



**ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ ΤΕ
Α.Ε.Ι. ΠΕΙΡΑΙΑ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟΥ ΤΟΜΕΑ
ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ**

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ:

«Μελέτη και κατασκευή μετατροπέα DC / DC»

«Study and construction DC / DC converter»

ΟΝΟΜ/ΜΟ ΦΟΙΤΗΤΗ: Θεόδωρος Τούτσης

A.M. : 37465

ΟΝΟΜ/ΜΟ ΕΠΙΒΛΕΠΟΝΤΟΣ ΚΑΘΗΓΗΤΗ: Ηρακλής Βυλιώτης

ΠΕΙΡΑΙΑΣ

2016

ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ:

Κεφ. 1: Εισαγωγή

Γενικά για το μετατροπέα DC/DC (ΣΡ/ΣΡ)	5
Εφαρμογές των μετατροπέων Σ.Ρ./Σ.Ρ.	7
Ταξινόμηση των μετατροπέων Σ.Ρ./Σ.Ρ.	8
Μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. υποβιβασμού (Step-Down DC/DC Converter) ή Εν Σειρά Μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. (Buck DC/DC Converter)	9
Μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. Ανύψωσης (Step-Up DC/DC Converter) ή Εν Παραλλήλω Μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. Ανύψωσης (Boost DC/DC Converter)	12
Μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. Υποβιβασμού-Ανύψωσης (Step-Down/Up DC/DC Converter) ή Εν Σειρά-Εν Παραλλήλω Μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. (Buck Boost DC/DC Converter)	14
Συνεχής μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. (Cuk Converter)	16

Κεφ.2: Ηλεκτρονικά Ισχύος

Εισαγωγή	18
Δίοδος	19
Χαρακτηριστική τάσης-ρεύματος διόδου	20
Δίοδος δύο κατευθύνσεων (Diac)	22

Δίοδος Zener	24
Διπολικό Τρανζίστορ	26
Περιοχές Λειτουργίας	26
Συνδεσμολογία κοινού εκπομπού	27
Χαρακτηριστική τάσης – ρεύματος	29
Τρανζίστορ επίδρασης πεδίου – MOSFET	31
Χαρακτηριστικές $i_D = f(v_{DS})$	33
Θυρίστορ	35
Triac	38
GTO (gate turn-off thyristor)	40
Τελεστικός ενισχυτής	42
Τροφοδοσία	44
Ακροδέκτες εισόδου	44
Ακροδέκτης εξόδου	45
Ιδανικός τελεστικός ενισχυτής	48
Εφαρμογές τελεστικών ενισχυτών	49
Ο Συγκριτής	50
Ο Ανιχνευτής διέλευσης μηδενός (zero-crossing detector)	51
Προσθήκη κλάδου ανάδρασης	52

Ενισχυτής με ανάδραση	53
Αναστρέφουσα συνδεσμολογία	54
Αθροιστής (inverting adder)	56
Ακόλουθος τάσης	57
Μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία	59
Κεφ. 3 : Έλεγχος Μετατροπέων DC-DC	
Εισαγωγή	61
Γενικά για τον έλεγχο κινητήρων	64
Έλεγχος κινητήρα Σ.Ρ./Σ.Ρ. – Εξισώσεις για συνεχή και ασυνεχή αγωγή	70
Κεφ. 4 : Κατασκευαστικό μέρος του μετατροπέα Σ.Ρ. / Σ.Ρ.	
Τροφοδοσία	79
Κατασκευή τροφοδοτικού	79
Υλικά κατασκευής	81
Κύκλωμα ελέγχου	82
Σχέδιο τυπωμένου κυκλώματος για πλακέτα	84
Συναρμολόγηση κατασκευής	87
Υλικά κουτιού	88
Βιβλιογραφία	89

Κεφ.1: Εισαγωγή

Με την ανάπτυξη των ηλεκτρονικών στοιχείων ισχύος, μπορούμε να κατασκευάσουμε διάφορους μετατροπείς της ηλεκτρικής ισχύος από μια μορφή σε άλλη μορφή. Τα ηλεκτρονικά στοιχεία ισχύος που μπορούμε να χρησιμοποιήσουμε είναι δίοδοι, θυρίστορες και τρανζίστορες. Αναλόγως με το είδος της μετατροπής της ηλεκτρικής ισχύος, που θέλουμε να πετύχουμε έχουμε τις παρακάτω τέσσερις κατηγορίες μετατροπέων:

- 1. Ανορθωτές τάσης (AC/DC Rectifiers):** Επιτυγχάνουν την μετατροπή μιας εναλλασσόμενης τάσης σε συνεχή τάση.
- 2. Αντιστροφείς (DC/AC Inverters):** Μετατρέπουν μια συνεχή τάση σε εναλλασσόμενη τάση.
- 3. Μετατροπείς τάσης (DC/DC Converters):** Επιτυγχάνουν την παροχή ελεγχόμενης συνεχούς τάσης από μια πηγή ορισμένης τιμής συνεχούς τάσης.
- 4. Μετατροπείς εναλλασσόμενης τάσης (Cycloconverters):** Μετατρέπουν μια εναλλασσόμενη τάση ορισμένης τιμής, συχνότητας και αριθμού φάσεων σε μια άλλη εναλλασσόμενη τάση με διαφορετική τιμή, διαφορετική συχνότητα και διαφορετικό αριθμό φάσεων.

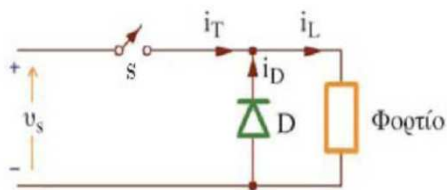
Γενικά για το μετατροπέα DC/DC (ΣΡ/ΣΡ)

Ο μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. (Συνεχούς Ρεύματος/Συνεχούς Ρεύματος) χρησιμοποιείται για την παροχή ελεγχόμενης συνεχούς τάσης από μια πηγή ορισμένης τιμής συνεχούς τάσης. Οι μετατροπείς αυτοί είναι γνωστοί και με το όνομα Chopper (ψαλιδιστές). Θα μπορούσαμε να πούμε ότι ο μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. είναι το ισοδύναμο του

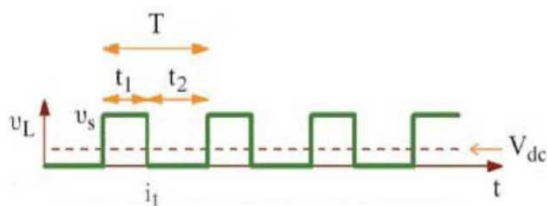
«μετασχηματιστή» για το συνεχές ρεύμα. Να σημειωθεί ότι υπάρχουν και άλλοι κλασσικοί τρόποι που μπορούμε να πετύχουμε μετατροπή Σ.Ρ./Σ.Ρ. αλλά με τον μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. έχουμε μερικά σοβαρά πλεονεκτήματα, όπως:

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

Παρακάτω φαίνεται ένα κύκλωμα μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. (Σχήμα 1) και η χαρακτηριστική της τάσης εξόδου του (Σχήμα 2).



Σχήμα 1. Κύκλωμα μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ.



Σχήμα 2. Χαρακτηριστική τάσης εξόδου μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ.

Από τα παραπάνω σχήματα βλέπουμε ότι, η μέση τιμή της τάσης U_L η οποία τροφοδοτεί το φορτίο μπορεί να πάρει τιμές τάσης πολύ χαμηλές σχεδόν κοντά στο

μηδέν έως τιμές που να πλησιάζουν την τιμή της τάσης U_s . Η μέση τιμή της τάσης U_L εξαρτάται από τους παρακάτω παράγοντες:

1. Από την συχνότητα $f=1/T$ επανάληψης του ανοίγματος και κλεισίματος του διακόπτη S . Η συχνότητα f είναι ανάλογη με την μέση τιμή της τάσης U_L , επομένως

όσο αυξάνεται η συχνότητα F τότε αυξάνεται και η μέση τιμή της τάσης U_L .

2. Από την διάρκεια του χρόνου t_{on} κατά τον οποίο παραμένει ανοικτός ο διακόπτης

S . Η διάρκεια του χρόνου t_{on} είναι ανάλογη με την μέση τιμή της τάσης U_L , άρα όσο αυξάνεται η διάρκεια του χρόνου t_{on} , αυξάνεται και η μέση τιμή της τάσης U_L .

3. Από συνδυασμό των παραπάνω παραγόντων.

Εφαρμογές των μετατροπέων Σ.Ρ./Σ.Ρ.

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

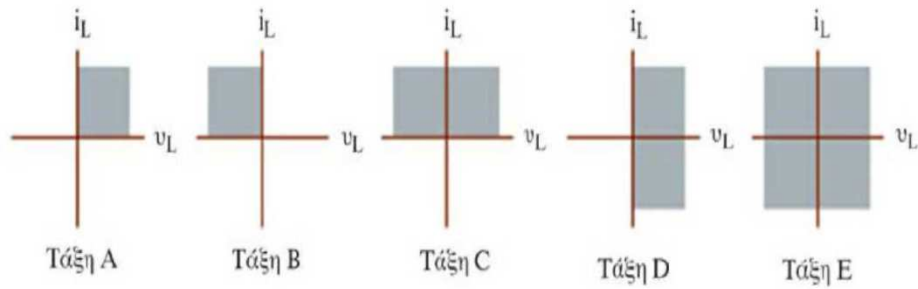
1. Οι μετατροπείς Σ.Ρ./Σ.Ρ. χρησιμοποιούνται σημαντικά σε ηλεκτρονικές συσκευές όπως κινητά τηλέφωνα και φορητοί υπολογιστές που τροφοδοτούνται κυρίως από συσσωρευτές. Οπότε για κάθε υποκύκλωμα αυτών των συσκευών υπάρχει ένας μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. ο οποίος τροφοδοτεί με την επιθυμητή τάση καθένα από αυτά, σε πολλές περιπτώσεις η επιθυμητή τάση είναι και μεγαλύτερη από αυτήν που παρέχεται από του συσσωρευτές των συσκευών.

2. Βρίσκουν εφαρμογή σε συστήματα ηλεκτρικής τροφοδοσίας τηλεπικοινωνιακών και διαστημικών συστημάτων.
3. Σε συστήματα ελέγχου ταχύτητας ηλεκτρικών κινητήρων συνεχούς ρεύματος που χρησιμοποιούνται σε ηλεκτρικούς σιδηρόδρομους, σε υπόγειους σιδηρόδρομους, ηλεκτρικά αυτοκίνητα και σε βιομηχανικές εφαρμογές που χρησιμοποιούν ηλεκτρικούς κινητήρες συνεχούς ρεύματος.
4. Σε συστήματα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας, καθώς και στην διόρθωση του συντελεστή ισχύος ανορθωτικών διατάξεων με διόδους.
5. Σε παλμοτροφοδοτικά ηλεκτρονικών και ηλεκτρικών κυκλωμάτων τα οποία είναι τροφοδοτικά υψηλής συχνότητας και υψηλής απόδοσης.
6. Επίσης χρησιμοποιείται για τον έλεγχο τυλιγμάτων διέγερσης ηλεκτρικών κινητήρων.

Ταξινόμηση των μετατροπέων Σ.Ρ./Σ.Ρ.

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

1. Ανάλογα με τα τεταρτημόρια στα οποία λειτουργούν (U_L, I_L) τα οποία φαίνονται στο παρακάτω σχήμα (**Σχήμα 3**).



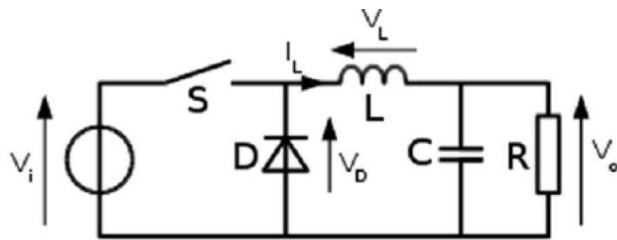
Σχήμα 3. Τεταρτημόρια λειτουργίας (U_L, I_L) μετατροπέα Σ.Π./Σ.Π.

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

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

Μετατροπέας Σ.Π./Σ.Π. υποβιβασμού (Step-Down DC/DC Converter) ή Εν Σειρά Μετατροπέας Σ.Π./Σ.Π. (Buck DC/DC Converter)

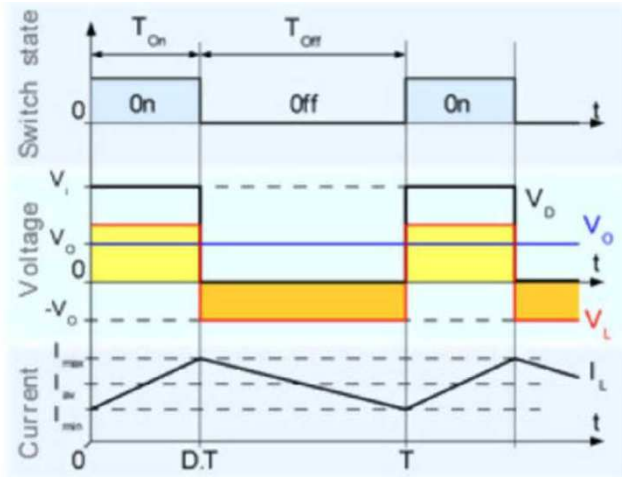
Σε αυτό το είδος μετατροπέα Σ.Π./Σ.Π. η τιμή της τάσης εξόδου δεν μπορεί να είναι μεγαλύτερη από την τιμή της τάσης εισόδου. Στο **Σχήμα 4** φαίνεται ένας τέτοιος μετατροπέας Σ.Π./Σ.Π. υποβιβασμού.



Σχήμα 4. Μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. υποβιβασμού (Step-Down DC/DC Converter) ή Εν Σειρά Μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. (Buck DC/DC Converter).

Όταν ο διακόπτης S είναι κλειστός τότε το ρεύμα I_L έχει φορά από την πηγή εισόδου προς το φορτίο. Όταν ο διακόπτης S είναι ανοικτός και το ρεύμα εξόδου είναι συνεχές, δηλαδή έχουμε συνεχή αγωγή το οποίο σημαίνει ότι η τιμή του ρεύματος εξόδου του μετατροπέα δεν μηδενίζει ποτέ ακόμα και όταν ο διακόπτης S είναι ανοικτός, Τότε το ρεύμα που δημιουργείται από το επαγωγικό μέρος του φορτίου μας, μέσω της διόδου «ελευθέρως ροής» ανορθώνεται και πηγαίνει προς το φορτίο πάλι για αυτό και δεν μηδενίζει η τιμή του ρεύματος εξόδου.

Παρατηρούμε ότι το ρεύμα και η τάση εξόδου του μετατροπέα είναι πάντα θετική λόγω της διόδου «ελευθέρως ροής» για αυτό το λόγο η περιοχή λειτουργίας του μετατροπέα μας είναι στο 1ο τεταρτημόριο. Παρακάτω φαίνεται η χαρακτηριστική των τάσεων και των ρευμάτων του συγκεκριμένου μετατροπέα (**Σχήμα 5**).



Σχήμα 5. Χαρακτηριστική μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. υποβιβασμού.

Η μέση τιμή της τάσης εξόδου δίνεται από τη σχέση (1), όπου ο βαθμός χρησιμοποίησης (duty - cycle) του μετατροπέα δίνεται από την (2). Η ενεργός τιμή της τάσης εξόδου δίνεται από τη σχέση (3).

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

$$\frac{t_{on}}{T} = a \quad (2)$$

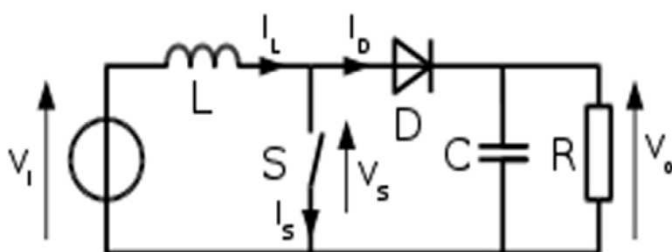
$$V_{0,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_0^2(t) dt} = V_{0,average} \sqrt{\frac{T}{t_{on}}} \quad (3)$$

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

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

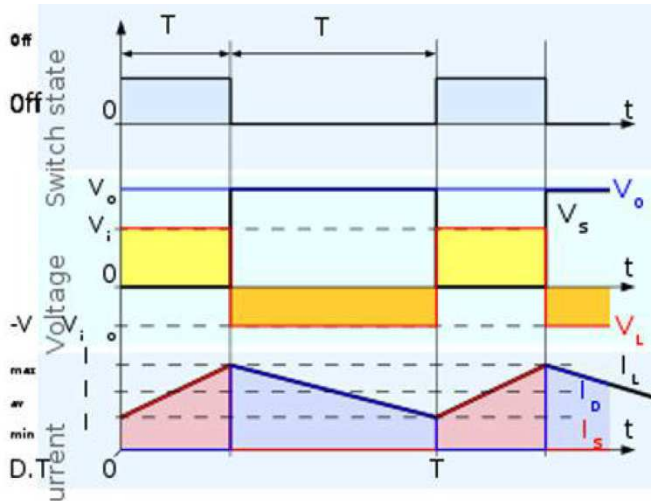
Μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. Ανύψωσης (Step-Up DC/DC Converter) ή Εν Παραλλήλω Μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. Ανύψωσης (Boost DC/DC Converter)

Σε αυτό το είδος μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. η παραγόμενη τάση εξόδου είναι μεγαλύτερη από την τάση εισόδου του μετατροπέα. Η μικρότερη τιμή που μπορεί να πάρει η τάση εξόδου του μετατροπέα είναι ίση με την τιμή της τάσης εισόδου του. Όταν ο διακόπτης S είναι κλειστός, η αυτεπαγωγή L συνδέεται με την πηγή εισόδου και ενέργεια αποθηκεύεται στην αυτεπαγωγή L . Όταν ο διακόπτης S είναι ανοικτός τότε η αποθηκευμένη ενέργεια της αυτεπαγωγής L οδηγείται στο φορτίο αφού πρώτα όμως ανορθωθεί μέσω της διόδου «ελευθέρας ροής» μαζί με την ενέργεια που παρέχει η πηγή εισόδου. Επομένως το άθροισμα των δύο τάσεων της αυτεπαγωγής και της πηγής εισόδου έχουν σαν αποτέλεσμα την μεγαλύτερη τιμή της τάσης που έχει στην έξοδο του ο μετατροπέας αυτός. Στο **Σχήμα 6** φαίνεται ένας τέτοιος μετατροπέας.



Σχήμα 6. Μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. ανύψωσης τάσης.

Στο **Σχήμα 7** βλέπουμε την χαρακτηριστική ρευμάτων και τάσεων ενός μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. ανύψωσης τάσης για συνεχή αγωγή.



Σχήμα 7. Χαρακτηριστική ρευμάτων και τάσεων ενός μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. ανύψωσης τάσης για συνεχή αγωγή.

Η μέση τιμή της τάσης εξόδου δίνεται από τη σχέση (1), όπου ο βαθμός χρησιμοποίησης (duty - cycle) του μετατροπέα δίνεται από την (2). Η ενεργός τιμή της τάσης εξόδου δίνεται από τη σχέση (3).

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

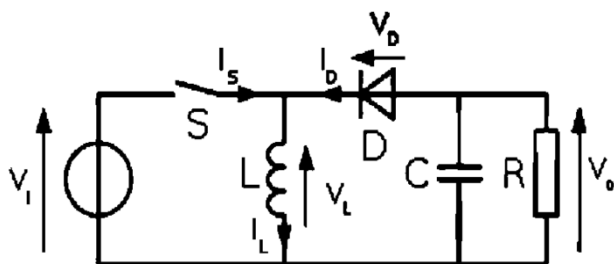
$$\frac{t_{on}}{T} = a \quad (2)$$

$$V_{0,rms} = V_{0,average} \sqrt{\frac{T}{T - t_{on}}} \quad (3)$$

Και σε αυτόν τον μετατροπέα εάν μεταβάλλουμε τον βαθμό χρησιμοποίησης πετυχαίνουμε γραμμική αύξηση της τάσης εξόδου από την τιμή της τάσης εισόδου έως μεγαλύτερες τιμές της τάσης εισόδου. Επίσης και σε αυτόν τον μετατροπέα πετυχαίνουμε μεταβολή του βαθμού χρησιμοποίησης με τους δύο τρόπους όπως και στον μετατροπέα υποβιβασμού.

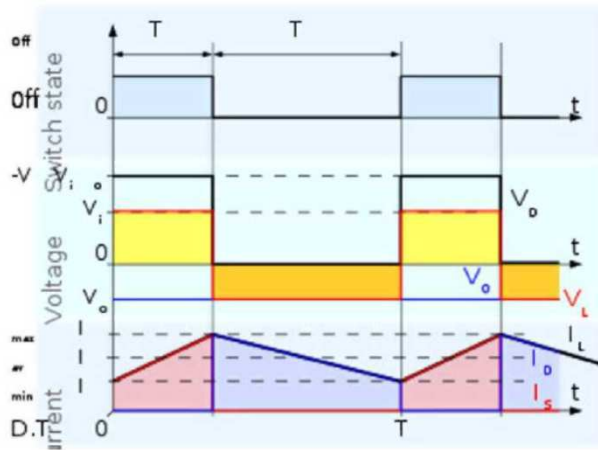
Μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. Υποβιβασμού-Ανύψωσης (Step-Down/Up DC/DC Converter) ή Εν Σειρά-Εν Παραλλήλω Μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. (Buck Boost DC/DC Converter)

Ο συγκεκριμένος μετατροπέας μοιάζει πολύ και με τους δύο παραπάνω μετατροπείς και κυκλωματικά και στα χαρακτηριστικά του. Δηλαδή αυτός ο μετατροπέας μπορεί να έχει τιμή τάσης εξόδου μικρότερη από την τάση εισόδου και να έχει όμως και τιμή τάσης εξόδου μεγαλύτερη από την τιμή της τάσης εισόδου, αυτό το πετυχαίνουμε με την μεταβολή του βαθμού χρησιμοποίησης του μετατροπέα. Πάντως και στις δύο περιπτώσεις η πολικότητα της τάσης εξόδου είναι αντίθετη από αυτήν της τάσης εισόδου. Σε αυτόν τον μετατροπέα όταν ο διακόπτης S είναι κλειστός τότε το πηνίο L αντλεί ενέργεια κατευθείαν από την πηγή εισόδου και ο πυκνωτής C τροφοδοτεί το φορτίο R. Όταν ο διακόπτης S είναι ανοικτός το πηνίο L τροφοδοτεί το φορτίο R και τον πυκνωτή C. Στο **Σχήμα 8** φαίνεται το κύκλωμα ενός τέτοιου μετατροπέα.



Σχήμα 8. Μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. υποβιβασμού-ανύψωσης.

Στο **Σχήμα 10** βλέπουμε την χαρακτηριστική ρευμάτων και τάσεων ενός μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. υποβιβασμού - ανύψωσης τάσης για συνεχή αγωγή.



