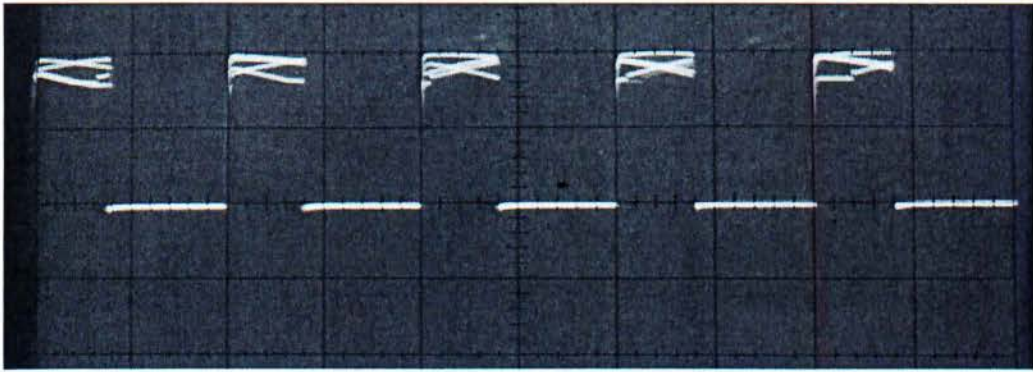
$a = 0.1$



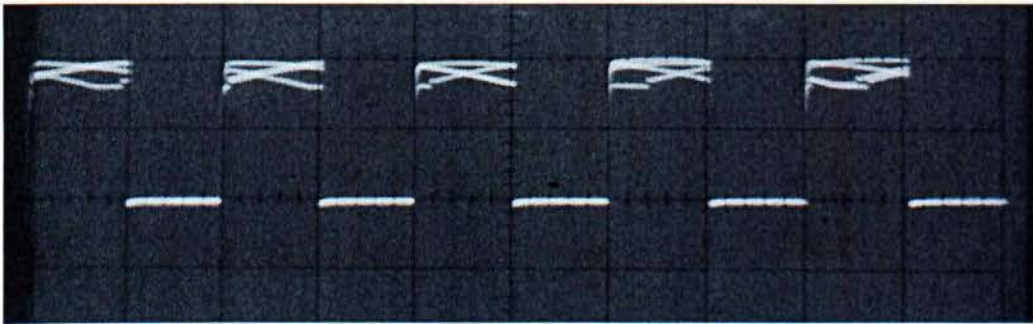
$a = 0.2$



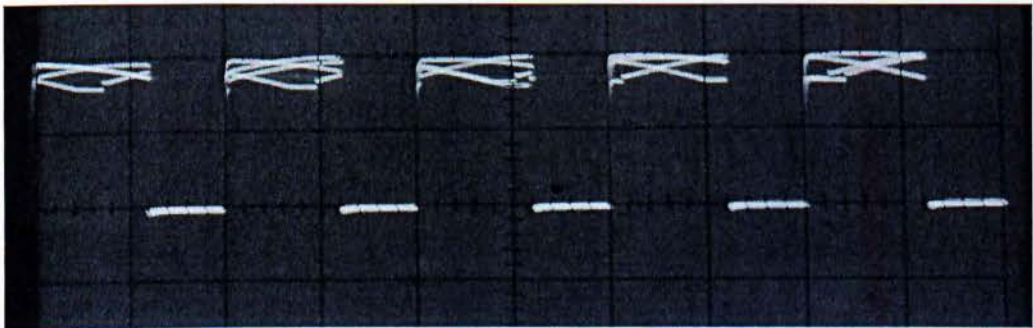
$a = 0.3$



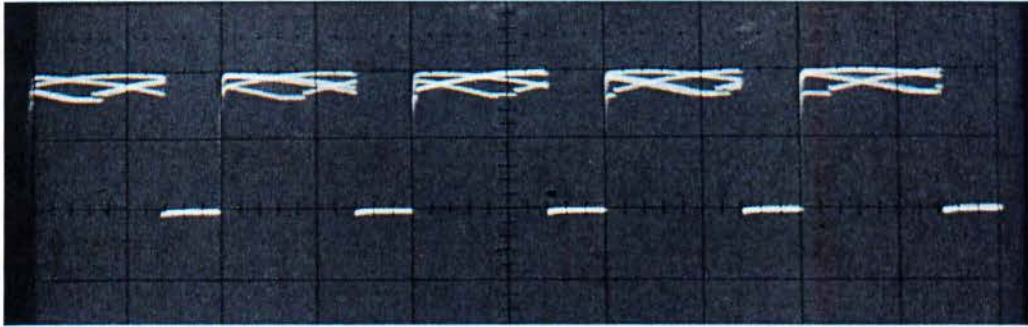
$a = 0.4$



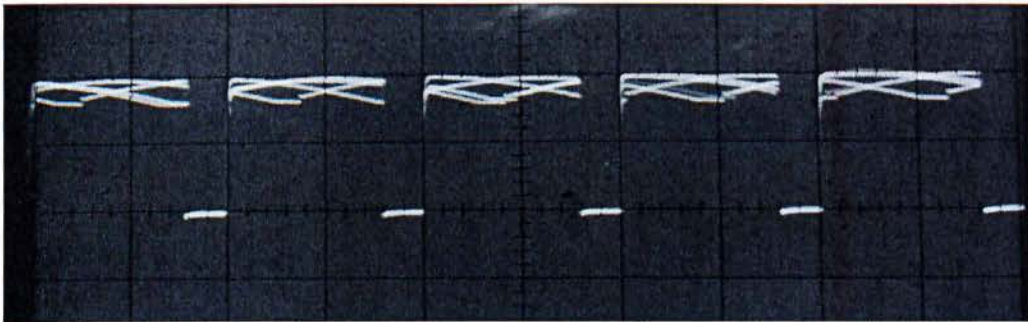
$a = 0.5$



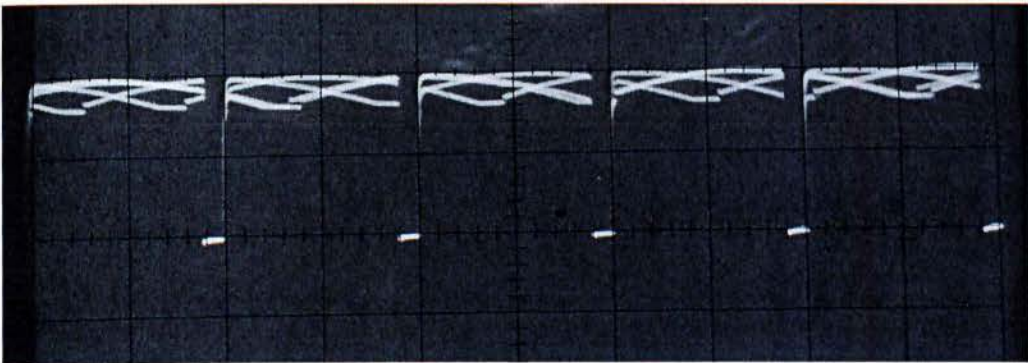
$a = 0.6$



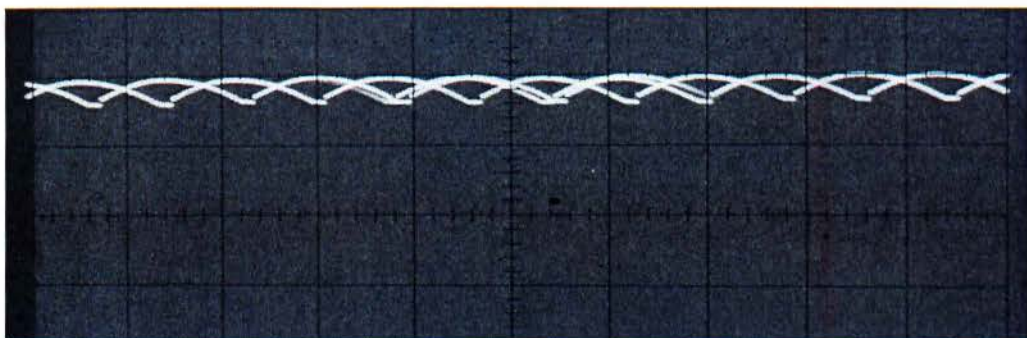
$a = 0.7$



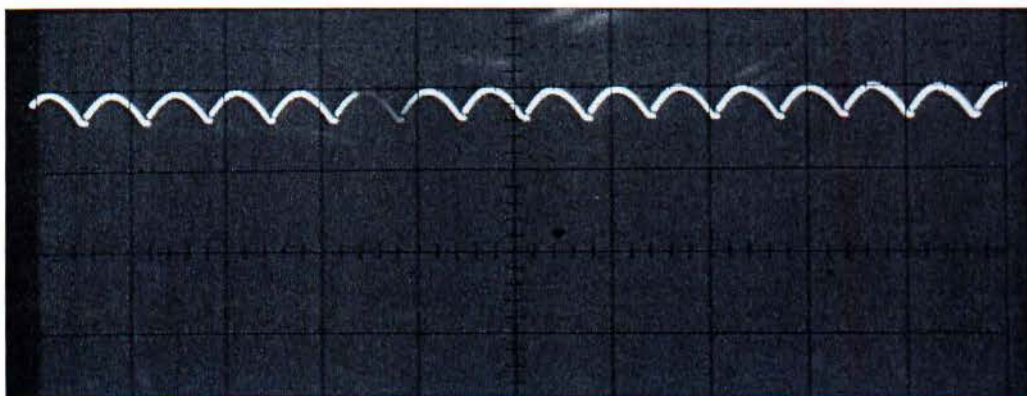
$a = 0.8$



$a = 0.9$



$a = 1$



$a = 1$

5.3 Ωμικό-επαγωγικό φορτίο

Πραγματοποιείται ο επόμενος κύκλος μετρήσεων για ωμικό-επαγωγικό φορτίο, στον οποίο το chopper συνδέεται με έναν κινητήρα και για διαφορετικές τιμές της συχνότητας f , καταγράφονται οι παρακάτω πειραματικές μετρήσεις.

CHOPPER ΩΜΙΚΟ - ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ (ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ) ΤΑΣΗ ΕΙΣΟΔΟΥ

100 V $T=1\text{ms}$ $f=1000\text{ Hz}$

A/A	$a=\text{ton}/T$	V_m (V)	I_m (A)	n (rpm)	P_m	T
1	0,2	22,8	0,89	400	20,29	0,485
2	0,4	42,8	1,17	900	50,08	0,532
3	0,6	62,4	1,42	1400	88,61	0,605
4	0,8	81	1,63	1800	132	0,701
5	1	93,5	1,8	2100	168,3	0,766

CHOPPER ΩΜΙΚΟ - ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ (ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ) ΤΑΣΗ ΕΙΣΟΔΟΥ

