



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΒΙΟΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ ΚΑΙ
ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΑΠΟΦΑΣΕΩΝ

**ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΓΙΑ ΡΥΘΜΙΣΗ ΣΤΡΟΦΩΝ
ΕΝΟΣ DC ΚΙΝΗΤΗΡΑ (ΙΣΧΥΟΣ 2KW) ΜΕΣΩ
ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ ΤΑΣΕΩΣ**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Γρηγόριος Α. Ζαφειράκης

Επιβλέπων : Μαρία Γ. Ιωαννίδου
Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2012



ΕΘΝΙΚΟ ΜΕΤΣΟΒΙΟ ΠΟΛΥΤΕΧΝΕΙΟ

ΣΧΟΛΗ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ
ΚΑΙ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΥΠΟΛΟΓΙΣΤΩΝ

ΤΟΜΕΑΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΒΙΟΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ ΚΑΙ
ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΑΠΟΦΑΣΕΩΝ

**ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΓΙΑ ΡΥΘΜΙΣΗ ΣΤΡΟΦΩΝ
ΕΝΟΣ DC ΚΙΝΗΤΗΡΑ (ΙΣΧΥΟΣ 2KW) ΜΕΣΩ
ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ ΤΑΣΕΩΣ**

ΔΙΠΛΩΜΑΤΙΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

Γρηγόριος Α. Ζαφειράκης

Επιβλέπων : Μαρία Γ. Ιωαννίδου
Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

Εγκρίθηκε από την τριμελή εξεταστική επιτροπή την 17^η Οκτωβρίου, 2012.

.....
Ν. Θεοδώρου
Καθηγητής Ε.Μ.Π.

.....
Μ. Ιωαννίδου
Καθηγήτρια Ε.Μ.Π.

.....
Π. Τσαραμλάρης
Λέκτορας Ε.Μ.Π.

Αθήνα, Οκτώβριος 2012

.....
Γρηγόριος Α. Ζαφειράκης

Διπλωματούχος Ηλεκτρολόγος Μηχανικός και Μηχανικός Υπολογιστών Ε.Μ.Π.

Copyright © Γρηγόριος, Ζαφειράκης, 2012

Με επιφύλαξη παντός δικαιώματος. All rights reserved.

Απαγορεύεται η αντιγραφή, αποθήκευση και διανομή της παρούσας εργασίας, εξ ολοκλήρου ή τμήματος αυτής, για εμπορικό σκοπό. Επιτρέπεται η ανατύπωση, αποθήκευση και διανομή για σκοπό μη κερδοσκοπικό, εκπαιδευτικής ή ερευνητικής φύσης, υπό την προϋπόθεση να αναφέρεται η πηγή προέλευσης και να διατηρείται το παρόν μήνυμα. Ερωτήματα που αφορούν τη χρήση της εργασίας για κερδοσκοπικό σκοπό πρέπει να απευθύνονται προς τον συγγραφέα.

Οι απόψεις και τα συμπεράσματα που περιέχονται σε αυτό το έγγραφο εκφράζουν τον συγγραφέα και δεν πρέπει να ερμηνευθεί ότι αντιπροσωπεύουν τις επίσημες θέσεις του Εθνικού Μετσόβιου Πολυτεχνείου.

ΠΕΡΙΛΗΨΗ

Σκοπός της διπλωματικής εργασίας είναι η μελέτη ενός μετατροπέα υποβιβασμού τάσεως 0-200V για την ρύθμιση των στροφών ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος ισχύος 2kW. Ο έλεγχος αυτός μπορεί να επιτευχθεί είτε χειροκίνητα (MANUAL), τοποθετώντας στην είσοδο παροχή συνεχούς ρεύματος και περιστρέφοντας το ποτενσιόμετρο, είτε αυτόματα, με τη χρήση μίας ταχογεννήτριας. Για την βέλτιστη κατανόηση της διπλωματικής εργασίας έγινε και κατασκευή του εν λόγω μετατροπέα.

ΛΕΞΕΙΣ ΚΛΕΙΔΙΑ

Μεταροπέας DC-DC, τελεστικός ενισχυτής, κινητήρας DC, MOSFET, ταλαντωτής, ολοκληρωτής, ταχογεννήτρια.

ABSTRACT

The scope of the present thesis is the research on the attitude of a step down DC-DC converter 0-200V in order to control the speed of a DC engine 2kW. This control of speed can be managed either manual by applying in the input DC current and by turning the potentiometer or automatic by using a tachogenerator.

For better understanding of the theoretical part of this thesis, the circuit of the step down DC-DC converter was constructed.

KEY WORDS

DC-DC converter, electronic amplifiers, DC motor, MOSFET, oscillator, differential amplifier, differential amplifier, tachogenerator.

ΕΥΧΑΡΙΣΤΙΕΣ

Η διπλωματική αυτή εργασία εκπονήθηκε κατά το ακαδημαϊκό έτος 2011-2012 υπό την επίβλεψη της κ. Μαρίας Ιωαννίδου, καθηγήτριας του Ε.Μ.Π. της σχολής Ηλεκτρολόγων Μηχανικών και Μηχανικών Υπολογιστών, στην οποία οφείλω ιδιαίτερες ευχαριστίες για την ανάθεσή της και την εμπιστοσύνη που μου έδειξε δίνοντας μου την ευκαιρία να ασχοληθώ με ένα τόσο ενδιαφέρον θέμα. Τέλος, θα ήθελα να ευχαριστήσω όλους τους συνάδελφους και φίλους και πιο πολύ τους γονείς μου και την γυναίκα μου για τη στήριξη, την υπομονή και τη βοήθεια τους όλα τα χρόνια των σπουδών μου.

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1: ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΟΙ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ DC-DC

1.1	Εισαγωγή	1
1.2	Έλεγχος των μετατροπέων DC-DC	2
1.3	Μετατροπέας DC-DC υποβιβασμού τάσης	4

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2: ΕΛΕΓΧΟΣ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ DC ΜΕΣΩ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ DC-DC

2.1	Γενικά	6
2.2	Συνεχής αγωγή	8
2.3	Ασυνεχής αγωγή	11
2.4	Μέση και ενεργός τιμή του ρεύματος – ισχύς	12

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3: ΚΥΚΛΩΜΑ ΕΛΕΓΧΟΥ

3.1	Τελεστικός ενισχυτής	14
3.2	Ταλαντωτής	14
3.3	Ολοκληρωτής	15
3.4	Αθροιστής	17
3.5	Συγκριτής	18
3.6	Συγκριτής υστέρησης	19
3.7	Ταχογεννήτρια	20
3.8	Γενικά για το κύκλωμα ελέγχου	20
3.9	Έλεγχος της τάσης εξόδου των μετατροπέων DC-DC με την τεχνική PWM	26

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4: ΚΥΚΛΩΜΑ ΙΣΧΥΟΣ

4.1	Γενικά για το MOSFET	28
4.2	Διακοπτικές χαρακτηριστικές του MOSFET	30
4.3	Περιοχή ασφαλούς λειτουργίας των MOSFET ισχύος (SOA)	36
4.4	Κύκλωμα οδήγησης για MOSFET	36
4.5	Παράδειγμα μετατροπέων ισχύος με MOSFET	38

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5: ΚΑΤΑΣΚΕΥΑΣΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ

5.1	Υλικά κατασκευής μετατροπέα	45
-----	-----------------------------	----

5.2	Τροφοδοτικό	46
5.2.1	Μετασηματιστής τάσεω	47
5.2.2	Ανόρθωση	47
5.2.3	Φιλτράρισμα	47
5.2.4	Σταθεροποίηση	48
5.3	Πλακέτες (σχεδιασμός -κατασκευή)	50
5.4	Τελεστικός ενισχυτής LM741	54
5.5	Λειτουργία – περιγραφή κατασκευαστικού μέρους	54
5.5.1	Μπόρνες	55

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Α: ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΙ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ

A.1	Εισαγωγή	58
A.2	Τελεστικός ενισχυτής	59
A.3	Ιδανικός τελεστικός ενισχυτής	62
A.4	Χρήσιμα κυκλώματα ΤΕ	63
A.4.1	Αναστρέφων ενισχυτής	63
A.4.2	Μη αναστρέφων ενισχυτής	64
A.4.3	Ακόλουθος τάσης	65
A.4.4	Αθροιστικός ενισχυτής	67
A.4.5	Διαφορικός ενισχυτής	68
A.5	Κυκλώματα ΤΕ με αντιστάσεις και πυκνωτές	69
A.5.1	Ολοκληρωτής (ενισχυτής ολοκλήρωσης)	69
A.5.2	Διαφοριστής (ενισχυτής διαφόρισης)	70

ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ Β: ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ DC

B.1	Κατηγορίες DC κινητήρων	70
B.2	Διερεύνηση των εξισώσεων του κινητήρα	71
B.3	Κινητήρας DC παράλληλης διέγερσης	72
B.4	Κινητήρας διέγερσης σειράς	73
B.5	Κινητήρας σύνθετης διέγερσης	75

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	76
---------------------	----

ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΟΙ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ

DC-DC

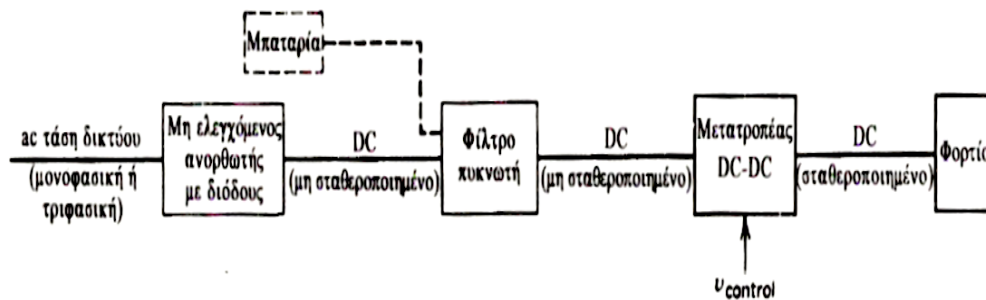
1.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Οι μετατροπείς DC-DC χρησιμοποιούνται ευρέως σε σταθεροποιημένες DC τροφοδοσίες διακοπτικού τύπου και σε εφαρμογές DC κινητήριων συστημάτων. Στο Σχήμα 1.1 παρατηρείται ότι η είσοδος αυτών των μετατροπέων είναι συχνά μια μη σταθεροποιημένη DC τάση, η οποία λαμβάνεται με ανόρθωση της τάσης του δικτύου. Λόγω της μεταβολής του πλάτους της τάσης του δικτύου, η DC τάση αυξομειώνεται. Οι DC-DC μετατροπείς χρησιμοποιούνται για τη μετατροπή της μη σταθεροποιημένης DC εισόδου σε μια ελεγχόμενη DC έξοδο.

Τα είδη των μετατροπέων DC-DC είναι:

- Μετατροπέας υποβιβασμού τάσης.
- Μετατροπέας ανύψωσης τάσης.
- Μικτός μετατροπέας (υποβιβασμού και ανύψωσης τάσης).
- Μετατροπέας του Cúk.
- Μετατροπέας με πλήρη γέφυρα.

Από αυτούς τους πέντε μετατροπείς DC-DC, μόνο οι μετατροπείς υποβιβασμού και ανύψωσης της τάσης είναι οι βασικοί.



Σχήμα 1.1: Σύστημα μετατροπέα DC-DC.

Ο κερματιστής μπορεί να θεωρηθεί ότι είναι το ισοδύναμο του μετασχηματιστή στο συνεχές ρεύμα, εφόσον μια σταθερή τάση στην είσοδο του, μετατρέπεται στην έξοδο σε μια συνεχή τάση διαφορετικής τιμής, παρέχοντας επιπλέον τη δυνατότητα της αναλογικής μεταβολής του «λόγου μετασχηματισμού» σε ευρή όρια.

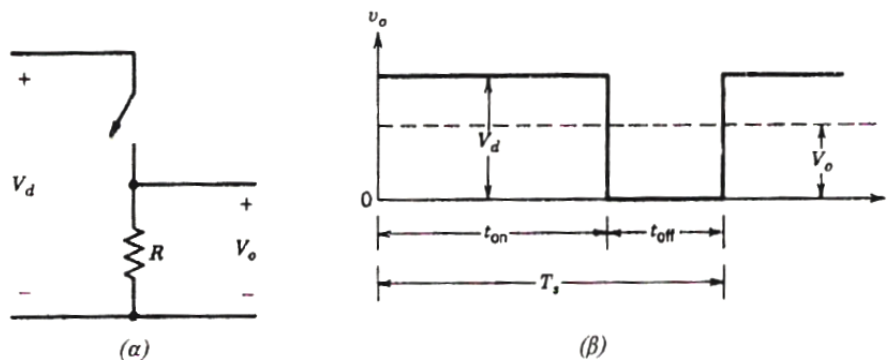
1.2 ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ DC-DC

Στους μετατροπείς DC-DC η μέση τάση εξόδου πρέπει να ελέγχεται, ώστε να είναι σε ένα επιθυμητό επίπεδο, ανεξάρτητα από το γεγονός ότι η τάση εισόδου και το φορτίο μπορούν να αυξομειώνονται. Οι μετατροπείς DC-DC διακοπτικού τύπου χρησιμοποιούν έναν ή περισσότερους διακόπτες για το μετασχηματισμό της DC τάσης από ένα επίπεδο σε ένα άλλο.

Σ'ένα DC-DC μετατροπέα με δεδομένη τάση εισόδου, η μέση τάση εξόδου ρυθμίζεται ελέγχοντας τους χρόνους έναυσης και σβέσης (t_{on} και t_{off}) των διακοπών.

Ένας DC-DC μετατροπέας είναι αυτός του Σχήματος 1.2α. Η μέση τιμή V_o της τάσης εξόδου U_o , στο Σχήμα 1.2β, εξαρτάται από τους χρόνους t_{on} και t_{off} . Μια από τις μεθόδους ελέγχου της μέσης τάσης εξόδου χρησιμοποιεί σταθερή συχνότητα μετάβασης (και συνεπώς σταθερή περίοδο μετάβασης $T_s=t_{on}+t_{off}$) και ρύθμιση της διάρκειας κατά την οποία ο διακόπτης είναι κλειστός. Σ'αυτήν τη μέθοδο, που ονομάζεται μετάβαση με Διαμόρφωση Εύρους Παλμών (Pulse-Width Modulation, PWM), μεταβάλλεται η σχετική διάρκεια αγωγής (duty ratio) $D=t_{on}/T$, που ορίζεται ως ο λόγος της διάρκειας κατά την οποία ο διακόπτης είναι κλειστός προς την περίοδο μετάβασης.

Η άλλη μέθοδος ελέγχου είναι γενικότερη. Σύμφωνα με αυτήν μεταβάλλονται, τόσο η συχνότητα μετάβασης (και η περίοδος), όσο και η διάρκεια κατά την οποία ο διακόπτης είναι κλειστός. Η μέθοδος αυτή χρησιμοποιείται μόνο σε μετατροπείς DC-DC που χρησιμοποιούν thyristors με εξαναγκασμένη μετάβαση. Οι μεταβολές της συχνότητας μετάβασης καθιστούν δύσκολο το φιλτράρισμα της κυμάτωσης των κυματομορφών της εισόδου και της εξόδου.



Σχήμα 1.2: Διακοπτικοί DC-DC μετατροπείς.

Συνοψίζοντας η μεταβολή του βαθμού χρησιμοποίησης επιτυγχάνεται με δυο τρόπους:

1. Με σταθερή συχνότητα (δηλαδή, $f=1/T=\text{σταθερο}$) και μεταβάλλοντας το χρόνο αγωγής t_{on} (P.W.M.).
2. Έχοντας το t_{on} ή το t_{off} σταθερό και μεταβάλλοντας την περίοδο T του παλμού (frequency modulation).

Η δεύτερη μέθοδος παρουσιάζει τα εξής μειονεκτήματα:

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

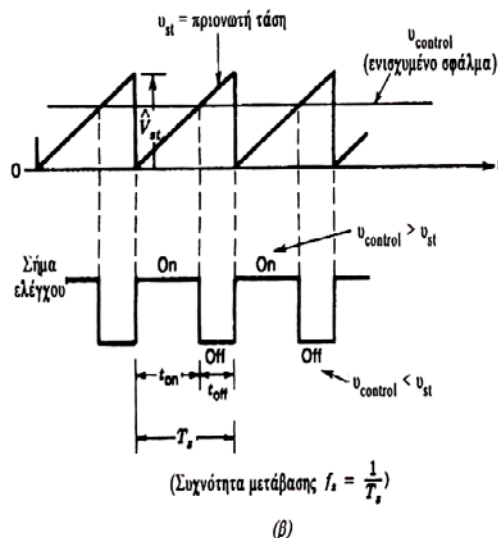
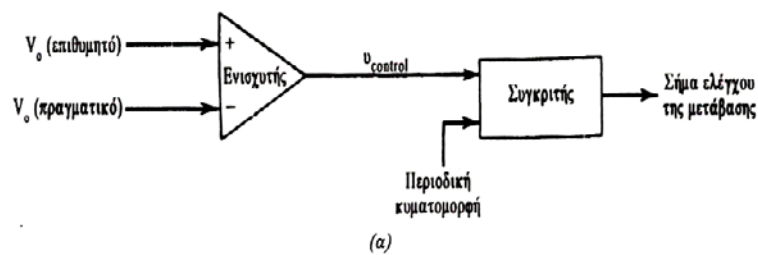
Λόγω του σχετικά χαμηλού κόστους, της υψηλής απόδοσης και της ταχείας δυναμικής απόκρισης, οι μετατροπείς DC-DC χρησιμοποιούνται ευρύτατα σε εφαρμογές ηλεκτρικής έλξης και κίνησης.

Στη διαμόρφωση με PWM με σταθερή συχνότητα μετάβασης, το σήμα ελέγχου του διακόπτη, το οποίο ελέγχει την κατάσταση του (κλειστός ή ανοιχτός), παράγεται με τη σύγκριση του επιπέδου τάσης του σήματος ελέγχου $V_{control}$ με μια περιοδική κυματομορφή σταθερού πλάτους, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.3.

Γενικά, το σήμα της τάσης ελέγχου λαμβάνεται ενισχύοντας το σφάλμα ή τη διαφορά μεταξύ της πραγματικής τάσης εξόδου και της επιθυμητής της τιμής. Η συχνότητα της περιοδικής κυματομορφής (συνήθως είναι πριονωτή), καθορίζει τη συχνότητα μετάβασης.

Στον έλεγχο με PWM η συχνότητα αυτή διατηρείται σταθερή και επιλέγεται σε μια περιοχή από μερικά kHz μέχρι μερικές εκατοντάδες kHz. Όταν το ενισχυμένο σήμα σφάλματος, που μεταβάλλεται πολύ αργά με τον χρόνο σε σχέση με τη συχνότητα μετάβασης, είναι μεγαλύτερο από την πριονωτή κυματομορφή, το σήμα ελέγχου του διακόπτη γίνεται high, προκαλώντας το κλείσιμο του διακόπτη. Διαφορετικά, ο διακόπτης είναι ανοιχτός. Σύμφωνα με το Σχήμα 1.3, η σχετική διάρκεια αγωγής μπορεί να εκφραστεί ως συνάρτηση της $V_{control}$ και του πλάτους της πριονωτής κυματομορφής V_{st} , ως ακολούθως:

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} = \frac{V_{control}}{V_{st}} \quad (1.1)$$



Σχήμα 1.3: Διαμόρφωση Πλάτους Παλμού α) λειτουργικό διάγραμμα β) σήματα συγκριτή.

1.3 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ DC-DC ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ ΤΑΣΗΣ

Ένας DC-DC μετατροπέας υποβιβασμού τάσης (step-down ή buck DC-DC converter) παράγει μια μέση τάση εξόδου χαμηλότερη από τη DC τάση εισόδου V_d . Η κύρια εφαρμογή του είναι τα σταθεροποιημένα DC διακοπτικά τροφοδοτικά και ο έλεγχος της ταχύτητας των DC κινητήρων.

Το βασικό κύκλωμα, που παρουσιάζεται στο Σχήμα 1.4, αποτελεί έναν μετατροπέα υποβιβασμού τάσης για ένα καθαρό ωμικό φορτίο.

Θεωρώντας έναν ιδανικό διακόπτη και ένα καθαρά ωμικό φορτίο, η στιγμιαία τάση εξόδου εξαρτάται από την κατάσταση του διακόπτη. Απ' το Σχήμα 1.4β, μπορεί να υπολογιστεί η μέση τάση εξόδου ως συνάρτηση της σχετικής διάρκειας αγωγής D ως ακολούθως:

$$V_0 = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_1} V_0(t) dt = \frac{1}{T_S} \left(\int_0^{t_{on}} V_d dt + \int_{t_{on}}^{T_1} 0 dt \right) = \frac{t_{on}}{T_S} V_d = DV_d \quad (1.2)$$

Αντικαθιστώντας στην Σχέση (1.2) το D προκύπτει:

$$V_0 = \frac{V_d}{V_{st}} V_{control} = k V_{control} \quad (1.3)$$

όπου

$$k \triangleq \frac{V_d}{V_{st}} = \text{σταθερ}$$

Η V_0 μπορεί να ελεγχθεί, μεταβάλλοντας τον λόγο t_{on}/T_s . Μια άλλη σημαντική παρατήρηση είναι ότι η μέση τάση εξόδου V_0 μεταβάλλεται γραμμικά με την τάση ελέγχου, όπως στην περίπτωση των γραμμικών ενισχυτών. Σε μια πρακτική εφαρμογή το κύκλωμα του Σχήματος 1.2α έχει δυο μειονεκτήματα:

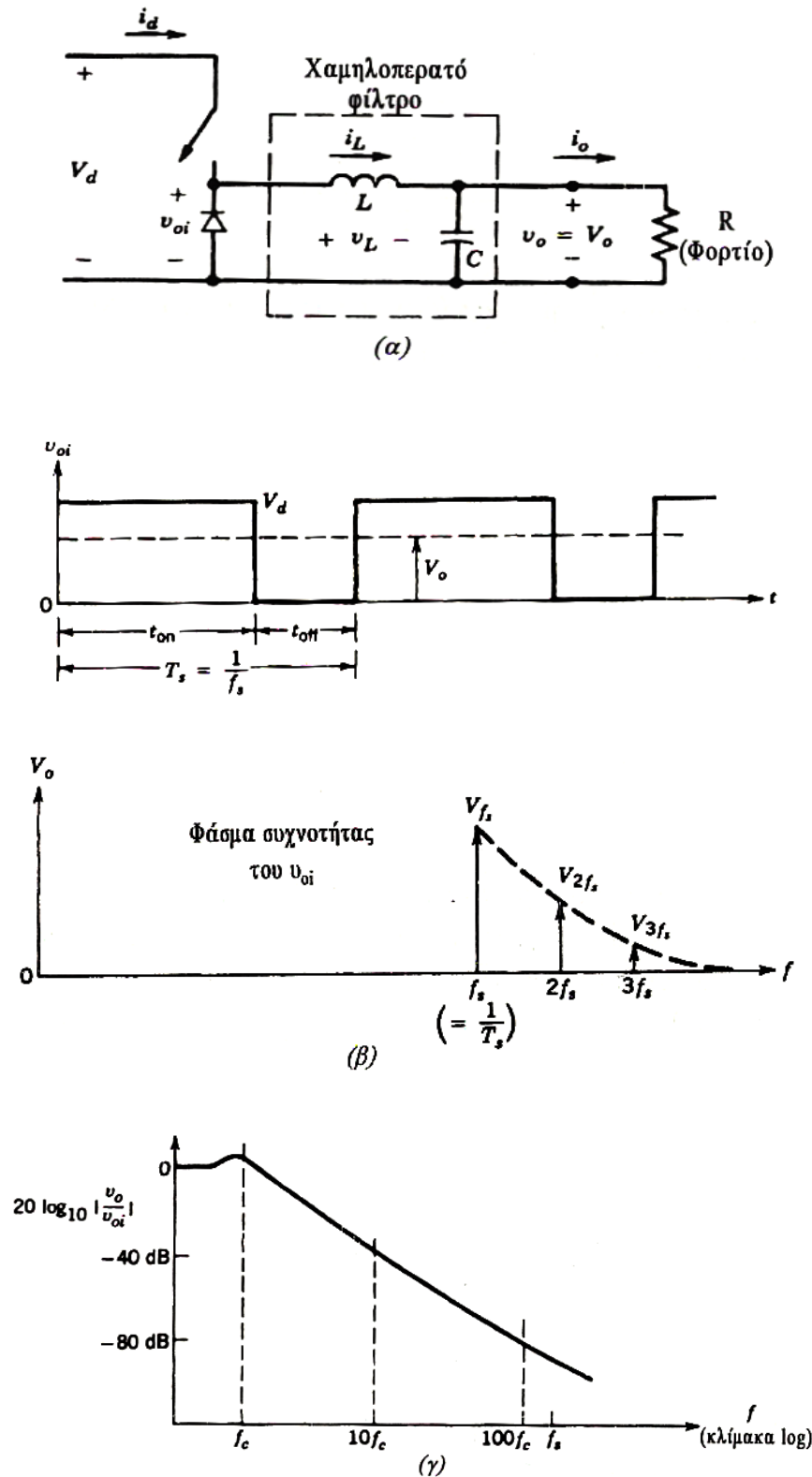
- Στην πράξη το φορτίο θα είναι επαγωγικό. Ακόμη και με ένα ωμικό φορτίο, θα υπάρχει πάντα κάποια παρασιτική αυτεπαγωγή. Αυτό σημαίνει ότι ο διακόπτης θα πρέπει να απορροφά την ενέργεια που αποθηκεύεται στην αυτεπαγωγή και γι' αυτό μπορεί να καταστραφεί.
- Η τάση εξόδου κυμαίνεται μεταξύ 0 και V_d , γεγονός μη αποδεκτό στις περισσότερες εφαρμογές.

Το πρόβλημα της αποθηκευμένης ενέργειας λύνεται με τη χρήση μιας διόδου, όπως φαίνεται στο Σχήμα 1.4α. Οι διακυμάνσεις της τάσης εξόδου ελαττώνονται κατά πολύ με τη χρήση ενός χαμηλοπερατού φίλτρου, το οποίο αποτελείται από ένα πηνίο και έναν πυκνωτή. Στο Σχήμα 1.4β βλέπουμε την κυματομορφή της εισόδου U_{oi} του φίλτρου. Αυτή αποτελείται από ένα DC όρο V_0 , τις αρμονικές στη συχνότητα μετάβασης f_s και στις πολλαπλάσιες τις. Η απόκριση συχνότητας του φίλτρου, με την απόσβεση που προκαλείται από το ωμικό φορτίο R , φαίνεται στο Σχήμα 1.4γ. Η συχνότητα αποκοπής f_c αυτού του φίλτρου επιλέγεται πολύ μικρότερη από τη συχνότητα μετάβασης, εξαλείφοντας ουσιαστικά την κυμάτωση στη συχνότητα μετάβασης από τη τάση εξόδου.

Όσο ο διακόπτης είναι κλειστός, η διόδος πολώνεται ανάστροφα και η είσοδος παρέχει ενέργεια, τόσο στο φορτίο, όσο και στο πηνίο. Όσο ο διακόπτης είναι ανοιχτός, το ρεύμα του πηνίου ρέει δια μέσου της διόδου, μεταφέροντας μέρος της αποθηκευμένης ενέργειάς του στο φορτίο.

Στην ανάλυση κατά τη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας ο πυκνωτής εξομάλυνσης θεωρείται πολύ μεγάλος, όπως συμβαίνει συνήθως σε εφαρμογές που απαιτούν μια σχεδόν

σταθερή στιγμιαία τάση εξόδου $U_o(t) \approx V_t$. Τέλος, παρατηρούμε, απ' το Σχήμα 1.4α, ότι σε ένα DC-DC μετατροπέα υποβιβασμού τάσης, το μέσο ρεύμα του πηνίου ισούται με το μέσο ρεύμα εξόδου I_o , εφόσον το μέσο ρεύμα του πυκνωτή στη μόνιμη κατάσταση ισορροπίας είναι 0.

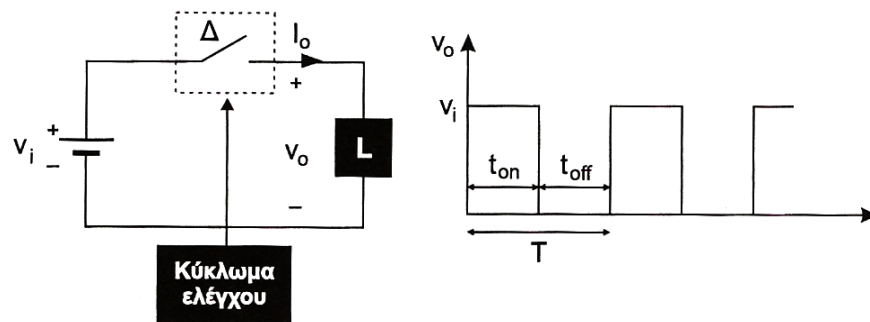


Σχήμα 1.4: DC-DC μετατροπέας υποβιβασμού τάσης.

ΕΛΕΓΧΟΣ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ DC ΜΕΣΩ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ DC-DC

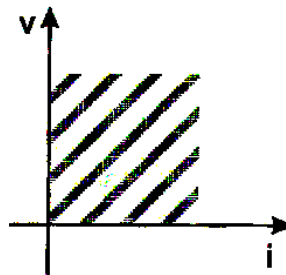
2.1 ΓΕΝΙΚΑ

Ο μετατροπέας DC-DC μετατρέπει μια συνεχή τάση σε μια ακολουθία θετικών παλμών. Μεταβάλλοντας το βαθμό χρησιμοποίησης (duty-cycle) των παλμών αυτών, δηλαδή τον χρόνο αγωγής σε σχέση με την περίοδο λειτουργίας, ελέγχουμε την μέση τιμή της τάσης εξόδου.



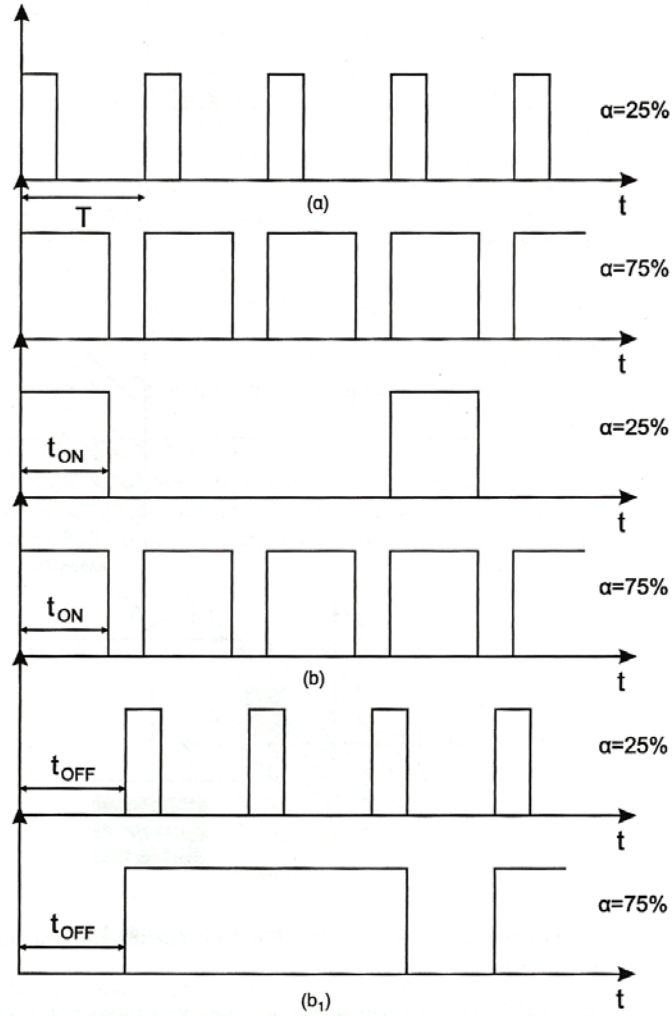
Σχήμα 2.1: Μετατροπέας DC-DC - Τάση εξόδου.

Οι μετατροπείς DC-DC ανάλογα με τα τεταρτημόρια λειτουργίας στα οποία μπορούν να λειτουργήσουν, διακρίνονται σε πέντε κατηγορίες. Σύμφωνα με το Σχήμα 2.1 και έχοντας ως φορτίο μια μηχανή DC, με τον μετατροπέα μας, η μηχανή λειτουργεί ως κινητήρας στο 1ο τεταρτημόριο (Σχήμα 2.2).



