



ΠΑΝΕΠΙΣΤΗΜΙΟ ΔΥΤΙΚΗΣ ΑΤΤΙΚΗΣ

ΣΧΟΛΗ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΚΑΙ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**ΕΛΕΓΧΟΣ DC ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΕΣΩ DC/DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ
ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΗΣ ΠΛΗΡΟΥΣ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗΣ ΓΕΦΥΡΑΣ**

**DC MOTOR CONTROL BY DC/DC CONVERTER AND CONSTRUCTION OF CIRCUIT FOR
CONTROL OF SINGLE PHASE FULLY CONTROLLED BRIDGE**

ΣΠΟΥΔΑΣΤΗΣ 1:

ΟΝΟΜΑΤΕΠΩΝΥΜΟ: ΔΗΜΗΤΡΙΟΣ ΔΟΥΔΕΣΗΣ

ΑΜ:45428

ΣΠΟΥΔΑΣΤΗΣ 2:

ΟΝΟΜΑΤΕΠΩΝΥΜΟ: ΡΑΜΑΔΑΝ ΜΟΥΣΤΑΦΑ

ΑΜ:45018

Επιβλέπων: ΗΡΑΚΛΗΣ ΒΥΛΛΙΩΤΗΣ, Λέκτορας

ΑΙΓΑΛΕΩ

ΔΕΚΕΜΒΡΙΟΣ 2018

Πίνακας περιεχομένων

ΠΡΟΛΟΓΟΣ	3
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1 (ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ)	4
1.1 ΗΛΕΚΤΡΟΜΗΧΑΝΙΚΗ ΜΕΤΑΤΡΟΠΗ ΤΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ	5
1.2 ΔΟΜΗ ΕΝΟΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ.....	5-8
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2 (ΕΙΔΗ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΚΑΙ ΤΑΣΗΣ)	9
2.1 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ AC-DC Η ΑΝΟΡΘΩΤΕΣ (RECTIFIERS).....	10-13
2.2 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ DC-AC Η ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ (INVERTERS).....	14-17
2.3 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ DC-DC (CONVERTERS).....	16-17
2.4 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ AC-AC (CYCLOCONVERTERS).....	17-21
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3 (ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ - DC MOTORS)	22
3.1 ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ DC.....	23
3.2 ΒΑΣΙΚΕΣ ΑΡΧΕΣ ΜΗΧΑΝΩΝ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ.....	23-32
3.3 ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ DC ΠΑΡΑΛΛΗΛΗΣ ΔΙΕΓΕΡΣΗΣ	33-34
3.4 ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ DC ΔΙΕΓΕΡΣΗΣ ΣΕΙΡΑΣ.....	34-35
3.5 ΣΥΝΘΕΤΗΣ ΔΙΕΓΕΡΣΗΣ	36-37
3.6 ΠΕΔΗΣΗ ΤΩΝ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ.....	38-42
3.7 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΣΕ ΤΕΣΣΕΡΑ ΤΕΤΑΡΤΗΜΟΡΙΑ	42-43
3.8 ΡΟΠΗ ΤΟΥ ΦΟΡΤΙΟΥ.....	43-45
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4 (ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΣΧΥΟΣ)	46
4.1 ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΣΧΥΟΣ	47
4.2 ΔΙΟΔΟΣ	48-51
4.3 ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ.....	52-53
4.3.1 ΔΙΠΟΛΙΚΟ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΕΠΑΦΗΣ-BJT	53-54
4.3.2 ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΕΠΙΔΡΑΣΗΣ ΠΕΔΙΟΥ-FET.....	55
4.3.3 ΤΟ FET ΕΠΑΦΗΣ (JFET)	55-57
4.4 ΘΥΡΙΣΤΟΡ (THYRISTOR)	58-62
4.5 MOSFET	62-64
4.5.1 MOSFET ΤΥΠΟΥ ΚΕΝΩΣΗΣ	64
4.5.2 MOSFET ΤΥΠΟΥ ΕΝΙΣΧΥΣΗΣ	64-67
4.6 ΔΙΠΟΛΙΚΟ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΜΟΝΩΜΕΝΗΣ ΠΥΛΗΣ (IGBT).....	68
4.7 TRIAC	69-70
4.8 GTO (GATE TURN OFF).....	70-74
4.9 ΧΡΟΝΙΣΤΗΣ 555	75-77
4.9.1 ΒΑΣΙΚΕΣ ΣΥΝΔΕΣΜΟΛΟΓΙΕΣ	78-80

4.10 ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΙ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ	80
4.10.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΣΤΟΥΣ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΥΣ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ	80-82
4.10.2 Ο ΙΔΑΝΙΚΟΣ ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΣ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ	83-84
4.10.3 Ο ΜΗ ΑΝΤΙΣΤΡΕΦΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ	84-86
4.10.4 Ο ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ.....	86
4.10.5 Ο ΑΘΡΟΙΣΤΗΣ ΤΑΣΕΩΝ	87-88
4.10.6 Ο ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΔΙΑΦΟΡΩΝ	88-89
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5 (ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΣΕ ΣΥΝΕΧΕΣ).....	90
5.1 ΓΕΝΙΚΑ ΓΙΑ ΤΟΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ DC/DC	91
5.2 ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ Σ.Ρ./Σ.Ρ.	92
5.3 ΤΑΞΙΝΟΜΗΣΗ ΤΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ Σ.Ρ.Σ.Ρ.	93
5.3.1 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ./Σ.Ρ. ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ (STEP-DOWN DC/DC CONVERTER) Η ΕΝ ΣΕΙΡΑ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ./Σ.Ρ. (BUCK DC/DC CONVERTER).....	94-95
5.3.2 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ./Σ.Ρ. ΑΝΥΨΩΣΗΣ (STEP-UP DC/DC CONVERTER) Η ΕΝ ΠΑΡΑΛΛΗΛΩ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ./Σ.Ρ. (BOOST DC/DC CONVERTER)	95-96
5.3.3 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ./Σ.Ρ. ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ- ΑΝΥΨΩΣΗΣ (STEP-DOWN/UP DC/DC CONVERTER) Η ΕΝ ΣΕΙΡΑ- ΕΝ ΠΑΡΑΛΛΗΛΩ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ./Σ.Ρ. (BUCK-BOOST DC/DC CONVERTER).....	97-98
5.3.4 ΣΥΝΕΧΗΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ./Σ.Ρ. (CUK CONVERTER)	98-99
5.4 ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ.....	99-100
5.5 ΕΛΕΓΧΟΣ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ Σ.Ρ. ΜΕΣΩ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ Σ.Ρ./Σ.Ρ.	100
5.5.1 ΓΕΝΙΚΑ ΓΙΑ ΤΟΝ ΕΛΕΓΧΟ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ.....	100
5.5.2 ΕΛΕΓΧΟΣ ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΕ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ Σ.Ρ./Σ.Ρ. ΕΞΙΣΩΣΕΙΣ ΓΙΑ ΣΥΝΕΧΗ ΚΑΙ ΑΣΥΝΕΧΗ ΑΓΩΓΗ ..	101-105
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6 (MATLAB SIMULINK).....	106-111
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7 (ΕΛΕΓΚΤΕΣ PID ΚΑΙ PWM (PULSE WIDTH MODULATION))	113
7.1 ΕΛΕΓΚΤΕΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΑΥΤΟΜΑΤΟΥ ΕΛΕΓΧΟΥ.....	113
7.2 ΓΕΝΙΚΗ ΑΝΑΦΟΡΑ ΣΤΑ ΕΙΔΗ ΕΛΕΓΚΤΩΝ	114-121
7.3 ΤΕΧΝΙΚΗ ΠΑΛΜΟΔΟΤΗΣΗΣ PWM-PULSE WIDTH MODULATION (ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΕΥΡΟΥΣ ΠΑΛΜΩΝ).....	121-123
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8 (ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ (ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΕΝΟΣ ΤΕΤΑΡΤΗΜΟΡΙΟΥ)	124
8.1 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ DC/DC ΧΩΡΙΣ ΕΛΕΓΧΟ	125-129
8.2 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ DC/DC 1 ΤΕΤΑΡΤΗΜΟΡΙΟΥ ΜΕ ΕΛΕΓΚΤΗ.....	130-133
8.3 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΤΕΣΣΑΡΩΝ ΤΕΤΑΡΤΗΜΟΡΙΩΝ.....	134-136
ΚΕΦΑΛΑΙΟ 9 (ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ (ΓΕΝΝΗΤΡΙΑ ΕΛΕΓΧΟΥ ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΗΣ ΓΕΦΥΡΑΣ THYRISTOR)	137-160
ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ	161

ΠΡΟΛΟΓΟΣ

Έλεγχος DC Κινητήρα με DC/DC μετατροπέα

Η ηλεκτρική κίνηση είναι μία από τις βασικές περιοχές της επιστήμης του Ηλεκτρολόγου Μηχανικού. Σήμερα χρησιμοποιείται στην βιομηχανία, ηλεκτρικά αυτοκίνητα, ανανεώσιμες πηγές ενέργειας και σε πολλούς τομείς της καθημερινότητας.

Ο έλεγχος ενός DC κινητήρα είναι απλός, εύκολος και έχει γρήγορη απόκριση. Τα πρώτα χρόνια χρησιμοποιούνταν απλοί τρόποι για τον έλεγχο τους χωρίς να έχουν μεγάλη ακρίβεια στα αποτελέσματα. Η εξέλιξη των ηλεκτρονικών έδωσε την δυνατότητα στους ηλεκτρολόγους να έχουν καλύτερο έλεγχο μέσω διαφόρων μετατροπέων. Σήμερα οι ηλεκτρολόγοι μηχανικοί έχουν την δυνατότητα μέσω διαφόρων προγραμμάτων προσομοίωσης (πχ MATLAB) να δουν με μεγάλη ακρίβεια τα αποτελέσματα που θα έχει ένα σύστημα ελέγχου για την οδήγηση ενός DC κινητήρα. Μέσω των προγραμμάτων προσομοίωσης μπορεί να ελέγξει το ρεύμα, την ταχύτητα και την ροπή του κινητήρα ανάλογα με τα φορτία που θα χρησιμοποιεί. Αυτός ο τρόπος βοηθάει στην σωστή σχεδίαση ενός συστήματος ηλεκτρικής κίνησης χωρίς να γίνεται υπερδιαστασιολόγηση υλικών και σπάταλη ενέργειας και χρήματων. Πολλές φορές γίνεται χρήση διαφόρων ελεγκτών αυτοματισμού (P, I, PD, PI, PID) όπου σε συνεργασία με τα ηλεκτρονικά ισχύος μπορούν με ασφάλεια να οδηγήσουν ένα σύστημα ηλεκτρικής κίνησης.

Σε αυτή τη πτυχιακή έχουμε 9 κεφάλαια τα όποια είναι τα εξής:

Αρχικά στο 1^ο κεφάλαιο γίνεται αναφορά στα συστήματα ηλεκτρικής κίνησης, στο 2^ο κεφάλαιο αναλύονται τα είδη μετατροπέων ρεύματος και τάσης, στο 3^ο γίνεται αναφορά στους dc κινητήρες και βασικές αρχές αυτών, στο 4^ο κεφάλαιο παρουσιάζονται ηλεκτρονικά ισχύος τα όποια έχουν χρησιμοποιηθεί στο matlab και στην κατασκευή μας. Στο 5^ο κεφάλαιο παρουσιάζεται ο μετατροπέας DC/DC και τα είδη του μετατροπέα. Στο 6^ο κεφάλαιο παρουσιάζονται διάφορα μπλοκ που χρησιμοποιήθηκαν στο matlab simulink, στο κεφάλαιο 7 εξηγούνται διάφορα είδη ελεγκτών και η λειτουργία PWM. Στα κεφάλαια 8 και 9 αναφέρεται το πειραματικό μέρος του matlab και της κατασκευής.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 1

(ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ)

1.1 ΗΛΕΚΤΡΟΜΗΧΑΝΙΚΗ ΜΕΤΑΤΡΟΠΗ ΤΗΣ ΕΝΕΡΓΕΙΑΣ

Μια συσκευή ηλεκτρομηχανικής μετατροπής της ενέργειας, είναι ο συνδυαστικός κρίκος μεταξύ ενός ηλεκτρικού και ενός μηχανικού συστήματος. Με κατάλληλη ζεύξη των δύο συστημάτων, είναι δυνατή η μετατροπή ενέργειας από μηχανική σε ηλεκτρική μορφή και αντίστροφα. Βασική συνιστώσα ενός συστήματος ηλεκτρομηχανικής μετατροπής ενέργειας αποτελεί η στρεφόμενη ηλεκτρική μηχανή, η οποία έχει τη δυνατότητα να λειτουργεί είτε ως γεννήτρια (όπου το μηχανικό σύστημα δια της συσκευής παρέχει ενέργεια στο ηλεκτρικό σύστημα), είτε ως κινητήρας (όπου τώρα η μεταφορά της ισχύος γίνεται από το ηλεκτρικό στο μηχανικό σύστημα).

Η διαδικασία είναι ουσιαστικά αντιστρεπτή, αν και μέρος της ενέργειας, μετατρέπεται "μη αντιστρεπτά" σε θερμότητα. Οποιοσδήποτε κινητήρας, μπορεί να λειτουργήσει ως γεννήτρια και οποιαδήποτε γεννήτρια μπορεί να παράγει μηχανική ισχύ ως κινητήρας. Αν και υπάρχουν διάφορα είδη ηλεκτρικών μηχανών, οι βασικές αρχές λειτουργίας τους είναι κοινές. Σε κάθε ηλεκτρική μηχανή, έχουμε κίνηση αγωγών εντός μαγνητικού πεδίου οπότε αναπτύσσονται τάσεις (φαινόμενο γεννήτριας), στην περίπτωση δε κλειστού κυκλώματος, όπου οι κινούμενοι αγωγοί διαρρέονται από ρεύμα αναπτύσσονται μηχανικές δυνάμεις (φαινόμενο κινητήρα). Παρατηρούμε δηλαδή ότι, τα φαινόμενα γεννήτριας και κινητήρα, συνυπάρχουν ταυτόχρονα σε οποιαδήποτε λειτουργική κατάσταση της μηχανής.

Επομένως, η ηλεκτρομηχανική μετατροπή της ενέργειας, βασίζεται στην ύπαρξη φυσικών φαινομένων, τα οποία σχετίζονται αφενός μεν το μαγνητικό ή το ηλεκτρικό πεδίο και αφετέρου τη μηχανική δύναμη και την κίνηση. Το "μέσο", μέσω του οποίου είναι δυνατή η αλληλεπίδραση (και κατά συνέπεια η ανταλλαγή ενέργειας), μεταξύ του ηλεκτρικού και του μηχανικού συστήματος, είναι το μαγνητικό πεδίο στο διάκενο της μηχανής.

1.2 ΔΟΜΗ ΕΝΟΣ ΣΥΣΤΗΜΑΤΟΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ

Ένα Σύστημα Ηλεκτρικής Κίνησης αποτελείται από ένα σύνολο διασυνδεδεμένων εξαρτημάτων και συσκευών, με στόχο τη μετατροπή (κυρίως από ηλεκτρική σε μηχανική μορφή), τον έλεγχο και τη ρύθμιση της παρεχόμενης ενέργειας, σε μια συγκεκριμένη τεχνολογική διαδικασία. Το ζητούμενο είναι, η επίτευξη ελεγχόμενης κίνησης των συνιστωσών του μηχανικού μέρους, σύμφωνα με τις επιθυμητές λειτουργικές προδιαγραφές.

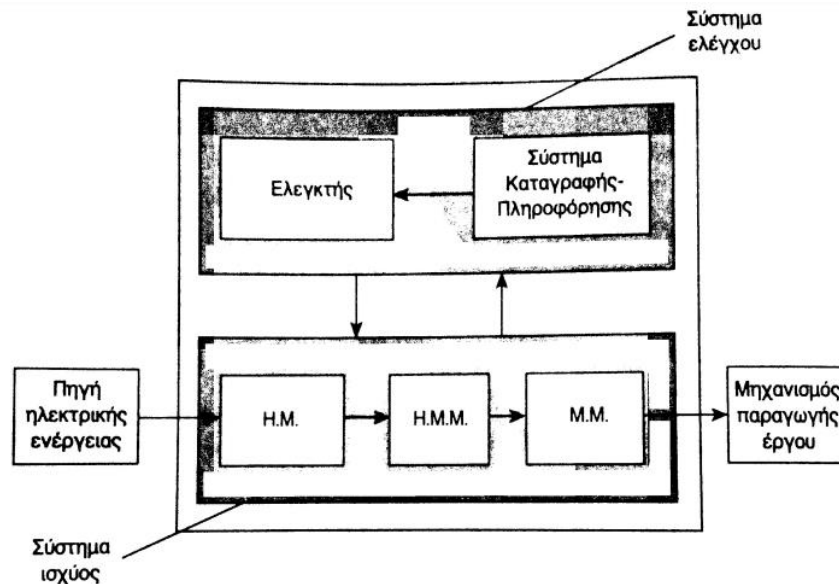
Ένα σύστημα ηλεκτρικής κίνησης, αποτελείται στην ουσία από τα εξής δύο βασικά υποσυστήματα:

Το υποσύστημα ισχύος - το οποίο εξασφαλίζει την ηλεκτρομηχανική μετατροπή της ενέργειας.

- **Το υποσύστημα ελέγχου** - το οποίο εξασφαλίζει τον έλεγχο και τη ρύθμιση της ενέργειας.

Η βασική δομή ενός συστήματος ηλεκτρικής κίνησης (Σ.Η.Κ.), υπό μορφή δομικού διαγράμματος, δίνεται στο σχ.1.1

Το σύστημα ελέγχου, αποτελείται από τη μονάδα καταγραφής – πληροφόρησης και από τον ελεγκτή. Η μονάδα καταγραφής πληροφόρησης, μέσω καταλλήλων αισθητήρων επικοινωνεί με το σύστημα ισχύος και τροφοδοτεί τον ελεγκτή με τις τιμές των μεταβλητών εκείνων που καθορίζουν το επιθυμητό αποτέλεσμα της συγκεκριμένης τεχνολογικής διαδικασίας (ελεγχόμενες μεταβλητές).



Σχήμα 1.1 : Δοκίμο διάγραμμα συστήματος ηλεκτρικής κίνησης

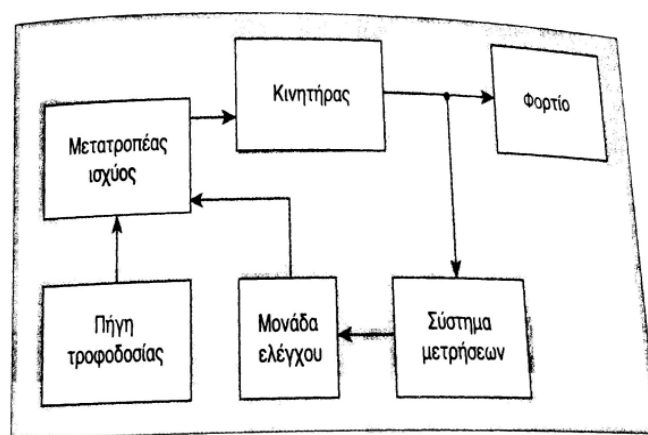
Ο ελεγκτής συγκρίνει τις πραγματικές τιμές των συγκεκριμένων μεταβλητών με τις αντίστοιχες επιθυμητές και στην περίπτωση που υπάρχουν αποκλίσεις, επεμβαίνει μέσω κατάλληλης λογικής σε συγκεκριμένες μεταβλητές του συστήματος ισχύος (μεταβλητές δράσης), με στόχο το μηδενισμό των αποκλίσεων.

- **Το μηχανισμό παραγωγής έργου**, αποτελείται από τις απαραίτητες μηχανικές διατάξεις και συσκευές, οι οποίες πραγματοποιούν την τεχνολογική διαδικασία.
- **Την πηγή της ηλεκτρικής ενέργειας**, η οποία παρέχει την απαιτούμενη ηλεκτρική ενέργεια (για την ηλεκτρομηχανική μετατροπή), στο σύστημα ισχύος.
- **Το σύστημα ισχύος**, εξασφαλίζει τη μετατροπή της ηλεκτρικής ενέργειας σε μηχανική, σύμφωνα με τις απαιτήσεις (που καθορίζονται από τις προδιαγραφές λειτουργίας) της τεχνολογικής διαδικασίας. Στη γενική περίπτωση, αποτελείται από τις παρακάτω τρεις επιμέρους μονάδες.

- **Τον ηλεκτρικό μετατροπέα (Η.Μ.),** ο οποίος μετατρέπει τα χαρακτηριστικά της ηλεκτρικής ενέργειας (τάση, συχνότητα, κ.λ.π.). Δηλαδή, ο συγκεκριμένος μετατροπέας μπορεί να είναι, ένας απλός μετασχηματιστής, ένας ανορθωτής, ένας μετατροπέας συχνότητας, κ.λ.π.
- **Τον ηλεκτρομηχανική μετατροπέα (Η.Η.Μ.),** ο οποίος μετατρέπει την ηλεκτρική ενέργεια σε μηχανική. Για τη μεγάλη πλειοψηφία των συστημάτων κίνησης, ο ηλεκτρομηχανικός μετατροπέας είναι ένας απλός ηλεκτρικός κινητήρας (Σ.Ρ. ή ΕΡ.) .
- **Το μηχανικό μετατροπέα (Μ.Μ.),** ο οποίος μετατρέπει τα χαρακτηριστικά της μηχανικής ενέργειας (ταχύτητα, ροπή, κ.λ.π.), σύμφωνα με τις απαιτήσεις του μηχανισμού παραγωγής έργου. Στην πιο απλή περίπτωση μπορεί να είναι, μια τροχαλία, ένας μειωτήρας στροφών, κ.λ.π.

Με βάση τα παραπάνω, η δομή ενός συστήματος ηλεκτρικής κίνησης μπορεί να πάρει τη μορφή του σχ.1.2.

Η σωστή σχεδίαση ενός συστήματος κίνησης, απαιτεί πλήρη γνώση της στατικής και δυναμικής συμπεριφοράς όλων των επιμέρους συνιστωσών του, καθόσον με τη δράση και αλληλεπίδρασή τους επιτυγχάνεται το επιθυμητό αποτέλεσμα.



Σχήμα 1.2: Απλοποιημένο δομικό διάγραμμα συστήματος ηλεκτρικής κίνησης

Ο κινητήρας μαζί με το μετατροπέα ισχύος, αποτελούν το λεγόμενο "σύστημα Οδήγησης", του μηχανικού φορτίου. Βασικές μεταβλητές ελέγχου, είναι η ροπής επιτάχυνση, η ταχύτητα, η θέση, ή και ο οποιοσδήποτε συνδυασμός αυτών. Έχοντας λοιπόν καθορίσει τις απαιτήσεις του μηχανικού φορτίου, ο μετατροπέας ισχύος μέσω, του συστήματος ελέγχου, τροφοδοτεί τον κινητήρα με το κατάλληλο ρεύμα και τάση έτσι ώστε να εξασφαλίσει την επιθυμητή λειτουργία. Στην περίπτωση συστημάτων ελέγχου κλειστού βρόχου, το σήμα ελέγχου του μετατροπέα ισχύος προέρχεται από τη βαθμίδα ανάδρασης, η οποία στη γενική περίπτωση περιλαμβάνει το μετατροπέα της ελεγχόμενης μεταβλητής σε κατάλληλα ηλεκτρικό σήμα (π.χ. ταχογεννήτρια), τον ενισχυτή και ίσως κάποιο φίλτρο (συνήθως 1ης τάξης). Το "σφάλμα", δηλαδή η απόκλιση του ελεγχόμενου μεγέθους από την επιθυμητή τιμή (τιμή αναφοράς), αποτελεί την είσοδο της βαθμίδας ελέγχου.

Η έξοδος της μονάδας ελέγχου, αποτελεί το σήμα ελέγχου του μετατροπέα ισχύος. Στην περίπτωση ελέγχου περισσότερων της μιας παραμέτρων, το τελικό σήμα ελέγχου προέρχεται από το συνδυασμό των επιμέρους σημάτων. Εξυπακούεται ότι, Το κύκλωμα Θα περιέχει αντίστοιχους βρόχους ανατροφοδότησης. Για τον πλήρη έλεγχο όλων των τύπων φορτίων, το σύστημα οδήγησης θα πρέπει να παρέχει, τη δυνατότητα λειτουργίας και στα τέσσερα τεταρτημόρια της χαρακτηριστικής ροπής-στροφών.

Ένας άλλος κρίσιμος παράγοντας για την επιλογή και τη σχεδίαση ενός συστήματος οδήγησης είναι η δυναμική συμπεριφορά του, δηλαδή η αντίδρασή του σε απότομες μεταβολές του φορτίου ή του σήματος ελέγχου αντίστοιχα. Είναι γενικά επιθυμητό, η χρονική διάρκεια κατά τη μετάβαση από μια λειτουργική κατάσταση σε άλλη (π.χ. μεταβολή των στροφών για βηματική αύξηση του φορτίου) και ταυτόχρονα η μέγιστη διακύμανση του ελεγχόμενου μεγέθους, να έχουν όσο το δυνατόν μικρότερες τιμές. Είναι γνωστό από τη θεωρία των συστημάτων αυτομάτου ελέγχου ότι, η μείωση του χρόνου αποκατάστασης της διαταραχής, πρακτικά οδηγεί σε μεγαλύτερες ταλαντώσεις (υπεραπόσβεση) του ελεγχόμενου μεγέθους και το αντίστροφο. Κατά τη σχεδίαση των ρυθμιστών, γίνεται λοιπόν κάποιος "συμβιβασμός" μεταξύ των δύο παραπάνω μεγεθών.

Να διευκρινίσουμε επίσης ότι, η απόκριση του συστήματος εξαρτάται άμεσα από τις εσωτερικές παραμέτρους (ωμικές αντιστάσεις, αυτεπαγωγές, σταθερές αδρανείας κλπ.) και ως εκ τούτου η ακριβής γνώση των τιμών τους, είναι απαραίτητη προϋπόθεση για τη σωστή μελέτη και σχεδίαση του όλου συστήματος. Τέλος, να αναφέρουμε ότι τα διάφορα βιομηχανικά συστήματα οδήγησης, ανάλογα με το είδος του κινητήρα και της τάσης που χρησιμοποιούν, κατατάσσονται στις εξής τρεις βασικές κατηγορίες

- α. Κινητήρας Ε.Ρ., τροφοδοσία από δίκτυο Ε.Ρ.
- β. Κινητήρας Σ.Ρ., τροφοδοσία από δίκτυο ΕΡ.
- γ. Κινητήρας Σ.Ρ., τροφοδοσία από δίκτυο Σ.Ρ.

Στην πρώτη κατηγορία, χρησιμοποιούνται κατά κόρον ασύγχρονοι κινητήρες βραχυκυκλωμένου δρομέα και σπανιότερα δακτυλιοφόροι ασύγχρονοι και σύγχρονοι κινητήρες. Ο έλεγχος των κινητήρων αυτών, όπως θα αναπτύξουμε εκτενέστερα σε επόμενα κεφάλαια, γίνεται με ταυτόχρονη ρύθμιση της τάσης και της συχνότητας τροφοδοσίας του τυλίγματος του στάτη. Πρέπει να αναφέρουμε ότι, στην περίπτωση του ασύγχρονου δακτυλιοφόρου κινητήρα, έχουμε επιπλέον τη δυνατότητα να κάνουμε έλεγχο μέσω του τυλίγματος του δρομέα.

Στη δεύτερη και τρίτη κατηγορία, χρησιμοποιούνται κατά κόρον κινητήρες Σ.Ρ. ξένης διέγερσης και στην μεν πρώτη περίπτωση ο έλεγχος γίνεται μέσω ανορθωτικών διατάξεων ελεγχόμενης φάσης, στη δε δεύτερη μέσω μετατροπών Σ.Ρ./Σ.Ρ.

Στις περισσότερες περιπτώσεις ο έλεγχος των κινητήρων Σ.Ρ. γίνεται μέσω του τυλίγματος τυμπάνου, υπάρχουν όμως και περιπτώσεις όπου γίνεται συνδυασμός ελέγχου μέσω των δύο τυλιγμάτων (τυμπάνου και διέγερσης).

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 2

(ΕΙΔΗ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΡΕΥΜΑΤΟΣ ΚΑΙ ΤΑΣΗΣ)

2.1 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ AC-DC Η ΑΝΟΡΘΩΤΕΣ (RECTIFIERS)

Οι AC-DC μετατροπείς ονομάζονται και ανορθωτές. Αν χρησιμοποιηθούν δίοδοι τότε ονομάζονται μη ελεγχόμενοι ανορθωτές ή ανορθωτές διόδων. Στην περίπτωση που χρησιμοποιηθούν θυρίστορ ονομάζονται ελεγχόμενοι ανορθωτές ή ανορθωτές με θυρίστορ. Παλαιότερα οι ανορθωτές με θυρίστορ ήταν ευρέως διαδεδομένοι για τον έλεγχο DC μηχανών. Πλέον στις εφαρμογές μικρής ισχύος χρησιμοποιούνται άλλα ημιαγωγικά στοιχεία ενώ η χρήση ανορθωτών με θυρίστορ παραμένει σε μεγάλες βιομηχανικές κινητήριες διατάξεις ειδικές εφαρμογές όπως οι επιταχυντές σωματιδίων ενώ χρησιμοποιούνται σε μεγάλο βαθμό για τις απαραίτητες ανορθώσεις σε συστήματα HVDC.

Σκοπός των διατάξεων αυτών, είναι η μετατροπή της, η μεταγωγή (commutation), δηλαδή η μετάβαση του ρεύματος από το ένα θυρίστορ στο επόμενο εναλλασσόμενης τάσης εισόδου, σε ελεγχόμενου μεγέθους συνεχή τάση, μεταβάλλοντας τη γωνία έναυσης «α» (γωνία αγωγής) των διακοπτικών στοιχείων. Σε όλους αυτούς τους μετατροπείς, επιτυγχάνεται πολύ εύκολα με τη λεγόμενη φυσική μεταγωγή (natural or line commutation), οφειλόμενη στην εναλλασσομένη τάση του δικτύου. Η ιδιότητα αυτή της φυσικής μεταγωγής κάνει τους συγκεκριμένους μετατροπείς (phase – controlled converters) ιδιαίτερα απλούς και λιγότερο δαπανηρούς. Λόγω δε των σχετικά μικρών απωλειών των διακοπτικών στοιχείων, η απόδοσή τους είναι αρκετά μεγάλη της τάξης των 90% και άνω. Οι μετατροπείς αυτοί διακρίνονται:

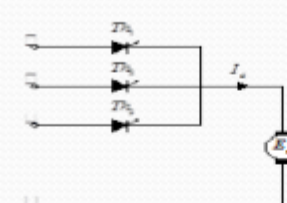
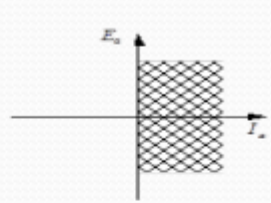
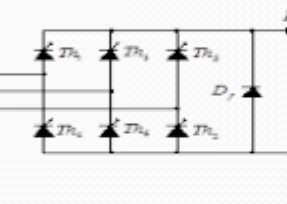
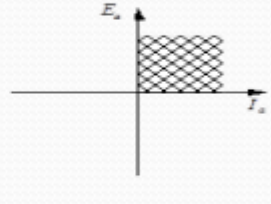
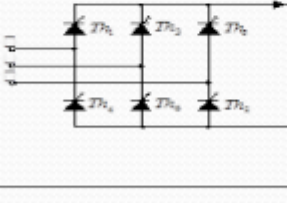
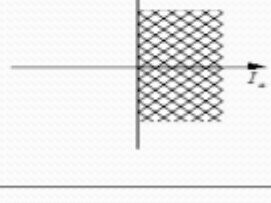
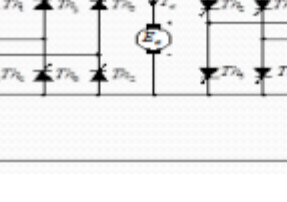
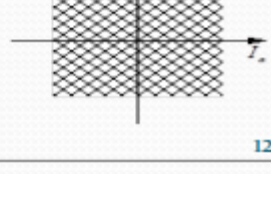
- A. Σε μονοφασικούς μετατροπείς
- B. Σε τριφασικούς μετατροπείς

Η χρήση του καθενός από αυτούς, εξαρτάται από τις απαιτήσεις της συγκεκριμένης εφαρμογής (π.χ. για μεγάλες ισχύεις χρησιμοποιούνται τριφασικές διατάξεις), από το αν υπάρχει η δυνατότητα αντιστροφής (δηλαδή λειτουργία σε περισσότερα του ενός τεταρτημόρια), από το μέγεθος της διακύμανση της ανορθωμένης τάσης κ.λ.π. Οι ημιελεγχόμενες διατάξεις λειτουργούν από τη φύση τους στο πρώτο τεταρτημόριο, δηλαδή η τάση και το ρεύμα έχουν καθορισμένη πολικότητα από την πλευρά του συνεχούς ρεύματος. Οι πλήρως ελεγχόμενες διατάξεις, μπορούν να λειτουργήσουν σε δύο τεταρτημόρια. Δηλαδή, στους μετατροπείς αυτούς μπορεί να αντιστραφεί η πολικότητα της τάσης, όχι όμως και η φορά του ρεύματος, καθόσον οι δίοδοι και τα θυρίστορ είναι μονόπορα στοιχεία. Σε αντίθεση με τους απλούς, οι διπλοί μετατροπείς μπορούν να λειτουργήσουν και στα τέσσερα τεταρτημόρια.

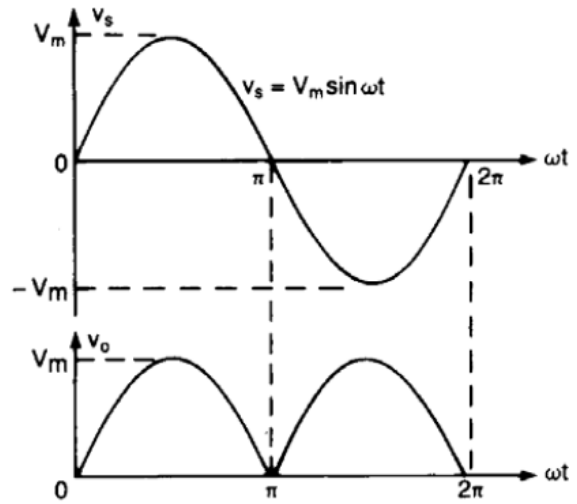
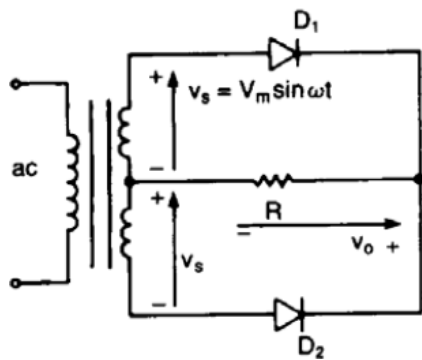
Συνιστάται, στα άκρα των επαγωγικών φορτίων να τοποθετείται μια δίοδος, η οποία στη συνήθη λειτουργία, είναι πολωμένη ανάστροφα. Η δίοδος αυτή είναι γνωστή ως δίοδος ελεύθερης ροής (free wheeling diode) και έχει σκοπό την κατανάλωση της αποθηκευμένης ενέργειας στην αυτεπαγωγή, κατά τα διαστήματα της μη αγωγής των θυρίστορ. Ένα βασικό χαρακτηριστικό που θα πρέπει να διαθέτουν οι δίοδοι αυτές, είναι ότι θα πρέπει να είναι εξαιρετικά γρήγορες ως προς την αναδιάταξη των φορέων τους (ultra high speed diodes), έτσι ώστε να προστατεύουν το κύκλωμα από τις προκαλούμενες υπερτάσεις. Οι βασικές διατάξεις παρουσιάζονται στα σχήματα 2.1 και 2.2

ΚΥΚΛΩΜΑ	ΤΥΠΟΣ	ΤΥΠΙΚΗ ΙΣΧΥΣ	ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΚΥΜΑΤΩΣΗΣ	ΤΕΤΑΡΤΗΜΟΡΙΟ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ
	ΑΠΛΗ ΑΝΟΡΘΩΣΗ ΜΙΣΟΥ ΚΥΜΑΤΟΣ	έως 1 Hp	f	
	ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΗ ΗΜΙΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΓΕΦΥΡΑ	έως 20 Hp	2f	
	ΠΛΗΡΟΣ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΗ ΓΕΦΥΡΑ	έως 20 Hp	2f	
	ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΟΣ ΔΙΠΛΟΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ	έως 20 Hp	2f	

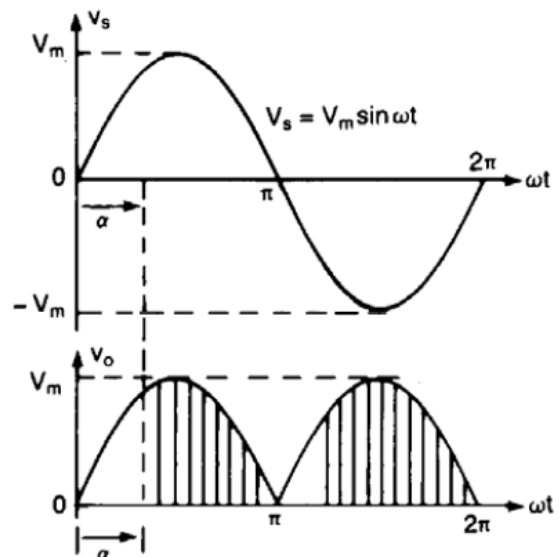
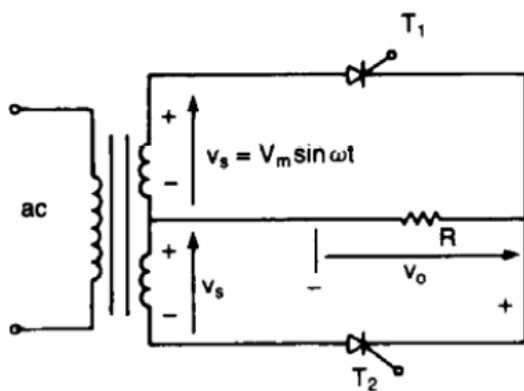
Σχήμα 2.1: Μονοφασικές ανορθωτικές διατάξεις

ΚΥΚΛΩΜΑ	ΤΥΠΟΣ	ΤΥΠΙΚΗ ΙΣΧΥΣ	ΣΥΧΝΟΤΗΤΑ ΚΥΜΑΤΩΣΗΣ	ΤΕΤΑΡΤΗΜΟΡΙΟ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ
	ΤΡΙΦΑΣΙΚΗ ΑΝΟΡΘΩΣΗ ΜΙΣΟΥ ΚΥΜΑΤΟΣ	έως 50 Hp	3f	
	ΤΡΙΦΑΣΙΚΗ ΗΜΙΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΓΕΦΥΡΑ	έως 150 Hp	3f	
	ΠΛΗΡΟΣ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΤΡΙΦΑΣΙΚΗ ΓΕΦΥΡΑ	έως 150 Hp	6f	
	ΤΡΙΦΑΣΙΚΟΣ ΔΙΠΛΟΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ	έως 150 Hp	6f	

Σχήμα 2.2: Τριφασικές ανορθωτικές διατάξεις



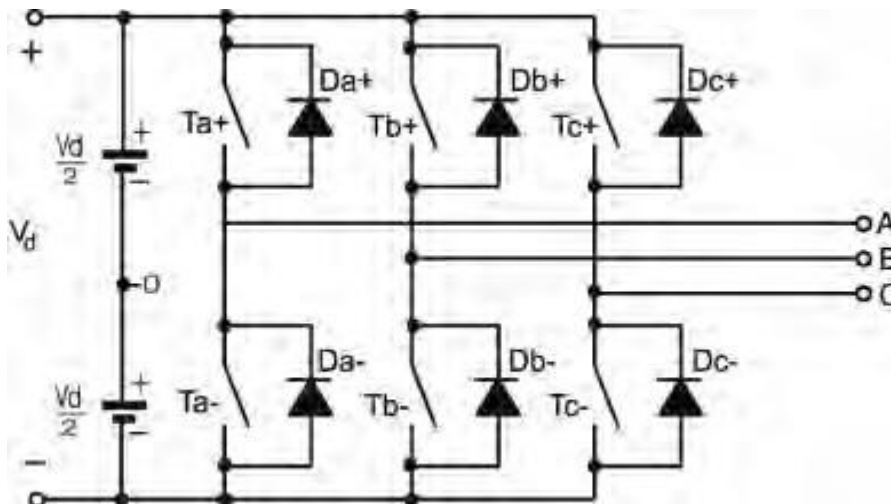
Σχήμα 2.3: Μη ελεγχόμενος μονοφασικός ανορθωτής διόδων



Σχήμα 2.4: Ελεγχόμενος μονοφασικός ανορθωτής

2.2 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ DC-AC Η ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ (INVERTERS)

Η λειτουργία τους είναι αντίθετη εκείνης των ανορθωτών. Οι αντιστροφείς μετατρέπουν δηλαδή την ενέργεια συνεχούς μορφής σε εναλλασσόμενη. Η τάση εξόδου μπορεί να είναι είτε μονοφασική είτε πολυφασική, συνήθως τριφασική. Οι μετατροπείς αυτοί είναι ελεγχόμενοι τόσο για το πλάτος εξόδου όσο και για τη συχνότητα, έλεγχος που επιτυγχάνεται μέσω ρύθμισης του χρόνου αγωγής των στοιχείων.