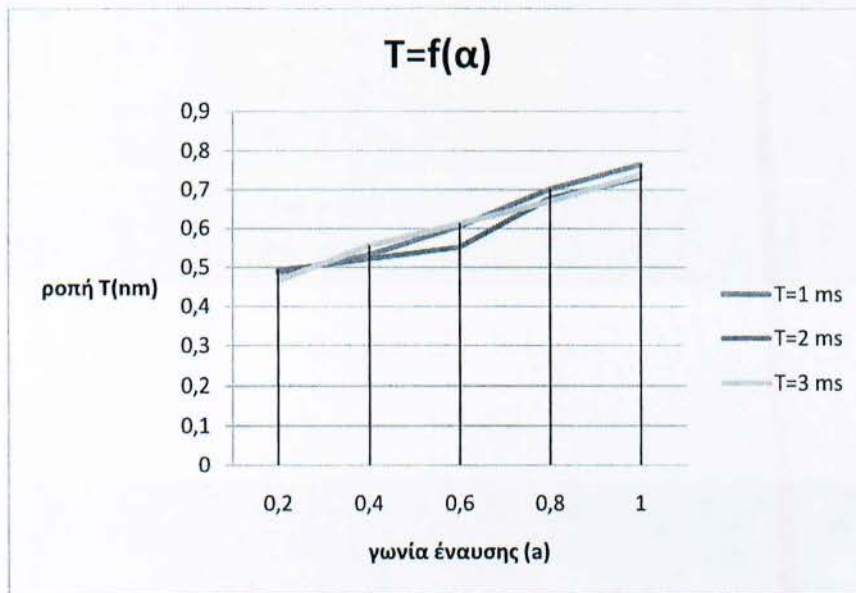
100 V $T=2\text{ms}$ $f=500\text{ Hz}$

A/A	$a=\text{ton}/T$	V_m	I_m	n (rpm)	P_m	T
1	0,2	23,4	0,88	400	20,59	0,492
2	0,4	44,3	1,17	950	51,83	0,521
3	0,6	61,2	1,32	1400	80,78	0,551
4	0,8	79,8	1,6	1800	127,7	0,678
5	1	93,5	1,76	2150	164,6	0,731

CHOPPER ΩΜΙΚΟ - ΕΠΑΓΩΓΙΚΟ ΦΟΡΤΙΟ (ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ) ΤΑΣΗ ΕΙΣΟΔΟΥ

100 V $T=4\text{ms}$ $f=250\text{ Hz}$

A/A	$a=\text{ton}/T$	V_m	I_m	n (rpm)	P_m	T
1	0,2	28,5	0,94	550	26,79	0,465
2	0,4	53	1,26	1150	66,78	0,555
3	0,6	68,5	1,45	1550	99,33	0,612
4	0,8	78	1,57	1750	122,5	0,669
5	1	93,5	1,74	2100	162,7	0,74



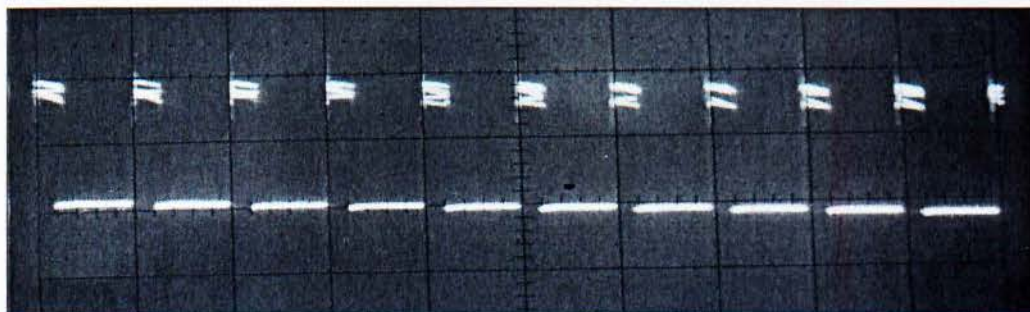
Για $T=2\text{ms}$ έχουμε μια μέση κατάσταση όσον αφορά την συνέχεια και την ασυνέχεια του κινητήρα.