Σχήμα 9. Χαρακτηριστική ρευμάτων και τάσεων ενός μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. υποβιβασμού - ανύψωσης τάσης για συνεχή αγωγή.

Η μέση τιμή της τάσης εξόδου δίνεται από τη σχέση (1) όπου ο βαθμός χρησιμοποίησης (duty - cycle) του μετατροπέα δίνεται από τη (2). Η ενεργός τιμή της τάσης εξόδου δίνεται από τη σχέση (3).

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

$$\frac{t_{on}}{T} = a \quad (2)$$

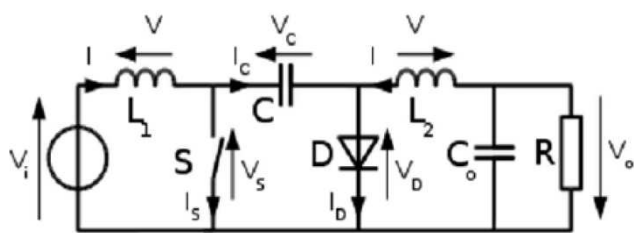
$$V_{0,rms} = V_{0,average} \cdot \sqrt{\left(\frac{-\left(\frac{t_{on}}{T}\right)}{1 - \left(\frac{t_{on}}{T}\right)} \right)} \quad (3)$$

Και σε αυτόν τον μετατροπέα χρησιμοποιούμε τους δύο παραπάνω τρόπους για να πετύχουμε μεταβολή του βαθμού χρησιμοποίησης. Αξίζει να σημειωθεί ότι όταν ο βαθμός χρησιμοποίησης είναι μεγαλύτερος του 0.5 τότε η τιμή της τάση εξόδου αρχίζει και παίρνει τιμές μεγαλύτερες από την τιμή της τάσης εισόδου ενώ για βαθμό

χρησιμοποίησης μικρότερο του 0.5 η τιμή της τάση εξόδου αρχίζει και παίρνει τιμές μικρότερες από την τιμή της τάσης εισόδου.

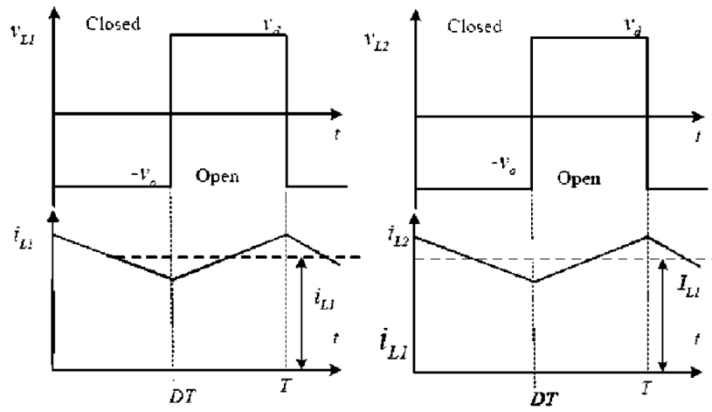
Συνεχής μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. (Cuk Converter)

Αυτός ο μετατροπέας έχει ακριβώς την ίδια λειτουργία με τον παραπάνω μετατροπέα ακόμα και οι εξισώσεις για τον υπολογισμό της τάσης εξόδου είναι ίδιες με τον μετατροπέα υποβιβασμού - ανύψωσης Σ.Ρ./Σ.Ρ.. Απλά διαθέτει ένα πηνίο ακόμα και έναν πυκνωτή που βοηθούν να αποκοπούν οποιεσδήποτε παρασιτικές τάσεις δημιουργούνται και πλεονεκτεί από τον παραπάνω μετατροπέα στο ότι παρέχει συνεχή ένταση ρεύματος στην έξοδο του χωρίς να έχουμε αυξομειώσεις θα μπορούσαμε να πούμε ότι ο συγκεκριμένος μετατροπέας είναι μια ρυθμιζόμενη πηγή έντασης. Την τοπολογία αυτού του μετατροπέα την παρουσίασε πρώτη φορά ο Slobadan Cuk από το California Institute of Technology και από εκεί πήρε και το όνομα του. Στο **Σχήμα 10** φαίνεται το κύκλωμα ενός τέτοιου μετατροπέα.



Σχήμα 10. Συνεχής Σ.Ρ./Σ.Ρ. μετατροπέας.

Στο **Σχήμα 11** βλέπουμε την χαρακτηριστική ρευμάτων και τάσεων ενός συνεχής CUK μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ για συνεχή αγωγή.

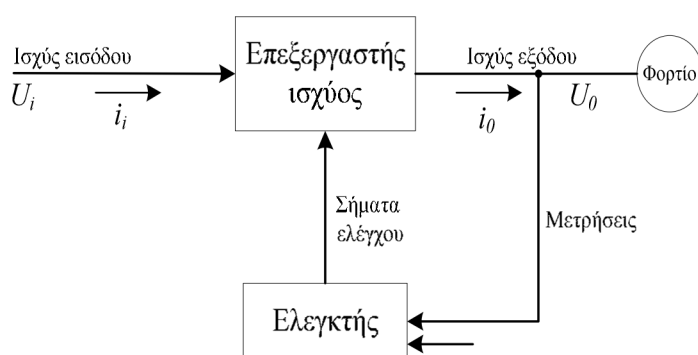


Σχήμα 11. Χαρακτηριστική ρευμάτων και τάσεων ενός συνεχή CUK μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ για συνεχή αγωγή.

Κεφ.2: Ηλεκτρονικά Ισχύος

Εισαγωγή

Η αποστολή των ηλεκτρονικών συστημάτων ισχύος με την ευρεία έννοια του όρου είναι η επεξεργασία και ο έλεγχος της ηλεκτρικής ενέργειας. Αυτό επιτυγχάνεται με την παροχή τάσεων και ρευμάτων με βέλτιστα διαμορφωμένη μορφή, κατάλληλη για το χρησιμοποιούμενο φορτίο. Στο **Σχήμα 1** δίνεται το λειτουργικό διάγραμμα ενός ηλεκτρονικού συστήματος ισχύος. Η ισχύς εισόδου του μετατροπέα ισχύος παρέχεται συνήθως (αλλά όχι πάντοτε) από το δίκτυο (μυνοφασικό ή τριφασικό) και έχει συχνότητα 50 ή 60 Hz.



Σχήμα 1. Λειτουργικό διάγραμμα ενός ηλεκτρονικού συστήματος ισχύος.

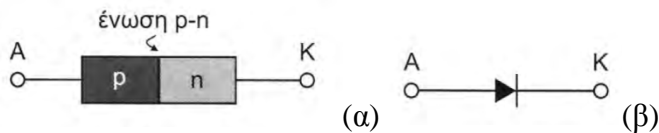
Η γωνία φάσης ανάμεσα στην τάση και το ρεύμα εισόδου εξαρτάται από την τοπολογία και τον έλεγχο του μετατροπέα ισχύος. Η επεξεργασμένη έξοδος (τάση, ρεύμα, συχνότητα, αριθμός φάσεων) είναι αυτή που ταιριάζει στο φορτίο. Αν ο μετατροπέας ισχύος μπορεί να θεωρηθεί ως πηγή τάσεως, το ρεύμα εξόδου και η διαφορά φάσεως ανάμεσα στο ρεύμα και την τάση, εξαρτάται από τα χαρακτηριστικά του φορτίου. Συνήθως η έξοδος του μετατροπέα ισχύος συγκρίνεται με μια επιθυμητή είσοδο (είσοδο αναφοράς) και το μεταξύ τους σφάλμα ελαχιστοποιείται με την

βοήθεια ενός ελεγκτή. Σ' αυτά τα συστήματα η ροπή της ισχύος πρέπει να είναι αμφίδρομη, ώστε να εναλλάσσονται οι ρόλοι της εισόδου και της εξόδου.

Τα τελευταία χρόνια ο τομέας των ηλεκτρονικών συστημάτων ισχύος γνώρισε μεγάλη ανάπτυξη, η οποία οφείλεται στην συμβολή αρκετών παραγόντων. Ο ελεγκτής στο **Σχήμα 1** αποτελείται από αναλογικά ολοκληρωμένα κυκλώματα ή και από ψηφιακούς επεξεργαστές σήματος (DSP). Οι επαναστατικές πρόοδοι, που έχουν γίνει στην μικροηλεκτρονική, έχουν επιτρέψει στην ανάπτυξη τέτοιων ελεγκτών. Ακόμη, αυτές οι πρόοδοι στην τεχνολογία κατασκευής των ημιαγωγών έκαναν δυνατή τη σημαντική αύξηση των τάσεων και των ρευμάτων, που μπορούν να χειριστούν οι ημιαγωγοί ισχύος, και την αύξηση των ταχυτήτων μετάβασης. Επιπλέον, έχει διευρυνθεί σημαντικά και η αγορά των ηλεκτρονικών διατάξεων ισχύος.

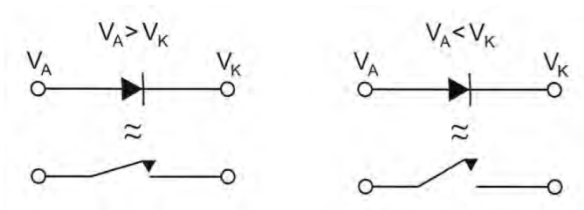
Δίοδος

Η δίοδος κατασκευάζεται από δύο στρώματα ημιαγωγίμου υλικού (συνήθως πυριτίου), τύπου 'p' και τύπου 'n', σχηματίζοντας μια ένωση p-n, **Σχήμα 2**. Οι δύο ακροδέκτες της διόδου, η άνοδος (anode) και η κάθοδος (cathode), συνδέονται με τα αντίστοιχα ημιαγωγίμα στρώματα μέσω κατάλληλων μμεταλλικών επαφών. Η δίοδος είναι ένας μη ελεγχόμενος διακόπτης και αυτό είναι προφανές, διότι δεν διαθέτει επιπλέον ακροδέκτη ελέγχου για τον λόγο της έναυσης ή της σβέσης. Πράγματι, όπως θα φανεί στην συνέχεια, το εάν η δίοδος βρίσκεται σε κατάσταση αγωγής ή μη, καθορίζεται από τις λειτουργικές συνθήκες του κυκλώματος ισχύος στο οποίο είναι συνδεδεμένη.



Σχήμα 2: Πίοδος (α) κατασκευαστική σύνθεση, (β) κυκλωματικό σύμβολο.

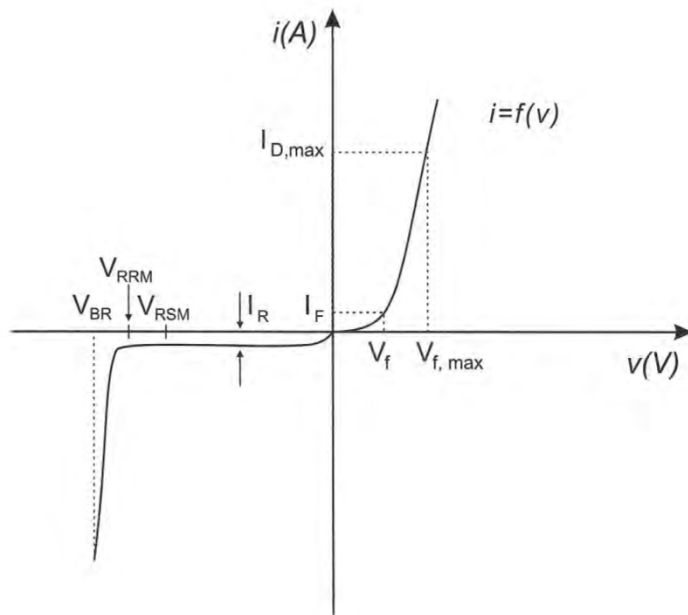
Πρακτικά μια διάδος βρίσκεται σε κατάσταση αγωγής όταν είναι ορθά πολωμένη, δηλαδή το δυναμικό του ακροδέκτη της ανόδου είναι θετικότερο του δυναμικού του ακροδέκτη της καθόδου. Σε αντίθετη περίπτωση, είναι ανάστροφα πολωμένη και βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής, **Σχήμα 3**.



Σχήμα 3: Συνθήκες αγωγής-αποκοπής διόδου.

Χαρακτηριστική τάσης-ρεύματος διόδου

Τα διάφορα χαρακτηριστικά μεγέθη, η γνώση των οποίων είναι απαραίτητη για την ορθή επιλογή μιας διόδου για συγκεκριμένη εφαρμογή, απορρέουν από την χαρακτηριστική τάσης-ρεύματος αυτής. Σύμφωνα με το **Σχήμα 4**, η διάδος λειτουργεί σε δύο τεταρτημόρια. Στο πρώτο (ορθή πόλωση) και στο τρίτο (ανάστροφη πόλωση).



Σχήμα 4: Χαρακτηριστική τάσης-ρεύματος διόδου.

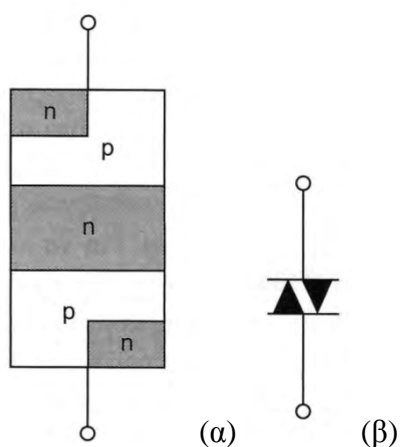
Κατά την ορθή πόλωση και για τάσεις μικρότερες της τάσης αποκοπής-έναυσης ' V_f ' (περίπου 0.6-0.7V), το ρεύμα ορθής φοράς είναι αρκετά μικρό (της τάξης του 1% του ονομαστικού), δηλαδή πρακτικά η διόδος βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής. Όταν η διαφορά δυναμικού που εφαρμόζεται στα άκρα της διόδου γίνεται μεγαλύτερη της V_f , εμφανίζεται απότομη αύξηση του ρεύματος. Υπάρχει ένα μέγιστο επιτρεπόμενο ρεύμα ορθής φοράς ' $I_{D,max}$ ' για συνεχή λειτουργία (υπό συγκεκριμένες συνθήκες ψύξης), το οποίο χαρακτηρίζει την ασφαλή λειτουργία της διόδου και το οποίο προφανώς σχετίζεται άμεσα με την μέγιστη ισχύ θερμικών απωλειών της διόδου. Κατά την ανάστροφη πόλωση και για τάσεις μικρότερες της τάσης διάσπασης της διόδου ' V_{BR} ' (breakdown voltage), υπάρχει ένα ανάστροφο ρεύμα κόρου ή ρεύμα διαρροής της τάξης των nA. Στις συνηθισμένες πρακτικές εφαρμογές, το ρεύμα αυτό αμελείται. Για ανάστροφες τάσεις μεγαλύτερες της τάσης διάσπασης, εμφανίζεται απότομη αύξηση του ανάστροφου ρεύματος (υπό σταθερή τάση) λόγω του φαινομένου της χιονοστιβάδας με αποτέλεσμα τη μόνιμη καταστροφή της διόδου.

Άλλα χαρακτηριστικά μεγέθη στην ανάστροφη πόλωση, είναι η μέγιστη επαναλαμβανόμενη ανάστροφη τάση 'V_{RRM}' (repetitive peak reverse voltage), η οποία αντιπροσωπεύει την μέγιστη με επαναλαμβανόμενο ρυθμό συνεχή τάση που μπορεί να δεχθεί χωρίς να καταστραφεί η διάδος. Επίσης η μέγιστη μη επαναλαμβανόμενη τάση 'V_{RSM}' (non-repetitive peak reverse voltage), αντιπροσωπεύει την μέγιστη μη επαναλαμβανόμενη ανάστροφη τάση που μπορεί να δεχθεί η διάδος. Προφανώς

$$V_{RSM} > V_{RRM}$$

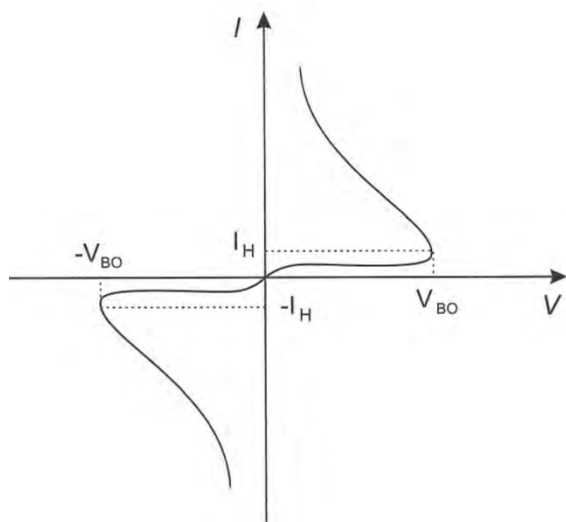
Δίοδος δύο κατευθύνσεων (Diac)

Η διάδος δύο κατευθύνσεων, αποτελεί μη ελεγχόμενο διακόπτη δύο κατευθύνσεων (διακόπτης εναλλασσόμενου). Η δομή και το κυκλωματικό σύμβολο του συγκεκριμένου στοιχείου, απεικονίζονται στο **Σχήμα 5**.



Σχήμα 5: Δίοδος δύο κατευθύνσεων (Diac) (α) δομή (β) κυκλωματικό σύμβολο.

Στην ουσία το στοιχείο αυτό προέρχεται από την αντιπαράλληλη σύνδεση δύο διόδων τεσσάρων στρωμάτων (δίοδοι Shockley ή δίοδοι pnpn). Η χαρακτηριστική τάσης-ρεύματος του diac, φαίνεται στο **Σχήμα 6**.



Σχήμα 6: Χαρακτηριστική τάσης - ρεύματος Diac.

Σύμφωνα με το **Σχήμα 6**, το diac πρακτικά βρίσκεται σε κατάσταση αποκοπής, για κάθε τάση

$$-V_{BO} < V < V_{BO} \quad (1)$$

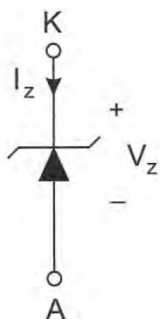
Όπου V_{BO} , τάση διάσπασης (V).

Για κάθε τάση $|V| > |\pm V_{BO}|$, το diac μεταβαίνει από την κατάσταση αποκοπής σε κατάσταση αγωγής. Δηλαδή, η ωμική αντίσταση του στοιχείου ελαττώνεται σημαντικά και το ρεύμα που το διαρρέει, περιορίζεται πλέον από τις συνθήκες του κυκλώματος στο οποίο είναι συνδεδεμένο. Για να επανέλθει το diac σε κατάσταση αποκοπής, θα πρέπει το ρεύμα του να γίνει μικρότερο από το αντίστοιχο ρεύμα συγκράτησης. Τυπικές τιμές της τάσης κυμάτωσης V_{BO} , κυμαίνονται στα όρια από

μερικές δεκάδες έως και μερικές εκατοντάδες Volts. Το diac χρησιμοποιείται συχνά σε κυκλώματα έναυσης των θυρίστορ.

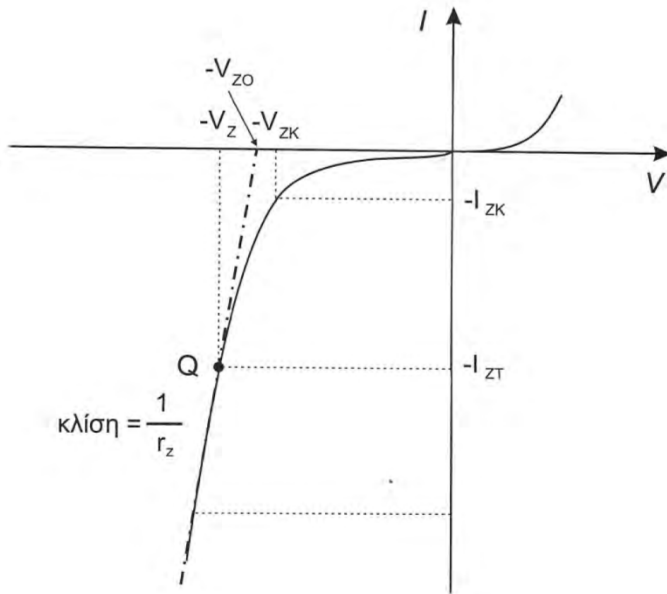
Δίοδος Zener

Η απότομη κλίση της χαρακτηριστικής τάσης-ρεύματος της διόδου στην περιοχή διάσπαση, (**Σχήμα 7**) και η σχεδόν σταθερή πτώση τάσης που η κλίση της αντιπροσωπεύει, καθιστά την διόδο στην συγκεκριμένη περιοχή κατάλληλη για χρήση σε κυκλώματα σταθεροποίησης της τάσης. Η διόδος Zener (ή διόδος διάσπασης), είναι μια ειδικά κατασκευασμένη διόδος, η οποία μπορεί να λειτουργεί στην περιοχή διάσπασης. Όπως προαναφέραμε, η χαρακτηριστική τάσης-ρεύματος της διόδου Zener, δεν διαφέρει από εκείνη της κοινής διόδου. Στο **Σχήμα 8**, φαίνεται η χαρακτηριστική $V - I$, με έμφαση στην περιοχή διάσπασης.



Σχήμα 7: Κυκλωματικό σύμβολο διόδου Zener.

Παρατηρούμε ότι η καμπύλη της διόδου για ανάστροφα ρεύματα μεγαλύτερα από το ρεύμα γονάτου (I_{ZK}), είναι σχεδόν ευθεία γραμμή.



Σχήμα 8: Χαρακτηριστική V-I, διόδου Zener.

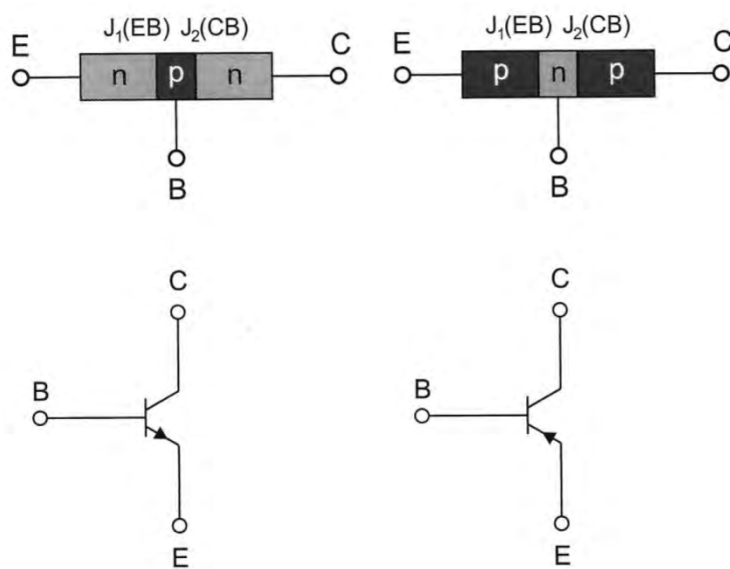
Συνήθως, ο κατασκευαστής δίνει την πτώση τάσης κατά μήκος της Zener, για κάποια καθορισμένη πειραματική τιμή του ρεύματος I_{ZT} (ρεύμα δοκιμής). Η αντίσταση r_z που ορίζεται στο σημείο δοκιμής, είναι γνωστή ως δυναμική αντίσταση (ή αντίσταση μικρών μεταβολών) της διόδου.

$$r_z = \frac{\Delta V}{\Delta I_Q} \quad (2.2)$$

Οι διόδοι Zener κατασκευάζονται με τάσεις V_Z , από μερικά volts έως και μερικές εκατοντάδες volts. Εκτός από τις τιμές V_Z (για το αντίστοιχο I_{ZT}), r_z και I_{ZK} , ο κατασκευαστής καθορίζει επίσης και την μέγιστη ισχύ P_{max} , για την οποία το στοιχείο μπορεί να λειτουργήσει με ασφάλεια.