Σχήμα 2.5: Τριφασικός αντιστροφέας

Οι αντιστροφείς διακρίνονται στις ακόλουθες κατηγορίες:

α) Στους αντιστροφείς πηγής τάσεως (VSI-Voltage Source Inverters) οι οποίοι τροφοδοτούνται από πηγή συνεχούς τάσεως.

β) Στους αντιστροφείς πηγής ρεύματος (CSI - Current Source Inverters) οι οποίοι τροφοδοτούνται από πηγή συνεχούς ρεύματος.

Οι αντιστροφείς πηγής τάσεως συμπεριφέρονται ως φυσική πηγή τάσης, κάτι που απαιτείται από τις περισσότερες εφαρμογές και είναι πιο διαδεδομένοι στην πράξη. Οι αντιστροφείς πηγής ρεύματος χρησιμοποιούνται σε μηχανές πολύ υψηλής ισχύος.

Οι δύο παραπάνω κατηγορίες μπορούν να υποδιαιρεθούν:

α.. Στους μονοφασικούς αντιστροφείς σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας,

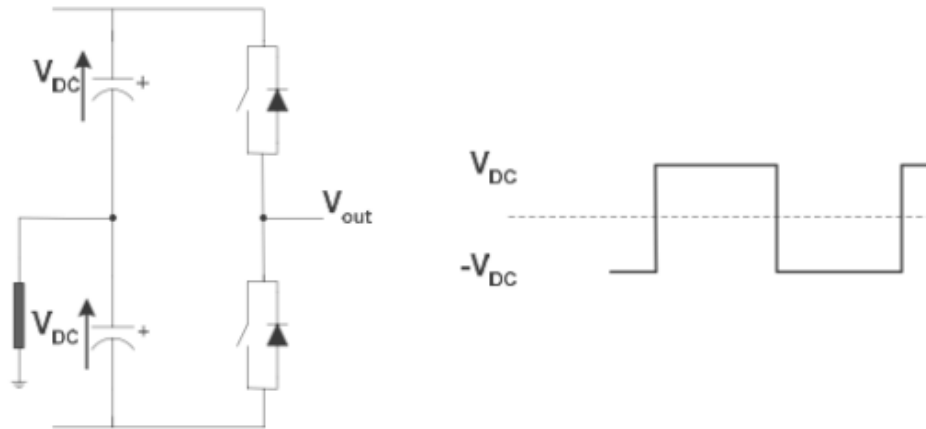
β. Στους μονοφασικούς αντιστροφείς σε συνδεσμολογία γέφυρας

γ. Στους μονοφασικούς push pull αντιστροφείς.

δ. Στους τριφασικούς αντιστροφείς σε συνδεσμολογία ημιγέφυρας. Ανάλογα με τα επίπεδα της φασικής τάσης εξόδου τους οι αντιστροφείς μπορούν να διακριθούν σε αντιστροφείς δύο επιπέδων, τριών επιπέδων, τεσσάρων επιπέδων, πέντε επιπέδων κτλ.

ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΔΥΟ ΕΠΙΠΕΔΩΝ

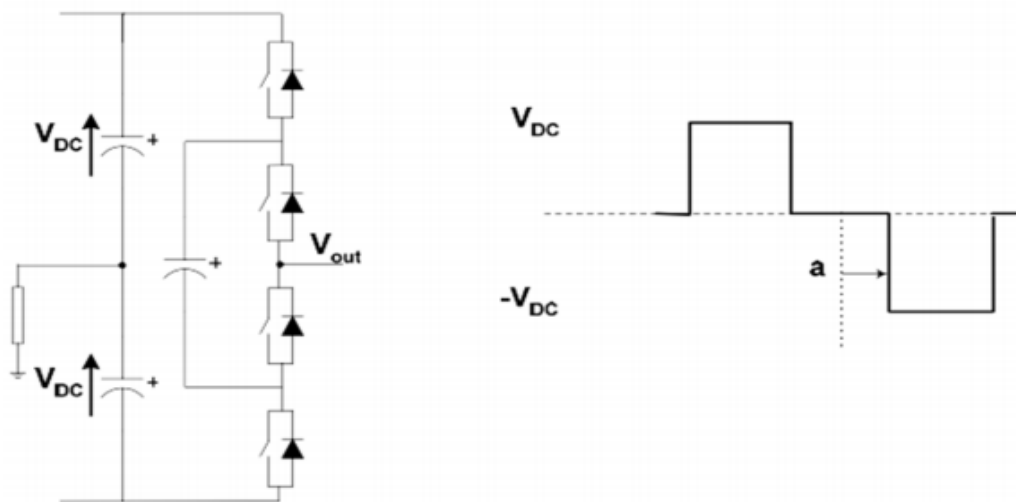
Οι αντιστροφείς δύο επιπέδων αποτελούν την πιο απλή τοπολογία αναστροφέν. Στο ακόλουθο σχήμα παρουσιάζεται μια φάση του συμβατικού αντιστροφέα δύο επιπέδων, του οποίου η τάση εξόδου πρόκειται για έναν τετραγωνικό παλμό δύο καταστάσεων. Ο αντιστροφέας δύο επιπέδων είναι πολύ συνηθισμένος και είναι γνωστός και ως απλός αντιστροφέας.



Σχήμα 2.6: Τοπολογία αντιστροφέα δύο επιπέδων και φασική τάση εξόδου

Οι αντιστροφείς δύο επιπέδων τάσης παρουσιάζουν ένα σημαντικό μειονέκτημα, η κλίση της τάσης dt/dv είναι αρκετά μεγάλη. Αυτό έχει ως συνέπεια την ύπαρξη αυξημένης καταπόνησης στις μονώσεις του φορτίου. Το πρόβλημα αυτό αντιμετωπίζεται με τη χρήση αναστροφέν πολλαπλών επιπέδων τάσης (Multilevel Inverters), στους οποίους η κυματομορφή εξόδου συντίθεται από πολλά επίπεδα τάσης, επιτυγχάνοντας έτσι υψηλότερες τάσεις εξόδου με μικρότερη μεταβολή της τάσης (dt/dv).

ΑΝΤΙΣΤΡΟΦΕΙΣ ΠΟΛΛΑΠΛΩΝ ΕΠΙΠΕΔΩΝ



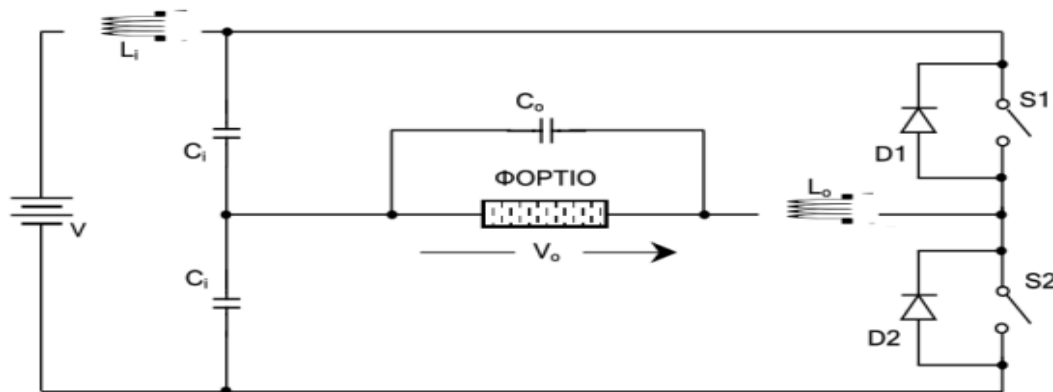
Σχήμα 2.7: Τοπολογία αντιστροφέα τριών επιπέδων και φασική τάση εξόδου

Οι αντιστροφείς πολλαπλών επιπέδων περιλαμβάνουν μια σειρά από ημιαγωγικούς διακόπτες ισχύος και χωρητικότητες – πηγές τάσεως, η έξοδος των οποίων παράγει μια τάση με βηματική κυματομορφή. Οι πολυεπίπεδοι αντιστροφείς παρουσιάζουν δύο κύρια πλεονεκτήματα έναντι των απλών αντιστροφέων:

α. Μπορούν να χειριστούν υψηλές dc τάσεις, κάτι το οποίο επιτυγχάνεται με την δημιουργία επιμέρους επιπέδων τάσης.

β. Η τάση εξόδου τους παρουσιάζει μικρότερο αρμονικό περιεχόμενο, κάτι το οποίο επιτυγχάνεται με τη μετακίνηση μεταξύ των πολλαπλών επιπέδων τάσεως.

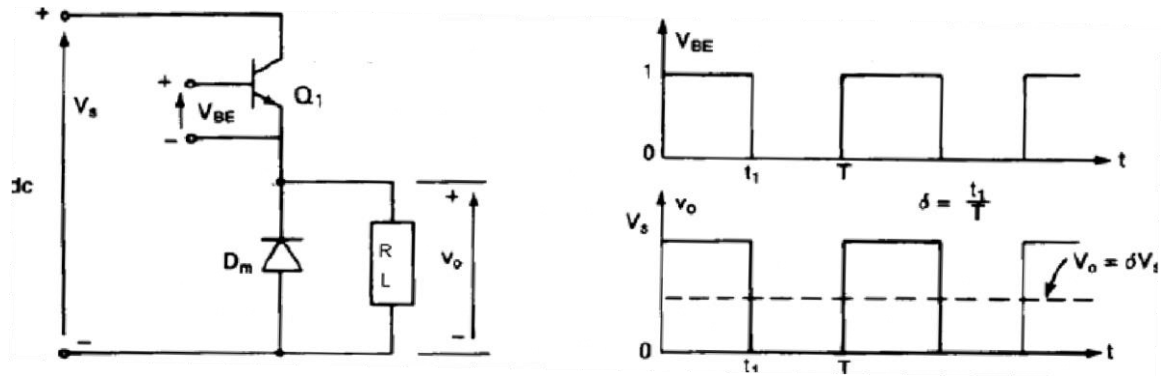
Στο ακόλουθο σχήμα παρουσιάζεται ο αντιστροφέας τριών επιπέδων. Η τάση εξόδου ενός τέτοιου αντιστροφέα είναι ένας τετραγωνικός παλμός τριών καταστάσεων. Σε αντίθεση με τον αντιστροφέα δύο επιπέδων, ο οποίος παρουσιάζει στην έξοδο του μη μηδενική τάση, η τάση εξόδου του αντιστροφέα τριών επιπέδων παρουσιάζει, όπως φαίνεται και στο σχήμα ένα μηδενικό επίπεδο για το ήμισυ της περιόδου.



Σχήμα 2.8: Μονοφασικοί αντιστροφείς δυο επιπέδων σε συνδεσμολογία ημιγεφυρας

2.3 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΪΣ DC-DC (CONVERTERS)

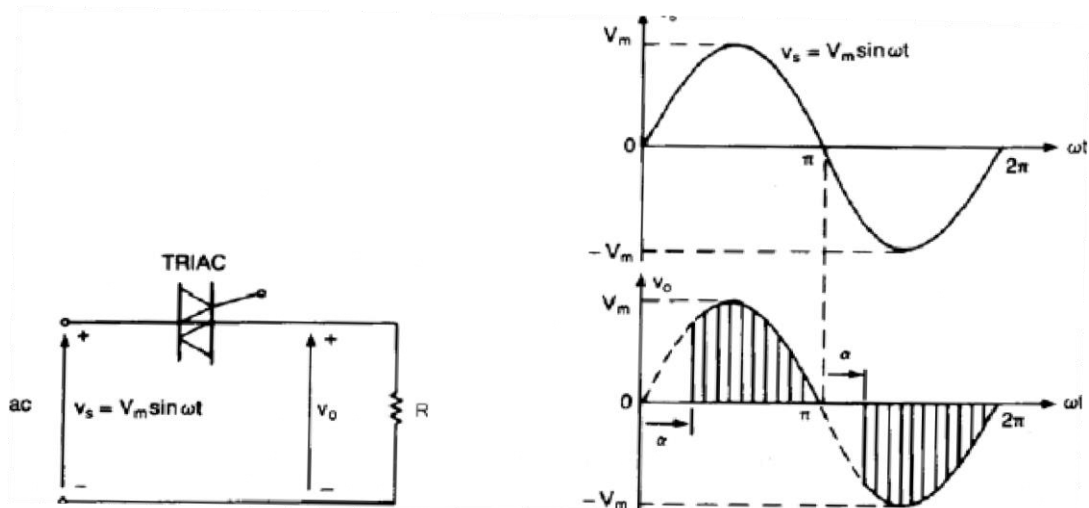
Οι μετατροπείς συνεχούς τάσης σε συνεχή μετατρέπουν τη συνεχή τάση ορισμένου πλάτους και πολικότητας σε συνεχή τάση με διαφορετικό πλάτος ή/και διαφορετική πολικότητα. Οι μετατροπείς αυτού του είδους μπορούν να διακριθούν σε μετατροπείς υποβιβασμού, δηλαδή η τάση εξόδου είναι μικρότερη από την τάση εισόδου (καταμητές), και σε μετατροπείς ανύψωσης, όταν η τάση εξόδου είναι μεγαλύτερη της τάσης εισόδου. Μπορούν επίσης να διαθέτουν απομόνωση της εξόδου από την είσοδό τους. Ένας καταμητής με transistor φαίνεται στο επόμενο σχήμα 2.9.



Σχήμα 2.9: Μετατροπέας υποβιβασμού συνεχούς τάσης με transistor

2.4 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΙΣ AC-AC (CYCLOCONVERTERS)

Οι μετατροπείς αυτοί, γνωστοί και ως κυκλομετατροπείς, μετατρέπουν την εναλλασσόμενη τάση σταθερού πλάτους και συχνότητας σε εναλλασσόμενη τάση με ρυθμιζόμενο πλάτος και συχνότητα. Τα μεγέθη αυτά ελέγχονται ρυθμίζοντας το χρόνο αγωγής των διακοπτικών στοιχείων. Διακρίνονται σε μετατροπείς ανύψωσης συχνότητας ή υποβιβασμού συχνότητας αναλόγων με το αν η συχνότητα εξόδου είναι μεγαλύτερη ή μικρότερη της συχνότητας εισόδου. Υπάρχει και μια ειδική κατηγορία αυτών των μετατροπέων, οι ρυθμιστές εναλλασσόμενης τάσης, στους οποίους η συχνότητα εξόδου είναι σταθερή και ίση με τη συχνότητα εισόδου. Στο σχήμα που ακολουθεί παρουσιάζεται ένας μονοφασικός μετατροπέας με TRIAC.



Σχήμα 2.10: Μονοφασικός μετατροπέας AC-AC με TRIAC

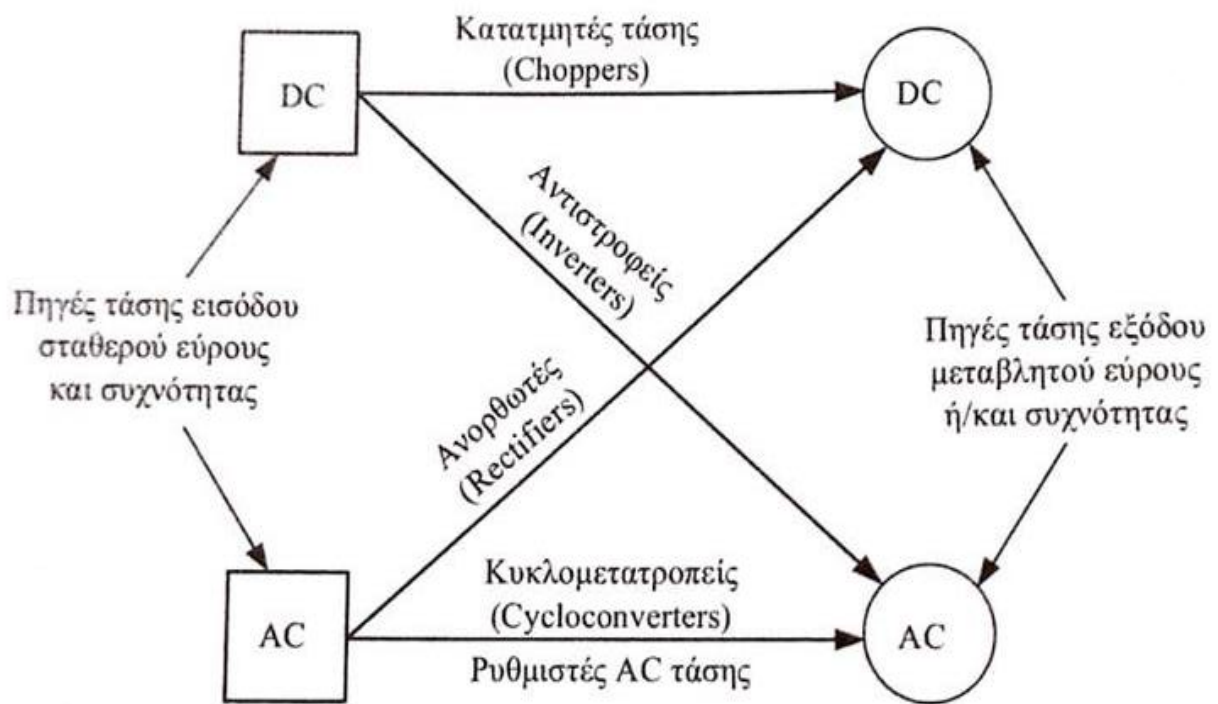
Η παραπάνω διάκριση των μετατροπέων δεν είναι απόλυτη καθώς προϋποθέτει ότι η ροή

της ισχύος γίνεται από την είσοδο προς την έξοδο του μετατροπέα. Στην πραγματικότητα, λόγω των απαιτήσεων των εφαρμογών στις οποίες χρησιμοποιούνται οι μετατροπείς, η ροή ισχύος πρέπει και είναι αμφίδρομη. Αυτό σημαίνει πως είναι δυνατό να υπάρχει ροή ισχύος από την έξοδο προς την είσοδο του μετατροπέα. Έτσι, για παράδειγμα, είναι δυνατόν με κατάλληλο έλεγχο των στοιχείων, ένας ανορθωτής AC-DC να λειτουργεί και ως αντιστροφέας DC-AC. Στην περίπτωση αυτή η ισχύς μεταφέρεται από την έξοδο του μετατροπέα προς το εναλλασσόμενο δίκτυο. Επίσης, ένας μετατροπέας μπορεί να περιλαμβάνει περισσότερους από έναν στοιχειώδη μετατροπέα ισχύος. Είναι πολύ συνηθισμένο στις σημερινές εφαρμογές η είσοδος ενός αντιστροφέα, η απαιτούμενη συνεχής τάση δηλαδή, να προέρχεται από την έξοδο ενός ανορθωτή κι αυτό γιατί το διαθέσιμο δίκτυο είναι εναλλασσόμενο. Όμως στην περίπτωση που δύο μετατροπείς ενώνονται στη σειρά, απαιτείται η αποσύζευξη τους.





Η αποσύζευξη αυτή επιτυγχάνεται με την προσθήκη ενός στοιχείου που αποθηκεύει ενέργεια, δηλαδή ενός πυκνωτή ή ενός πηνίου, ανάμεσα στους δύο μετατροπείς. Έτσι εξασφαλίζεται ότι η λειτουργία του ενός μετατροπέα δεν θα επηρεάζει τη λειτουργία του άλλου. Τελειώνοντας, οι μετατροπείς ισχύος μπορούν να διακριθούν με ακόμη ένα κριτήριο, κι αυτό είναι ο τρόπος μετάβασης των διακοπτικών στοιχείων που τους αποτελούν. Με βάση αυτό το κριτήριο, διακρίνουμε τρεις κατηγορίες.

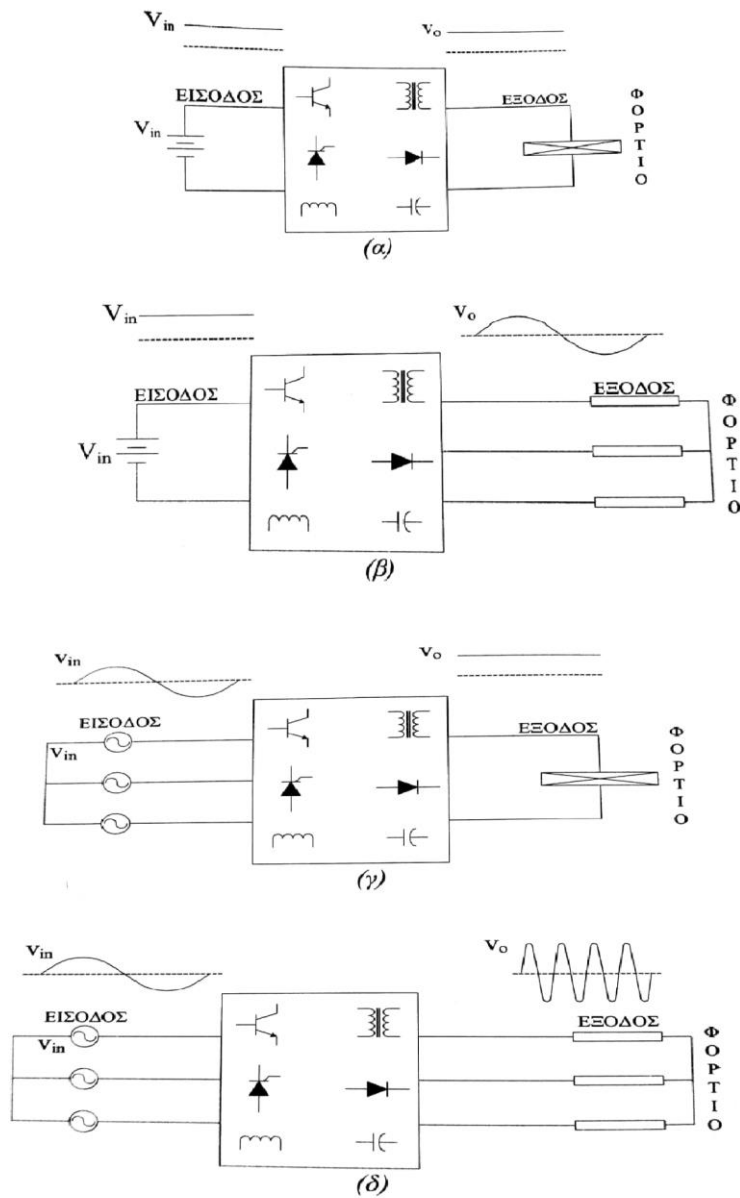
- Μετατροπείς με φυσική μετάβαση. Τα διακοπτικά στοιχεία αυτών των μετατροπέων ανοίγουν ή κλείνουν με τη βοήθεια της εναλλασσόμενης τάσης του δικτύου ή των συνθηκών που επιβάλλει το φορτίο. Η εξέλιξη τέτοιων μετατροπέων οφείλεται στην εφεύρεση των θυρίστορ SCR. Οι μετατροπείς με διόδους ισχύος, είναι κι αυτοί φυσικής μετάβασης.
- Μετατροπείς με εξαναγκασμένη μετάβαση. Σε αυτού του είδους τους μετατροπείς, τα διακοπτικά στοιχεία ελέγχονται αποκλειστικά από την μονάδα ελέγχου της διάταξης ισχύος. Λειτουργούν σε πολύ υψηλές συχνότητες γι' αυτό και θεωρούνται ως διακοπτικοί ενισχυτές ισχύος με υψηλό κέρδος.
- Μετατροπείς συντονισμού. Στους μετατροπείς συντονισμού, η έναυση και η σβέση των στοιχείων πραγματοποιείται όταν η τάση ή/και το ρεύμα που τους διαρρέει είναι μηδέν. Η ονομασία τους οφείλεται στο κύκλωμα συντονισμού LC που απαιτείται. Πλεονεκτούν έναντι των δύο προηγούμενων μετατροπέων χάρη στις περιορισμένες μεταβατικές απώλειες ισχύος στους διακόπτες.

Σχήμα 2.11 : Κατηγορίες μετατροπών για την επεξεργασία ηλεκτρικής ισχύος.



ΠΙΝΑΚΑΣ 2.1

ΣΥΜΒΟΛΑ ΤΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ		
ΟΝΟΜΑ	ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ	ΣΥΜΒΟΛΟ
DC-DC μετατροπέας ή Καταμητής ή Ψαλιδιστής	Μετατρέπει μια τάση συνεχούς ρεύματος σε συνεχή	
AC-DC μετατροπέας ή ανόρθωσης	Μετατρέπει την εναλλασσόμενη τάση σε συνεχή	
DC-AC μετατροπέας ή Αντιστροφέας	Μετατρέπει τη συνεχή τάση σε μονοφασική ή τριφασική εναλλασσόμενη τάση	
AC-AC μετατροπέας ή Κυκλομετατροπέας	Μετατρέπει μια εναλλασσόμενη τάση σε μια άλλη διαφορετικής RMS τιμής και διαφορετικής συχνότητας	



Σχήμα 2.12: Διαγράμματα μετατροπών ηλεκτρονικών ισχύος.

- Α) μετατροπέας συνεχούς τάσης σε συνεχή , β) αντίστροφες,
 Γ) ανόρθωσης , δ) μετατροπέας εναλλασσόμενης τάσης σε εναλλασσόμενη.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 3

ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

(DC MOTOR)

3.1 ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ DC



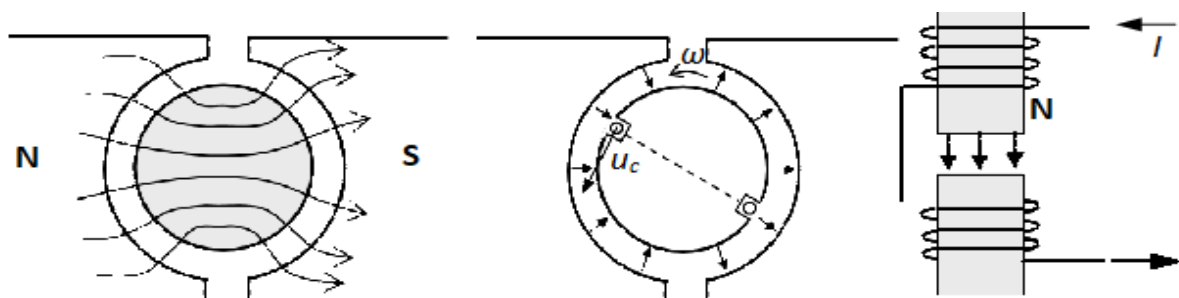
ΚΑΤΗΓΟΡΙΕΣ DC ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ

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

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

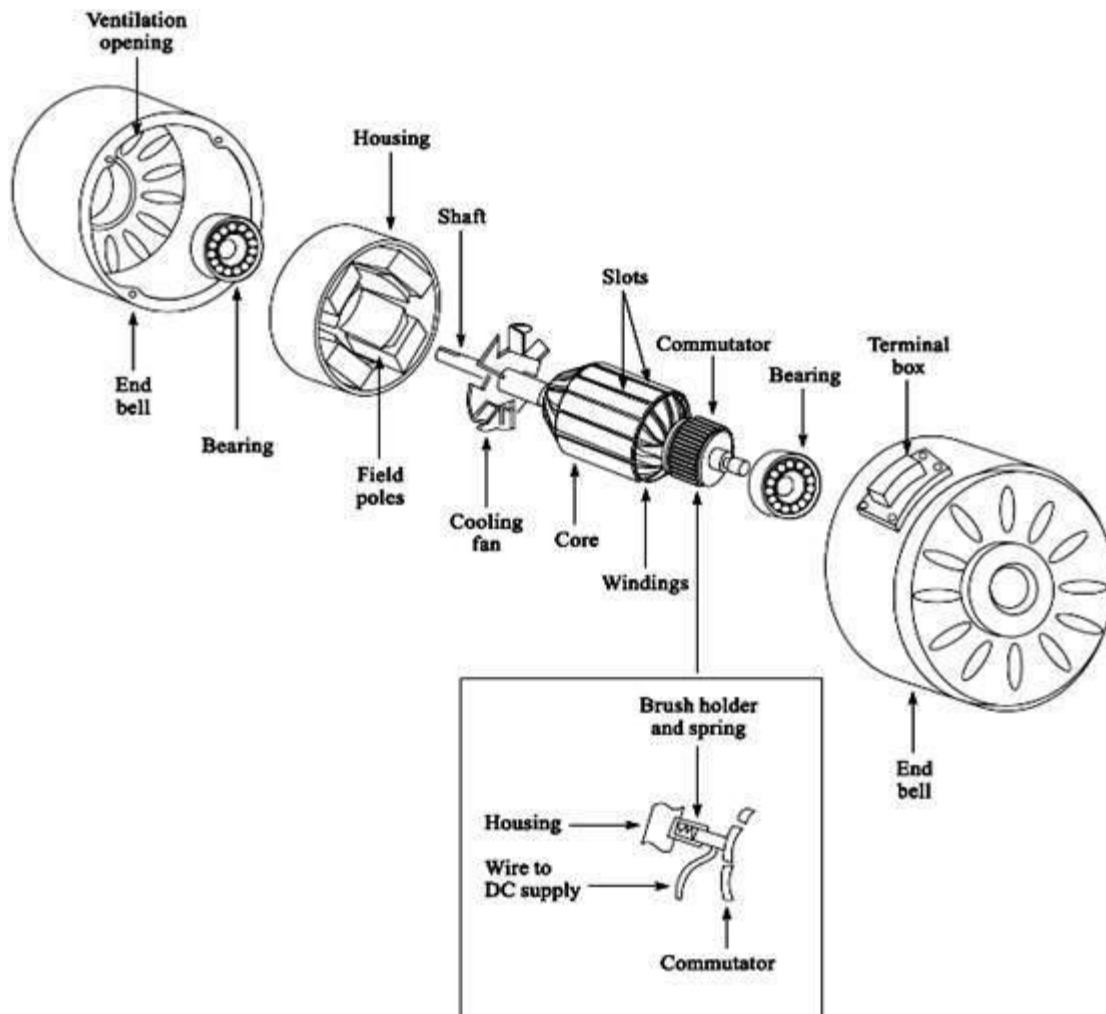
3.2 ΒΑΣΙΚΕΣ ΑΡΧΕΣ ΜΗΧΑΝΩΝ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

Σε μια ηλεκτρική μηχανή το περιστρεφόμενο τμήμα της ονομάζεται δρομέας ή ρότορας, ενώ το ακίνητο τμήμα στάτης. Θεωρούμε το ακόλουθο απλό παράδειγμα στρεφόμενης μηχανής, που είναι ένα στρεφόμενο αγώγιμο πλαίσιο μέσα σε μαγνητικό πεδίο. Το τελευταίο δημιουργείται από τους πόλους μόνιμου μαγνήτη, ενώ και ο πυρήνας είναι κατασκευασμένος από σιδηρομαγνητικό υλικό.



Το αγώγιμο πλαίσιο είναι τοποθετημένο σε μια εγκοπή του σιδηρομαγνητικού πυρήνα. Το διάκενο έχει το ίδιο πλάτος σε κάθε σημείο, γεγονός που συμβάλλει στην ομοιογένεια του

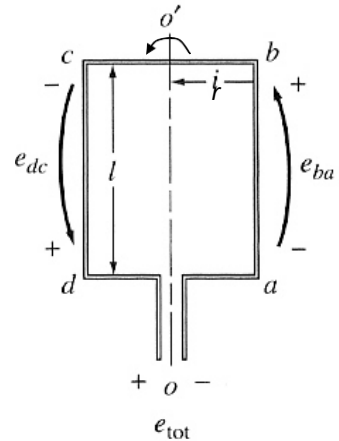
μαγνητικού πεδίου (τελικά και στην ομοιογένεια της μαγνητικής αντίστασης). Επειδή ο αέρας έχει μεγάλη μαγνητική αντίσταση (αντιστρόφως ανάλογη του μ), επιθυμούμε η μαγνητική ροή να διαγράφει τη μικρότερη δυνατή διαδρομή, κάτι που γίνεται όταν το πεδίο είναι κάθετο στην επιφάνεια του δρομέα. Οι τάσεις και τα ρεύματα μέσα στη μηχανή είναι και αυτά εναλλασσόμενα, ωστόσο προκύπτει συνεχής έξοδος χάρη στο μηχανισμό ανόρθωσης που ονομάζεται συλλέκτης. Είναι φανερό πως το μαγνητικό πεδίο είναι κάθετο σε οποιοδήποτε σημείο της κυλινδρικής επιφάνειας του περιστρεφόμενου ρότορα, άρα και στις πλευρές του αγωγισμού πλαισίου.



ΕΠΑΓΟΜΕΝΗ ΤΑΣΗ ΣΕ ΣΤΡΕΦΟΜΕΝΟ ΠΛΑΙΣΙΟ

Θεωρώντας ότι ο δρομέας περιστρέφεται, λόγω της παρουσίας του μαγνητικού πεδίου εμφανίζεται τάση στα άκρα του πλαισίου, η οποία είναι το άθροισμα των τάσεων που επάγονται στις 4 πλευρές του. Υπενθυμίζεται ότι η γενική σχέση που ισχύει είναι

$$e_{ind} = (B \times u)L$$



Πλευρά ab:

u εφαπτόμενη στην περιφέρεια

B κάθετο στην περιφέρεια, φορά προς τα έξω

u x **B** κάθετο στο επίπεδο του χαρτιού, προς τα μέσα (\otimes)

$$e_{ba} = Bul$$

Πλευρές bc και da:

u , **B** στο επίπεδο του χαρτιού, άρα **u** x **B** κάθετο στο επίπεδο του χαρτιού. Επειδή το **l** είναι τώρα πάνω στο επίπεδο του χαρτιού, είναι $\mathbf{l} \perp (\mathbf{u} \times \mathbf{B})$,
 οπότε $e_{cb} = e_{ad} = 0$

Πλευρά cd:

u εφαπτόμενη στην περιφέρεια

B κάθετο στην περιφέρεια, φορά προς τα μέσα

u x **B** κάθετο στο επίπεδο του χαρτιού, προς τα έξω (\odot): $e_{dc} = Bul$

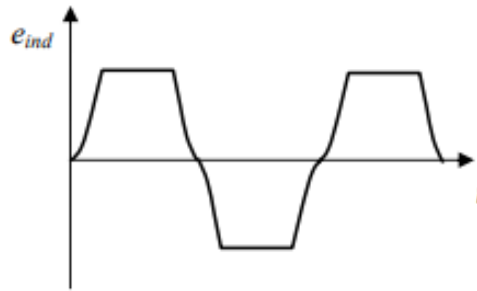
Οπότε

$$e_{ind} = e_{dc} + e_{cb} + e_{ba} + e_{ad} = 2Bul = 2B\omega r l$$

Όταν ο δρομέας δεν βρίσκεται κάτω από κάποιον πόλο, το μαγνητικό πεδίο είναι 0, οπότε

$$e_{ind} = 0.$$

Όταν το αγώγιμο πλαίσιο περιστραφεί κατά ακόμα 180 μοίρες, η πολικότητα της τάσης θα αλλάξει, ενώ το πλάτος παραμένει το ίδιο.