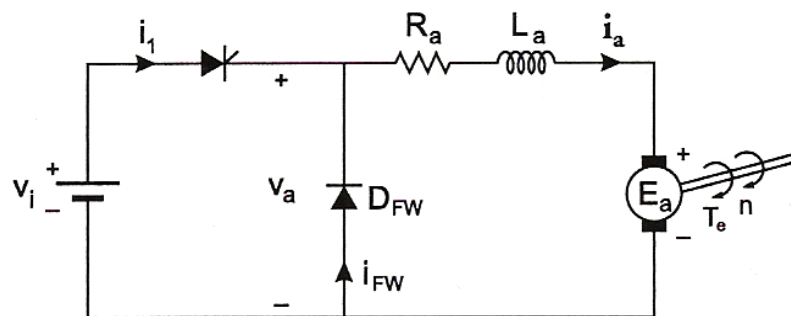
Σχήμα 2.2: Τεταρτημόριο λειτουργίας του μετατροπέα.

Σημαντικό είναι να επισημανθεί ότι οι ελεγχόμενοι ηλεκτρονικοί διακόπτες που παρεμβάλλονται μεταξύ πηγής και φορτίου, μπορεί να είναι τρανζίστορ ισχύος, θυρίστορ ή GTO. Η χρήση των τρανζίστορ (MOSFET ισχύος, IGBT) και των GTO προσφέρεται περισσότερο, διότι αποφεύγονται τα κυκλώματα εξαναγκασμένης μεταγωγής που απαιτεί η χρήση των θυρίστορ.



Σχήμα 2.3: Μέθοδοι μεταβολής του βαθμού χρησιμοποίησης:
 α) Σταθερή συχνότητα.
 β) Μεταβαλλόμενη συχνότητα.
 β1) Σταθερό t_{ON} .

Ένα βασικό χαρακτηριστικό του μετατροπέα είναι ότι η μέση τιμή της τάσης εξόδου δεν μπορεί να είναι μεγαλύτερη από την τάση εισόδου (step-down converter). Στο Σχήμα 2.4, παρουσιάζεται το κύκλωμα ισχύος του μετατροπέα, με φορτίο το τύλιγμα τυμπάνου ενός κινητήρα DC ξένης διέγερσης.



Σχήμα 2.4: Μετατροπέας-Κινητήρας Σ.Π./Ξ.Δ.

Στα διαστήματα παλμοδότησης του θυρίστορ, η τάση εισόδου του μετατροπέα εφαρμόζεται στα άκρα του τυλίγματος τυμπάνου. Στα διαστήματα μη αγωγής του θυρίστορ, λόγω της συσσωρευμένης ενέργειας στην αυτεπαγωγή, το τυλίγμα τυμπάνου βραχυκυκλώνεται μέσω της διόδου ελευθέρως ροής.

Ανάλογα δε με τις συνθήκες φόρτισης του κινητήρα και την τιμή του βαθμού χρησιμοποίησης, η αγωγή του ρεύματος τυμπάνου μπορεί να είναι συνεχής ή ασυνεχής

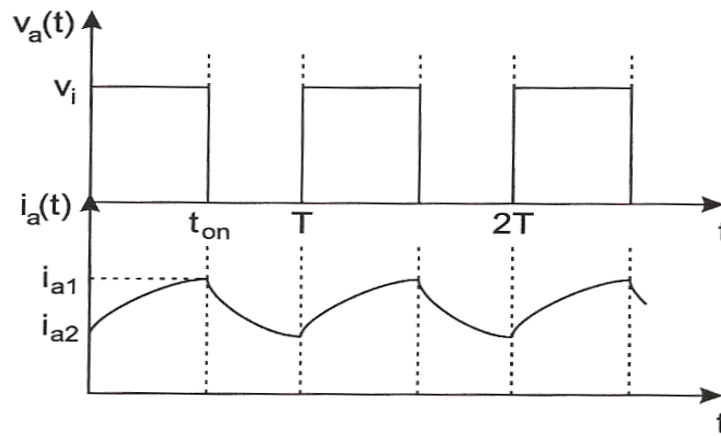
Συνήθως αυτή που επιδιώκεται είναι η συνεχής, αφού είναι πρακτικότερη, οικονομικότερη και βελτιώνει τη δυναμική απόκριση του συστήματος.

Στην πράξη ο μετατροπέας μπορεί να λειτουργεί και με τους δυο τρόπους, δηλαδή με συνεχή και ασυνεχή αγωγή ταυτόχρονα, οι οποίοι έχουν έντονα διαφορετικά χαρακτηριστικά. Για τον λόγο αυτό, ένας μετατροπέας και ο ελεγχός του πρέπει να σχεδιάζονται με βάση και τους δυο τρόπους λειτουργίας.

Ακολούθως αναλύονται με τύπους και χαρακτηριστικές οι λειτουργίες συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής, η μέση και ενεργό τιμή του ρεύματος καθώς και η ισχύ εισόδου.

2.2 ΣΥΝΕΧΗΣ ΑΓΩΓΗ

Στο Σχήμα 2.5 παρουσιάζονται οι κυματομορφές της τάσης και του ρεύματος τυμπάνου καθώς επίσης και του ρεύματος του μετατροπέα, στην περίπτωση της συνεχούς αγωγής.



Σχήμα 2.5: Κυματομορφές τάσης – ρεύματος για συνεχή αγωγή.

Η μέση τιμή της τάσης εξόδου δίνεται από τη Σχέση (2.1):

$$V_a = \frac{1}{T} \int_0^T V_a(t) dt = \frac{1}{T} \left(\int_0^{t_{on}} V_i dt + \int_{t_{on}}^T 0 dt \right) = \frac{t_{on}}{T} V_i = D V_i \quad (2.1)$$

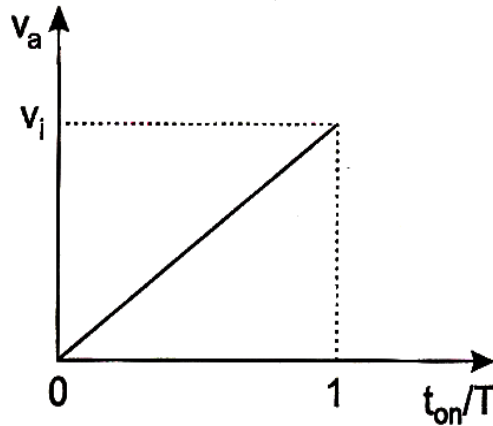
όπου:

$$a = \frac{t_{on}}{T}, \text{ ο βαθμός χρησιμοποίησης του μετατροπέα.}$$

Αντίστοιχα η ενεργός τιμή της τάσης δίνεται από τη Σχέση (2.2):

$$V_{a,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_a^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} V_i^2 dt} = \sqrt{\frac{t_{on}}{T}} V_i \quad (2.2)$$

Μεταβάλλοντας το βαθμό χρησιμοποίησης επιτυγχάνεται γραμμική μεταβολή της μέσης τιμής της τάσης εξόδου, από το μηδέν έως και την τιμή V_i της τάσης εισόδου.



Σχήμα 2.6: Χαρακτηριστική $V_a = f(a)$.

Από την ανάλυση κατά Fourier, η αναλυτική έκφραση της τάσης εξόδου του μετατροπέα, στην περίπτωση της συνεχούς αγωγής, είναι:

$$V_a(t) = aV_i + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_i}{n\pi} [\sin(2n\pi a) \cos(n\omega t) + [1 - \cos(2n\pi a)] \sin(n\omega t)] \quad (2.3)$$

όπου:

$\omega = \frac{2\pi}{T}$, η γωνιακή συχνότητα λειτουργίας του μετατροπέα.

Η διαφορική εξίσωση λειτουργίας του κινητήρα αν αμελήσουμε την κυμάτωση της Α.Η.Ε.Δ., δίνεται από τη Σχέση (2.4):

$$V_a(t) = R_a i_a(t) + L_a \frac{di_a(t)}{dt} + E_a \quad (2.4)$$

Για $0 < t < t_{on}$, οι αρχικές συνθήκες του υπό μελέτη κυκλώματος θα είναι $t=0+$, $V_a=V_i$ και $I_a=I_{a2}$. Εφαρμόζοντας τις παραπάνω αρχικές συνθήκες, η γενική λύση της διαφορικής εξίσωσης, δίνεται από τη Σχέση (2.5):

$$i_a(t) = I_{a2} e^{-t/\tau} + \left(\frac{V_i - E_a}{R_a} \right) (1 - e^{-t/\tau}) \quad (2.5)$$

όπου:

$\tau = \frac{L_a}{R_a}$, η σταθερά χρόνου του τυλίγματος τυμπάνου.

Επιπροσθέτως, για $\tau = t_{on}$ ισχύει $I_a = I_{a1}$. Αντικαθιστώντας την τιμή αυτή στη Σχέση (2.5) προκύπτει:

$$i_a(t = t_{on-}) = I_{a1} = I_{a2}e^{-ton/\tau} + \left(\frac{V_i - E_a}{R_a} \right) (1 - e^{-t/\tau}) \quad (2.6)$$

Στο διάστημα, $t_{on} < t < T$, λειτουργεί η δίοδος ελεύθερης ροής [$V_a(t)=0$].

Συμπερασματικά:

- Για $t=t_{on+}$ προκύπτει: $i_a(t_{on-}) = i_a(t_{on+}) = I_{a1}$ και
- Για $t=T$ προκύπτει: $i_a(T) = I_a(0) = I_{a2}$.

Οπότε η γενική μορφή του ρεύματος στο διάστημα, $t_{on} < t < T$, δίνεται από τη Σχέση (2.7):

$$i_a(t') = C'e^{-t'/\tau} - \frac{E_a}{R_a} \quad (2.7)$$

όπου:

$$t' = t - t_{on}$$

Οι οριακές συνθήκες για:

- $t' = t_{off}$ είναι: $i_a(T) = I_a(0) = I_{a2}$.
- $t' = 0^+$ είναι: $i_a(t_{on-}) = i_a(t_{on+}) = I_{a1}$.

Συνεπώς προκύπτουν οι σχέσεις (2.8) και (2.9):

$$i_a(t') = I_{a1}e^{-t'/\tau} - \frac{E_a}{R_a}(1 - e^{-t'/\tau}) \quad (2.8)$$

και

$$i_a(t' = t_{off}) = I_{a2} = I_{a1}e^{-T-ton/\tau} - \frac{E_a}{R_a}(1 - e^{-T-ton/\tau}) \quad (2.9)$$

Από τις σχέσεις (2.8) και (2.9) μπορούν να υπολογιστούν τα I_{a1} και I_{a2} ως ακολούθως:

$$I_{a1} = \frac{V_i}{R_a} \left[\frac{1 - e^{-ton/\tau}}{1 - e^{-T/\tau}} \right] - \frac{E_a}{R_a} \quad (2.10)$$

και

$$I_{a2} = \frac{V_i}{R_a} \left[\frac{e^{ton/\tau} - 1}{e^{T/\tau} - 1} \right] - \frac{E_a}{R_a} \quad (2.11)$$

Για $\alpha=1$, δηλαδή $t_{on}=T$, προκύπτει:

$$I_{a1} = I_{a2} = \frac{V_i - E_a}{R_a} \quad (2.12)$$

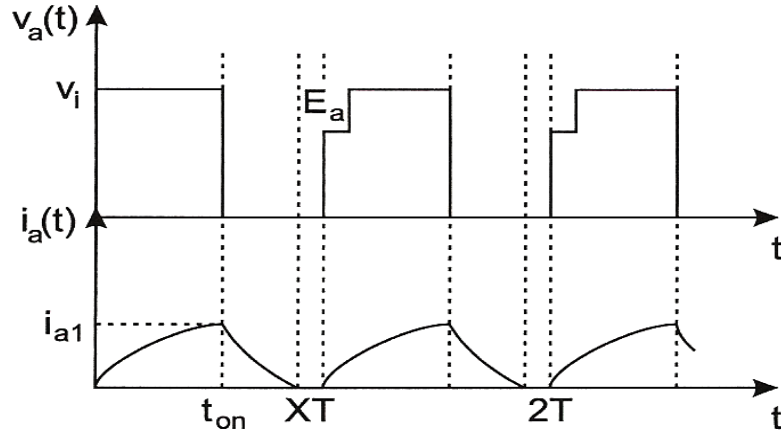
Συμπερασματικά, για να υπολογιστεί το ρεύμα σε οποιαδήποτε χρονική στιγμή της περιόδου λειτουργίας πρέπει πρώτα να υπολογιστούν οι οριακές τιμές I_{a1} και I_{a2} , του ρεύματος τυμπάνου.

2.3 ΑΣΥΝΕΧΗΣ ΑΓΩΓΗ

Η αναλυτική έκφραση της τάσης εξόδου στην περίπτωση της ασυνεχούς αγωγής δίνεται από τη Σχέση (2.13):

$$V_a(t) = aV_i + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_i}{n\pi} [\sin(2n\pi a) \cos(n\omega t) + (1 - \cos(2n\pi a)) \sin(n\omega t)] - \sum_{n=1}^{\infty} \frac{E_a}{n\pi} [\sin(n\omega X) \cos(n\omega t) + (1 - \cos(n\omega X)) \sin(n\omega t)] \quad (2.13)$$

Οι κυματομορφές τάσης-ρεύματος, στην περίπτωση της ασυνεχούς αγωγής, παρουσιάζονται στο Σχήμα 2.7.



Σχήμα 2.7: Κυματομορφές τάσης-ρεύματος ασυνεχούς αγωγής.

Σύμφωνα με το παραπάνω σχήμα η μέση και η ενεργός τιμή της τάσης στα άκρα του τυλίγματος του τυμπάνου, δίνονται από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$V_a = \frac{1}{T} \int_0^T V_a(t) dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_{on}} V_i dt + \int_{t_{on}}^X 0 dt + \int_X^T E_a dt \right] \Leftrightarrow \Leftrightarrow V_a = \frac{1}{T} [t_{on} V_i + (T - X) E_a] \Leftrightarrow V_a = aV_i + (1 - \frac{X}{T}) E_a \quad (2.14)$$

και

$$V_{a,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_a^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^{t_{on}} V_i^2 dt + \int_X^T E_a^2 dt \right)} \Leftrightarrow \Leftrightarrow V_{a,rms} = \sqrt{aV_i^2 + (1 - \frac{X}{T}) E_a^2} \quad (2.15)$$

Η μέγιστη τιμή του ρεύματος τυμπάνου στην περίπτωση αυτή, είναι διαφορετική από την αντίστοιχη της συνεχούς αγωγής. Η ελάχιστη τιμή του ρεύματος για την ασυνεχή αγωγή είναι μηδέν.

Για $0 < t < t_{on}$, ισχύουν οι σχέσεις (2.3), (2.4) και (2.5). Θέτοντας $i_a(0^+) = I_{a2} = 0$ προκύπτει η Σχέση (2.16):

$$i_a(t) = \frac{V_i - E_a}{R_a} [1 - e^{-t/\tau}] \quad (2.16)$$

Η μέγιστη τιμή του ρεύματος είναι όταν $t = t_{on}$.

Για $t_{on} < t < X$, της μη αγωγής του θυρίστορ, η μαγνητική ενέργεια της αυτεπαγωγής εκφορτίζεται μέσω της διόδου ελευθέρως ροής. Μέρος της ενέργειας αυτής, καταναλίσκεται ως θερμότητα στην ωμική αντίσταση του τυλίγματος τυμπάνου R_a και το υπόλοιπο ως μηχανική ισχύς στον άξονα της μηχανής. Σε όλο το διάστημα αυτό, η τάση ακροδεκτών παραμένει μηδενική. Η τιμή του μέγιστου ρεύματος δίνεται από τη Σχέση (2.17):

$$i_a(t') = \frac{V_i - E_a}{R_a} [1 - e^{-t_{on}/\tau}] e^{-t'/\tau} - \frac{E_a}{R_a} [1 - e^{-t'/\tau}] \quad (2.17)$$

όπου:

$$t' = t - t_{on}$$

και

$$t_{on} < t < X.$$

Έστω ότι για $t=X$, παρατηρείται μηδενισμός του ρεύματος. Αντικαθιστώντας στη Σχέση (2.17) όπου $t' = X - t_{on}$ και θέτοντας όπου $i_a=0$, υπολογίζεται ο χρόνος X από τη Σχέση (2.18):

$$X = \tau \ln \left[e^{t_{on}/\tau} \left[1 + \frac{V_i - E_a}{E_a} [1 - e^{-t_{on}/\tau}] \right] \right] \quad (2.18)$$

Τα όρια μεταξύ συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής, σε συνάρτηση του βαθμού χρησιμοποίησης, υπολογίζονται από τις σχέσεις (2.10) και (2.11), αν θέσουμε $I_{a2} = 0$.

$$\frac{E_a}{V_i} = \frac{[e^{-t_{on}/\tau} - 1]}{[e^{T/\tau} - 1]} e^{a \cdot T/\tau} = 1 + \frac{E_a}{V_i} [e^{T/\tau} - 1] \quad (2.19)$$

όπου:

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

Συμπερασματικά, αν το κύκλωμα λειτουργεί με έναν ορισμένο βαθμό χρησιμοποίησης "α", ισχύουν τα ακόλουθα:

- Εάν, $\alpha > \alpha'$, η αγωγή είναι συνεχής.
- Εάν, $\alpha < \alpha'$, η αγωγή είναι ασυνεχής.

2.4 ΜΕΣΗ ΚΑΙ ΕΝΕΡΓΟΣ ΤΙΜΗ ΤΟΥ ΡΕΥΜΑΤΟΣ – ΙΣΧΥΣ

Ανεξάρτητα από το είδος της αγωγής, η μέση τιμή του ρεύματος τυμπάνου δίνεται από τη Σχέση (2.20):

$$I_a = \frac{V_i - E_a}{R_a} \quad (2.20)$$

Για συνεχή αγωγή η μέση τιμή του ρεύματος τυμπάνου δίνεται από τη Σχέση (2.21):

$$I_a = \frac{aV_i - E_a}{R_a} \quad (2.21)$$

ενώ για ασυνεχή αγωγή η μέση τιμή του ρεύματος τυμπάνου δίνεται από τη Σχέση (2.22):

$$I_a = \frac{1}{R_a} [aV_i - \frac{X}{T} E_a] \quad (2.22)$$

Η καταναλισκόμενη ισχύς υπολογίζεται από τη Σχέση (2.23):

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T v_a(t) i_a(t) dt = I_{a,rms}^2 R_a + E_a I_a \quad (2.23)$$

Η ισχύς εισόδου δίνεται από τη Σχέση (2.24):

$$P_i = V_i I_i \quad (2.24)$$

όπου

$$I_i = \frac{1}{T} \int_0^T i_i(t) dt \quad (2.25)$$

Από τις σχέσεις (2.25), (2.24), (2.23) και (2.21) υπολογίζεται η μέση τιμή του ρεύματος εισόδου, στην περίπτωση της συνεχούς αγωγής:

$$I_i = a \frac{V_i - E_a}{R_a} - \frac{\tau}{T} \frac{V_i}{R_a} \frac{[e^{T/\tau} - e^{ton/\tau}]}{[e^{T/\tau} - 1]} [1 - e^{-ton/\tau}] \quad (2.26)$$

Από τις σχέσεις (2.25), (2.24), (2.23) και (2.22) υπολογίζεται η μέση τιμή του ρεύματος εισόδου, στην περίπτωση της ασυνεχούς αγωγής:

$$I_i = \frac{V_i - E_a}{R_a} \left[a - \frac{\tau}{T} [1 - e^{-ton/\tau}] \right] \quad (2.27)$$

ΚΥΚΛΩΜΑ ΕΛΕΓΧΟΥ

3.1 ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ

Ένα μεγάλο μέρος των ολοκληρωμένων κυκλωμάτων είναι τελεστικοί ενισχυτές. Ο τελεστικός ενισχυτής είναι ένας DC ενισχυτής με πολύ κέρδος. Η ζώνη διέλευσης συχνοτήτων επεκτείνεται συνήθως από 0-1MHz. Το κέρδος και η ζώνη διέλευσης συχνοτήτων του τελεστικού ενισχυτή μπορούν να ρυθμιστούν με τη σύνδεση εξωτερικών αντιστάσεων. Στο εμπόριο, υπάρχουν περισσότεροι από 2000 τύποι τελεστικών ενισχυτών. Σχεδόν όλοι είναι γραμμικά ολοκληρωμένα κυκλώματα με κατανάλωση μικρότερη του 1W.

Ο τελεστικός ενισχυτής είναι ένας ενισχυτής με δυο εισόδους και μια έξοδο. Η μια είσοδος λέγεται αναστρέφουσα και η άλλη μη αναστρέφουσα. Για να λειτουργήσουν χρειάζονται μια τάση τροφοδοσίας συνήθως $\pm 12V$. (Αναλυτικές πληροφορίες για τους τελεστικούς ενισχυτές και τις λειτουργίες τους παρατίθενται στο Παράρτημα Α).

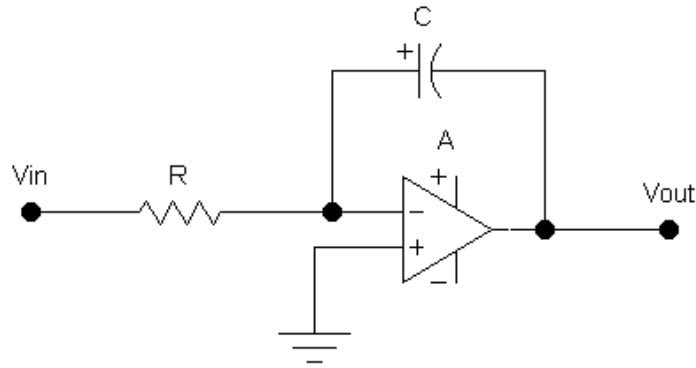
3.2 ΤΑΛΑΝΤΩΤΗΣ

Το κύκλωμα που δημιουργεί ένα σήμα ονομάζεται ταλαντωτής. Με τη χρήση της θετικής ανάδρασης μπορούν να κατασκευαστούν ταλαντωτές, δηλαδή, κυκλώματα που μπορούν να δίνουν σήμα στην έξοδο χωρίς την εφαρμογή σήματος στην είσοδο. Ο ταλαντωτής δεν δημιουργεί ενέργεια, απλώς μετατρέπει την ενέργεια μιας πηγής. Οι ταλαντωτές χωρίζονται σε δυο μεγάλες κατηγορίες, δηλαδή, στους ταλαντωτές υψηλών συχνοτήτων οι οποίοι χρησιμοποιούν συντονισμένο παράλληλο κύκλωμα LC και στους ταλαντωτές χαμηλών συχνοτήτων οι οποίοι χρησιμοποιούν κύκλωμα RC.

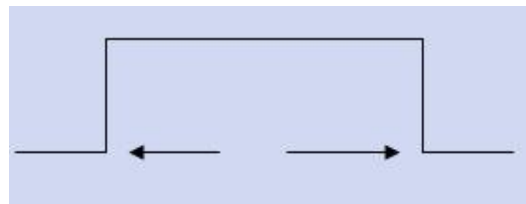
Οι ταλαντωτές έχουν μια ποικιλία εφαρμογών στις συσκευές τηλεπικοινωνιών, π.χ. στους πομπούς για τη δημιουργία μιας πολύ υψηλής συχνότητας. Οι ταλαντωτές υπάρχουν και σε άλλες εφαρμογές των ηλεκτρονικών. Χρησιμοποιούνται επίσης σε όλες τις ψηφιακές ηλεκτρονικές συσκευές μετρήσεων και στους Η/Υ.

3.3 ΟΛΟΚΛΗΡΩΤΗΣ

Ο ολοκληρωτής είναι ένα κύκλωμα που εκτελεί τη μαθηματική πράξη που ονομάζεται ολοκλήρωση. Στο Σχήμα 3.1 εικονίζεται ένας ολοκληρωτής με τελεστικό ενισχυτή. Η τυπική είσοδος είναι ένας τετραγωνικός παλμός όπως αυτός του Σχήματος 3.2.



Σχήμα 3.1: Ολοκληρωτής με τελεστικό ενισχυτή.



Σχήμα 3.2: Τετραγωνικός παλμός.

Έστω ότι η V_{in} εφαρμόζεται στο αριστερό άκρο της R . Επειδή υπάρχει γείωση, το ρεύμα εισόδου είναι συνεχές και δίνεται από τη Σχέση (3.1):

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

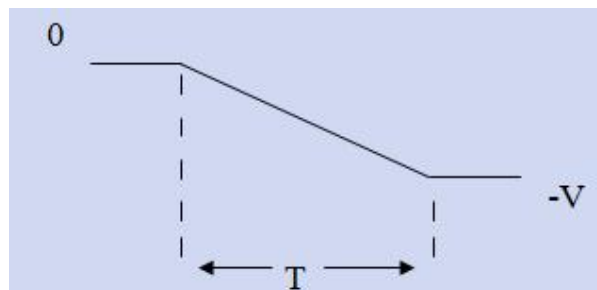
Θεωρείται κατά προσέγγιση, ότι όλο το ρεύμα διαρρέει τον πυκνωτή. Από τον ορισμό της χωρητικότητας του πυκνωτή που δίνεται από τη Σχέση (3.2):

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

προκύπτει ότι η τάση δίνεται από τη Σχέση (3.3):

$$V = \frac{Q}{C} \quad (3.3)$$

Αφού ο πυκνωτής διαρρέεται από σταθερό ρεύμα, το φορτίο Q αυξάνει γραμμικά. Αυτό σημαίνει ότι η τάση στα άκρα του πυκνωτή αυξάνει γραμμικά και έχει την πολικότητα του Σχήματος 3.1. Επειδή ο τελεστικός ενισχυτής προκαλεί αντιστροφή της φάσης, η τάση εξόδου έχει αρνητική κλίση, όπως φαίνεται στο Σχήμα 3.3.



Σχήμα 3.3: Τάση εξόδου τελεστικού ενισχυτή.

Στο τέλος του παλμού εισόδου, η τάση εισόδου επανέρχεται στη μηδενική τιμή και το ρεύμα φόρτισης διακόπτεται. Επειδή ο πυκνωτής διατηρεί το φορτίο του, η τάση εξόδου παραμένει σταθερή σε ένα αρνητικό επίπεδο.

Διαιρώντας τη Σχέση (3.3) με T προκύπτει:

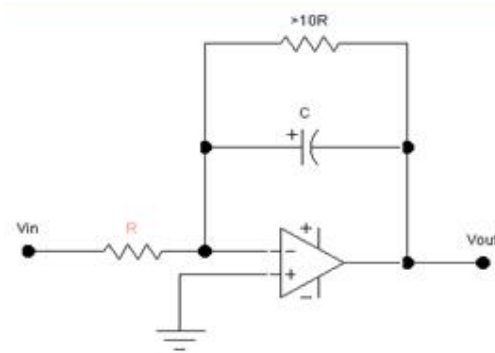
$$\frac{V}{T} = \frac{Q/T}{C} \quad (3.4)$$

Αφού το ρεύμα φόρτισης είναι σταθερό, μπορούν να ληφθούν οι ακόλουθες σχέσεις:

$$\frac{V}{T} = \frac{I}{C} \quad (3.5)$$

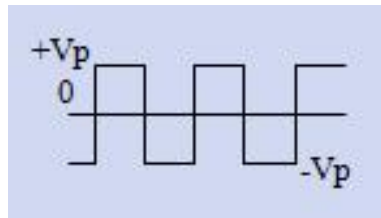
ή

$$V = \frac{IT}{C} \quad (3.6)$$

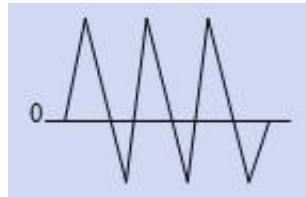


Σχήμα 3.4: Ολοκληρωτής με τελεστικό ενισχυτή.

Παρατηρείται λοιπόν, ότι εάν το σήμα εισόδου του ολοκληρωτή είναι ένας τετραγωνικός παλμός, στην έξοδο προκύπτει ένας τριγωνικός παλμός.



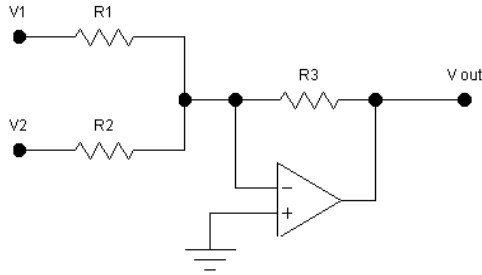
Σχήμα 3.5: Σήμα εισόδου ολοκληρωτή.



Σχήμα 3.6: Σήμα εξόδου ολοκληρωτή.

3.4 ΑΘΡΟΙΣΤΗΣ

Ένα πλεονέκτημα του τελεστικού ενισχυτή είναι η δυνατότητα του να δέχεται ταυτόχρονα περισσότερες από μια εισόδους. Στο Σχήμα 3.7 απεικονίζεται ένα αθροιστής.



Σχήμα 3.7: Κύκλωμα αθροιστή.

Εξαιτίας της γείωσης ισχύουν οι σχέσεις:

$$I_1 = \frac{V_1}{R_1} \quad (3.7)$$

και

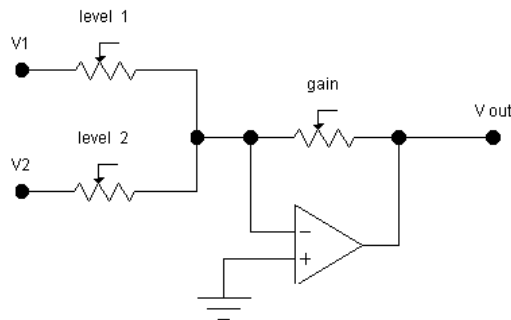
$$I_2 = \frac{V_2}{R_2} \quad (3.8)$$

Η τάση εξόδου V_{out} δίνεται από τη Σχέση (3.9):

$$\begin{aligned} V_{out} &= (i_1 + i_2)R_3 = i_1R_3 + i_2R_3 \Rightarrow \\ V_{out} &= \left[V_1 \left(\frac{R_3}{R_1} \right) + V_2 \left(\frac{R_3}{R_2} \right) \right] \end{aligned} \quad (3.9)$$

Αυτό συνεπάγεται ότι μπορεί να υπάρχει διαφορετικό κέρδος για κάθε είσοδο. Η έξοδος είναι ίση με το άθροισμα των ενισχυμένων εισόδων. Η ίδια ιδέα εφαρμόζεται για οποιοδήποτε αριθμό εισόδων, επειδή μπορούν να προστεθούν και άλλες αντιστάσεις εισόδου, μια για κάθε νέα είσοδο.

Ακόμα, στο Σχήμα 3.8 δίνεται ένας συνηθισμένος τρόπος μείξης δυο σημάτων. Οι ρυθμιζόμενες αντιστάσεις εισόδου μας επιτρέπουν τον καθορισμό του επιπέδου κάθε εισόδου, ενώ ο έλεγχος του κέρδους μας επιτρέπει να ελέγχουμε τη τάση εξόδου.



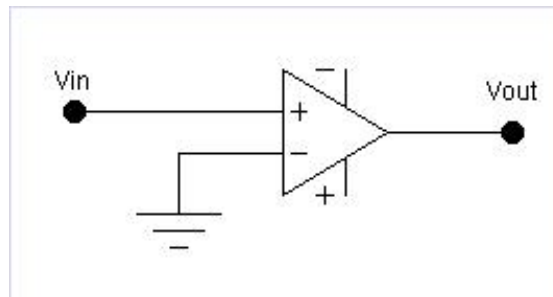
Σχήμα 3.8: Μείξη δύο σημάτων.

3.5 ΣΥΓΚΡΙΤΗΣ

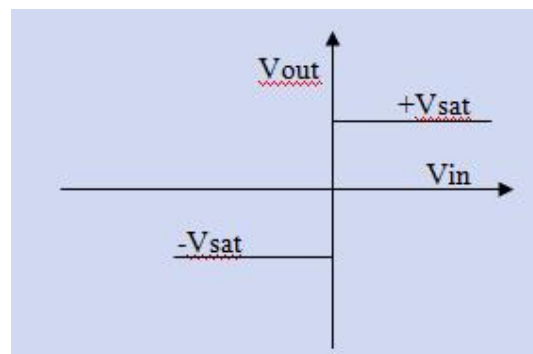
Για να συγκριθεί μία τάση με μία άλλη χρησιμοποιείται ο συγκριτής. Ο συγκριτής είναι ένα κύκλωμα με δύο τάσεις εισόδου (την αναστρέφουσα και την μη αναστρέφουσα) και μία τάση εξόδου. Όταν η μη αναστρέφουσα είσοδος είναι μεγαλύτερη από την αναστρέφουσα, ο συγκριτής οδηγεί την έξοδο σε υψηλή θετική τιμή. Στην αντίθετη περίπτωση, ο συγκριτής οδηγεί την έξοδο σε χαμηλή αρνητική τιμή.