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

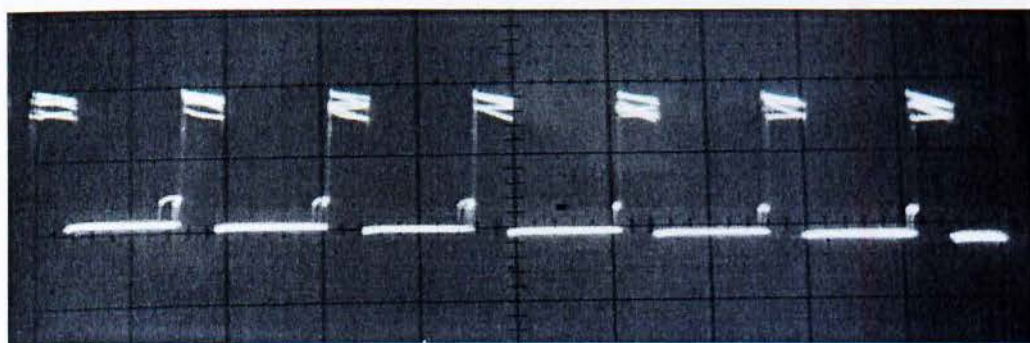
ρεύμα είναι πολύ μεγαλύτερο συγκριτικά με τις άλλες περιπτώσεις, ειδικά για $a=0,5-1$. Άρα έχουμε μεγαλύτερη ροπή.

Για $T=3\text{ms}$ ο κινητήρας δουλεύει με περισσότερες πιθανότητες ασυνέχειας μεγάλων διαστημάτων t_{off} (σε πραγματικό χρόνο). Αυτό μπορεί σημαίνει ότι το ρεύμα είναι μικρότερο συγκριτικά με τις άλλες περιπτώσεις, αλλά λόγω ασυνέχειας, για $a=0-0,5$, εμφανίζεται μεγάλη E_a που αυξάνει την ροπή.

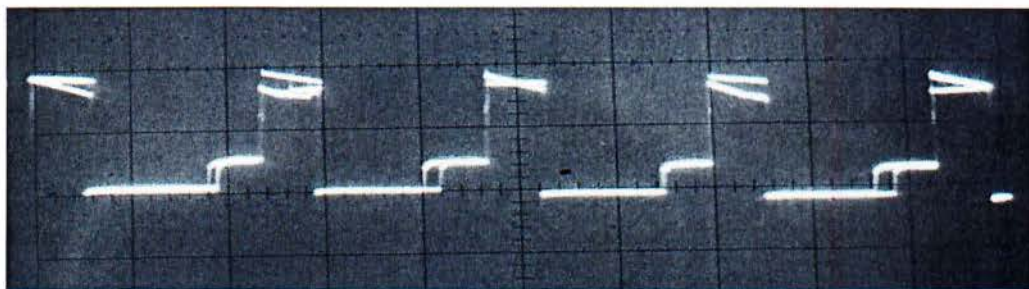
Παρατίθενται φωτογραφίες από τον κύκλο μετρήσεων του ωμικού-επαγωγικού φορτίου.



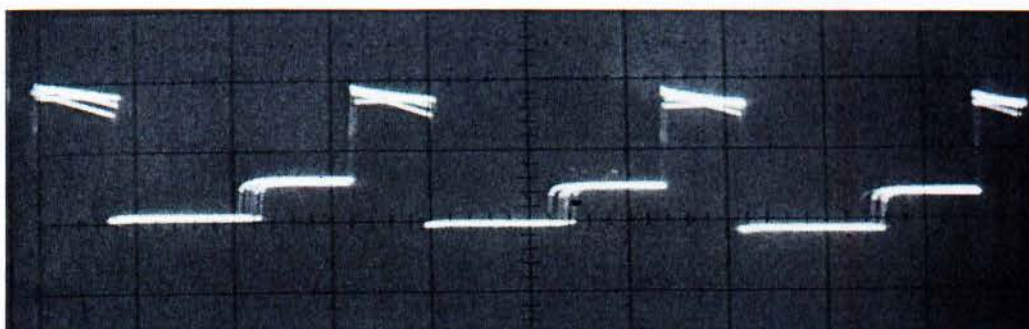
$t_{\text{on}}/T= 0,2 \quad T=1\text{ms}$