Διπολικό Τρανζίστορ

Το διπολικό τρανζίστορ (bipolar transistor junction-BTJ) ή τρανζίστορ επαφής, έχει τρεις ακροδέκτες, τον εκπομπό (emitter), την βάση (base) και τον συλλέκτη (collector). Ο ακροδέκτης της βάσης αποτελείτο ηλεκτρόδιο ελέγχου. Ο εκπομπός είναι μια έντονα εμπλουτισμένη περιοχή, προορισμός του είναι να εκπέμπει ηλεκτρόνια προς την βάση. Η βάση είναι λιγότερο εμπλουτισμένη και πολύ λεπτή περιοχή. Το πάχος της, επιτρέπει στα περισσότερα ηλεκτρόνια που εκπέμπονται από τον εκπομπό, να φτάνουν στον συλλέκτη. Το επίπεδο εμπλουτισμού του συλλέκτη, βρίσκεται ανάμεσα σε εκείνο του εκπομπού και της βάσης. Υπάρχουν δύο τύποι διπολικοί τρανζίστορ, το 'npn' και το συμπληρωματικό του το 'pnp', (Σχήμα 9).



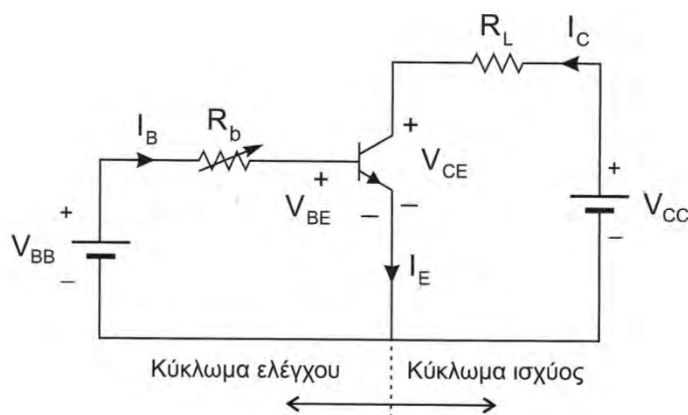
Σχήμα 9: Κατασκευαστική δομή και κυκλωματικό σύμβολο διπολικού τρανζίστορ (α) τύπος npn (β) τύπος pnp.

Περιοχές Λειτουργίας

Το διπολικό τρανζίστορ, είναι στοιχείο ελεγχόμενο από ρεύμα. Δηλαδή, με την ρύθμιση ενός μικρού ρεύματος του ρεύματος βάσης, επιτυγχάνεται ο έλεγχος του κατά πολύ μεγαλύτερου ρεύματος του συλλέκτη . Το διπολικό τρανζίστορ μπορεί να λειτουργήσει σε τρεις διαφορετικές περιοχές, την περιοχή αποκοπής (διακόπτης ανοιχτός), την ενεργό περιοχή (ως ενισχυτής) και την περιοχή κορεσμού (διακόπτης κλειστός). Κάθε περιοχή, χαρακτηρίζεται από συγκεκριμένες πολικότητες διαφορών δυναμικού στις δύο επαφές (J_1 και J_2) του τρανζίστορ. Πιο συγκεκριμένα, στην περιοχή αποκοπής η ένωση J_2 είναι ανάστροφα πολωμένη , το ίδιο ισχύει και για την ένωση J_1 . Στην ενεργό περιοχή η ένωση J_2 είναι ορθά πολωμένη, ενώ η ένωση J_1 ανάστροφα πολωμένη. Τέλος στην περιοχή κορεσμού και οι δύο ενώσεις είναι ορθά πολωμένες.

Συνδεσμολογία κοινού εκπομπού

Στην συνδεσμολογία κοινού εκπομπού, ο ακροδέκτης του εκπομπού είναι κοινός στους βρόχους της βάσης και του συλλέκτη (Σχήμα 10).



Σχήμα 10: Συνδεσμολογία κοινού εκπομπού.

Μέσω της ρυθμιστικής αντίστασης R_b του κυκλώματος ελέγχου (ή κυκλώματος οδήγησης), ελέγχεται η ροή ρεύματος βάσης και κατά συνέπεια η ροή ρεύματος του συλλέκτη ή ισοδύναμα η ροή ισχύος στην αντίσταση φορτίου R_L . Με βάση τους νόμους τάσης-ρεύματος του Kirchhoff, ισχύουν οι παρακάτω σχέσεις

$$V_{BB} = I_B R_B + V_{BE}, V \quad (3)$$

$$V_{CC} = I_C R_L + V_{CE}, V \quad (4)$$

$$I_E = I_C + I_B, A \quad (5)$$

Το σημείο λειτουργίας του τρανζίστορ, καθορίζεται από το σημείο τομής της ευθείας φορτίου με τις χαρακτηριστικές τάσεις – ρεύματος του τρανζίστορ. Το ρεύμα της βάσης είναι αρκετά μικρότερο του ρεύματος συλλέκτη, επομένως σύμφωνα με την (5) τα ρεύματα εκπομπού και συλλέκτη είναι περίπου ίδια. Το πόσο κοντά βρίσκονται οι τιμές των δύο αυτών ρευμάτων, καθορίζεται από ένα μέγεθος το οποίο είναι γνωστό ως ‘dc άλφα’ του τρανζίστορ. Δηλαδή:

$$\alpha_{dc} = \frac{I_C}{I_E} \quad (6)$$

Στα συνηθισμένα τρανζίστορ του εμπορίου, το συγκεκριμένο μέγεθος κυμαίνεται στα όρια

$$0.95 < \alpha_{dc} < 0.99 \quad (7)$$

Ένα επίσης αρκετά σημαντικό μέγεθος, είναι ο συντελεστής ενίσχυσης ρεύματος γνωστός και ως dc κέρδος ρεύματος. Συμβολίζεται ως β_{dc} ή h_{FE} και δίνεται από την σχέση

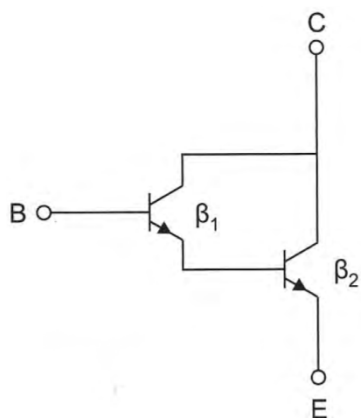
$$\beta_{dc} = h_{FE} = \frac{I_C}{I_B} \quad (8)$$

Οι τιμές του συντελεστή ενίσχυσης, για συνηθισμένα τρανζίστορ του εμπορίου κυμαίνονται στα όρια

$$20 < \beta_{dc} < 200 \quad (9)$$

Στις περιπτώσεις που απαιτείται μεγαλύτερος συντελεστής ενίσχυσης, γίνεται χρήση της διάταξης Darlington (**Σχήμα 11**). Στην περίπτωση αυτήν, το συνολικό κέρδος πρακτικά ισούται με το γινόμενο των επιμέρους κερδών των δύο τρανζίστορ. Δηλαδή

$$\beta = \beta_1 \beta_2 \quad (10)$$



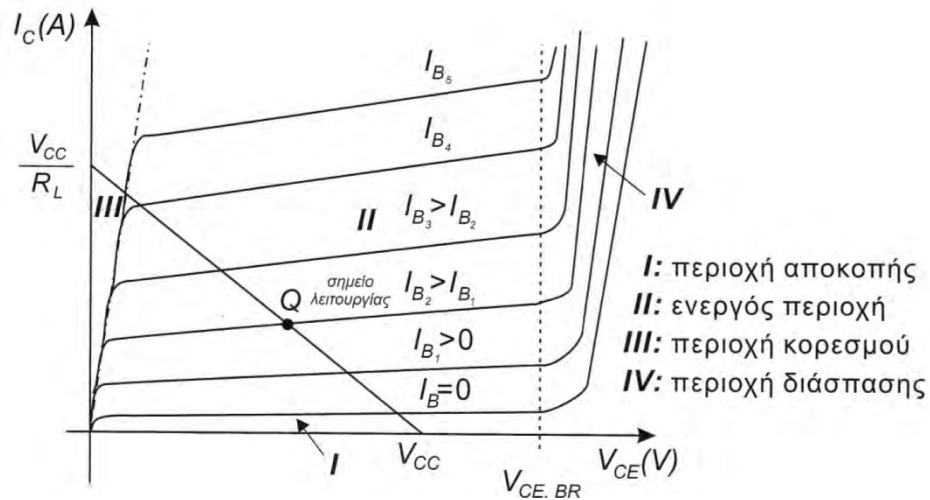
Σχήμα 11: Πιάταξη Darlington.

Χαρακτηριστική τάσης – ρεύματος

Το διπολικό τρανζίστορ, λειτουργεί μόνο στο πρώτο τεταρτημόριο. Οι χαρακτηριστικές τάσης-ρεύματος (V_{CE} , I_C) με παράμετρο το ρεύμα βάσης (καθώς και η χαρακτηριστική ευθεία φορτίου), φαίνονται στο **Σχήμα 12**.

Στην περιοχή αποκοπής, υπάρχει μόνο ένα πολύ μικρό ρεύμα διαρροής στην επαφή του συλλέκτη. Πρακτικά, στην συγκεκριμένη περιοχή το τρανζίστορ θεωρείται ως ανοιχτός διακόπτης. Στην περιοχή κόρου (σχεδόν κατακόρυφο τμήμα κοντά στην αρχή των αξόνων), ανεξαρτήτως του ρεύματος στον συλλέκτη, η τάση μεταξύ

συλλέκτη-εκπομπού, παραμένει σταθερή σε μια πολύ μικρή τιμή της τάξης των μερικών δεκάτων βολτ.



Σχήμα 12 : Χαρακτηριστικές τάσης-ρεύματος, συνδεσμολογία CE.

Προφανώς, στην συγκεκριμένη περιοχή το τρανζίστορ μπορεί να θεωρηθεί ως ένας κλειστός διακόπτης. Επομένως, εάν επιθυμούμε διακοπτική λειτουργία του τρανζίστορ, η λειτουργία του περιορίζεται στις περιοχές I και III της χαρακτηριστικής, δηλαδή στις περιοχές αποκοπής και κορεσμού.

Στην ενεργό περιοχή οι χαρακτηριστικές είναι περίπου οριζόντιες, δηλαδή το ρεύμα συλλέκτη για σταθερό ρεύμα βάσης πρακτικά παραμένει σταθερό ανεξαρτήτως των μεταβλητών της τάσης συλλέκτη εκπομπού. Στην συγκεκριμένη περιοχή, το ρεύμα συλλέκτη ισούται περίπου με το γινόμενο του συντελεστή ενίσχυσης και του ρεύματος βάσης. Τέλος, υπάρχει και η περιοχή διάσπασης, η οποία προφανώς αποτελεί απαγορευμένη περιοχή. Όταν η διαφορά δυναμικού μεταξύ των επαφών συλλέκτη-εκπομπού, ξεπεράσει μια χαρακτηριστική τιμή της $V_{BR,CE}$ (τάση

διάσπασης), θα έχει ως αποτέλεσμα την μόνιμη καταστροφή του τρανζίστορ λόγω υπερβολικής κατανάλωσης ισχύος. Στην περιοχή κορεσμού, ισχύει

$$I_{C,sat} = \frac{V_{CC} - V_{CE,sat}}{R_L} = \frac{V_{CC}}{R_L} \quad (11)$$

Το ρεύμα βάσης που μόλις προκαλεί τον κορεσμό για συγκεκριμένες συνθήκες φόρτισης, βάσει της (2.8) είναι

$$I_{B,sat} = \frac{I_{C,sat}}{\beta_{dc}} \quad (12)$$

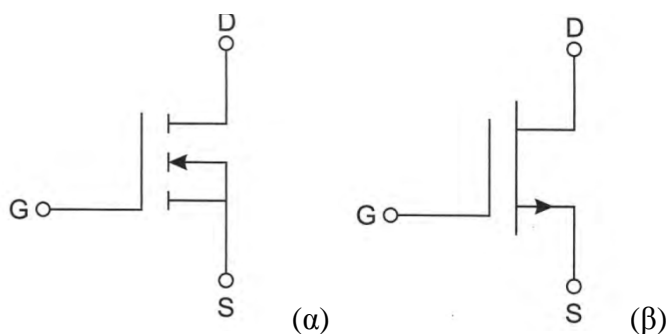
Όταν το ρεύμα βάσης γίνει μεγαλύτερο από $I_{B,sat}$ (υπέροδότηση του τρανζίστορ), το ρεύμα του συλλέκτη δεν πρόκειται να αυξηθεί περαιτέρω, επειδή η επαφή του συλλέκτη δεν είναι πλέον πολωμένη ανάστροφα. Με άλλα λόγια το $I_{C,sat}$ είναι το μέγιστο ρεύμα συλλέκτη που μπορεί να προκληθεί για δεδομένη αντίσταση φορτίου R_L και δεδομένη τάση V_{CC} . Συνήθως για την εξασφάλιση της λειτουργίας στην περιοχή κορεσμού, έναντι πιθανών διακυμάνσεων της τάσης τροφοδοσίας (οι οποίες μπορεί να μετατοπίσουν το σημείο λειτουργίας στην ενεργό περιοχή με καταστροφικές συνέπειες για το τρανζίστορ λόγω υπερβολικής κατανάλωσης ισχύος), συνηθίζεται η

υπέροδότηση του τρανζίστορ σε μερικά επίπεδα βέβαια, διότι επηρεάζεται άμεσα (αυξάνεται) ο χρόνος σβέσης.

Τρανζίστορ επίδρασης πεδίου – MOSFET

Το MOSFET ανήκει στην κατηγορία των FET's (field effect transistors). Η φύση της λειτουργίας του, είναι τελείως διαφορετική από εκείνη των διπολικών τρανζίστορ.

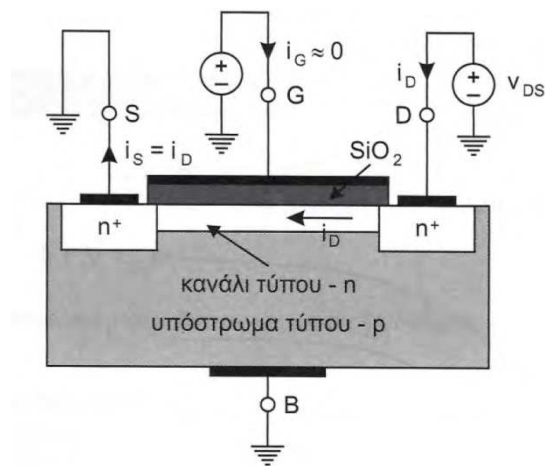
Στα διπολικά τρανζίστορ, το ρεύμα οφείλεται σε δύο είδη φορέων (οπές και ηλεκτρόνια) και ο μηχανισμός δημιουργίας του ρεύματος οφείλεται κατά κύριο λόγο στην ανομοιόμορφη κατανομή των φορτίων (ρεύματα διάχυσης). Τα τρανζίστορ επίδρασης πεδίου είναι μονοπολικά τρανζίστορ, δηλαδή το ρεύμα οφείλετε σε έναν μόνο τύπο φορτίου, σε ηλεκτρόνια (n-καναλιού) ή σε οπές (p-καναλιού). Επιπλέον τα ρεύματα των MOSFET, είναι ρεύματα ολίσθησης (αγωγιμότητας) και όχι διάχυσης και τα οποία ελέγχονται από το ηλεκτρικό πεδίο που δημιουργεί η τάση που εφαρμόζεται από ηλεκτρόδιο ελέγχου. Τα ρεύματα αυτά ρέουν σε μια συγκεκριμένη περιοχή στο σώμα του τρανζίστορ (η οποία δημιουργείται λόγω του πεδίου), η οποία ονομάζεται κανάλι. Από την οικογένεια των MOSFET, ως διακοπτικά στοιχεία ισχύος, μεγαλύτερο ενδιαφέρον παρουσιάζουν τα MOSFET πύκνωσης n-καναλιού, (**Σχήμα 13**). Ο ακροδέκτης G, είναι το ηλεκτρόδιο ελέγχου (πύλη-Gate), οι άλλοι δύο ακροδέκτες, S και D ονομάζονται αντίστοιχα πηγή (Source) και υποδοχή (Drain). Η δομή του MOSFET πύκνωσης n-καναλιού φαίνεται στο **Σχήμα 14**.



Σχήμα 13: Κυκλωματικό σύμβολο MOSFET πύκνωσης – n-καναλιού (α) πλήρες (β) απλοποιημένο.

Επειδή το ηλεκτρόδιο της πύλης είναι μονωμένο από το υπόλοιπο σώμα του τρανζίστορ (με στρώμα διοξειδίου του πυριτίου - SiO_2), το ρεύμα της πύλης για την

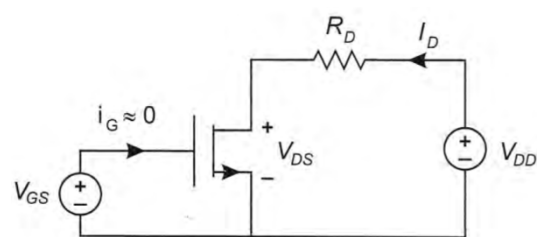
οδήγηση του τρανζίστορ είναι εξαιρετικά μικρό (της τάξης των 10–15 mA) και πρακτικά θεωρείται μηδενικό. Αυτό σημαίνει ότι, το μονοπολικό τρανζίστορ (MOSFET) σε αντίθεση με το διπολικό τρανζίστορ (BJT), είναι στοιχείο ελεγχόμενο από τάση.



Σχήμα 14: Πομή MOSFET πύκνωσης n-καναλιού.

Χαρακτηριστικές $i_D = f(v_{DS})$

Έστω το κύκλωμα του **Σχήματος 15**. Το μονοπολικό τρανζίστορ, λειτουργεί μόνο στο πρώτο τεταρτημόριο. Οι χαρακτηριστικές τάσης-ρεύματος (V_{DS} , i_D) με παράμετρο

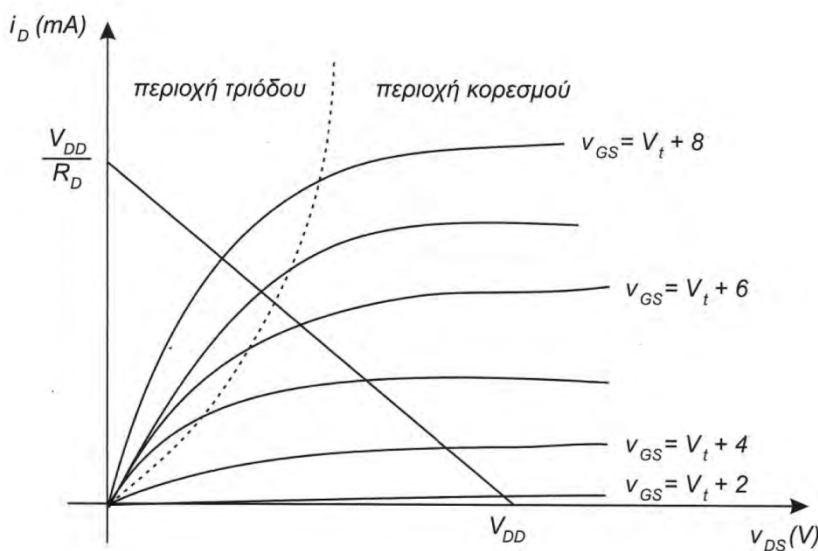


Σχήμα 15: MOSFET πύκνωσης n-καναλιού – λειτουργία υπό φορτίο.

την τάση V_{GS} μεταξύ των ηλεκτροδίων πύλης και πηγής, (καθώς και η χαρακτηριστική ευθεία φορτίου), φαίνονται στο **Σχήμα 16**. Υπάρχουν τρεις χαρακτηριστικές περιοχές λειτουργίας, η περιοχή αποκοπής, η περιοχή τριόδου ή γραμμική περιοχή και η περιοχή κορεσμού. Η λειτουργία στην περιοχή του κορεσμού, επιλέγεται μόνο στην περίπτωση που επιθυμούμε λειτουργία ενισχυτή. Σε διακοπτικές εφαρμογές, το τρανζίστορ λειτουργεί εναλλάξ στην γραμμική περιοχή και την περιοχή αποκοπής. Το τρανζίστορ βρίσκεται σε αποκοπή όταν

$$V_{GS} < V_t \quad (13)$$

Όπου, V_t , η τάση κατωφλίου (V)



Σχήμα 16 : Χαρακτηριστικές $i_D = f(v_{DS})$ με παράμετρο την V_{GS} .

Για λειτουργία στην γραμμική περιοχή, θα πρέπει πρώτα να έχει σχηματιστεί κανάλι.

Δηλαδή θα πρέπει

$$V_{GS} > V_t \quad (14)$$

Η συνθήκη αυτή, εισάγοντας την διαφορά δυναμικού V_{DS} , μπορεί να πάρει την μορφή

$$V_{GS} - V_{DS} > V_t \quad (15)$$

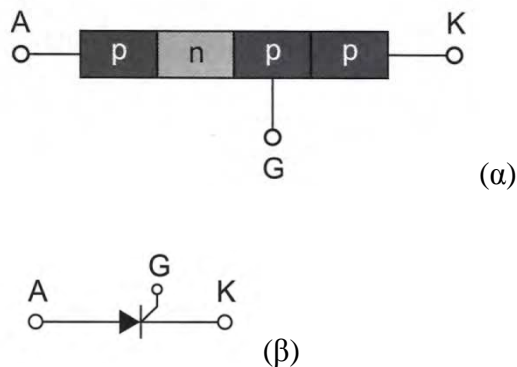
Στην γραμμική περιοχή το ρεύμα i_D , δίνεται από την σχέση

$$i_D = K \left[2(v_{GS} - V_t)v_{DS} - v_{DS}^2 \right] \quad (16)$$

Όπου K , κατασκευαστική σταθερά του τρανζίστορ (A/V^2)

Θυρίστορ

Το θυρίστορ είναι ένας ελεγχόμενης έναυσης ηλεκτρονικός διακόπτης. Από πλευράς δομής, το θυρίστορ είναι ένας ελεγχόμενος ανορθωτής πυριτίου τεσσάρων στρωμάτων (p-n-p-n), (**Σχήμα 17**).