Ο απλούστερος τρόπος για να κατασκευαστεί ένας συγκριτής είναι με τη χρήση ενός τελεστικού ενισχυτή χωρίς τις αντιστάσεις ανάδρασης όπως στο Σχήμα 3.9.

Αφού η αναστρέφουσα είσοδος είναι γειωμένη, μια ελάχιστη τάση στην είσοδο είναι αρκετή για να οδηγήσει τον τελεστικό ενισχυτή στον κόρο. Όταν συνδεθούν οι πηγές στις εισόδους του συγκριτή θα πρέπει αυτός να τροφοδοτηθεί με $\pm 12V$.



Σχήμα 3.9: Κύκλωμα συγκριτή.



Σχήμα 3.10: Τάση εξόδου συγκριτή.

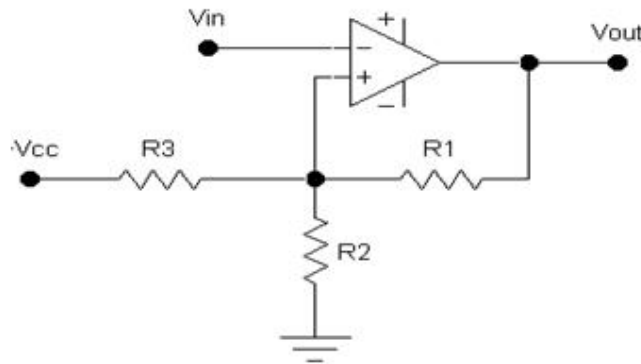
Η τάση εξόδου θα έχει μέγιστη τιμή λίγο μικρότερη από 12V. Επίσης ο τελεστικός ενισχυτής θα οδηγηθεί αμέσως στον κόρο επειδή είναι ανοιχτός, χωρίς βρόγχο ανάδρασης και οι τάσεις που εφαρμόζονται θα είναι μεγάλες.

3.6 ΣΥΓΚΡΙΤΗΣ ΥΣΤΕΡΗΣΗΣ

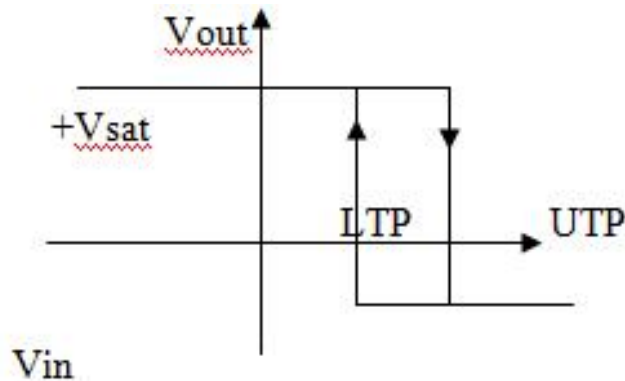
Στο Σχήμα 3.11 εικονίζεται ένας συγκριτής υστέρησης, στον οποίο όπως παρατηρείται, ο βρόγχος της θετικής ανάδρασης σχηματίζεται μέσω του διαιρέτη τάσης. Όταν η τάση εξόδου βρίσκεται στο θετικό κόρο, μια θετική τάση αναδράται στη μη αναστρέφουσα είσοδο. Αυτή η θετική τάση διατηρεί την έξοδο στη κατάσταση «high». Από την άλλη μεριά, όταν η τάση εξόδου βρίσκεται στον αρνητικό κόρο, μια αρνητική τάση αναδράται στη μη αναστρέφουσα είσοδο και διατηρεί την έξοδο στην κατάσταση «low». Και στις δυο περιπτώσεις, η θετική ανάδραση ενισχύει τη διατήρηση της εκάστοτε κατάστασης της

εξόδου. Η έξοδος θα παραμείνει σε μια δεδομένη κατάσταση μέχρι που η είσοδος να υπερβεί μια συγκεκριμένη τάση αναφοράς γι' αυτή τη κατάσταση.

Η θετική ανάδραση έχει μια ασυνήθιστη επίδραση στο κύκλωμα. Εξαναγκάζει τη τάση αναφοράς να έχει την ίδια πολικότητα με τη τάση εξόδου. Η τάση αναφοράς είναι θετική όταν η έξοδος είναι «high», ενώ είναι αρνητική όταν η έξοδος είναι «low». Γι' αυτό το λόγο θα έχουμε δυο όρια, το άνω και το κάτω όριο. Η διαφορά αυτή ανάμεσα στα δυο όρια ονομάζεται υστέρηση.



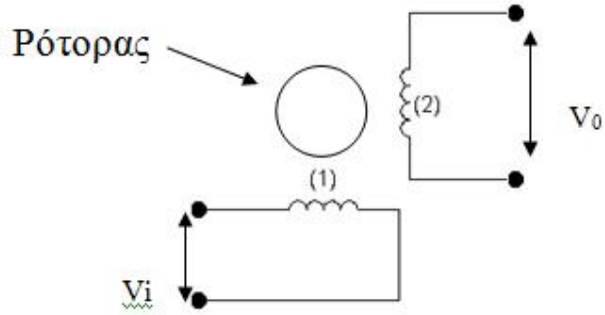
Σχήμα 3.11: Κύκλωμα συγκριτή υστέρησης.



Σχήμα 3.12: Τάση εξόδου συγκριτή υστέρησης.

3.7 ΤΑΧΟΓΕΝΝΗΤΡΙΑ

Η ταχογεννήτρια, Σχήμα 3.13, χρησιμοποιείται κυρίως για ταχυμετρική ανασύζευξη στα συστήματα ελέγχου. Ο στάτορας της ταχογεννήτριας φέρει δύο περιελίξεις που είναι κάθετες μεταξύ τους.



Σχήμα 3.13: Κύκλωμα ταχογεννήτριας.

Η περιέλιξη (1) τροφοδοτείται από εναλλασσόμενη τάση V_i . Στα άκρα της περιέλιξης (2) εμφανίζεται η τάση εξόδου V_o της ταχογεννήτριας.

Ο ρότορας της γεννήτριας είναι ένα απλό τύμπανο από αλουμίνιο, το οποίο μπορεί να περιστρέφεται μέσα στο στάτορα. Όταν ο ρότορας ηρεμεί, καμία τάση δεν εμφανίζεται στα άκρα της περιέλιξης (2) του στάτορα. Όταν όμως, ο ρότορας περιστρέφεται, τότε πάνω σ' αυτόν επάγονται δινορεύματα, τα οποία προκαλούν ανάπτυξη τάσεως V_o από επαγωγή στα άκρα της περιελίξεως (2).

Η τάση V_o προσεγγιστικά είναι ανάλογη της γωνιακής ταχύτητας του ρότορα, όταν η μαγνητική ροή του στάτορα είναι σταθερή. Οι γεννήτριες αυτές χρησιμοποιούνται σαν αισθητήριες διατάξεις σε συστήματα αυτόματου ελέγχου, όπου το ελεγχόμενο μέγεθος είναι η ταχύτητα. Γι' αυτό το λόγο ονομάζονται «ταχογεννήτριες» ή «ταχύμετρα».

3.8 ΓΕΝΙΚΑ ΓΙΑ ΤΟ ΚΥΚΛΩΜΑ ΕΛΕΓΧΟΥ

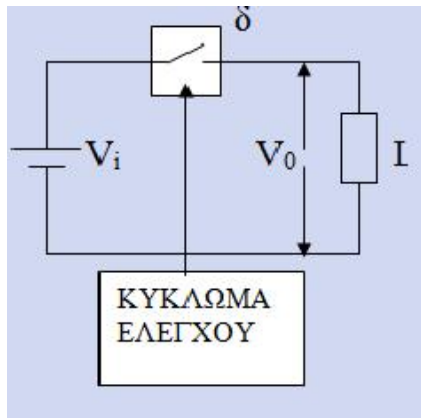
Όπως αναφέρθηκε από την έως τώρα μελέτη ο μετατροπέας DC-DC μετατρέπει μία συνεχή τάση σε μία ακολουθία θετικών παλμών. Μεταβάλλοντας τον χρόνο αγωγής (duty-cycle) των παλμών αυτών, σε σχέση με τη περίοδο, ελέγχεται η μέση τιμή της τάσης εξόδου. Υπάρχουν δύο τρόποι μεταβολής του χρόνου αγωγής:

- Με σταθερή συχνότητα και μεταβάλλοντας το t_{on} .
- Έχοντας το t_{on} σταθερό, μεταβάλλοντας τη περίοδο T του παλμού.

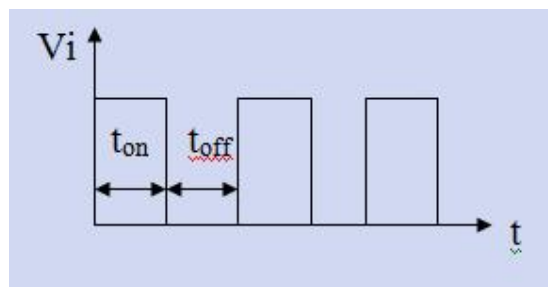
Στη συγκεκριμένη περίπτωση, χρησιμοποιείται ο πρώτος τρόπος μεταβολής του χρόνου αγωγής, γιατί ο δεύτερος τρόπος παρουσιάζει τα εξής μειονεκτήματα:

- Στις υψηλές συχνότητες παρουσιάζεται έντονη ηλεκτρομαγνητική παρενόχληση.
- Στις χαμηλές τάσεις δημιουργείται ασυνέχεια του ρεύματος τυμπάνου του κινητήρα.

Για να επιτευχθεί μεταβολή του χρόνου αγωγής με σταθερή συχνότητα, χρησιμοποιείται ένα κύκλωμα ελέγχου του διακοπτικού στοιχείου.



Σχήμα 3.14: Κύκλωμα ελέγχου του διακοπτικού στοιχείου.



Σχήμα 3.15: Σήμα εισόδου στο κύκλωμα ελέγχου του διακοπτικού στοιχείου.



Σχήμα 3.16: Κύκλωμα ελέγχου του διακοπτικού στοιχείου.

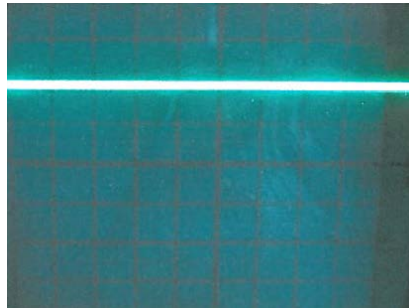
Για να γίνει περισσότερο αντιληπτή η λειτουργία του κυκλώματος έλεγχου, μπορεί να εξετασθεί επιμεριστικά, δηλαδή να αναλυθεί η συμπεριφορά κάθε βαθμίδας ξεχωριστά.

1. Στη πρώτη βαθμίδα (I) υπάρχει ένα ποτενσιόμετρο ακριβείας, το οποίο σαν έξοδο του έχει μια συνεχή τάση, έτσι ώστε να υπάρχει η δυνατότητα του χειροκίνητου ελέγχου.



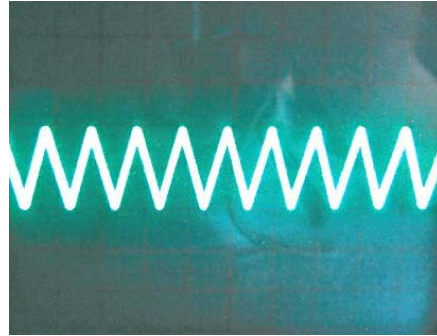
Σχήμα 3.18: Συνεχής τάση εξόδου ποτενσιόμετρου ακριβείας.

2. Στη δεύτερη βαθμίδα (II) υπάρχει σαν έξοδος μια συνεχή τάση με τη διαφορά όμως ότι η ρύθμιση της ελέγχεται αυτόματα με τη βοήθεια μιας ταχογεννήτριας, όπου το ένα άκρο της συνδέεται στον κινητήρα και το άλλο στη μπόρνα G. Το κύκλωμα αυτόματου ελέγχου αποτελείται από έναν αθροιστή ο οποίος προσθέτει δυο τάσεις, μια σταθερή και μια που προέρχεται από την ταχογεννήτρια και από έναν ολοκληρωτή ο οποίος με τη φόρτιση και την εκφόρτιση του πυκνωτή του, επιτυγχάνει αργές μεταβολές του σήματος της τάσης εισόδου του, λόγω του ότι η μεταβολή της τάσης του κινητήρα μπορεί να είναι απότομη. Η ταχογεννήτρια παράγει τάση ανάλογη των στροφών του κινητήρα, για την οποία ισχύει $V_{tach} = K * n$. Η τιμή της σταθερής τάσης αντιστοιχεί στις ονομαστικές στροφές του κινητήρα (-5V). Για n_{on} λαμβάνεται $t_{on} = t_{off}$. Αν μειωθούν οι στροφές θα αυξηθεί το t_{on} και το σύστημα θα επαναφέρει τις στροφές του στις ονομαστικές, ενώ αν αυξηθούν θα μειωθεί το t_{on} με το ανάλογο αποτέλεσμα.



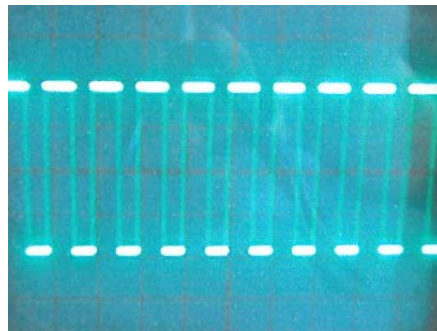
Σχήμα 3.19: Συνεχής τάση εξόδου η ρύθμιση της οποίας ελέγχεται αυτόματα με τη βοήθεια μιας ταχογεννήτριας.

3. Στην τρίτη βαθμίδα (III) ο ταλαντωτής παράγει έναν τριγωνικό παλμό με τη βοήθεια του ολοκληρωτή, εξαιτίας του πυκνωτή του, ο οποίος φορτίζεται και εκφορτίζεται, τα όρια του οποίου καθορίζονται από τον συγκριτή υστέρησης. Αξίζει να σημειωθεί ότι αν αυξηθεί η αντίσταση που βρίσκεται στην είσοδο του ολοκληρωτή, με σταθερή την χωρητικότητα του πυκνωτή, μειώνεται η συχνότητα της κυματομορφής και αντίστροφα.



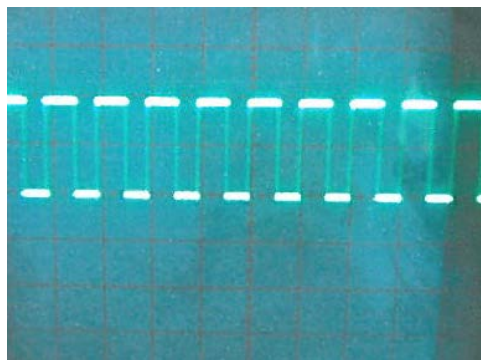
Σχήμα 3.20: Τριγωνικός παλμός ολοκληρωτή..

4. Στη τέταρτη βαθμίδα (IV) οδηγείται ο τριγωνικός παλμός στην αναστρέφουσα είσοδο του συγκριτή και τη σταθερή τάση, είτε με χειροκίνητο είτε με αυτόματο έλεγχο, στη μη αναστρέφουσα είσοδο. Από τη σύγκριση της τριγωνικής κυματομορφής με τη σταθερή τάση προκύπτει μια τετραγωνική κυματομορφή.

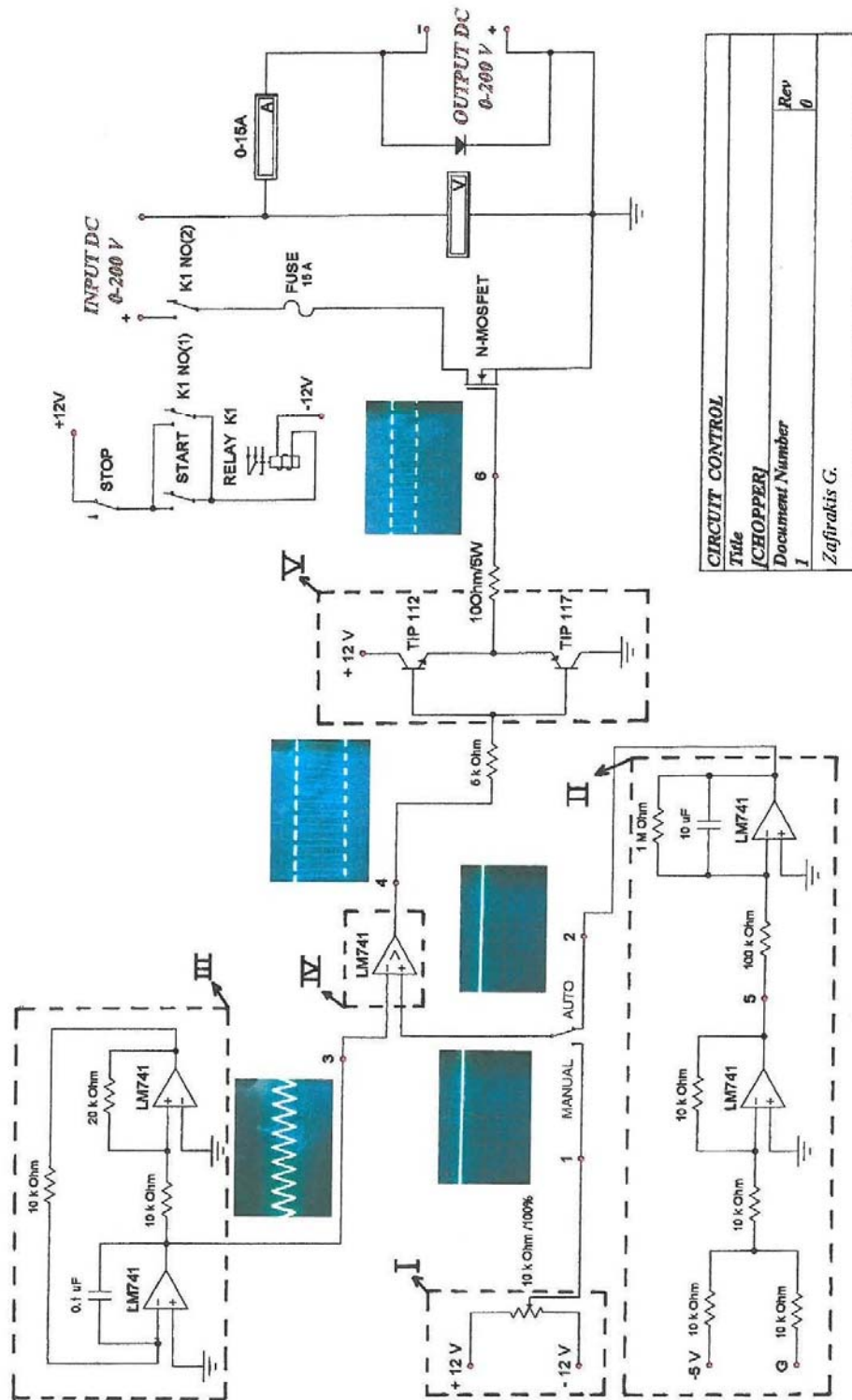


Σχήμα 3.21: Τετραγωνικός παλμός αποτέλεσμα σύγκρισης της τριγωνικής κυματομορφής με τη σταθερή τάση.

5. Στη πέμπτη βαθμίδα (V) ο τετραγωνικός παλμός οδηγείται σε μια ενισχυτική διάταξη totem pole, η οποία αποτελείται από ένα τρανζίστορ TIP 112 και το συμπληρωματικό του TIP 117. Το TIP 112 είναι τύπου NPN, είναι πολωμένο ορθά και τροφοδοτείται από +12V. Το TIP 117 είναι τύπου PNP και έχει γειωθεί. Κατά τη θετική ημιπερίοδο του τετραγωνικού παλμού, άγει το TIP 112 το οποίο ενισχύει τη θετική τιμή του τετραγωνικού παλμού. Στην αρνητική ημιπερίοδο άγει το TIP 117 το οποίο και τη μηδενίζει. Συνεπώς στην έξοδο αυτής της βαθμίδας προκύπτει ένας τετραγωνικός παλμός ο οποίος οδηγείται στη πύλη ενός MOSFET.



Σχήμα 3.22: Τετραγωνικός παλμός ο οποίος οδηγείται στη πύλη MOSFET.



CIRCUIT CONTROL	
Title	[CHOPPER]
Document Number	1
Rev	0
Zafirakis G.	

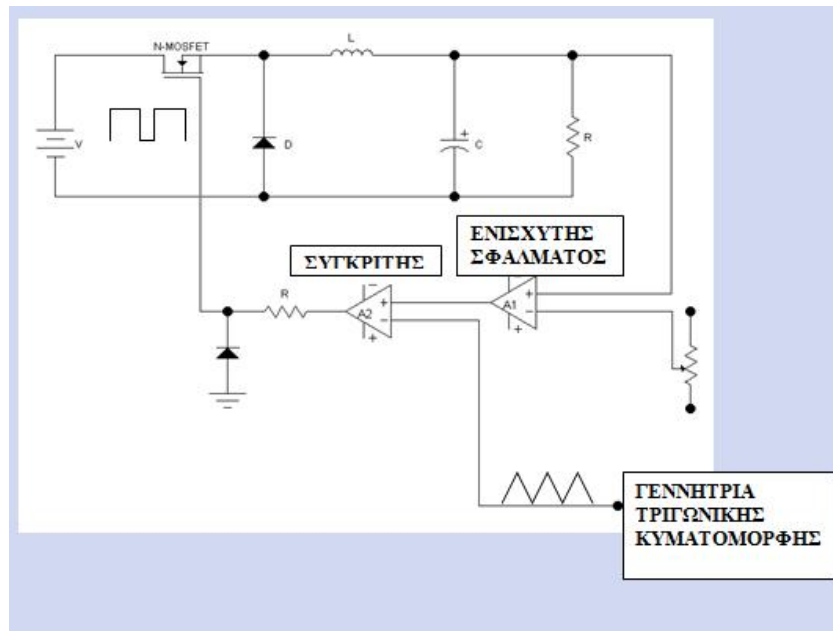
Σχήμα 3.23: Διάγραμμα κυκλώματος ελέγχου.

3.9 ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΗΣ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ ΤΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ DC-DC ΜΕ ΤΗΝ ΤΕΧΝΙΚΗ PWM

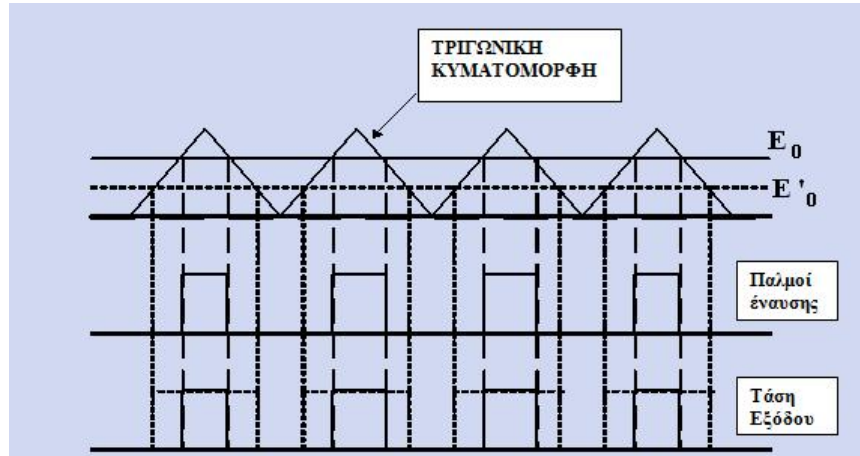
Ο έλεγχος της μέσης τιμής της τάσης εξόδου ενός μετατροπέα DC-DC μπορεί να επιτευχθεί με την αυξομείωση του εύρους των παλμών της τάσης εξόδου. Η τιμή της τάσης εξόδου ελέγχεται από τον ενισχυτή σφάλματος A_1 που στην έξοδο του παρέχει μια τάση E_0 , η οποία αυξομειώνεται σύμφωνα με τις διάφορες διακυμάνσεις της τάσης εξόδου. Αν η τιμή της τάσης εξόδου αυξηθεί τότε η DC τάση εξόδου E_0 αυξάνεται και αντίθετα μειώνεται όταν η τάση εξόδου μειωθεί.

Στη συνέχεια η τάση E_0 εφαρμόζεται στη μια είσοδο του ενισχυτή σύγκρισης A_2 . Στην άλλη είσοδο του ενισχυτή A_2 εφαρμόζεται η γνώστη τριγωνική κυματομορφή η οποία παράγεται από μια γεννήτρια. Επομένως, ο ενισχυτής A_2 συγκρίνει την τριγωνική κυματομορφή, η οποία παίρνει μόνο θετικές τιμές, με τη τάση E_0 . Η έξοδος του ενισχυτή A_2 , η οποία είναι μια κυματομορφή τετραγωνικών παλμών με διαμορφωμένο εύρος, εφαρμόζεται στο ημιαγωγικό στοιχείο του κυκλώματος ισχύος που στη προκειμένη περίπτωση είναι ένα MOSFET. Η συχνότητα των παλμών έναυσης ή η συχνότητα λειτουργίας του ημιαγωγικού στοιχείου εξαρτάται από την ταχύτητα απόκρισης του στοιχείου και μπορεί να είναι 20 KHz μέχρι 300 kHz ή και παραπάνω.

Πρέπει να σημειωθεί ότι αυξάνοντας τη συχνότητα λειτουργίας (που ρυθμίζεται από τη συχνότητα της τριγωνικής κυματομορφής) μειώνεται το μέγεθος του φίλτρου εξόδου του μετατροπέα, αλλά αυξάνονται οι απώλειες του κυκλώματος ισχύος και γι' αυτό η επιλογή της διακοπτικής συχνότητας πρέπει να γίνει σε συνδυασμό και με τις δυο αυτές παραμέτρους. Αυξάνοντας όμως τη συχνότητα λειτουργίας, αυξάνονται οι απώλειες του μετατροπέα καθώς και η ηλεκτρομαγνητική παρενόχληση. Επομένως, η επιλογή της συχνότητας λειτουργίας του μετατροπέα πρέπει να γίνει σύμφωνα με το απαιτούμενο μέγεθος του μετατροπέα, την απαιτούμενη απόδοση και την απαιτούμενη ηλεκτρομαγνητική παρενόχληση.



Σχήμα 3.24: Κύκλωμα μετατροπέα ο οποίος χρησιμοποιεί την τεχνική PWM για τον έλεγχο της τάσης εξόδου.

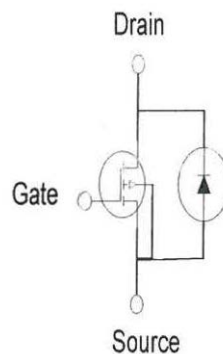


Σχήμα 3.25: Ορισμός της τεχνικής ελέγχου PWM.

ΚΥΚΛΩΜΑ ΙΣΧΥΟΣ

4.1 ΓΕΝΙΚΑ ΓΙΑ ΤΟ MOSFET

Το MOSFET (Metal - Oxide - Semiconductor - Field - Effect - Transistor) είναι ημιαγωγικό στοιχείο τριών ακροδεκτών στο οποίο η πύλη (gate) ελέγχει τη ροή του ρεύματος μεταξύ των ακροδεκτών εξόδου που είναι η πηγή (source) και η υποδοχή (drain). Στο Σχήμα 4.1 παρουσιάζεται το σύμβολο ενός MOSFET με διάυλο τύπου n.



Σχήμα 4.1: Σύμβολο του MOSFET διαύλου τύπου n.

Στο Σχήμα 4.3 παρουσιάζονται οι χαρακτηριστικές τάσης – ρεύματος ($V - I$) του συγκεκριμένου MOSFET.

Όπου:

- i_D = ρεύμα υποδοχής (drain current).
- V_{DS} = τάση μεταξύ υποδοχής και πηγής (drain – source voltage).
- V_{GS} = τάση μεταξύ πύλης και πηγής (gate – source voltage).
- Περιοχή A: ωμική περιοχή ή περιοχή αγωγής.
- Περιοχή B: ενεργός περιοχή ή περιοχή σταθερού ρεύματος ή περιοχή κορεσμού.

Οι χαρακτηριστικές τάσης – ρεύματος ($V - I$) ενός MOSFET διαύλου τύπου p είναι οι ίδιες με εκείνες του MOSFET διαύλου τύπου n με τη διαφορά ότι οι πολικότητες του ρεύματος και της τάσης είναι ανεστραμμένες έτσι ώστε οι χαρακτηριστικές του MOSFET διαύλου τύπου p να εμφανίζονται στο τρίτο τεταρτημόριο του πεδίου $i_D - V_{DS}$. Επίσης, στο Σχήμα 4.2 παρουσιάζονται οι χαρακτηριστικές τάσης – ρεύματος ($V - I$) ενός τρανζίστορ ισχύος.

Όπου:

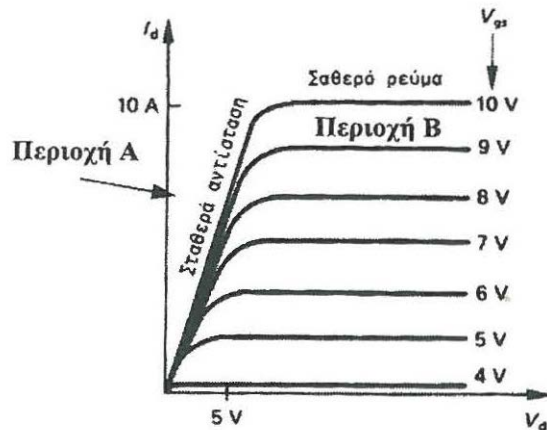
- Περιοχή A: περιοχή κορεσμού.
- Περιοχή B: γραμμική ενεργός περιοχή.

Εάν συγκριθούν οι χαρακτηριστικές των δύο αυτών ημιαγωγικών διακοπών εξάγονται τα ακόλουθα συμπεράσματα:

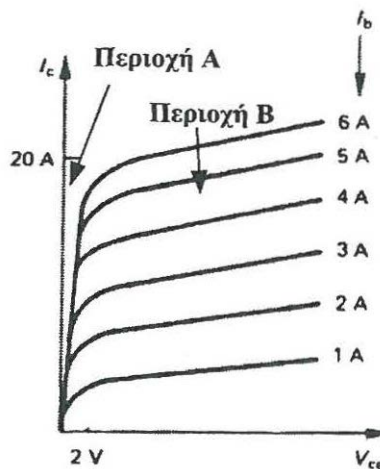
- Η ομάδα των καμπυλών του MOSFET ισχύος παράγεται από τις αλλαγές της τάσης της πύλης και όχι από τις αλλαγές του ρεύματος βάσης όπως συμβαίνει με

το τρανζίστορ ισχύος. Για το λόγο αυτό το MOSFET λέγεται ότι είναι ημιαγωγικό στοιχείο τάσης, ενώ το τρανζίστορ στοιχείο ρεύματος.

- Η κλίση της καμπύλης στην περιοχή κορεσμού του τρανζίστορ είναι μεγαλύτερη από αυτή της ωμικής περιοχής του MOSFET. Αυτό σείχνει ότι η αντίσταση αγωγής $R_{DS(ON)}$, του MOSFET είναι μεγαλύτερη από την αντίστοιχη αγωγής του τρανζίστορ.
- Η κλίση της καμπύλης του τρανζίστορ στην ενεργό περιοχή είναι μεγαλύτερη από αυτή της αντίστοιχης ενεργούς περιοχής του MOSFET. Αυτό έχει σαν αποτέλεσμα να καθιστά το MOSFET σαν καλύτερη πηγή σταθερού ρεύματος.



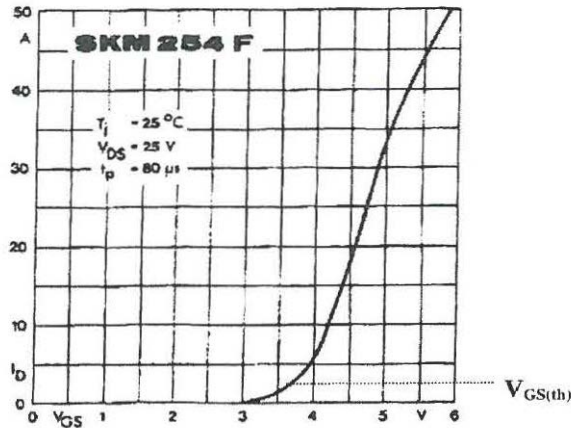
Σχήμα 4.2: Χαρακτηριστική τάσης – ρεύματος (V – I) του MOSFET.



Σχήμα 4.3: Χαρακτηριστική τάσης – ρεύματος (V – I) του BJT.