Η επιφάνεια που βρίσκεται κάτω από καθέναν από τους 2 πόλους σχεδόν ισούται με $A = \pi r l$ όση είναι δηλαδή η μισή παράπλευρη επιφάνεια του ρότορα (αγνοώντας τα μικρά διάκενα). Προφανώς, η μαγνητική ροή που διέρχεται από την επιφάνεια κάτω από κάθε πόλο θα είναι

$\Phi = B \pi r l \Rightarrow B = \Phi / \pi r l$, οπότε η επαγόμενη τάση παίρνει την μορφή

$$e_{ind} = 2 * \frac{\Phi}{\pi * r * l} * \omega * r * l = \frac{2}{\pi} * \Phi * \omega$$

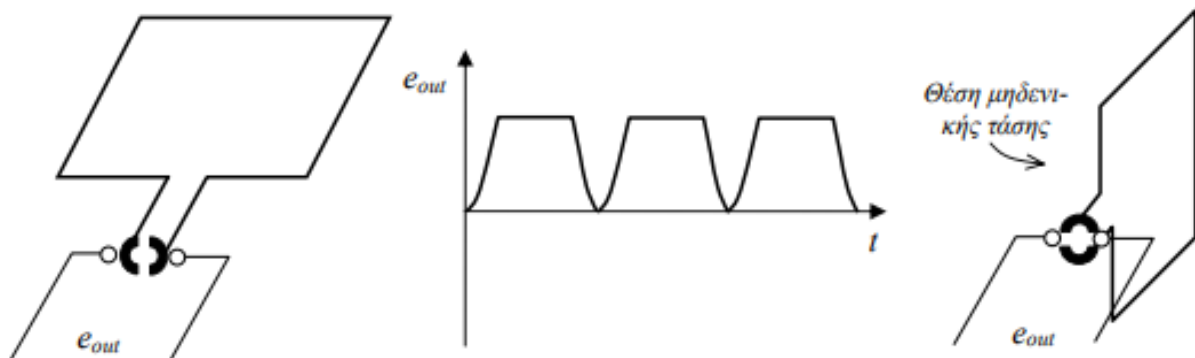
Με άλλα λόγια, η επαγόμενη τάση εξαρτάται

από:

1. τη μαγνητική ροή του πεδίου,
2. την ταχύτητα περιστροφής,
3. τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά ης μηχανής.

ΜΕΤΑΓΩΓΗ-ΑΝΟΡΘΩΣΗ

Για την παραγωγή συνεχούς τάσης, προσθέτουμε 2 αγώγιμα ημικυκλικά τμήματα (τομείς του συλλέκτη) στα άκρα του πλαισίου, ενώ 2 σταθεροί ακροδέκτες (ψήκτρες) σχηματίζουν τέτοια γωνία, ώστε να ανταλλάσσουν μεταξύ τους αγώγιμα τμήματα όταν η επαγόμενη τάση σε αυτά είναι 0. Σε εκείνο το σημείο αλλάζει πρόσημο η e_{ind} , οπότε η τάση των σταθερών ακροδεκτών έχει πάντα σταθερό πρόσημο. Δηλαδή η θετική ψήκτρα συνδέεται πάντα, μέσω του συλλέκτη, άμεσα με την πλευρά του πλαισίου που βρίσκεται απέναντι από το βόρειο πόλο του μαγνήτη. Η διαδικασία αυτή ονομάζεται μεταγωγή. Σημειώνεται πως στις γεννήτριες απάγεται ηλεκτρικό ρεύμα μέσω των ψηκτρών, ενώ στους κινητήρες προσάγεται ρεύμα.



ΕΠΑΓΟΜΕΝΗ ΡΟΠΗ ΣΕ ΣΤΡΕΦΟΜΕΝΟ ΠΛΑΙΣΙΟ

Συνδέοντας στα άκρα του πλαισίου μια πηγή σταθερής τάσης, αυτό θα διαρρέεται από ρεύμα, οπότε λόγω της παρουσίας του μαγνητικού πεδίου θα ασκούνται δυνάμεις στο πλαίσιο. Υπενθυμίζεται ότι γενικά η δύναμη που ασκείται είναι της μορφής $F = I(L \times B)$ και η αντίστοιχη ροπή έχει μέτρο $\tau = rF \sin\theta$. Αναλυτικά σε κάθε πλευρά έχουμε:

Πλευρά ab:

$$F_{ab} = BIl \text{ προς την φορά περιστροφής}$$

$$T_{ab} = r B I l \text{ με αντιωρολογιακή φορά}$$

Πλευρές bc και da:

$\mathbf{B} // \mathbf{I}$, οπότε οι δυνάμεις είναι παράλληλες προς τον άξονα περιστροφής, με συνέπεια

$$\tau_{bc} = \tau_{da} = 0.$$

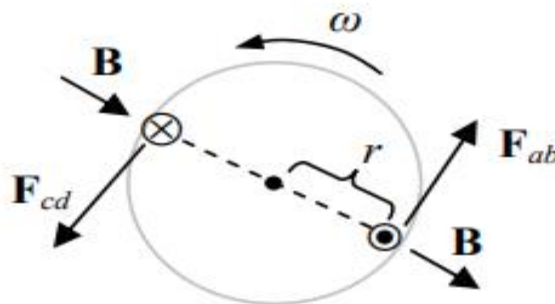
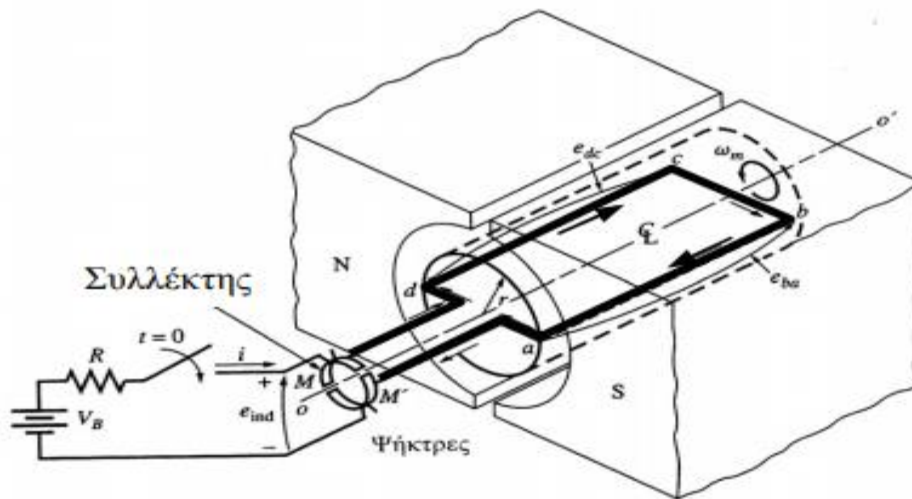
Πλευρά cd:

$F_{cd} = BIL$ προς την φορά περιστροφής

$T_{cd} = rBIL$ με αντιωρολογιακή φορά

Άρα η συνολική ροπή είναι

$$\tau_{ind} = 2rBIL = \frac{2r\Phi}{\pi * r * l} Il = \frac{2}{\pi} \Phi$$



κάτω από τους πόλους, σε περιοχές όπου δεν υφίσταται πεδίο, η ροπή είναι μηδενική. Συνεπώς, η ροπή εξαρτάται από:

- α) τη μαγνητική ροή του πεδίου,
- β) το ρεύμα του δρομέα,
- γ) τα κατασκευαστικά χαρακτηριστικά.

Κατά τη λειτουργία μιας μηχανής ως γεννήτρια (σε σταθερή κατάσταση), η εξωτερική μηχανική ροπή ισούται με τη ροπή των τριβών, αν προφανώς δεν είναι συνδεδεμένο κάποιο φορτίο: $I=0$ οπότε $\tau_{εξ} = \tau_{τρ}$. Αν υφίσταται ρεύμα ($I \neq 0$) λόγω κάποιου φορτίου, τότε αναπτύσσεται ροπή και από τις μαγνητικές δυνάμεις που ασκούνται στους περιστρεφόμενους ρευματοφόρους αγωγούς, οπότε $\tau_{εξ} = \tau_{τρ} + \tau_m$. Αντίθετα, αν λειτουργεί μια μηχανή ως κινητήρας, η ροπή των μαγνητικών δυνάμεων εξισορροπεί την εξωτερική ροπή (την προκαλούμενη από κάποιο φορτίο), καθώς και αυτήν των τριβών.

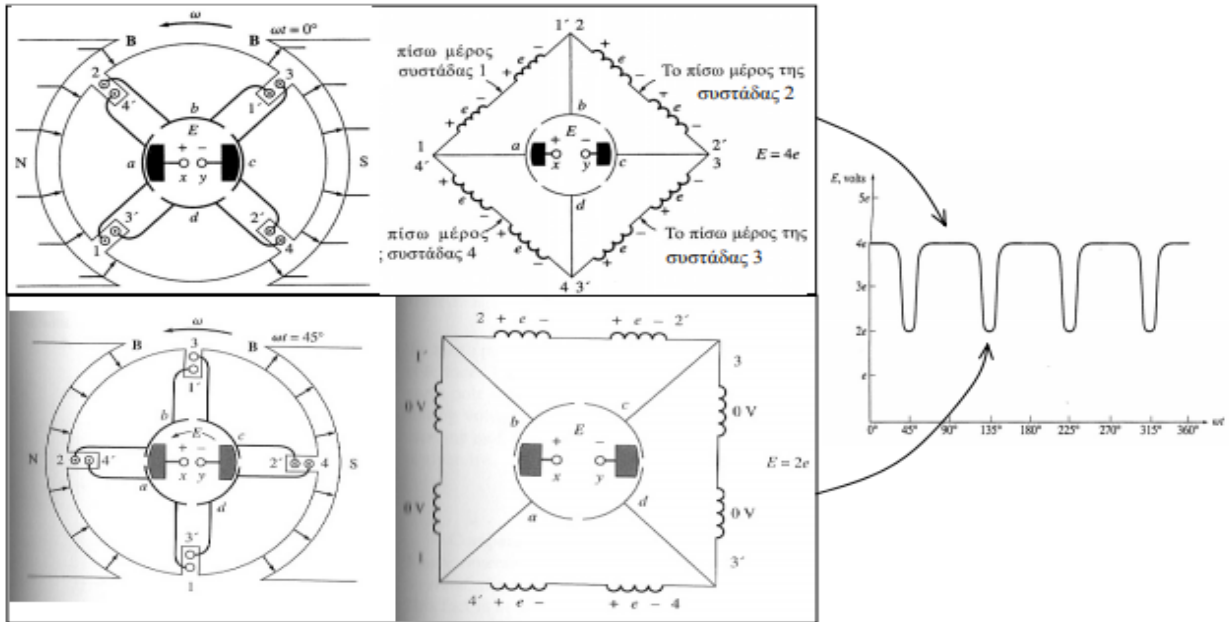
ΜΕΤΑΓΩΓΗ

Όπως ειπώθηκε, έτσι ονομάζεται η διαδικασία κατά την οποία οι εναλλασσόμενες τάσεις και τα ρεύματα του εσωτερικού μιας μηχανής ΣΡ μετατρέπονται σε συνεχείς (με σταθερό πρόσημο) στην έξοδό της. Αποτελεί κρίσιμο σημείο για τη σχεδίαση και λειτουργία μιας μηχανής ΣΡ. Ας εξετάσουμε τη μεταγωγή σε μηχανή συνεχούς ρεύματος με 4 πλαίσια και 2 πόλους. Οι πλευρές των πλαισίων τοποθετούνται σε αυλάκια που βρίσκονται σε πλήρως αντιδιαμετρικές θέσεις.

Όπως και πριν, σε καθεμία από τις πλευρές των πλαισίων αναπτύσσεται τάση με μέτρο

$$e_{ind} = BvL$$

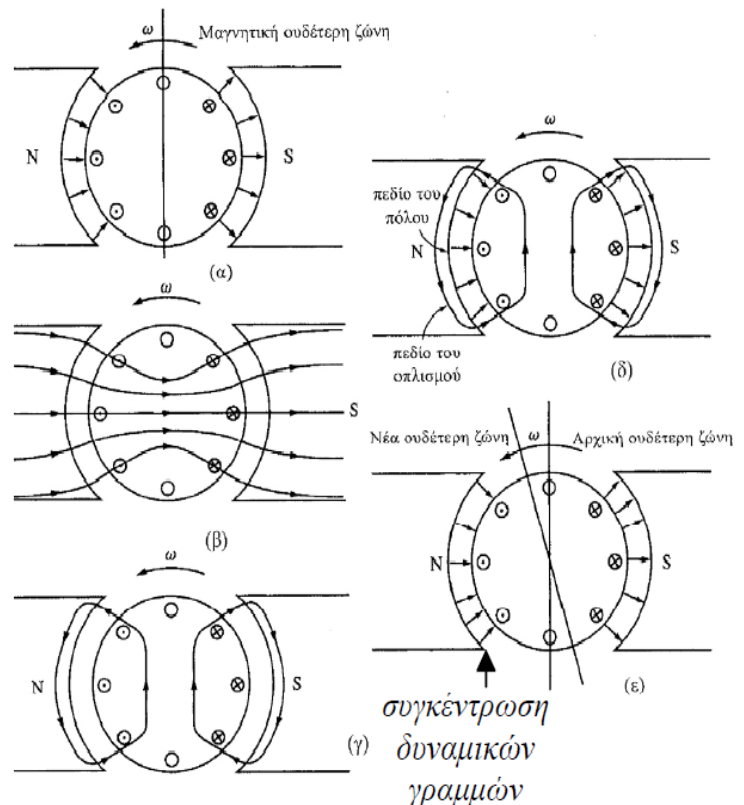
Οι φορές τους σημειώνονται στο ισοδύναμο κύκλωμα, απ' όπου φαίνεται πως η τάση ανάμεσα στους τομείς που βρίσκονται σε επαφή με τις ψήκτρες είναι ίση με $E = 4e_{ind} = 4BvL$ όταν και τα 4 πλαίσια βρίσκονται εντός του μαγνητικού πεδίου κάτω από τους πόλους. Όταν 2 από τα πλαίσια βρίσκονται στο χώρο που δεν υφίσταται μαγνητικό πεδίο, αυτά βραχυκυκλώνονται από τις ψήκτρες, ενώ τα άλλα 2 παραμένουν εντός μαγνητικού πεδίου. Από το αντίστοιχο ισοδύναμο κύκλωμα τώρα φαίνεται πως $E' = 2e_{ind}$. Ουσιαστικά αλλάζει η σύνδεση των πλαισίων στις ψήκτρες ταυτόχρονα με την αλλαγή της τάσης. Τελικά η προσέγγιση μιας σταθερής τάσης τώρα είναι πολύ καλύτερη και γενικώς βελτιώνεται όσο ο αριθμός των βρόχων αυξάνεται.



ΠΡΟΒΛΗΜΑΤΑ ΣΤΗΝ ΜΕΤΑΓΩΓΗ

Αντίδραση σπλισμού

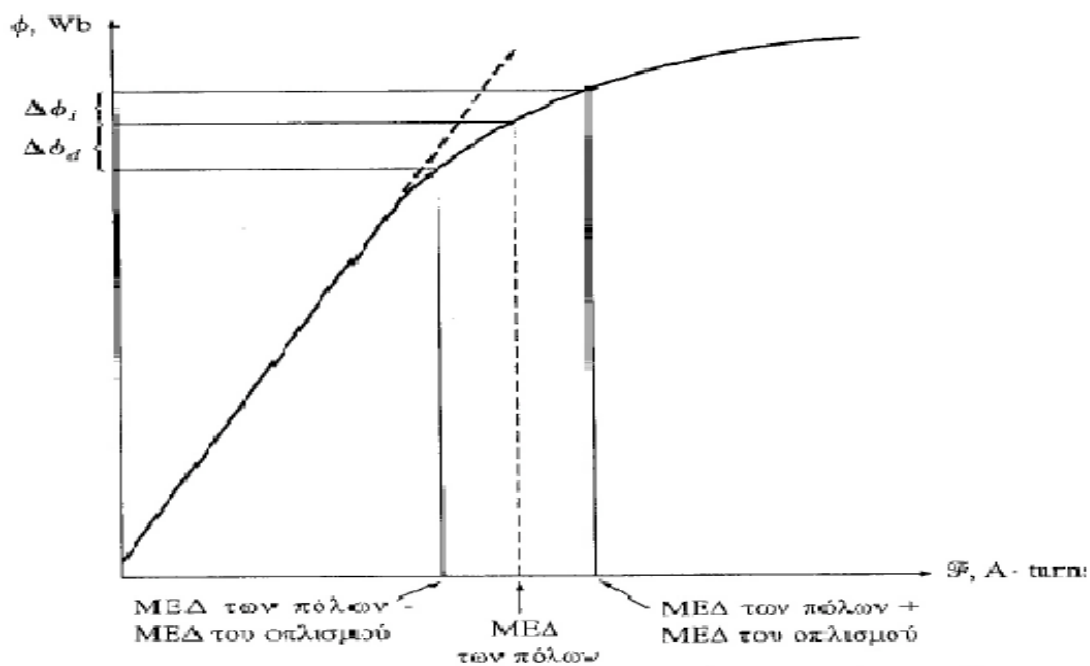
Η περιστροφική κίνηση του δρομέα μέσα στο μαγνητικό πεδίο έχει ως αποτέλεσμα την επαγωγή τάσης στους αγωγούς του. Αν στην έξοδο της μηχανής συνδεθεί κάποιο φορτίο οι αγωγοί θα διαρρέονται από ρεύμα οπότε θα παράγουν ένα ξεχωριστό μαγνητικό πεδίο, το οποίο παραμορφώνει το πεδίο των πόλων (το τύμπανο μπορεί να θεωρηθεί ως σωληνοειδής, με άξονα αυτόν που καθορίζεται από τις ψήκτρες οπότε ο μαγνητισμός του άξονα είναι κάθετος σε αυτόν του πεδίου των πόλων). Η παραμόρφωση του πεδίου κατά την αύξηση του φορτίου ονομάζεται αντίδραση του σπλισμού. Μια πρώτη συνέπεια της είναι η μετακίνηση της ουδέτερης ζώνης της μηχανής, η οποία καθορίζεται από το επίπεδο των αγωγών του δρομέα των οποίων η ταχύτητα είναι παράλληλη προς τις δυναμικές γραμμές του μαγνητικού πεδίου (δηλ. η τάση των αγωγών, όταν αυτοί βρίσκονται στην ουδέτερη ζώνη είναι μηδέν). Ουσιαστικά κατά το φαινόμενο αυτό ενισχύεται το πεδίο στο ένα άκρο των πόλων και εξασθενίζει στο άλλο. Το μέγεθος της μετακίνησης εξαρτάται



καθορίζεται από το επίπεδο των αγωγών του δρομέα των οποίων η ταχύτητα είναι παράλληλη προς τις δυναμικές γραμμές του μαγνητικού πεδίου (δηλ. η τάση των αγωγών, όταν αυτοί βρίσκονται στην ουδέτερη ζώνη είναι μηδέν). Ουσιαστικά κατά το φαινόμενο αυτό ενισχύεται το πεδίο στο ένα άκρο των πόλων και εξασθενίζει στο άλλο. Το μέγεθος της μετακίνησης εξαρτάται

από τη ροή που προκαλεί ο σπλισμός, άρα από την τιμή του ρεύματος και συνεπώς από το μέγεθος του φορτιού. Προκύπτει πως στις γεννήτριες η μετακίνηση της ουδέτερης ζώνης γίνεται κατά τη φορά περιστροφής, ενώ στους κινητήρες κατά την αντίθετη κατεύθυνση. Αποτέλεσμα της η μετακίνησης της ουδέτερης περιοχής είναι να βραχυκυκλώνονται τομείς του συλλέκτη που βρίσκονται υπό διαφορά δυναμικού οπότε δημιουργείται κάποιο παρασιτικό ρεύμα. Η διακοπή του συνεπάγεται την εμφάνιση σπινθήρων στις ψήκτρες (με συνέπειες τη φθορά των ψηκτρών και των τομέων συλλέκτη, καθώς και την αύξηση κόστους συντήρησης).

Άλλο πρόβλημα σχετίζεται με την εξασθένιση της συνολικής μαγνητικής ροής. Επειδή στις περισσότερες περιπτώσεις η μηχανή λειτουργεί κοντά στο σημείο κορεσμού η θετική επίδραση της ΜΕΔ του δρομέα προκαλεί απλώς μια μικρή αύξηση της μαγνητικής ροής, με αποτέλεσμα συνολικά η μέση τιμή της να ελαττώνεται. Στις γεννήτριες η ελάττωση της ροής συνεπάγεται μειωμένη παραγομένη τάση ενώ στους κινητήρες το φαινόμενο αυτό μπορεί να οδηγήσει σε φαινόμενα αστάθειας μέσω της μεγάλης (μη ελεγχόμενης) αύξησης της ταχύτητας περιστροφής.



Ο κυκλικός σπινθηρισμός σχετίζεται με την ανομοιομορφία του μαγνητικού πεδίου που προκαλείται κάτω από του πόλους. Η τοπική πύκνωση των μαγνητικών γραμμών συνεπάγεται επαγωγή αυξημένης τάσης σε αγωγούς που καταλήγουν σε γειτονικούς τομείς του συλλέκτη με αποτέλεσμα τη δημιουργία ηλεκτρικού τόξου που υπό συνθήκες μπορεί να επεκταθεί σε όλη την επιφάνεια του συλλέκτη οδηγώντας στη βραχυκύκλωση των ψηκτρών.

ΥΠΕΡΤΑΣΕΙΣ

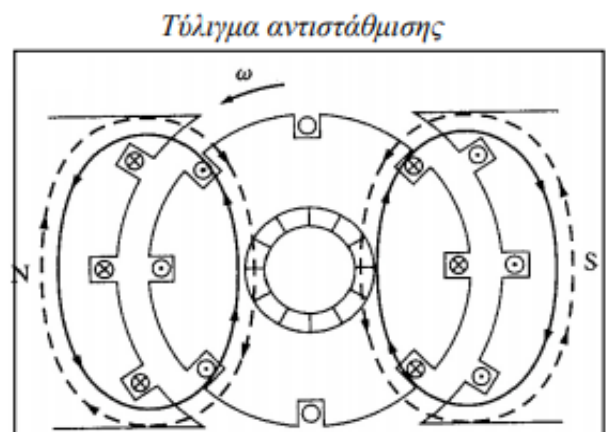
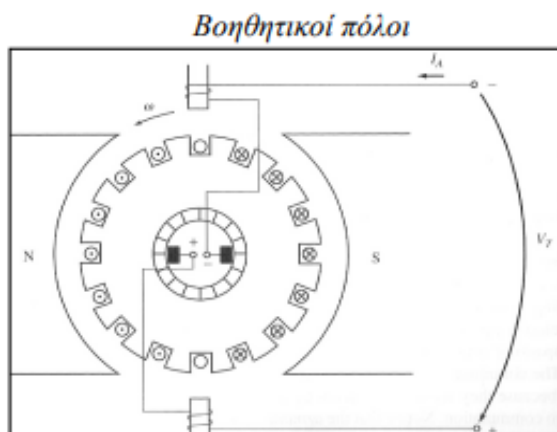
Κατά τη βραχυκύκλωση του συλλέκτη από τις ψήκτρες, το ρεύμα που διαρρέει τους αντίστοιχους αγωγούς αντιστρέφεται πλήρως. Επειδή αυτή η αλλαγή γίνεται πολύ γρηγορά, ο ρυθμός μεταβολής του ρεύματος di/dt είναι μεγάλος. Συνεπώς ακόμα και αν οι συγκεκριμένοι αγωγοί έχουν χαμηλό συντελεστή αυτεπαγωγής L , θα αναπτυχθεί επαγωγική κρουστική τάση στον βραχυκυκλωμένο τομέα (ειδικά σε μεγάλες ταχύτητες περιστροφής), οδηγώντας στην εμφάνιση σπινθηρισμών στις ψήκτρες.

Λύσεις

Α) μετατόπιση των ψηκτρών: η μετακίνηση των ψηκτρών στη νέα ουδέτερη ζώνη αποτελεί μια απλή, αλλά σχεδόν πάντα μη αποτελεσματική λύση, αφού το μέγεθος της μετατόπισης εξαρτάται πάντα από την τιμή του φορτιού. Επιπλέον η συγκεκριμένη λύση δε διορθώνει το πρόβλημα της εξασθένησης της μαγνητικής ροής, ενώ σήμερα χρησιμοποιείται σπάνια μόνο σε μικρές μηχανές.

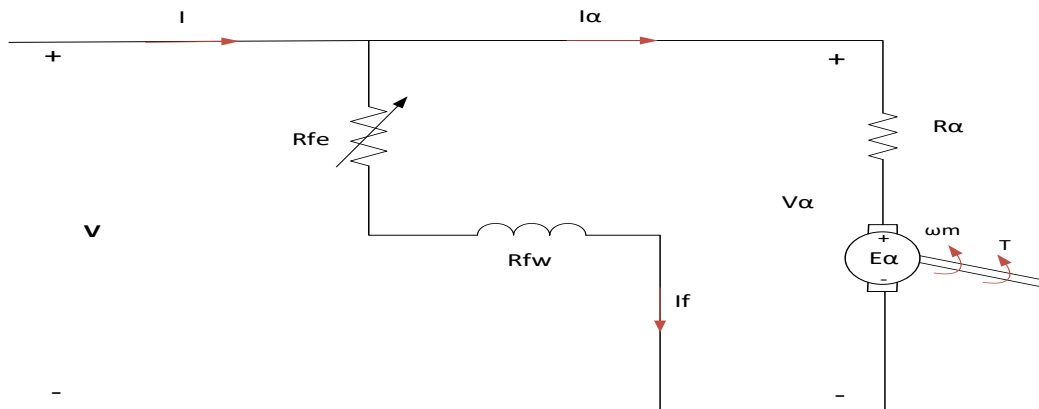
Β) βοηθητικοί ή εσωτερικοί πόλοι: αυτοί τοποθετούνται σε θέσεις μεταξύ των κυρίων πόλων, πάνω από τους αγωγούς που υφίστανται μεταγωγή. Έχουν μικρό μέγεθος πρακτικά δεν επηρεάζουν τη λειτουργία της μηχανής και το τύλιγμα τους συνδέεται σε σειρά με αυτό του δρομέα. Εξαλείφουν το πρόβλημα των σπινθηρισμών για μεγάλο εύρος ωστόσο δεν αντιμετωπίζουν το πρόβλημα της εξασθένησης της ροής.

Γ) τυλίγματα αντιστάθμισης: και αυτά είναι συνδεδεμένα σε σειρά με το τύλιγμα του δρομέα, τοποθετημένα στις επιφάνειες των πόλων απέναντι από τους στρεφομένους αγωγούς. Η παρουσία τους προκαλεί ΜΕΔ ίση και αντίθετη με τη ΜΕΔ του δρομέα οπότε η συνολική ΜΕΔ που απόμεινει είναι μόνο των πόλων. Το μειονέκτημα της συγκεκριμένης λύσης είναι το μεγάλο κόστος για αυτό και η χρήση της απαντάται σε μηχανές με αυστηρές προδιαγραφές λειτουργίας.



3.3 ΚΙΝΗΤΗΡΕΣ DC ΠΑΡΑΛΛΗΛΗΣ ΔΙΕΓΕΡΣΗΣ

Κινητήρας παράλληλης διέγερσης λέγεται ο κινητήρας του οποίου το τύλιγμα διέγερσης είναι συνδεδεμένο παράλληλα με το τύλιγμα του δρομέα.



Σχήμα 3.1: Ισοδύναμο κύκλωμα DC κινητήρα παράλληλης διέγερσης

Όταν κατά την εκκίνηση δεν υπάρχει φορτίο ή είναι πού μικρό, η ροή Φ είναι μικρή, με συνέπεια την μεγάλη άνοδο των στροφών που θα έχει καταστροφικά αποτελέσματα στον κινητήρα. Βλέπουμε ότι οι κινητήρες σειράς μας δίνουν μεγάλη ροπή κατά την εκκίνηση γι' αυτό τον λόγο χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές με ανάλογες απαιτήσεις (γερανοί, ανελκυστήρες φορτίων). Το συνολικό ρεύμα που απορροφά ο κινητήρας είναι ίσο με το άθροισμα των επιμέρους ρευμάτων του τυλίγματος τυμπάνου και της κύριας διέγερσης.

$$I = I_a + I_f \quad (1.1)$$

Η τάση τροφοδοσίας είναι ίση με το άθροισμα της επαγόμενης Α.Η.Ε.Δ. στο τύλιγμα τυμπάνου και της πτώσης τάσης στην ωμική αντίσταση του τυλίγματος τυμπάνου.

$$V = V_a = E_a + I_a * R_a \quad (1.2)$$

$$E_a = K_g \Phi n = K_m \Phi \omega_m \quad (1.3)$$

$$V = I_f * (R_{fw} + R_{fe}) \quad (1.4)$$

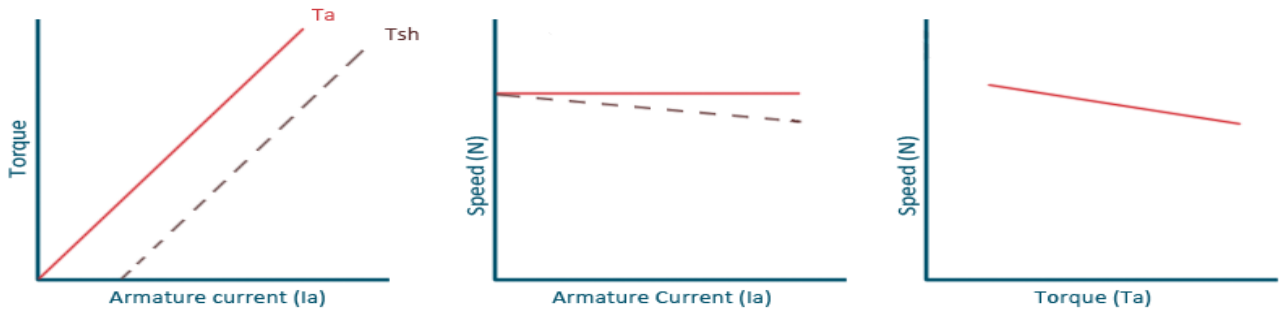
Σε ένα κινητήρα παράλληλης διέγερσης (με τυλίγματα αντιστάθμισης και βοηθητικών πόλων), η ροή ανά πόλο του πεδίου διέγερσης παραμένει πρακτικά ανεπηρέαστη από το ρεύμα τυμπάνου και επομένως θεωρείται σταθερή για σταθερο ρεύμα διέγερσης. Για σταθερή ροή υπάρχει αναλογία μεταξύ της παραγόμενης ροπής και του ρεύματος του τυλίγματος τυμπάνου.

$$T = K_m * \Phi (I_f = \text{σταθερό}) * I_a = K' m * I_a \quad (1.5)$$

Όπου $K' m = K_m * \Phi \quad (1.6)$

Σύμφωνα με τις σχέσεις 1.2 και 1.3 είναι

$$\omega_m = \frac{E_a}{K_m * \Phi} = \frac{V - I_a * R_a}{K_m * \Phi} \quad (1.7)$$

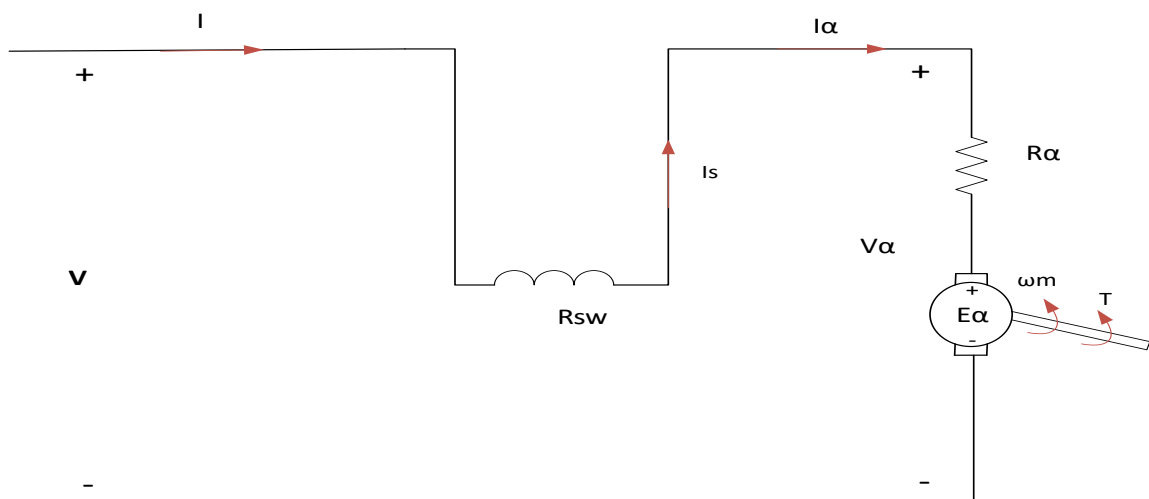


Characteristics of DC shunt motor

Σχήμα 3.2: Χαρακτηριστικές παράλληλης διέγερσης

3.4 ΚΙΝΗΤΗΡΑΣ ΔΙΕΓΕΡΣΗΣ ΣΕΙΡΑΣ

Το τύλιγμα διέγερσης συνδέεται σε σειρά με το επαγωγικό τύμπανο. Το ρεύμα τυμπάνου αποτελεί ταυτόχρονα και το ρεύμα διέγερσης του κινητήρα. Σε αντίθεση με το τύλιγμα παράλληλης διέγερσης, το τύλιγμα διέγερσης σειράς μιας και διαρρέεται με το ρεύμα τυμπάνου, για να δώσει την ίδια μαγνητοεργτική δύναμη απαιτεί πολύ μικρότερο αριθμό σπειρών και φυσικά αγωγούς μεγαλύτερης διατομής. Το ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα του κινητήρα συνεχούς ρεύματος με διέγερση σειράς δείχνεται στο παρακάτω σχήμα 3.3.



Σχήμα 3.3 : Ισοδύναμο ηλεκτρικό κύκλωμα του κινητήρα συνεχούς ρεύματος με διέγερση σειράς

Ισχύει ότι

$$I = I_s = I_a$$

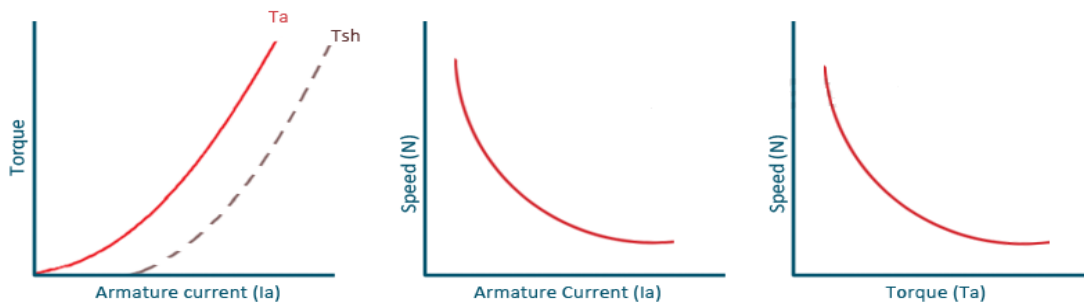
Και

$$V = I_s * R_{sw} + V_a = I_a * R_{sw} + R_a * I_a + E_a$$

$$K_m * \Phi = K_s * I_a$$

$$T = K_m * \Phi * I_a = K_s * I_a^2$$

$$\omega_m = \frac{E_a}{K_m * \varphi} = \frac{V - I_a(R_a + R_s)}{K_s * I_a}$$

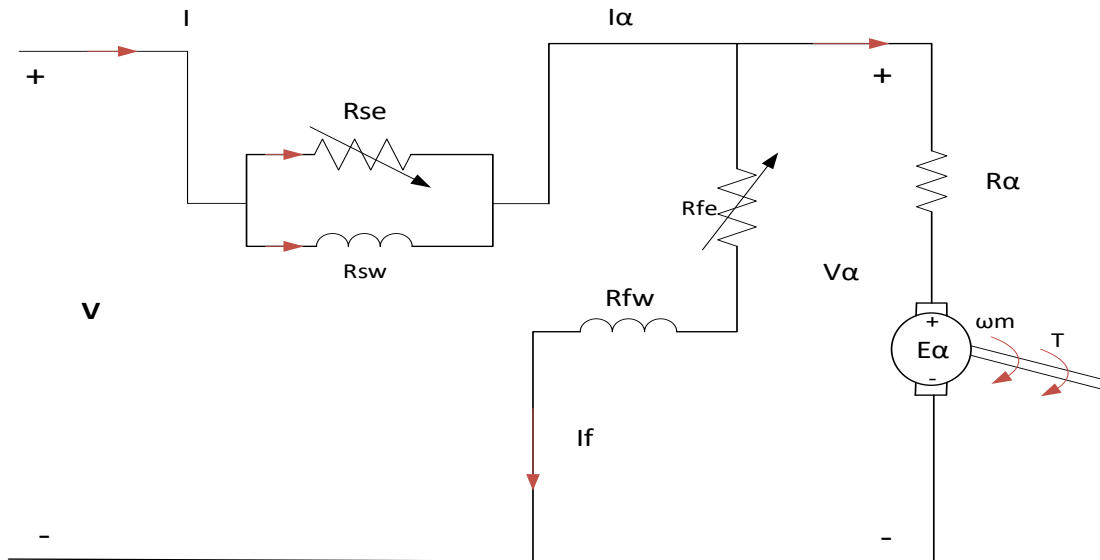


Characteristics of DC series motor

Σχημα 3.4: Χαρακτηριστικές κινητήρα dc διεγερσης σειράς.

3.5 ΣΥΝΘΕΤΗΣ ΔΙΕΓΕΡΣΗΣ

ΣΥΝΘΕΤΗΣ ΒΡΑΧΕΙΑΣ ΣΥΝΔΕΣΗΣ



Σχήμα 3.5: Ισοδύναμο κύκλωμά DC κινητήρα σύνθετης βραχείας σύνδεσης.