Σχήμα 17: Θυρίστορ (α) Κατασκευαστική σύνθεση, (β) Κυκλωματικό σύμβολο.

Οι δύο ακροδέκτες, άνοδος-κάθοδος, αποτελούν το κύκλωμα ισχύος του διακόπτη, ενώ ο έλεγχος της έναυσης πραγματοποιείται μέσω του ηλεκτροδίου ελέγχου (πύλη-

gate). Σε αντιδιαστολή με την δίοδο, όταν στην πύλη του θυρίστορ δεν δοθεί παλμός έναυσης, ανεξάρτητα αν είναι ορθά πολωμένο δεν διαρρέεται από ρεύμα.

Για την έναυση του θυρίστορ, δηλαδή την μετάβαση του από την κατάσταση αποκοπής στην κατάσταση αγωγιμότητας, θα πρέπει να ισχύουν ταυτόχρονα οι εξής δύο προϋποθέσεις:

- Να είναι ορθά πολωμένο, δηλαδή το δυναμικό της ανόδου να είναι μεγαλύτερο του δυναμικού της καθόδου ($V_A > V_K$).
- Να δοθεί στο ηλεκτρόδιο ελέγχου, παλμός ικανής έντασης και χρονικής διάρκειας .

Εάν κατά την χρονική διάρκεια του παλμού έναυσης , το ρεύμα του θυρίστορ γίνει μεγαλύτερο μίας συγκεκριμένης χαρακτηριστικής τιμής, η διαδικασία της έναυσης έχει ολοκληρωθεί. Σε αντίθετη περίπτωση, μετά το πέρας του παλμού το θυρίστορ επανέρχεται στην κατάσταση αποκοπής. Η οριακή αυτή τιμή του ρεύματος πύλης, που εξασφαλίζει την έναυση του θυρίστορ , είναι γνωστή ως ρεύμα μανδάλωσης ‘ I_L ’ (latching current) και δίνεται στα φυλλάδια του κατασκευαστή. Για την σβέση του θυρίστορ, δηλαδή την μετάβαση του από την κατάσταση αγωγιμότητας στην κατάσταση αποκοπής, θα πρέπει ανεξαρτήτως των συνθηκών της πύλης, το ρεύμα συγκράτησης ‘ I_H ’ (holding current). Πρακτικά για τα ρεύματα μανδάλωσης και συγκράτησης, ισχύει η παρακάτω σχέση.

$$I_H = \frac{I_L}{2} \quad (17)$$

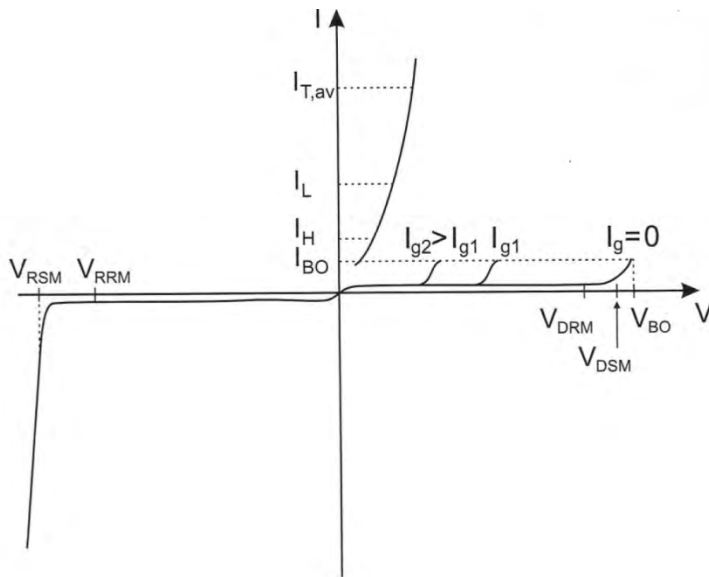
Η τυπική μορφή της στατικής χαρακτηριστικής του θυρίστορ, φαίνεται στο **Σχήμα 18**. Σε αντίθεση με την δίοδο και το διπολικό τρανζίστορ, θυρίστορ μπορεί να βρίσκεται σε μία από τις παρακάτω τρεις καταστάσεις:

- Κατάσταση αποκοπής (conduction state), στην οποία το θυρίστορ διαρρέεται από ρεύμα (διακόπτης κλειστός).
- Κατάσταση θετικής αποκοπής (forward blocking state), όπου το θυρίστορ είναι μεν πολωμένο ορθά αλλά δεν διαρρέεται από ρεύμα (εάν εξαιρέσουμε ένα πολύ μικρό ρεύμα διαρροής) καθότι δεν έχει δοθεί παλμός έναυσης (διακόπτης ανοιχτός).
- Κατάσταση αρνητικής αποκοπής (reverse blocking state). Το τμήμα αυτό της χαρακτηριστικής είναι απολύτως όμοιο με εκείνο της διόδου. Δηλαδή κατά την ανάστροφη πόλωση (ανεξαρτήτως των συνθηκών του κυκλώματος ελέγχου) το θυρίστορ διαρρέεται από ένα πολύ μικρό ρεύμα διαρροής (διακόπτης ανοιχτός).

Τα βασικά μεγέθη της στατικής χαρακτηριστικής του θυρίστορ με βάση το **Σχήμα 18** είναι τα εξής:

- Επαναλαμβανόμενη τάση κορυφής ορθής φοράς (repetitive peak forward voltage - V_{DRM}). Είναι η μέγιστη με επαναληπτικό ρυθμό εφαρμοζόμενη επιτρεπόμενη τάση ορθής φοράς, η οποία διατηρεί το θυρίστορ σε κατάσταση αποκοπής. Εφαρμόζεται με μηδενική ή αρνητική τάση πύλης ως προς την κάθοδο.
- Επαναλαμβανόμενη ανάστροφη τάση κορυφής (repetitive peak reverse voltage - V_{RRM}). Είναι η μέγιστη με επαναλαμβανόμενο ρυθμό ανάστροφη ανοδική τάση που διατηρεί το θυρίστορ σε αποκοπή.

Εφαρμόζεται μη μηδενική ή αρνητική τάση μεταξύ πύλης και καθόδου.



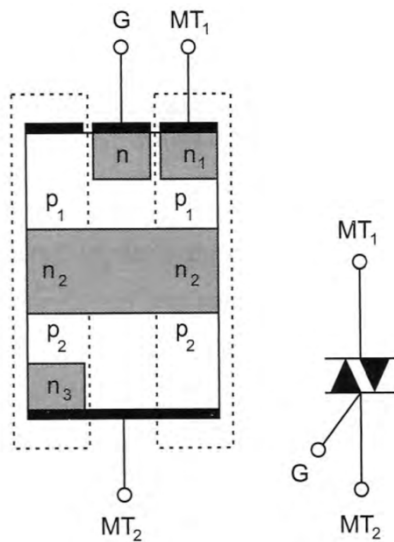
Σχήμα 18: Στατική χαρακτηριστική του θυρίστορ.

- Μη επαναλαμβανόμενη τάση κορυφής ορθής φοράς, κατάσταση αποκοπής (non-repetitive peak off-state voltage - V_{DSM}). Είναι η ορθή τάση εκείνη η οποία όταν εφαρμόζεται με κάποιο συγκεκριμένο ρυθμό (και όχι συνεχώς), εξακολουθεί να διατηρεί το θυρίστορ σε αποκοπή.
- Μη επαναλαμβανόμενη ανάστροφη τάση κορυφής φραγμού (non-repetitive reverse blocking voltage - V_{RSM}). Είναι η μη επαναλαμβανόμενη με κάποιο ρυθμό ανάστροφη τάση η οποία διατηρεί το θυρίστορ σε κατάσταση αποκοπής.

Triac

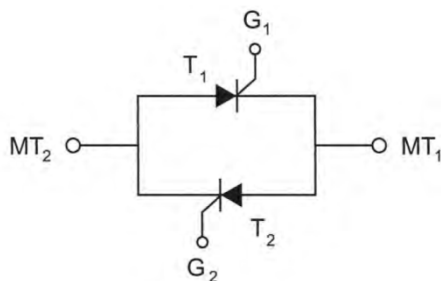
Το triac είναι ένας αμφίδρομος ελεγχόμενος ανορθωτής πυριτίου. Η κρυσταλλική δομή του και το κυκλωματικό του σύμβολο, φαίνονται στο **Σχήμα 19**. Στην ουσία αποτελείται από δύο θυρίστορ σε αντιπαράλληλη σύνδεση, με κοινή όμως πύλη ελέγχου. Προφανώς, το triac ως διακόπτης δύο κατευθύνσεων, βρίσκεται εφαρμογές σε

μετατροπείς Ε.Ρ./Ε.Ρ. Το triac ελέγχεται και με θετικούς και με αρνητικούς παλμούς. Η πολικότητα των παλμών αυτών, δεν επηρεάζει την φορά αγωγιμότητας, η οποία εξαρτάται αποκλειστικά από την σχετική πολικότητα των κύριων ακροδεκτών (main terminals) MT_2 και MT_1 .



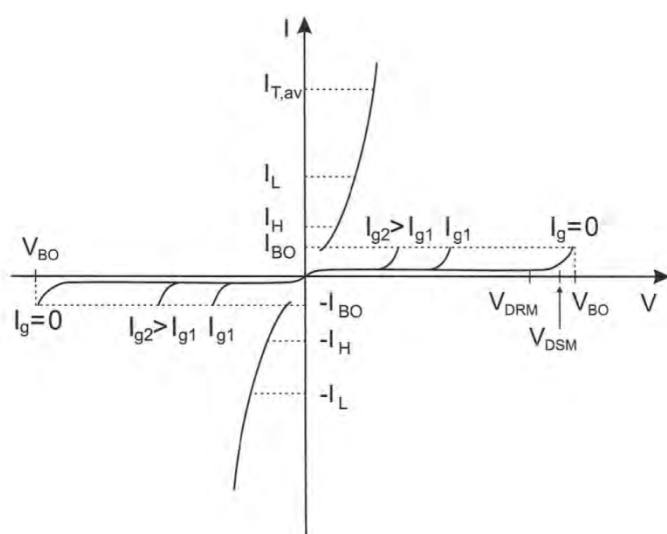
Σχήμα 19: κρυσταλλική δομή και κυκλωματικό σύμβολο triac..

Για μικρές ισχύς (της τάξης μερικών KW) και κυρίως μικρές συχνότητες (<400Hz) χρησιμοποιούνται triacs, ενώ για μεγαλύτερες ισχύς, αντιπαράλληλα θυρίστορ, (Σχήμα 20).



Σχήμα 20: Αμφίδρομος διακόπτης με δύο αντιπαράλληλα θυρίστορ.

Τα δύο αντιπαράλληλα θυρίστορ, ως διακόπτης εναλλασσομένου, έχει πολύ καλύτερες επιδόσεις από το triac και ως προς την ισχύ και ως προς την μέγιστη συχνότητα λειτουργίας. Το μόνο μειονέκτημα του είναι ότι, σε αντίθεση με το triac, απαιτεί τροφοδοσία δύο ανεξάρτητων και γαλβανικά απομονωμένων παλμών για τις δύο πύλες. Η χαρακτηριστική τάσης-ρεύματος του triac, φαίνεται στο **Σχήμα 21**. Οι ορισμοί των χαρακτηριστικών μεγεθών (ρεύματα συγκράτησης, μανδάλωσης, τάσεις διάσπασης κ.λ.π.), είναι ακριβώς ανάλογα με τα αντίστοιχα των θυρίστορ.

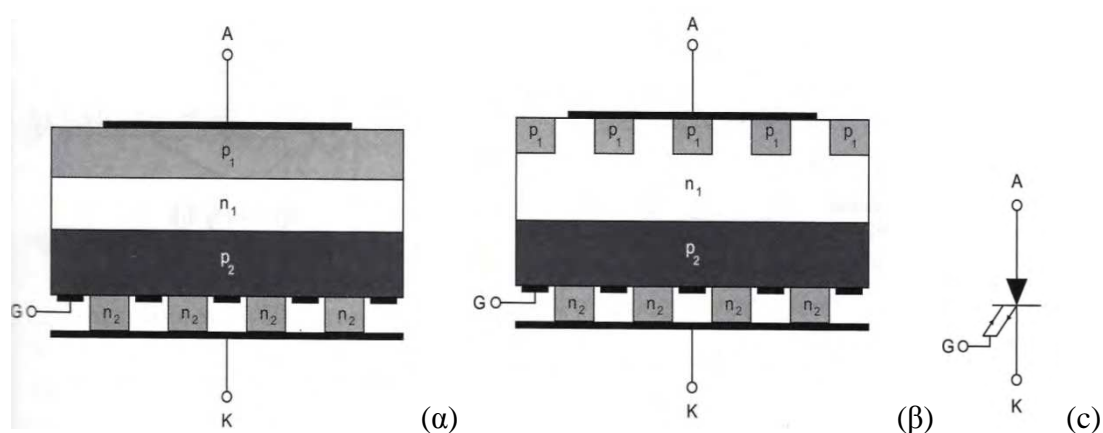


Σχήμα 21: Χαρακτηριστική τάσης-ρεύματος triac.

GTO (gate turn-off thyristor)

Στο κλασικό θυρίστορ μπορούμε να ελέγξουμε μόνο την έναυση του. Η σβέση του εξαρτάται αποκλειστικά και μόνο από τις συνθήκες του κυκλώματος με το οποίο είναι συνδεδεμένο (και επιτυγχάνεται όταν το ρεύμα του γίνει μικρότερο του ρεύματος συγκράτησης). Το GTO (gate turn-off thyristor), είναι ένας τύπος θυρίστορ με δύο ηλεκτρόδια ελέγχου, με το ένα από αυτά ελέγχεται η έναυση (όπως στα κλασικά θυρίστορ) και με το άλλο η σβέση του. Το κλασικό θυρίστορ, απουσία

παλμού, έχει την ικανότητα να μπλοκάρει (αποκόπτει) τάσεις σχεδόν του ίδιου μεγέθους, τόσο κατά την ορθή όσο και κατά την ανάστροφη πόλωση. Στα GTOs, υπάρχουν δύο τύποι, ο “reverse blocking type” που έχει την ικανότητα να μπλοκάρει (αποκόπτει) τάσεις σχεδόν του ίδιου μεγέθους, τόσο κατά την ορθή όσο και κατά την ανάστροφη πόλωση και ο “anode short type”, του οποίου η ικανότητα στην αποκοπή τάσεων ανάστροφης πόλωσης είναι αρκετά μικρή (της τάξης των 15V). Η δομή και το κυκλωματικό σύμβολο του GTO, φαίνονται στο **Σχήμα 22**.



Σχήμα 22: Θυρίστωρ ελεγχόμενης σβέσης (GTO), (α) “reverse blocking type” (β) “anode short type” , (γ) κυκλωματικό σύμβολο.

Για την έναυση του, απαιτείται ένα μικρό ρεύμα όπως και στην περίπτωση του κλασικού τύπου θυρίστωρ. Δηλαδή το ρεύμα της πύλης κατά την έναυση είναι ανεξάρτητο του ρεύματος που θα διέλθει από το GTO μετά την έναυση του. Τα πράγματα είναι τελείως διαφορετικά για τις συνθήκες σβέσης, καθότι το μέγεθος του απαιτούμενου ρεύματος πύλης για την σβέση, εξαρτάται άμεσα από το μέγεθος του

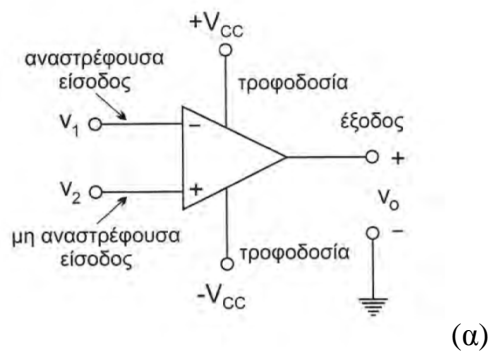
διερχόμενου ρεύματος από το GTO την χρονική στιγμή της σβέσης. Για το απαιτούμενο ρεύμα στην πύλη για την σβέση, ισχύει η σχέση

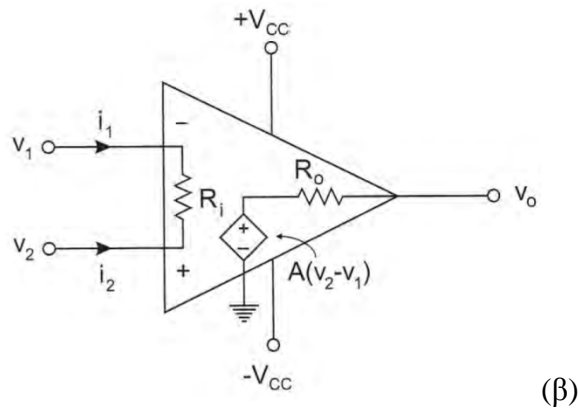
$$I_G = \frac{I}{\beta_{off}} \quad (18)$$

Όπου I, το διερχόμενο ρεύμα από το GTO, β_{off} , το κέρδος ρεύματος κατά τη σβέση (turn off current gain) Τα thyristor ελεγχόμενης σβέσης, βρίσκουν μεγάλες εφαρμογές στους μετατροπείς Σ.Ρ./Σ.Ρ.

Τελεστικός ενισχυτής

Ο τελεστικός ενισχυτής (operational amplifier), αποτελεί μια ειδική περίπτωση D.C. ενισχυτή υψηλού κέρδους. Χρησιμοποιείται ευρέως σε κυκλώματα ελέγχου μετατροπών με ηλεκτρονικά ισχύος, κυκλώματα μετρήσεων, προσαρμογής, ηλεκτρονικά φίλτρα κ.λ.π. Το κυκλωματικό σύμβολο του τελεστικού ενισχυτή καθώς και το αντίστοιχο ισοδύναμο κύκλωμα, φαίνεται στο **Σχήμα 23**.



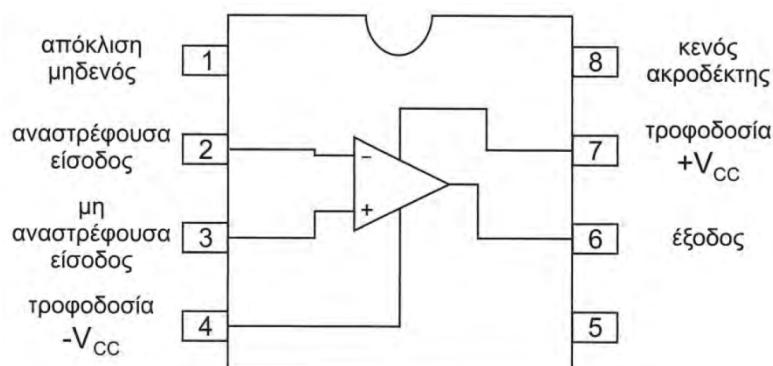


(β)

Σχήμα 23: Τελεστικός ενισχυτής (α) Κυκλωματικό σύμβολο (β) Ισοδύναμο κύκλωμα.

Ένα πολύ σπουδαίο χαρακτηριστικό των τελεστικών ενισχυτών, το οποίο έχει συμβάλει στην ευρεία εξάπλωση την χρήσης τους είναι ότι, τα λειτουργικά χαρακτηριστικά τους όπως (κέρδος, σύνθετες αντιστάσεις εισόδου-εξόδου, απόκριση συχνότητας κ.λ.π.) εξαρτώνται σχεδόν αποκλειστικά και μόνο από συνιστώσες (αντιστάσεις, πυκνωτές, κ.λ.π.) εξωτερικές ως προς τον ενισχυτή. Δηλαδή, με κατάλληλη επιλογή των τιμών των συνιστωσών αυτών, μπορούμε να προδιαγράψουμε την συμπεριφορά του ενισχυτή, ώστε να ανταποκρίνεται πλήρως στις απαιτήσεις της εφαρμογής, χωρίς να χρειάζεται να γνωρίζουμε λεπτομέρειες για την εσωτερική δομή του. Η τάση εξόδου του τελεστικού ενισχυτή, είναι ίση με την διαφορά των τάσεων των δύο ακροδεκτών εισόδου, πολλαπλασιασμένη με το κέρδος του ενισχυτή. Τυπικές τιμές κέρδους διαφόρων τελεστικών ενισχυτών, κυμαίνονται μεταξύ 10^4 έως 10^7 . Οι βασικοί ακροδέκτες ενός τελεστικού ενισχυτή είναι πέντε. Δύο από αυτούς είναι είσοδοι, δύο είναι για την τροφοδοσία και ένας έξοδος. Η είσοδος με το σύμβολο “-” είναι γνωστή ως αναστρέφουσα είσοδος (inverting input) και η είσοδος με το σύμβολο “+” ως μη αναστρέφουσα είσοδος (non inverting input).

Ο λόγος της συγκεκριμένης ονομασίας των δύο εισόδων θα γίνει κατανοητός στην συνέχεια.



Σχήμα 24: Ο τελεστικός ενισχυτής ως ολοκληρωμένο 8 ακροδεκτών (8-leadmins, dip top view).

Η πιο συνηθισμένη μορφή συσκευασίας που συναντάται ένας τελεστικός ενισχυτής, είναι ως ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα οκτώ ακροδεκτών (Σχήμα 24). Η αναστρέφουσα είσοδος συνδέεται στον ακροδέκτη 2, η μη αναστρέφουσα είσοδος στον ακροδέκτη 3, η έξοδος στον ακροδέκτη 6 και οι δύο dc τροφοδοσίες (θετική και αρνητική) στους ακροδέκτες 7 και 4 αντίστοιχα. Οι ακροδέκτες 1 και 5, χρησιμεύουν για τη ρύθμιση και την εξισορρόπηση της λειτουργίας του τελεστικού ενισχυτή και ο ακροδέκτης είναι κενός (μη συνδεδεμένος).

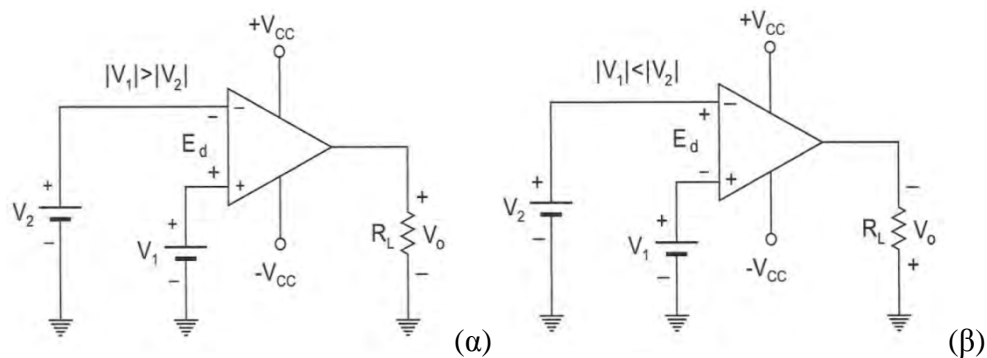
Τροφοδοσία

Στις περισσότερες περιπτώσεις, οι τάσεις τροφοδοσίας των τελεστικών ενισχυτών είναι συμμετρικές. Τυπικές τιμές τάσεων τροφοδοσίας είναι, $\pm 18V$, $\pm 15V$, $\pm 12V$, $\pm 6V$. Υπάρχουν βέβαια και οι περιπτώσεις τελεστικών ενισχυτών ή εφαρμογών, που

απαιτούν ασύμμετρες τάσεις τροφοδοσίας (π.χ. +12V και -6V ή 30V και 0V). Η μέγιστη διαφορά δυναμικού μεταξύ των δύο ακροδεκτών τροφοδοσία, στις περισσότερες περιπτώσεις δεν πρέπει να ξεπερνάει τα 36V κατ' απόλυτη τιμή.