$t_{\text{on}}/T= 0,2 \quad T=1,5\text{ms}$

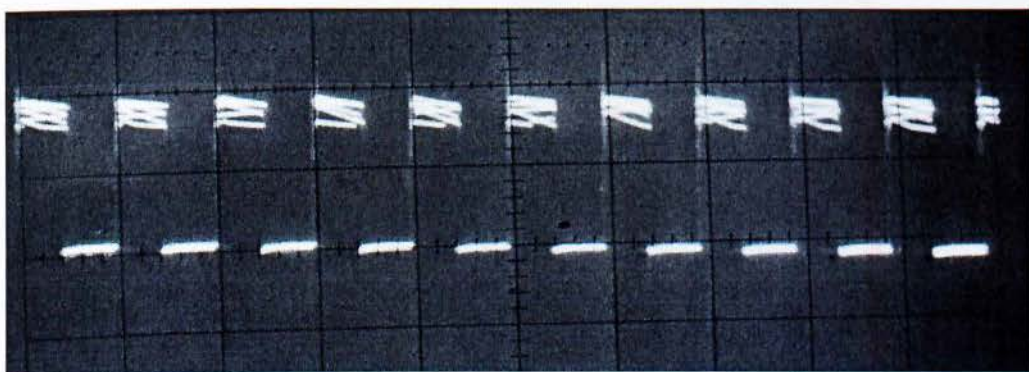


$\text{ton}/T = 0,2 \quad T = 2,5\text{ms}$

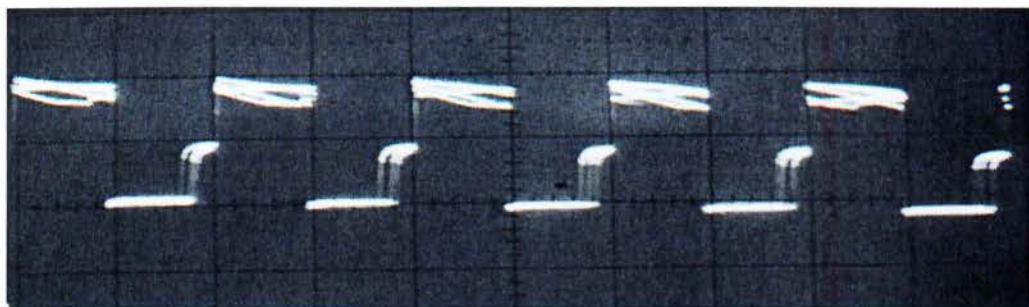


$\text{ton}/T = 0,2 \quad T = 3,5\text{ms}$

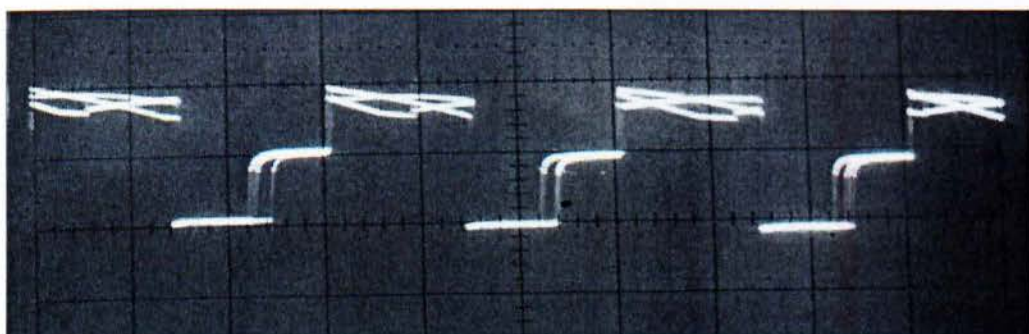
Όσο μεγαλώνει η περίοδος (μικραίνει η συχνότητα) μεγαλώνει η E_a (ασυνέχεια)