Στις διατάξεις ηλεκτρονικών ισχύος, τα MOSFET λειτουργούν σαν διακόπτες για τον έλεγχο της ισχύος φορτίου όπως γίνεται και με τα τρανζίστορ ισχύος. Επομένως το MOSFET λειτουργεί είτε στην περιοχή αποκοπής (cut-off region), όταν δεν άγει, είτε στην ωμική περιοχή όταν άγει.

Στο Σχήμα 4.4 παρουσιάζεται η χαρακτηριστική μεταφοράς του MOSFET. Όπως παρατηρείται, από τη χαρακτηριστική, υπάρχει μια οριακή τιμή της τάσης πύλης $V_{GS(TH)}$ (voltage gate threshold), βάση της οποίας λειτουργεί το MOSFET. Εάν η τάση της πύλης ενός MOSFET περάσει αυτή τη τιμή ($V_{GS} > V_{GS(TH)}$) τότε το MOSFET αρχίζει να άγει και το ρεύμα της υποδοχής i_D αυξάνεται.



Σχήμα 4.4: Χαρακτηριστική μεταφοράς τυπικού MOSFET.

Στην περίπτωση αυτή το MOSFET συμπεριφέρεται σαν κλειστός διακόπτης. Το MOSFET βρίσκεται στην ωμική περιοχή όταν:

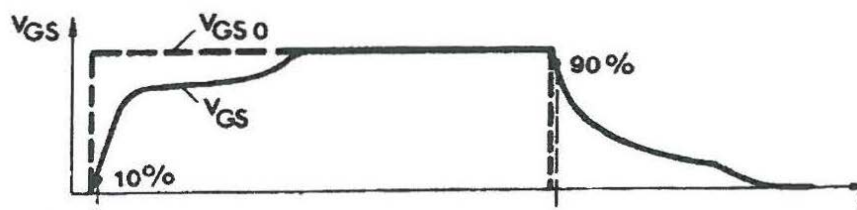
$$V_{GS} - V_{GS(TH)} > V_{DS} > 0 \quad (4.1)$$

Μερικές από τις προδιαγραφές του κατασκευαστή, για να ποφευχθεί η καταστροφή του MOSFET, είναι:

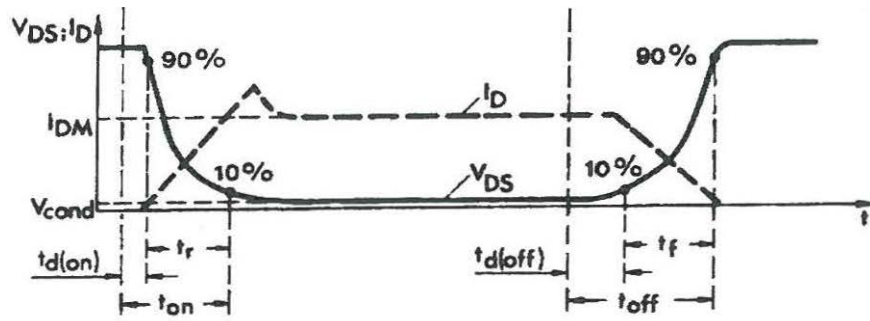
- I_D = συνεχόμενο ρεύμα υποδοχής.
- I_{DM} = μέγιστη τιμή παλμικού ρεύματος υποδοχής.
- V_{GS} = τάση πύλης.
- $V_{GS(TH)}$ = οριακή τιμή τάσης πύλης κατά την έναυση.
- V_{DS} = τάση μεταξύ υποδοχής και πηγής.
- $V_{(BR)DSS}$ = τάση κατάρρευσης μεταξύ υποδοχής και πηγής όταν η πύλη είναι βραχυκυκλωμένη με την πηγή.
- $R_{DS(ON)}$ = αντίσταση αγωγής του MOSFET (σε mΩ).
- P_D = ισχύς που καταναλώνεται στο MOSFET κατά τη λειτουργία του.
- T_J = θερμοκρασία επαφής (-55...+150°C).

4.2 ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΕΣ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ ΤΟΥ MOSFET

Στα Σχήματα 4.5 και 4.6 παρουσιάζονται οι διακοπτικές χαρακτηριστικές του MOSFET ισχύος. Στο Σχήμα 4.5 παρουσιάζεται η κυματομορφή του παλμού έναυσης που εφαρμόζεται στην πύλη του MOSFET και στο Σχήμα 4.6 παρουσιάζονται οι κυματομορφές του ρεύματος υποδοχής I_D και της τάσης υποδοχής – πηγής V_{DS} κατά την έναυση και τη σβέση του MOSFET. Για να υπολογιστούν οι απώλειες του MOSFET κατά την σβέση, την έναυση και την αγωγή του, πρέπει να είναι γνωστή η δυναμική συμπεριφορά του MOSFET μέσω των διακοπτικών του χαρακτηριστικών.



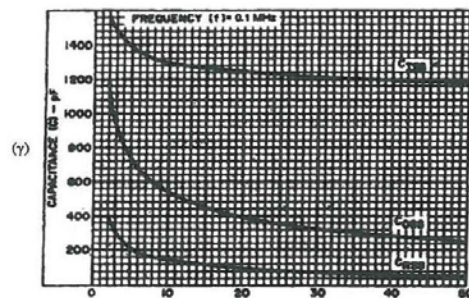
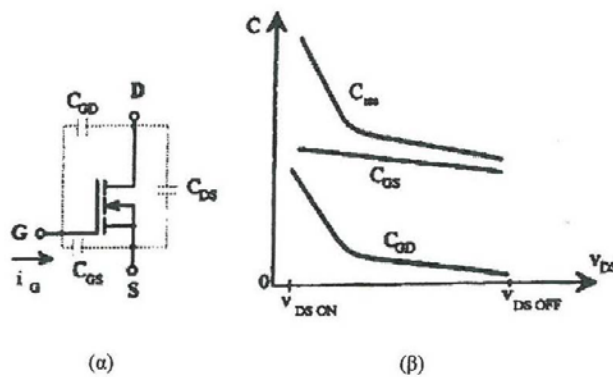
Σχήμα 4.5: Κυματομορφή τάσης πύλης V_{GS} .



Σχήμα 4.6: Κυματομορφές ρεύματος υποδοχής I_D και τάσης υποδοχής – πηγής V_{DS} .

Οι διακοπτικοί χρόνοι ενός MOSFET εξαρτώνται κατά κύριο λόγο από τις εσωτερικές του παρασιτικές χωρητικότητες οι οποίες παρουσιάζονται στο Σχήμα 4.7. Για να έχει το MOSFET τη δυνατότητα γρήγορης φόρτισης και εκφόρτισης αυτών των παρασιτικών χωρητικοτήτων κατά την έναυση και κατά την σβέση του έτσι ώστε να μην παρουσιάζονται φαινόμενα μεταβατικών σφαλμάτων και καθυστέρηση έναυσης και σβέσης του ημιαγωγικού στοιχείου.

Για τον λόγο αυτό θα πρέπει το κύκλωμα οδήγησης (driving circuit) του MOSFET να συμπεριφέρεται στο MOSFET σαν μια πηγή παλμών με χαμηλή εσωτερική σύνθετη αντίσταση. Η τάση V_{GS} του V_{GS} δεν πρέπει να υπερβαίνει στις περισσότερες περιπτώσεις τα $\pm 20V$ γιατί αυτό θα είναι καταστροφικό για το MOSFET.



Σχήμα 4.7: Παρασιτικές χωρητικότητες του MOSFET:
 α) MOSFET ισχύος με τις παρασιτικές χωρητικότητες.
 β) Μεταβολή των χαρακτηριστικών σε συνάρτηση με την τάση υποδοχής – πηγής V_{DS} .
 γ) Μεταβολή των χωρητικοτήτων ενός συγκεκριμένου MOSFET.

Όπου:

- C_{GS} = παρασιτική χωρητικότητα μεταξύ πύλης και πηγής.
- C_{GD} = παρασιτική χωρητικότητα μεταξύ πύλης και υποδοχής.
- C_{DS} = παρασιτική χωρητικότητα μεταξύ υποδοχής και πηγής.
- $C_{iss} = C_{GS} + C_{GD}$ = χωρητικότητα εισόδου.
- $C_{oss} = C_{GD} + C_{DS}$ = χωρητικότητα εξόδου.
- $C_{rss} = C_{GD}$ = χωρητικότητα αρνητικής μεταφοράς.

Για να μεταβεί ένα MOSFET ισχύος στην κατάσταση αγωγής πρέπει να εφαρμοστεί ένας παλμός τάσης στην πύλη του με μεγάλη κλίση, όπως παρουσιάζεται στο Σχήμα 4.5. Όμως λόγω της εσωτερικής αντίστασης του κυκλώματος οδήγησης και της εσωτερικής παρασιτικής χωρητικότητας C_{GS} , η πραγματική κυματομορφή του παλμού είναι όπως αυτή της V_{GS} του Σχήματος 4.5. Παρατηρείται ότι η πραγματική κυματομορφή της V_{GS} έχει μικρότερη κλίση από αυτή της ιδανικής V_{GSO} . Όταν η τάση V_{GS} φτάσει την οριακή τιμή $V_{GS(TH)}$ τότε η τάση V_{DS} αρχίζει να μειώνεται ενώ το ρεύμα υποδοχής αρχίζει να αυξάνεται.

Η χρονική διάρκεια μεταξύ της χρονικής στιγμής που η τάση V_{GS} έχει αυξηθεί στο 10% της τελικής της τιμής και της χρονικής στιγμής που η τάση V_{DS} έχει μειωθεί στο 90% της αρχικής της τιμής ονομάζεται χρόνος καθυστέρησης αγωγής $t_{d(on)}$ (Σχήμα 4.6).

Επίσης, η χρονική διάρκεια μεταξύ της χρονικής στιγμής που η τάση V_{DS} μειώνεται από 90% στο 10% της τιμής της ονομάζεται χρόνος ανύψωσης t_r (Σχήμα 4.6).

Συνεπώς, ο χρόνος που χρειάζεται ένα MOSFET να μεταβεί στην κατάσταση αγωγής δίνεται από τη Σχέση (4.2):

$$t_{on} = t_{d(on)} + t_r \quad (4.2)$$

Όπου:

$$t_r \approx 2,2R_G C_{iss} \quad (4.3)$$

και

R_G = εσωτερική αντίσταση κυκλώματος οδήγησης.

Απότι διαπιστώνεται από τις παραπάνω χαρακτηριστικές, το μεγαλύτερο μέρος του χρόνου t_{on} είναι ο χρόνος t_r ο οποίος πρέπει να περιοριστεί σε χαμηλές τιμές, έτσι ώστε να περιοριστούν οι απώλειες ισχύος έναυσης του MOSFET. Ο χρόνος t_r μπορεί να περιορισθεί σε χαμηλές τιμές όταν χρησιμοποιηθεί κύκλωμα οδήγησης χαμηλής εσωτερικής αντίστασης και πηνίου.

Στο τέλος της χρονικής στιγμής $t_{d(on)}$ η τάση V_{DS} έχει πάρει ακόμη την τιμή της τάσης αγωγής της οποίας η τιμή είναι:

$$V_{cond} = I_{DM} R_{DS(ON)} \quad (4.4)$$

Η αιχμή ρεύματος που παρουσιάζεται κατά την αγωγή του MOSFET (δηλαδή την χρονική στιγμή t_{on}) δημιουργείται λόγω του φαινομένου της ανάστροφης ανάκτησης της διόδου ελεύθερης διέλευσης που πολλές φορές είναι συνδεδεμένη αντιπαράλληλα με το MOSFET.

Για να μεταβεί ένα MOSFET ισχύος στην κατάσταση αποκοπής εφαρμόζεται στην πύλη του μηδενική ή στιγμιαία αρνητική τάση. Η αρνητική τάση είναι απαραίτητη για τη γρήγορη εκφόρτιση των παρασιτικών χωρητικοτήτων του έτσι ώστε να επιτυγχάνεται μεγαλύτερη διακοπτική συχνότητα.

Από τα Σχήματα 4.5 και 4.6 παρατηρείται ότι ενώ ο ιδανικός παλμός τάσης της πύλης V_{GSO} (παλμός πριν συνδεθεί στην πύλη του MOSFET) έχει μεγάλη κλίση, ο πραγματικός

παλμός V_{GS} (παλμός αφού συνδεθεί το MOSFET με το κύκλωμα οδήγησης) παρουσιάζει μικρότερη κλίση πάλι λόγω των εσωτερικών παρασιτικών χωρητικοτήτων του MOSFET.

Το γεγονός αυτό έχει σαν αποτέλεσμα τη δημιουργία κάποιων διακοπτικών καθυστερήσεων κατά τη μετάβαση στην κατάσταση αποκοπής (δηλαδή κατά τη σβέση του). Υπάρχει ο χρόνος καθυστέρησης $t_{d(off)}$, που είναι ο χρόνος μεταξύ της χρονικής στιγμής που η τάση V_{GS} έχει μειωθεί στο 90% της αρχικής της τιμής και της χρονικής στιγμής που η τάση V_{DS} είναι στο 10% της τελικής της τιμής (Σχήμα 4.5).

Μετά τη χρονική στιγμή $t_{d(off)}$ το ρεύμα υποδοχής i_D αρχίζει να μειώνεται και μετά από χρόνο t_f , ο οποίος ονομάζεται χρόνος πτώσης, πηγαίνει στο μηδέν. Ο χρόνος του MOSFET δίνεται από τη Σχέση (4.5):

$$t_{off} = t_{d(off)} + t_f \quad (4.5)$$

Οι χρόνοι $t_{d(on)}$, $t_{d(off)}$, t_r και t_f δίνονται στις προδιαγραφές του συγκεκριμένου MOSFET. Οι χρόνοι αυτοί είναι της τάξης των μερικών δεκάδων nsecs.

Οι απώλειες ισχύος λειτουργίας ενός MOSFET δίνονται από τη Σχέση (4.6):

$$P_{ολική(μείσητιμής)} = f(W_{on} + W_{cond} + W_{off}) \quad (4.6)$$

Όπου:

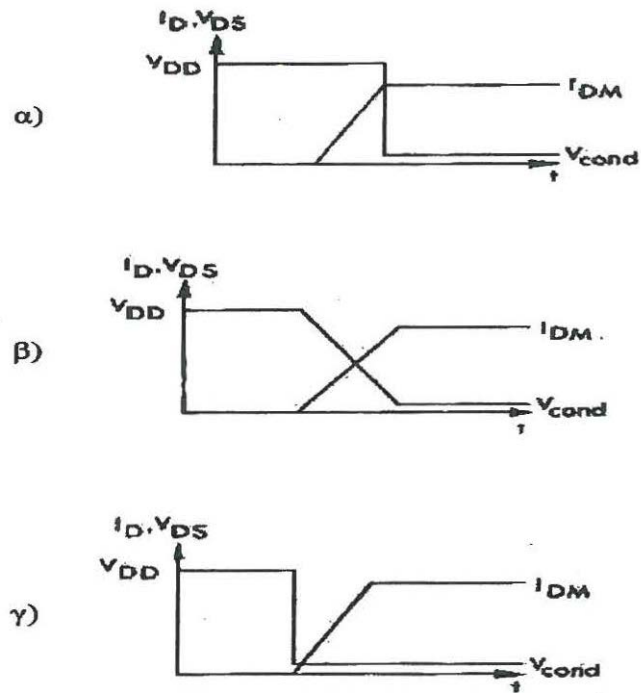
- f = διακοπτική συχνότητα του MOSFET.
- $W_{on} = I_{DM} V_{COND} \frac{t_{ir}}{2}$ = κατανάλωση ενέργειας κατά την μετάβαση στην αγωγή.
- $W_{off} = I_{DM} V_{DD} \frac{t_{if}}{k_{off}}$ = κατανάλωση ενέργειας κατά την μετάβαση αποκοπής.
- $W_{cond} = \tilde{I}_{DM}^2 R_{DS(on)}$ = κατανάλωση ενέργειας κατά την αγωγή.
- t_{ir} = χρόνος ανύψωσης του ρεύματος υποδοχής i_D .
- t_{if} = χρόνος πτώσης του ρεύματος υποδοχής i_D .

Για την τιμή του συντελεστή k_{off} υπάρχουν οι ακόλουθες περιπτώσεις:

- $k_{off} = 2$ (όταν η V_{DS} εφαρμόζεται στο MOSFET σε όλο τον χρόνο που το ρεύμα i_D αυξάνεται).
- $k_{off} = 6$ (όταν η V_{DS} μειώνεται με τον ίδιο ρυθμό αύξησης του ρεύματος υποδοχής i_D).
- $k_{off} = 2 \frac{V_{DD}}{I_{DM} R_{DS(on)}}$ (όταν η V_{DS} μειώνεται στην αρχή της έναυσης πολύ γρήγορα στην τιμή V_{COND}).

Οι παραπάνω περιπτώσεις τιμών του συντελεστή k_{off} παρουσιάζονται στο Σχήμα

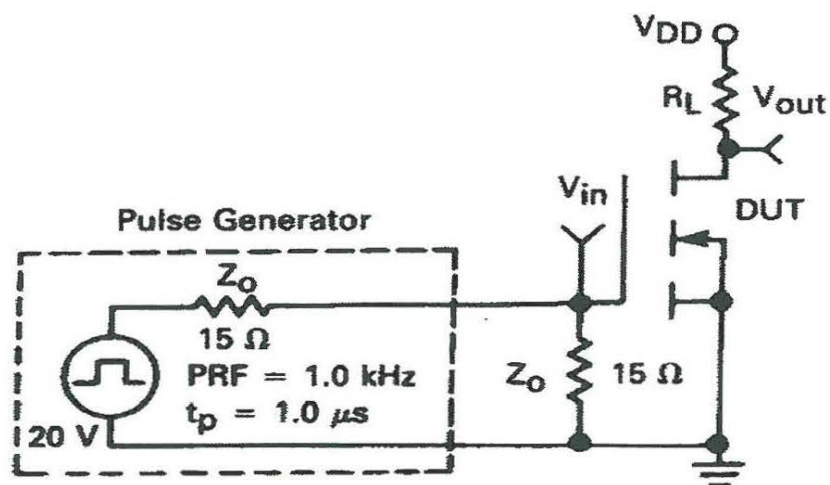
4.8.



Σχήμα 4.8: Τρεις τυπικές περιπτώσεις τάσης V_{DS} και ρεύματος i_D κατά την έναυση ενός MOSFET:

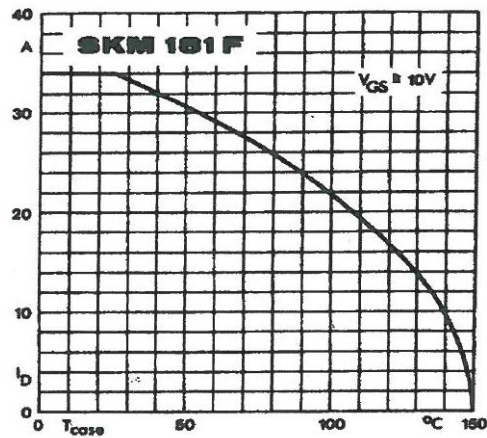
- α) Η τάση V_{DS} εφαρμόζεται στο MOSFET σε όλο το χρονικό διάστημα που το ρεύμα i_D αυξάνεται.
 β) Η τάση V_{DS} μειώνεται με τον ίδιο ρυθμό αύξησης του ρεύματος υποδοχής i_D .
 γ) Η τάση V_{DS} μειώνεται στην αρχή της έναυσης πάρα πολύ γρήγορα στην τιμή V_{COND} .

Στο Σχήμα 4.9 παρουσιάζεται ένα κύκλωμα μέτρησης των διακοπτικών χρόνων ενός MOSFET.



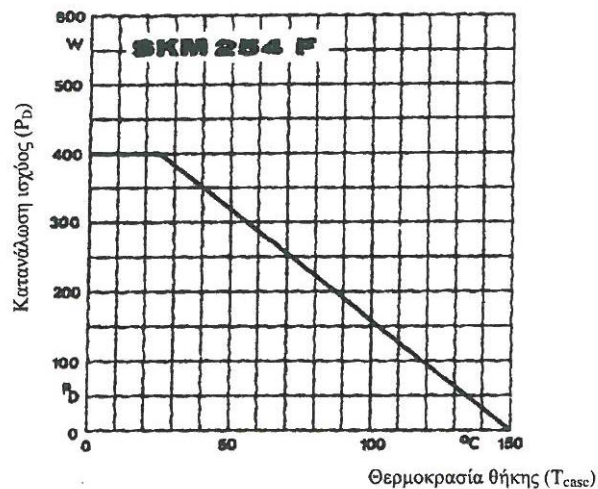
Σχήμα 4.9: Κύκλωμα μέτρησης διακοπτικών χρόνων ενός MOSFET.

Στο Σχήμα 4.10 παρουσιάζεται η καμπύλη μεταβολής του ρεύματος i_D ενός συγκεκριμένου τύπου MOSFET σε σχέση με τη θερμοκρασία θήκης του.



Σχήμα 4.10: Μεταβολή του ρεύματος υποδοχής i_D σε σχέση με την μεταβολή της θερμοκρασίας της μεταλλικής θήκης ενός συγκεκριμένου MOSFET.

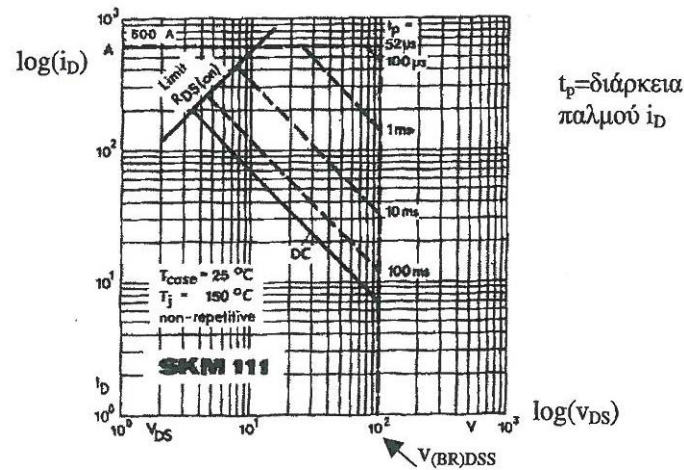
Στο Σχήμα 4.11 παρουσιάζεται η καμπύλη μεταβολής της ισχύος κατανάλωσης ενός συγκεκριμένου MOSFET σε σχέση με τη θερμοκρασία θήκης του.



Σχήμα 4.11: Μεταβολή της κατανάλωσης ενός συγκεκριμένου MOSFET σε σχέση με την μεταβολή της θερμοκρασίας της μεταλλικής του θήκης.

4.3 ΠΕΡΙΟΧΗ ΑΣΦΑΛΟΥΣ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ ΤΩΝ MOSFET ΙΣΧΥΟΣ (SOA)

Στο Σχήμα 4.12 παρουσιάζεται η περιοχή ασφαλούς λειτουργίας ενός τυπικού MOSFET ισχύος. Η περιοχή αυτή ορίζεται από τη μέγιστη απόλυτη τιμή του ρεύματος διοχέτευσης I_{DM} , από τη μέγιστη εσωτερική θερμοκρασία επαφής του πλακιδίου $T_{j,max}$ η οποία εξαρτάται από τις απώλειες του και από την τάση κατάρρευσης $V_{(BR)DSS}$.



Σχήμα 4.12: Περιοχή ασφαλούς λειτουργίας ενός τυπικού MOSFET.

Επίσης, πρέπει να αναφερθεί ότι δεν υπάρχει διαφορά μεταξύ ορθής και ανάστροφης πόλωσης ως προς την περιοχή ασφαλούς λειτουργίας.

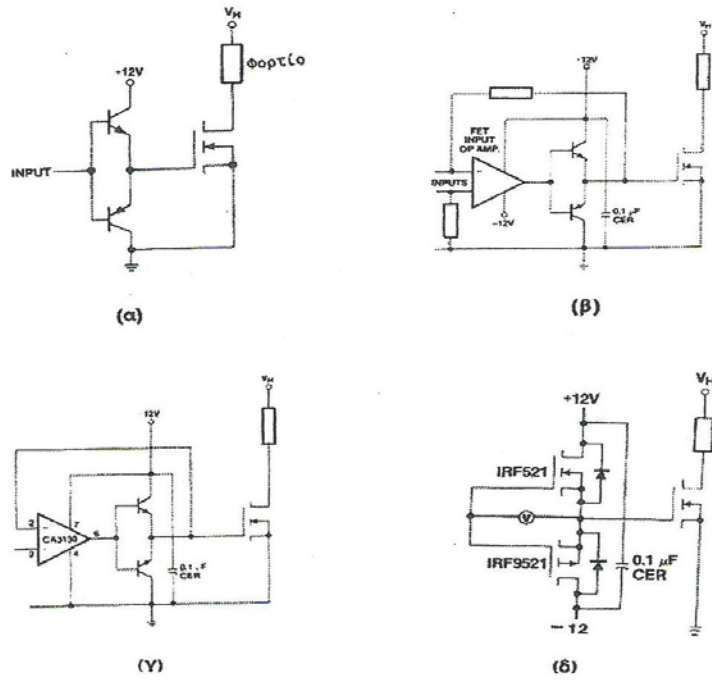
4.4 ΚΥΚΛΩΜΑ ΟΔΗΓΗΣΗΣ ΓΙΑ MOSFET

Η διακοπτική ταχύτητα του ψ εξαρτάται από το ρεύμα πύλης που φορτίζει τις παρασιτικές χωρητικότητες του πλακιδίου. Συνεπώς, ο σχεδιαστής έχει τη δυνατότητα ελέγχου των διακοπτικών χρόνων (t_{off} και t_{on}) ενός MOSFET μέσω της σχεδίασης του κυκλώματος οδήγησης.

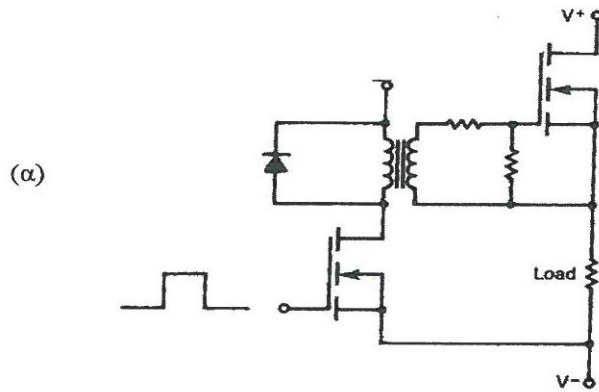
Στο Σχήμα 4.13 παρουσιάζονται κυκλώματα οδήγησης τα οποία όμως δεν παρέχουν γαλβανική απομόνωση μεταξύ του MOSFET ισχύος και του κυκλώματος ελέγχου.

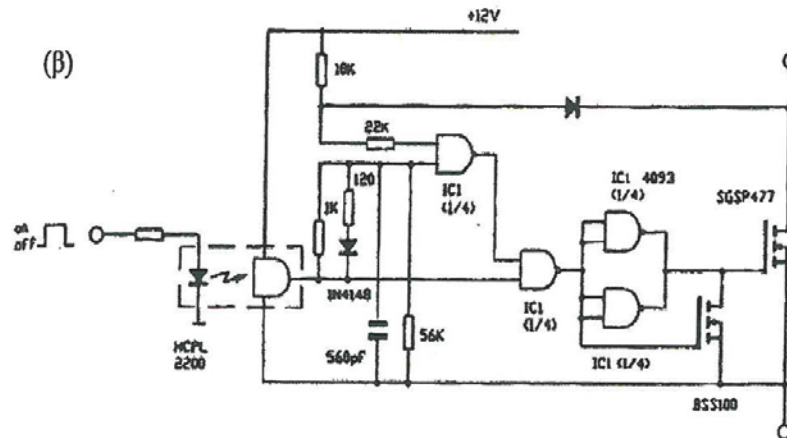
Στο Σχήμα 4.14 παρουσιάζονται κυκλώματα οδήγησης με τα οποία επιτυγχάνεται η γαλβανική απομόνωση μέσω ενός μετασχηματιστή ή ενός όπτο-τρανζίστορ.

Τα κυκλώματα οδήγησης των MOSFET είναι λιγότερο πολύπλοκα από αυτά των BJT λόγω του μεγάλου κέρδους ρεύματος που παρουσιάζουν.



Σχήμα 4.13: Κυκλώματα οδήγησης για MOSFET χωρίς γαλβανική απομόνωση.

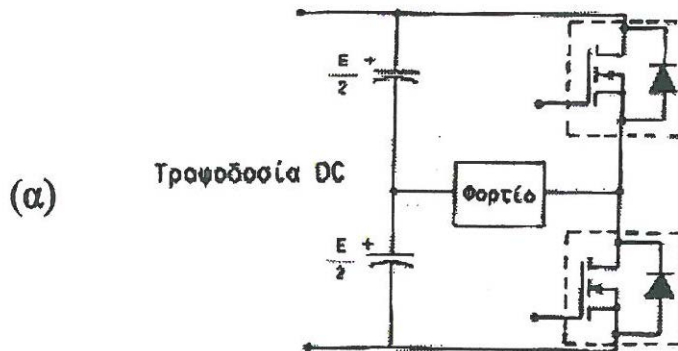


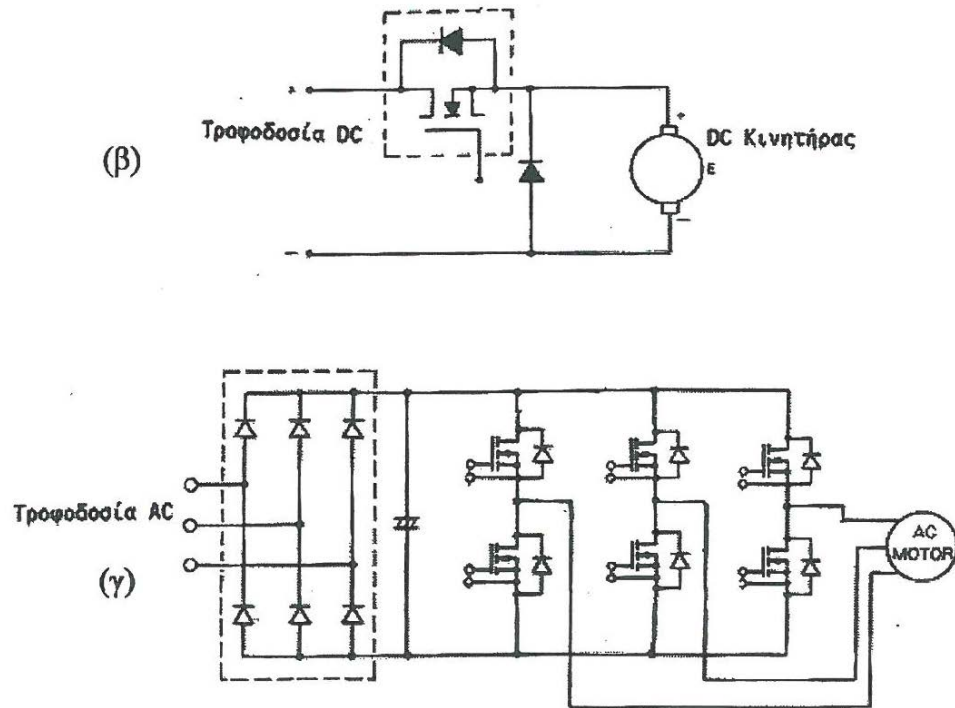


Σχήμα 4.14: Κυκλώματα οδήγησης για MOSFET με γαλβανική απομόνωση.

4.5 ΠΑΡΑΔΕΙΓΜΑ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΙΣΧΥΟΣ ΜΕ MOSFET

Στο Σχήμα 4.15 παρουσιάζονται μερικά κυκλώματα εφαρμογών για τα MOSFET. Στο Σχήμα 4.15α παρουσιάζεται ένας μετατροπέας DC-DC σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας όπου τα κύρια ημιαγωγικά στοιχεία είναι MOSFET. Στο Σχήμα 4.15β παρουσιάζεται ένα chopper το οποίο χρησιμοποιείται για τον έλεγχο της ταχύτητας ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος. Τέλος, στο Σχήμα 4.15γ παρουσιάζεται ένα κύκλωμα ενός τριφασικού αντιστροφέ DC-AC, ο οποίος οδηγεί έναν κινητήρα εναλλασσόμενου ρεύματος.