Ακροδέκτες εισόδου

Όπως προαναφέραμε, υπάρχουν δύο ακροδέκτες εισόδου, η αναστρέφουσα και η μη αναστρέφουσα είσοδος, με συμβολισμούς "-" και "+" αντίστοιχα. Συνήθως, καλούνται και ακροδέκτες διαφορικής εισόδου (differential input terminals), διότι η τάση στην έξοδο του ενισχυτή (γραμμική περιοχή λειτουργίας) ισούται με το γινόμενο της διαφοράς δυναμικού μεταξύ των δύο ακροδεκτών εισόδου και του κέρδους ανοιχτού βρόχου του ενισχυτή. Η πολικότητα της τάσης εξόδου, εξαρτάται αποκλειστικά και μόνο από την πολικότητα της διαφορικής τάσης εισόδου, (**Σχήμα 25**).



Σχήμα 25: Πολικότητα τάσης εξόδου τελεστικού ενισχυτή (α) Θετική τάση εξόδου (β) Αρνητική τάση εξόδου.

Όταν το δυναμικό της μη αναστρέφουσας εισόδου είναι θετικότερο σε σχέση με το δυναμικό της αναστρέφουσας εισόδου, το δυναμικό του ακροδέκτη εξόδου είναι

θετικό ως προς την γη (η οποία εξ ορισμού έχει δυναμικό μηδέν). Αντίθετα, εάν το δυναμικό την αναστρέφουσας εισόδου είναι θετικότερο του δυναμικού της μη αναστρέφουσας εισόδου, τότε το δυναμικό του ακροδέκτη εξόδου είναι αρνητικό σε σχέση με την γη. Από τα παραπάνω, γίνεται προφανής ο χαρακτηρισμός των δύο εισόδων.

Ακροδέκτης εξόδου

Ο τελεστικός ενισχυτής έχει έναν ακροδέκτη εξόδου. Το ένα άκρο του φορτίου συνδέεται στον ακροδέκτη εξόδου και το άλλο άκρο στην γη (**Σχήμα 25**). Το μέγιστο επιτρεπόμενο ρεύμα εξόδου ενός τελεστικού ενισχυτή, περιορίζεται στα 10-20 mA. Υπάρχουν βέβαια και τελεστικοί ενισχυτές όπως ο 741, οι οποίοι διαθέτουν εσωτερικό κύκλωμα επιτήρησης και περιορισμού του ρεύματος εξόδου. Για παράδειγμα το ρεύμα εξόδου του 741 ακόμη και σε περίπτωση καθαρού βραχυκυκλώματος της εξόδου, περιορίζεται περίπου στα 25 mA. Λόγω της εσωτερικής δομής του τελεστικού ενισχυτή, ανάλογοι περιορισμοί ισχύουν και για τη μέγιστη τιμή της τάσης εξόδου. Η μέγιστη κατ' απόλυτη τιμή της τάσης εξόδου πρακτικά δεν μπορεί να υπερβεί την τάση τροφοδοσίας (κατ' απόλυτη τιμή) μείον 1V. Η μέγιστη θετική τιμή της τάσης εξόδου, καλείται θετική τάση κορεσμού (positive saturation voltage) και συμβολίζεται ως $+V_{sat}$. Εντελώς ανάλογα, η μέγιστη αρνητική τάση καλείται αρνητική τάση κορεσμού (negative saturation voltage) και συμβολίζεται ως $-V_{sat}$. Σύμφωνα λοιπόν με τα παραπάνω, θα ισχύει:

$$+V_{sat} \approx +V_{cc} - I, V \quad (19)$$

$$-V_{sat} \approx -V_{cc} + I, V \quad (20)$$

Για παράδειγμα για τάσεις τροφοδοσίας $\pm 15V$, θα είναι $\pm V_{sat} = 14V$. Όπως προαναφέραμε, στην γραμμική περιοχή λειτουργίας, το μέγεθος της τάσης εξόδου προκύπτει από το γινόμενο του κέρδους ανοιχτού βρόχου του ενισχυτή (open-loop gain) και της διαφορικής τάσης εισόδου. Δηλαδή:

$$|V_o| = A_{OL} |E_d|, \quad V \quad (21)$$

Όπου

A_{OL} = κέρδος ανοιχτού βρόχου

$E_d = V_1 - V_2$ = διαφορική τάση εισόδου, V

Για τα όρια της γραμμικής περιοχής λειτουργίας, δηλαδή της περιοχής στην οποία ο τελεστικός ενισχυτής λειτουργεί ως ενισχυτής, προφανώς θα ισχύει ότι

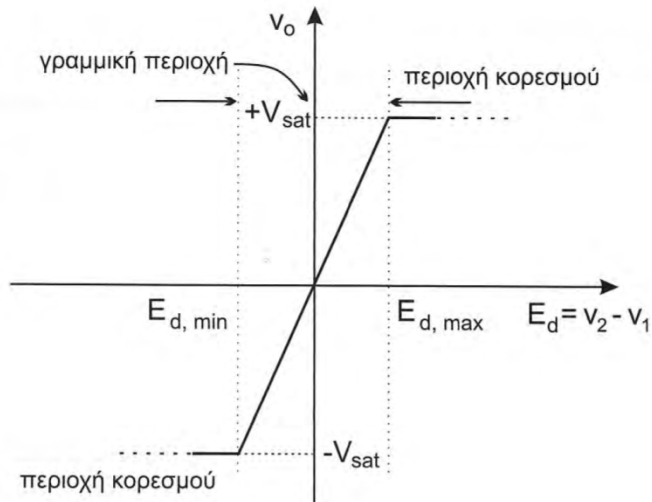
$$E_{d,\min} = -\frac{V_{sat}}{A_{OL}} < E_d < E_{d,\max} = +\frac{V_{sat}}{A_{OL}} \quad (22)$$

Προφανώς για κάθε τάση $|E_d| > \left| \pm \frac{V_{sat}}{A_{OL}} \right|$, ισχύει $|V_o| = |V_{o,\max}| \approx |\pm V_{sat}| - 1$. Δηλαδή, ο

τελεστικός ενισχυτής φεύγει από την γραμμική περιοχή λειτουργίας και εισέρχεται

στην περιοχή κορεσμού, καθότι αδυνατεί να δώσει μεγαλύτερη τάση στην έξοδο,

(Σχήμα 26).



Σχήμα 26: Χαρακτηριστική εισόδου-εξόδου τελεστικού ενισχυτή.

Για παράδειγμα, ας θεωρήσουμε τον τελεστικό ενισχυτή 741, με κέρδος ανοιχτού βρόχου 105 και τάσεις τροφοδοσίας $\pm 12\text{V}$. Σύμφωνα με την (22), τα όρια της γραμμικής περιοχής λειτουργίας είναι

$$-\frac{11\text{V}}{10^5} = -110\mu\text{V} < E_d < +\frac{11\text{V}}{10^5} = +110\mu\text{V}$$

Δηλαδή για κάθε τάση E_d μεγαλύτερη από $110\mu\text{V}$, ο ενισχυτής εισέρχεται στην περιοχή του κορεσμού. Παρατηρούμε ότι, το εύρος της γραμμική περιοχής λειτουργίας είναι πάρα πολύ στενό (της τάξης των μV), με αποτέλεσμα η χρήση του τελεστικού ενισχυτή σε συνδεσμολογία ανοιχτού βρόχου να μην παρουσιάζει πρακτικό ενδιαφέρον. Πράγματι, τάσεις της τάξης των $100\mu\text{V}$, όχι μόνο είναι δύσκολο εργαστηριακά να μετρηθούν με ακρίβεια, αλλά και επαγόμενες τάσεις λόγω θορύβου που ενδεχόμενα προέρχεται από γειτονικά παρευρισκόμενες συσκευές,

μπορεί να είναι αρκετά μεγαλύτερες και να οδηγήσουν από μόνες τους τον τελεστικό ενισχυτή στην περιοχή του κορεσμού.

Αντίθετα με την γραμμική περιοχή, η λειτουργία του τελεστικού ενισχυτή στην περιοχή κορεσμού, ως συγκριτή δύο τάσεων (comparator) ή ανιχνευτή μεγέθους τάσεως σε σχέση με κάποια τάση αναφοράς (detector), παρουσιάζει έντονο πρακτικό ενδιαφέρον. Στην περίπτωση αυτή, η έξοδος λειτουργεί ως διακόπτης δύο θέσεων. Δηλαδή ανάλογα με το πρόσημο της διαφορικής τάσης εισόδου, η έξοδος θα βρίσκεται είτε στη θετική είτε στην αρνητική περιοχή του κορεσμού.

Ιδανικός τελεστικός ενισχυτής

Συνήθως στην πράξη, για να απλουστεύσουμε τους υπολογισμούς, χρησιμοποιούμε το μοντέλο του ιδανικού τελεστικού ενισχυτή (ideal operational amplifier). Οι αποκλίσεις των αποτελεσμάτων, σε σύγκριση με τα αντίστοιχα του πλήρους μοντέλου είναι αμελητέες. Ο ιδανικός ενισχυτής προδιαγράφεται από τις εξής παραδοχές

- Άπειρο κέρδος
- Άπειρη αντίσταση εισόδου
- Μηδενική αντίσταση εξόδου
- Άπειρος ρυθμός ανταπόκρισης

Η πρώτη παραδοχή για πεπερασμένη τάση εξόδου, έχει ως αποτέλεσμα (βάσει της 1.30) τα δυναμικά στους δύο ακροδέκτες εισόδου να είναι ίσα, δηλαδή $E_d = 0$. Στην δεύτερη παραδοχή λέγοντας άπειρη αντίσταση εισόδου, εννοούμε τόσο μεταξύ των δύο εισόδων όσο και μεταξύ μιας οποιασδήποτε εκ των δύο εισόδων και της γης.

Βάσει της συγκεκριμένης παραδοχής, τα ρεύματα που απορροφούν οι είσοδοι είναι μηδενικά ($i_1 = i_2 = 0$). Από την τρίτη παραδοχή, συνεπάγεται $R_o = 0$. Ως ρυθμό ανταπόκρισης (slew rate), ορίζουμε τον μέγιστο χρονικό ρυθμό μεταβολής της εξόδου. Δηλαδή στον ιδανικό τελεστικό ενισχυτή θεωρούμε ότι, η έξοδος του μπορεί να αλλάξει ακαριαία από μια τιμή σε άλλη (απεριόριστο εύρος συχνοτήτων λειτουργίας). Τέλος, με την πέμπτη παραδοχή θεωρούμε μηδενικές τάσεις απόκλισης τόσο στην είσοδο όσο και στην έξοδο.

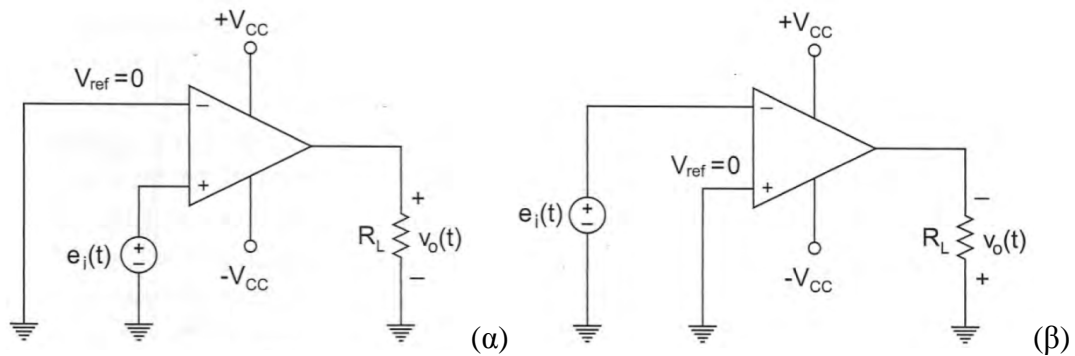
Εφαρμογές τελεστικών ενισχυτών

Στην συνέχεια, παραθέτουμε μερικές αντιπροσωπευτικές εφαρμογές των τελεστικών ενισχυτών, αρκετά χρήσιμες για την κατασκευή κυκλωμάτων ελέγχου. Για περισσότερες εφαρμογές, μπορεί να ανατρέξει κανείς σε ειδικά εγχειρίδια τελεστικών ενισχυτών.

Ο Συγκριτής

Αν και η χρήση του τελεστικού ενισχυτή χωρίς ανάδραση, στην γραμμική περιοχή λειτουργίας (ως ενισχυτή) δεν παρουσιάζει πρακτικό ενδιαφέρον, αντίθετα η λειτουργία στην περιοχή κορεσμού, ως συγκριτή (comparator) δύο τάσεων ή ανιχνευτή (detector) μεγέθους τάσης, παρέχει πλήθος πρακτικών εφαρμογών. Στην ουσία στις περιπτώσεις αυτές, ο τελεστικός ενισχυτής λειτουργεί ως διακόπτης δύο θέσεων, δηλαδή ανάλογα την πολικότητα της διαφορικής τάσης στην είσοδο, η έξοδος θα βρίσκεται είτε στη θετική είτε στην αρνητική τάση κορεσμού. Επιπλέον από την πολικότητα της εξόδου, είμαστε σε θέση σε κάθε χρονική στιγμή να

γνωρίζουμε, ποια από τις δύο εισόδους βρίσκεται σε υψηλότερο δυναμικό ως προς την άλλη. Στην συνέχεια, ακολουθεί μία αντιπροσωπευτική εφαρμογή του τελεστικού ενισχυτή, ως ανιχνευτή διέλευσης μηδενός.

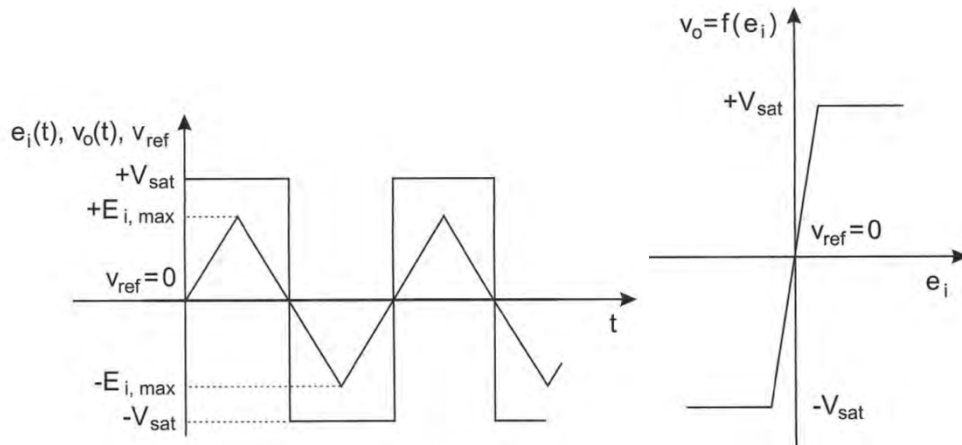


Σχήμα 27: Ανιχνευτής διέλευσης μηδενός, (α) Μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία, (β) Αναστρέφουσα συνδεσμολογία.

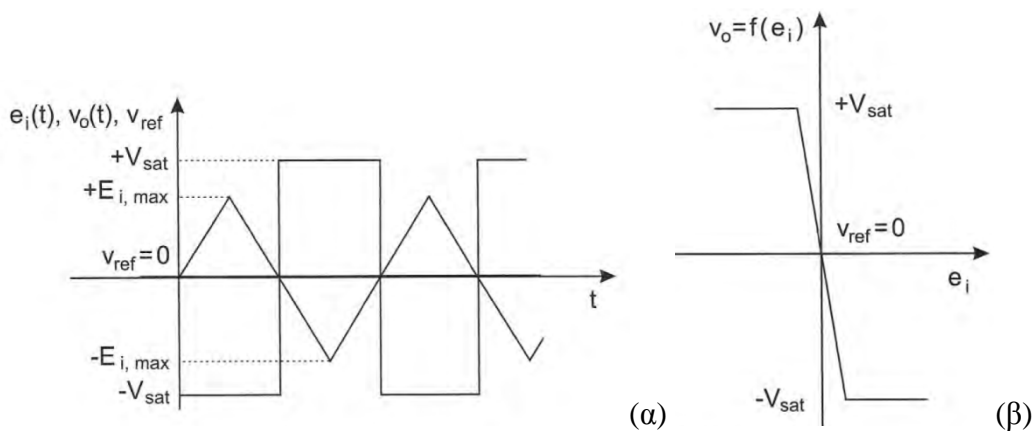
Ο Ανιχνευτής διέλευσης μηδενός (zero-crossing detector)

Στην λειτουργία του συγκριτή, γίνεται στην ουσία σύγκριση μιας γενικά χρονικά μεταβαλλόμενης τάσης με μία τάση αναφοράς. Στην περίπτωση του ανιχνευτή διέλευσης μηδενός, η τάση αναφοράς είναι μηδενική. Ανάλογα σε ποιόν ακροδέκτη θα συνδεθεί η τάση αναφοράς (δηλαδή ποιος από τους δύο ακροδέκτες εισόδων θα γειωθεί), διακρίνουμε τις εξής δύο συνδεσμολογίες, (**Σχήμα 28**).

Οι αντίστοιχες κυματομορφές των τάσεων εισόδου-εξόδου (για πριονωτή είσοδο) καθώς και γραφικές απεικονίσεις των σχέσεων εισόδου-εξόδου για τις δύο περιπτώσεις (α) και (β), φαίνονται στο **Σχήμα 28** και **Σχήμα 29** αντίστοιχα.



Σχήμα 28: Μη αναστρέφων ανιχνευτής μηδενός, (α) Κυματομορφές τάσεων εισόδου-εξόδου, (β) Γραφική απεικόνιση εισόδου-εξόδου.



Σχήμα 29: Αναστρέφων ανιχνευτής μηδενός, (α) Κυματομορφές τάσεων εισόδου-εξόδου, (β) Γραφική απεικόνιση εισόδου-εξόδου.

Παρατηρούμε ότι, στην γειτονιά των σημείων μηδενισμού της e_i , η τάση εξόδου αλλάζει πρόσημο ανάλογα με την κλίση της e_i (θετική ή αρνητική). Στην πραγματικότητα, ο παλμός της εξόδου στα σημεία μηδενισμού του ρεύματος δεν είναι εντελώς κατακόρυφος και αυτό οφείλεται στο ότι, στην γειτονιά των σημείων μηδενισμού ο τελεστικός ενισχυτής λειτουργεί στη γραμμική περιοχή. Λόγω του ότι, όμως όπως έχουμε εξηγήσει τα όρια μεταβολής της τάσης εισόδου στη γραμμική περιοχή λειτουργίας είναι της τάξης των μV , μπορεί κάλλιστα να θεωρηθεί με αρκετά καλή προσέγγιση ότι, η αλλαγή από τη μια περιοχή κορεσμού στην άλλη γίνεται χωρίς τη μεσολάβηση της γραμμικής περιοχής, δηλαδή ο παλμός στην έξοδο είναι ιδανικά κατακόρυφος.

Προσθήκη κλάδου ανάδρασης

Σε αντίθεση με την λειτουργία του ενισχυτή σε ανοιχτό βρόχο, όπου οι πρακτικές εφαρμογές του όπως είδαμε είναι αρκετά περιορισμένες, με την προσθήκη κατάλληλου κλάδου ανάδρασης προκύπτει πλήθος πρακτικών εφαρμογών (ενισχυτές, γεννήτριες σημάτων, αθροιστές, ολοκληρωτές, φίλτρα, χρονικά, κ.λ.π). Λόγω του πλήθους των εφαρμογών που μας παρέχει η λειτουργία του τελεστικού ενισχυτή σε κλειστό βρόχο, θα περιοριστούμε επιλεκτικά σε μερικές από αυτές.

Ενισχυτής με ανάδραση

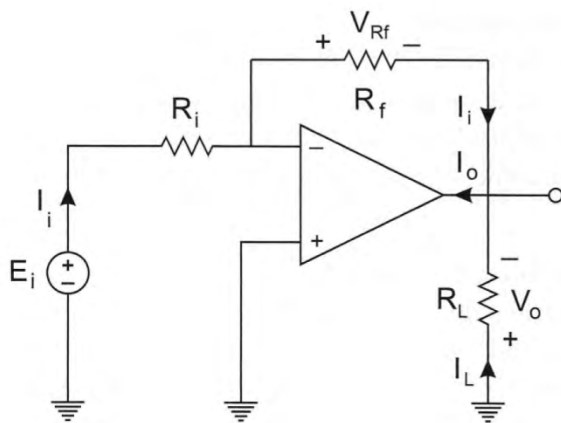
Ο ιδανικός ενισχυτής εμφανίζει στην έξοδο του, το σήμα εισόδου χωρίς παραμόρφωση και ενισχυμένο, σύμφωνα με την σταθερά ενίσχυσης ή αλλιώς το κέρδος. Είδαμε στην προηγούμενη παράγραφο ότι, η πολύ υψηλή τιμή κέρδους του τελεστικού ενισχυτή, είχε ως αποτέλεσμα τον σημαντικό περιορισμό της γραμμικής

περιοχής λειτουργίας. Για να έχει πρακτική εφαρμογή ως ενισχυτής, θα πρέπει τα όρια της γραμμικής περιοχής να αυξηθούν (στην κλίμακα των mV ή ακόμη και των μερικών V). Για να επιτευχθεί αυτό, θα πρέπει προφανώς να μειωθεί το κέρδος του ενισχυτή. Όπως θα δούμε στην συνέχεια, ο στόχος αυτός επιτυγχάνεται με την προσθήκη ενός κλάδου ανατροφοδότησης (συνήθως με μια ωμική αντίσταση), από την έξοδο σε έναν από τους δύο ακροδέκτες εισόδου. Στην περίπτωση αυτή, το τροποποιημένο κέρδος του τελεστικού ενισχυτή, καλείται κέρδος κλειστού βρόχου (closed-loop gain) και συμβολίζεται ως “ACL”. Ένα σημαντικό χαρακτηριστικό που προκύπτει από την προσθήκη του κλάδου ανάδρασης και το οποίο έχει συμβάλει ουσιαστικά στην ευρεία εξάπλωση των τελεστικών ενισχυτών είναι ότι, το κέρδος κλειστού βρόχου δεν εξαρτάται πλέον από τα εσωτερικά στοιχεία του τελεστικού ενισχυτή, αλλά μπορεί να ρυθμιστεί κατά βούληση από την τιμή της εξωτερικής αντίστασης του κλάδου ανατροφοδότησης (και γενικότερα από εξωτερικά στοιχεία).