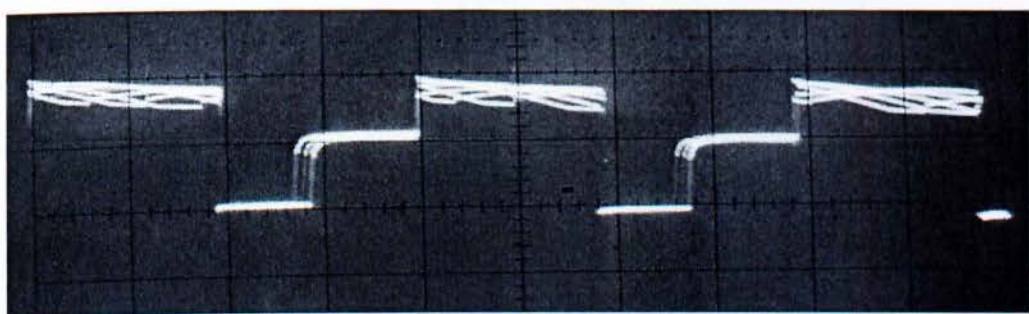
$\text{ton}/T = 0,5 \quad T = 1\text{ms}$



$\text{ton}/T = 0,5$ $T = 2\text{ms}$

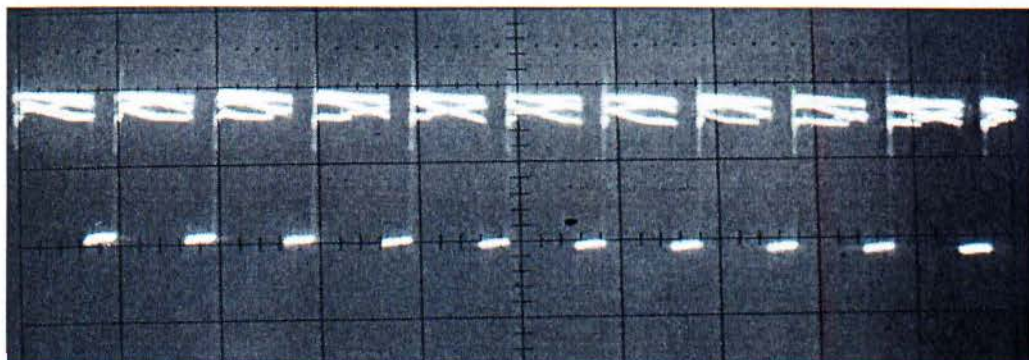


$\text{ton}/T = 0,5$ $T = 3\text{ms}$

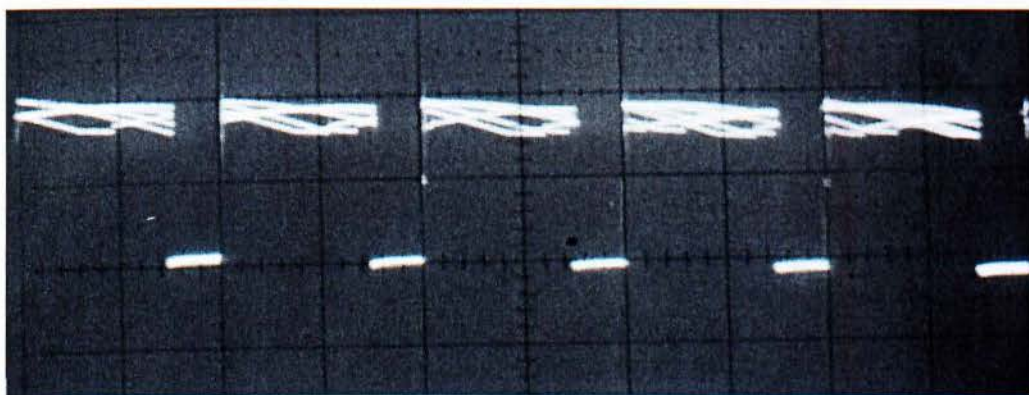


$\text{ton}/T = 0,5$ $T = 4\text{ms}$

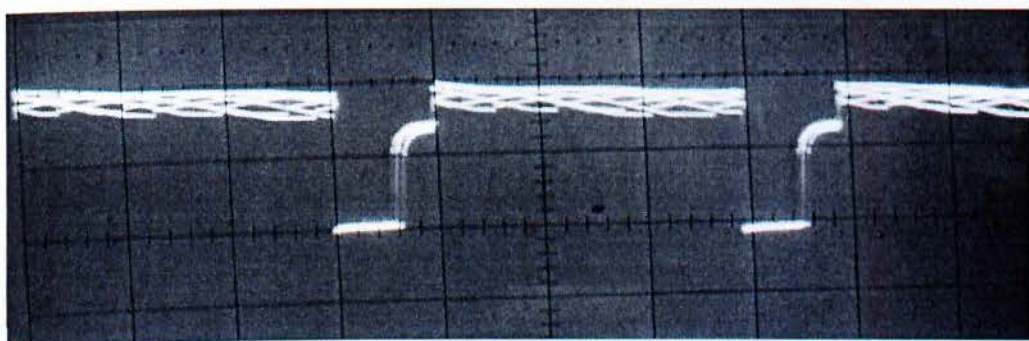
Όσο μεγαλώνει η περίοδος (μικραίνει η συχνότητα) μεγαλώνει η E_a (ασυνέχεια)



$\text{ton}/T = 0,7 \quad T = 1\text{ms}$



$\text{ton}/T = 0,7 \quad T = 2\text{ms}$



$\text{ton}/T = 0,7 \quad T = 4\text{ms}$

Όσο μεγαλώνει η περίοδος (μικραίνει η συχνότητα) μεγαλώνει η Εα (ασυνέχεια).

Λόγω του μεγάλου $\omega\ell/T$ η συνέχεια εμφανίζεται νωρίτερα. Για $T=2\text{ms}$ έχω συνέχεια, ενώ στις προηγούμενες περιπτώσεις έχω ασυνέχεια.

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

1. Ηλεκτρικές μηχανές AC – DC, Steven J. Chapman, Εκδόσεις Τζιόλα, 2003
2. Ηλεκτρονικά Ισχύος, Κιοσκερίδης Ιορδάνης, Εκδόσεις Τζιόλα, 2008