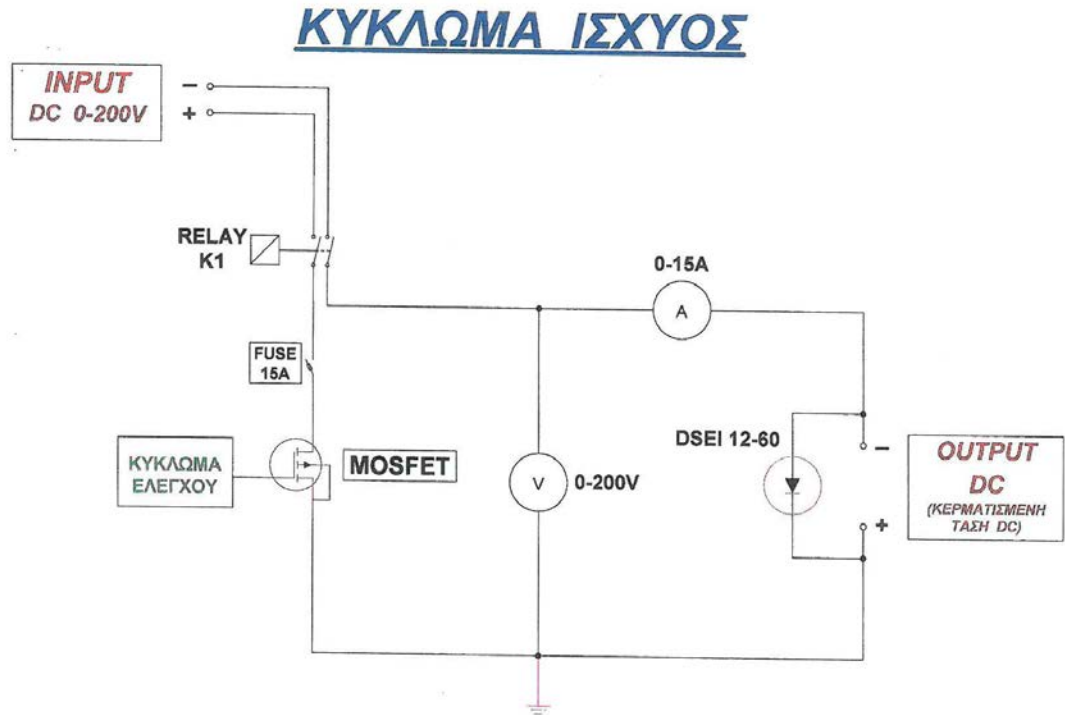
Σχήμα 4.15: Διαφορά κυκλώματα ισχύος με MOSFET:

- α) Κύκλωμα μετατροπέα DC-DC σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας.
- β) Κύκλωμα chopper για τον έλεγχο της ταχύτητας ενός κινητήρα.
- γ) Κύκλωμα ενός τριφασικού αντιστροφέ.

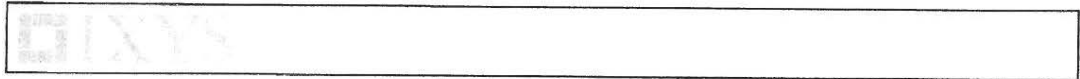
Στις επόμενες σελίδες παρουσιάζονται το κύκλωμα ισχύος, η φωτογραφία του από το κατασκευαστικό μέρος καθώς επίσης και τα χαρακτηριστικά του MOSFET που χρησιμοποιήθηκε στο κατασκευαστικό μέρος του κυκλώματος της διπλωματικής αυτής εργασίας.



Σχήμα 4.16: Φωτογραφία του κυκλώματος ελέγχου.



Σχήμα 4.17: Κύκλωμα ισχύος.



MegaMOS™FET

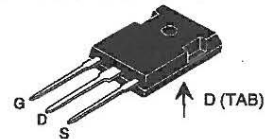
	V_{DSS}	I_{D25}	$R_{DS(on)}$
IXTH / IXTM 11N80	800 V	11 A	0.95 Ω
IXTH / IXTM 13N80	800 V	13 A	0.80 Ω

N-Channel Enhancement Mode

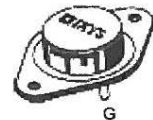


Symbol	Test Conditions	Maximum Ratings	
V_{DSS}	$T_J = 25^\circ\text{C}$ to 150°C	800	V
V_{DGR}	$T_J = 25^\circ\text{C}$ to 150°C ; $R_{GS} = 1\text{ M}\Omega$	800	V
V_{GS}	Continuous	± 20	V
V_{GSM}	Transient	± 30	V
I_{D25}	$T_C = 25^\circ\text{C}$	11N80: 11 13N80: 13	A
I_{DM}	$T_C = 25^\circ\text{C}$, pulse width limited by T_{JM}	11N80: 44 13N80: 52	A
P_D	$T_C = 25^\circ\text{C}$	300	W
T_J		-55 ... +150	$^\circ\text{C}$
T_{JM}		150	$^\circ\text{C}$
T_{stg}		-55 ... +150	$^\circ\text{C}$
M_d	Mounting torque	1.13/10 Nm/lb.in.	
Weight		TO-204 = 18 g, TO-247 = 6 g	
Maximum lead temperature for soldering 1.6 mm (0.062 in.) from case for 10 s		300	$^\circ\text{C}$

TO-247 AD (IXTH)



TO-204 AA (IXTM)



G = Gate, D = Drain,
S = Source, TAB = Drain

Features

- International standard packages
- Low $R_{DS(on)}$ HDMOS™ process
- Rugged polysilicon gate cell structure
- Low package inductance (< 5 nH)
 - easy to drive and to protect
- Fast switching times

Applications

- Switch-mode and resonant-mode power supplies
- Motor controls
- Uninterruptible Power Supplies (UPS)
- DC choppers

Advantages

- Easy to mount with 1 screw (TO-247) (isolated mounting screw hole)
- Space savings
- High power density

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
V_{DSS}	$V_{GS} = 0\text{ V}$, $I_D = 3\text{ mA}$	800		V
$V_{GS(th)}$	$V_{DS} = V_{GS}$, $I_D = 250\ \mu\text{A}$	2		4.5 V
I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 20\text{ V}_{DC}$, $V_{DS} = 0$			$\pm 100\text{ nA}$
I_{DSS}	$V_{DS} = 0.8 \cdot V_{DSS}$, $V_{GS} = 0\text{ V}$			250 μA 1 mA
$R_{DS(on)}$	$V_{GS} = 10\text{ V}$, $I_D = 0.5\ I_{D25}$ Pulse test, $t \leq 300\ \mu\text{s}$,	11N80		0.95 Ω
		13N80		0.80 Ω

IXYS reserves the right to change limits, test conditions, and dimensions.

915380F (5/96)

IXYS Corporation
3540 Bassett Street, Santa Clara, CA 95054
Tel: 408-982-0700 Fax: 408-496-0670

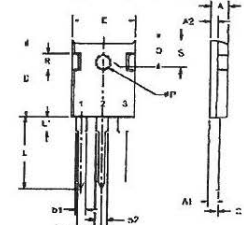
IXYS Semiconductor
Edisonstr. 15, D-68623 Lampertheim, Germany
Tel: +49-6206-5030 Fax: +49-6206-503629

**IXTH 11N80 IXTH 13N80
IXTM 11N80 IXTM 13N80**

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
g_{fs}	$V_{DS} = 10\text{ V}; I_D = 0.5 \cdot I_{D25}$, pulse test	8	14	S
C_{iss}	$V_{GS} = 0\text{ V}, V_{DS} = 25\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$		4500	pF
C_{oss}			310	pF
C_{rsw}			65	pF
$t_{d(on)}$	$V_{GS} = 10\text{ V}, V_{DS} = 0.5 \cdot V_{DSS}, I_D = 0.5 I_{D25}$ $R_G = 2\ \Omega$, (External)		20	50 ns
t_r			33	50 ns
$t_{d(off)}$			63	100 ns
t_f			32	50 ns
$Q_{g(on)}$	$V_{GS} = 10\text{ V}, V_{DS} = 0.5 \cdot V_{DSS}, I_D = 0.5 I_{D25}$		145	170 nC
Q_{gs}			30	45 nC
Q_{gd}			55	80 nC
R_{thJC}			0.42	K/W
R_{thCK}			0.25	K/W

Symbol	Test Conditions	Characteristic Values ($T_J = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise specified)		
		min.	typ.	max.
I_S	$V_{GS} = 0\text{ V}$	11N80 13N80		11 A 13 A
I_{SM}	Repetitive; pulse width limited by T_{JM}	11N80 13N80		44 A 52 A
V_{SD}	$I_F = I_S, V_{GS} = 0\text{ V}$, Pulse test, $t \leq 300\ \mu\text{s}$, duty cycle $d \leq 2\%$			1.5 V
t_{tr}	$I_F = I_S, -di/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}, V_R = 100\text{ V}$		800	ns

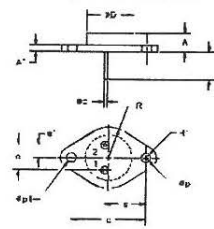
TO-247 AD (IXTH) Outline



Terminals: 1 - Gate 2 - Drain
3 - Source Tab - Drain

Dim.	Millimeter		Inches	
	Min.	Max.	Min.	Max.
A	4.7	5.3	.185	.209
A ₁	2.2	2.54	.087	.102
A ₂	2.2	2.6	.059	.098
b	1.0	1.4	.040	.055
b ₁	1.65	2.13	.065	.084
b ₂	2.87	3.12	.113	.123
C	.4	.8	.016	.031
D	20.80	21.46	.819	.845
E	15.75	16.26	.610	.640
e	5.20	5.72	0.205	0.225
L	19.81	20.32	.780	.800
L1		4.50		.177
∅P	3.55	3.65	.140	.144
Q	5.89	6.40	0.232	0.252
R	4.32	5.49	.170	.216
S	6.15	BSC	.242	BSC

TO-204AA (IXTM) Outline



Pins 1 - Gate 2 - Source
Case - Drain

Dim.	Millimeter		Inches	
	Min.	Max.	Min.	Max.
A	6.4	11.4	.250	.450
A1		3.42		.135
∅b	.97	1.09	.038	.043
∅D		22.22		.875
e	10.67	11.17	.420	.440
e1	5.21	5.71	.205	.225
L	7.93		.312	
∅p	3.84	4.19	.151	.165
∅p1	3.84	4.19	.151	.165
q	30.15	BSC	1.187	BSC
R		13.33		.525
R1		4.77		.188
s	16.64	17.14	.655	.675

IXYS MOSFETS and IGBTs are covered by one or more of the following U.S. patents:

- 4,835,592 4,881,106 5,017,508 5,049,961 5,187,117 5,486,715
4,850,072 4,931,844 5,034,796 5,063,307 5,237,481 5,381,025

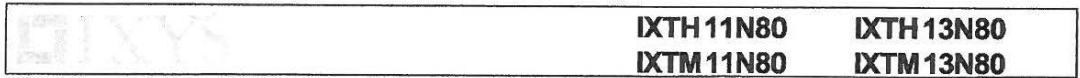


Fig. 1 Output Characteristics

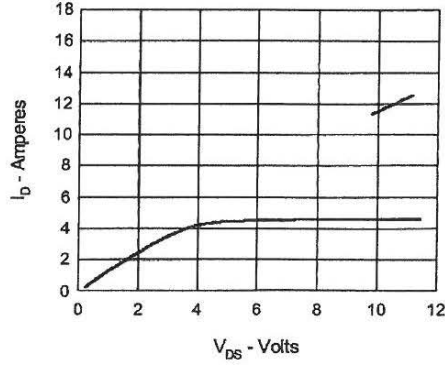


Fig. 2 Input Admittance

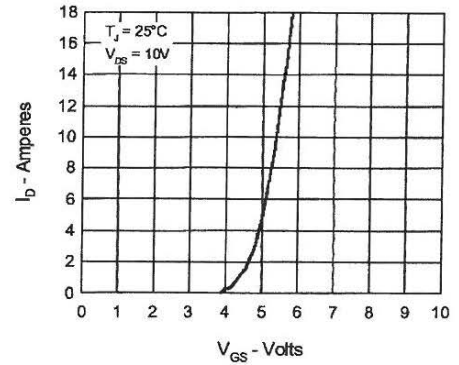


Fig. 3 $R_{DS(on)}$ vs. Drain Current

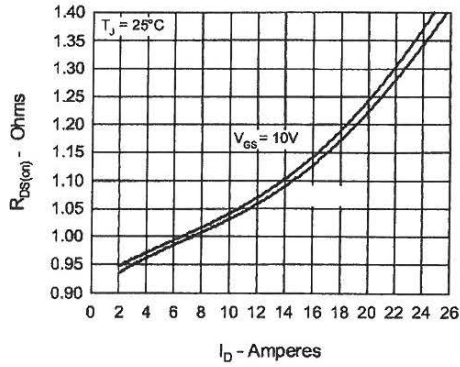


Fig. 4 Temperature Dependence of Drain to Source Resistance

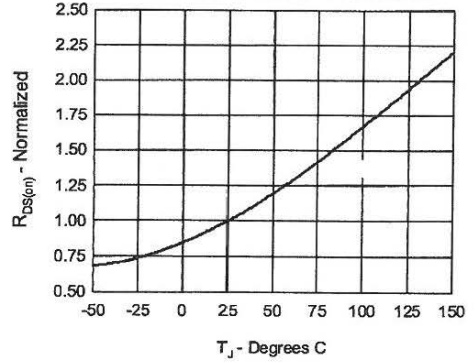


Fig. 5 Drain Current vs. Case Temperature

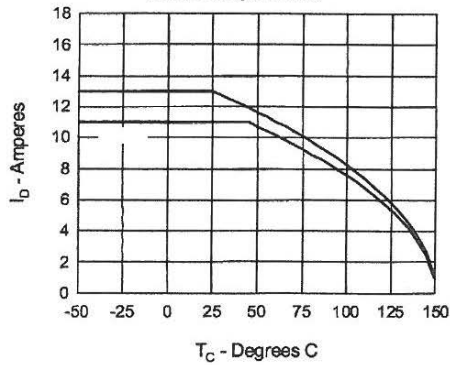
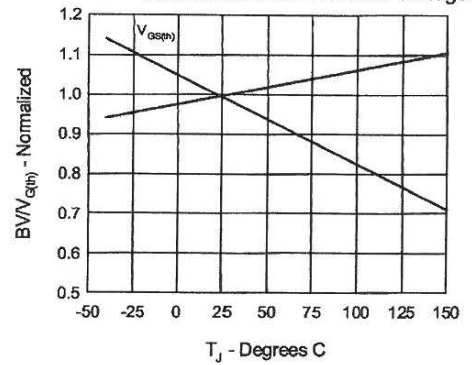


Fig. 6 Temperature Dependence of Breakdown and Threshold Voltage



IXYS reserves the right to change limits, test conditions, and dimensions.

IXYS Corporation
3540 Bassett Street, Santa Clara, CA 95054
Tel: 408-982-0700 Fax: 408-496-0670

IXYS Semiconductor
Edisonstr. 15, D-68623 Lampertheim, Germany
Tel: +49-6206-5030 Fax: +49-6206-503629

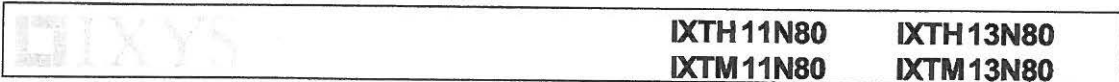


Fig.7 Gate Charge Characteristic Curve

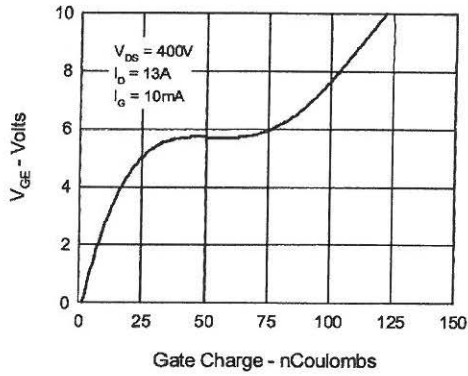


Fig.8 Forward Bias Safe Operating Area

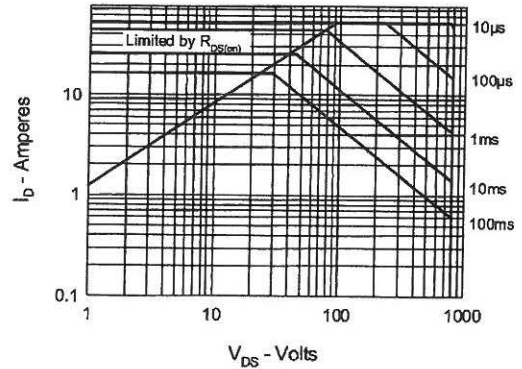


Fig.9 Capacitance Curves

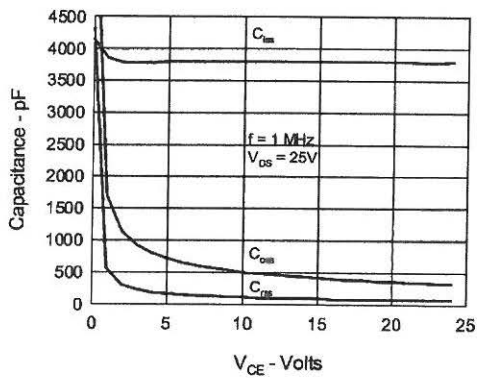


Fig.10 Source Current vs. Source to Drain Voltage

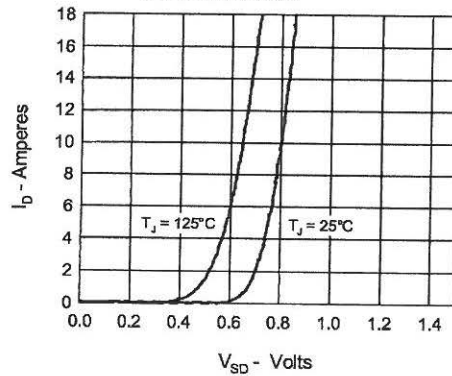
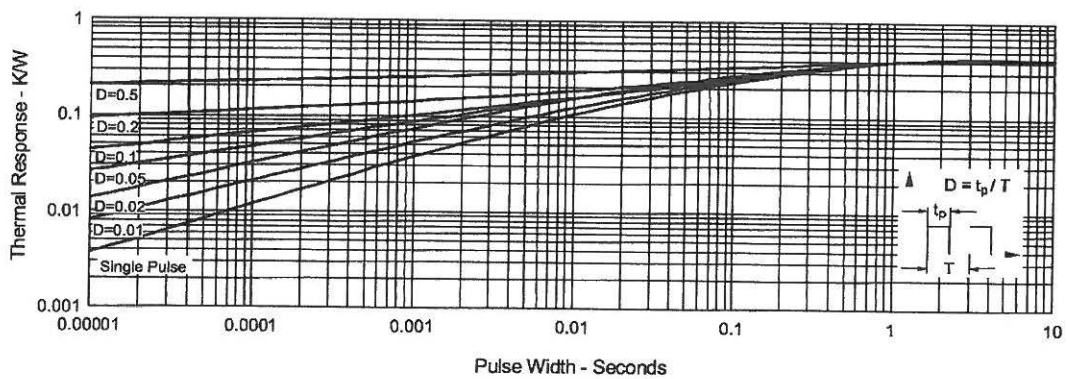


Fig.11 Transient Thermal Impedance



IXYS MOSFETs and IGBTs are covered by one or more of the following U.S. patents:
 4,835,592 4,881,106 5,017,508 5,049,961 5,187,117 5,486,715
 4,850,072 4,931,844 5,034,796 5,063,307 5,237,481 5,381,025

ΚΑΤΑΣΚΕΥΑΣΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ

5.1 ΥΛΙΚΑ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ

Τα υλικά που χρησιμοποιήθηκαν για την κατασκευή του μετατροπέα DC-DC της διπλωματικής αυτής εργασίας παρουσιάζονται στον Πίνακα 5.1.

Πίνακας 5.1: Υλικά που χρησιμοποιήθηκαν για την κατασκευή του μετατροπέα DC-DC.

A/A	ΥΛΙΚΑ	ΤΕΜΑΧΙΑ
1	ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΙ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ LM741	5
2	ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ 10ΚΩ – 1/4W	5
3	ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ 100ΚΩ – 1/4W	1
4	ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ 20ΚΩ – 1/4W	1
5	ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ 5ΚΩ – 1/4W	1
6	ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ 1ΜΩ – 1/4W	1
7	ΑΝΤΙΣΤΑΣΗ 10Ω – 5W	1
8	ΗΛΕΚΤΡΟΛΥΤΙΚΟΣ ΠΥΚΝΩΤΗΣ 220μF/25V	4
9	ΠΥΚΝΩΤΗΣ 10μF	1
10	ΠΥΚΝΩΤΗΣ 0,1μF	1
11	ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ TIP 112	1
12	ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ TIP 117	1
13	ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ 2N3055	1
14	ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ MOSFET IXYS-IXTH 13N80	1
15	ΣΤΑΘΕΡΟΠΟΙΗΤΗΣ 7805	1
16	ΣΤΑΘΕΡΟΠΟΙΗΤΗΣ 7905	1
17	ΣΤΑΘΕΡΟΠΟΙΗΤΗΣ 7812	1
18	ΣΤΑΘΕΡΟΠΟΙΗΤΗΣ 7912	1
19	ΜΕΤΑΣΧΗΜΑΤΙΣΤΗΣ 220V / 2•15V – 3A	1
20	ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΗ ΓΕΦΥΡΑ 10A	1
21	ΠΛΑΚΕΤΕΣ	2
22	ΣΑΣΣΙ (ΔΙΑΣΤΑΣΕΩΝ 32 x 24cm)	1
23	ΒΟΛΤΟΜΕΤΡΟ 0-500V DC (6 x 6cm)	1
24	ΑΜΠΕΡΟΜΕΤΡΟ 0-10A DC (6 x 6cm)	1
25	ΔΙΑΚΟΠΤΗΣ ΔΙΠΟΛΙΚΟΣ (ON-ON) 1A	1
26	ΠΟΤΕΝΣΙΟΜΕΤΡΟ ΑΚΡΙΒΕΙΑΣ 10ΚΩ	1
27	ΕΝΔΕΙΚΤΙΚΗ ΛΥΧΝΙΑ 12V	2
28	ΕΝΔΕΙΚΤΙΚΗ ΛΥΧΝΙΑ 220V	2
29	ΜΠΟΡΝΕΣ	12
30	ΔΙΑΚΟΠΤΗΣ ΔΙΠΟΛΙΚΟΣ (ON-OFF) 1A	1
31	ΑΣΦΑΛΕΙΑ 1A (ΜΕ ΑΣΦΑΛΕΙΟΘΗΚΗ)	1

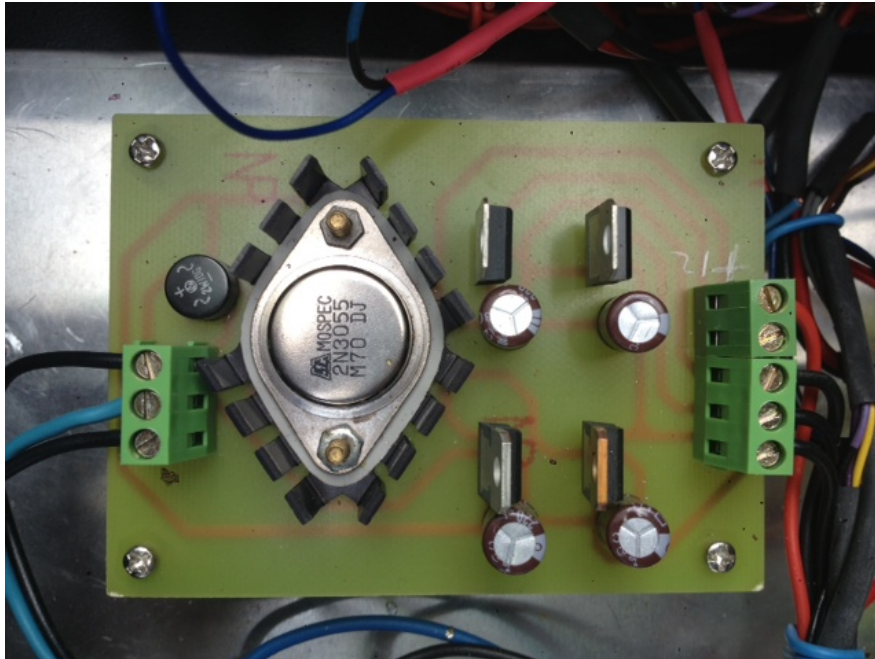
Πίνακας 5.1 (συνέχεια): Υλικά που χρησιμοποιήθηκαν για την κατασκευή του μετατροπέα DC-DC.

A/A	ΥΛΙΚΑ	ΤΕΜΑΧΙΑ
32	ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΟ ΡΕΛΕ 3 ΕΠΑΦΩΝ 5A/220V	1
33	ΨΥΓΕΙΟ ΓΙΑ MOSFET	1
34	ΨΥΓΕΙΟ ΓΙΑ 2N3055	1
35	ΨΥΓΕΙΟ ΓΙΑ ΔΙΟΔΟ DSEI 12-60	1
36	ΔΙΟΔΟΣ DSEI 12-60 (12A-600V)	1

5.2 ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟ

Σχεδόν όλες οι ηλεκτρονικές συσκευές για να λειτουργήσουν, χρειάζονται πηγές συνεχούς τάσης. Στις συσκευές που απαιτούν μεγάλη ισχύ, χρησιμοποιούνται διατάξεις που μετατρέπουν την εναλλασσόμενη τάση σε συνεχή.

Οι συσκευές που μετατρέπουν την εναλλασσόμενη τάση σε συνεχή λέγονται τροφοδοτικά.

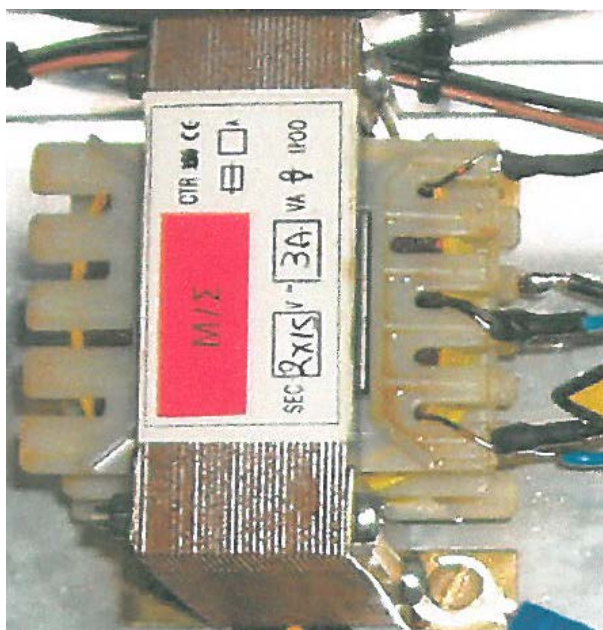


Σχήμα 5.1: Φωτογραφία τροφοδοτικού από το κατασκευαστικό μέρος της εργασίας.

Οι βασικές λειτουργίες ενός τροφοδοτικού αναλύονται στις ακόλουθες παραγράφους.

5.2.1 Μετασχηματιστής τάσεως

Η αλλαγή της τιμής εναλλασσόμενης τάσεως σε μια τιμή τέτοια, ώστε να μπορεί να δημιουργηθεί η κατάλληλη συνεχής τάση. Ο μετασχηματιστής είναι αναγκαίος ακόμα κι αν δεν πρόκειται να μετατραπεί η τιμή της τάσης για λόγους προστασίας από ηλεκτροπληξίες.



Σχήμα 5.2: Φωτογραφία μετασηματιστή τάσης από το κατασκευαστικό μέρος της εργασίας.

5.2.2 Ανόρθωση

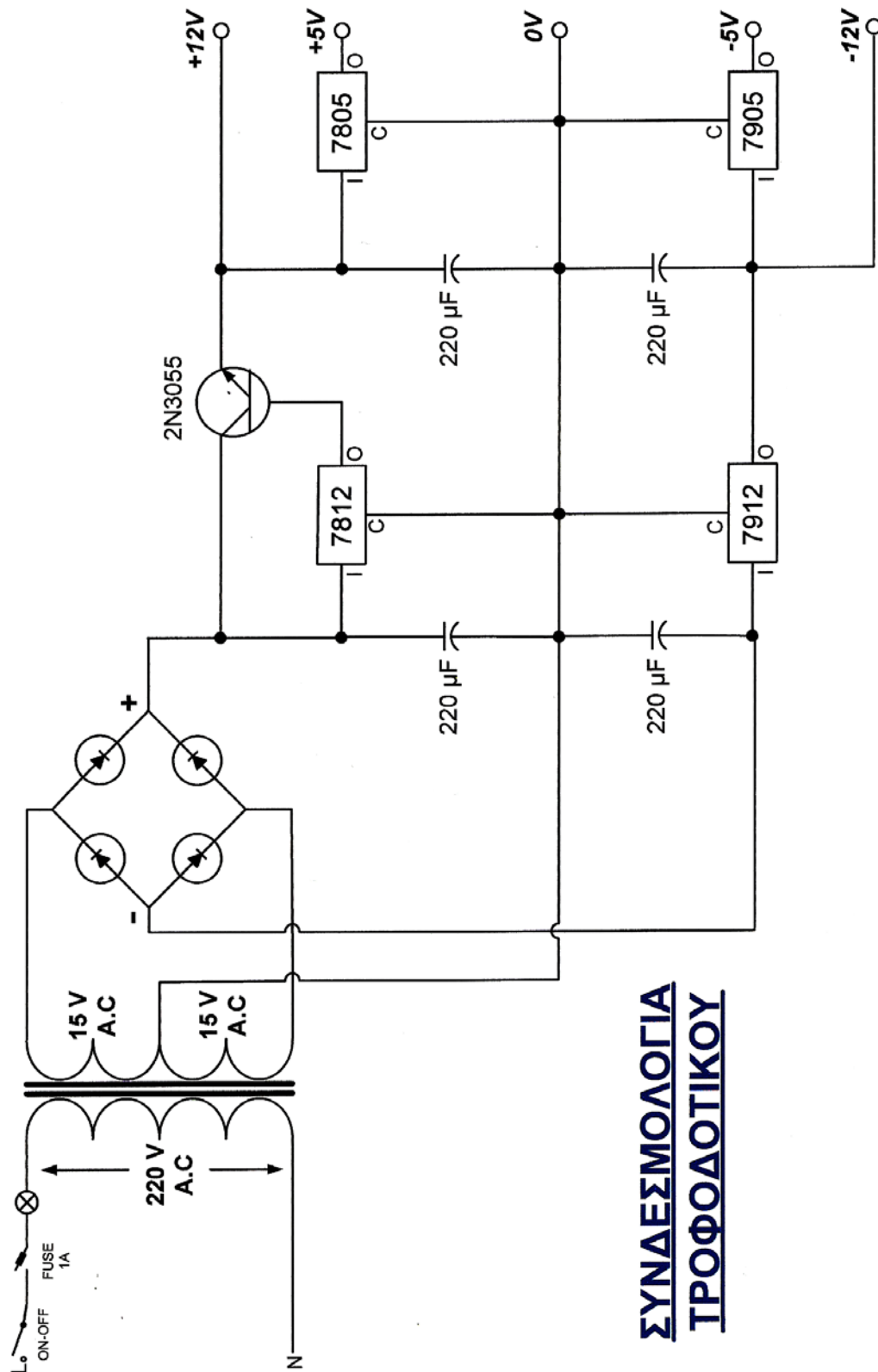
Κάθε ηλεκτρονική διάταξη που παρουσιάζει μικρή αντίσταση στο ηλεκτρικό ρεύμα κατά την πόλωσή της κατά μια φορά και μεγάλη κατά την πόλωσή της αντίθετα, λέγεται ανορθωτής. Ο ανορθωτής μπορεί να μετατρέψει ένα εναλλασσόμενο ρεύμα σε ρεύμα το οποίο θα περιέχει μια συνεχή συνιστώσα που μπορεί να εκμεταλλευθεί (στην παρούσα διπλωματική εργασία χρησιμοποιήθηκε γέφυρα ανόρθωσης).

5.2.3 Φιλτράρισμα

Η τάση που βγαίνει μετά την ανόρθωση, εκτός από συνεχή συνιστώσα, περιέχει και πλήθος από εναλλασσόμενες συνιστώσες που οδηγούν σε αρμονικές μεγαλύτερης συχνότητας από αυτής του δικτύου. Η επίδραση αυτών των αρμονικών υποβιβάζεται χρησιμοποιώντας ειδικά κυκλώματα που ονομάζονται φίλτρα. Τα πιο συνηθισμένα φίλτρα κατασκευάζονται με συνδυασμούς πυκνωτών οι οποίοι έχουν επιλεγθεί έτσι ώστε να αντέχουν στη μέγιστη τιμή της τάσης που εφαρμόζεται στα άκρα τους (στην παρούσα διπλωματική εργασία χρησιμοποιήθηκαν τέσσερις ηλεκτρολυτικοί πυκνωτές 220μF).