Ανάλογα σε ποια είσοδο θα συνδεθεί ο κλάδος ανάδρασης, διακρίνουμε δύο επιμέρους συνδεσμολογίες ενισχυτή, την αναστρέφουσα και τη μη αναστρέφουσα. Ο χαρακτηρισμός της κάθε μιας από αυτές, θα γίνει κατανοητός στην συνέχεια.

Αναστρέφουσα συνδεσμολογία

Η συνδεσμολογία του αναστρέφοντος ενισχυτή (inverting amplifier), επιτυγχάνεται με την σύνδεση του κλάδου ανάδρασης στην αναστρέφουσα είσοδο, (**Σχήμα 30**).



Σχήμα 30: Αναστρέφων ενισχυτής.

Για να γίνει κατανοητή η λειτουργία του παραπάνω κυκλώματος υπενθυμίζουμε ότι, βάσει των παραδοχών του ιδανικού τελεστικού ενισχυτή, η αντίσταση εισόδου θεωρείται άπειρη και κατά συνέπεια τα απορροφούμενα ρεύματα από τις εισόδους είναι μηδενικά. Επιπλέον, λόγω του αρκετά υψηλού κέρδους ανοιχτού βρόχου, η διαφορά δυναμικού μεταξύ των δύο εισόδων θεωρείται μηδενική, υπό την προϋπόθεση βέβαια ότι το κύκλωμα λειτουργεί στην γραμμική περιοχή. Με βάση τις παρατηρήσεις αυτές και λαμβάνοντας υπόψη ότι η μη αναστρέφουσα είσοδος είναι γειωμένη, έχουμε $V(+) = V(-) = 0$

Επομένως το ρεύμα εισόδου I_i , εξαρτάται αποκλειστικά και μόνο από την πηγή και την αντίσταση εισόδου E_i και R_i αντίστοιχα. Δηλαδή

$$I_i = \frac{E_i}{R_i} \quad , \quad A \quad (23)$$

Το ρεύμα αφού δεν μπορεί να διέλθει από τον ακροδέκτη (-) στον ακροδέκτη (+) της εισόδου του τελεστικού ενισχυτή και να κλείσει κύκλωμα μέσω της γης, θα διέλθει

μέσω της αντίστασης R_f του κλάδου ανάδρασης προκαλώντας πτώσης τάσης

$$V_{R_f} = I_i R_f = \frac{E_i}{R_i} R_f, \quad V \quad (24)$$

Οι δύο τάσεις V_{R_f} και V_o , έχουν ένα κοινό σημείο (τον ακροδέκτη εξόδου) και τα

άλλα σημεία τους έχουν δυναμικό μηδέν. Επομένως

$$V_o = -V_{R_f} = -\frac{R_f}{R_i} E_i = -A_{CL} E_i, \quad V \quad (25)$$

Όπου
$$A_{CL} = \frac{R_f}{R_i} \quad (26)$$

Το πρόσημο (-) στην (25), εισάγει μία διαφορά φάσης 180° στο σήμα εξόδου, σε σχέση με το σήμα εισόδου. Παρατηρούμε ότι, το κέρδος κλειστού βρόχου του ενισχυτή εξαρτάται αποκλειστικά και μόνο από τις δύο εξωτερικές αντιστάσεις R_i και R_f . Επιλέγοντας κατάλληλες τιμές στις συγκεκριμένες αντιστάσεις, μπορεί να ρυθμιστεί κατά βούληση, διευρύνοντας την γραμμική περιοχή λειτουργίας στις απαιτήσεις της οποιασδήποτε εφαρμογής. Το συνολικό ρεύμα στην έξοδο του ενισχυτή, ισούται με το άθροισμα των ρευμάτων εισόδου και φορτίου. Δηλαδή

$$I_o = I_i + I_L = \frac{E_i}{R_i} + \frac{V_o}{R_L}, \quad A \quad (27)$$

Προφανώς, εάν η πολικότητα της τάσης εισόδου αναστραφεί, θα αναστραφεί και η πολικότητα της τάσης εξόδου. Επιπλέον, δεν υπάρχει περιορισμός στην μορφή της τάσης εισόδου, δηλαδή μπορεί να είναι χρονικά μεταβαλλόμενη οποιασδήποτε μορφής.

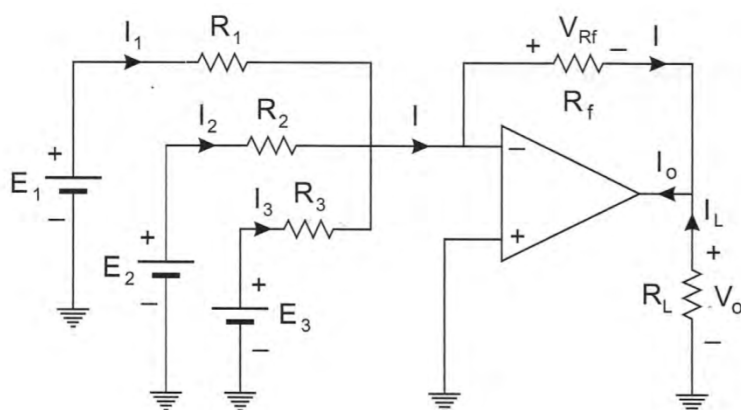
Αθροιστής (inverting adder)

Με την διάταξη του σχήμα 2.30, η οποία αποτελεί εφαρμογή του αναστρέφοντος ενισχυτή μπορούμε να αθροίσουμε οσαδήποτε σήματα εισόδων με κατάλληλους συντελεστές βαρύτητας. Τα σήματα αυτά δεν είναι απαραίτητο να είναι συνεχή, αλλά μπορεί να είναι οποιασδήποτε μορφής και πολικότητας. Σύμφωνα με το **Σχήμα 30** και λαμβάνοντας υπόψη την ανάλυση της λειτουργίας του αναστρέφοντος ενισχυτή, ισχύουν τα εξής

$$V(-) = V(+) = 0 \text{ V} \quad (28)$$

Τα ρεύματα I_1, I_2, I_3 δίνονται από τις σχέσεις

$$I_1 = \frac{E_1}{R_1}, I_2 = \frac{E_2}{R_2}, I_3 = \frac{E_3}{R_3}, \quad \text{A} \quad (29)$$



Σχήμα 31: Συνδεσμολογία αθροιστή.

Επιπλέον

$$I = I_1 + I_2 + I_3, \text{ A} \quad (30)$$

Επομένως

$$V_o = -V_f = -R_f I = -\left(\frac{R_f}{R_1} E_1 + \frac{R_f}{R_1 2} E_2 + \frac{R_f}{R_3} E_3\right), \quad V \quad (31)$$

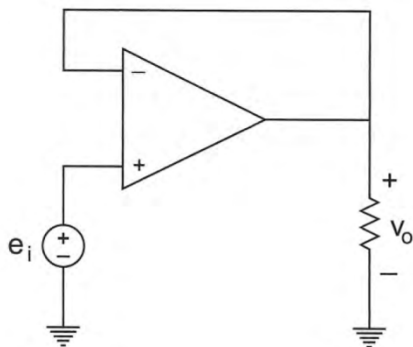
Πράγματι λοιπόν σύμφωνα με την (31), η τάση εξόδου προκύπτει από το άθροισμα των επιμέρους τάσεων εισόδου, με συντελεστές βαρύτητας τα επιμέρους κέρδη κλειστού βρόχου.

Στην ειδική περίπτωση όπου $R_1 = R_2 = R_3 = R_f$, η (31) παίρνει την μορφή

$$V_o = -(E_1 + E_2 + E_3), \quad V \quad (32)$$

Ακόλουθος τάσης

Για να είναι επιτυχής η σύζευξη μεταξύ δύο βαθμίδων, θα πρέπει η αντίσταση εξόδου της πρώτης βαθμίδας να είναι κατά πολύ μικρότερη της αντίστασης εισόδου της επόμενης βαθμίδας. Σε αντίθετη περίπτωση, η δεύτερη βαθμίδα αποτελεί φορτίο για την πρώτη, με αποτέλεσμα την αλλοίωση της επιθυμητής λειτουργίας.



Σχήμα 32: Συνδεσμολογία ακόλουθου τάσης.

Ο ακόλουθος τάσης (voltage follower) ή ενισχυτής απομόνωσης (buffer amplifier), (Σχήμα 32), αποτελεί την ιδανική λύση της "ενδιάμεσης βαθμίδας", για την

προσαρμογή αντίστασης μεταξύ δύο βαθμίδων, στις οποίες οι απαιτήσεις απευθείας σύζευξης δεν ικανοποιούνται. Ισχύουν τα εξής

$$V(+)=V(-)=e_i, V \quad (33)$$

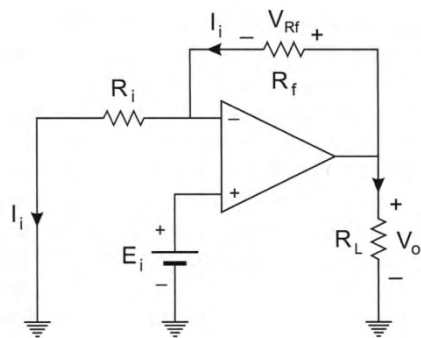
Αλλά λόγω της συγκεκριμένης σύνδεσης του κλάδου ανάδρασης

$$v_o = e_i, V \quad (34)$$

Επομένως, σε κάθε χρονική στιγμή η τάση εξόδου ισούται κατά μέγεθος και φάση με την τάση εισόδου. Δηλαδή η τάση εξόδου "ακολουθεί" την τάση εισόδου, εξού και η ονομασία ακόλουθος τάσης. Προφανώς λόγω της (34), το κέρδος του ακόλουθου τάσης ισούται με την μονάδα.

Μη αναστρέφουσα συνδεσμολογία

Με την συνδεσμολογία του **Σχήματος 33** του μη αναστρέφοντος ενισχυτή (non-inverting amplifier), η πολικότητα της τάσης εξόδου είναι η ίδια με εκείνη της τάσης εισόδου. Δηλαδή η φασική απόκλιση μεταξύ των δύο τάσεων είναι μηδενική. Ενώ η αντίσταση εισόδου του αναστρέφοντος ενισχυτή ισούται με την αντίσταση R_i (της τάξης των μερικών $K\Omega$), στην περίπτωση του μη αναστρέφοντος ενισχυτή



Σχήμα 33: Συνδεσμολογία μη αναστρέφοντος ενισχυτή.

είναι ίση με την αντίσταση εισόδου του τελεστικού ενισχυτή (της τάξης των 100MΩ).

Με βάση το **Σχήμα 33**, ισχύουν οι ακόλουθες σχέσεις.

$$V(-) = V(+) = E_i, V \quad (35)$$

Επομένως

$$I_i = \frac{V(-)}{R_i} = \frac{E_i}{R_i}, \text{ A} \quad (36)$$

Επιπλέον

$$V_{R_f} = I_i R_f = V_o - E_i, V \quad (37)$$

Αλλά από τις (36) και (37), έχουμε

$$\begin{aligned} V_o - E_i &= E_i \frac{R_f}{R_i} \Rightarrow E_i \left(1 + \frac{R_f}{R_i} \right) = V_o \Rightarrow \\ V_o &= \left(1 + \frac{R_f}{R_i} \right) E_i = A_{CL} E_i \end{aligned} \quad (38)$$

Επομένως στην περίπτωση του μη αναστρέφοντος ενισχυτή

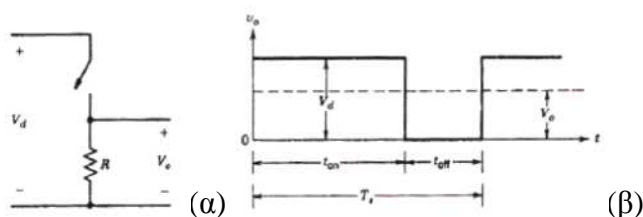
$$A_{CL} = \left(1 + \frac{R_f}{R_i} \right) = \left(\frac{R_i + R_f}{R_i} \right) \geq 1 \quad (39)$$

Κεφ. 3 : Έλεγχος Μετατροπέων DC-DC

Εισαγωγή

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

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.



Σχήμα 1. Διακοπτικοί DC-DC μετατροπείς.

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 1α**. Η μέση τιμή V_o της τάσης εξόδου U_o , στο **Σχήμα 1β**, 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) $D=t_{on}/T_s$, που ορίζεται ως ο λόγος της διάρκειας κατά την οποία ο διακόπτης είναι κλειστός προς την περίοδο μετάβασης.

Μια 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.

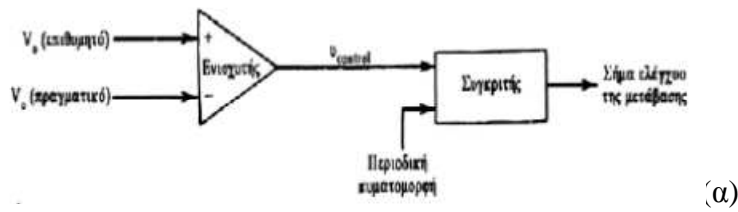
Συνοψίζοντας η μεταβολή του βαθμού χρησιμοποίησης επιτυγχάνεται με δυο τρόπους:

1. Με **σταθερή συχνότητα** (δηλαδή, $f=1/T$ =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)**.

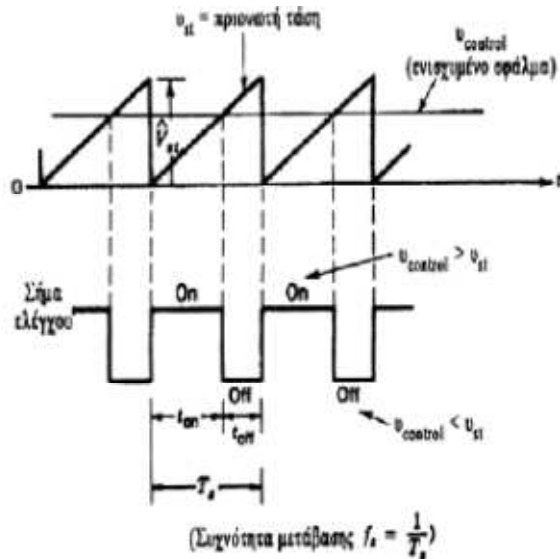
Η δεύτερη μέθοδος παρουσιάζει τα εξής μειονεκτήματα:

- 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 2**.



(α)



(β)

Σχήμα 2: Διαμόρφωση Πλάτους Παλμού α) λειτουργικό διάγραμμα β) σήματα συγκριτή.

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 2**, η σχετική διάρκεια αγωγής μπορεί να εκφραστεί ως συνάρτηση της V_{control} και του πλάτους της πριονωτής κυματομορφής V_{st} , ως ακολούθως:

$$D = t_{\text{on}}/T_i = V_{\text{control}}/V_{\text{st}}$$

Γενικά για τον Έλεγχο Κινητήρων

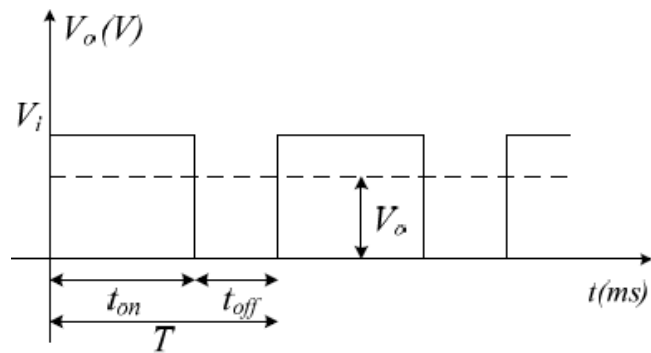
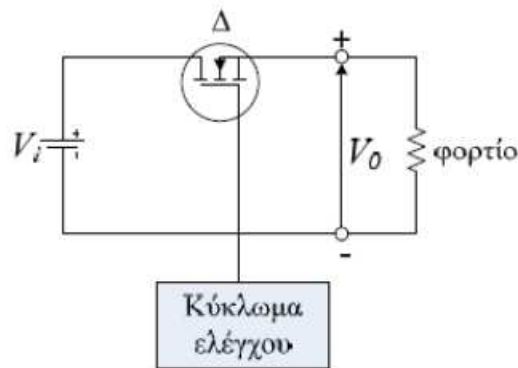
Σε εφαρμογές όπου απαιτείται μεταβλητή ταχύτητα στροφών ενός κινητήρα, χρησιμοποιούνται κυρίως οι κινητήρες συνεχούς ρεύματος ξένης διέγερσης. Για την μεταβολή της ταχύτητας αυτών των κινητήρων χρησιμοποιούμε τους τέσσερις τρόπους που είδαμε σε προηγούμενο κεφάλαιο. Στη συνέχεια θα ασχοληθούμε με την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

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

Ο μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. χρησιμοποιεί υψηλή συχνότητα, συνήθως 100Hz με 1KHz, επομένως εύκολα μειώνουμε την κυμάτωση στα άκρα του φορτίου μας. Παλιότερα οι μετατροπείς κατασκευάζονταν από θυρίστορ αλλά τα τελευταία χρόνια χρησιμοποιούνται transistor ισχύος (MOSFET) με αποτέλεσμα μετατροπείς Σ.Ρ./Σ.Ρ. έχουν κατασκευαστεί μέχρι και 10MW. Με τον μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. μπορούμε να έχουμε έλεγχο από τον χρήστη ή και αυτόματα.

Ο μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. (**σχήμα 3**), μετατρέπει μια συνεχή τάση σε μια ακολουθία (τραίνο) θετικών παλμών. Μεταβάλλοντας τον βαθμό χρησιμοποίησης (duty-cycle)

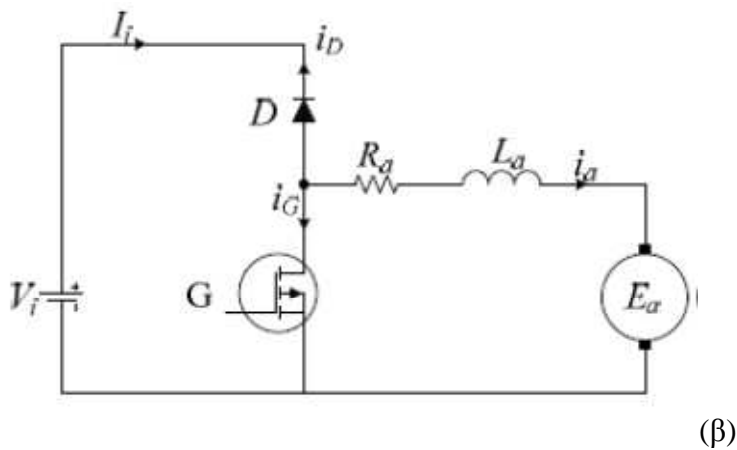
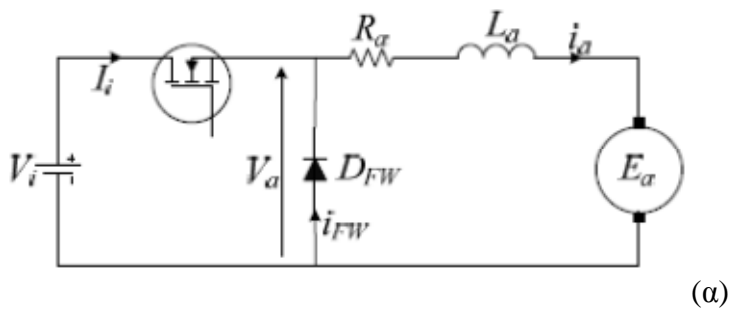
των παλμών αυτών, δηλαδή τον χρόνο αγωγής (χρονική διάρκεια παλμού) σε σχέση με την περίοδο λειτουργίας, ελέγχουμε την μέση τιμή της τάσης εξόδου.

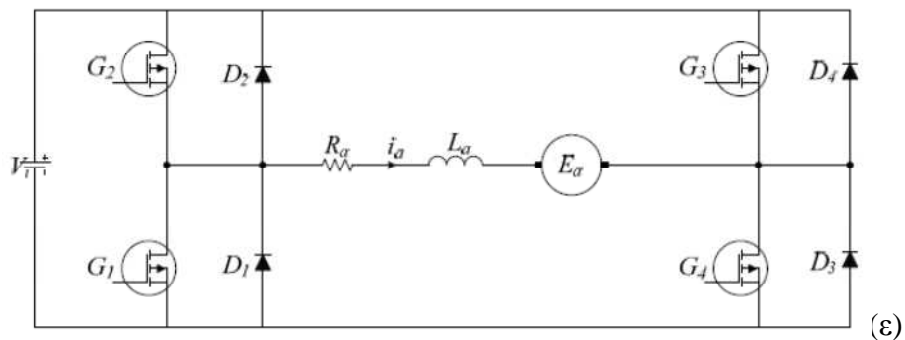
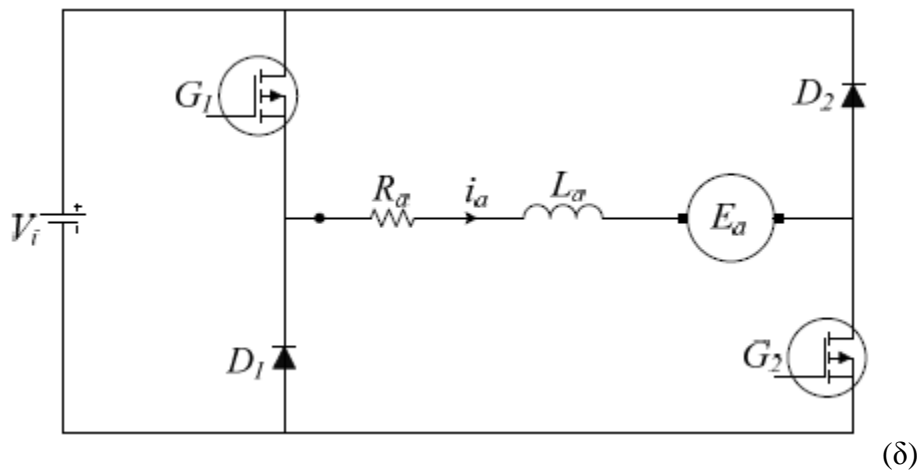
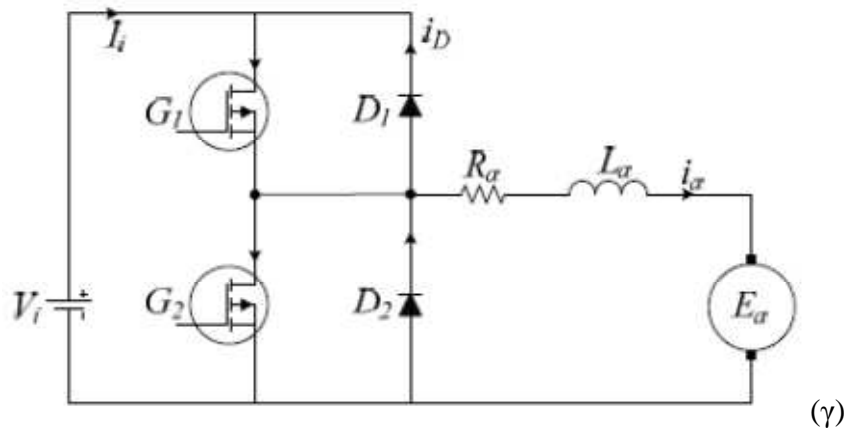


Σχήμα 3: Μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. - τάση εξόδου.