3. Ηλεκτρική Κίνηση, Μαλατέστας Παντελής, Εκδόσεις Τζιόλα, 2008
4. Εργαστηριακές ασκήσεις Ηλεκτρικής κίνησης, Πανελής Β. Μαλατέστας –Ηρακλής Αθ. Βυλλιώτης, Εκδόσεις Τζιόλα , 2005
5. Εργαστηριακές ασκήσεις Ηλεκτρονικών Ισχύος (με συνοπτική θεωρία), Πανελής Β. Μαλατέστας – Ηρακλής Αθ. Βυλλιώτης, Εκδόσεις Τζιόλα, 2004
6. Σημειώσεις θεωρίας μαθήματος Ηλεκτρονικών Ισχύος ΑΤΕΙ Πειραιά
7. Ηλεκτρικές μηχανές, Ι.Α. Τεγόπουλος, Εκδόσεις Συμμετρία, 1991
8. Αισθητήρες Μέτρησης και Ελέγχου, Peter Elgar, Εκδόσεις Τζιόλα, 2003
9. Βιομηχανικά Ηλεκτρονικά, Στέφανος Ν. Μανιάς – Αθανάσιος Καλετσάνος, Εκδόσεις Συμεών, 2003
10. Ηλεκτρονικά Ισχύος, Στέφανος Ν. Μανιάς, Εκδόσεις Συμεών, 2007
11. Αναλογική Εξομοίωση Συστημάτων, Δ. Καλλιγερόπουλος – Σ. Βασιλειάδου, Εκδόσεις Σύγχρονη Εκδοτική, 2005
12. Ηλεκτρονική, Albert Paul Malvino, Εκδόσεις Τζιόλα, 1995
13. Γενική Ηλεκτρονική Α+Β Τόμος, Κ.Α. Καρύμπακα, 2001
14. Πηγές INTERNET