5.2.4 Σταθεροποίηση

Σε πολλά τροφοδοτικά υπάρχουν ειδικά κυκλώματα που κρατούν σταθερή την τάση που δίνει το τροφοδοτικό όταν μεταβάλλεται το ρεύμα του φορτίου του ή η τάση του δικτύου. Αυτό γίνεται με την βοήθεια των σταθεροποιητών. Στο κύκλωμα του τροφοδοτικού της διπλωματικής αυτής εργασίας για την σταθεροποίηση χρησιμοποιούνται ο LM7812 για τα +12V, ο LM7912 για τα -12V, ο LM7805 για τα +5V και ο LM7905 για τα -5V. Η λειτουργία τους στηρίζεται στην ικανότητα τους να κρατάνε πάντα την έξοδο τους σταθερή, αν και εφόσον η είσοδος τους είναι ελάχιστα volt μεγαλύτερη από την τάση εξόδου. Έτσι, ανεξάρτητα από τις μεταβολές του φορτίου η τάση διατηρείται συνεχώς στην επιθυμητή τιμή.



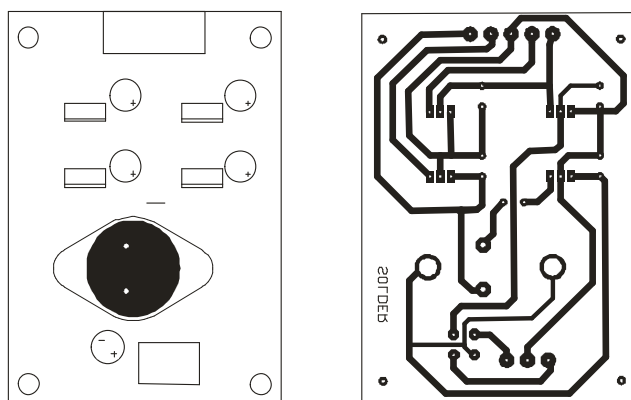
Σχήμα 5.3: Συνδεσµολογία τροφοδοτικού.

5.3 ΠΛΑΚΕΤΕΣ (ΣΧΕΔΙΑΣΜΟΣ - ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ)

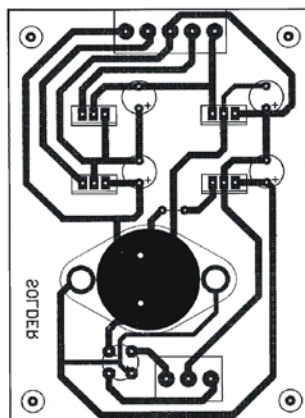
Το κατασκευαστικό μέρος περιέχει δυο πλακέτες (λόγω του εκπαιδευτικού της προορισμού, ώστε να γίνει πιο απλό και κατανοητό). Η μια πλακέτα αποτελεί το τροφοδοτικό και η άλλη το κύκλωμα ελέγχου. Η διαδικασία που ακολουθήθηκε για την δημιουργία των πλακετών είναι η ακόλουθη:

- Σχεδιασμός των θεωρητικών κυκλωμάτων (τροφοδοτικού-κυκλώματος ελέγχου) σε τυπωμένα κυκλώματα με τη βοήθεια του προγράμματος PCB.
- Τύπωση κυκλωμάτων σε ριζόχαρτο.
- Τύπωση ριζόχαρτου σε αρνητικό φιλμ.
- Άπλωμα φωτοευαίσθητου μελανιού στην πλακέτα.
- Φωτογράφιση του φιλμ στην πλακέτα με UV (υπεριώδης ακτινοβολία).
- Εμφάνιση της πλακέτας με καυστική ποτάσα.
- Εμποτισμός με $FeCl_3$ ή $HClO_3$ για να φύγει ο χαλκός εκτός από εκεί που υπάρχει μελάνι.
- Ακολουθεί αποχάλκωση και κατόπιν τρύπημα της πλακέτας.
- Τέλος, κόλληση των εξαρτημάτων πάνω στην πλακέτα σύμφωνα με το σχέδιο.

ΠΛΑΚΕΤΑ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟΥ

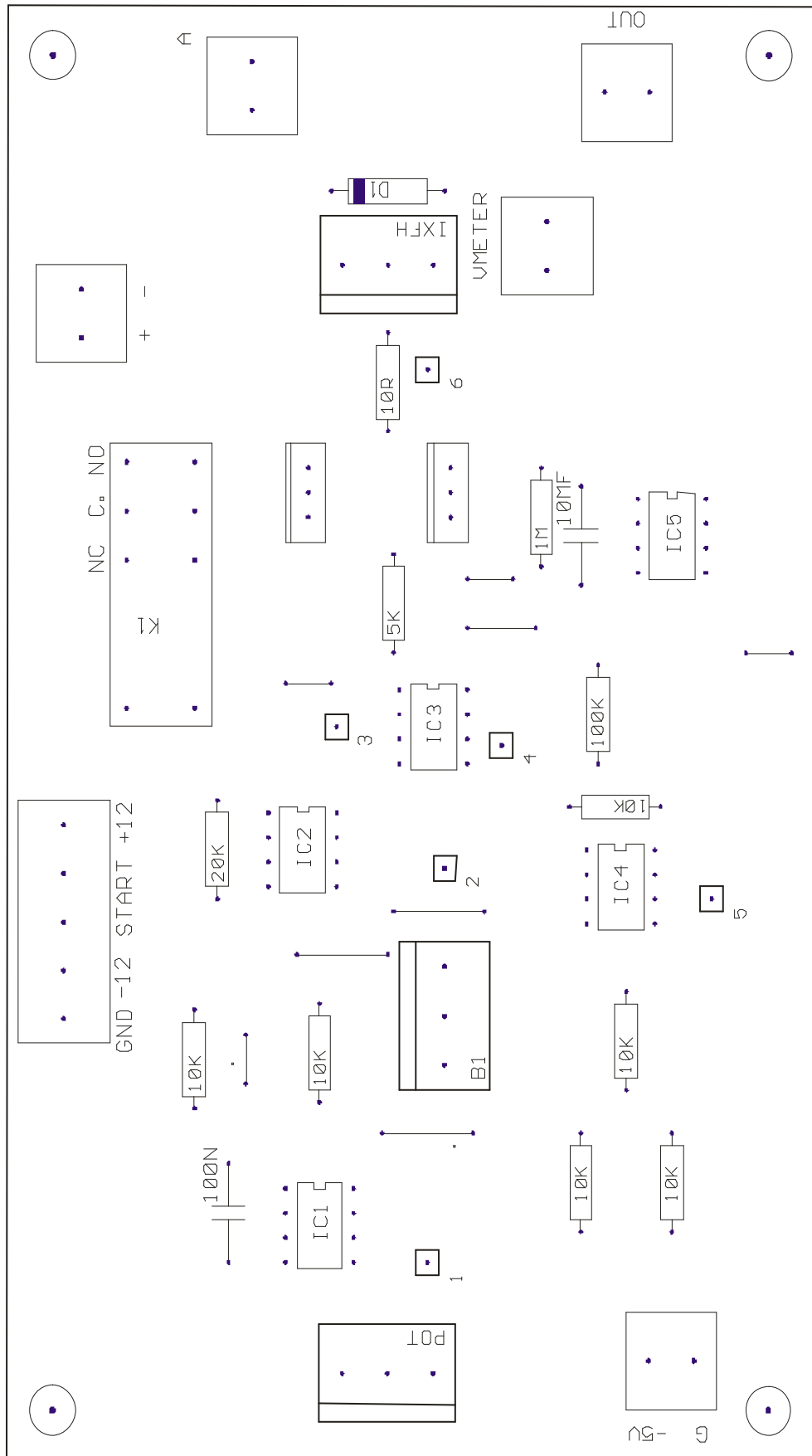


ΤΟΠΟΓΡΑΦΙΚΟ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟΥ



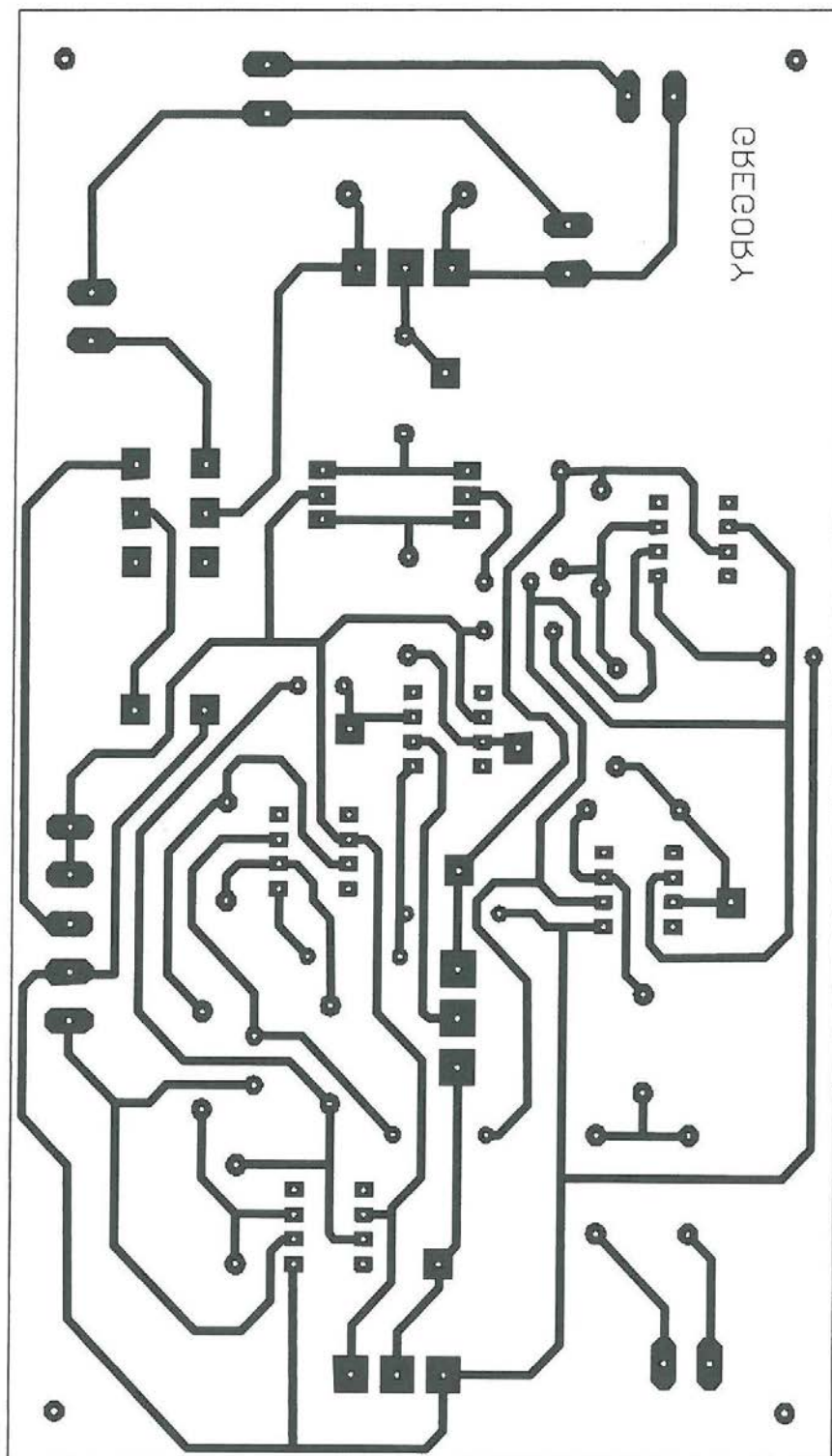
Σχήμα 5.4: Πλακέτα και τοπογραφικό τροφοδοτικού.

ΠΛΑΚΕΤΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ



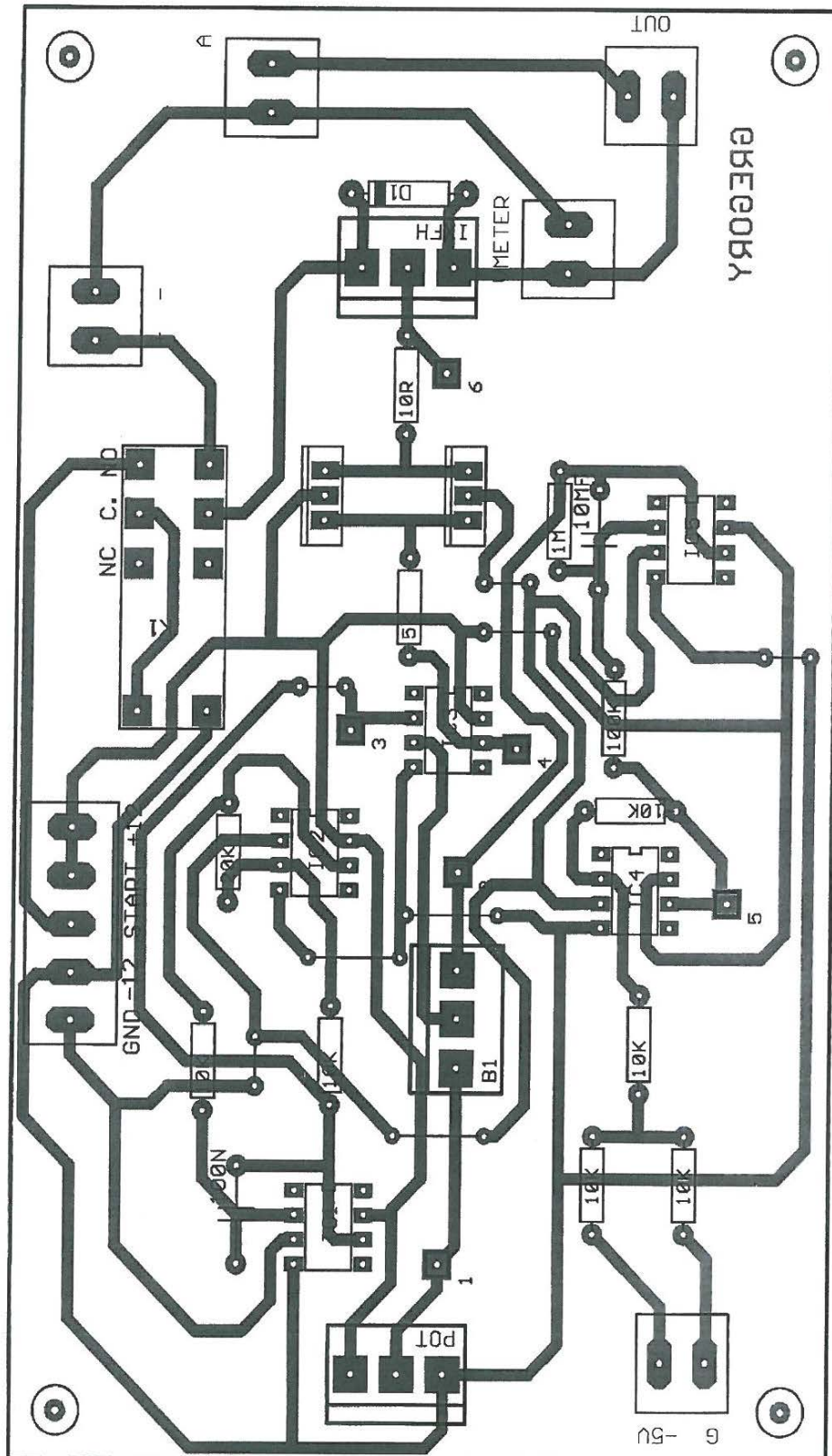
Σχήμα 5.5: Πλακέτα κυκλώματος ελέγχου.

ΠΛΑΚΕΤΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ



Σχήμα 5.6: Πλακέτα κυκλώματος ελέγχου.

ΤΟΠΟΓΡΑΦΙΚΟ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ



Σχήμα 5.7: Τοπογραφικό κυκλώματος ελέγχου.

5.4 ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ LM741

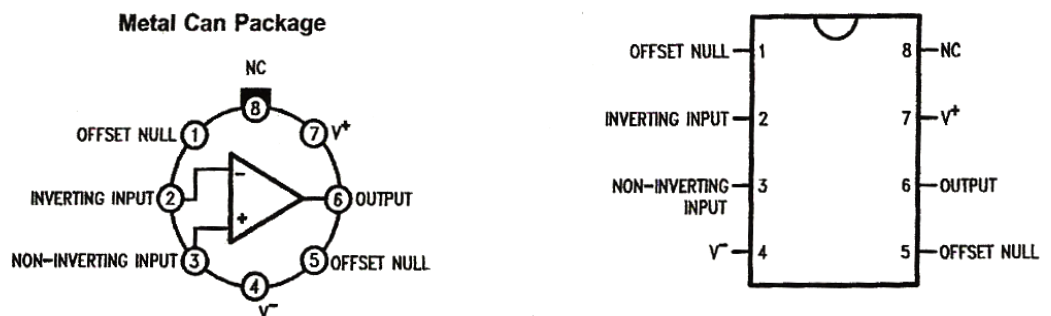
Ο τελεστικός ενισχυτής τύπου 741 έχει βιομηχανικό πρότυπο και εμφανίζεται σε διάφορους τύπους, όπως 741, 741A, 741C, 741N, άλλους. Οι τύποι αυτοί διαφέρουν στο κέρδος τάσης, στην θερμοκρασιακή περιοχή λειτουργίας, στο επίπεδο θορύβου και σε άλλα χαρακτηριστικά. Ο τύπος 741C δηλώνει τον κοινό τύπο του εμπορίου και τα τυπικά χαρακτηριστικά του είναι:

- Σύνθετη αντίσταση εξόδου 75Ω.
- Κέρδος τάσης 100.000.
- Σύνθετη αντίσταση εισόδου 75Ω.

Επειδή όλες οι βαθμίδες του ενισχυτή 741 συνδέονται μεταξύ τους με DC σύζευξη, δεν υπάρχει κατώτερη συχνότητα αποκοπής, δηλαδή ο τελεστικός ενισχυτής είναι ένας DC ενισχυτής που σημαίνει ότι λειτουργεί σε συχνότητες μέχρι και την μηδενική.

Στο Σχήμα 5.8 φαίνονται τα άκρα (ποδαράκια) ενός LM741 και αναλόγως με την συμπεριφορά που επιθυμείται, συνδέεται κατάλληλα (αθροιστής, ολοκληρωτής κ.α.).

Connection Diagrams



Σχήμα 5.8: Διάγραμμα συνδέσεως LM741.

5.5 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ – ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΚΑΤΑΣΚΕΥΑΣΤΙΚΟΥ ΜΕΡΟΥΣ

Τροφοδοτείται ο μετασχηματιστής με την τάση του δικτύου (220V). Στην είσοδο του τροφοδοτικού, η τάση ανορθώνεται μέσω της γέφυρας διόδων (συνεχή τάση) και ενισχύεται με τη βοήθεια της ενισχυτικής διάταξης, η οποία αποτελείται από ένα τρανζίστορ 2N3055. Συνδέοντας το (+) της γέφυρας με τους σταθεροποιητές LM7812 και LM7805 και το (-) της με τους σταθεροποιητές LM7912 και LM7905 λαμβάνονται στην έξοδο του τροφοδοτικού, αντίστοιχα, τις τάσεις +12V, +5V, -12V, -5V.

Με τις τάσεις ±12V και 0V τροφοδοτούνται οι τελεστικοί ενισχυτές LM741, στην πλακέτα του κυκλώματος ελέγχου και με την τάση -5V λαμβάνεται η τάση αναφοράς στον αυτόματο έλεγχο. Η επιλογή αυτόματου (AUTO) ή χειροκίνητου ελέγχου (MANUAL, ποτενσιόμετρο) γίνεται μέσω ενός διακόπτη (ON-ON).

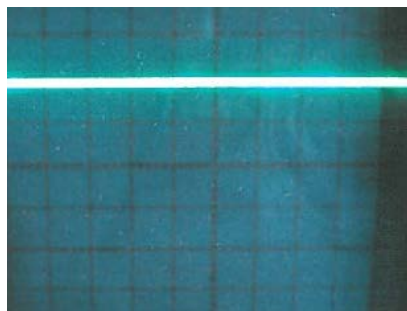


Σχήμα 5.9: Φωτογραφία κατασκευαστικού μέρους εργασίας.

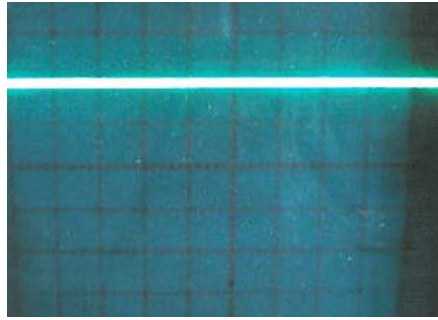
Είτε χειροκίνητα είτε αυτόματα παρέχεται ένα σήμα στην πύλη του MOSFET, το οποίο σε συνδυασμό με την τάση εισόδου (INPUT DC 0-200V) παρέχει την κερματισμένη τάση στην έξοδο (OUTPUT DC 0-200V), όπου έχουν συνδεθεί κατάλληλα ένα βολτόμετρο και ένα αμπερόμετρο.

Τέλος, στο σασί έχουν τοποθετηθεί 8 μπόρνες από τις οποίες οι 1-6 παρέχουν τα παλμογραφήματα για κάθε βαθμίδα. Η μπόρνα 7 είναι η γείωση (0V) και η μπόρνα G είναι η υποδοχή της ταχογεννήτριας σε περίπτωση αυτόματου ελέγχου.

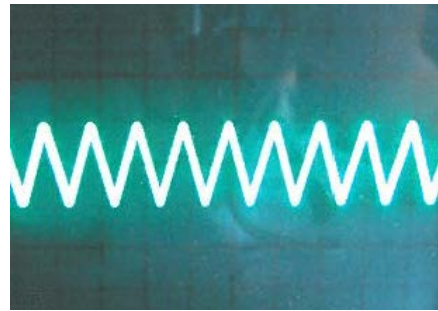
5.5.1 Μπόρνες



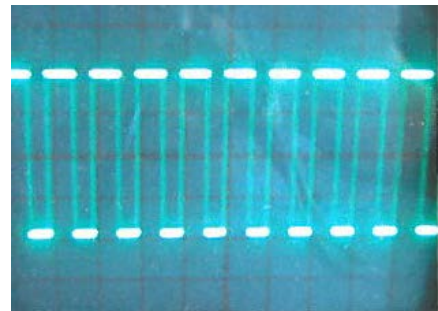
Σχήμα 5.10: Έξοδος χειροκίνητου ελέγχου (συνεχή τάση).



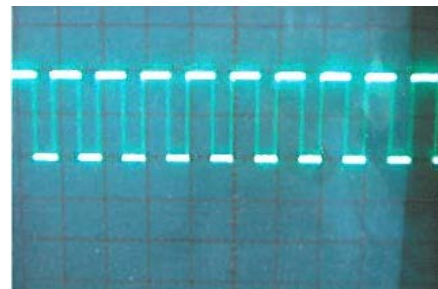
Σχήμα 5.11: Έξοδος αυτόματου ελέγχου (συνεχή τάση).



Σχήμα 5.12: Έξοδος ταλαντωτή (τριγωνικός παλμός).

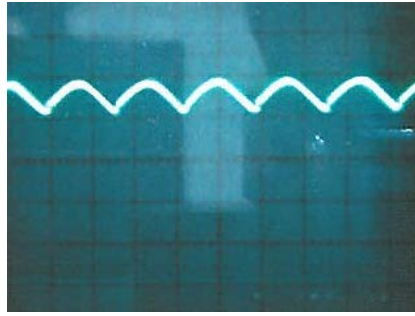


Σχήμα 5.13: Έξοδος συγκριτή (τετραγωνικός παλμός).

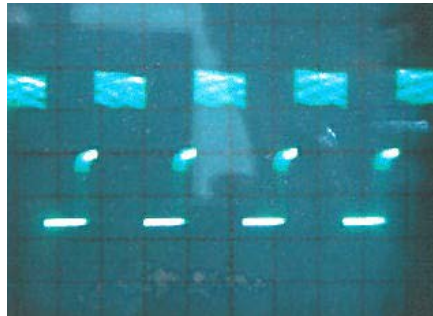


Σχήμα 5.14: Έξοδος ενισχυτικής διάταξης (ενισχυμένος τετραγωνικός παλμός).

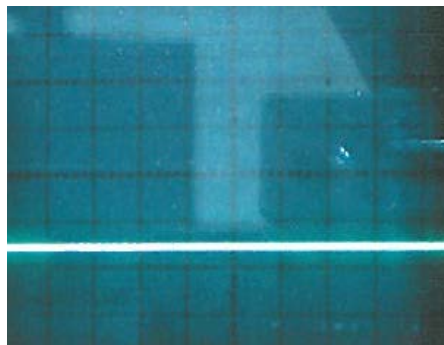
Εάν στην έξοδο του διακοπτικού μετατροπέα (OUTPUT 0 – 200 V DC) συνδεθεί ένας κινητήρας λαμβάνονται τα ακόλουθα παλμογραφήματα:



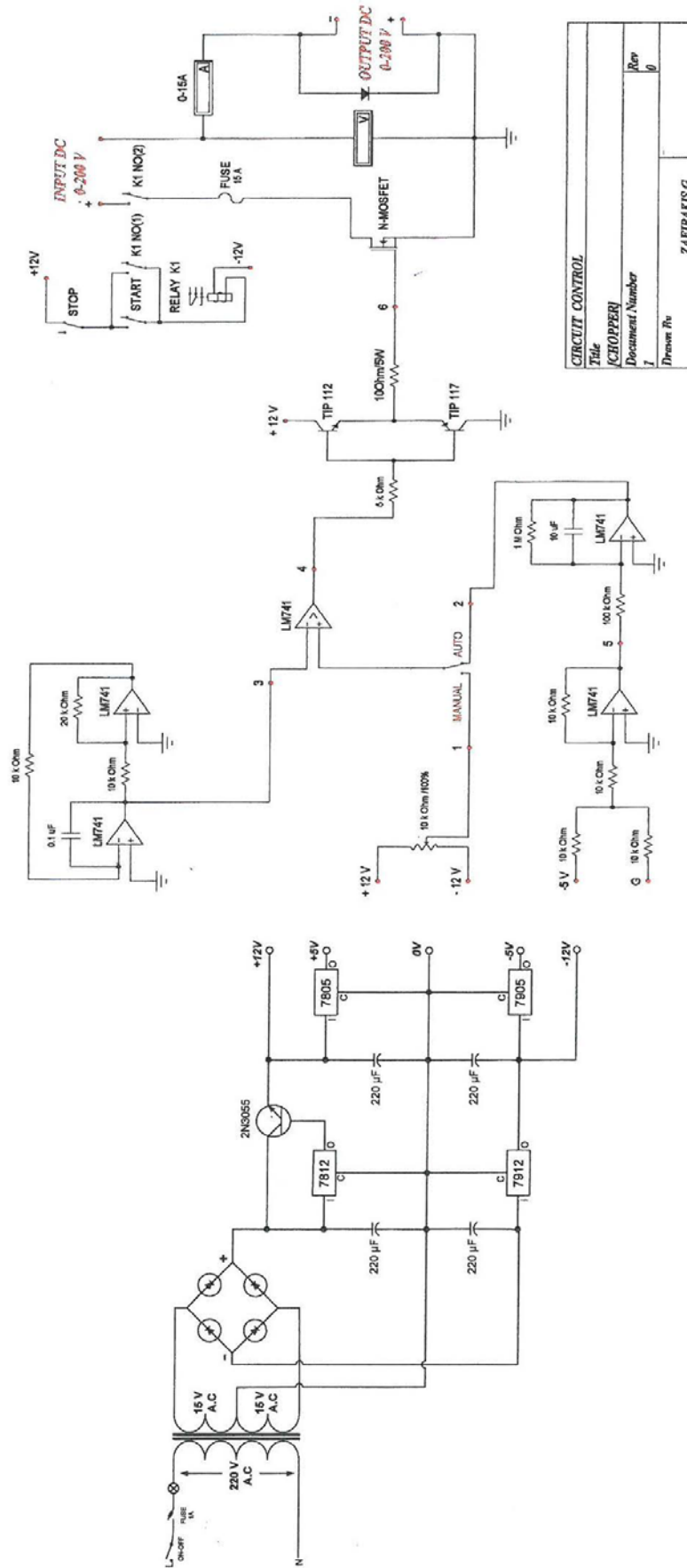
Σχήμα 5.15: Για γωνία έναυσης 0° , δηλαδή για t_{on} μέγιστο ($n = \max$).



Σχήμα 5.16: Για γωνία έναυσης 45° , δηλαδή για $t_{on} = t_{off}$.



Σχήμα 5.17: Για γωνία έναυσης 90° , δηλαδή για t_{off} μέγιστο ($n = 0$).



CIRCUIT CONTROL	
Title	CHOPPER
Department Number	Rev
7	0
Drawn By	ZAFTRAKIS G.

Σχήμα 5.18:Κύκλωμα ελέγχου.

ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΙ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ

A.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Ο τελεστικός ενισχυτής (operational amplifier) είναι μία ηλεκτρονική διάταξη, αποτελούμενη από μια σύνθετη συνδεσμολογία αντιστάσεων, τρανζίστορ, πυκνωτών και διόδων. Ωστόσο, μια λεπτομερής ανάλυση του περιεχομένου ενός τελεστικού ενισχυτή (TE) είναι πέραν από τους σκοπούς αυτής της εργασίας, καθότι απαιτεί την κατανόηση ηλεκτρονικών στοιχείων, όπως οι δίοδοι και τα τρανζίστορ.

Αυτό που μας ενδιαφέρει στο μάθημα των ηλεκτρικών κυκλωμάτων είναι να γνωρίσουμε τον TE ως ένα δομικό στοιχείο κυκλώματος και τι γίνεται στους ακροδέκτες του, χωρίς να ενδιαφερόμαστε για την εσωτερική του δομή ούτε για τα ρεύματα και τις τάσεις που αναπτύσσονται στο εσωτερικό του.

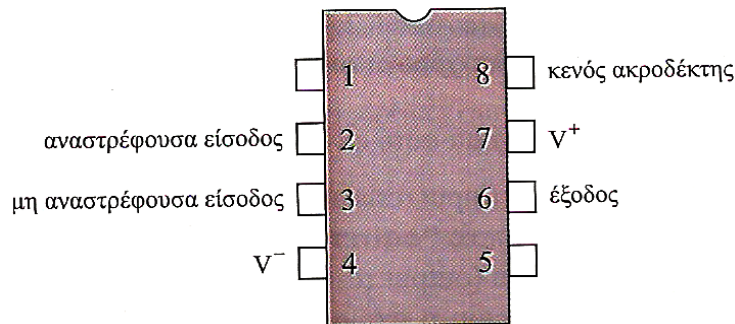
Κι αυτό διότι, ένα πολύ σπουδαίο χαρακτηριστικό του TE, το οποίο κατατάσσει αυτόν σε υψίστης σημασίας ενεργό κυκλωματικό στοιχείο με πολλαπλή χρησιμότητα είναι ότι, τα λειτουργικά του χαρακτηριστικά (κέρδος, σύνθετες αντιστάσεις εισόδου – εξόδου, απόκριση συχνότητας κτλ.) εξαρτώνται σχεδόν αποκλειστικά από παραμέτρους (αντιστάσεις, πυκνωτές κλπ) εξωτερικές ως προς τον ενισχυτή. Δηλαδή, με κατάλληλη επιλογή των τιμών των παραμέτρων αυτών, μπορούμε να προδιαγράψουμε τη συμπεριφορά του TE ώστε να ανταποκρίνεται πλήρως στις απαιτήσεις της εφαρμογής, δίχως να χρειάζεται να γνωρίζουμε λεπτομέρειες για την εσωτερική του δομή.

Ο TE είναι ένα θεμελιώδες δομικό στοιχείο στη σύγχρονη ηλεκτρονική οργανολογία. Χρησιμοποιείται εκτεταμένα σε πολλές διατάξεις μαζί με αντιστάσεις και άλλα παθητικά στοιχεία. Τα σπουδαιότερα κυκλώματα TE στην πράξη είναι: αντιστροφείς, ακόλουθοι τάσεων, αθροιστές, διαφορικοί ενισχυτές, ολοκληρωτές και διαφοριστές.

Πολυάριθμες πρακτικές εφαρμογές περιλαμβάνουν ενισχυτές οργάνων μέτρησης, μετατροπείς ψηφιακών σημάτων σε αναλογικά, αναλογικούς υπολογιστές, φίλτρα, κυκλώματα ρύθμισης, αντιστροφείς, αθροιστές, ολοκληρωτές, διαφορικούς ενισχυτές, λογαριθμικούς ενισχυτές, συγκριτές, ταλαντωτές, ανορθωτές, ανορθωτές, ρυθμιστές, μετατροπείς τάσης – ρεύματος, μετατροπείς ρεύματος – τάσης και περιοριστές, βασικό στοιχείο των οποίων είναι ο TE.