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

Σύμφωνα λοιπόν με το **σχήμα 4**, με τον μετατροπέα κλάσης A, η μηχανή λειτουργεί ως κινητήρας στο 1ο τεταρτημόριο. Ο μετατροπέας κλάσης B (μετά τη μετάβαση της μηχανής από το πρώτο στο δεύτερο τεταρτημόριο) μας παρέχει επιπλέον την δυνατότητα αναγεννητικής πέδησης, όπου με την αναστροφή του ρεύματος τυμπάνου, ένα μέρος της κινητικής ενέργειας των στρεφόμενων μαζών επιστρέφει στο δίκτυο. Ο μετατροπέας κλάσης C, λειτουργεί στα δύο πρώτα τεταρτημόρια, συνδυάζοντας τη λειτουργία των δύο προηγούμενων μετατροπέων A και B. Ο μετατροπέας κλάσης D, λειτουργεί στο 3ο και 4ο τεταρτημόριο και ο μετατροπέας κλάσης E και στα τέσσερα τεταρτημόρια.





Σχήμα 4: Ταξινόμηση των μετατροπέων Σ.Ρ./Σ.Ρ. ανάλογα με τα τεταρτημόρια λειτουργίας τους, (α). Μετατροπέας κλάσης "A" (β). Μετατροπέας κλάσης "B" (γ). Μετατροπέας κλάσης "C" (δ) Μετατροπέας κλάσης "D" (ε). Μετατροπέας κλάσης "E".

Οι ελεγχόμενοι ηλεκτρονικοί διακόπτες, που παρεμβάλλονται μεταξύ πηγής και φορτίου, μπορεί να είναι τρανζίστορ ισχύος, θυρίστορ ή GTO. Η χρήση των τρανζίστορ (MOSFET ισχύος, IGBT) και των GTO προσφέρεται περισσότερο, διότι αποφεύγονται τα κυκλώματα εξαναγκασμένης μεταγωγής που απαιτεί η χρήση των θυρίστορ. Η μεταβολή του βαθμού χρησιμοποίησης, επιτυγχάνεται με δύο τρόπους, **(σχήμα 5)**.

α) Με σταθερή συχνότητα (δηλαδή $f=1/T$ =σταθερό .) και μεταβάλλοντας τον χρόνο αγωγής t_{on} (pulse - width modulation)

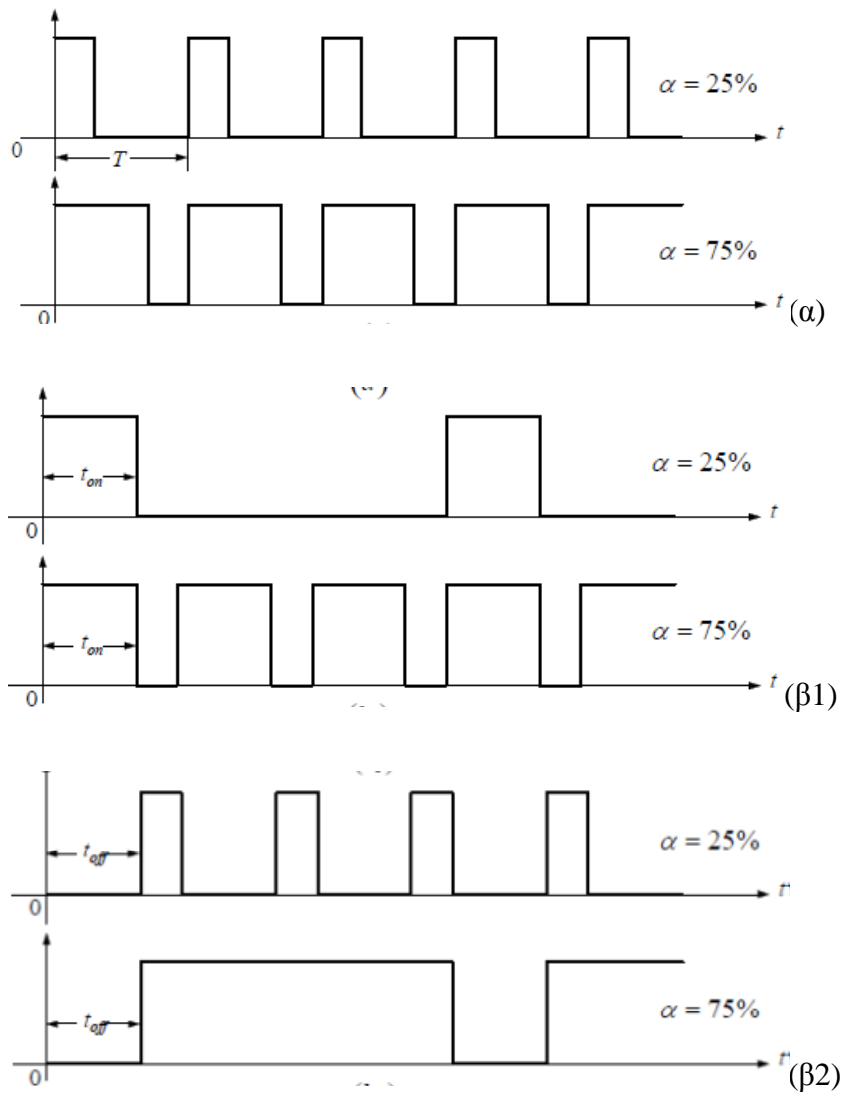
β) Έχοντας το t_{on} ή το t_{off} σταθερό και μεταβάλλοντας την περίοδο T του παλμού (frequency modulation)

Η δεύτερη μέθοδος παρουσιάζει τα εξής μειονεκτήματα:

α) Για την μεταβολή της τάσης, η συχνότητα πρέπει να μεταβάλλεται σε αρκετά μεγάλη κλίμακα, γεγονός που δυσκολεύει την σχεδίαση των απαιτούμενων φίλτρων. Επίσης, στις υψηλές συχνότητες, έχουμε έντονη ηλεκτρομαγνητική παρενόχληση (EMI).

β) Τα μεγάλα διαστήματα μη αγωγής (t_{off}) σε χαμηλές τάσεις, δημιουργούν στις περιπτώσεις τροφοδοσίας κινητήρων, την ασυνέχεια του ρεύματος τυμπάνου, πράγμα το οποίο είναι ανεπιθύμητο.

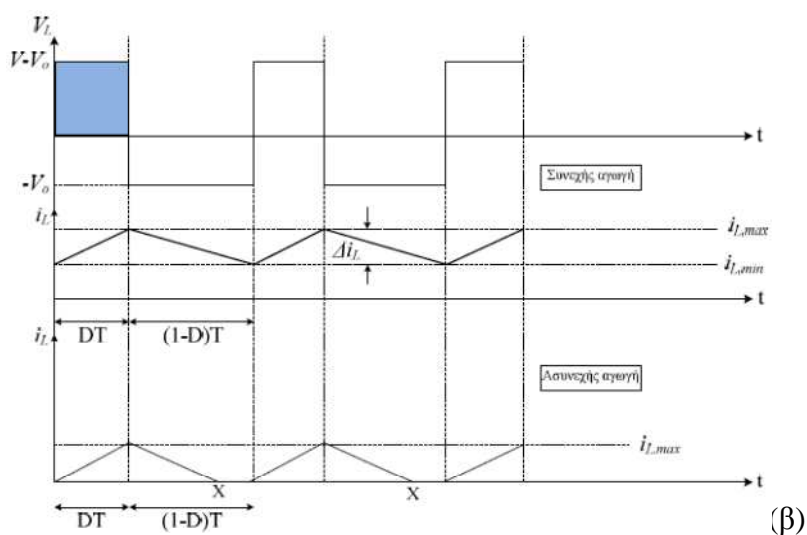
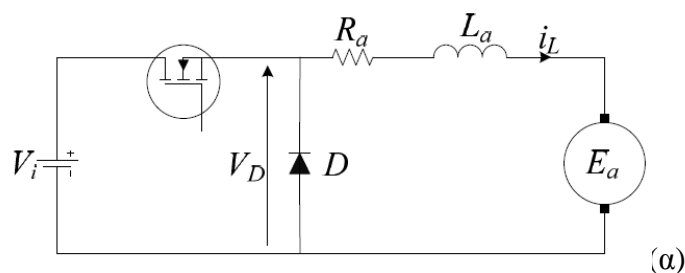
Λόγω του σχετικά χαμηλού κόστους, της υψηλής απόδοσης και της ταχείας δυναμικής απόκρισης, οι μετατροπείς Σ.Ρ./Σ.Ρ. χρησιμοποιούνται ευρύτατα σε εφαρμογές ηλεκτρικής έλξης και κίνησης.



Σχήμα 5: Μέθοδοι μεταβολής του βαθμού χρησιμοποίησης. (α). Σταθερή συχνότητα (β). Μεταβαλλόμενη συχνότητα (β1. Σταθερό t_{on} . β2. Σταθερό t_{off}).

Έλεγχος κινητήρα με μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. - Εξισώσεις για συνεχή και ασυνεχή αγωγή

Στα δύο παρακάτω σχήματα βλέπουμε το ισοδύναμο κύκλωμα του μετατροπέα και του κινητήρα (σχήμα 6(α)) και τις χαρακτηριστικές τάσης έντασης για την συνεχή και ασυνεχή λειτουργία (σχήμα 6(β)).



Σχήμα 6: (α) Ισοδύναμο κύκλωμα του μετατροπέα και του κινητήρα (β) Χαρακτηριστικές τάσης έντασης για την συνεχή και ασυνεχή λειτουργία.

Η μέση τιμή της τάσης εξόδου δίνεται από την (1), όπου ο βαθμός χρησιμοποίησης (duty - cycle) του μετατροπέα δίνεται από την (2). Αντίστοιχα η rms τιμή της τάσης εξόδου δίνεται από την (3). Από την ανάλυση κατά Fourier, για την συνεχή αγωγή η αναλυτική έκφραση της τάσης εξόδου είναι η (4) με τη γωνιακή ταχύτητα να ορίζεται

μέσω της (5). Η διαφορική εξίσωση του κινητήρα αν αμελήσουμε την κυμάτων της ΑΗΕΔ περιγράφεται με την (6). Από το **σχήμα 6β** για το χρονικό διάστημα (7) έχουμε τη χρονική στιγμή μηδέν τους ορισμούς των μεγεθών (8). Εφαρμόζοντας τις συνθήκες (8) στην (7), προκύπτει η γενική μορφή της λύσης στην (9) όπου στη (10) δίνεται η σταθερά χρόνου. Από το **σχήμα 6β** για τη χρονική στιγμή (11), το ρεύμα στο πηνίο δίνεται από την (12) και αντικαθιστώντας στην (9) έχουμε την (13). Στο χρονικό διάστημα (14) λειτουργεί η διάδοδος ελεύθερης ροής οπότε η τάση στο πηνίο είναι (15), οπότε τη χρονική στιγμή (16), το ρεύμα στο πηνίο δίνεται από την (17). Τη χρονική στιγμή (18), το ρεύμα στο πηνίο δίνεται από την (19). Σύμφωνα με τα προηγούμενα, η γενική μορφή του ρεύματος γράφεται όπως στην (20), όπου χρησιμοποιούμε μια νέα μεταβλητή για το χρόνο (21). Συνεπώς οι συνοριακές συνθήκες για χρόνο (22) δίνονται από την (23) και για χρόνο (24) από την (25). Επομένως, η εξίσωση ρεύματος γράφεται όπως στην (26) και στην (27). Είναι εύκολο τώρα να υπολογίσουμε τις τιμές του μέγιστου και ελάχιστου ρεύματος στο πηνίο (28), από την επίλυση του συστήματος των (26) και (27). Προκύπτουν αντίστοιχα οι σχέσεις (29) και (30). Τέλος, για την περίπτωση (31) η μέγιστη και ελάχιστη τιμή του ρεύματος στο πηνίο είναι ίσες και δίνονται από την (32).

Εξισώσεις συνεχούς αγωγής

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

$$\frac{t_{on}}{T} = a \quad (2)$$

$$V_{L,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_L^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} V_0^2 dt} = V_0 \sqrt{\frac{t_{on}}{T}} \quad (3)$$

$$V_L(t) = aV_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_0}{n\pi} [\sin(2n\pi a) \cdot \cos(n\omega t) + (1 - \cos(2n\pi a)) \sin(n\omega t)] \quad (4)$$

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \quad (5)$$

$$V_L(t) = R_a \cdot i_L(t) + L_a \frac{di_L(t)}{dt} + E_a \quad (6)$$

$$0 < t < t_{on} \quad (7)$$

$$t = 0^+, \quad V_L = V_0, \quad i_L = i_{L,min} \quad (8)$$

$$i_L(t) = I_{L,min} e^{-t/\tau} + \left(\frac{V_0 - E_a}{R_a} \right) \cdot (1 - e^{-t/\tau}) \quad (9)$$

$$t = \frac{L_a}{R_a} \quad (10)$$

$$t = t_{on}^- \quad (11)$$

$$i_L = i_{L,max} \quad (12)$$

$$i_L(t = t_{on}^-) = I_{L,max} = I_{L,min} e^{-t_{on}/\tau} + \left(\frac{V_0 - E_a}{R_a} \right) \cdot (1 - e^{-t_{on}/\tau}) \quad (13)$$

$$t_{on} < t < T \quad (14)$$

$$V_L(t) = 0 \quad (15)$$

$$t = t_{on}^- \quad (16)$$

$$i_L(t_{on}^-) = i_L(t_{on}^+) = I_{L,max} \quad (17)$$

$$t = T \quad (18)$$

$$i_L(T) = i_L(0) = I_{L,min} \quad (19)$$

$$i_L(t) = C' e^{-t/\tau} - \frac{E_a}{R_a} \quad (20)$$

$$t' = t - t_{on} \quad (21)$$

$$t' = 0^+ \quad (22)$$

$$i_L(t' = i_L(t_{on}^+)) = i_L(t_{on}^-) = I_{L,max} \quad (23)$$

$$t' = t_{off} \quad (24)$$

$$i_L(T) = i_L(0) = I_{L,min} \quad (25)$$

$$i_L(t) = I_{L,max} e^{-t/\tau} - \frac{E_a}{R_a} (1 - e^{-t/\tau}) \quad (26)$$

$$i_L(t' = t_{off}) = I_{L,min} = I_{L,max} e^{-T-t_{on}/\tau} - \frac{E_a}{R_a} (1 - e^{-T-t_{on}/\tau}) \quad (27)$$

$$i_{L,max}, i_{L,min} \quad (28)$$

$$I_{L,\max} = \frac{V_0}{R_a} \cdot \left[\frac{1 - e^{-t_{on}/T}}{1 - e^{-T/T}} \right] - \frac{E_a}{R_a} \quad (29)$$

$$I_{L,\min} = \frac{V_0}{R_a} \cdot \left[\frac{e^{-t_{on}/T} - 1}{e^{-T/T} - 1} \right] - \frac{E_a}{R_a} \quad (30)$$

$$a = 1, \quad t_{on} = T \quad (31)$$

$$I_{L,\max} = I_{L,\min} = \frac{V_0 - E_a}{R_a} \quad (32)$$

Η αναλυτική έκφραση της τάσης εξόδου στην περίπτωση της ασυνεχούς αγωγής δίνεται από την (33). Οι κυματομορφές τάσης-ρεύματος στην περίπτωση της ασυνεχούς λειτουργίας παρουσιάζονται στο **σχήμα 6β**. Για την τάση στο πηνίο έχουμε τη σχέση (34) και για την ενεργό τιμή της την (35). Η μέγιστη τιμή του ρεύματος τυμπάνου στην περίπτωση αυτή, είναι διαφορετική από αυτή στη συνεχή αγωγή. Προφανώς η ελάχιστη τιμή για το ρεύμα στην ασυνεχή αγωγή είναι μηδέν. Η ανάλυση Fourier είναι ίδια της συνεχούς αγωγής. Η μέση τιμή της τάσης εξόδου δίνεται από την (36) με το βαθμό χρησιμοποίησης (duty-cycle) του μετατροπέα να δίνεται από την (37). Η ενεργός τιμή γράφεται όπως στην (38). Από την ανάλυση κατά Fourier, για την ασυνεχή αγωγή, η αναλυτική έκφραση της τάσης εξόδου δίνεται από την (39), (40). Η διαφορική εξίσωση του κινητήρα αν αμελήσουμε την κυμάτωση της Α.Η.Ε.Δ. περιγράφεται με την (41). Αντικαθιστώντας στην (27) την (42), προκύπτει η (43). Η μέγιστη τιμή του ρεύματος προκύπτει για χρόνο (44) και δίνεται από την (45). Στο διάστημα (46) της μη αγωγής του διακόπτη S, η μαγνητική

ενέργεια της αυτεπαγωγής εκφορτίζεται μέσω της διόδου ελεύθερης ροής. Μέσω της ενέργειας αυτής, καταναλίσκεται ως θερμότητα στην ωμική αντίσταση του τυλίγματος του τυμπάνου, R_a και το υπόλοιπο ως μηχανική ισχύς στον άξονα της μηχανής. Σε όλο αυτό το διάστημα, η τάση των ακροδεκτών παραμένει μηδενική. Η τιμή του μέγιστου ρεύματος δίνεται από την (47) με χρήση των (48) και (49). Έστω τώρα η χρονική στιγμή (50) στην οποία έχουμε μηδενισμό του ρεύματος. Αντικαθιστώντας στην (47) και χρησιμοποιώντας την (51) και την (52) υπολογίζουμε το χρόνο X από την (53). Τα όρια συνεχούς και ασυνεχούς αγωγής, σε συνάρτηση με το βαθμό χρήσης α βρίσκονται στη συνάρτηση (56), αν χρησιμοποιήσουμε την (54) ή από την (52) αν χρησιμοποιήσουμε την (55). Κάναμε χρήση της μεταβλητής (57). Δηλαδή, αν το κύκλωμα λειτουργεί με κάποιο συγκεκριμένο βαθμό χρήσης α' τότε για (58) έχουμε συνεχή αγωγή και για (59) έχουμε ασυνεχή αγωγή.

Εξισώσεις ασυνεχούς αγωγής

$$V_L(t) = aV_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_0}{n\pi} [\sin(2n\pi\alpha) \cdot \cos(n\alpha\tau) + (1 - \cos(2n\pi\alpha)) \sin(n\alpha\tau)] \quad (33)$$

$$- \sum_{n=1}^{\infty} \frac{E_a}{n\pi} [\sin(n\alpha\tau) \cdot \cos(n\alpha\tau) + (1 - \cos(2n\alpha\tau)) \sin(n\alpha\tau)]$$

$$V_L = \frac{1}{T} \int_0^T V_L(t) dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_{on}} V_0 dt + \int_{t_{on}}^X 0 dt + \int_X^T E_a dt \right] \Rightarrow \quad (34)$$

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

$$V_{L,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_L^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \left(\int_0^{t_{on}} V_0^2 dt + \int_X^T E_a^2 dt \right)} \Rightarrow \quad (35)$$

$$V_{L,rms} = \sqrt{aV_0^2 + \left(1 - \frac{X}{T}\right)E_a^2} \quad (36)$$

$$V_{L,average} = \frac{1}{T} \int_0^T V_L(t) dt = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t_{on}} V_0 dt + \int_{t_{on}}^T 0 dt \right] + \frac{t_{on}}{T} \cdot V_0 \quad (37)$$

$$\frac{t_{on}}{T} = a \quad (38)$$

$$V_{L,rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T V_L^2(t) dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} V_0^2 dt} = V_0 \sqrt{\frac{t_{on}}{T}} \quad (39)$$

$$V_L(t) = aV_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_0}{n\pi} [\sin(2n\pi a) \cdot \cos(n\omega t) + (1 - \cos(2n\pi a)) \sin(n\omega t)] \quad (40)$$

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \quad (41)$$

$$V_L(t) = R_a \cdot i_L(t) + L_a \frac{di_L(t)}{dt} + E_a \quad (42)$$

$$i_{L,max}(0^+) = i_{L,min} = 0 \quad (43)$$

$$i_{L,max}(t) = \frac{V_0 - E_a}{R_a} \left[1 - e^{-t/\tau} \right] \quad (44)$$

$$t = t_{on} \quad (45)$$

$$i_{L,max} = i_L(t = t_{on}) = \frac{V_0 \cdot E_a}{R_a} \left[1 - e^{-t/\tau} \right] \quad (46)$$

$$t_{on} < t < X \quad (46)$$

$$i_{L,max}(t') = \frac{V_0 \cdot E_a}{R_a} \left[1 - e^{-t_{on}/\tau} \right] e^{-t'/\tau} - \frac{E_a}{R_a} \left[1 - e^{-t'/\tau} \right] \quad (47)$$

$$t' = t - t_{on} \quad (48)$$

$$t_{on} < t < X \quad (49)$$

$$t = X \quad (50)$$

$$t' = X - t_{on} \quad (51)$$

$$i_a = 0 \quad (52)$$

$$X - \tau \ln \left[e^{t_{on}/\tau} \left[1 + \frac{V_0 - E_a}{E_a} \left[1 - e^{-t_{on}/\tau} \right] \right] \right] \quad (53)$$

$$I_{L,min} = 0 \quad (54)$$

$$X = T \quad (55)$$

$$\begin{aligned} I_{L,min} &= \frac{V_0}{R_a} \cdot \left[\frac{e^{t_{on}/\tau} - 1}{e^{-T/\tau} - 1} \right] - \frac{E_a}{R_a} \quad (56) \\ \Rightarrow \frac{E_a}{V_0} &= \frac{\left[e^{-t_{on}/\tau} - 1 \right]}{\left[e^{T/\tau} - 1 \right]} e^{aT/\tau} = 1 + \frac{E_a}{V_0} \left[e^{T/\tau} - 1 \right] \end{aligned}$$

$$a' = \frac{t'_{on}}{T} = \frac{\tau}{T} \ln \left[1 + \frac{E_a}{V_0} \left[e^{T/\tau} - 1 \right] \right] \quad (57)$$

$$\alpha > \alpha' \quad (58)$$

$$\alpha < \alpha' \quad (59)$$

Κεφ. 4: Κατασκευαστικό Μέρος του Μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ.

Τροφοδοσία

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

Οι τιμές των τάσεων είναι +12V και -12V για την τροφοδότηση των τελεστικών ενισχυτών και του πηνίου του ρελέ που θα είναι συνδεδεμένο το φορτίο επίσης θα χρειαστούμε μια τιμή τάσης -5V για το κύκλωμα της ταχογεννήτριας.