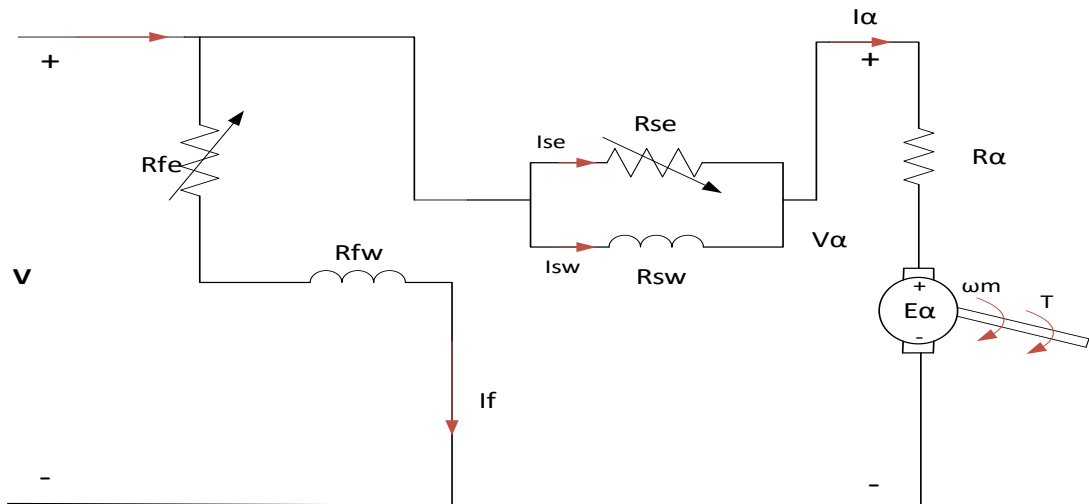
$$I = I_{sw} + I_{se} = I_f + I_a$$

$$V = E_a + I_a * R_a + I_{sw} * R_{sw}$$

$$I_{sw} = \frac{R_{sw}}{R_{sw} + R_{se}} * I = K_d * I_d$$

$$V = E_a + I_a * R_a + I_{sw} * R_{sw}$$

ΣΥΝΘΕΤΗΣ ΜΑΚΡΑΣ ΣΥΝΔΕΣΗΣ



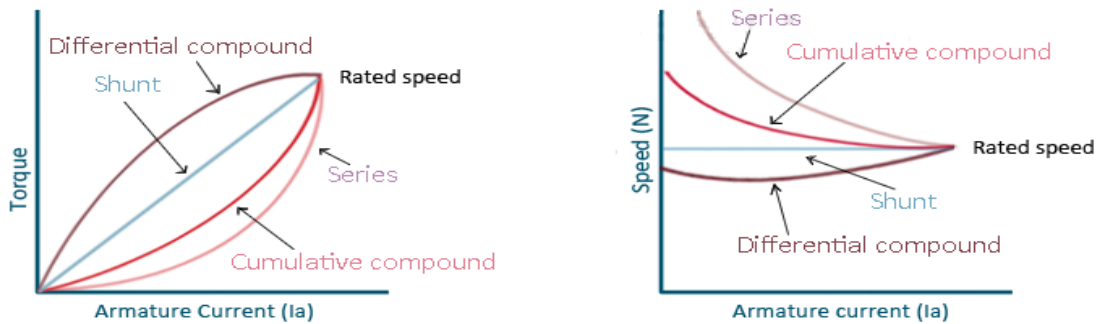
Σχήμα 3.6: Χαρακτηριστικές κινητήρα dc σύνθετης διέγερσης .

$$I = I_f + I_{sw} + I_{se} = I_f + I_a$$

$$V = E_a + I_a * R_a + I_{sw} * R_{sw}$$

$$I_{sw} = \frac{R_{sw}}{R_{sw} + R_{se}} * I = K_d * I_a$$

$$V = V_f = E_a + I_a * R_a + I_{sw} * R_{sw}$$



Characteristics of DC compound motor

Σχήμα 3.7: Χαρακτηριστικές κινητήρα dc σύνθετης διέγερσης .

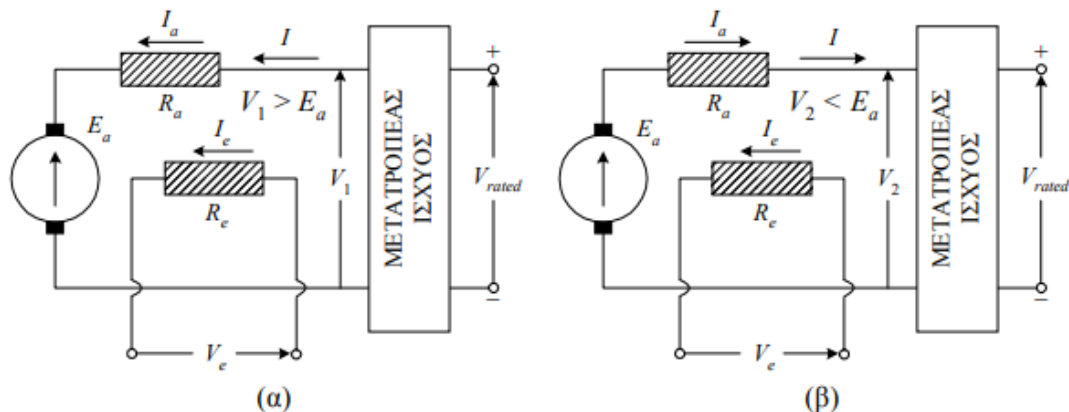
3.6 ΠΕΔΗΣΗ ΤΩΝ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ ΣΥΝΕΧΟΥΣ ΡΕΥΜΑΤΟΣ

Πέδηση ονομάζεται η διαδικασία επιβράδυνσης, μείωσης της ταχύτητας, ενός ηλεκτρικού κινητήρα. Κατά τη διάρκεια της πέδησης, ο κινητήρας λειτουργεί ως γεννήτρια. Δηλαδή, ο κινητήρας μετατρέπει κατά το διάστημα της πέδησης τη μηχανική ενέργεια από το φορτίο, σε ηλεκτρική. Η μηχανική ενέργεια παρέχεται, στην περίπτωση του παθητικού φορτίου, από την κινητική ενέργεια που είναι αποθηκευμένη στην αδράνεια του συστήματος κινητήρας-φορτίο, είτε απευθείας από το ενεργό φορτίο. Για την πέδηση των κινητήρων συνεχούς ρεύματος, το ρεύμα του σπλισμού πρέπει να αντιστραφεί, ενώ η φορά της κύριας μαγνητικής ροής διατηρείται σταθερή. Τότε, η φορά της αναπτυσσόμενης ροπής αντιστρέφεται $T_e = -C_T * \Phi * I_a$ και η ισχύς γίνεται αρνητική $P = -T_e * \omega$. Η αρνητική ισχύς σημαίνει ότι, η μηχανή μετατρέπει τη μηχανική ενέργεια σε ηλεκτρική, δηλαδή λειτουργεί ως γεννήτρια. Διακρίνουμε τρεις μεθόδους πέδησης των ηλεκτρικών κινητήρων όλων των κατηγοριών, ανάλογα με τον τρόπο διάθεσης της ισχύος που ανακτάται από τη μηχανή (regenerated power):

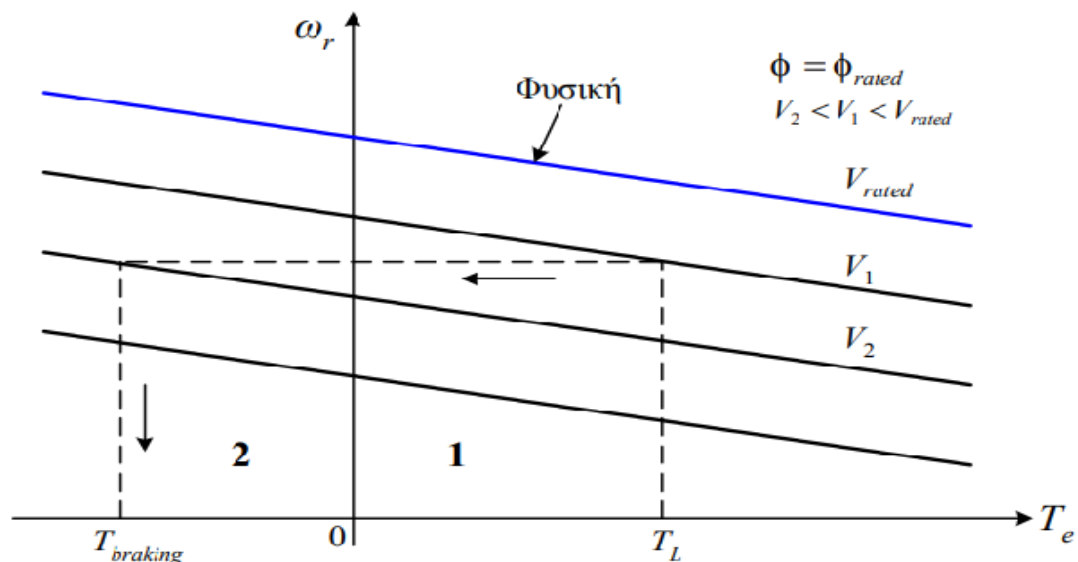
- Πέδηση με ανάκτηση της ισχύος (regenerative braking)
- Δυναμική πέδηση (dynamic braking)
- Πέδηση με αναστροφή της τάσης (plugging)

ΠΕΔΗΣΗ ΜΕ ΑΝΑΚΤΗΣΗ ΤΗΣ ΙΣΧΥΟΣ

Στη μέθοδο πέδησης με ανάκτηση της ισχύος, η ενέργεια που παράγεται από τη μηχανή κατά το διάστημα της επιβράδυνσής της, επιστρέφει στην πηγή τροφοδοσίας. Επομένως, η πηγή τροφοδοσίας πρέπει να έχει την ικανότητα αποθήκευσης, ή διάθεσης σ' άλλα φορτία, της παραγόμενης από τη μηχανή ενέργειας. Αν η δυνατότητα αυτή δεν υπάρχει, τότε η μέθοδος της πέδησης με ανάκτηση της ισχύος δεν μπορεί να χρησιμοποιηθεί.



Σχήμα 3.8: Πέδηση του κινητήρα με ανεξάρτητη διέγερση. Λειτουργία κινητήρα με $V_1 > E_a$ (α) και λειτουργία γεννήτριας $V_2 < E_a$ (β)

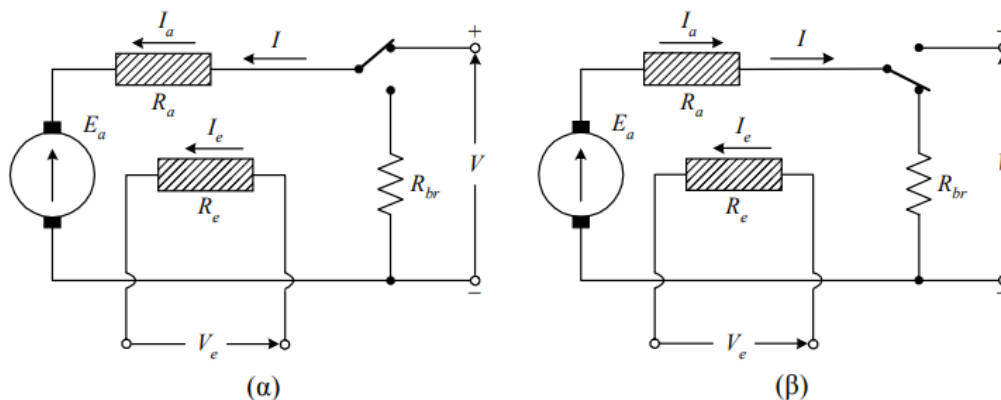


Σχήμα 3.9: Χαρακτηριστικές ταχύτητας–ροπής του κινητήρα με ανεξάρτητη διέγερση, κατά τη λειτουργία κινητήρα (πρώτο τεταρτημόριο) και κατά την πέδηση με τη μέθοδο της ανάκτησης ισχύος (δεύτερο τεταρτημόριο)

Στο Σχ. 3.8 εικονίζεται ένας κινητήρας με ανεξάρτητη διέγερση. Το τύλιγμα διέγερσης του κινητήρα τροφοδοτείται από μια πηγή σταθερής τάσης V_e και ο κινητήρας λειτουργεί με την ονομαστική μαγνητική ροή. Το κύκλωμα του σπλισμού τροφοδοτείται από ένα μετατροπέα ισχύος, με τάση V που μπορεί να ρυθμιστεί από το μηδέν έως την ονομαστική τιμή ($0 < V < V_{rated}$). Μέσω του μετατροπέα ισχύος είναι δυνατός ο έλεγχος της ταχύτητας του κινητήρα, από το μηδέν έως την ονομαστική τιμή και ταυτόχρονα η πέδησή του, με τη μέθοδο της ανάκτησης ισχύος. Για την πέδηση του κινητήρα, ο μετατροπέας ισχύος μειώνει την τάση τροφοδοσίας του κινητήρα από την τιμή V_1 (Σχ. 3.8α), στην τιμή V_2 (Σχ. 3.8β). Στο Σχ. 3.8α είναι $V_1 > E_a$ έτσι, το ρεύμα του σπλισμού είναι θετικό και η μηχανή απορροφά ισχύ από την ηλεκτρική πηγή εισόδου. Στο Σχ. 3.8β, ο μετατροπέας επιβάλλει την τάση $V_2 < E_a$. Επειδή η ΑΗΕΔ του κινητήρα είναι μεγαλύτερη από την τάση εισόδου του, το ρεύμα του σπλισμού και η ροπή λαμβάνουν αρνητικές τιμές. Επομένως, η μηχανή λειτουργεί ως γεννήτρια. Ο μετατροπέας ισχύος πρέπει να έχει την ικανότητα να φέρει ρεύμα και προς τις δύο κατευθύνσεις και η πηγή να απορροφά την ενέργεια της πέδησης. Αυτές οι συνθήκες εκπληρώνονται στα ηλεκτρικά αυτοκίνητα, όπου η ενέργεια που παράγεται σε κάθε πέδηση του οχήματος, χρησιμοποιείται στη φόρτιση των συσσωρευτών του. Οι χαρακτηριστικές ταχύτητας–ροπής του κινητήρα προκύπτουν από την Εξ. $\omega_r = \frac{V}{C_e * \Phi} - \frac{R_a}{(C_e * \Phi)^2} * T_e$ και εικονίζονται στο Σχ. 3.9. Οι χαρακτηριστικές αυτές αποτελούν μια επέκταση των χαρακτηριστικών του κινητήρα από το στο δεύτερο τεταρτημόριο, όπου η ροπή είναι αρνητική.

Δυναμική Πέδηση

Η πέδηση ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος με τη δυναμική μέθοδο, σημαίνει την αποσύνδεση του κυκλώματος οπλισμού από την πηγή τροφοδοσίας και τον παραλληλισμό του με μια αντίσταση (Σχ. 3.10). Επειδή η τάση τροφοδοσίας της μηχανής είναι μηδέν (Σχ. 3.10β), η ΑΗΕΔ προκαλεί τη ροή ενός ρεύματος οπλισμού με την αντίθετη φορά από εκείνη στη λειτουργία του κινητήρα (Σχ. 3.10α). Επομένως, η μηχανή λειτουργεί ως γεννήτρια αναπτύσσοντας αρνητική ροπή. Η αντίσταση πέδησης R_{br} που συνδέεται στο κύκλωμα του δρομέα πρέπει να έχει κατάλληλη τιμή, έτσι ώστε το αρχικό ρεύμα πέδησης, για τη μέγιστη ταχύτητα άρα και τη μέγιστη ΑΗΕΔ του κινητήρα $I_{max} = \frac{E_a \max}{R_a + R_{br}}$, να περιορίζεται σε ασφαλή τιμή.

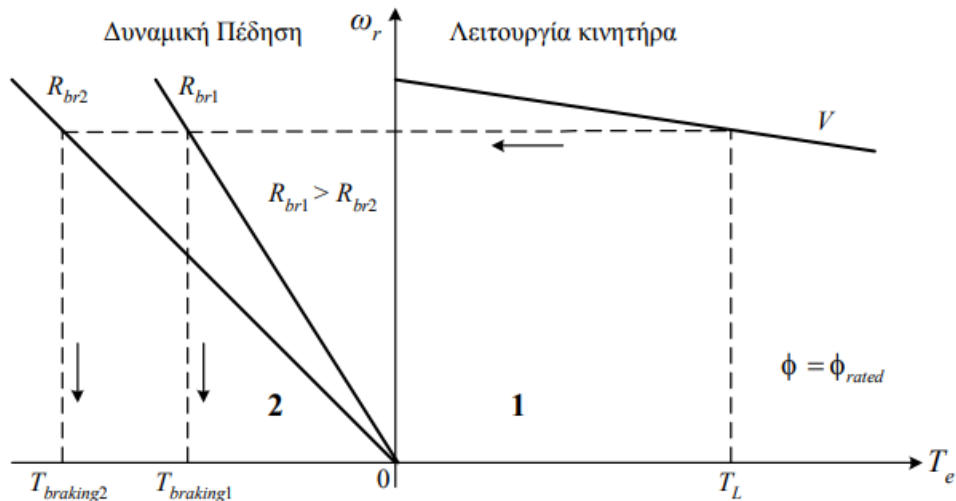


Σχήμα 3.10: Δυναμική πέδηση του κινητήρα με ανεξάρτητη διέγερση. Λειτουργία κινητήρα (α), λειτουργία γεννήτριας (β)

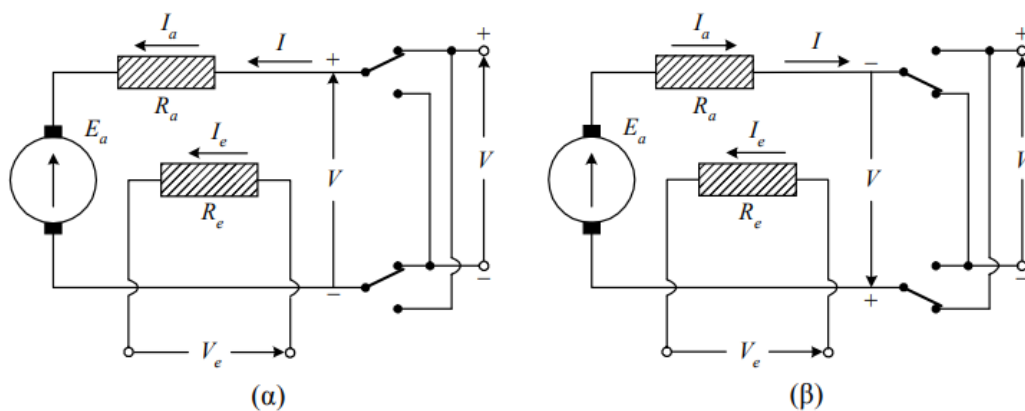
Στο δεύτερο τεταρτημόριο του Σχ. 3.11 εικονίζονται οι χαρακτηριστικές ταχύτητας-ροπής του κινητήρα ανεξάρτητης διέγερσης με δυναμική πέδηση, για δύο τιμές της αντίστασης πέδησης. Οι χαρακτηριστικές αυτές λαμβάνονται από την Εξ. $\omega_r = \frac{V}{C_e * \Phi} - \frac{R_a}{(C_e * \Phi)^2} * T_e$ θέτοντας, $V = 0$ και στη θέση της αντίστασης οπλισμού το άθροισμα $R_a + R_{br}$.

$$\omega_r = - \frac{R_a + R_{br}}{(C_e * \Phi)^2} * (-T_e)$$

Παρατηρούμε ότι, το μέγεθος της αρνητικής ροπής είναι τόσο μεγαλύτερο, όσο μικρότερη είναι η τιμή της αντίστασης πέδησης. Έτσι, το χρονικό διάστημα της πέδησης ελαττώνεται, με τη μείωση της αντίστασης R_{br} . Ακόμη, η ροπή πέδησης μειώνεται με τη μείωση της ταχύτητας και μηδενίζεται στη μηδενική ταχύτητα. Έτσι, σε εφαρμογές όπου απαιτείται ταχεία πέδηση, η τιμή της αντίστασης R_{br} μειώνεται έως το μηδέν, καθώς ελαττώνεται η ταχύτητα του κινητήρα. Η δυναμική πέδηση είναι μια αναποτελεσματική μέθοδος πέδησης των κινητήρων, καθώς η ενέργεια που παράγει η μηχανή σπαταλάτε υπό μορφή θερμότητας, στην αντίσταση πέδησης.



Σχήμα 3.10: Χαρακτηριστικές ταχύτητας–ροπής του κινητήρα με ανεξάρτητη διέγερση, κατά τη λειτουργία κινητήρα (πρώτο τεταρτημόριο) και κατά τη δυναμική πέδηση (δεύτερο τεταρτημόριο)



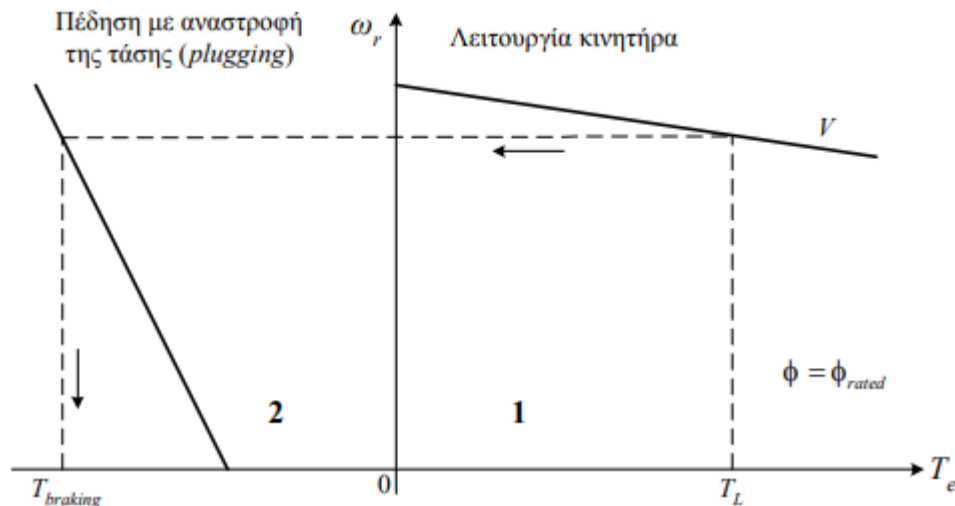
Σχήμα 3.11: Πέδηση του κινητήρα ανεξάρτητης διέγερσης με αναστροφή της τάσης τροφοδοσίας. Λειτουργία κινητήρα (α), λειτουργία γεννήτριας (β)

Πέδηση με Αναστροφή της Τάσης (plugging)

Σ' αυτή τη μέθοδο πέδησης, αντιστρέφεται η φορά της τάσης τροφοδοσίας στο τύλιγμα του σπλισμού (Σχ. 3.11). Έτσι, αντιστρέφεται η φορά του ρεύματος στον σπλισμό και η μηχανή λειτουργεί ως γεννήτρια. Η ενέργεια που παράγεται από τη μηχανή, μαζί με την ισχύ που η μηχανή απορροφά από την πηγή τροφοδοσίας, καταναλώνονται στην ωμική αντίσταση του δρομέα. Το ρεύμα στον σπλισμό αποκτά μια εξαιρετικά μεγάλη τιμή $I_a = (E_a + V)/R_a$, η οποία συχνά περιορίζεται με τη σύνδεση μιας εξωτερικής αντίστασης, σε σειρά με το κύκλωμα του δρομέα. Επομένως, η πέδηση με plugging είναι μια εξαιρετικά αναποτελεσματική μέθοδος. Η χαρακτηριστική ταχύτητας–ροπής του κινητήρα με plugging, εικονίζεται στο δεύτερο τεταρτημόριο του Σχ. 3.12. Η χαρακτηριστική λαμβάνεται από την Εξ. αντικαθιστώντας την τάση V με την $-V$. Η ροπή πέδησης της μηχανής στη μηδενική ταχύτητα είναι σημαντική. Έτσι, όταν ο σκοπός της πέδησης είναι το

σταμάτημα του κινητήρα, απαιτούνται πρόσθετες διατάξεις για την αποσύνδεση του κινητήρα από την πηγή. Αν δεν γίνει αυτό, ο κινητήρας επιταχύνει προς την αντίθετη κατεύθυνση.

$$\omega_r = -\frac{V}{C_e * \Phi} - \frac{R_a}{(C_e * \Phi)^2} * (T_e)$$



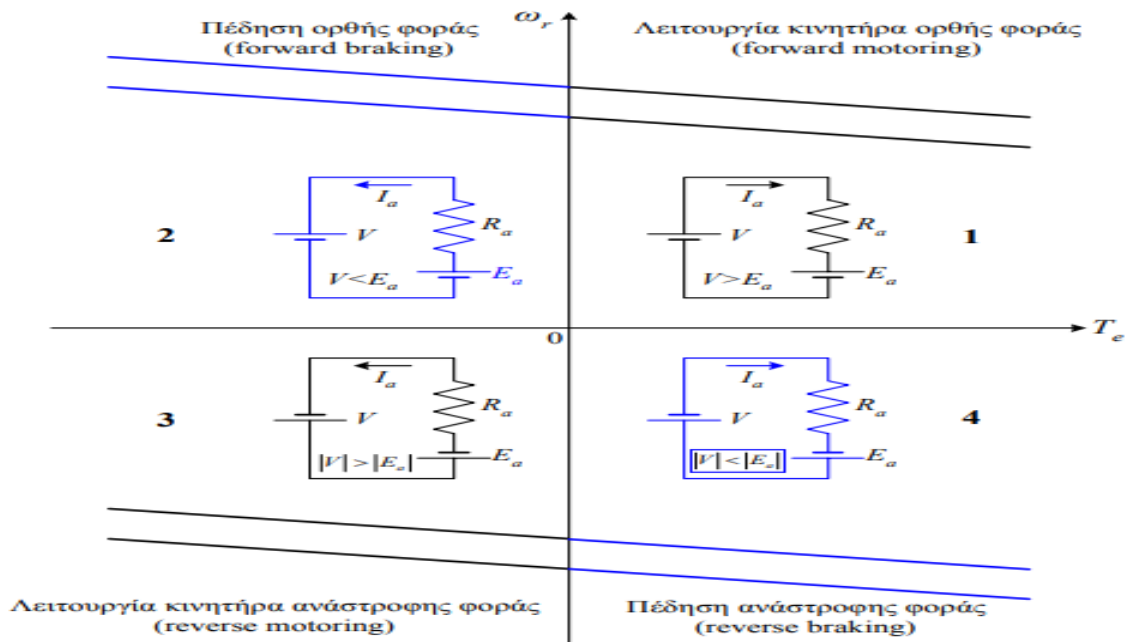
Σχήμα 3.12: Χαρακτηριστική ταχύτητας–ροπής του κινητήρα με ανεξάρτητη διέγερση, κατά τη λειτουργία κινητήρα (πρώτο τεταρτημόριο) και κατά τη πέδηση με αναστροφή της τάσης (δεύτερο τεταρτημόριο)

3.7 ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ ΣΕ ΤΕΣΣΕΡΑ ΤΕΤΑΡΤΗΜΟΡΙΑ

Ένας κινητήρας συνεχούς ρεύματος με ανεξάρτητη διέγερση, μπορεί να ελεγχθεί σε τέσσερα τεταρτημόρια του επιπέδου ταχύτητας–ροπής, με πέδηση ανάκτησης ισχύος, όταν το τύλιγμα του σπλισμού τροφοδοτείται από τον κατάλληλο μετατροπέα ισχύος. Ο μετατροπέας ισχύος πρέπει να παρέχει τάση τροφοδοσίας με θετική και αρνητική πολικότητα και ταυτόχρονα να επιτρέπει την αμφίδρομη ροή του ρεύματος σπλισμού (μετατροπέας τεσσάρων τεταρτημορίων).

Σύμφωνα με το Σχ. 3.13, η μηχανή λειτουργεί ως κινητήρας στο πρώτο τεταρτημόριο καθώς η ισχύς, η οποία είναι ίση με το γινόμενο της ταχύτητας με τη ροπή $P = T_e \omega_r$, είναι θετική. Ο κινητήρας θεωρούμε ότι στρέφεται με την ορθή (θετική) φορά στο πρώτο τεταρτημόριο, όταν η τάση τροφοδοσίας είναι θετική και $V > E_a$ (forward motoring). Στο δεύτερο τεταρτημόριο, όπου $V < E_a$, η ισχύς είναι αρνητική και η μηχανή λειτουργεί ως γεννήτρια (πέδηση κατά την ορθή φορά, forward braking). Η φορά του ρεύματος σπλισμού και η ροπή είναι αντεστραμμένες, σε σχέση με το πρώτο τεταρτημόριο. Η ροπή του παθητικού φορτίου και η αρνητική ροπή πέδησης, επιβραδύνουν τη μηχανή. Έτσι, η μηχανή μπορεί να λειτουργήσει στο δεύτερο τεταρτημόριο μόνο κατά το μεταβατικό χρονικό διάστημα της πέδησης. Η μηχανή λειτουργεί σε μόνιμη κατάσταση ισορροπίας στο δεύτερο τεταρτημόριο, μόνο όταν το φορτίο είναι ενεργό με αρνητική ροπή.

Παράδειγμα τέτοιου φορτίου είναι ένα ηλεκτρικό τρένο που κινείται σε κατωφέρεια. Τότε, η ροπή της βαρύτητας υποστηρίζει την κίνηση, ενώ το μέγεθος της ροπής πέδησης ρυθμίζει την ταχύτητα.



Σχήμα 3.13 : Λειτουργία του κινητήρα συνεχούς ρεύματος με ανεξάρτητη διέγερση, σε τέσσερα τεταρτημόρια

3.8 ΡΟΠΗ ΤΟΥ ΦΟΡΤΙΟΥ

Οι δυνατότητες των ηλεκτρικών κινητήρων περιγράφονται από τη χαρακτηριστική ταχύτητας–ροπής. Η χαρακτηριστική ταχύτητας–ροπής που λαμβάνεται όταν ο κινητήρας τροφοδοτείται με τα ονομαστικά του ηλεκτρικά μεγέθη, ονομάζεται φυσική (natural). Η επιλογή κάποιου είδους κινητήρα συνεχούς ρεύματος εξαρτάται από το αν η χαρακτηριστική ταχύτητας–ροπής του κινητήρα, ταιριάζει με τη χαρακτηριστική ταχύτητας–ροπής του φορτίου. Επομένως, η χαρακτηριστική ταχύτητας–ροπής του φορτίου πρέπει να είναι γνωστή, για την επιλογή του κατάλληλου κινητήρα οδήγησης του φορτίου. Ένας κινητήρας είναι συμβατός με το φορτίο, αν ικανοποιεί τις απαιτήσεις ταχύτητας και ροπής του φορτίου, χωρίς να υπερβαίνει τους περιορισμούς ρεύματος που επιβάλλονται είτε από τον ίδιο τον κινητήρα, ή από την πηγή τροφοδοσίας του. Συχνά, η φυσική χαρακτηριστική ταχύτητας–ροπής οποιοδήποτε κινητήρα, δεν είναι συμβατή με τις απαιτήσεις του φορτίου. Τότε, ένας μετατροπέας ισχύος (power semiconductor converter), παρεμβάλλεται μεταξύ της πηγής τροφοδοσίας και του κινητήρα. Ο μετατροπέας ελέγχει τη ροή της ισχύος από την πηγή προς τον κινητήρα με τέτοιο τρόπο, έτσι ώστε η χαρακτηριστική ταχύτητας–ροπής του κινητήρα να προσαρμοστεί στις απαιτήσεις του φορτίου. Επιπλέον, με το μετατροπέα ισχύος επιτυγχάνεται ο έλεγχος των μεταβατικών ρευμάτων στην πηγή (δίκτυο), έτσι ώστε να πληρούνται οι κανονισμοί που επιβάλλουν τη χρήση του.

ΔΥΝΑΜΙΚΗ ΡΟΠΗ

Η ροπή που αναπτύσσει ο κινητήρας T_e και ροπή του φορτίου T_L , συνδέονται με τη σχέση

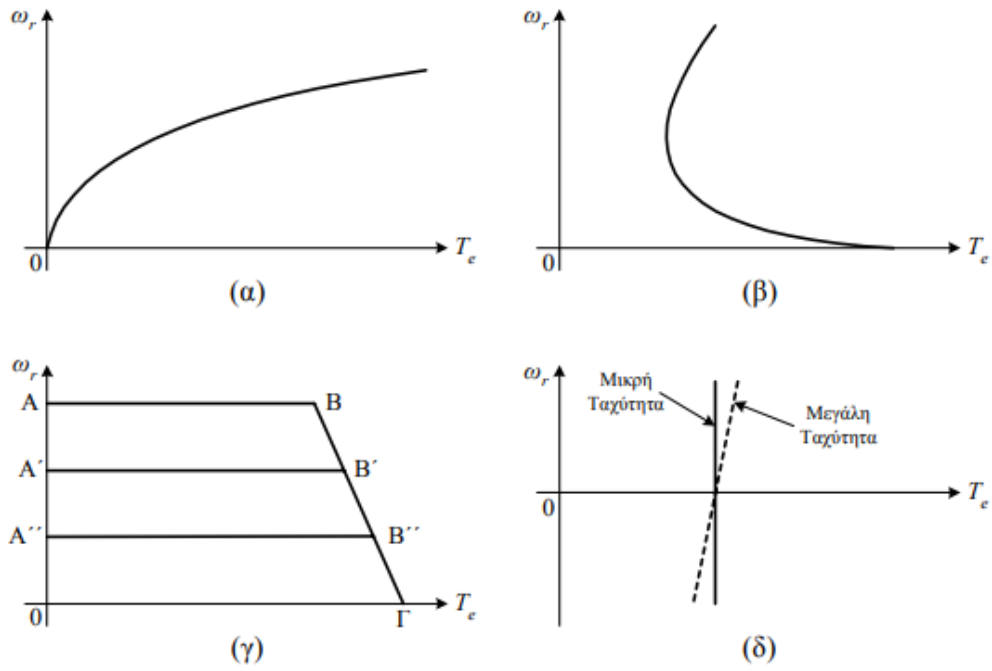
$$T_e = T_L + \frac{Jd\omega_r}{dt}$$

όπου, J είναι η αδράνεια του συστήματος κινητήρας–φορτίο σε kgm^2 . Ο δεύτερος όρος $\frac{Jd\omega_r}{dt}$ ονομάζεται δυναμική ροπή (dynamic torque), επειδή υφίσταται μόνο κατά τη διάρκεια των μεταβατικών χρονικών διαστημάτων. Η δυναμική ροπή είναι μηδέν στην κατάσταση ισορροπίας. Στην κατάσταση ισορροπίας, η ροπή που αναπτύσσει ο κινητήρας είναι ίση με τη ροπή του φορτίου. Όταν η ροπή του κινητήρα είναι μεγαλύτερη από τη ροπή του φορτίου, ο κινητήρας επιταχύνει. Κατά την επιτάχυνση, ο κινητήρας πρέπει να παρέχει εκτός από τη ροπή φορτίου T_L και τη δυναμική ροπή, για να υπερνικήσει την αδράνεια των στρεφόμενων μαζών. Έτσι, σε εφαρμογές όπου η αδράνεια είναι μεγάλη και απαιτούνται μικροί χρόνοι απόκρισης, ο κινητήρας πρέπει να παρέχει μια ροπή πολύ μεγαλύτερη από τη στατική ροπή του φορτίου. Ο κινητήρας επιβραδύνεται όταν η ροπή που παράγει είναι μικρότερη από τη ροπή του φορτίου. Κατά την επιβράδυνση (πέδηση), η δυναμική ροπή αλλάζει πρόσημο.

Αυτό σημαίνει ότι η ενέργεια που είναι αποθηκευμένη στις στρεφόμενες μάζες του συστήματος ανακτάται και μετατρέπεται σε ηλεκτρική (λειτουργία γεννήτριας). Αν η ροπή του κινητήρα T_e απλά μηδενιστεί κατά την πέδηση, με την αποσύνδεση του κινητήρα από την πηγή τροφοδοσίας, ο ρυθμός της επιβράδυνσης εξαρτάται μόνο από την αδράνεια και τη ροπή T_L . Όταν η αδράνεια είναι μεγάλη, είτε η ροπή φορτίου μικρή, ο χρόνος πέδησης είναι υψηλός. Για τη μείωση του χρόνου πέδησης, ο κινητήρας τροφοδοτείται από το μετατροπέα ισχύος με τέτοιο τρόπο, έτσι ώστε να αναπτύξει αρνητική ροπή, οπότε λειτουργεί ως γεννήτρια. Δηλαδή, χρησιμοποιούνται ηλεκτρικά μέσα για την πέδηση του κινητήρα. Η ηλεκτρική πέδηση εξασφαλίζει ταχεία και με υψηλή ακρίβεια επιβράδυνση των κινητήρων.

Χαρακτηριστικές Ταχύτητας–Ροπής από Συνήθη Φορτία

Οι χαρακτηριστικές ταχύτητας–ροπής κάποιων φορτίων που χρησιμοποιούνται συχνά σε πρακτικές εφαρμογές, εικονίζονται στο Σχ. 3.14. Η ροπή του φορτίου μεταβάλλεται ανάλογα με το τετράγωνο της ταχύτητας στις αντλίες (centrifugal pumps) και τους ανεμιστήρες (blowers, fans), όπως δείχνει το Σχ. 3.14α. Στα συστήματα έλξης, όπως τα ηλεκτρικά τρένα και τα αυτοκίνητα, η μεταβολή της ροπής με την ταχύτητα παρουσιάζεται στο Σχ. 3.14β. Στη χαρακτηριστική αυτή δεν έχει συμπεριληφθεί η ροπή που οφείλεται στη βαρύτητα. Στους εκσκαφείς, οι χαρακτηριστικές ταχύτητας–ροπής έχουν τη μορφή του Σχ. 3.14γ. Όταν ο εκσκαφέας συναντήσει κάποιο εμπόδιο, η ταχύτητα του κινητήρα πρέπει να μηδενιστεί και η ροπή, όπως και το ρεύμα να περιοριστούν σε κάποια ασφαλή τιμή (τμήμα ΒΓ της χαρακτηριστικής). Τα τμήματα ΑΒ, Α'Β' και Α''Β'' σχετίζονται με τη σκληρότητα του εδάφους. Στα ανυψωτικά συστήματα, όπως οι γερανοί, η ροπή του φορτίου εξαρτάται κυρίως από τη βαρύτητα και είναι ανεξάρτητη της ταχύτητας. Στα ανυψωτικά υψηλής ταχύτητας, εξαιτίας των τριβών και του αερισμού, η ροπή αποκτά μια μικρή εξάρτηση από την ταχύτητα.