A.2 ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ

Η πιο συνηθισμένη μορφή συσκευασίας ενός TE είναι η συσκευασία ολοκληρωμένου κυκλώματος οκτώ (8) ακροδεκτών όπως φαίνεται στο Σχήμα Α.1.

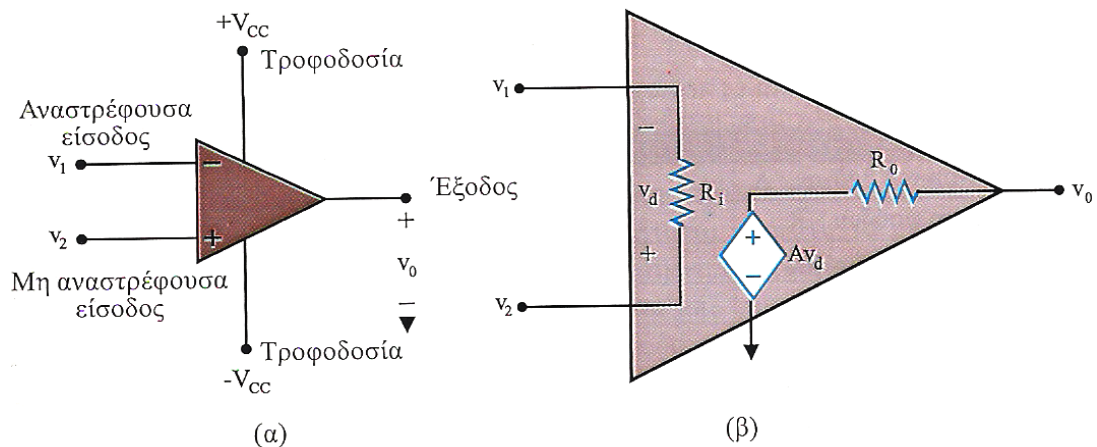


Σχήμα Α.1: Τελεστικός ενισχυτής ως ολοκληρωμένο κύκλωμα 8 ακροδεκτών.

Ο ακροδέκτης 8 δεν χρησιμοποιείται και οι ακροδέκτες 1 και 5 έχουν μικρή σημασία. Οι πέντε σημαντικοί ακροδέκτες είναι:

- Η αναστρέφουσα είσοδος, ακροδέκτης 2.
- Η μη αναστρέφουσα είσοδος, ακροδέκτης 3.
- Η έξοδος, ακροδέκτης 6.
- Η θετική παροχή ισχύος V^+ , ακροδέκτης 7.
- Η αρνητική παροχή ισχύος V^- , ακροδέκτης 4.

Το κυκλωματικό σύμβολο του ΤΕ καθώς και το αντίστοιχο ισοδύναμο κύκλωμα αυτού φαίνονται στο Σχήμα Α.2.



Σχήμα Α.2: Τελεστικός ενισχυτής:

- α) κυκλωματικό σύμβολο
β) ισοδύναμο κύκλωμα

Στο κυκλωματικό σύμβολο του ΤΕ (Σχήμα Α.2α) φαίνονται οι δύο είσοδοι και η έξοδος. Η αναστρέφουσα είσοδος φέρει το πρόσημο (-) και η μη αναστρέφουσα το πρόσημο (+). Μία είσοδος εφαρμοζόμενη στο μη αναστρέφον άκρο θα εμφανιστεί στην έξοδο με την ίδια πολικότητα, ενώ μία είσοδος εφαρμοζόμενη στο αναστρέφον άκρο θα εμφανιστεί ανεστραμμένη στην έξοδο.

Στο ισοδύναμο κύκλωμα του ΤΕ (Σχήμα Α.2β) το τμήμα της εξόδου αποτελείται από μία εξαρτημένη πηγή τάσης ελεγχόμενη από τάση σε σειρά με την αντίσταση εξόδου R_o .

Τα εμφανιζόμενα μεγέθη στο σχήμα αυτό είναι:

- R_i : είναι η αντίσταση εισόδου (input resistance) και ισούται με την ισοδύναμη αντίσταση κατά Thevenin η οποία φαίνεται από τους ακροδέκτες εισόδου.

- R_0 : είναι η αντίσταση εξόδου (output resistance) και ισούται με την ισοδύναμη αντίσταση κατά Thevenin η οποία φαίνεται από τον ακροδέκτη εξόδου και τη γη.
- R_d : είναι η διαφορική τάση εισόδου (differential input voltage) και δίνεται από τη Σχέση (Α.1):

$$v_d = v_2 - v_1 \quad (\text{Α.1})$$

Όπου:

- v_1 είναι η τάση ανάμεσα στο αναστρέφον άκρο και τη γη και v_2 η τάση ανάμεσα στο μη αναστρέφον άκρο και τη γη.
- A : είναι το κέρδος (απολαβή) τάσης ανοικτού βρόχου (open-loop voltage gain), δηλαδή το κέρδος του ΤΕ χωρίς οποιαδήποτε εξωτερική ανατροφοδότηση από την έξοδο στην είσοδο.

Στον Πίνακα Α.1 που ακολουθεί φαίνονται τυπικές τιμές των μεγεθών: A , R_i , R_0 και V_{cc} ενός ΤΕ.

Πίνακας Α.1: Τυπικές περιοχές διακύμανσης παραμέτρων ενός ΤΕ.

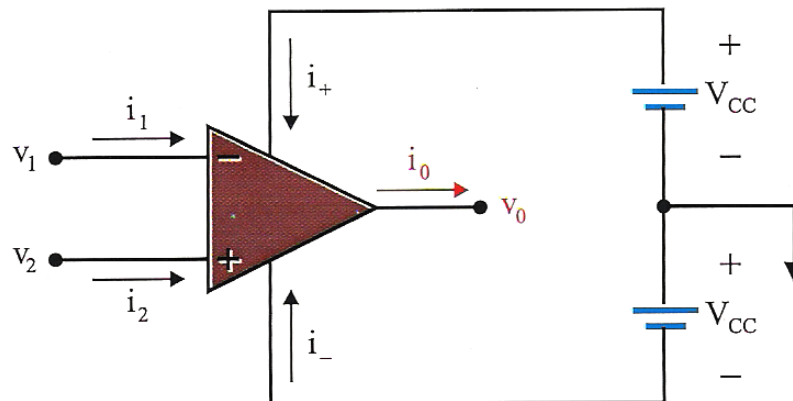
ΠΑΡΑΜΕΤΡΟΣ	ΠΕΡΙΟΧΗ ΤΙΜΩΝ	ΙΔΑΝΙΚΗ ΤΙΜΗ
Κέρδος ανοικτού βρόχου: A	10^5 έως 10^8	∞
Αντίσταση εισόδου: R_i	10^6 έως $10^{13} \Omega$	$\infty \Omega$
Αντίσταση εξόδου: R_0	10 έως 100 Ω	0 Ω
Τάση τροφοδοσίας: V_{cc}	5 έως 24 V	

Εάν υπάρχει ανατροφοδότηση από την έξοδο στην είσοδο τότε το A ονομάζεται κέρδος τάσης κλειστού βρόχου (closed – loop voltage gain).

Εάν η ανατροφοδότηση γίνει από την έξοδο στο αναστρέφον άκρο του ΤΕ ονομάζεται αρνητική ανατροφοδότηση (negative feedback) ενώ, εάν γίνει από την έξοδο στο μη αναστρέφον άκρο ονομάζεται θετική ανατροφοδότηση (positive feedback).

Ο ΤΕ ως ενεργό στοιχείο απαιτεί τροφοδοσία. Οι DC τάσεις τροφοδοσίας σπανίως υπερβαίνουν τα 24V και είναι τις περισσότερες φορές συμμετρικές. Υπάρχουν βέβαια και περιπτώσεις ΤΕ ή εφαρμογών που απαιτούν ασύμμετρες τάσεις τροφοδοσίας (π.χ. +12V, -6V).

Στο Σχήμα Α.3 φαίνεται η τροφοδοσία (συμμετρική) ενός ΤΕ και τα ρεύματα εισόδων, εξόδου και τροφοδοσίας.



Σχήμα Α.3: Τροφοδοσία ενός ΤΕ.

Από το Ν.Ρ.Κ. εύκολα προκύπτει ότι:

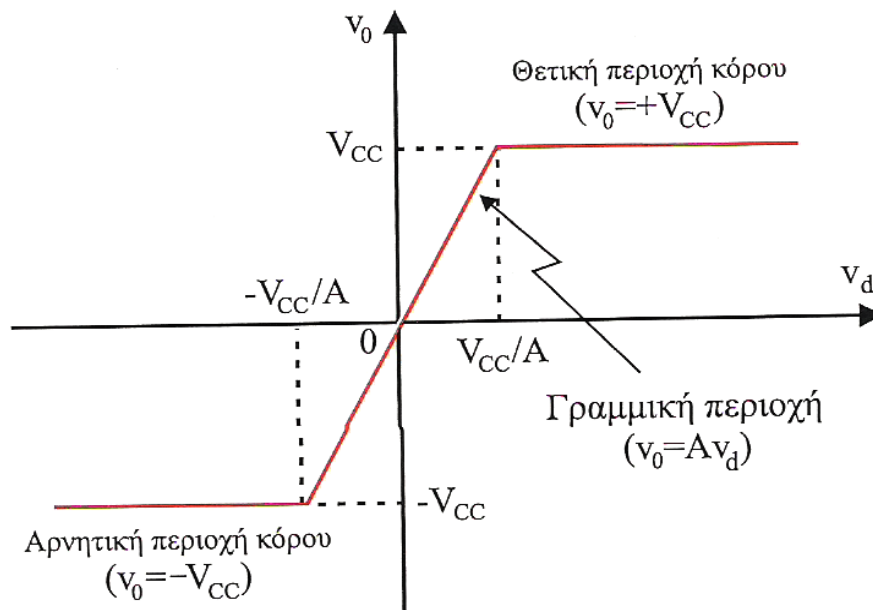
$$\dot{i}_0 = \dot{i}_1 + \dot{i}_2 + \dot{i}_+ + \dot{i}_- \quad (\text{A.2})$$

Για να προβλεφθεί η συμπεριφορά ενός ΤΕ όταν υπάρχουν κυκλωματικά στοιχεία συνδεδεμένα εξωτερικά στους ακροδέκτες του, πρέπει να ληφθεί υπόψη ένας πρακτικός περιορισμός για το μέτρο της τάσης εξόδου που επιβάλλεται από τον ίδιο τον ενισχυτή. Ο περιορισμός αυτός συνίσταται στο ότι, το μέτρο της τάσης εξόδου δεν μπορεί να υπερβεί το μέτρο της τάσης τροφοδοσίας. Με άλλα λόγια, η τάση εξόδου ενός ΤΕ εξαρτάται και περιορίζεται από την τάση τροφοδοσίας.

Με βάση τον περιορισμό αυτόν, η τάση εξόδου ενός ΤΕ περιγράφεται από τη Σχέση (Α.3):

$$v_0 = \begin{cases} -V_{CC}, & A \cdot v_d < -V_{CC} \\ A \cdot v_d, & -V_{CC} \leq A \cdot v_d \leq +V_{CC} \\ +V_{CC}, & A \cdot v_d > +V_{CC} \end{cases} \quad (\text{A.3})$$

και η αντίστοιχη χαρακτηριστική εισόδου – εξόδου φαίνεται στο Σχήμα Α.4.



Σχήμα Α.4: Χαρακτηριστική εισόδου – εξόδου ενός ΤΕ.

- Εάν $A \cdot v_d < -V_{CC}$ λέμε ότι ο ΤΕ βρίσκεται σε αρνητικό κορεσμό (negative saturation) και η έξοδος του είναι $v_0 = -V_{CC}$.
- Εάν $A \cdot v_d < +V_{CC}$ λέμε ότι ο ΤΕ βρίσκεται σε θετικό κορεσμό (positive saturation) και η έξοδος του είναι $v_0 = +V_{CC}$.
- $-V_{CC} < A \cdot v_d < +V_{CC}$ λέμε ότι ο ΤΕ λειτουργεί στη γραμμική περιοχή (linear region) και η έξοδος τους είναι $v_0 = A \cdot v_d = A \cdot (v_2 - v_1)$.

Παρά το γεγονός ότι, ο ΤΕ θα λειτουργεί στη γραμμική περιοχή, πρέπει να ληφθεί υπόψη η πιθανότητα κορεσμού όταν σχεδιάζονται κυκλώματα με ΤΕ, ώστε να αποφεύγονται κυκλώματα τα οποία δεν θα λειτουργήσουν στο εργαστήριο.

Στην πραγματικότητα δεν είναι γνωστό εάν ένας ΤΕ λειτουργεί στη γραμμική περιοχή. Αντιμετωπίζεται όμως το δίλημμα υποθέτοντας γραμμική λειτουργία και στη συνέχεια, με βάση τα αποτελέσματα, γίνεται έλεγχος στο κύκλωμα για να εξακριβωθεί η αντίφαση.

Για παράδειγμα, εάν υποθεθεί γραμμική λειτουργία και βρεθεί η έξοδος 10V ενώ η τροφοδοσία είναι 6V, είναι αντιληπτό αμέσως ότι η υπόθεση γραμμικής λειτουργίας του ΤΕ είναι λανθασμένη. Στην περίπτωση αυτή, συμπεραίνεται ότι, ο ΤΕ βρίσκεται σε κορεσμό και η τάση εξόδου του είναι 6V.

A.3 ΙΔΑΝΙΚΟΣ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ

Για την καλύτερη κατανόηση κυκλωμάτων με ΤΕ, χρησιμοποιείται το μοντέλο του ιδανικού ΤΕ (ideal operational amplifier), διότι οι αποκλίσεις των αποτελεσμάτων σε σύγκριση με τα αντίστοιχα ενός πραγματικού είναι αμελητέες στους περισσότερους σύγχρονους ΤΕ. Με βάση αυτό, η ανάπτυξη του κεφαλαίου στη συνέχεια θα γίνει για ιδανικούς ΤΕ εκτός και εάν καθορίζεται διαφορετικά.

- Ένας ΤΕ είναι ιδανικός εάν έχει τα ακόλουθα χαρακτηριστικά:
 - Άπειρο κέρδος ανοικτού βρόχου, $A \rightarrow \infty$.
 - Άπειρο αντίσταση εισόδου, $R_i \rightarrow \infty$.
 - Μηδενική αντίσταση εξόδου, $R_o \rightarrow 0$.
 - Άπειρο ρυθμό ανταπόκρισης.

Με βάση τα χαρακτηριστικά αυτά, προκύπτουν δύο σημαντικά συμπεράσματα τα οποία θα αποτελούν κλειδιά στην τεχνική επίλυσης κυκλωμάτων με ΤΕ.

- Τα ρεύματα στους ακροδέκτες εισόδου είναι μηδέν, δηλαδή :

$$i_0 = 0 \text{ και } i_1 = 0 \quad (\text{A.4})$$

Αυτό οφείλεται στην άπειρη αντίσταση εισόδου με αποτέλεσμα να υπάρχει ένα ανοικτοκύκλωμα και το ρεύμα να μην μπορεί να εισέλθει στο ΤΕ.

Επομένως, η Σχέση (A.2) για το ρεύμα εξόδου σε συνδυασμό με τη Σχέση (A.4) παίρνει τη μορφή:

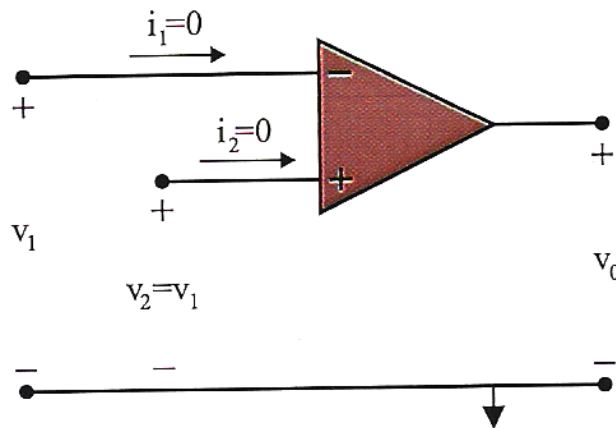
$$i_0 = i_+ + i_- \quad (\text{A.5})$$

- Η διαφορική τάση $v_d = v_2 - v_1$ είναι σχεδόν αμελητέα ($v_d = 0$). Άρα:

$$v_2 = v_1 \quad (\text{A.6})$$

Αυτό οφείλεται στο άπειρο κέρδος ανοικτού βρόχου.

Στο Σχήμα A.5 φαίνεται το κυκλωματικό μοντέλο ενός ιδανικού ΤΕ.



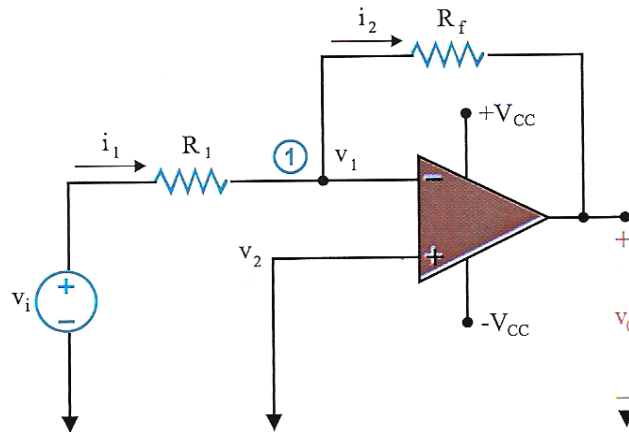
Σχήμα A.5: Κυκλωματικό μοντέλο ιδανικού ΤΕ.

A.4 ΧΡΗΣΙΜΑ ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ ΤΕ

Στην παράγραφο αυτή εξετάζονται μερικά χρήσιμα κυκλώματα ΤΕ τα οποία χρησιμοποιούνται στην πράξη για την σχεδίαση πολύπλοκων κυκλωμάτων

A.4.1 ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ

Ο αναστρέφων ενισχυτής (inverting amplifier) είναι ένας ΤΕ στον οποίον η μη αναστρέφουσα είσοδος γειώνεται και ο κλάδος ανατροφοδότησης συνδέεται στην αναστρέφουσα είσοδο.



Σχήμα A.6: Αναστρέφων ενισχυτής.

Από τον Ν.Ρ.Κ. στον κόμβο 1 προκύπτει:

$$i_1 = i_2 \Rightarrow \frac{V_i - V_1}{R_1} = \frac{V_1 - V_0}{R_f} \Rightarrow \frac{V_1}{R_1} = -\frac{V_0}{R_f} \Rightarrow V_0 = -\frac{R_f}{R_1} V_i \quad (\text{A.7})$$

Το κέρδος τάσης κλειστού βρόχου είναι προφανώς $A_v = -R_f / R_1$ και στο αρνητικό πρόσημο οφείλει το όνομά του ο αναστρέφων ενισχυτής.

- Ο αναστρέφων ενισχυτής έχει έξοδο το σήμα εισόδου ενισχυμένο και με αντίθετη πολικότητα.

Η Σχέση (A.7) είναι πολύ σημαντική διότι, ενώ το κέρδος ανοικτού βρόχου είναι πολύ μεγάλο, το κέρδος κλειστού βρόχου μπορεί να ελεγχθεί (περιοριστεί) με κατάλληλο συνδυασμό τιμών των εξωτερικών αντιστάσεων.

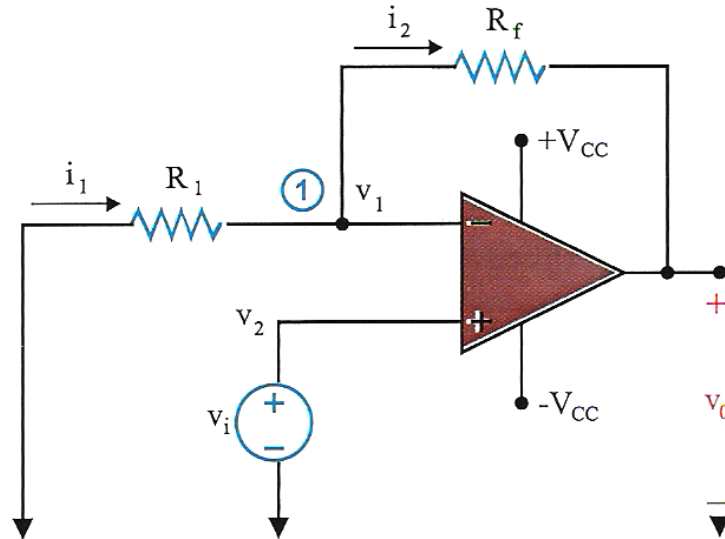
Η μεγαλύτερη τιμή για το λόγο R_f / R_1 έτσι ώστε ο ΤΕ να λειτουργεί στη γραμμική περιοχή προκύπτει ως εξής:

$$|V_0| \leq V_{cc} \Rightarrow \left| -\frac{R_f}{R_1} V_i \right| \leq V_{cc} \Rightarrow \frac{R_f}{R_1} \leq \left| \frac{V_{cc}}{V_i} \right| \quad (\text{A.8})$$

Για παράδειγμα εάν $V_{cc} = 12\text{V}$ και $v_i = 10\text{mV}$, ο λόγος R_f / R_1 πρέπει να είναι μικρότερος από 1200.

A.4.2 ΜΗ ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ

Ο μη αναστρέφων ενισχυτής (noninverting amplifier) είναι ένας ΤΕ στον οποίον η τάση εισόδου εφαρμόζεται στη μη αναστρέφουσα είσοδο και η αντίσταση R_1 συνδέεται ανάμεσα στη γη και την αναστρέφουσα είσοδο.



Σχήμα Α.7: Μη αναστρέφων ενισχυτής.

Από τον Ν.Ρ.Κ. στον κόμβο 1 προκύπτει:

$$i_1 = i_2 \Rightarrow -\frac{V_1}{R_1} = \frac{V_1 - V_0}{R_f} \Rightarrow -\frac{V_2}{R_1} = -\frac{V_2 - V_0}{R_f} \Rightarrow -\frac{V_i}{R_1} = \frac{V_i - V_0}{R_f} \quad (\text{A.9})$$

$$\Rightarrow V_i \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_f} \right) = \frac{V_0}{R_f} \Rightarrow V_0 = \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) V_i$$

Το κέρδος τάσης κλειστού βρόχου είναι προφανώς $A_v = 1 + R_f/R_1$ και στο θεματικό πρόσημο οφείλει το όνομά του ο μη αναστρέφων ενισχυτής.

Επομένως:

- Ο μη αναστρέφων ενισχυτής έχει έξοδο το σήμα εισόδου ενισχυμένο και με την ίδια πολικότητα.

Η Σχέση (Α.8) είναι πολύ σημαντική διότι, ενώ το κέρδος ανοικτού βρόχου είναι πολύ μεγάλο, το κέρδος κλειστού βρόχου μπορεί να ελεγχθεί (περιοριστεί) με κατάλληλο συνδυασμό τιμών των εξωτερικών αντιστάσεων.

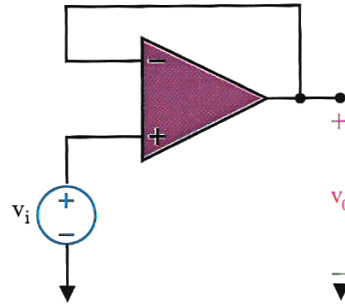
Λειτουργία του ΤΕ στη γραμμική περιοχή απαιτεί:

$$V_0 \leq V_{cc} \Rightarrow \left| \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) V_i \right| \leq V_{cc} \Rightarrow 1 + \frac{R_f}{R_1} \leq \left| \frac{V_{cc}}{V_i} \right| \quad (\text{A.10})$$

Για παράδειγμα εάν $V_{cc} = 12\text{V}$ και $v_i = 10\text{mV}$, το κέρδος πρέπει να είναι μικρότερο του 1200.

Α.4.3 ΑΚΟΛΟΥΘΟΣ ΤΑΣΗΣ

Εάν στο κύκλωμα του μη αναστρέφοντος ενισχυτή (Σχήμα Α.7) η αντίσταση ανατροφοδότησης $R_f = 0$ (βραχυκύκλωμα) ή $R_1 \rightarrow \infty$ (ανοικτοκύκλωμα) ή συμβούν και τα δύο, το κέρδος του κλειστού βρόχου γίνεται 1. Το κύκλωμα που προκύπτει υπό αυτές τις συνθήκες ονομάζεται ακόλουθος τάσης (voltage follower) ή ενισχυτής μοναδιαίου κέρδους (unity gain amplifier) ή ενισχυτής απομόνωσης (buffer amplifier).



Σχήμα Α.8: Ακόλουθος τάσης.

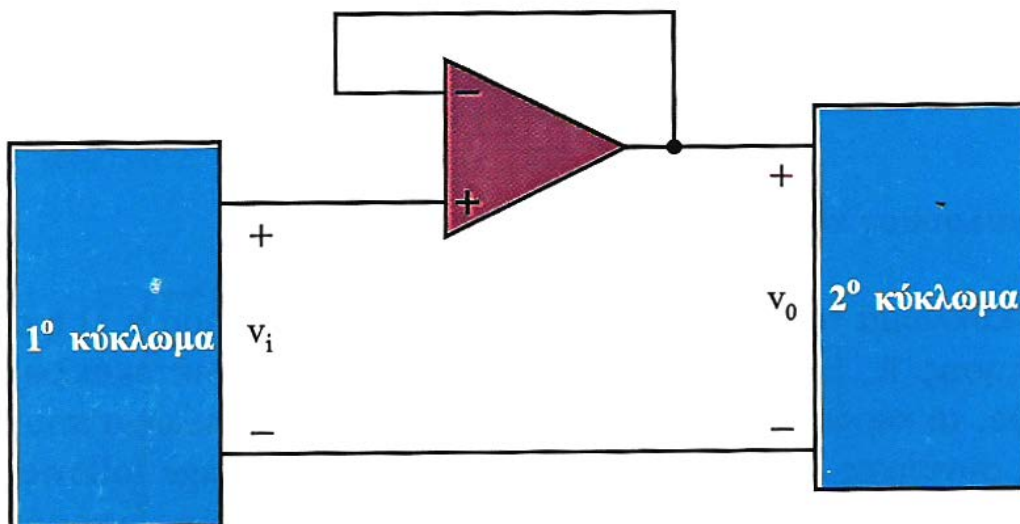
Επειδή $A_v = 1$ προκύπτει ότι:

$$v_o = v_i$$

(A.11)

Επομένως:

- Ο ακόλουθος τάσης έχει έξοδο ακριβώς ίδια με την είσοδο. Με άλλα λόγια ακολουθεί την είσοδο και σε αυτό οφείλεται το όνομά του. Χρησιμοποιείται ως ενισχυτής ενδιάμεσου σταδίου (ενισχυτής απομόνωσης) για να απομονώσει ένα κύκλωμα από ένα άλλο στα οποία οι απαιτήσεις απευθείας σύζευξης δεν ικανοποιούνται. Αυτό συμβαίνει όταν η αντίσταση εξόδου του πρώτου κυκλώματος δεν είναι κατά πολύ μικρότερη από την αντίσταση εισόδου του δεύτερου κυκλώματος με αποτέλεσμα, το δεύτερο κύκλωμα να αποτελεί φορτίο για το πρώτο και ως εκ τούτου να αλλοιώνεται η επιθυμητή λειτουργία. Ο τρόπος με τον οποίον ο ακόλουθος τάσης συνδέεται ως ενδιάμεση βαθμίδα για να απομονώσει δύο κυκλώματα σε αλυσωτή σύνδεση φαίνεται στο Σχήμα Α.9.

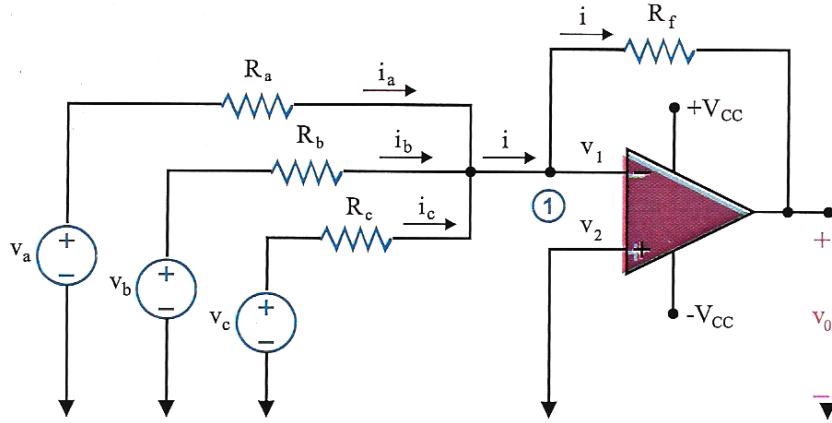


Σχήμα Α.9: Ακόλουθος τάσης ως ενισχυτής απομόνωσης.

A.4.4 ΑΘΡΟΙΣΤΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ

Ο αθροιστικός ενισχυτής (summing amplifier) ή απλά αθροιστής (inverting adder) είναι μία παραλλαγή του αναστρέφοντος ενισχυτή που βασίζεται στην ικανότητα της ταυτόχρονης διαχείρισης πολλών εισόδων.

Στο Σχήμα A.10 φαίνεται ένας αθροιστικός ενισχυτής τριών εισόδων.



Σχήμα A.10: Αθροιστικός ενισχυτής.

Από τον Ν.Ρ.Κ. στον κόμβο 1 προκύπτει:

$$i = i_a + i_b + i_c \Rightarrow \frac{V_1 - V_0}{R_f} = \frac{V_a - V_1}{R_a} + \frac{V_b - V_1}{R_b} + \frac{V_c - V_1}{R_c} \Rightarrow$$

(A.12)

$$\Rightarrow -\frac{V_0}{R_f} = \frac{V_a}{R_a} + \frac{V_b}{R_b} + \frac{V_c}{R_c} \Rightarrow V_0 = -\left(\frac{R_f}{R_a}V_a + \frac{R_f}{R_b}V_b + \frac{R_f}{R_c}V_c\right)$$

Επομένως:

- Ο αθροιστικός ενισχυτής έχει έξοδο το άθροισμα των επιμέρους σημάτων εισόδου με συντελεστές βαρύτητας τα επί μέρους κέρδη κλειστού βρόχου τα οποία είναι όλα αρνητικά.

Με άλλα λόγια, η έξοδος ενός αθροιστικού ενισχυτή προκύπτει με επαλληλία (υπέρθηση) όλων των επιμέρους εξόδων που θα είχαμε εάν ενεργούσε ως αναστρέφων ενισχυτής με μία είσοδο κάθε φορά.

Εάν $R_a = R_b = R_c = R_s$ η Σχέση (A.12) παίρνει τη μορφή:

$$V_0 = -\frac{R_f}{R_s}(V_a + V_b + V_c) \quad (A.13)$$

δηλαδή, η έξοδος είναι απλό άθροισμα των εισόδων ενισχυμένο και ανεστραμμένο.

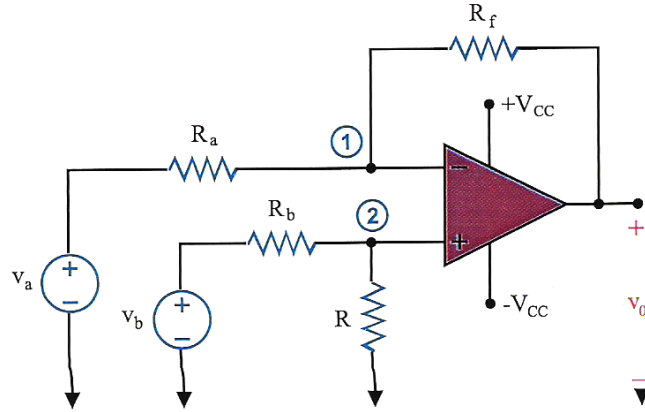
Εάν $R_a = R_b = R_c = R_f$ η Σχέση (A.12) παίρνει τη μορφή:

$$V_0 = -(V_a + V_b + V_c) \quad (A.14)$$

δηλαδή, η έξοδος είναι απλό άθροισμα των εισόδων ανεστραμμένο.

A.4.5 ΔΙΑΦΟΡΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ

Ο διαφορικός ενισχυτής (differential amplifier) ή ενισχυτής διαφοράς (difference amplifier) είναι ένα κύκλωμα ΤΕ το οποίο ενισχύει τη διαφορά μεταξύ δύο σημάτων εισόδου απορρίπτοντας ταυτόχρονα οποιαδήποτε σήματα κοινά στις δύο εισόδους



Σχήμα A.11: Διαφορικός ενισχυτής.