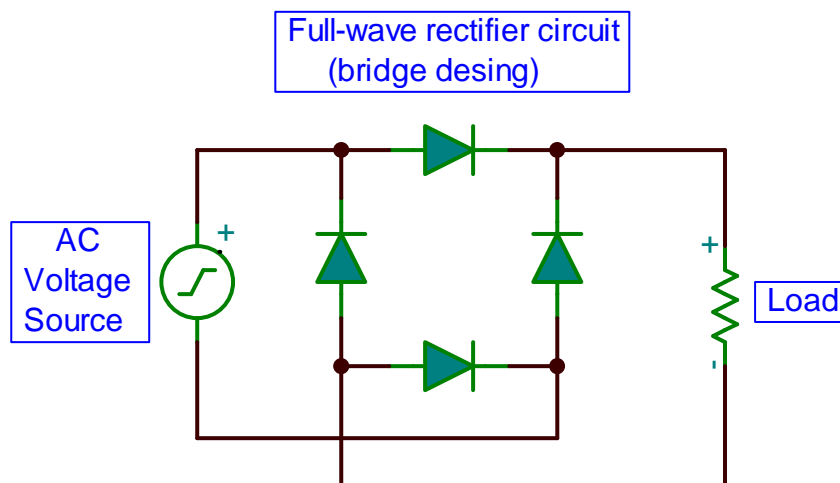
Αν αθροίσουμε τις τιμές των εντάσεων που θα χρειαστούμε ένα τροφοδοτικό που θα μας παρέχει τιμή έντασης εξόδου 2A είναι αρκετό.

Κατασκευή τροφοδοτικού

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

Η τάση του δικτύου στην Ελλάδα συγκεκριμένα είναι 230V εμείς θέλουμε να μετατρέψουμε αυτή την τιμή της τάσεως σε 15V οπότε επιλέγουμε έναν μετασχηματιστή με είσοδο 230V και έξοδο 2x15V χρησιμοποιούμε 2x15V έξοδο επειδή θέλουμε να δημιουργήσουμε συμμετρική τροφοδοσία δηλαδή +12V και -12V και +5V και -5V.

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

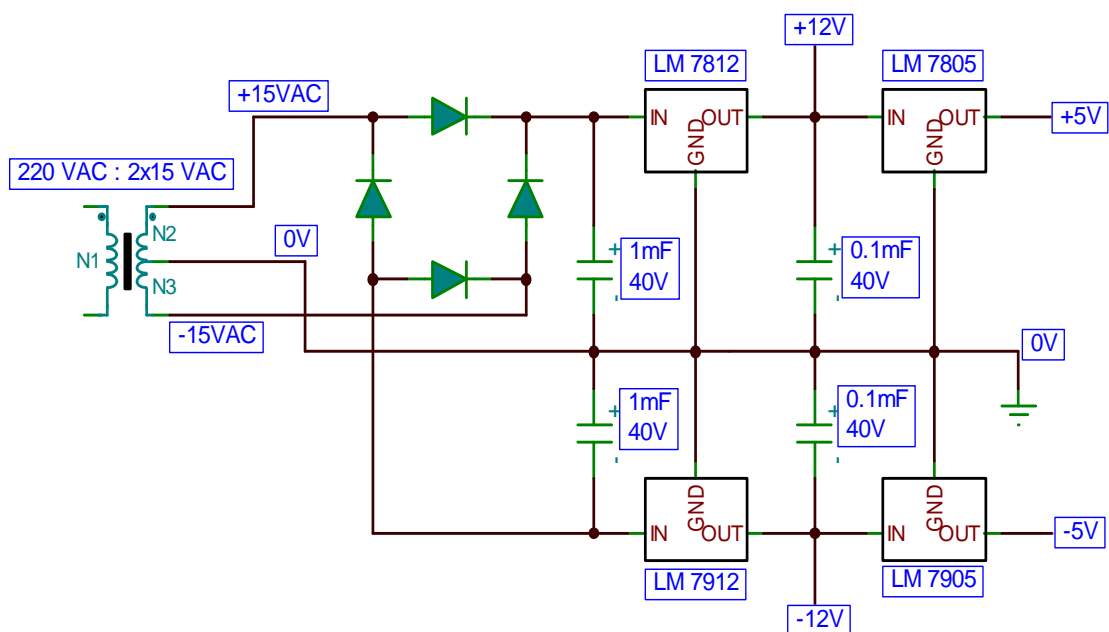


Σχήμα 1.

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

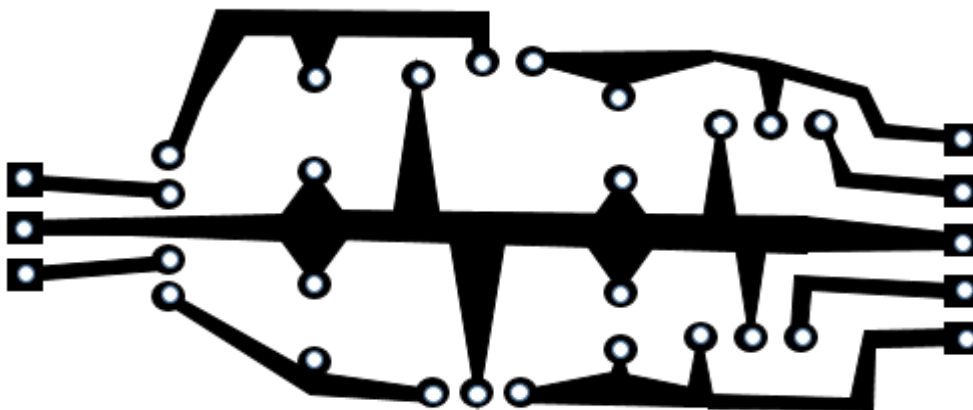
Και τέλος χρησιμοποιούμε ειδικά κυκλώματα τα οποία σταθεροποιούν την τάση και λέγονται σταθεροποιητές τάσης. Οι σταθεροποιητές είναι χρήσιμοι γιατί αν υποθέσουμε ότι η τάση του δικτύου έχει ανωμαλίες δηλαδή αυξάνεται ή μειώνεται αυτομάτως αυτές οι διακυμάνσεις εμφανίζονται και στην τάση εξόδου του τροφοδοτικού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

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



Σχήμα 2.

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



Σχήμα 3.

Υλικά κατασκευής

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

Περιγραφή/ ονομασία	Ποσότητα
Γέφυρα ανόρθωσης ισχύος 2A	Τεμ. 1
LM 7805 σχήματος (TO-220)	Τεμ. 1
LM 7812 σχήματος (TO-220)	Τεμ. 1
LM 7912 σχήματος (TO-220)	Τεμ. 1
LM 7905 σχήματος (TO-220)	Τεμ. 1
Μετασχηματιστής 2x15V - 2A	Τεμ. 1
Πυκνωτές ηλεκτρολυτικοί	Ποσότητα
1mF 40V	Τεμ. 2

0,1mF 40V

Τεμ. 2

Κλέμες πλακέτας τριπλές

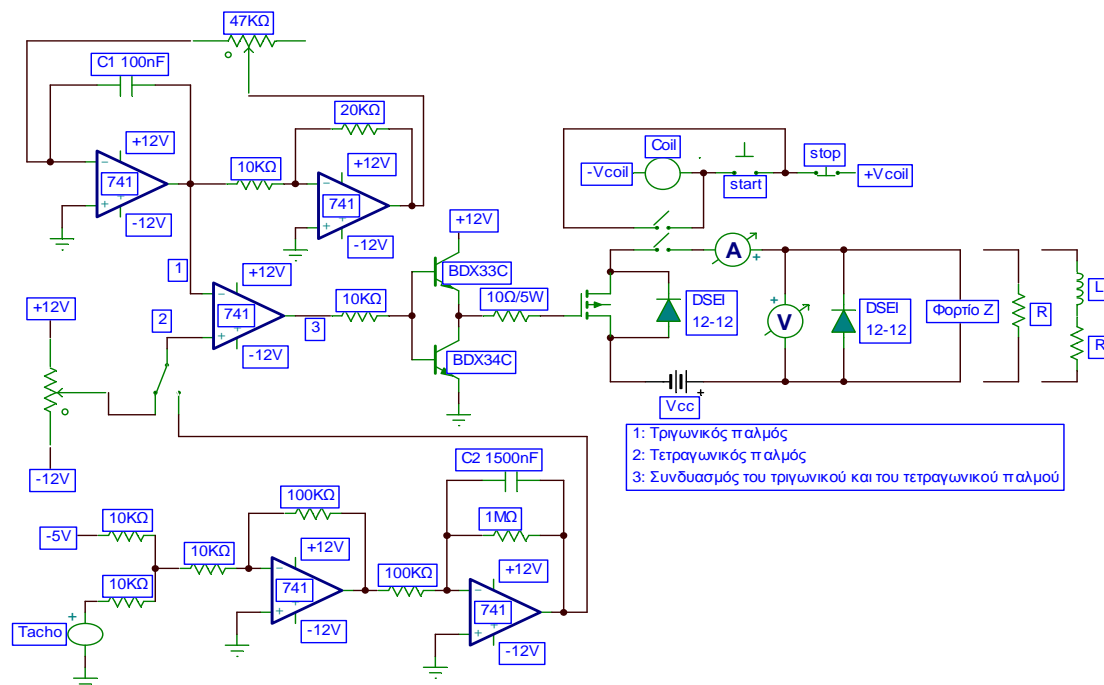
Τεμ. 2

Κλέμες πλακέτας διπλές

Τεμ. 1

Κύκλωμα Ελέγχου

Το κύκλωμα ελέγχου του μετατροπέα το έχουμε αναλύσει στο κεφάλαιο 3 οπότε σε αυτό το κεφάλαιο θα παρουσιάσουμε το κύκλωμα, το σχέδιο για την υλοποίηση της πλακέτας καθώς και τη φωτογραφία της πλακέτας υλοποιημένης.



Σχήμα 4.

Όπως φαίνεται στο παραπάνω σχέδιο του κυκλώματος ελέγχου του μετατροπέα ο έλεγχος γίνεται με δύο τρόπους,

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

Στον ολοκληρωτή, με τη φόρτιση και την εκφόρτιση του πυκνωτή C1 παράγεται ο τριγωνικός παλμός του οποίου τα όρια καθορίζονται από τον συγκριτή υστέρησης. Η αντίσταση R2 είναι υπεύθυνη για τη συχνότητα του τριγωνικού παλμού οπότε αν την αντικαταστήσουμε με ένα ποτενσιόμετρο 47KΩ μπορούμε να πετύχουμε ρύθμιση της συχνότητας.

Έπειτα από το ένα άκρο του πυκνωτή C₁ οδηγούμε τον τριγωνικό παλμό στην αναστρέφουσα είσοδο ενός συγκριτή. Στη μη αναστρέφουσα είσοδό του συγκριτή οδηγούμε μία σταθερή τάση την οποία ρυθμίζουμε χειροκίνητα μέσω ενός ποτενσιόμετρου. Από την σύγκριση της τριγωνικής μορφής και της σταθερής τάσης προκύπτει μία τετραγωνική κυματομορφή.

Την τετραγωνική αυτή κυματομορφή την οδηγούμε σε μία ενισχυτική διάταξη η οποία αποτελείται από δύο τρανζίστορ τύπου Darlington BDX33C NPN και ένα BDX34C PNP. Το τρανζίστορ BDX33C είναι πολωμένο ορθά και τροφοδοτείται με 12V τάση ενώ το BDX34C έχει γειωθεί. Κατά τη θετική ημιπερίοδο του τετραγωνικού παλμού, άγει το τρανζίστορ BDX33C και το οποίο ενισχύει τη θετική τιμή του τετραγωνικού παλμού. Ενώ στην αρνητική ημιπερίοδο άγει το τρανζίστορ BDX34C το οποίο και μηδενίζει οποιαδήποτε τάση. Στην είσοδο της ενισχυτικής διάταξης έχουμε λοιπόν έναν τετραγωνικό παλμό οποίος οδηγείται στην πύλη MOSFET και έτσι αυτό λειτουργεί διακοπτικά.

β) **Αυτόματος έλεγχος:** αντί για τη χειροκίνητη ρύθμιση τις τάσης που φτάνει στο συγκριτή που είδαμε προηγουμένως μπορούμε να πετύχουμε και αυτόματο έλεγχο των στροφών του κινητήρα με τη βοήθεια μιας ταχογεννήτριας.

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

Σχέδιο τυπωμένου κυκλώματος για πλακέτα

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

Περιγραφή/ ονομασία	Ποσότητα
Ποτενσιόμετρο πολύτροφό 10ΚΩ (γραμμικό)	Τεμ. 1
Ποτενσιόμετρο 47ΚΩ (γραμμικό)	Τεμ. 1
LM 741 σχήματος (8 DIP)	Τεμ. 5
BDX33C σχήματος (TO-220)	Τεμ. 1
BDX34C σχήματος (TO-220)	Τεμ. 1
Ρελέ πλακέτας με τάση πηνίου (24Vac)	Τεμ. 1
PowerMOSFet (TO-3P)	Τεμ. 1
Ψήκτρα W9NK90Z (TO-3P)	Τεμ. 1
Fast RECOVERY diode IXUS DSEI 12- 12A	Τεμ. 1
Βάσεις για τοποθέτηση LM 741	Τεμ. 5
Πυκνωτές MKT 368:	Ποσότητα
100 nF 63 V	Τεμ. 1
1500 nF 100V	Τεμ. 1
Αντιστάσεις ακριβείας ¼W	Ποσότητα
10ΚΩ	Τεμ. 5
20ΚΩ	Τεμ. 1
100ΚΩ	Τεμ. 1
100Ω	Τεμ. 1
1ΜΩ	Τεμ. 1

Αντίσταση $10\Omega/5W$

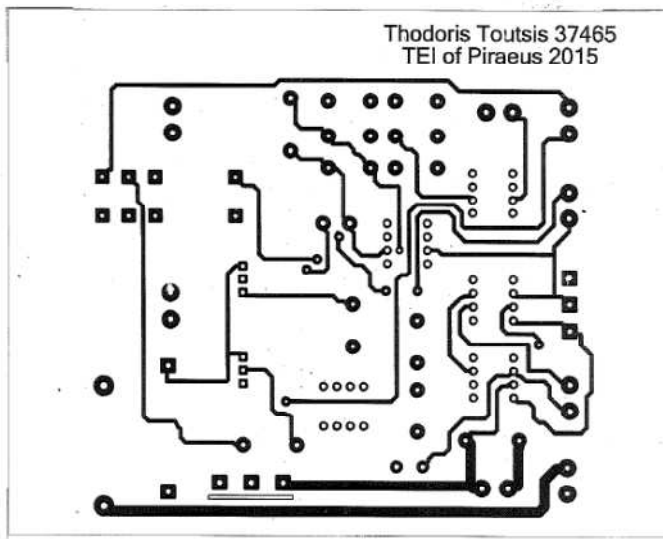
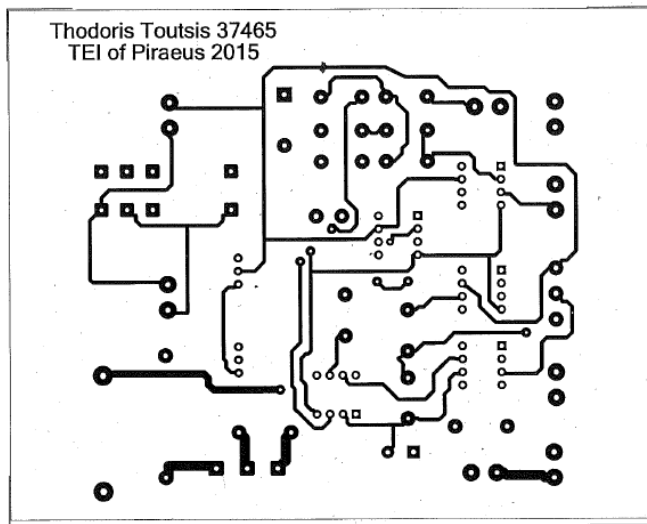
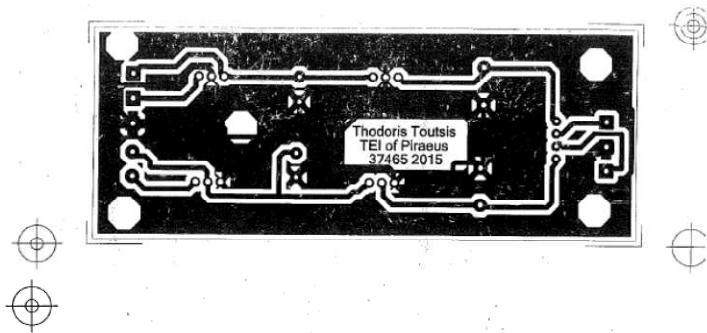
Τεμ. 1

Κλέμες πλακέτας διπλές

Τεμ. 5

Κλέμες πλακέτας τριπλές

Τεμ. 4

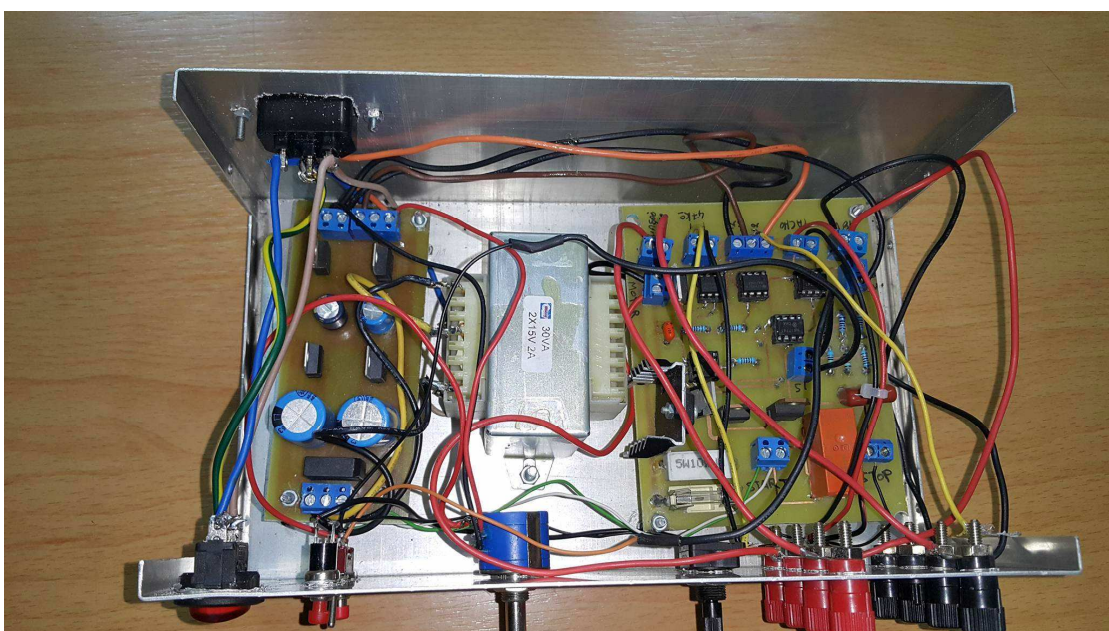
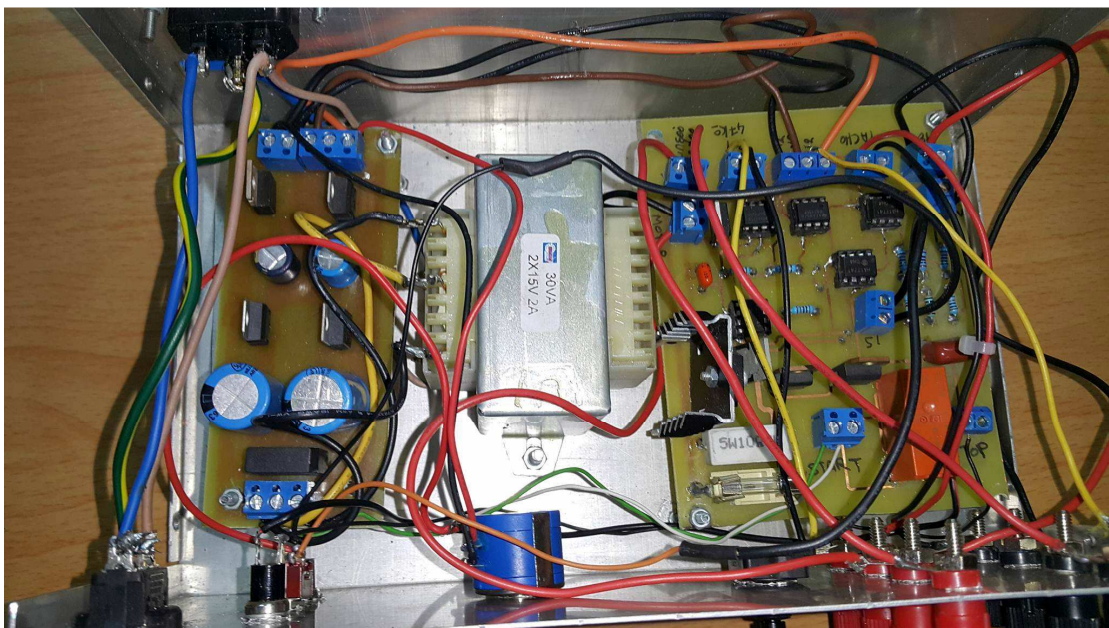


Εικόνες τυπωμένου κυκλώματος ελέγχου.

Συναρμολόγηση Κατασκευής

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

Στις φωτογραφίες παρακάτω φαίνεται η κατασκευή μας εξωτερικά και εσωτερικά.





Υλικά Κουτιού

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

Υλικά	Ποσότητα
Button έναρξης (N.O)	Τεμ. 1
Button τερματισμού (N.C)	Τεμ. 1
Μεταγωγικός διακόπτης 2 Θέσεων	Τεμ. 1
Διακόπτης (on/off) με φωτισμό	Τεμ. 1
Σετ μπόρνες κόκκινο – μαύρο	Τεμ. 2
Ασφαλειοθήκη βιδωτή	Τεμ. 1
Μεταλλικοί αποστάτες ύψους 2,5cm με παξιμάδι	Τεμ. 8
Ρευματολήπτης με καλώδιο 1,5mm ²	Τεμ. 1
Κουτί κατασκευής 27cm (πλάτος) 18cm (βάθος) 13cm (ύψος)	Τεμ. 1
Ασφάλεια	Ποσότητα
6A	Τεμ. 1

Βιβλιογραφία

1. Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters, M. K. Kazimierczuk, Wiley (2008).
2. Design and Implementation of Fully-Integrated Inductive DC-DC Converters in Standard CMOS, M. Wens, M. Steyaert, Springer (2011).
3. Μελέτη και κατασκευή για Ρύθμιση Στροφών ενός DC Κινητήρα (Ισχύος 2kW) μέσω Μετατροπέα Υποβιβασμού Τάσης, Διπλωματική Εργασία, Γ. Α. Ζαφειράκης, ΕΜΠ (2012).
4. Μελέτη και Κατασκευή Μετατροπέα DC-DC για την Οδήγηση Ηλεκτρικού Οχήματος, Διπλωματική Εργασία, Π. Σιμιτσή, ΤΕΙ Πειραιά (2013).
5. Μελέτη και Κατασκευή Μετατροπέα DC-DC, Γ. Μαρκαναστασάκης, Γ. Κασιμάλης, Πτυχιακή Εργασία.