Σχήμα 3.14 :Χαρακτηριστικές ταχύτητας–ροπής μερικών τυπικών φορτίων. Αντλιών, ανεμιστήρων (α), συστημάτων έλξης (β), εκσκαφών (γ), ανυψωτικών (δ)

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 4

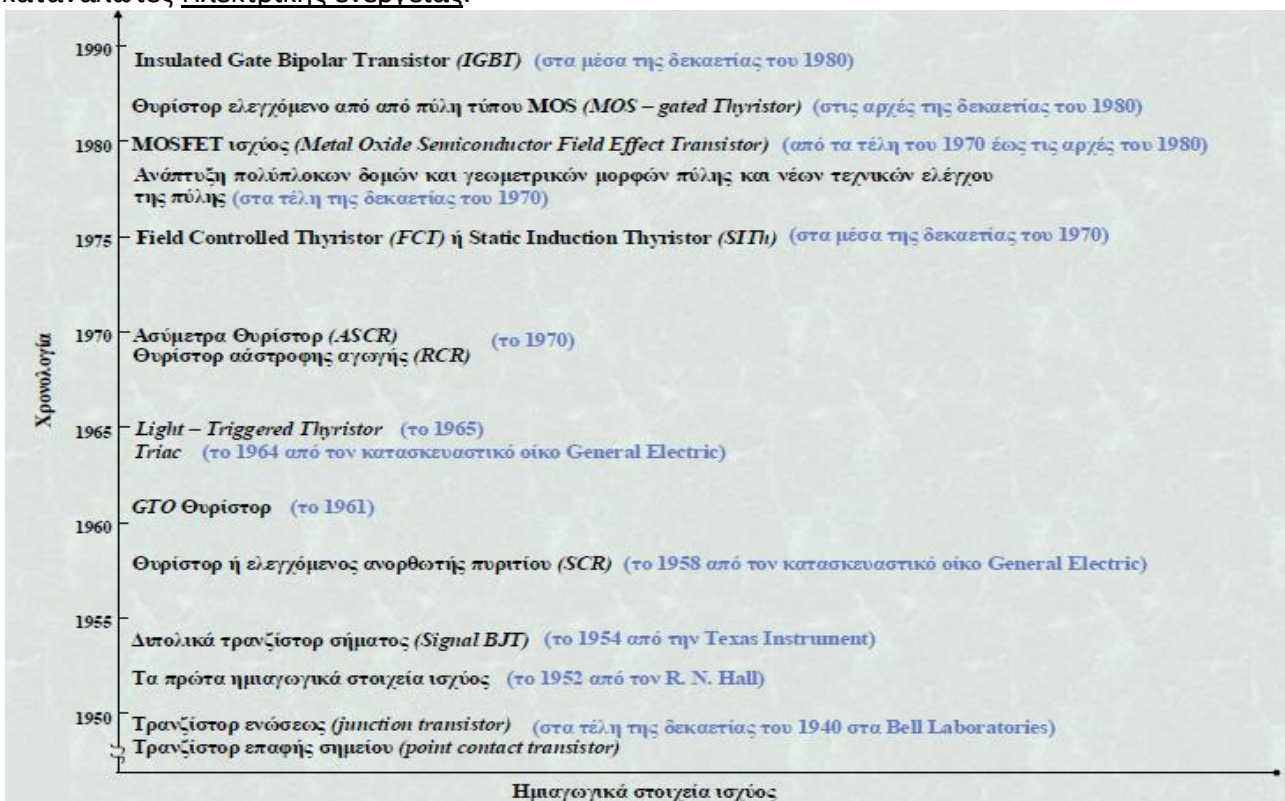
(ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΣΧΥΟΣ)

4.1 Ηλεκτρονικά ισχύος

Ηλεκτρονικά ισχύος είναι τα ηλεκτρονικά συστήματα τα οποία διαχειρίζονται την ηλεκτρική ισχύ και μετατρέπουν την τάση ,την ένταση και την κυματομορφή του ρεύματος κατά τρόπο , ώστε να μπορεί να αξιοποιηθεί από τα συστήματα παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας για την μεταφορά ,την διανομή ,την αποθήκευση και την κατανάλωση ηλεκτρικής ενέργειας. Τα ηλεκτρονικά συστήματα ισχύος μπορούν να κάνουν τις παρακάτω μετατροπές:

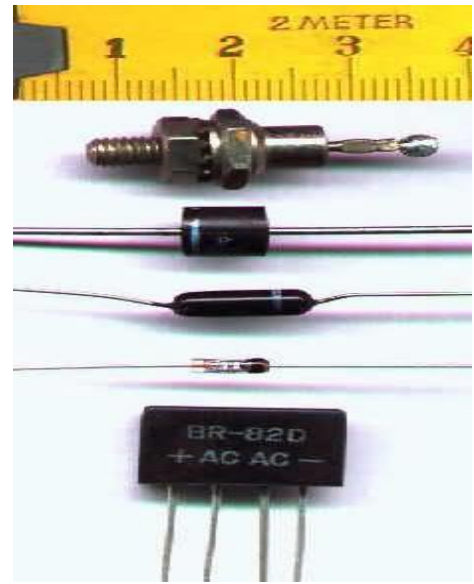
1. Μετατροπή του συνεχούς σε συνεχές , διαφορετικής τάσης και έντασης (Μετατροπείς DC-DC)
2. Μετατροπή του εναλλασσόμενου σε συνεχές (Μετατροπείς AC-DC ή ανορθωτικές διατάξεις)
3. Μετατροπή του εναλλασσόμενου σε εναλλασσόμενο διαφορετικού πλάτους(Ρυθμιστές AC-AC ή Μετασηματιστές)
4. Μετατροπή του συνεχούς σε εναλλασσόμενο (Μετατροπείς DC-AC ή αντιστροφείς)

Οι μετατροπές αυτές επιτυγχάνονται με την βοήθεια ηλεκτρονικών διατάξεων οι οποίες χρησιμοποιούν ηλεκτρονικούς διακόπτες (τρανζίστορ ισχύος, διόδους ισχύος, Θυρίστορς, MOSFET ισχύος κ.α),των οποίων η λειτουργία καθορίζεται από την θεωρία των ημιαγωγών στερεάς κατάστασης , την θεωρία των ηλεκτρονικών κυκλωμάτων, την θεωρία ελέγχου, την ηλεκτρομαγνητική θεωρία και την θεωρία μεταφοράς θερμότητας.Ο αντικειμενικός στόχος των ηλεκτρονικών ισχύος είναι να αντιστοιχίζουν τις δυνατότητες του συστήματος παραγωγής ισχύος στις απαιτήσεις της κατανάλωσης για την ποιότητα και την ποσότητα της ενέργειας κατά τον βέλτιστο δυνατό τρόπο.Τα ηλεκτρονικά ισχύος είναι αναπόσπαστο τμήμα των συστημάτων ΑΠΕ (Ανανεώσιμων Πηγών Ενέργειας) και αποτελούν το ενδιάμεσο τμήμα ανάμεσα στα συστήματα παραγωγής ισχύος (π.χ. Φωτοβολταϊκά ,Ανεμογεννήτριες κ.λ.π.) και τους καταναλωτές Ηλεκτρικής ενέργειας.



4.2 Δίοδος

Στην ηλεκτρονική, η δίοδος είναι ένα στοιχείο που περιορίζει τη κατευθυντήρια ροή των φορέων αγωγιμότητας (charge carriers). Ουσιαστικά, η δίοδος επιτρέπει στο ηλεκτρικό ρεύμα να περάσει από τη μια κατεύθυνση, αλλά μπλοκάρει την κίνηση από την αντίθετη κατεύθυνση. Έτσι, η δίοδος μπορεί να θεωρηθεί ως μια ηλεκτρονική εκδοχή της βαλβίδας, η οποία, για παράδειγμα, σε ένα σωλήνα νερού, δεν επιτρέπει ροή αντίθετη από την επιθυμητή. Οπότε, τα κυκλώματα που απαιτούν ροή προς μία μόνο κατεύθυνση περιλαμβάνουν μία ή περισσότερες διόδους στη σχεδίαση του κυκλώματος. Οι πρώτες διόδους περιλάμβαναν κρυστάλλους *cat's whisker* και λυχνίες κενού. Σήμερα, οι περισσότερες διόδους είναι κατασκευασμένες από υλικά ημιαγωγών όπως πυρίτιο ή γερμάνιο. Οι θερμοιονικές διόδους είναι θερμοιονικές βαλβίδες (γνωστές και ως λυχνίες κενού), οι οποίες είναι διατάξεις ηλεκτροδίων που βρίσκονται μέσα σε αεροστεγή γυάλινο σωλήνα και είναι παρόμοιες σε εμφάνιση με τους κοινούς λαμπτήρες πυρακτώσεως. Στις θερμοιονικές διόδους, ηλεκτρικό ρεύμα περνά μέσα από το νήμα πυρακτώσεως. Αυτό θερμαίνει έμμεσα την κάθοδο, η οποία είναι ένα άλλο νήμα το οποίο είναι μίγμα από βάριο και οξειδία του στροντίου, τα οποία είναι οξειδία αλκαλικών γαιών. Αυτά τα συστατικά επιλέγονται επειδή έχουν μικρό έργο εξαγωγής. (Κάποιες λυχνίες χρησιμοποιούν απευθείας θέρμανση, στην οποία το ρεύμα περνάει μέσα από την ίδια την κάθοδο). Η θέρμανση προκαλεί θερμοιονική εκπομπή ηλεκτρονίων μέσα στο κενό του σωλήνα. Στην ευθύ λειτουργία, ένα μεταλλικό ηλεκτρόδιο που ονομάζεται άνοδος, φορτίζεται θετικά έτσι ώστε να έλξει ηλεκτροστατικά τα εκπεμπόμενα ηλεκτρόνια. Παρόλ' αυτά, τα ηλεκτρόνια δεν αφήνονται εύκολα από την επιφάνεια της μη θερμής ανόδου όταν η πολικότητα της τάσης αντιστραφεί και επομένως οποιαδήποτε αντίστροφη ροή έχει πολύ μικρή ένταση. Στο μεγαλύτερο μέρος του 20ου αιώνα οι θερμοιονικές διόδους χρησιμοποιήθηκαν σε αναλογικές εφαρμογές σήματος καθώς και ως ανορθωτές σε παροχές ενέργειας. Σήμερα, οι θερμοιονικές διόδους χρησιμοποιούνται μόνο σε εφαρμογές όπως ανορθωτές σε κιθάρες και hi-fi ενισχυτές και σε ειδικά εξαρτήματα υψηλής τάσης.

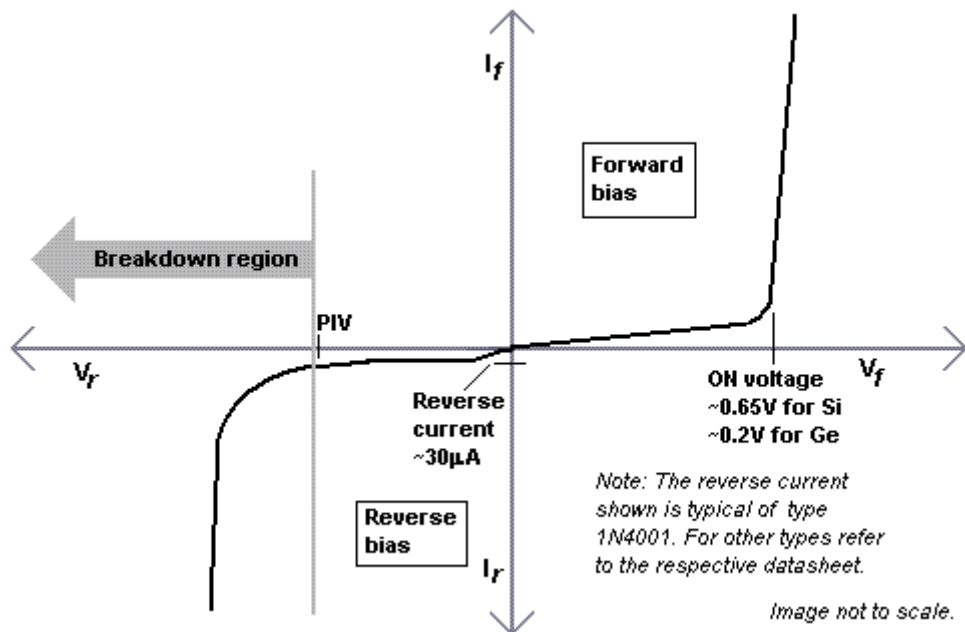


ΔΙΟΔΟΙ ΗΜΙΑΓΩΓΩΝ

Οι περισσότερες σύγχρονες διόδους βασίζονται στον ημιαγωγό p-n επαφών. Σε μια p-n δίοδο, συμβατικό ρεύμα μπορεί να ρέει από τη μεριά τύπου p (η άνοδος) στην άλλη μεριά τύπου n (η κάθοδος), αλλά δεν μπορεί να ρέει κατά την αντίθετη κατεύθυνση. Ένας άλλος τύπος δίοδου ημιαγωγών, η δίοδος Schottky, σχηματίζεται από την επαφή μεταξύ ενός μετάλλου και ενός ημιαγωγού παρά από μια επαφή p-n. Η χαρακτηριστική καμπύλη ρεύματος-τάσης ή I-V μιας δίοδου ημιαγωγού αποδίδεται στη συμπεριφορά της περιοχής κατάρρευσης η οποία υπάρχει στην επαφή p-n μεταξύ των διαφορετικών ημιαγωγών. Όταν αρχικά δημιουργήθηκε η επαφή p-n, ηλεκτρόνια της ζώνης αγωγιμότητας (conduction band) της νοθευμένης-N (N-doped) περιοχής διαχέονται στη νοθευμένη-P (P-doped) περιοχή όπου υπάρχει ένας μεγάλος αριθμός από οπές (μέρη για τα ηλεκτρόνια στα οποία δεν βρίσκεται κανένα ηλεκτρόνιο) με τις οποίες τα ηλεκτρόνια ανασυνδυάζονται. Όταν ένα ελεύθερο ηλεκτρόνιο συνδυάζεται με μια οπή, η οπή εξαφανίζεται και το ηλεκτρόνιο παύει να είναι ελεύθερο. Επομένως δυο φορείς αγωγιμότητας εξαφανίστηκαν. Η περιοχή γύρω από την επαφή p-n ελλατώνεται από φορείς αγωγιμότητας και επομένως λειτουργεί ως μονωτής. Παρόλ' αυτά, το πλάτος κατάρρευσης (depletion width) δεν μπορεί να μεγαλώσει απεριόριστα. Για κάθε ζεύγος ηλεκτρονίου-οπής που ανασυνδυάζονται, ένα θετικά φορτισμένο

‘νοθευμένο’ (dopant) ιόν αφήνεται πίσω στη νοθευμένη-N περιοχή και ένα αρνητικά φορτισμένο ‘νοθευμένο’ ιόν αφήνεται στη νοθευμένη-P (P-doped) περιοχή. Καθώς προχωράνε οι ανασυνδυασμοί και περισσότερα ιόντα δημιουργούνται, δημιουργείται ένα αυξανόμενο ηλεκτρικό πεδίο στη ζώνη κατάρρευσης το οποίο επιδρά στην επιβράδυνση και τελικά στη διακοπή των ανασυνδυασμών. Σε αυτό το σημείο, υπάρχει μια ενσωματωμένη διαφορά δυναμικού στην ζώνη κατάρρευσης.

Αν μια εξωτερική τάση εφαρμοστεί στη δίοδο με την ίδια πολικότητα με την ενσωματωμένη διαφορά δυναμικού, η ζώνη κατάρρευσης συνεχίζει να λειτουργεί ως μονωτής εμποδίζοντας τη διέλευση σημαντικής ποσότητας ηλεκτρικού ρεύματος. Το φαινόμενο αυτό ονομάζεται ανάστροφη πόλωση. Αντίθετα, αν η πολικότητα της εξωτερικής τάσης είναι αντίθετη με την ενσωματωμένη διαφορά δυναμικού, θα συνεχίσουν οι ανασυνδυασμοί με αποτέλεσμα να έχουμε διέλευση ηλεκτρικού ρεύματος μέσω της επαφής p-n. Για τις διόδους από πυρίτιο, η εσωτερική τάση είναι περίπου ίση με 0.6 V. Επομένως, αν ένα εξωτερικό ρεύμα περάσει από τη δίοδο, θα δημιουργηθεί στη δίοδο μια τάση περίπου 0.6 V έτσι ώστε η νοθευμένη-P περιοχή να είναι θετική σε σχέση με τη νοθευμένη-N περιοχή και η δίοδος χαρακτηρίζεται ως ανοικτή, αφού έχει ορθή πόλωση.



Η χαρακτηριστική καμπύλη I-V μιας επαφής P-N δίοδου.

Η χαρακτηριστική καμπύλη I-V της δίοδου μπορεί να προσεγγιστεί από δυο περιοχές λειτουργίας. Αν η τάση ανάμεσα στα δύο άκρα (leads) είναι κάτω από μια συγκεκριμένη τιμή, η ζώνη κατάρρευσης έχει σημαντικό πλάτος και η δίοδος μπορεί να θεωρηθεί ως ένα ανοικτό (μη αγώγιμο) κύκλωμα. Όσο η τάση αυξάνεται, σε κάποιο σημείο η δίοδος θα γίνει αγώγιμη και θα επιτρέψει τη διαρροή του ηλεκτρικού ρεύματος, και μπορεί να θεωρηθεί ως μια σύνδεση με μηδενική (ή τουλάχιστον πολύ μικρή) αντίσταση. Σε μια κανονική δίοδο από πυρίτιο, η πτώση τάσης σε μια αγώγιμη δίοδο είναι περίπου 0.6 με 0.7 volts. Η τιμή αυτή είναι διαφορετική για άλλους τύπους δίοδων – για τις διόδους Schottky μπορεί να είναι 0.2 V και για τις διόδους εκπομπής φωτός (LEDs)

μπορεί να είναι 1.4 V ή μεγαλύτερη (στα γαλάζια LEDs μπορεί να φτάνει και τα 4.0 V). Σχετικά με το διάγραμμα της χαρακτηριστικής καμπύλης I-V, στην περιοχή ανάστροφης πόλωσης για μια κανονική ανορθωτική δίοδο P-N, το ρεύμα μέσω της συσκευής είναι πολύ μικρό (της τάξεως των μA) για όλες τις ανάστροφες τάσεις μέχρι ένα σημείο που ονομάζεται Κορυφή Ανάστροφης Τάσης (PIV). Μετά από αυτό το σημείο, συμβαίνει μια διαδικασία που ονομάζεται αντίστροφη κατάρρευση η οποία προκαλεί βλάβες στη συσκευή με ταυτόχρονη μεγάλη αύξηση στο ηλεκτρικό ρεύμα. Για ειδικές περιπτώσεις διόδων όπως η avalanche ή οι δίοδοι zener, η αρχή της Κορυφής Ανάστροφης Τάσης δεν είναι εφαρμόσιμη αφού έχουν μια εσκεμμένη κατάρρευση μετά από ένα γνωστό αντίστροφο ρεύμα έτσι ώστε η αντίστροφη τάση να φτάσει σε μια γνωστή τιμή (η οποία ονομάζεται τάση zener ή τάση κατάρρευσης). Αυτές οι συσκευές όμως έχουν ένα ανώτατο όριο στο ρεύμα και στην ισχύ στην περιοχή zener ή avalanche.

ΤΥΠΟΙ ΔΙΟΔΩΝ ΗΜΙΑΓΩΓΩΝ

Υπάρχουν πολλοί τύποι διόδων ημιαγωγών, που είτε τονίζουν κάποια διαφορετικά φυσικά στοιχεία μιας δίοδου συχνά με κλιμάκωση της γεωμετρίας και του επιπέδου νόθευσης, επιλέγοντας τα κατάλληλα ηλεκτρόδια, ή είναι τελείως διαφορετικές συσκευές όπως η δίοδος Gunn και laser και η JFET.

1. Κανονικές δίοδοι (p-n)
2. Δίοδοι διακόπτες
3. Δίοδοι Schottkys
4. Δίοδοι Υπερφράγματος(Super Barrier)
5. Δίοδοι με μίγμα χρυσού
6. Δίοδοι επαναφοράς βήματος ('step recovery')
7. Δίοδοι επαφής σημείου
8. Δίοδοι Cat's whisker ή κρυσταλλικοί δίοδοι
9. Δίοδοι PIN
10. Δίοδοι μεταβλητής χωρητικότητας
11. Δίοδος Ζένερ
12. Δίοδος Avalanche
13. Φωτοδίοδοι
14. Δίοδοι εκπομπής φωτός (LEDs)
15. Δίοδοι Laser
16. Δίοδοι Esaki ή δίοδοι σήραγγας
17. Δίοδοι Gunns
18. Δίοδοι Peltier

ΣΧΕΤΙΚΕΣ ΣΥΣΚΕΥΕΣ

1. Τρανζίστορ
2. Thyristor ή ελεγχόμενος ανορθωτής πυριτίου
3. TRIAC
4. Diac

ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ

1. Διαμόρφωση ραδιοφωνικών κυμάτων

Η πρώτη χρήση της διόδου ήταν η αποδιαμόρφωση των διαμορφωμένων κατά πλάτος (AM) ραδιοφωνικών εκπομπών. Συνοπτικά, ένα σήμα AM αποτελείται από θετικές και αρνητικές κορυφές που εναλλάσσονται, των οποίων το πλάτος είναι ανάλογο με το πλάτος του αρχικού ηχητικού σήματος, αλλά του οποίου η μέση τιμή είναι μηδέν. Η διάδος (αρχικά μια κρυσταλλική διάδος) ανορθώνει το σήμα AM, αφήνοντας ένα σήμα του οποίου η μέση τιμή είναι το επιθυμητό ηχητικό σήμα. Η μέση τιμή εξάγεται χρησιμοποιώντας ένα απλό ηλεκτρονικό φίλτρο και εισάγεται σε ένα ηχητικό transducer, ο οποίος παράγει ήχο.

2. Μετατροπή ισχύος

Οι ανορθωτές κατασκευάζονται από διόδους, οι οποίες χρησιμοποιούνται για να μετατρέψουν το εναλλασσόμενο ρεύμα (AC) σε συνεχές ρεύμα (DC).

3. Προστασία από υπέρταση ρεύματος

Οι διάδοι χρησιμοποιούνται συχνά για να διοχετεύσουν καταστροφικές υψηλές τάσεις μακριά από ευαίσθητες ηλεκτρονικές συσκευές. Συνήθως, υπό κανονικές συνθήκες είναι ανάστροφης πολικότητας. Όταν η τάση αυξηθεί, η διάδος γίνεται ορθής πολικότητας. Επίσης πολλά ολοκληρωμένα κυκλώματα χρησιμοποιούν διόδους στις επαφές σύνδεσης για να προστατεύσουν τα ευαίσθητα τραζίστορ τους από εξωτερικές υψηλές τάσεις.

4. Λογικές πύλες

Οι διάδοι μπορούν να συνδυαστούν με άλλα στοιχεία για να κατασκευάσουν πύλες λογικής και ειδικά πύλες λογικού AND και λογικού OR.

5. Ανιχνευτές ιονικής ακτινοβολίας

6. Μέτρηση θερμότητας

Μια διάδος μπορεί να χρησιμοποιηθεί και ως συσκευή μέτρησης της θερμότητας, αφού η ορθή πτώσης τάσης της διόδου εξαρτάται από τη θερμοκρασία. Αυτή η συσχέτιση με τη θερμοκρασία προκύπτει από τη σχέση της ιδανικής διόδου του Shockley και τυπικά είναι περίπου με -2.2 mV ανά βαθμό Κελσίου.

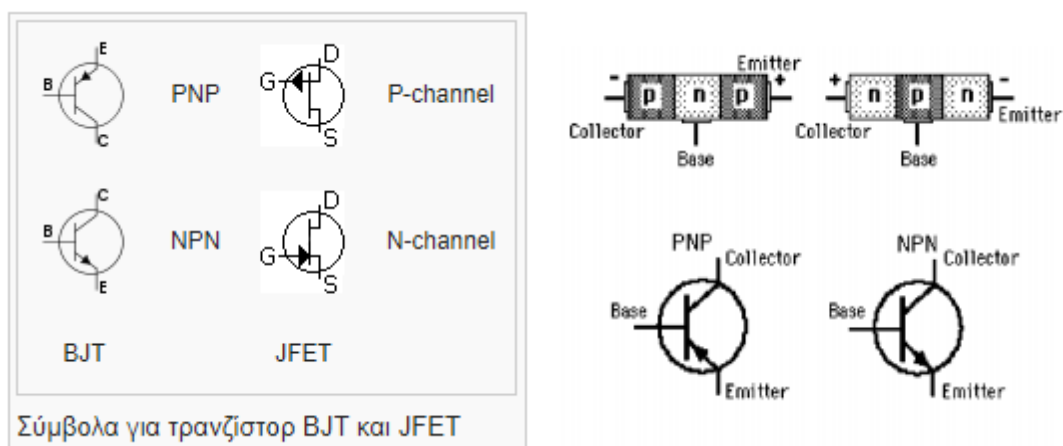
4.3 Τρανζίστορ

Το πρώτο τρανζίστορ κατασκευάστηκε τον Δεκέμβριο του 1947 στα εργαστήρια της εταιρίας Bell Telephone στις Ηνωμένες Πολιτείες της Αμερικής, από τους Τζον Μπάρντιν, Γουόλτερ Μπάτεν και Γουίλιαμ Σόκλει, οι οποίοι και τιμήθηκαν το 1956 με το βραβείο Νόμπελ φυσικής. Το τρανζίστορ είναι βασικά ένας ημιαγωγός πυριτίου ή γερμανίου. Είναι κάτι ανάλογο με την δίοδο, αλλά η λειτουργία τους και οι επιδόσεις τους διαφέρουν. Το τρανζίστορ αποτελείται από τρία στρώματα ημιαγωγού σε αντίθεση με τις διόδους που έχουν δύο στρώσεις. Υπάρχουν δύο τύποι τρανζίστορ: α) PNP και β) NPN. Το τρανζίστορ τύπου NPN αποτελείται από δύο στρώματα τύπου N (αρνητικό) που ανάμεσά τους υπάρχει ένα στρώμα τύπου P (θετικό), ενώ το τρανζίστορ τύπου PNP αποτελείται από δύο τύπου P και ανάμεσά τους ένα τύπου N.

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

Το τρανζίστορ (transistor), στα ελληνικά κρυσταλλοτρίοδος και παλαιότερα κρυσταλλολυχνία, είναι διάταξη ημιαγωγών στερεάς κατάστασης, η οποία βρίσκει διάφορες εφαρμογές στην ηλεκτρονική, μερικές εκ των οποίων είναι η ενίσχυση, η σταθεροποίηση τάσης, η διαμόρφωση συχνότητας, η λειτουργία ως διακόπτης και ως μεταβλητή ωμική αντίσταση.

Το τρανζίστορ μπορεί, ανάλογα με την τάση με την οποία πολώνεται, να ρυθμίζει την ροή του ηλεκτρικού ρεύματος που απορροφά από συνδεδεμένη πηγή τάσης. Τα τρανζίστορ κατασκευάζονται είτε ως ξεχωριστά ηλεκτρονικά εξαρτήματα είτε ως τμήματα κάποιου ολοκληρωμένου κυκλώματος.



Σύμβολα για τρανζίστορ BJT και JFET

Τα τρανζίστορ ισχύος έχουν κάποια ελεγχόμενα χαρακτηριστικά δηλαδή μπορούμε να ελέγξουμε την έναυση και την σβέση τους. Τα τρανζίστορς, που χρησιμοποιούνται σαν διακοπτικά στοιχεία, λειτουργούν στην περιοχή κορεσμού με αποτέλεσμα μικρή πτώση τάσης κατά την αγωγή.

Η ταχύτητα διακοπής των μοντέρνων τρανζίστορς είναι πολύ μεγαλύτερη από εκείνη των θυρίστορς και έτσι χρησιμοποιούνται εκτεταμένα σε μετατροπείς ΣΡ-ΣΡ και ΣΡ-ΕΡ, επειδή προσφέρουν πιο καλή δυναμική απόκριση με αντιπαράλληλα συνδεδεμένες διόδους για την παροχή αμφίδρομης ροής ρεύματος. Όμως, οι προδιαγραφές ρεύματος και τάσης των τρανζίστορς είναι πολύ μικρότερες από εκείνες των θυρίστορς και έτσι τα τρανζίστορς χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές χαμηλής και μέσης ισχύος.

Τα τρανζίστορ ισχύος μπορούν να ταξινομηθούν σε τέσσερις κύριες κατηγορίες:

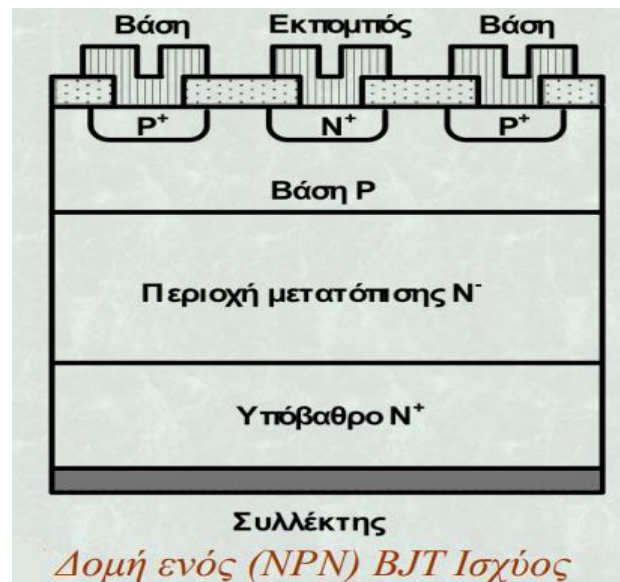
1. Τρανζίστορ διπολικής επαφής (Bipolar Junction Transistors -BJT)
2. Τρανζίστορ μετάλλου – οξειδίου - ημιαγωγού με επίδραση πεδίου (MOSFET)
3. Τρανζίστορ στατικής επαγωγής (Static Induction Transistors-SIT) ή (JFET)
4. Διπολικό τρανζίστορ μονωμένης πύλης (IGBT) Τα τρανζίστορ και από τις παραπάνω τέσσερις κατηγορίες μπορούν να θεωρηθούν σαν ιδανικοί διακόπτες για να εξηγηθούν οι τεχνικές μετατροπής ισχύος. Ο διακόπτης τρανζίστορ είναι πολύ απλούστερος από έναν διακόπτη με εξαναγκασμένη μεταγωγή.

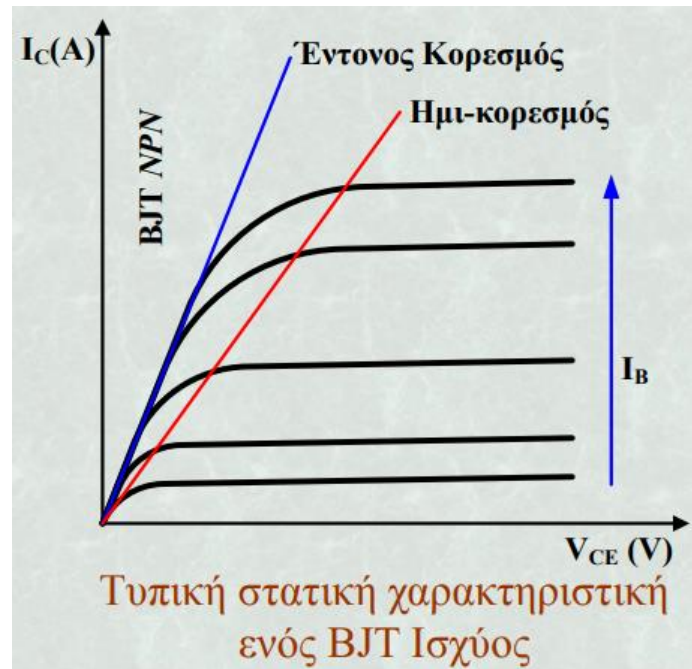
Όμως η επιλογή ανάμεσα σε τρανζίστορ διπολικής επαφής (BJT) τρανζίστορ μετάλλου - οξειδίου (MOSFET) σε κυκλώματα μετατροπών δεν είναι προφανής, αλλά οποιοδήποτε από αυτά μπορεί να αντικαταστήσει ένα θυρίστορ αν μπορεί να ικανοποιήσει τις προδιαγραφές ρεύματος και τάσης του μετατροπέα. Τα πρακτικά τρανζίστορ διαφέρουν από τα ιδανικά στοιχεία. Τα τρανζίστορ έχουν ορισμένους περιορισμούς και περιορίζονται σε ορισμένες εφαρμογές. Τα χαρακτηριστικά και οι προδιαγραφές κάθε τύπου θα έπρεπε να εξετασθούν για να προσδιορισθεί η καταλληλότητά του σε μια ιδιαίτερη εφαρμογή.

4.3.1 ΔΙΠΟΛΙΚΟ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΕΠΑΦΗΣ - BJT

Τα διπολικά τρανζίστορ επαφής (Bipolar Junction Transistor) ήταν τα πλέον διαδεδομένα τρανζίστορ στις δεκαετίες του 1960 και 1970. Ακόμα και μετά την αύξηση της χρήσης των MOSFET παρέμειναν στη κυκλοφορία κυρίως σε αναλογικά κυκλώματα όπως οι απλοί ενισχυτές λόγω της απλότητας κατασκευής τους και της γραμμικότητας που παρουσιάζει το σήμα τους.

- Το τρανζίστορ ισχύος διπολικής επαφής ή διπολικό τρανζίστορ ισχύος (power Bipolar Junction Transistor, power BJT), είναι ένα ελεγχόμενο από ρεύμα ημιαγωγικό στοιχείο τριών ημιαγωγικών στρώσεων (δύο επαφών) και τριών ακροδεκτών.
- Το εύρος και η ειδική αντίσταση της ημιαγωγικής στρώσης N⁻, που ονομάζεται και περιοχή μετατόπισης (drift region), καθορίζουν την τάση διάσπασης του τρανζίστορ σε ορθή πόλωση.
- Η δυνατότητα διαχείρισης ρεύματος στα διπολικά τρανζίστορ ισχύος μειώνεται όσο αυξάνεται η αντοχή σε τάση διάσπασης.
- Είναι ασύμμετρο στοιχείο: Δεν έχει την ικανότητα αντοχής σε ανάστροφες τάσεις, λόγω του ποσοστού των προσμίξεων που είναι διαφορετικό σε κάθε ημιαγωγική περιοχή του στοιχείου.
- Η χρήση του σε μετατροπείς που τροφοδοτούνται από εναλλασσόμενη τάση απαιτεί τη χρησιμοποίηση μιας διόδου σε σειρά με το ελεγχόμενο στοιχείο ισχύος.
- Η αγωγή του ρεύματος επιτυγχάνεται οδηγώντας ρεύμα στη βάση του. Η ενίσχυση ρεύματος ($\beta = I_C/I_B$) στην περιοχή κόρου, μεταβάλλεται με το ρεύμα συλλέκτη και τη θερμοκρασία του πλακιδίου και καθορίζεται από την αποδοτικότητα έγχυσης του εκπομπού και τους συντελεστές μεταφοράς ελεύθερων φορέων φορτίου στη βάση.



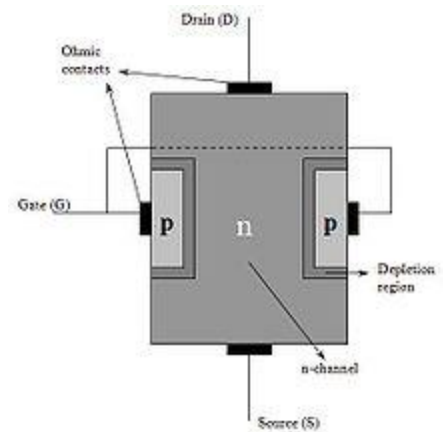


ΜΕΙΟΝΕΚΤΗΜΑΤΑ:

- απαιτούνται σημαντικές τιμές ρευμάτων στο κύκλωμα οδήγησης κατά τη διάρκεια αγωγής
 - εμφάνιση του φαινομένου της δεύτερης κατάρρευσης (second breakdown effect)
 - πύκνωση του ρεύματος στην περιφέρεια της επαφής βάσηςεκπομπού (emitter crowding effect) κατά την αγωγή
 - πύκνωση του ρεύματος στην επαφή του συλλέκτη κατά τη σβέση.
- ❖ Τα προαναφερθέντα φαινόμενα οδηγούν:
- στην αύξηση του χρόνου σβέσης του στοιχείου
 - στην αύξηση της πτώσης τάσης κατά την αγωγή
 - και κυρίως στον περιορισμό της περιοχής ασφαλούς και αξιόπιστης λειτουργίας του.
- ❖ Λύση στο πρώτο πρόβλημα αποτελεί η χρήση της συνδεσμολογίας Darlington.
- ❖ Τα υπόλοιπα προβλήματα αντιμετωπίζονται με πολυπλοκότερο σχεδιασμό της δομής των διπολικών τρανζίστορ ισχύος.

4.3.2 ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΕΠΙΔΡΑΣΗΣ ΠΕΔΙΟΥ - FET

Τα τρανζίστορ επίδρασης πεδίου (αγγλικά: Field Effect Transistor) ή FET από τα αρχικά των αγγλικών λέξεων είναι μια ηλεκτρονική διάταξη με τρεις ακροδέκτες η οποία περιλαμβάνει μια επαφή p-n. Η λειτουργία του βασίζεται στον έλεγχο ενός εσωτερικού ηλεκτρικού πεδίου με την εφαρμογή εξωτερικού δυναμικού στον έναν από τους τρεις ακροδέκτες που ονομάζεται πύλη (gate). Το πεδίο αυτό ελέγχει την αγωγιμότητα μεταξύ των άλλων δυο ακροδεκτών, που ονομάζονται απαγωγός ή εκροή ή υποδοχή (drain) και πηγή (source). Το ρεύμα που διέρχεται από αυτούς τους δύο ακροδέκτες ελέγχεται από το πεδίο αυτό και έτσι, ενώ στα διπολικά τρανζίστορ ο έλεγχος του ρεύματος στην έξοδο γίνεται με το ρεύμα βάσης, στα FETs ο έλεγχος γίνεται με το δυναμικό της πύλης. Επίσης, η αγωγιμότητα γίνεται με ένα τύπο φορέων (οπές ή ηλεκτρόνια) ανάλογα με την πολικότητά τους, οπότε τα τρανζίστορ αυτά χαρακτηρίζονται ως μονοπολικά (unipolar).