Από τον Ν.Ρ.Κ. στον κόμβο 1 προκύπτει:

$$\frac{V_a - V_1}{R_a} = \frac{V_1 - V_o}{R_f} \Rightarrow V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_a}\right) V_1 - \frac{R_f}{R_a} V_a \Rightarrow \quad (A.15)$$

$$\Rightarrow V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_a}\right) V_2 - \frac{R_f}{R_a} V_a$$

Από τον Ν.Ρ.Κ. στον κόμβο 2 προκύπτει:

$$\frac{V_b - V_2}{R_b} = \frac{V_2}{R} \Rightarrow V_2 = \frac{R}{R_b + R} V_b \quad (A.16)$$

Αντικαθιστώντας στην προηγούμενη Σχέση την τιμή της v_2 παίρνουμε:

$$V_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_a}\right) \frac{R}{R_b + R} V_b - \frac{R_f}{R_a} V_a \Rightarrow V_o = \frac{R(R_a + R_f)}{R_a(R_b + R)} V_b - \frac{R_f}{R_a} V_a \Rightarrow \quad (A.17)$$

$$\Rightarrow V_o = \frac{R_f}{R_a} \frac{1 + R_a/R_f}{1 + R_b/R} V_b - \frac{R_f}{R_a} V_a$$

Επειδή όμως ο διαφορικός ενισχυτής πρέπει να απορρίπτει ένα σήμα κοινό στις δύο εισόδους (δηλαδή $v_o = 0$ εάν $v_a = v_b$) πρέπει:

$$\frac{R_a}{R_f} = \frac{R_b}{R} \quad (A.18)$$

Επομένως, η Σχέση (A.18) παίρνει τη μορφή:

$$V_o = \frac{R_f}{R_a} V_b - V_a \quad (A.19)$$

Άρα:

- Ο διαφορικός ενισχυτής έχει έξοδο τη διαφορά των δύο σημάτων εισόδου ενισχυμένη.

Εάν $R_f = R_a$ και $R_b = R$ ο διαφορικός ενισχυτής γίνεται ενισχυτής διαφοράς με έξοδο:

$$V_0 = V_b - V_a \quad (\text{A.20})$$

Επομένως:

- Ο ενισχυτής διαφοράς έχει έξοδο τη διαφορά των δύο σημάτων εισόδου.

A.5 ΚΥΚΛΩΜΑΤΑ ΤΕ ΜΕ ΑΝΤΙΣΤΑΣΕΙΣ ΚΑΙ ΠΥΚΝΩΤΕΣ

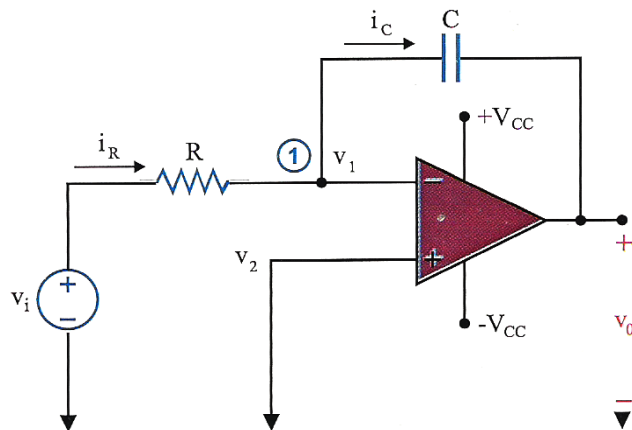
Μέχρι τώρα εξετάστηκαν κυκλώματα ΤΕ τα οποία περιελάμβαναν μόνο ωμικές αντιστάσεις. Στην παράγραφο αυτή εμφανίζονται κυκλώματα ΤΕ με πολυάριθμες εφαρμογές τα οποία περιλαμβάνουν και στοιχεία αποθήκευσης ενέργειας και ως επί το πλείστον πυκνωτές, αφού τα πηνία είναι ογκώδη και ακριβότερα.

A.5.1 ΟΛΟΚΛΗΡΩΤΗΣ (ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΟΛΟΚΛΗΡΩΣΗΣ)

Ο ολοκληρωτής (integrator) ή ενισχυτής ολοκλήρωσης (integrating amplifier) είναι μία παραλλαγή του αναστρέφοντος ενισχυτή όπως φαίνεται στο Σχήμα Α.12. Προκύπτει με αντικατάσταση της αντίστασης του κλάδου ανατροφοδότησης με ένα πυκνωτή χωρητικότητας C .

Από τον Ν.Ρ.Κ. στον κόμβο 1 προκύπτει:

$$\begin{aligned} i_R = i_C &\Rightarrow \frac{V_i - V_1}{R} = C \frac{d}{dt} (V_1 - V_0) \Rightarrow \frac{V_i}{R} = -C \frac{dV_0}{dt} \Rightarrow \\ \Rightarrow dV_0 &= -\frac{1}{RC} V_i dt \Rightarrow \int_{V_0(t_0)}^{V_0(t)} dV_0 = -\frac{1}{RC} \int_{t_0}^t V_i dt \Rightarrow \\ \Rightarrow V_0(t) &= -\frac{1}{RC} \int_{t_0}^t V_i dt + V_0(t_0) \end{aligned} \quad (\text{A.21})$$



Σχήμα Α.12: Ολοκληρωτής.

Η χρονική στιγμή t_0 είναι η στιγμή έναρξης της ολοκλήρωσης και η τιμή $v_0(t_0)$ παριστάνει την τάση εξόδου τη στιγμή αυτή. Συμπίπτει δε με την αρχική τάση του πυκνωτή διότι ο ΤΕ είναι ιδανικός.

Συνήθως $t_0 = 0$ οπότε η $v_0(0)$ ισούται με την τάση του πυκνωτή τη χρονική αυτή στιγμή.

Για να διασφαλιστεί ότι η αρχική συνθήκη $v_0(0) = 0$ πρέπει πάντοτε να εκφορτίζεται ο πυκνωτής πριν εφαρμοστεί το σήμα εισόδου.

Θεωρώντας λοιπόν ότι $v_0(0) = 0$, η Σχέση (Α.21) παίρνει τη μορφή:

$$V_0(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t V_i dt \quad (\text{A.22})$$

Επομένως:

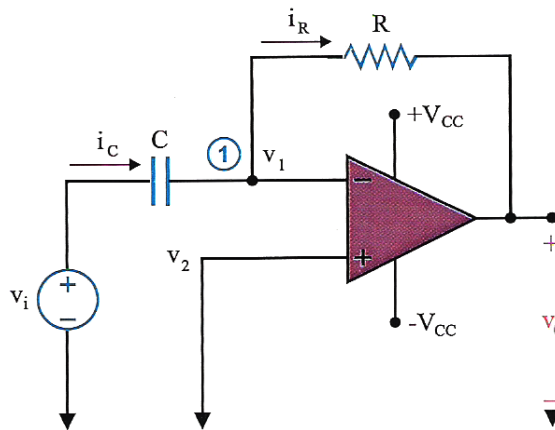
- Ο ολοκληρωτής χρησιμοποιείται σε πολλές εφαρμογές, ειδικότερα δε σε αναλογικούς υπολογιστές όπως φαίνεται παρακάτω.

Α.5.2 ΔΙΑΦΟΡΙΣΤΗΣ (ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΔΙΑΦΟΡΙΣΗΣ)

Ο διαφοριστής (differentiator) ή ενισχυτής διαφορίσης (differentiating amplifier) είναι και αυτός μια παραλλαγή του αναστρέφοντος ενισχυτή όπως φαίνεται στο Σχήμα Α.13. Προκύπτει με αντικατάσταση της αντίστασης R_1 (στην είσοδο) με έναν πυκνωτή χωρητικότητας C .

Από τον Ν.Ρ.Κ. στον κόμβο 1 προκύπτει:

$$i_R = i_C \Rightarrow \frac{V_1 - V_0}{R} = C \frac{d}{dt}(V_i - V_1) \Rightarrow -\frac{V_0}{R} = C \frac{dV_i}{dt} \Rightarrow V_0(t) = -RC \frac{dV_i}{dt} \quad (\text{A.23})$$



Σχήμα Α.13: Διαφοριστής.

Επομένως:

- Ο διαφοριστής έχει έξοδο ανάλογη προς το ρυθμό μεταβολής (παράγωγο) του σήματος εισόδου.

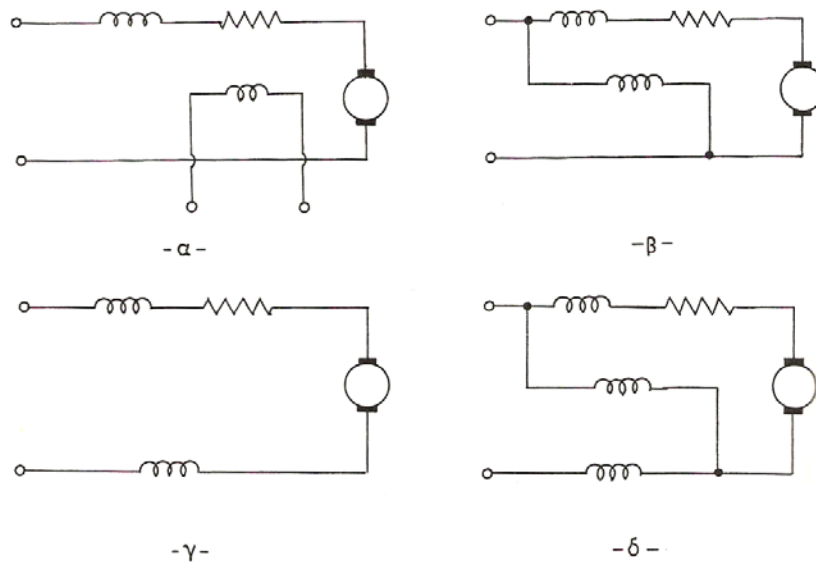
Το κύκλωμα του διαφοριστή είναι ηλεκτρονικά ασταθές διότι, οποιοσδήποτε ηλεκτρικός θόρυβος διαμέσου του διαφοριστή ενισχύεται από αυτόν. Επίσης, μικρές αλλά ταχύτατες αλλαγές στην είσοδο συχνά οδηγούν τον ΤΕ σε κόρο. Για τους λόγους αυτούς, δεν είναι τόσο χρήσιμος και δημοφιλής όπως ο ολοκληρωτής και σπάνια χρησιμοποιείται στην πράξη.

ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ DC

B.1 ΚΑΤΗΓΟΡΙΕΣ DC ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ

Οι κινητήρες DC, ανάλογα με τα τυλίγματα διέγερσης, τα οποία διαθέτουν και με τον τρόπο που αυτά συνδέονται, χωρίζονται στις εξής κατηγορίες:

- Κινητήρες παράλληλης διέγερσης.
- Κινητήρες διέγερσης σειράς.
- Κινητήρες σύνθετης διέγερσης.
- Κινητήρες ξένης διέγερσης.



Σχήμα B.1: Κατηγορίες DC κινητήρων.

Το τύλιγμα διέγερσης σειράς βρίσκεται και αυτό στο σταθερό μέρος της μηχανής (στάτης) και διαρρέεται από το συνολικό ρεύμα που απορροφά ο κινητήρας. Για να δοθούν από το τύλιγμα αυτό τα απαραίτητα αμπεριλίγματα, απαιτείται σχετικά μικρός αριθμός σπειρών, διατομής ανάλογης των αγωγών του τυλίγματος τυμπάνου, σε αντίθεση με το τύλιγμα της κύριας διέγερσης, το οποίο διαθέτει κατά πολύ μεγαλύτερο αριθμό σπειρών μικρής διατομής και διαρρέεται από αρκετά μικρότερο ρεύμα.

Πρέπει ακόμη να διευκρινιστεί ότι οι μηχανές σύνθετης διέγερσης, ανάλογα με την πολικότητα του πεδίου διέγερσης σειράς, σε σχέση με το πεδίο της κύριας διέγερσης, χωρίζονται σε δύο υποκατηγορίες. Στην προσθετική σύνδεση (πεδία της ίδιας φοράς) και τη διαφορική, όπου τα δύο πεδία είναι αντίθετης φοράς.

B.2 ΔΙΕΡΕΥΝΗΣΗ ΤΩΝ ΕΞΙΣΩΣΕΩΝ ΤΟΥ ΚΙΝΗΤΗΡΑ

Το ρεύμα του τυλίγματος τυμπάνου δίνεται από τη Σχέση (B.1):

$$I_a = \frac{V_a}{R_a} - E_a \quad (\text{B.1})$$

Όπου:

V_a = τάση τυλίγματος τυμπάνου.

R_a = αντίσταση τυλίγματος τυμπάνου.

Κατά την εκκίνηση του κινητήρα, $E_a = 0$, διότι $E_a \propto n$ και $n = 0$. Η απουσία λοιπόν της αντιηλεκτρεγερτικής δύναμης (Α.Η.Ε.Δ.) κατά τη διάρκεια της εκκίνησης του κινητήρα, έχει ως συνέπεια τη δημιουργία ενός ρεύματος αρκετά μεγαλύτερου του ονομαστικού. Για συνήθεις κινητήρες:

$$I_{εκκ} = \frac{V_a}{R_a} \approx (7-10) * I_{ov} \quad (\text{B.2})$$

Όπου:

I_{ov} = ονομαστικό ρεύμα κινητήρα

$I_{εκκ}$ = ρεύμα εκκίνησης κινητήρα

Για την αποφυγή υψηλών ρευμάτων εκκίνησης, συνδέεται, σε σειρά με το τύλιγμα τυμπάνου "βοηθητική" αντίσταση ($R_{εκ} \gg R_a$), έτσι ώστε το αντίστοιχο ρεύμα να ελαττωθεί στα επιτρεπτά όρια φόρτισης της μηχανής. Με την έναρξη της επιτάχυνσης του δρομέα, παρουσιάζεται σταδιακή αύξηση της Α.Η.Ε.Δ., μετά δε την αποκατάσταση των στροφών, η αντίσταση αυτή αφαιρείται.

Μία άλλη εξίσου καλή μέθοδος εκκίνησης επιτυγχάνεται δια της τροφοδοσίας του κινητήρα μέσω τροφοδοτικού με δυνατότητα ρύθμισης της τάσης. Είναι όμως προφανές ότι και στις δύο περιπτώσεις, η ροπή εκκίνησης είναι χαμηλότερη.

Για τις στροφές της μηχανής έχουμε:

$$n = \frac{V_a - I_a R_a}{K_g \phi(I_f)} = f(V_a, I_a, R_a, I_f) \quad (\text{B.3})$$

Όπου:

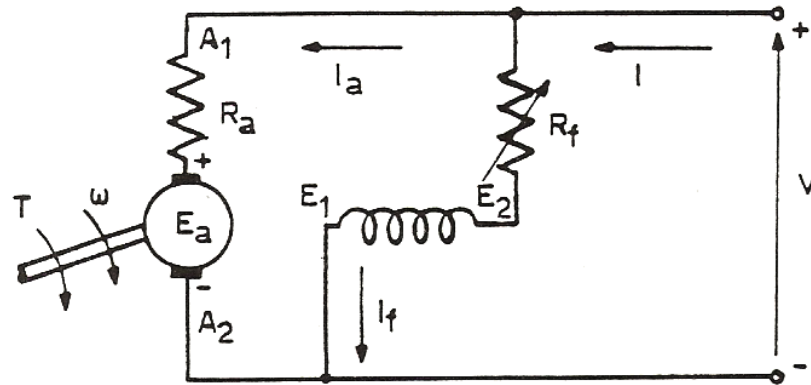
I_f = ρεύμα διέγερσης.

Από τη διερεύνηση της Σχέσης (B.3), προκύπτουν τα εξής:

- Οι στροφές του κινητήρα είναι ανάλογες της τάσης τροφοδοσίας. Δηλαδή αυξάνοντας την τάση τροφοδοσίας αυξάνονται οι στροφές και αντιστρόφως.
- Οι στροφές είναι αντίστροφα ανάλογες του φορτίου του κινητήρα. Πράγματι όταν ο κινητήρας συνδέεται σε "στέρεο" δίκτυο ($V_a = \text{σταθερό}$), τότε η αύξηση του μηχανικού φορτίου του κινητήρα συνοδεύεται από ανάλογη αύξηση της ισχύος και κατ'επέκταση του ρεύματος του τυλίγματος τυμπάνου. Πρακτικά αυτό φαίνεται στην Σχέση (B.3), από την αύξηση του παράγοντα $I_a R_a$. Μια πολύ βασική παρατήρηση είναι ότι ο παράγοντας αυτός επηρεάζεται όχι μόνο από το ρεύμα τυμπάνου, αλλά και από την σε σειρά με το τύλιγμα τυμπάνου αντίσταση που ενδέχεται να παρεμβάλλεται. Αύξηση λοιπόν της σε σειρά αντίστασης σημαίνει μείωση των στροφών. Γενικά, ο τρόπος αυτός της ρύθμισης των στροφών δεν εφαρμόζεται συχνά στην πράξη λόγω των υψηλών απωλειών χαλκού.
- Μία άλλη παράμετρος, με την οποία είναι εύκολο να ελεγχθούν οι στροφές της μηχανής με μηδαμινό κόστος ισχύος, είναι το ρεύμα " I_f " του τυλίγματος της κύριας διέγερσης.

Παρεμβάλλοντας αντίσταση στον παράλληλο κλάδο, ελαττώνεται το διερχόμενο ρεύμα και κατ'επέκταση τη ροή διακένου, με αποτέλεσμα την αύξηση των στροφών.

B.3 ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ DC ΠΑΡΑΛΛΗΛΗΣ ΔΙΕΓΕΡΣΗΣ



Σχήμα B.2: Ισοδύναμο κύκλωμα κινητήρα DC παράλληλης διέγερσης.

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

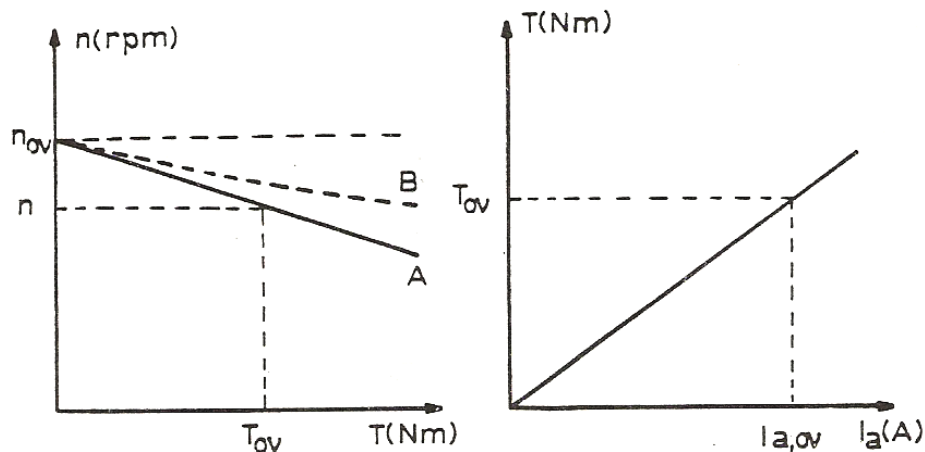
$$I = I_a + I_f \quad (B.4)$$

Σε έναν κινητήρα παράλληλης διέγερσης (με τυλίγματα αντιστάθμισης και βοηθητικών πόλων), η ροή ανά πόλο "Φ" του πεδίου διέγερσης παραμένει πρακτικά ανεπηρέαστη από το ρεύμα τυμπάνου και είναι επομένως σταθερή για σταθερό ρεύμα διέγερσης. Σύμφωνα λοιπόν με την Σχέση (B.5), για σταθερή ροή υπάρχει αναλογία μεταξύ της ροπής και του ρεύματος του τυλίγματος τυμπάνου.

$$T = K_m \Phi (I_f = \text{σταθ}) I_a = K_m' I_a \quad (B.5)$$

Όπου: $K_m' = K_m \Phi$

Επομένως, αν ο κινητήρας στρέφεται με κάποιο συγκεκριμένο αριθμό στροφών, μια απότομη αύξηση του φορτίου προκαλεί ελάττωση των στροφών και 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 $n=f(T)$, καμπύλη Α (Σχήμα B.3).



Σχήμα B.3: Χαρακτηριστική ταχύτητας – ροπής και ροπής – ρεύματος τυμπάνου.

Πράγματι για $\Phi = \text{σταθ.}$, από τις Σχέσεις (B.3) και (B.5) προκύπτει:

$$n = \frac{V_a}{K_m \Phi} - \frac{R_a}{K_m \Phi} I_a = \frac{V_a}{K_m \Phi} - \frac{R_a}{(K_m \Phi)^2} T \quad (\text{B.6})$$

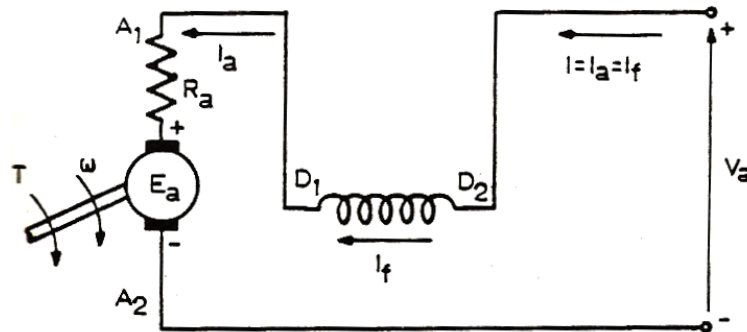
η οποία σε άξονες (n , T) παριστάνει ευθεία γραμμή.

Αν η μηχανή δεν διαθέτει τυλίγματα αντιστάθμισης και βοηθητικών πόλων, υπάρχει μία μικρή εξασθένιση του πεδίου διέγερσης λόγω της αντίδρασης του τυλίγματος τυμπάνου, με αποτέλεσμα η μεταβολή των στροφών (καμπύλη Β, Σχήμα Β.3) να είναι μικρότερη από την αντίστοιχη της καμπύλης Α.

Επίσης η διακύμανση των στροφών, για μια ευρεία περιοχή μεταβολής του φορτίου (και στις δύο περιπτώσεις Α και Β) είναι αρκετά μικρή και για το λόγο αυτό, οι κινητήρες παράλληλης διέγερσης καλούνται και κινητήρες σταθερής ταχύτητας. Στην περίπτωση δε αύξησης της ροπής φορτίου πέραν από μία ορισμένη τιμή, αν η μηχανή δεν διαθέτει τυλίγματα αντιστάθμισης, η αυξημένη αντίδραση του τυλίγματος τυμπάνου είναι δυνατόν να προκαλέσει σημαντική αύξηση των στροφών και αστάθεια του κινητήρα.

Οι κινητήρες παράλληλης διέγερσης, χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές που απαιτούν σχεδόν σταθερή ταχύτητα, αλλά όχι υψηλή ροπή εκκίνησης. Π.χ. ανεμιστήρες, φυγοκεντρικές αντλίες κλπ.

B.4 ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ ΔΙΕΓΕΡΣΗΣ ΣΕΙΡΑΣ



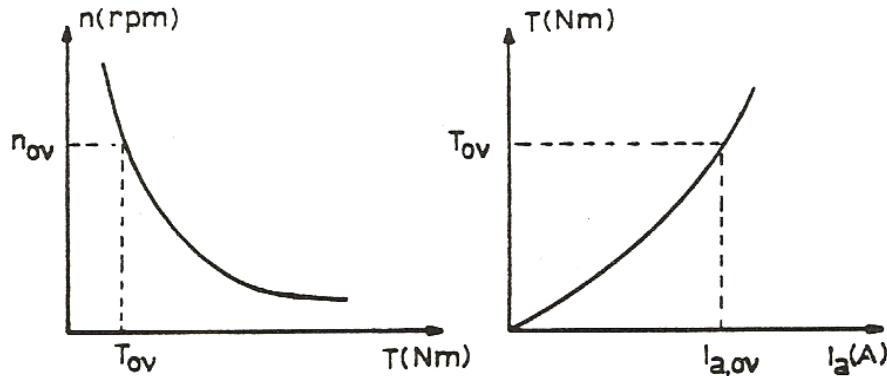
Σχήμα Β.4: Ισοδύναμο κύκλωμα κινητήρα DC διέγερσης σειράς.

Επειδή το τυλίγμα διέγερσης είναι σε σειρά με το επαγωγικό τύμπανο, το ρεύμα το τυμπάνου δημιουργεί και το πεδίο διέγερσης του κινητήρα. Επομένως, με την αύξηση του φορτίου έχουμε και ανάλογη αύξηση της ροής. Στη γραμμική χαρακτηριστική της καμπύλης μαγνήτισης η ροή είναι ανάλογη του ρεύματος τυμπάνου. Επομένως, σύμφωνα με τη Σχέση (B.5), στην περιοχή αυτή η ροπή θα είναι ανάλογη του τετραγώνου του ρεύματος.

$$T = K_m \Phi I_a = K' I_a^2 \quad (\text{B.7})$$

Στην περιοχή κορεσμού οι μεταβολές της ροής είναι μικρότερες για αντίστοιχες μεταβολές του ρεύματος τυμπάνου, με αποτέλεσμα η ροπή να αυξάνει σε μικρότερη αναλογία από το τετράγωνο του ρεύματος. Οποσδήποτε όμως οι μεταβολές αυτές είναι μεγαλύτερες από την πρώτη δύναμη του ρεύματος.

Όταν η ζήτηση του φορτίου είναι μικρή, τότε και η αντίστοιχη ροή του πεδίου είναι μικρή. Στην περίπτωση αυτή, η ταχύτητα περιστροφής μπορεί να πάρει αρκετά υψηλές τιμές με καταστροφικές συνέπειες. Αντίθετα, για μεγάλα φορτία η ροή είναι αρκετά υψηλή, με αποτέλεσμα οι στροφές να είναι σημαντικά χαμηλές, (Σχήμα Β.5).

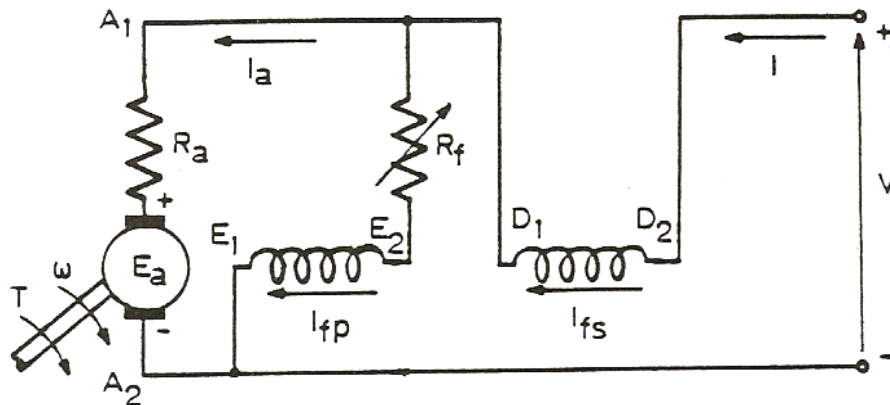


Σχήμα Β.5: Χαρακτηριστικές ταχύτητας – ροπής και ροπής – ρεύματος, κινητήρα διέγερσης σειράς.

Από τις χαρακτηριστικές του Σχήματος Β.5, προκύπτει ότι οι κινητήρες σειράς δίνουν αρκετά υψηλές ροπές εκκίνησης. Χρησιμοποιούνται γενικά στην ηλεκτρική κίνηση (π.χ. σιδηρόδρομοι, οχήματα μεταφοράς), σε ανελκυστήρες φορτίων, γερανούς και γενικά όπου απαιτούνται υψηλές ροπές κατά την εκκίνηση (και η μεταβαλλόμενη ταχύτητα δεν παίζει πρωταρχικό ρόλο) και ο κινητήρας κάτω από φυσιολογικές συνθήκες φέρει ένα σημαντικό φορτίο.

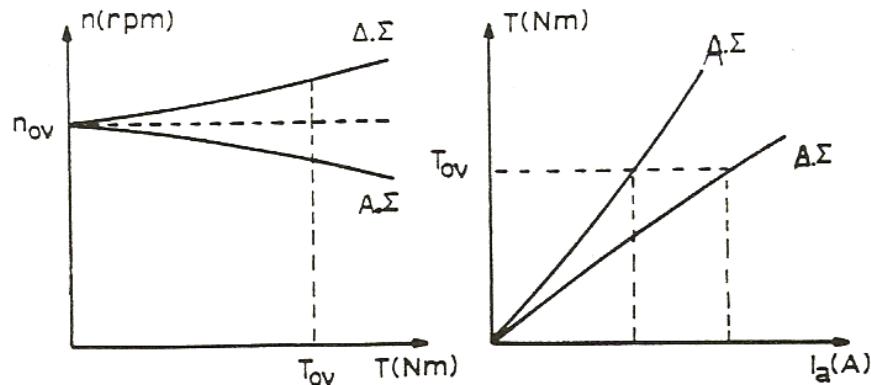
Είναι άξιο παρατήρησης ότι κατά την εκκίνηση με φορτίο ο κινητήρας σειράς απορροφά λιγότερο ρεύμα από τον κινητήρα παράλληλης διέγερσης.

B.5 ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ ΣΥΝΘΕΤΗΣ ΔΙΕΓΕΡΣΗΣ



Σχήμα Β.6: Ισοδύναμο κύκλωμα κινητήρα Σ.Ρ. σύνθετης διέγερσης.

Οι κινητήρες αυτού του είδους δίνουν υψηλότερες ροπές εκκίνησης από τους αντίστοιχους κινητήρες παράλληλης διέγερσης, αλλά σημαντικά χαμηλότερες από τους αντίστοιχους κινητήρες διέγερσης σειράς.



Σχήμα Β.7: Χαρακτηριστικές ταχύτητας – ροπής και ρεύματος – ροπής κινητήρα σύνθετης διέγερσης.

Ανάλογα δε με την πολικότητα σύνδεσης του τυλίγματος σειράς σε σχέση με εκείνη της κύριας διέγερσης, η ροπή είναι:

- Προσθετική σύνδεση

$$T = K_m (\Phi_p + \Phi_s) I_a \quad (\text{B.8})$$

Όπου:

Φ_p = ροή του τυλίγματος παράλληλης διέγερσης

Φ_s = ροή του τυλίγματος διέγερσης σειράς

- Αφαιρετική σύνδεση

$$T = K_m (\Phi_p - \Phi_s) I_a \quad (\text{B.9})$$

Από τις Σχέσεις (B.8) και (B.9) προκύπτει ότι στην προσθετική διάταξη ο κινητήρας αποδίδει αρκετά μεγαλύτερη ροπή απ'ότι ο κινητήρας παράλληλης διέγερσης με το ίδιο ρεύμα τυμπάνου. Το αντίθετο ισχύει για τη διαφορική σύνδεση.

Οι κινητήρες σύνθετης διαφορικής διέγερσης χρησιμοποιούνται ελάχιστα στην πράξη και μόνο σε ειδικές περιπτώσεις. Ο λόγος είναι ότι μετά από ορισμένο φορτίο παρουσιάζουν μεγάλη αστάθεια λειτουργίας. Πράγματι, σύμφωνα με τη Σχέση (B.3):

$$n = \frac{V_a - I_a (R_a + R_{fs})}{\Phi_p - \Phi_s} \quad (\text{B.10})$$

Παρατηρείται ότι αύξηση του φορτίου προκαλεί αύξηση των στροφών, καθ'όσον ο αριθμητής ελαττώνεται πολύ λιγότερο από τον παρανομαστή. Για αρκετά μεγάλα φορτία, η Φ_s γίνεται μεγαλύτερη κατ' απόλυτη τιμή από την Φ_p με αποτέλεσμα την αλλαγή της φοράς του συνιστάμενου πεδίου. Αυτό έχει ως αποτέλεσμα την απότομη μείωση των στροφών μέχρι μηδενισμού και την αλλαγή της φοράς περιστροφής.

Επίσης στις περιπτώσεις που γίνεται χρήση των κινητήρων αυτών, πρέπει κατά την εκκίνηση το τύλιγμα σειράς να απομονώνεται (βραχυκύκλωμα), προς αποφυγή της αντίθετης φοράς περιστροφής του δρομέα λόγω των υψηλών ρευμάτων εκκίνησης, με συνέπεια τις αρκετά αυξημένες τιμές της ροής Φ_s .

ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

1. Ηλεκτρονικά Ισχύος, Mohan/Undeland/Robbins, Εκδόσεις Τζιόλα
2. Ηλεκτρονικά Ισχύος, Στέφανος Ν. Μανιάς, Εκδόσεις Συμεών
3. Ηλεκτρικά Κυκλώματα, Γεώργιος Ε. Χατζαράκης, Εκδόσεις Τζιόλα
4. Συστήματα Οδήγησης Ηλεκτρικών Κινητήρων, Παντελής Β. Μαλατέστας & Στέφανος Ν. Μανιάς, Εκδόσεις Συμεών