Υπάρχουν δυο τύποι FET που ονομάζονται FET επαφής, JFET (Junction FET) και FET μονωμένης πύλης ή Μετάλλου-Οξειδίου-Ημιαγωγού, (MOSFET, Metal-Oxide-Semiconductor FET). Κάθε τύπος μπορεί να κατασκευαστεί με κανάλι αγωγιμότητας ημιαγωγού τύπου n ή τύπου p, οπότε χαρακτηρίζεται αντίστοιχα ως n-καναλιού (n-channel) ή p-καναλιού (p-channel). Επιπλέον, υπάρχουν δύο κατηγορίες των παραπάνω, τα FET αραιώσης (depletion mode) και τα FET πύκνωσης (enhancement mode). Ένα σημαντικό χαρακτηριστικό του FET είναι ότι συχνά είναι απλούστερο να κατασκευαστεί και ότι καταλαμβάνει μικρότερο χώρο πάνω σε ένα μικροκύκλωμα (τσιπ) σε σύγκριση με ένα BJT. Έτσι, η πυκνότητα εξαρτημάτων πάνω σε ένα μόνο μικροκύκλωμα μπορεί να είναι εξαιρετικά μεγάλη και συχνά ξεπερνά τα 100.000 MOSFET ανά τσιπ. Μια δεύτερη πολύ σημαντική ιδιότητα είναι ότι οι διατάξεις MOS μπορούν να συνδεθούν σαν αντιστάσεις και σαν πυκνωτές ανάλογα με την χρήση που απαιτείται. Αυτό επιτρέπει την σχεδίαση συστημάτων που αποτελούνται αποκλειστικά από MOSFET και όχι από άλλα εξαρτήματα. Η εκμετάλλευση των ιδιοτήτων αυτών κάνει το MOSFET την κυρίαρχη συσκευή σε συστήματα πολύ μεγάλης κλίμακας ολοκλήρωσης (VLSI: Very Large Scale Integration). Αντίθετα με το BJT, το FET είναι μια συσκευή φορέων πλειονότητας. Η λειτουργία του εξαρτάται από την χρήση ενός ηλεκτρικού πεδίου που εφαρμόζεται για να ελέγχει ένα ρεύμα. Έτσι το FET είναι μια πηγή ρεύματος που ελέγχεται από τάση, που όπως είναι γνωστό μπορεί να χρησιμοποιηθεί και σαν διακόπτης και σαν ενισχυτής.

4.3.3 ΤΟ FET ΕΠΑΦΗΣ (JFET)

Στο σχήμα φαίνεται η βασική δομή ενός JFET καναλιού τύπου n. Οι ακροδέκτες απαγωγού και πηγής κατασκευάζονται από τις ωμικές επαφές στα άκρα ενός κομματιού ημιαγωγού τύπου n. Ηλεκτρόνια, που είναι φορείς πλειονότητας, αναγκάζονται να κινηθούν κατά μήκος του κομματιού με μια τάση που εφαρμόζεται μεταξύ απαγωγού και πηγής. Ο τρίτος ακροδέκτης, που ονομάζεται πύλη, σχηματίζεται συνδέοντας ηλεκτρικά τις δυο ρηχές περιοχές τύπου p+. Η περιοχή τύπου n μεταξύ των δυο πυλών p+ ονομάζεται κανάλι, μέσα από το οποίο οι φορείς πλειονότητας μετακινούνται μεταξύ της πηγής και του απαγωγού. Μπορεί κανείς να παρατηρήσει ότι οι περιοχές πύλης και το κανάλι αποτελούν μια επαφή p-n που, στην λειτουργία του JFET, διατηρούνται σε κατάσταση ανάστροφης πόλωσης.

Αν εφαρμοστεί μια αρνητική τάση πύλης – πηγής η επαφή πολώνεται κατά την ανάστροφη φορά. Το ίδιο συμβαίνει αν εφαρμοστεί μια θετική τάση απαγωγού – πηγής. Στις δυο πλευρές της επαφής

p-n με ανάστροφη πόλωση υπάρχουν περιοχές φορτίων χώρου. Οι φορείς ρεύματος έχουν διαχυθεί κατά μήκος της επαφής αφήνοντας μόνο ακάλυπτα θετικά ιόντα στην πλευρά n και αρνητικά ιόντα στην πλευρά p. Καθώς αυξάνει η ανάστροφη πόλωση κατά μήκος της επαφής, αυξάνει και το πάχος της περιοχής των ακίνητων ακάλυπτων φορτίων. Έτσι το αποτέλεσμα είναι ένα στρώμα φορτίων χώρου που βρίσκεται σχεδόν εξ ολοκλήρου στο κανάλι n.

Η αγωγιμότητα της περιοχής αυτής είναι μηδέν, επειδή δεν υπάρχουν διαθέσιμοι φορείς ρεύματος. Έτσι, φαίνεται ότι, όταν η ανάστροφη τάση αυξάνει, το ενεργό πλάτος του καναλιού στο σχήμα ελαττώνεται. Σε τάση πύλης – πηγής $V_{GS} = V_p$, η οποία ονομάζεται «τάση διάτρησης», το πλάτος του καναλιού γίνεται μηδέν, επειδή όλο το ελεύθερο φορτίο έχει απομακρυνθεί από το κανάλι. Έτσι, για σταθερή τάση απαγωγού – πηγής, το ρεύμα απαγωγού θα είναι συνάρτηση της τάσης ανάστροφης πόλωσης κατά μήκος της επαφής πύλης. Επειδή ο μηχανισμός ελέγχου του ρεύματος είναι αποτέλεσμα της ύπαρξης του πεδίου που σχετίζεται με την περιοχή εκκένωσης, για την ονομασία της διάταξης χρησιμοποιείται ο όρος «φαινόμενο πεδίου»

ΟΙ ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ ΤΟΥ JFET

Οι χαρακτηριστικές εξόδου ενός συνηθισμένου διακριτού JFET καναλιού τύπου n δίνουν το I_D ως συνάρτηση της V_{DS} με παράμετρο την V_{GS} . Για να εξεταστούν, ποιοτικά, οι λόγοι για τους οποίους οι χαρακτηριστικές έχουν αυτήν την μορφή, έστω πρώτα η περίπτωση όπου $V_{GS} = 0$. Για $I_D = 0$ το κανάλι μεταξύ των επαφών πύλης είναι εντελώς ανοικτό. Αν εφαρμοστεί μια μικρή τάση V_{DS} , το τμήμα τύπου n αντιδρά σαν μια απλή αντίσταση από ημιαγωγό και το ρεύμα I_D αυξάνεται γραμμικά σε σχέση με την V_{DS} . Όταν αυξάνει το ρεύμα, η (ωμική) πτώση τάσης κατά μήκος της περιοχής του καναλιού τύπου n πολώνει την επαφή πύλης κατά την ανάστροφη φορά και το τμήμα του καναλιού που άγει αρχίζει να κλείνει με μορφή λαβίδας λόγω της κατανομής της πτώσης τάσης κατά μήκος του καναλιού (σύσφιξη του καναλιού). Εξαιτίας της ωμικής πτώσης τάσης κατά μήκος του καναλιού, η σύσφιξη δεν είναι ομοιόμορφη, αλλά είναι εντονότερη σε αποστάσεις που απέχουν περισσότερο από την πηγή. Στο τέλος, φτάνουμε σε μια τάση V_D στην οποία παρουσιάζεται η διάτρηση του καναλιού. Αυτή είναι η τάση όπου η καμπύλη του ρεύματος I_D αρχίζει να γίνεται οριζόντια και να πλησιάζει σε μια σταθερή τιμή. Βέβαια, θεωρητικά δεν είναι δυνατό να κλείσει τελείως το κανάλι και το ρεύμα I_D να γίνει μηδέν. Στην πραγματικότητα αν συνέβαινε αυτό, δεν θα ήταν απαραίτητη η ωμική πτώση τάσης που χρειάζεται για την ανάστροφη πόλωση.

Παρατηρούμε στις χαρακτηριστικές ότι:

- Κάθε χαρακτηριστική έχει μια ωμική περιοχή ή περιοχή μη κορεσμού για μικρές τιμές της V_D , όπου το I_D είναι ανάλογο με την V_{DS}
- Κάθε καμπύλη έχει ακόμη και μια περιοχή σταθερού ρεύματος ή περιοχή κορεσμού ρεύματος για μεγάλες τιμές της V_{DS} , όπου το I_D αντιδρά πολύ λίγο στην V_{DS} .

Αν, τώρα, η τάση V_{GS} γίνει μηδέν, τότε η τάση που χρειάζεται η επαφή για να πολωθεί ανάστροφα παρέχεται από την V_{DS} . Αν εφαρμοστεί αρνητική V_{GS} , η περιοχή εκκένωσης που δημιουργείται ελαττώνει το πλάτος του καναλιού ακόμη και με $V_{DS} = 0$. Έτσι, η διάτρηση εμφανίζεται σε μικρότερη τιμή της V_{DS} και η μέγιστη τιμή της I_D ελαττώνεται. Σε $V_{GS} = V_p$, την τάση διάτρησης, είναι $I_D = 0$ γιατί το κανάλι έχει συσφιχθεί εντελώς για όλες τις τιμές της $V_{DS} \geq 0$.

ΤΟ JFET ΕΝ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑ

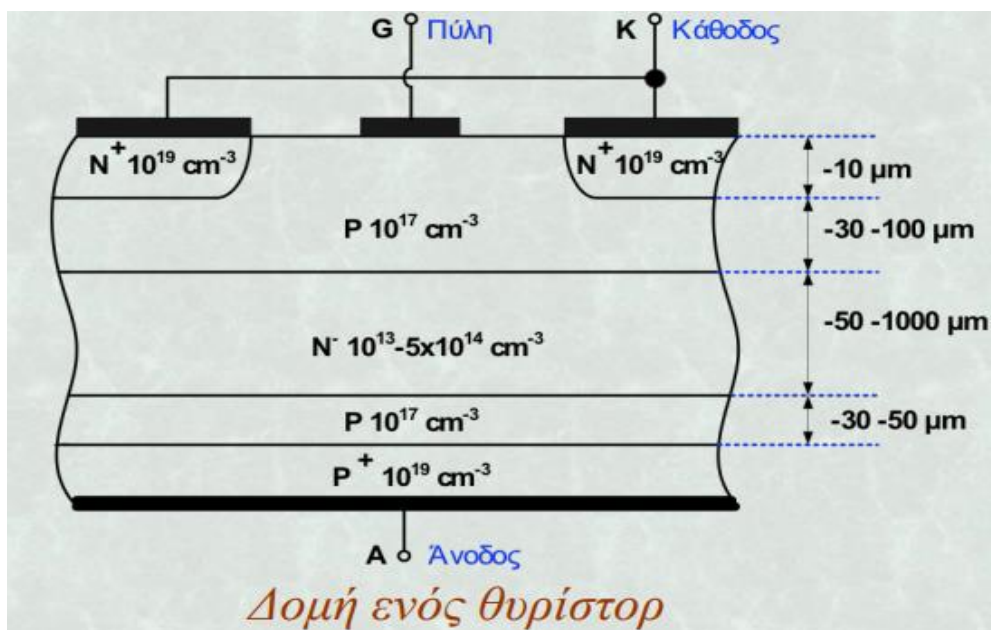
Ας δούμε την σχηματική παράσταση μιας συσκευής καναλιού τύπου-n του παραπάνω σχήματος που παριστάνει την συνδεσμολογία κοινής πηγής. Αν και η εξέτασή μας επικεντρώνεται σε συσκευή τύπου-n, ισχύει εξίσου και στο JFET καναλιού-p αν αναγνωρίσουμε ότι οι πολικότητες τάσης και οι κατευθύνσεις ρευμάτων στις συσκευές τύπου p είναι αντίθετες από τις αντίστοιχες πολικότητες και κατευθύνσεις των JFET καναλιού τύπου n. Παρατηρούμε ότι οι περιοχές πύλης και το κανάλι αποτελούν μια επαφή pn που, στην λειτουργία του JFET, διατηρούνται σε κατάσταση ανάστροφης πόλωσης.

Αν εφαρμοστεί μια αρνητική τάση πύλης – πηγής η επαφή πολώνεται κατά την ανάστροφη φορά. Το ίδιο συμβαίνει αν εφαρμοστεί μια θετική τάση απαγωγού – πηγής. Στις δυο πλευρές της επαφής pn με ανάστροφη πόλωση υπάρχουν περιοχές φορτίων χώρου. Οι φορείς ρεύματος έχουν διαχυθεί κατά μήκος της επαφής, αφήνοντας μόνο ακάλυπτα θετικά ιόντα στην πλευρά n και αρνητικά ιόντα στην πλευρά p. Καθώς αυξάνει η ανάστροφη πόλωση κατά μήκος της επαφής, αυξάνει και το πάχος της περιοχής των ακίνητων ακάλυπτων φορτίων. Έτσι το αποτέλεσμα είναι ένα στρώμα φορτίων χώρου που βρίσκεται σχεδόν εξ ολοκλήρου στο κανάλι n. Η αγωγιμότητα της περιοχής αυτής είναι μηδέν επειδή δεν υπάρχουν διαθέσιμοι φορείς ρεύματος. Έτσι, βλέπουμε ότι όταν η ανάστροφη τάση αυξάνει το ενεργό πλάτος του καναλιού στο παρακάτω σχήμα ελαττώνεται.

Σε τάση πύλης – πηγής $V_{GS} = V_p$, που ονομάζεται τάση «διάτρησης», το πλάτος του καναλιού γίνεται μηδέν επειδή όλο το ελεύθερο φορτίο έχει απομακρυνθεί από το κανάλι. Έτσι, για σταθερή τάση απαγωγού – πηγής, το ρεύμα απαγωγού θα είναι συνάρτηση της τάσης ανάστροφης πόλωσης κατά μήκος της επαφής πύλης. Επειδή ο μηχανισμός ελέγχου του ρεύματος είναι αποτέλεσμα της ύπαρξης του πεδίου που σχετίζεται με την περιοχή εκκένωσης, στην ονομασία της διάταξης χρησιμοποιείται ο όρος «φαινόμενο πεδίου».

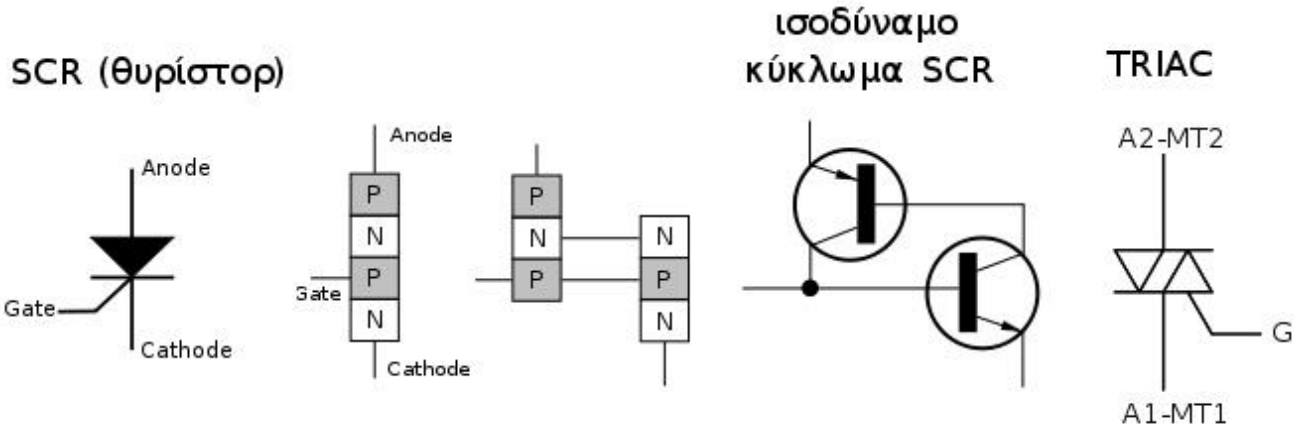
4.4 Θυρίστορ (THYRISTOR)

Το θυρίστορ είναι ένας ελεγχόμενος ανορθωτής πυριτίου τεσσάρων στρωμάτων (p-n-p-n), το οποίο μπορεί να θεωρηθεί σαν συνδυασμός δύο τρανζίστορ. Όταν στην πύλη (Gate) του θυρίστορ δεν υπάρχει παλμός έναυσης, ανεξάρτητα αν είναι θετικά πολωμένο, τότε δεν υπάρχει ροή ρεύματος μέσω του θυρίστορ. Για να μεταβεί το θυρίστορ σε κατάσταση αγωγής, πρέπει στην πύλη του να δοθεί παλμός έναυσης, με την προϋπόθεση ότι το θυρίστορ είναι θετικά πολωμένο. Ένα τέτοιο στοιχείο όταν βρεθεί στην κατάσταση αγωγής, μετά την εφαρμογή του παλμού έναυσης, θα εξακολουθεί να παραμένει στην κατάσταση αυτή, ακόμα και αν ο παλμός έναυσης αφαιρεθεί. Μπορεί να διακοπεί η κατάσταση αγωγής μόνο όταν το ρεύμα, το οποίο ρέει μέσα στο θυρίστορ μηδενισθεί ή η πολικότητα της ανόδου γίνει αρνητική σε σχέση με την κάθοδο.



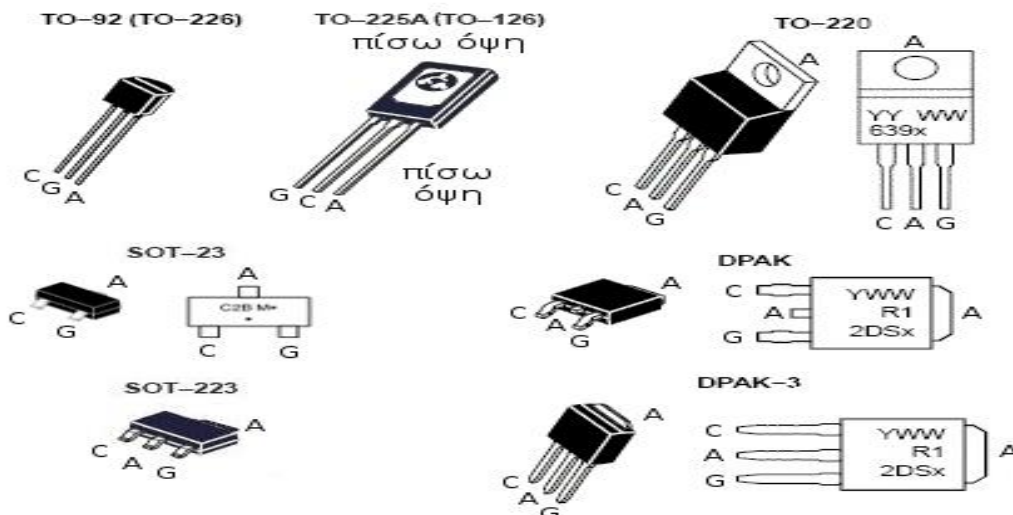
Θυρίστορ SCR & TRIAC

Τα θυρίστορ SCR και TRIAC χρησιμοποιούνται σε πολλά κυκλώματα από dimmer φωτισμού μέχρι παλμοτροφοδοτικά και έλεγχο μοτέρ καθώς και σε εφαρμογές οχημάτων (φόρτιση, ανάφλεξη, οδήγηση περιφερειακών). Πρόκειται για διπολικούς ημιαγωγούς για υλοποίηση διακόπτη με επαφές PN-PN όπως φαίνεται παρακάτω:

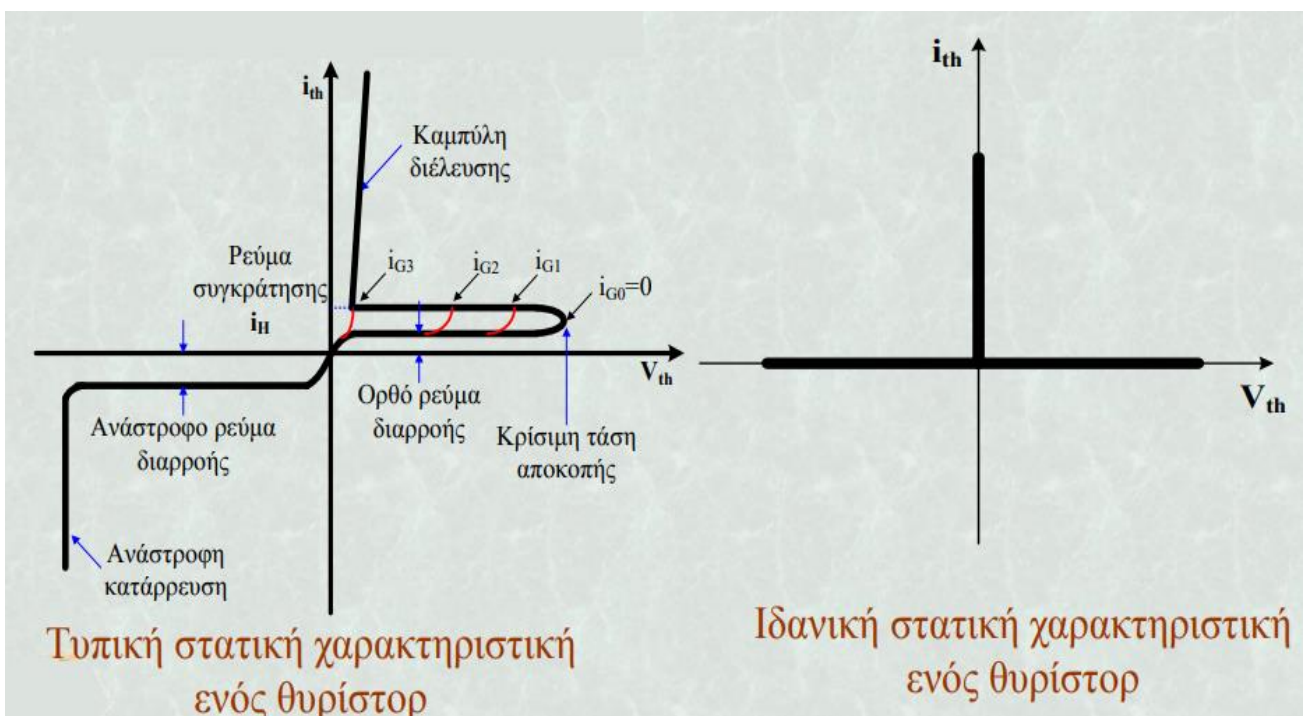
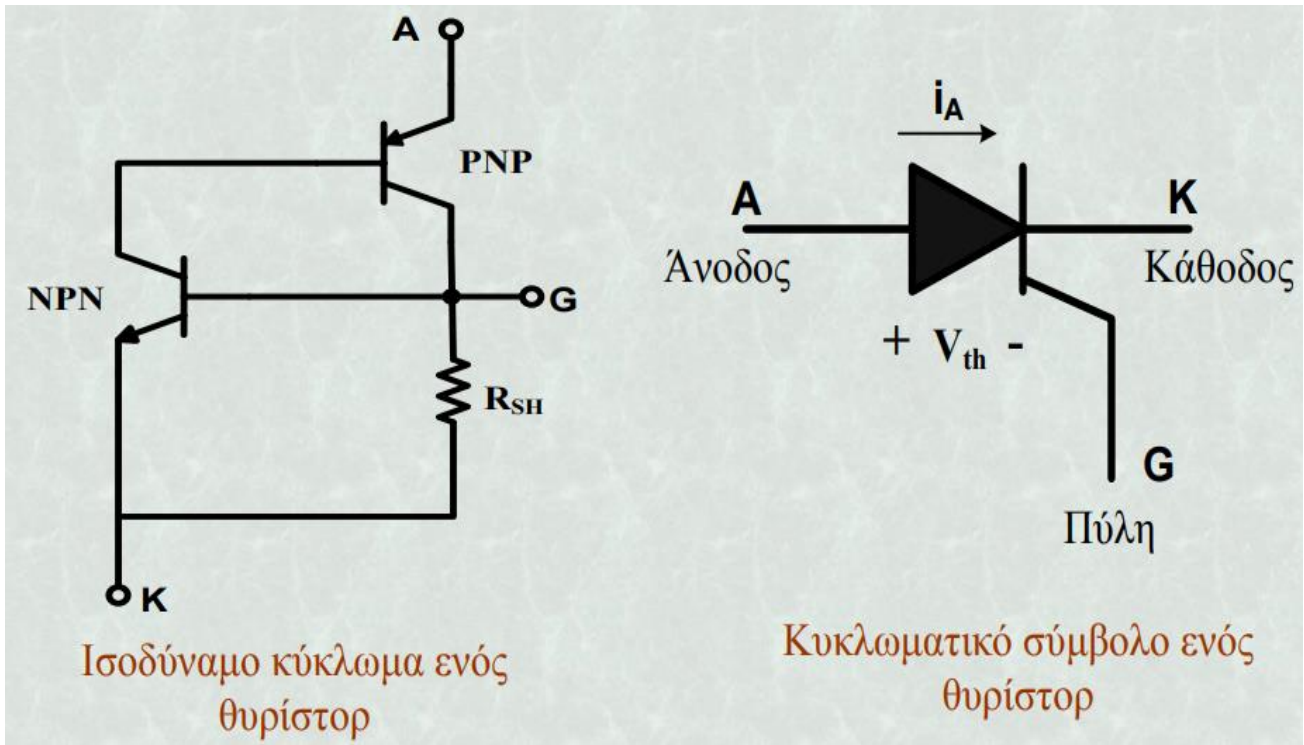


Τα θυρίστορ μεταγουν από την κατάσταση OFF στην ON όταν δεχθούν μικρό ρεύμα στον ακροδέκτη G (πύλη). Στην περίπτωση του SCR η επαφή παραμένει κλειστή μετά την αφαίρεση του ρεύματος από την πύλη εφόσον υπάρχει ρεύμα στο κύκλωμα ανόδου-καθόδου. Η επαφή του SCR ανοίγει όταν διακοπεί αυτό το κύκλωμα ή αν μειωθεί πολύ η τάση (περίπου 0V). Σε εφαρμογές DC έχουμε 'αυτοσυγράτηση' του διακόπτη ενώ σε εφαρμογές AC ημιανόρθωση. Για ενεργοποίηση του SCR θέλουμε ροή ρεύματος από την πύλη (G) προς την κάθοδο (C), άρα θετικότερη τάση στο G σε σχέση με το C. Το TRIAC έχει περισσότερες επαφές PN για να λειτουργεί αμφίδρομα. Η επαφή μεταξύ των ακροδεκτών A1-A2 (ή MT1-MT2) είναι κλειστή όσο υπάρχει ροή ρεύματος από την πύλη (G) ανεξάρτητα από την πολικότητά του. Παρακάτω είναι οι συνηθέστερες μορφές των SCRs και TRIACs μικρής-μέσης ισχύος. Οι ακροδέκτες είναι σημειωμένοι όπως χρησιμοποιούνται στα υλικά της ON Semiconductor. Ελέγξτε το datasheet του δικού σας υλικού για να βεβαιωθείτε ότι ισχύουν και εκεί. Σημειώστε ότι μερικές φορές το κέλυφος (ψύκτρα) είναι συνδεδεμένο με τον μεσαίο ακροδέκτη ενώ άλλες φορές είναι μονωμένο εσωτερικά ή εξωτερικά.

Συνηθείς ακροδέκτες για SCR και TRIAC (ελέγξτε το datasheet του κατασκευαστή)



Για τα TRIAC οι ακροδέκτες είναι:
 A1-MT1 στο C (κάθοδος στο SCR)
 A2-MT2 στο A (άνοδος στο SCR)



ΚΑΤΗΓΟΡΙΟΠΟΙΗΣΗ ΤΩΝ ΘΥΡΙΣΤΟΡ

- **Θυρίστορ ελέγχου φάσης (Phase Control Thyristor):**

- Παρουσιάζουν: υψηλούς χρόνους σβέσης αλλά τα ονομαστικά τους ρεύματα και οι τάσεις διάσπασης είναι αρκετά υψηλά.
- Χρησιμοποιούνται σε μετατροπείς που συνδέονται με το δίκτυο.

- **Θυρίστορ για αντιστροφείς (Inverter Thyristor) :**

- Παρουσιάζουν: σημαντικά μικρότερους χρόνους σβέσης, αλλά και χαμηλότερα ονομαστικά ρεύματα και τάσεις διάσπασης.
- Χρησιμοποιούνται σε μετατροπείς εξαναγκασμένης σβέσης, στους οποίους η σβέση του στοιχείου επιτυγχάνεται με κάποιο βοηθητικό κύκλωμα σβέσης.

- **Ασύμμετρα θυρίστορ (Asymmetrical Thyristor, ASCR).**

Κυριότερα χαρακτηριστικά των ασύμμετρων θυρίστορ είναι:

- η μη αντοχή τους σε υψηλές ανάστροφες τάσεις.
 - η ελαχιστοποίηση του χρόνου ανάστροφης ανάκτησης.
 - η ελαχιστοποίηση του χρόνου του χρόνου έναυσης.
 - η ελαχιστοποίηση της πτώσης τάσης κατά την αγωγή.
 - η δυνατότητα αύξησης της συχνότητας λειτουργίας του μετατροπέα.
- Η βασική διαφορά ενός ασύμμετρου και ενός συμβατικού θυρίστορ συνίσταται στην εισαγωγή μιας στρώσης τύπου N μεταξύ της περιοχής βάσης και της περιοχής υποστρώματος.
- Χρησιμοποιούνται κυρίως σε αντιστροφείς, όπου η ύπαρξη της αντιπαράλληλης διόδου είναι απαραίτητη.

- **Θυρίστορ ανάστροφης αγωγής (Reverse Conduction Thyristor, RCT):**

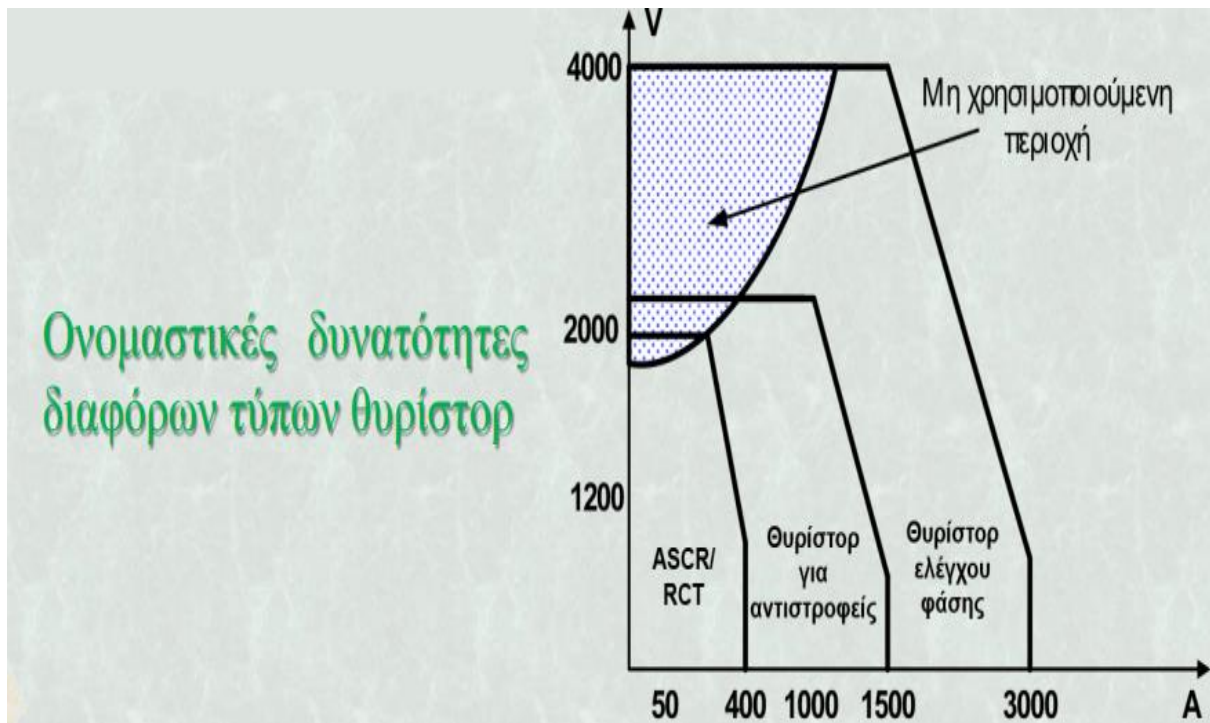
- Μονολιθική ολοκλήρωση, στο ίδιο ημιαγωγικό υπόβαθρο, ενός ασύμμετρου θυρίστορ και μιας αντιπαράλληλης διόδου.
- Έτσι, περιορίζεται σημαντικά ο συνολικός αριθμός των στοιχείων που χρησιμοποιούνται σ' έναν αντιστροφέα: όμως, περιορίζεται και η ανάστροφη τάση του θυρίστορ στην τιμή της τάσης αγωγής μιας διόδου.

- **Θυρίστορ που σβήνουν με τη βοήθεια της πύλης (Gate-Assisted Turn-off Thyristor, GATT):**

- Η σβέση του θυρίστορ υποβοηθείται από την εφαρμογή ενός αρνητικού παλμού στην πύλη: Έτσι επιτυγχάνεται σημαντική μείωση του χρόνου σβέσης για ίδιες τιμές της τάσης αγωγής.
- Η συχνότητα λειτουργίας μπορεί να φθάσει τα 20kHz.

- **Θυρίστορ που σκανδαλίζονται οπτικά (Light-Triggered Thyristor):**

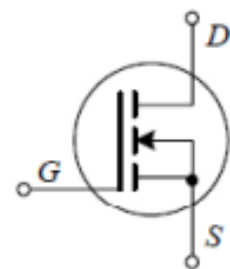
- Η άμεση ακτινοβολία του πυριτίου δημιουργεί ζεύγη ηλεκτρονίων και οπών, τα οποία, υπό την επίδραση του ηλεκτρικού πεδίου παράγουν ένα ρεύμα ικανό να σκανδαλίσει το θυρίστορ και να το οδηγήσει σε αγωγή.
- Χρησιμοποιούνται σε εφαρμογές στις οποίες επικρατούν εξαιρετικά υψηλές τάσεις.



4.5 MOSFET

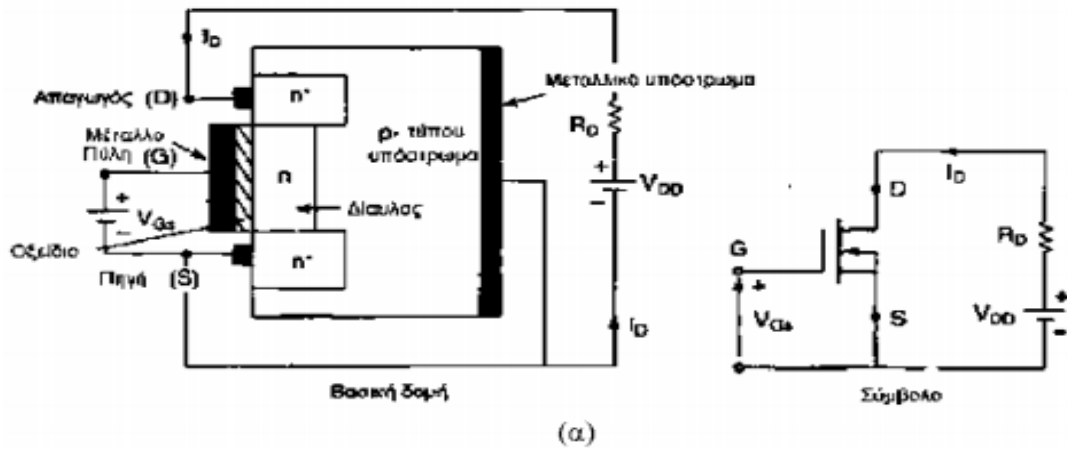
Το διπολικό τρανζίστορ επαφής (BJT) είναι ένα στοιχείο ελεγχόμενου ρεύματος και απαιτεί ρεύμα βάσης για ροή ρεύματος στον συλλέκτη. Αφού το ρεύμα συλλέκτη εξαρτάται από το ρεύμα βάσης, το κέρδος ρεύματος εξαρτάται σε υψηλό βαθμό από την θερμοκρασία επαφής. Το MOSFET ισχύος όμως είναι ένα στοιχείο ελεγχόμενης τάσης και απαιτεί μόνο ένα πολύ μικρό ρεύμα εισόδου. Η ταχύτητα διακοπής είναι πολύ υψηλή και οι χρόνοι διακοπής είναι της τάξης των nsec. Τα MOSFET ισχύος χρησιμοποιούνται όλο και περισσότερο σε μετατροπείς χαμηλής ισχύος και υψηλής συχνότητας.

Τα MOSFET δεν έχουν τα προβλήματα της δευτερεύουσας κατάρρευσης όπως τα διπολικά τρανζίστορ BJT που περιγράψαμε παραπάνω. Όμως τα MOSFET έχουν προβλήματα ηλεκτροστατικής εκφόρτισης και χρειάζονται ιδιαίτερη προσοχή στον χειρισμό τους στον τρόπο τοποθέτησής τους. Επιπλέον, είναι σχετικά δύσκολο να προστατευθούν από σφάλματα βραχυκύκλωσης, αν και σήμερα κατασκευάζονται με ενσωματωμένη διόδο ανάμεσα στην είσοδο της απαγωγής (drain) και την είσοδο της πηγής (source) και πάλι στην πράξη, ένα λάθος στην πολικότητα της εφαρμοζόμενης τάσης μπορεί να προκαλέσει καταστροφή του MOSFET ισχύος.

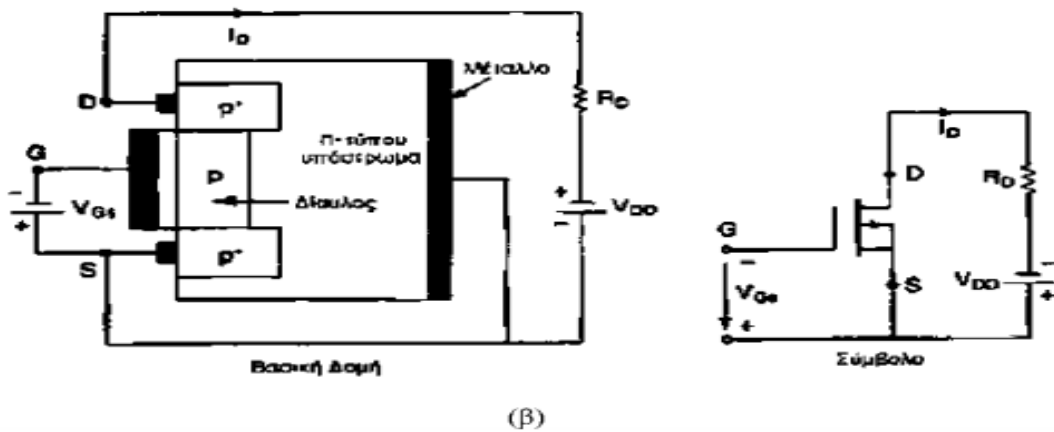


Κυκλωματικό σύμβολο MOSFET

Τα MOSFET χωρίζονται σε δύο κατηγορίες τα τύπου κένωσης και τα τύπου ενίσχυσης. Παρακάτω ακολουθεί ένα σχήμα (α) στο οποίο φαίνεται η βασική δομή ενός MOSFET n - διαύλου τύπου κένωσης καθώς και το σύμβολο του MOSFET n - διαύλου τύπου κένωσης.



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



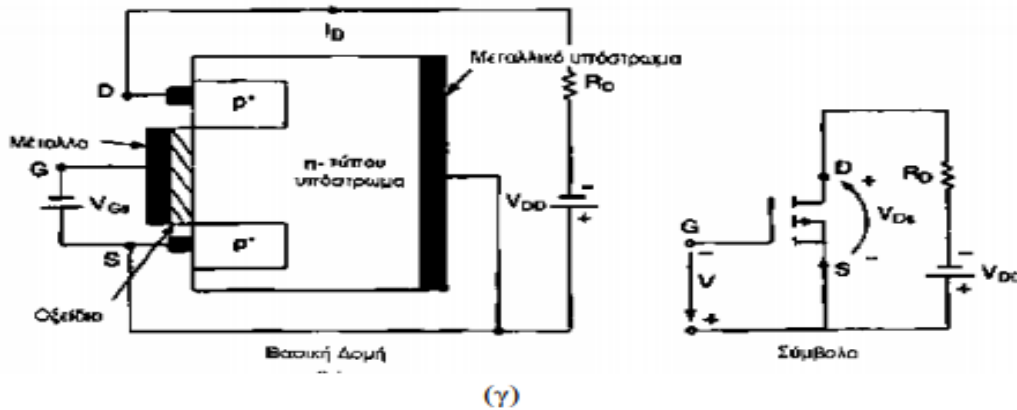
4.5.1 MOSFET τύπου κένωσης

Ένα MOSFET τύπου κένωσης αρνητικού διαύλου ή n - διαύλου σχηματίζεται από ένα στρώμα πυριτίου p - τύπου, όπως φαίνεται στο σχήμα (α), με δύο ισχυρά εμποτισμένες περιοχές πυριτίου n + για συνδέσεις χαμηλής αντίστασης. Η πύλη απομονώνεται από τον δίαυλο με λεπτό στρώμα οξειδίου. Οι τρεις ακροδέκτες καλούνται Πύλη (Gate), Απαγωγός (Drain) και Πηγή (Source). Το στρώμα κανονικά συνδέεται με την πηγή. Η τάση πύλης - πηγής V_{GS} είναι είτε θετική ή αρνητική. Αν είναι αρνητική, κάποια από τα ηλεκτρόνια της περιοχής αρνητικού διαύλου απωθούνται και δημιουργείται μια περιοχή κένωσης κάτω από το στρώμα οξειδίου με αποτέλεσμα πιο στενό ενεργό δίαυλο και αυξημένη αντίσταση μεταξύ απαγωγού και πηγής R_{DS} .

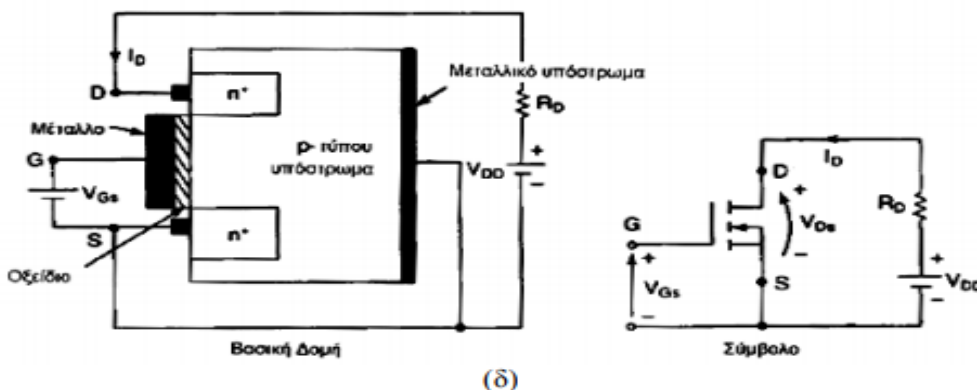
Αν η V_{GS} γίνει αρκετά αρνητική, ο δίαυλος αδειάζει εντελώς με αποτέλεσμα πολύ υψηλή τιμή αντίστασης R_{DS} και επομένως απουσία ροής ρεύματος από τον απαγωγό στην πηγή, $I_{DS} = 0$. Η τιμή της V_{GS} που συμβαίνει αυτό λέγεται τάση αποκοπής (pinch off voltage) V_p . Αν αφετέρου η V_{GS} γίνει θετική, ο δίαυλος γίνεται ευρύτερος και το I_{DS} αυξάνει λόγω μείωσης της R_{DS} . Στα MOSFET θετικού διαύλου οι πολικότητες των V_{DS} , I_{DS} και V_{GS} αντιστρέφονται.

4.5.2 MOSFET τύπου ενίσχυσης

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



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



Το MOSFET ενίσχυσης αρνητικού διαύλου δεν έχει φυσικό δίαυλο όπως φαίνεται στο σχήμα (δ). Αν η τάση VGS είναι θετική, μια επαγόμενη τάση θα έλκει τα ηλεκτρόνια από το p - στρώμα και θα τα συσσωρεύει στην επιφάνεια κάτω από το στρώμα οξειδίου.

Αν η τάση VGS είναι μεγαλύτερη ή ίση με μια τιμή που είναι γνωστή σαν τάση κατωφλίου (threshold voltage) VT, ικανός αριθμός ηλεκτρονίων συσσωρεύεται για να σχηματίσει ένα πλάσματικό αρνητικό δίαυλο και το ρεύμα ρέει από τον απαγωγό (Drain) προς την πηγή (Source). Οι πολικότητες των VDS, IDS και VGS αντιστρέφονται για τα MOSFET θετικού διαύλου τύπου ενίσχυσης.

Χαρακτηριστικές μόνιμης κατάστασης

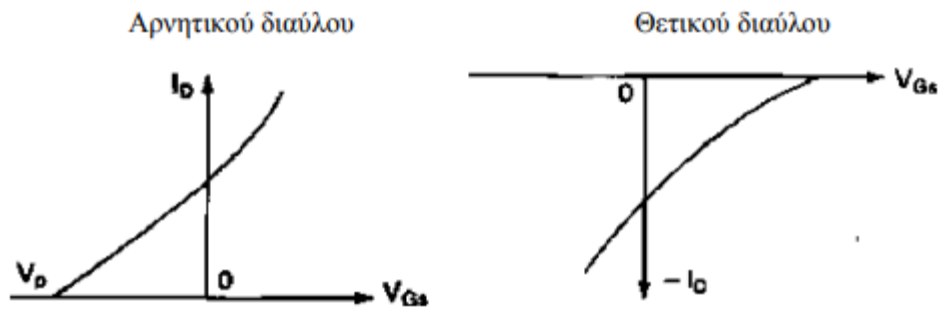
Τα MOSFET είναι στοιχεία ελεγχόμενα από τάση και έχουν μια πολύ υψηλή αντίσταση εισόδου. Η πύλη (Gate) απορροφά ένα πολύ μικρό ρεύμα διαρροής της τάξης των nA. Το κέρδος ρεύματος, που είναι ο λόγος του ρεύματος απαγωγού (Drain) ID προς το ρεύμα εισόδου πύλης (Gate) IG είναι τυπικά της τάξης του 10⁹. Όμως, το κέρδος ρεύματος δεν είναι σημαντική παράμετρος. Η διαγωγιμότητα (transconductance), που είναι ο λόγος του ρεύματος απαγωγού (Drain) προς την τάση πύλης (Gate), ορίζει τις χαρακτηριστικές μεταφοράς και είναι πολύ σημαντική παράμετρος.

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

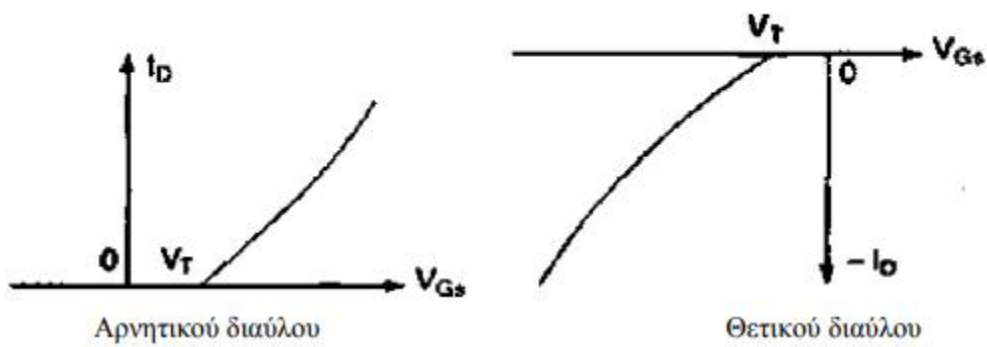
- (1) περιοχή αποκοπής όπου $V_{GS} \leq V_T$.
- (2) περιοχή κορεσμού όπου $V_{DS} \geq V_{GS} - V_T$
- (3) γραμμική περιοχή όπου $V_{DS} \leq V_{GS} - V_T$.

Ο κορεσμός (pinch-off) συμβαίνει σε $V_{DS} = V_{GS} - V_T$. Στην γραμμική περιοχή, το ρεύμα απαγωγού (Drain), ID μεταβάλλεται ανάλογα προς την τάση απαγωγού (Drain) - πηγής (Source) VDS. Λόγω του υψηλού ρεύματος απαγωγού (Drain) και της χαμηλής τάσης απαγωγού (Drain), τα MOSFET λειτουργούν στην γραμμική περιοχή όταν λειτουργούν σαν διακόπτες.

Στην περιοχή κορεσμού, το ρεύμα απαγωγού (Drain) παραμένει σχεδόν σταθερό για οποιαδήποτε αύξηση στην τιμή της VDS και τα τρανζίστορς χρησιμοποιούνται στην περιοχή αυτή για ενίσχυση τάσης. Πρέπει να σημειωθεί ότι ο κορεσμός έχει την αντίθετη έννοια από εκείνη των διπολικών τρανζίστορς. Το μοντέλο μόνιμης κατάστασης, που είναι το ίδιο και για τους δύο τύπους MOSFET φαίνεται στο σχήμα (ζ).

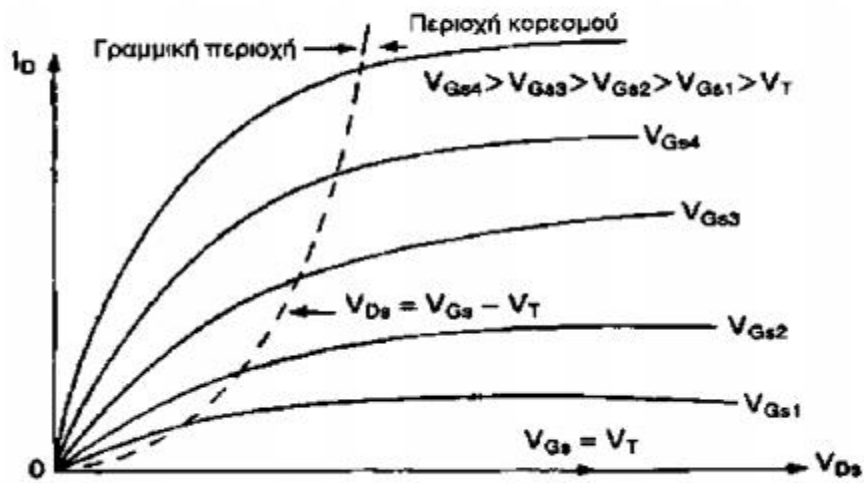


MOSFET κένωσης

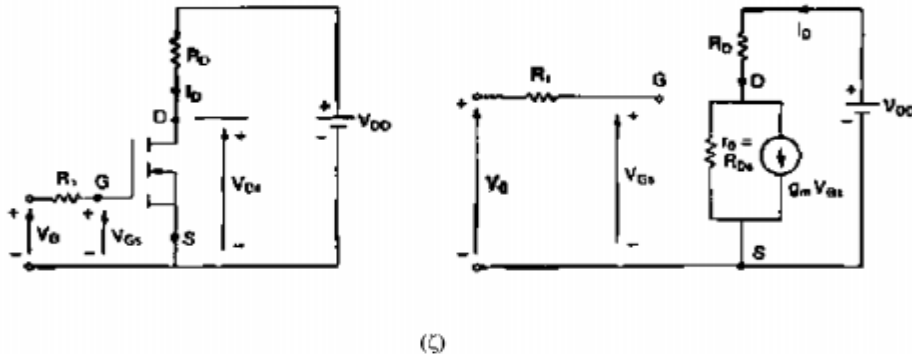


MOSFET ενίσχυσης

(ε)



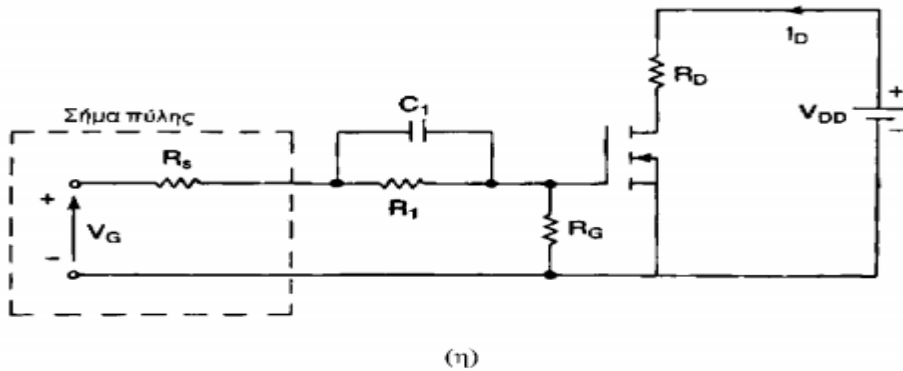
(στ)



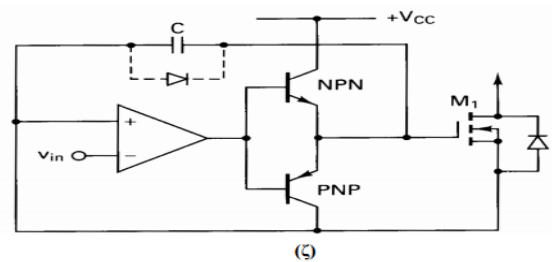
Για τα MOSFET κένωσης η τάση πύλης (Gate) ή εισόδου θα μπορούσε να είναι θετική ή αρνητική. Αλλά τα MOSFET ενίσχυσης αποκρίνονται μόνο σε θετική τάση πύλης. Τα MOSFET ισχύος γενικά είναι τύπου ενίσχυσης. Όμως τα MOSFET κένωσης θα πλεονεκτούσαν και θα απλοποιούσαν την λογική σχεδίαση σε μερικές εφαρμογές. Στην συνέχεια θα αναλυθούν μόνο τα χαρακτηριστικά των MOSFET ενίσχυσης τα οποία στην πράξη χρησιμοποιούνται περισσότερο.

Οδήγηση πύλης

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

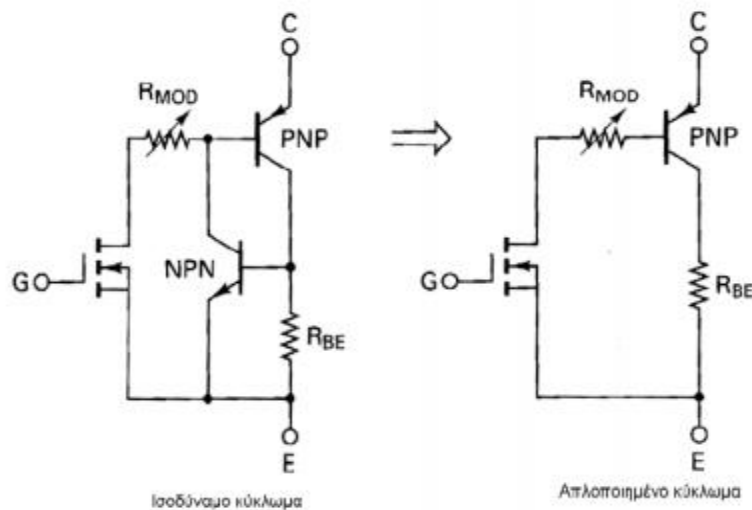
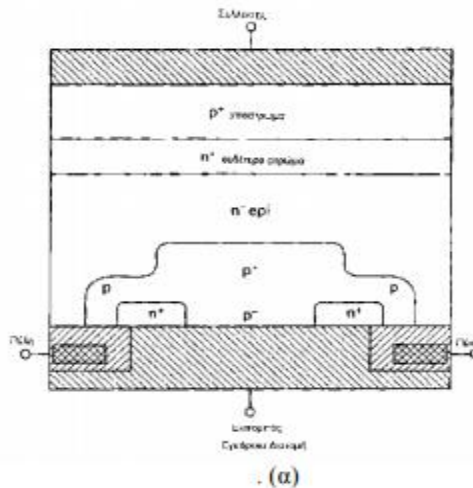


Για να πετύχουμε ταχύτητες διακοπής της τάξης των 100 ns ή και μικρότερες, το κύκλωμα οδήγησης πύλης, θα πρέπει να έχει χαμηλή αντίσταση εξόδου και ικανότητα να χειρίζεται σχετικά υψηλά ρεύματα. Μια κατάλληλη διάταξη φαίνεται στο σχήμα (ζ) Τα τρανζίστορες PNP και NPN ενεργούν σαν ακολουθητές εκπομπού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



4.6 ΔΙΠΟΛΙΚΟ ΤΡΑΝΖΙΣΤΟΡ ΜΟΝΩΜΕΝΗΣ ΠΥΛΗΣ (IGBT)

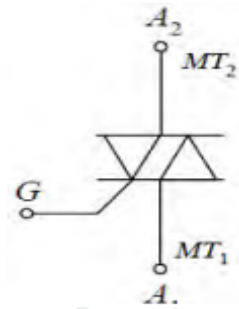
Το τρανζίστορ IGBT συνδυάζει τα πλεονεκτήματα των BJT και MOSFET. Έχει υψηλή αντίσταση εισόδου όπως τα MOSFET και χαμηλές απώλειες αγωγής όπως τα BJT. Με την σχεδίαση των ημιαγωγικών τσιπ η ισοδύναμη αντίσταση απαγωγού - πηγής R_{DS} ελέγχεται να συμπεριφέρεται όπως εκείνη ενός BJT. Στο σχήμα (α) παρακάτω βλέπουμε το τρανζίστορ IGBT σε εγκάρσια τομή, το ισοδύναμο κύκλωμα και το απλοποιημένο κύκλωμα



Η απόδοση ενός τρανζίστορ IGBT είναι πιο κοντά σε εκείνη ενός BJT παρά ενός MOSFET. Αυτό οφείλεται στο $p+$ υπόστρωμα που είναι υπεύθυνο για την έγχυση φορέων μειονότητας στην n περιοχή. Το τρανζίστορ IGBT είναι ένα στοιχείο που ελέγχεται από τάση, όμοιο με το MOSFET. Έχει μικρότερες διακοπτικές απώλειες και απώλειες αγωγής ενώ έχει και πολλά από τα επιθυμητά χαρακτηριστικά των MOSFET όπως η ευκολία οδήγησης πύλης, ο χειρισμός του μέγιστου ρεύματος και η στιβαρότητα. Το τρανζίστορ IGBT είναι ταχύτερο από το BJT αλλά δεν φθάνει την ταχύτητα του MOSFET. Οι προδιαγραφές ενός απλού IGBT φθάνουν τα 400A, 1200V και η συχνότητα διακοπής τα 20KHz. Τα IGBT βρίσκουν αυξανόμενες εφαρμογές σε μέσης ισχύς (κινητήρια συστήματα συνεχούς και εναλλασσομένου ρεύματος, τροφοδοτικά, ηλεκτρονόμους κλπ).

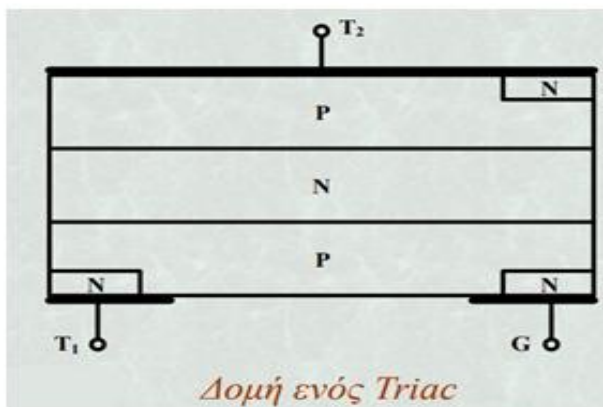
4.7 TRIAC

Η ονομασία του προέρχεται από το γεγονός ότι διαθέτει τρεις ακροδέκτες και διαχειρίζεται εναλλασσόμενο ρεύμα (ac). Μπορεί να περιγραφεί ως δύο αντιπαράλληλα θυρίστορ, δηλαδή η άνοδος του ενός είναι συνδεδεμένη με την κάθοδο του άλλου, ενώ το ηλεκτρόδιο της πύλης είναι κοινό. Οι τρεις ακροδέκτες του στοιχείου ονομάζονται: άνοδος 1 (A1) ή main terminal 1 (MT1), άνοδος 2 (A2) ή main terminal 2 (MT2) και πύλη (G). Μοναδικό χαρακτηριστικό αυτού του στοιχείου είναι ότι επιτρέπει τη διέλευση του ρεύματος και προς τις δύο κατευθύνσεις, κάτι που δεν συναντάται σε κανένα άλλο στοιχείο. Επίσης, για την έναυση του TRIAC μπορούν να χρησιμοποιηθούν θετικοί, αλλά και αρνητικοί παλμοί ρεύματος στην πύλη.

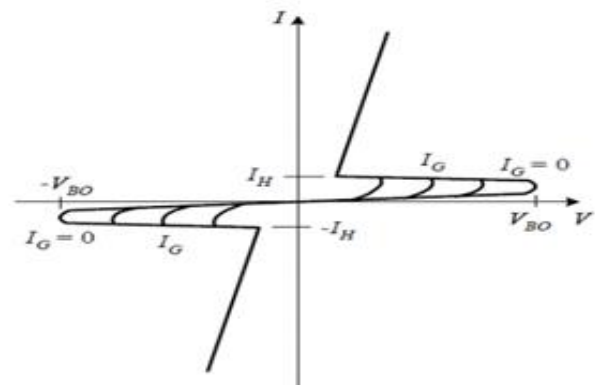


Σχηματικό σύμβολο TRIAC

Η σβέση του στοιχείου δεν ελέγχεται, όπως και στο SCR. Κατά τη λειτουργία του παρουσιάζει τις ιδιότητες του SCR, με τη διαφορά ότι λόγω κατασκευής, δεν υπάρχει ανάστροφη πόλωση και έτσι η καμπύλη ρεύματος-τάσης είναι συμμετρική, όπως φαίνεται στο επόμενο σχήμα.



Δομή ενός Triac



Χαρακτηριστική καμπύλη ρεύματος-τάσης του TRIAC

- Στο πρώτο τεταρτημόριο το δυναμικό του ακροδέκτη T2 είναι υψηλότερο και η έναυση του στοιχείου επιτυγχάνεται με θετικό παλμό.
- Στο τρίτο τεταρτημόριο το δυναμικό του ακροδέκτη T1 είναι υψηλότερο και η έναυση επιτυγχάνεται με αρνητικό παλμό.

Κύριο πεδίο χρησιμοποίησης των TRIAC είναι εφαρμογές εναλλασσόμενου ρεύματος όπως έλεγχος φωτισμού, θερμοκρασίας και μικρών κινητήρων, όπως ανεμιστήρων. Μειονέκτημα αποτελεί το γεγονός ότι δε μπορεί να διαχειρισθεί μεγάλη ποσότητα ισχύος και σε περιπτώσεις όπου απαιτείται, χρησιμοποιούνται δύο αντιπαράλληλα θυρίστορ.

Μειονεκτήματα:

- χαμηλή ευαισθησία του ρεύματος πύλης
 - μεγαλύτεροι χρόνοι ανάστροφης ανάκτησης
 - χαμηλές τιμές σε επαναλαμβανόμενη μεταβολή τάσης du/dt
- Η μέγιστη ισχύς που έχει τη δυνατότητα να διαχειρισθεί, φθάνει μέχρι αρκετές δεκάδες kW.
 - Χρησιμοποιείται για τον έλεγχο φωτισμού, θερμοκρασίας και μικρών επαγωγικών κινητήρων.
 - Έχει χαμηλότερο κόστος από ένα ζευγάρι αντιπαράλληλων θυρίστορ του ίδιου επιπέδου ισχύος και ο έλεγχός του είναι απλούστερος.

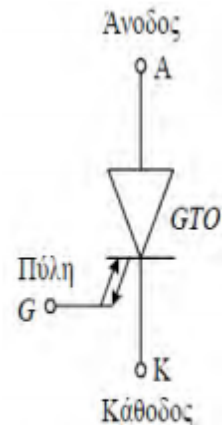
4.8 GTO (GATE TURN OFF)

Το GTO ανήκει και αυτό στην οικογένεια των θυρίστορ. Οδηγείται δηλαδή στην αγωγή με έναν παλμό ρεύματος στην πύλη. Αντίθετα όμως από τον SCR, ακόμη και μετά το χρονικό διάστημα της μετάβασης, πρέπει στην πύλη να ρέει ένα μικρό ρεύμα. Η πιο σημαντική διαφορά από τα άλλα θυρίστορ έγκειται στο ότι προσφέρεται η δυνατότητα για έλεγχο της σβέσης του.

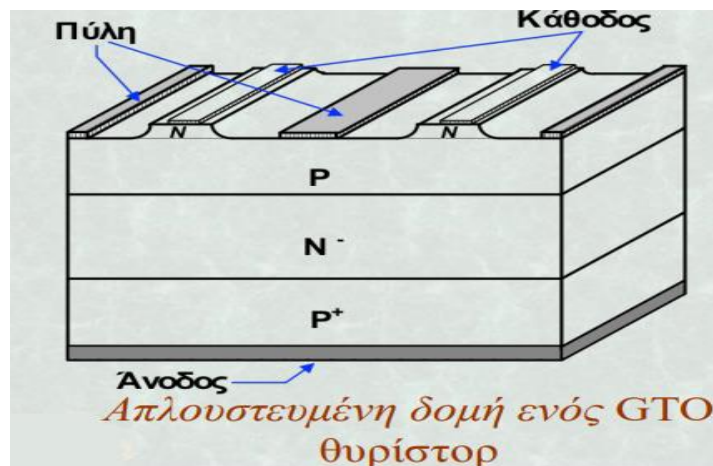
Η αποκοπή γίνεται με έναν αρνητικό παλμό στην πύλη, μικρό σε διάρκεια, μεγάλο όμως σε ένταση. Η δυνατότητα αποκοπής υπάρχει χάρη σε μια εξαιρετική πολύπλοκη δομή που δημιουργείται κατά την κατασκευή.

Λόγω της κατασκευής, ο χρόνος σβέσης είναι αρκετά μικρός αλλά ταυτόχρονα χάνεται η ικανότητα αποκοπής αρνητικών τάσεων. Άλλες διαφορές που παρουσιάζουν τα GTO είναι ότι άγουν μικρότερα ρεύματα (μερικά kA) και αποκρίνουν μικρότερες ορθές τάσεις (έως 4.5kV) από τους SCR. Επιπλέον, η πτώση τάσης άρα και οι απώλειες ισχύος σε κατάσταση αγωγής, είναι μεγαλύτερες από εκείνες των SCR.

Οι συχνότητες μετάβασης φθάνουν μέχρι τα 10kHz. Επίσης, αναγκαία χαρακτηρίζεται η χρησιμοποίηση προστατευτικών διατάξεων τύπου snubber στα άκρα τους, γεγονός που προκύπτει από την περιορισμένη τιμή της ταχύτητας μεταβολής της τάσης ανόδου – καθόδου du/dt των διαθέσιμων GTO. Τυπικές περιπτώσεις εφαρμογής τους συναντάμε σε μετατροπές DC-DC, σε αντιστροφείς και σε ανορθωτές.



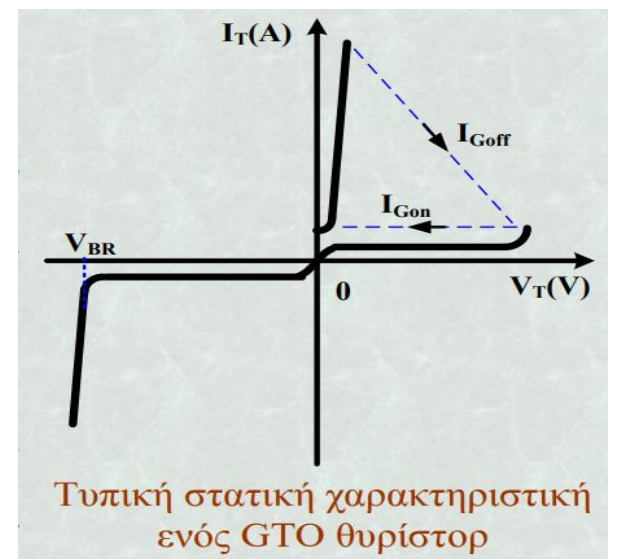
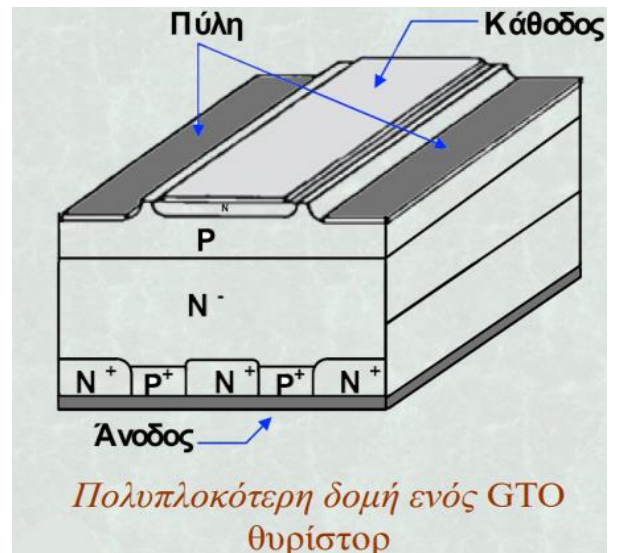
Κυκλωματικό σύμβολο GTO

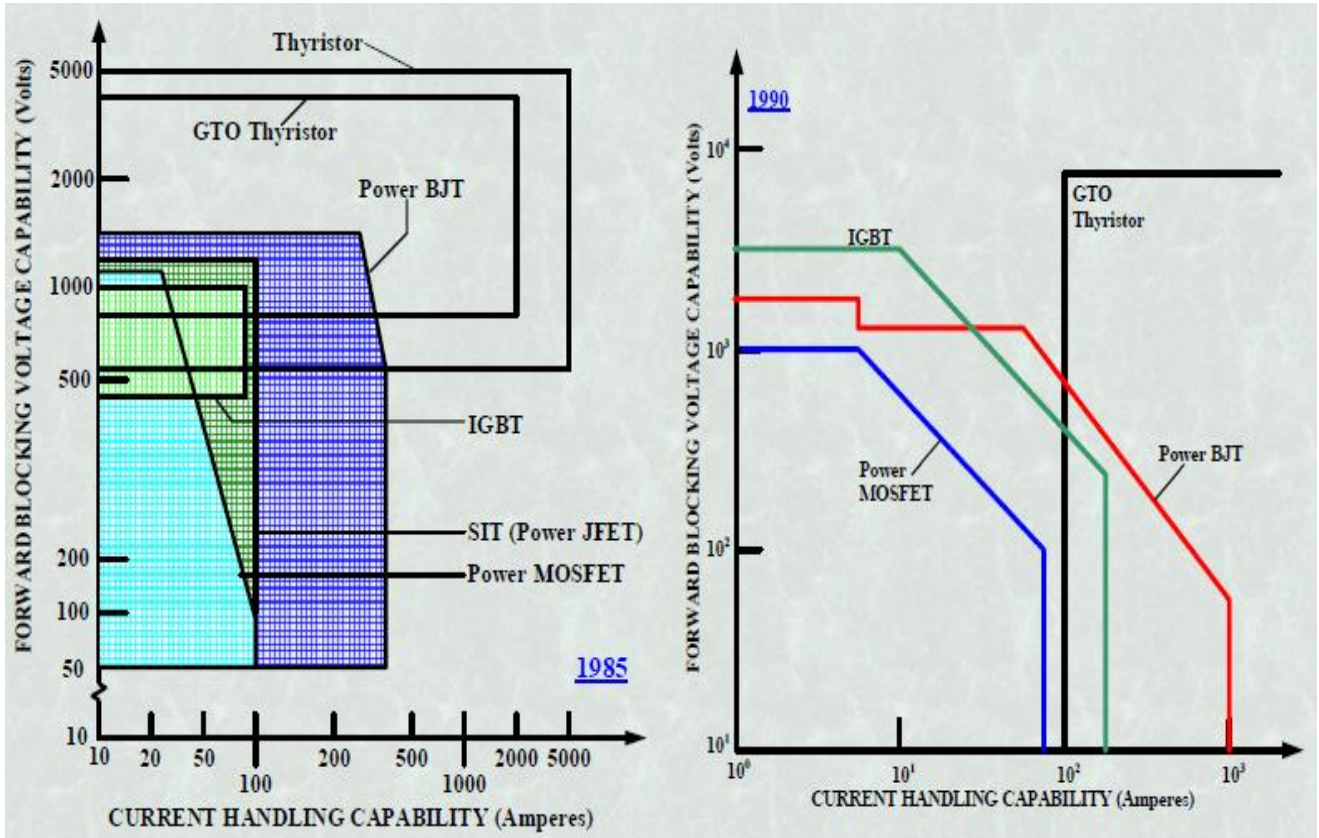


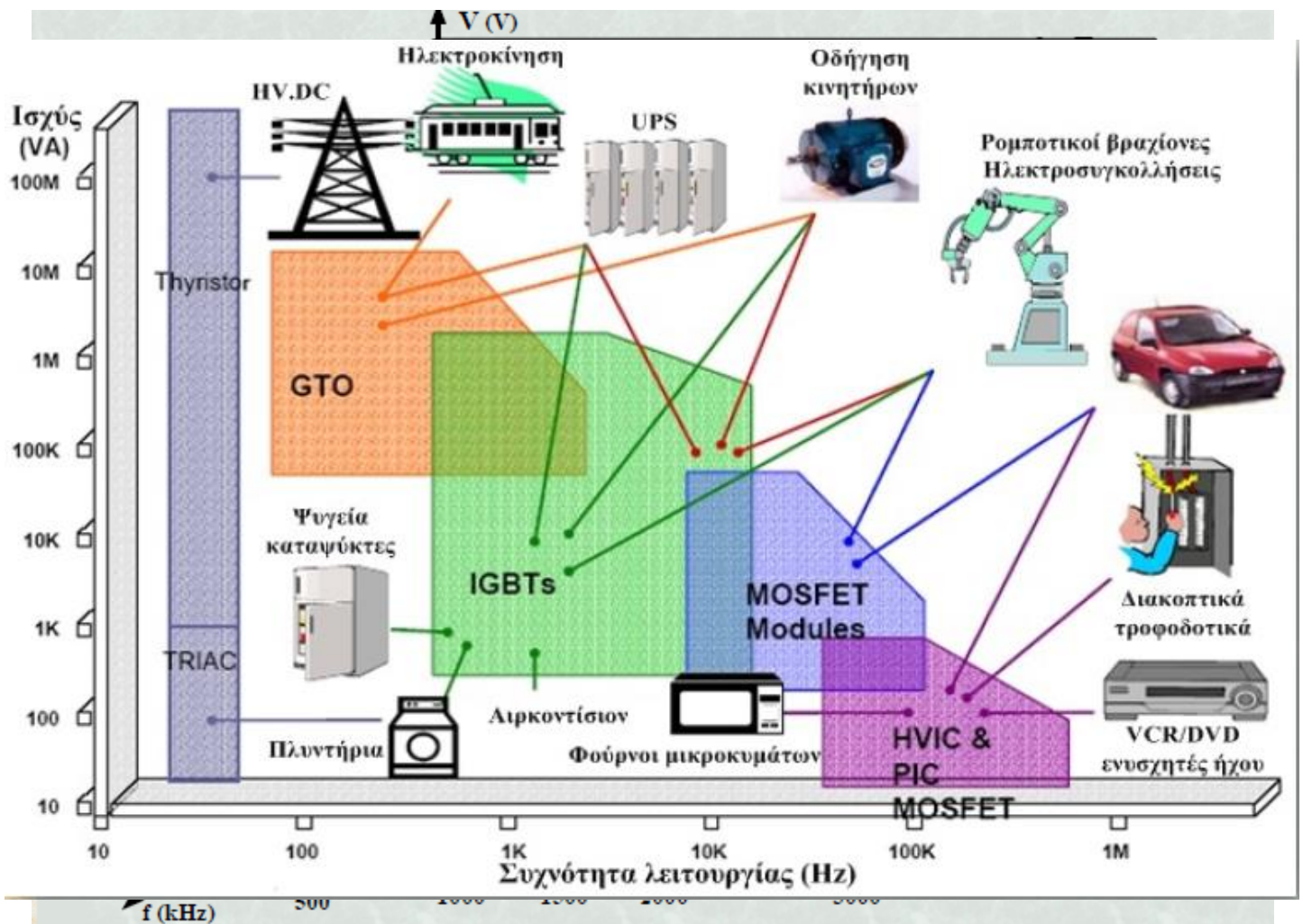
- Διατηρεί τη βασική δομή των τεσσάρων στρώσεων ενός θυρίστορ. Υπάρχουν όμως σημαντικές διαφορές όσον αφορά τη γεωμετρική μορφή των δομών πύλη-καθόδου.
- Αυξάνεται η περιφέρεια των περιοχών καθόδου και ελαχιστοποιείται η απόσταση της πύλης από το κέντρο των περιοχών καθόδου.

Ο στόχος αυτής της πολύπλοκης δομής είναι διττός:

- ❖ Η διακοπή του φαινομένου της θετικής ανατροφοδότησης
- ❖ Η επίτευξη υψηλών ταχυτήτων μετάβασης, υψηλών τάσεων διάτρησης και η διευκόλυνση της σύνδεσης των περιοχών καθόδου.
- Ο χρόνος σβέσης σε ένα GTO θυρίστορ εξαρτάται από:
 - το γεωμετρικό σχεδιασμό της περιοχής πύλης-καθόδου
 - το σχεδιασμό της ανόδου
 - τον έλεγχο του χρόνου ζωής των φορέων φορτίου στην περιοχή N-, που έχει σχετικά μεγάλο εύρος.
- Λόγω του σχεδιασμού της ανόδου τα GTO θυρίστορ αυτής της δομής, δεν αντέχουν ανάστροφες τάσεις, όπως ακριβώς συμβαίνει και με τα ασύμμετρα θυρίστορ.
- Κατά την ορθή πόλωση η χαρακτηριστική του GTO θυρίστορ είναι παρόμοια με αυτή ενός θυρίστορ.
- Τα χαρακτηριστικά τάσης και ρεύματος των GTO θυρίστορ βρίσκονται μεταξύ των συμβατικών θυρίστορ και των διπολικών τρανζίστορ ισχύος.
- Η ισχύς που μπορούν να διαχειρισθούν είναι μικρότερη από αυτή των θυρίστορ, αλλά μεγαλύτερη από αυτή των BJT.
- Οι χρόνοι μετάβασης, είναι μεγαλύτεροι από αυτούς των διπολικών τρανζίστορ ισχύος και μικρότεροι από αυτούς των συμβατικών θυρίστορ.
- Η σβέση ενός GTO θυρίστορ είναι μια πολύπλοκη διεργασία: Απαιτείται η ύπαρξη βοηθητικών κυκλωμάτων υποβοήθησης της σβέσης.
- Όπως και στο διπολικό τρανζίστορ ισχύος, το ρεύμα εμφανίζει μια “ουρά” (tailing current) κατά τη σβέση, με αποτέλεσμα την αύξηση των διακοπτικών απωλειών.
- Η συχνότητα λειτουργίας του περιορίζεται στα 2 kHz.

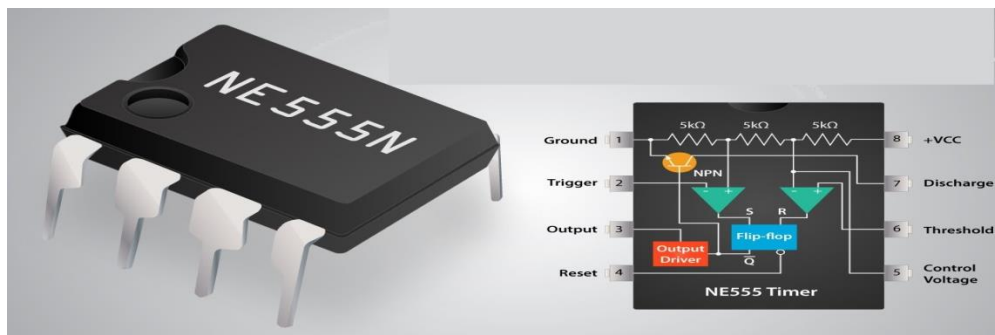






ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΗΜΙΑΓΩΓΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΙΣΧΥΟΣ		
ΘΥΡΙΣΤΟΡ	PHASE CONTROL (SLOW)	Διατάξεις οδήγησης κινητήρων Σ.Ρ Συστήματα τροφοδοσίας υψηλής ισχύος Φωτισμός και θέρμανση Διατάξεις αντιστάθμισης άεργου ισχύος Ηλεκτρονικοί διακόπτες
	INVERTER (FAST)	Χρήση σε μετατροπείς εξαναγκασμένης σβέσης (choppers, inverters κ.λ.π.) για διατάξεις οδήγησης κινητήρων Σ.Ρ και Ε.Ρ Διατάξεις αντιστάθμισης άεργου ισχύος
	TRIAC	Ρυθμιζόμενα φωτιστικά Έλεγχος θέρμανσης Διατάξεις εκκίνησης και ελέγχου μηχανών Ε.Ρ Ηλεκτρονόμοι εναλλασσομένου με μετάβαση κατά το μηδενισμό της τάσης
	GTO ΘΥΡΙΣΤΟΡ	Διατάξεις οδήγησης κινητήρων Συστήματα αδιάλειπτης παροχής τροφοδοσίας Διατάξεις αντιστάθμισης άεργου ισχύος Διατάξεις επαγωγικής θέρμανσης
	DARLINGTON BJT	Διατάξεις οδήγησης κινητήρων Σ.Ρ και Ε.Ρ Συστήματα αδιάλειπτης παροχής τροφοδοσίας (UPS) Διατάξεις αντιστάθμισης άεργου ισχύος και ανώτερων αρμονικών Παλμοτροφοδοτικά
	POWER MOSFET	Παλμοτροφοδοτικά Διατάξεις οδήγησης κινητήρων DC Brushless και βηματικών Ηλεκτρονικοί ηλεκτρονόμοι συνεχούς Συστήματα αδιάλειπτης παροχής τροφοδοσίας (UPS)
	IGBT	Διατάξεις οδήγησης κινητήρων Σ.Ρ και Ε.Ρ Συστήματα αδιάλειπτης παροχής τροφοδοσίας (UPS) Διατάξεις αντιστάθμισης άεργου ισχύος και ανώτερων αρμονικών Παλμοτροφοδοτικά
	SIT (POWER JFET)	Επαγωγική θέρμανση Γεννήτριες υπερήχων Γεννήτριες AM/FM
	SITh(FCT	Επαγωγική θέρμανση Διατάξεις αντιστάθμισης άεργου ισχύος
	MCT	Διατάξεις οδήγησης κινητήρων Ε.Ρ Συστήματα αδιάλειπτης παροχής τροφοδοσίας (UPS) Διατάξεις αντιστάθμισης άεργου ισχύος και ανώτερων αρμονικών

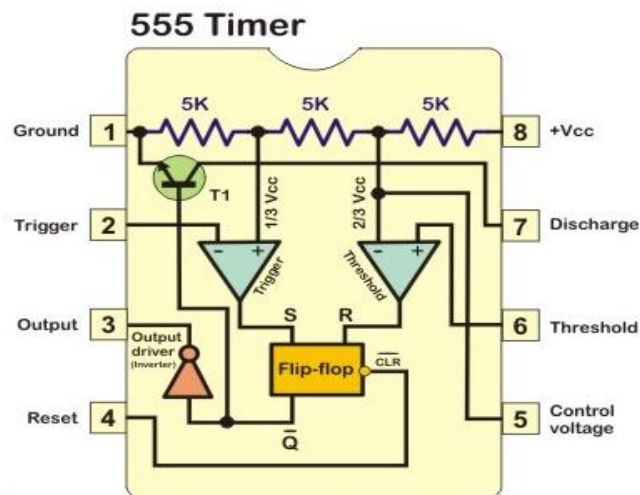
4.9 ΧΡΟΝΙΣΤΗΣ 555



Ο “χρονιστής 555” είναι ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα (τσιπ) που έχει καθιερωθεί ως «πρότυπο» από τη δεκαετία του 1980. Το 555 παράγεται από πολλές εταιρείες εδώ και 40 χρόνια και είναι ακόμη πολύ δημοφιλές λόγω του χαμηλού του κόστους, της ευελιξίας και της σταθερότητάς του. Κατά βάση, το 555 μπορεί να δουλέψει ως ασταθής πολυδονητής (ταλαντωτής) και ως γεννήτρια παραγωγής παλμών ρυθμιζόμενου εύρους. Για να δουλέψει ως ταλαντωτής χρειάζεται μόνο 3 με 4 εξωτερικά εξαρτήματα και ο κύκλος λειτουργίας του μπορεί να ρυθμιστεί. Κάποιες ενδεικτικές εφαρμογές στις οποίες μπορεί να χρησιμοποιηθεί το 555 περιλαμβάνουν κυκλώματα παραγωγής χρονικής καθυστέρησης, παραγωγή και μορφοποίηση παλμών, γεννήτριες παλμοσειρών και γεννήτριες παραγωγής ακουστικών τόνων, ταλαντωτές χρονισμού, συναεργμοί, ρολόγια, αναλογικοί διαιρέτες συχνότητας, παλμοτροφοδοτικά και κυκλώματα μετατροπής ισχύος, κυκλώματα φωτεινής σήμανσης, γεννήτριες κυματομορφών και η λίστα των εφαρμογών περιλαμβάνει γενικά όλα τα κυκλώματα που απαιτούν κάποιου είδους χρονισμό που είναι πρακτικά αναρίθμητα.

Στη βασική του έκδοση, το 555 είναι ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα 8 ακροδεκτών σε κέλυφος DIP. Υπάρχουν 2 βασικές παραλλαγές, η εκδοχή NE και η εκδοχή SE. Και οι δύο παραλλαγές είναι ίδιες σε όλα τους τα χαρακτηριστικά εκτός από τη περιοχή θερμοκρασιών που μπορούν να λειτουργήσουν. Η έκδοση NE έχει εγγυημένη λειτουργία στην περιοχή θερμοκρασιών από 0 έως 70° C ενώ η έκδοση SE προορίζεται για πιο «ακραία περιβάλλοντα» και μπορεί να λειτουργήσει από τους -55° C έως και τους +125° C. Η μέγιστη εγγυημένη τάση λειτουργίας του 555 είναι τα 15V αλλά πρακτικά «αντέχει» έως και 18V ενώ η μέγιστη επιτρεπόμενη κατανάλωση ισχύος είναι τα 600 mW.

Το 555 αποτελείται εσωτερικά από περίπου 25 τρανζίστορ, 2 διόδους και περίπου 16 αντιστάσεις που υλοποιούν δύο συγκριτές, ένα RS φλιπ-φλοπ και μία βαθμίδα εξόδου που μπορεί να παρέχει σχετικά υψηλό ρεύμα έως και 200mA. Εκτός από τις βασικές εκδόσεις NE και SE του 555 υπάρχουν και εκδόσεις CMOS, όπως το 7555 και το LMC7555 που περιέχουν εσωτερικά τρανζίστορ τύπου MOSFET αντί για τα κλασικά διπολικά τρανζίστορ της βασικής έκδοσης. Οι CMOS εκδόσεις προσφέρουν πολύ χαμηλή κατανάλωση ισχύος. Υπάρχει επίσης και το ολοκληρωμένο 556 που είναι στην πράξη ένα διπλό 555 (περιέχει εσωτερικά δύο 555 σε ένα κέλυφος DIP των 14ων ακροδεκτών).



Εικόνα 1. Το διάγραμμα βαθμίδων του 555

Οι δύο συγκριτές που περιέχει εσωτερικά το 555 χρησιμοποιούν δύο τάσεις αναφοράς. Οι τάσεις αυτές παράγονται από έναν εσωτερικό διαιρέτη τάσης που σχηματίζεται από 3εις ίδιες αντιστάσεις των 5K και πολλοί συμφωνούν ότι η ονομασία «555» προήλθε από τις τρεις αυτές αντιστάσεις. Ο ένας από τους δύο συγκριτές είναι ο συγκριτής εκκίνησης (trigger) και η τάση αναφοράς που χρησιμοποιεί είναι το ένα τρίτο της τάσης τροφοδοσίας ($V_{cc}/3$) ενώ ο δεύτερος συγκριτής είναι ο συγκριτής επαναφοράς (threshold) που χρησιμοποιεί μία τάση αναφοράς ίση με $2V_{cc}/3$ (τα δύο τρίτα της τάσης τροφοδοσίας). Οι δύο συγκριτές ελέγχουν το φλιπ-φλοπ που υπάρχει εσωτερικά στο 555 και καθορίζουν την λογική κατάσταση της εξόδου.

- Το δικτύωμα των τριών αντιστάσεων 5-5-5K αποτελείται από 3εις όμοιες αντιστάσεις και λειτουργεί ως διαιρέτης τάσης.
- Ο συγκριτής επαναφοράς (threshold) συγκρίνει την εξωτερική τάση επαναφοράς (threshold) με μια τάση αναφοράς που είναι ίση με $2V_{cc}/3$ (τα δύο τρίτα της τάσης τροφοδοσίας).
- Ο συγκριτής εκκίνησης (trigger) συγκρίνει την εξωτερική τάση εκκίνησης (trigger) με μία τάση αναφοράς που είναι με $V_{cc}/3$ (το ένα τρίτο της τάσης τροφοδοσίας).
- Το τρανζίστορ T1 που βρίσκεται εσωτερικά στο 555 λειτουργεί ως διακόπτης και μεταβαίνει στον κόρο (on) ή στην αποκοπή (off) σύμφωνα με την λογική κατάσταση στην έξοδο του φλιπ-φλοπ. Το τρανζίστορ T1 μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να εκφορτίζει περιοδικά κάποιον πυκνωτή που συνδέεται εξωτερικά.

Οι 8 ακροδέκτες του 555 είναι :

- Ακροδέκτης 1. **Ground – Γείωση**. Ο ακροδέκτης της γείωσης συνδέει το 555 με τη στάθμη αναφοράς των 0V (γη) – είναι πρακτικά ο ακροδέκτης που συνδέεται στον αρνητικό πόλο της πηγής τροφοδοσίας.
- Ακροδέκτης 2. **Trigger – Εκκίνηση**. Συνδέεται με την αναστρέφουσα είσοδο του συγκριτή εκκίνησης (trigger). Ένα αρνητικό μέτωπο παλμού στον ακροδέκτη 2 (δηλαδή πτώση τάσης κάτω από το $1/3 V_{cc}$) θέτει την έξοδο σε λογική στάθμη 1.
- Ακροδέκτης 3. – **Output – Έξοδος**. Είναι ο ακροδέκτης εξόδου που μπορεί να οδηγήσει οποιοδήποτε TTL κύκλωμα ή οποιοδήποτε άλλο κύκλωμα με ρεύμα έως και 200mA. Η έξοδος παρέχεται από ένα κύκλωμα οδήγησης που συγχρόνως λειτουργεί ως αναστροφέας και χρησιμοποιεί την συμπληρωματική αρχιτεκτονική τύπου push-pull. Η έξοδος παρέχει λογική στάθμη 0 που αντιστοιχεί περίπου σε 0V και λογική στάθμη 1 σε μία τάση που είναι περίπου 1.7V μικρότερη από την τάση τροφοδοσίας (είναι δηλαδή ίση με $V_{cc} - 1.7V$). (Σημείωση: Πολλές CMOS εκδόσεις του 555 παρέχουν στην έξοδο στάθμες που αντιστοιχούν στις ακραίες τιμές 0V και στην στάθμη τροφοδοσίας VCC)

- Ακροδέκτης 4. – **Reset – Μηδενισμός**. Είναι η ασύγχρονη είσοδος μηδενισμού που ενεργοποιείται με αρνητική λογική (με λογικό 0) και όταν ενεργοποιηθεί θέτει την έξοδο σε λογική κατάσταση 0. Συνήθως ο ακροδέκτης 4 δεν χρησιμοποιείται στις περισσότερες εφαρμογές και συνδέεται μόνιμα στην τάση τροφοδοσίας για να παραμένει μόνιμα «ανενεργός» σε στάθμη λογικού -1.
- Ακροδέκτης 5. **Control Voltage – Τάση ελέγχου**. Σε αυτό τον ακροδέκτη μπορούμε να εφαρμόσουμε μία τάση για να τροποποιήσουμε την εσωτερική στάθμη αναφοράς των $2V_{CC}/3$. Η τάση ελέγχου μπορεί να χρησιμοποιηθεί σε εφαρμογές όπου επιθυμούμε να τροποποιήσουμε το εύρος των παραγόμενων παλμών ανεξάρτητα από τις τιμές των εξωτερικών εξαρτημάτων. Επομένως, μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να διαμορφώσουμε παλμούς κατά πλάτος ή για να παράγουμε διαμόρφωση fm (διαμόρφωση συχνότητας) Σε εφαρμογές όπου ο ακροδέκτης 5 δεν χρησιμοποιείται δεν θα πρέπει να παραμένει ασύνδετος (στον αέρα) αλλά θα πρέπει να γειώνεται με έναν πυκνωτή των 10 nF (τύπου φιλμ ή κεραμικό) προκειμένου να καταστέλλεται οποιαδήποτε τάση θορύβου που θα μπορούσε να επαχθεί από το περιβάλλον.
- Ακροδέκτης 6. **Threshold - Επαναφορά**. Συνδέεται με την αναστρέφουσα είσοδο του συγκριτή επαναφοράς (threshold comparator). Ένα θετικό μέτωπο παλμού στον ακροδέκτη 6 (δηλαδή άνοδος της τάσης πάνω από το $2V_{CC}/3$) θέτει την έξοδο σε λογική στάθμη 0.
- Ακροδέκτης 7. **Discharge - Εκφόρτιση**. Ο ακροδέκτης 7 είναι συνδεδεμένος με το συλλέκτη του εσωτερικού NPN τρανζίστορ (T1) και μπορεί να χρησιμοποιηθεί για να εκφορτίζει κάποιον πυκνωτή που συνδέεται εξωτερικά. Αυτό υφίσταται διότι το T1 δουλεύει ως διακόπτης που ελέγχεται από την έξοδο του 555 και βρίσκεται σε φάση με την έξοδο (δηλαδή το τρανζίστορ είναι on και off όταν η έξοδος είναι σε λογική στάθμη 1 και 0, αντίστοιχα)
- Ακροδέκτης 8. **Positive supply (+Vcc) -Τροφοδοσία**. Σε αυτόν τον ακροδέκτη συνδέεται η τροφοδοσία (δηλαδή ο θετικός πόλος της πηγής τροφοδοσίας). Η εγγυημένη τάση λειτουργίας του 555 για τις κλασσικές εκδόσεις είναι από 4.5 έως 15 V (μερικές εταιρείες παράγουν 555 που λειτουργούν έως τα 16 ή τα 18 V), ωστόσο τα περισσότερα 555 μπορούν να λειτουργήσουν ακόμη και με 3V. (Σημείωση: Οι CMOS εκδόσεις μπορούν να λειτουργήσουν με ακόμη μικρότερες τάσεις τροφοδοσίας.) Συνίσταται, στον ακροδέκτη 8 να συνδέεται πάντοτε ένας πυκνωτής απόζευξης της τάξης των 100 nF, όσο το δυνατό εγγύτερα, για να φιλτράρει την τάση και να αποτρέπει συγχρόνως την επαγωγή θορύβου στη γραμμή της τροφοδοσίας. Το ένα άκρο του πυκνωτή απόζευξης θα πρέπει να συνδέεται στη γη (για να γειώνεται ο θόρυβος υψηλής συχνότητας) και όσο το δυνατό πιο κοντά στον ακροδέκτη 1 της γείωσης.

4.9.1 ΒΑΣΙΚΕΣ ΣΥΝΔΕΣΜΟΛΟΓΙΕΣ

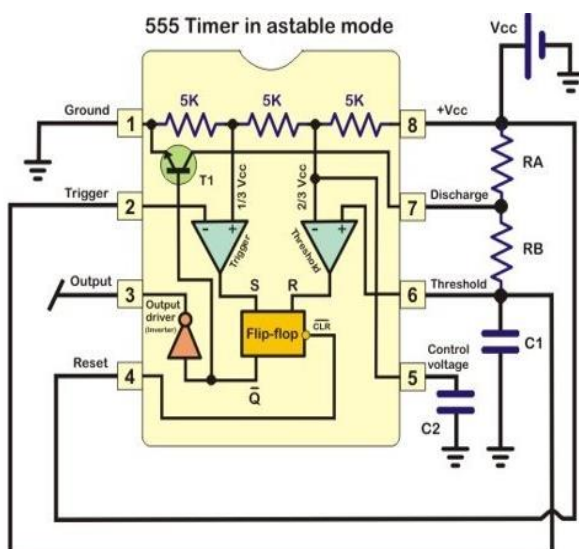
Υπάρχουν τρεις βασικές συνδεσμολογίες για το 555:

1. **Ασταθής πολυδονητής.** Σε αυτή τη συνδεσμολογία το 555 μπορεί να λειτουργήσει ως ταλαντωτής.
2. **Μονοσταθής.** Σε αυτή τη συνδεσμολογία το 555 λειτουργεί ως γεννήτρια μίας – βολής (one-shot). Δηλαδή μπορεί να παράγει έναν παλμό συγκεκριμένης διάρκειας σε κάθε διέγερση (trigger).
3. **Δισταθής (συγκριτής Schmitt).** Σε αυτή τη συνδεσμολογία, το 555 μπορεί να λειτουργήσει σαν ένας μανταλωτής (μνήμη 1 bit) ή ως συγκριτής με υστέρηση (Schmitt trigger).

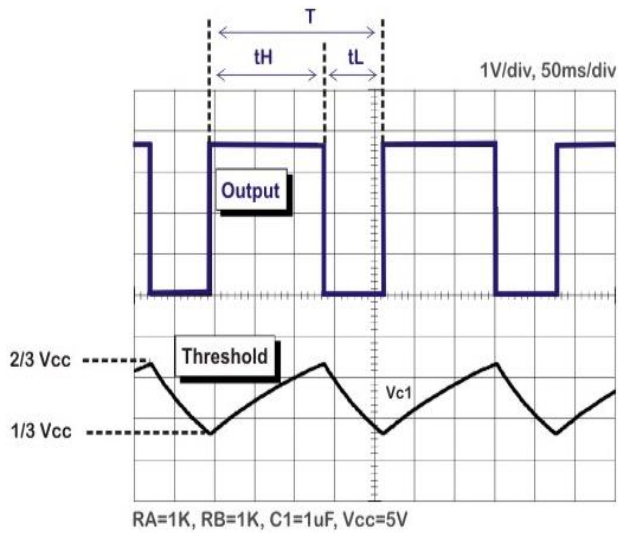
Σε συνδεσμολογία ασταθούς πολυδονητή το 555 μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως γεννήτρια παλμών, για παραγωγή ακουστικών συχνοτήτων, σε χρονισμό ρολογιών, σε κυκλώματα που αναβοσβήνουν λυχνίες ή LED (flashers) και μπορεί επίσης να χρησιμοποιηθεί και ως αισθητήρας (για παράδειγμα, αν χρησιμοποιηθεί ένα θερμίστορ ή μία φωτοαντίσταση, μπορεί να φτιαχτεί ένας ταλαντωτής μεταβαλλόμενης συχνότητας, του οποίου η συχνότητα θα εξαρτάται από τη θερμοκρασία ή την ένταση του φωτός στον περιβάλλοντα χώρο.) Σε συνδεσμολογία μονοσταθούς, το 555 μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως χρονιστής, ως αναλογικός διαιρέτης συχνότητας, για ανίχνευση παλμών, για καταστολή αναπήδησης σε μηχανικούς διακόπτες, για διαμόρφωση PWM και άλλα. Σε λειτουργία δισταθούς, το 555 μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως ένα απλό φλιπ-φλοπ, ως συγκριτής με υστέρηση σε αισθητήρες (για παράδειγμα σε θερμοστάτη), για κατασκευή διακοπών χωρίς αναπήδηση κ.α.

Ασταθής πολυδονητής

Το 555 μπορεί να λειτουργήσει ως ασταθής πολυδονητής (ταλαντωτής) αν συνδεθεί όπως στην εικόνα 2.



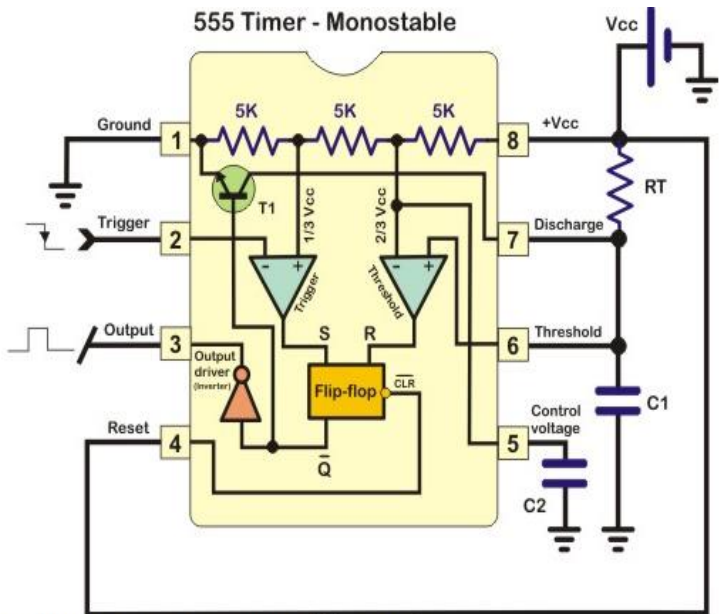
Εικόνα 2. Το 555 ως ασταθής πολυδονητής



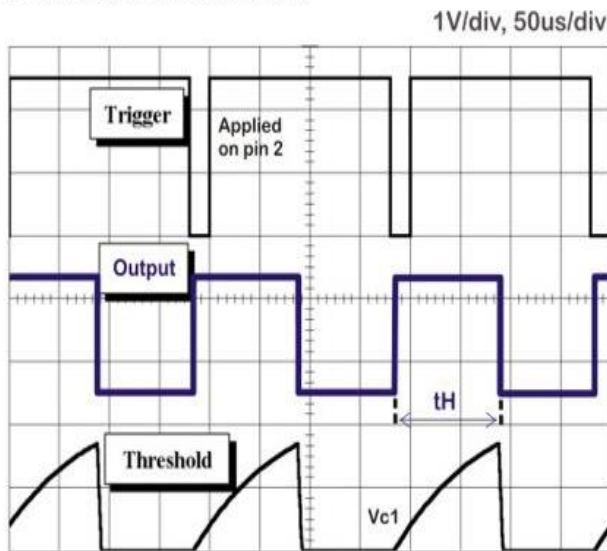
Εικόνα 3. Οι κυματομορφές που εμφανίζονται στο κύκλωμα του ασταθούς πολυδονητή

Μονοσταθής

Σε λειτουργία μονοσταθούς το 555 συμπεριφέρεται ως κύκλωμα μίας βολής (one shot). Η συνδεσμολογία μονοσταθούς και οι σχετικές κυματομορφές παρουσιάζονται στις εικόνες 6-1 και 6-2.



Εικόνα 6-1. Το 555 σε μονοσταθή λειτουργία



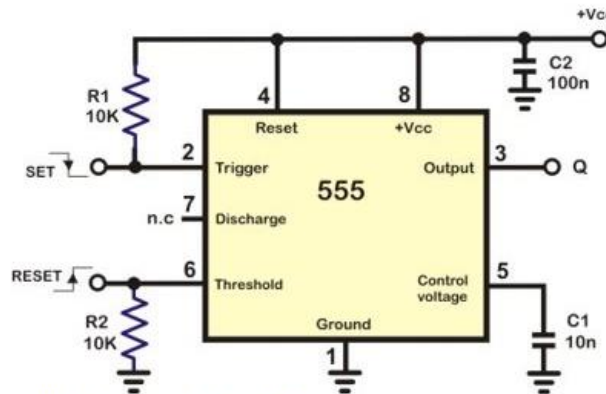
$RT=1K, C1=10nF, Vcc=5V$

Εικόνα 6-2. Οι εμφανιζόμενες κυματομορφές σε μονοσταθή λειτουργία

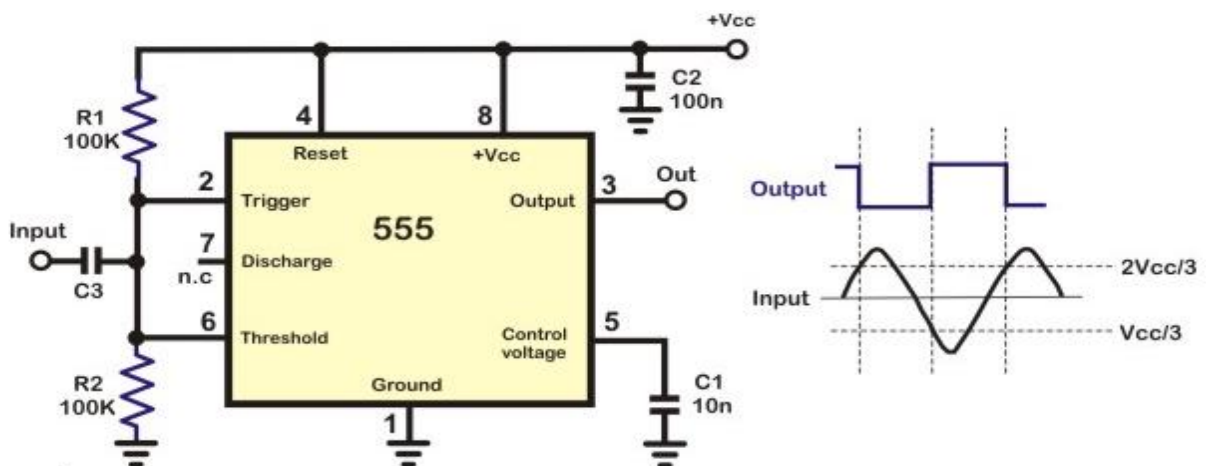
Δισταθής

Το 555 μπορεί επίσης να λειτουργήσει και ως δισταθής, δηλαδή ως ένα απλό flip-flop με δύο σταθερές καταστάσεις. Σε μια τέτοια περίπτωση, ενδέχεται να πλεονεκτεί σε σχέση με ένα απλό flip-flop όσον αφορά το γεγονός ότι το 555 μπορεί να δουλέψει σε μεγάλο εύρος τάσεων και επιπλέον μπορεί να παρέχει σχετικά μεγάλο ρεύμα στην έξοδο (έως 200mA). Επιπλέον, χρειάζεται

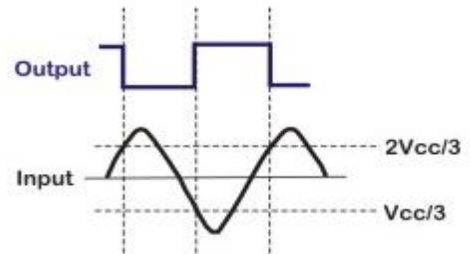
μόνο ένας εξωτερικός πυκνωτής για να δουλέψει το 555 ως δισταθές και μάλιστα αυτός ο πυκνωτής χρειάζεται μόνο σε περιβάλλοντα που ενδέχεται να υπάρχει θόρυβος.
 Η βασική συνδεσμολογία του 555 για να δουλέψει ως δισταθές φαίνεται στην εικόνα 8:



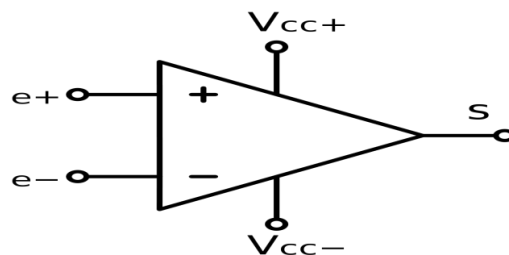
Εικόνα 8. Το 555 σε δισταθή λειτουργία



Εικόνα 9. Το 555 timer σε λειτουργία Schmitt trigger (συγκριτής με υστέρηση)



4.10 ΤΕΛΕΣΤΙΚΟΙ ΕΝΙΣΧΥΤΕΣ



4.10.1 Εισαγωγή στους τελεστικούς ενισχυτές

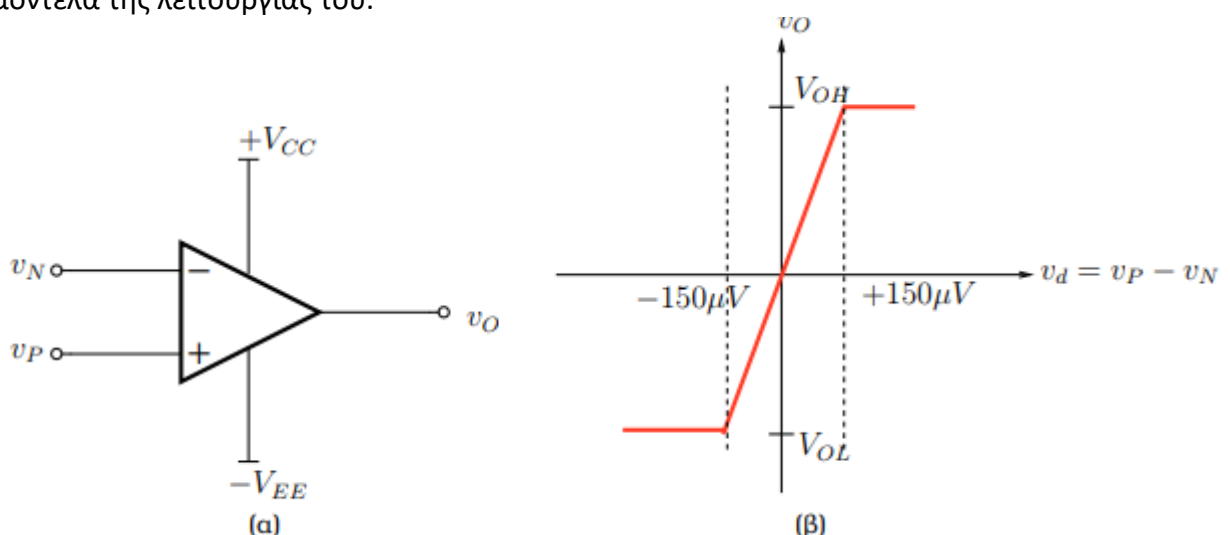
Ποια θα ήταν άραγε η εικόνα της σύγχρονης ηλεκτρονικής χωρίς τους τελεστικούς ενισχυτές; Σχεδόν κάθε ηλεκτρονική συσκευή που περιλαμβάνει αναλογικά κυκλώματα, αυτά με την σειρά τους περιέχουν έναν ή περισσότερους τελεστικούς ενισχυτές. Ακούγεται ίσως απίστευτο αλλά είναι αλήθεια ότι οι πρώτοι τελεστικοί ενισχυτές κατασκευάζονταν με κλασικές λυχνίες. Όπως συμβαίνει σε πολλά πράγματα, η ανάπτυξη κάποιων πρωτοποριακών συστημάτων κατευθύνονταν

σε πολύ μεγάλο βαθμό από στρατιωτικές προδιαγραφές, για παράδειγμα σε εφαρμογές συστημάτων ελέγχου σκόπευσης κατά την διάρκεια ενός πολέμου. Το πρώτο μοντέλο εμφανίστηκε στην ευρεία αγορά το 1952. Το μοντέλο αυτό τελεστικού ενισχυτή με λυχνίες σχεδιάστηκε από την ερευνητική εταιρία George A. Philbrick το οποίο τοποθετήθηκε σε μια οκταπολική θήκη τύπου λυχνίας φωτογραφία φαίνεται παρακάτω:



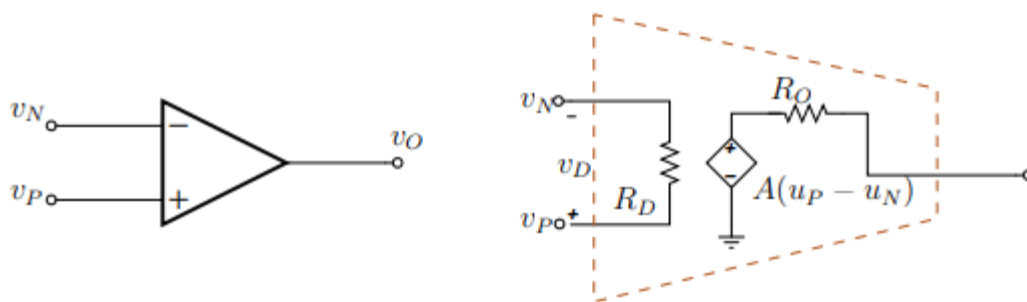
Σε σχετικά μικρό χρονικό διάστημα μετά το 1952 εμφανίστηκαν στην παραγωγή οι πρώτοι τελεστικοί ενισχυτές κατασκευασμένοι από διακριτά τρανζίστορ. Ο πρώτος τελεστικός ενισχυτής σε μορφή ολοκληρωμένου ήταν ο $\mu A702$, τον οποίο σχεδίασε ο 36 Robert Widlar της εταιρίας Fairchild. Ο $\mu A702$ κυκλοφόρησε για πρώτη φορά 1962. Έξι χρόνια έπειτα έκανε την εμφάνιση του ο τελεστικός $\mu A741$, ο οποίος επικράτησε στην αγορά από τότε και έπειτα. Οι τελεστικοί ενισχυτές σήμερα παράγονται σήμερα σε ποσότητες και χρησιμοποιούνται σε μια πολύ ευρεία γκάμα εφαρμογών από ενισχυτές ήχου βίντεο έως διατάξεις ενεργών φίλτρων και κυκλώματα μορφοποίησης σημάτων από αισθητήρες. Οι τελεστικοί ενισχυτές σήμερα είναι τόσο γνωστοί όσο οι αντιστάσεις και οι πυκνωτές στην επιστήμη της ηλεκτρονικής.

Ο τελεστικός ενισχυτής είναι ένας ενισχυτής τάσης με πολύ μεγάλο κέρδος. Το κέρδος μπορεί να παίρνει πολύ μεγάλες τιμές, συνήθως μεταξύ 10^4 και 10^6 . Ο τελεστικός ενισχυτής αποτελεί το βασικό δομικό στοιχείο σε μια πληθώρα αναλογικών εφαρμογών. Μπορεί να χρησιμοποιηθεί αυτόνομα σε ένα αναλογικό κύκλωμα, ενώ στην περίπτωση των ολοκληρωμένων αναλογικών κυκλωμάτων χρησιμεύει σαν ένα μοντέλο αφαιρετικής λειτουργίας (abstraction) για τα αρχικά στάδια του σχεδιασμού, και στη συνέχεια η υλοποίηση του με τρανζίστορ προσαρμόζεται, ώστε να ταιριάζει καλύτερα στις ανάγκες της εφαρμογής. Στην ενότητα αυτή θα ασχοληθούμε με τη σχεδίαση και την ανάλυση αναλογικών κυκλωμάτων τα οποία περιέχουν τον τελεστικό σαν δομικό στοιχείο. Για το λόγο αυτό, θα παρουσιάσουμε πρώτα τη λειτουργία του τελεστικού ενισχυτή μαζί με χρήσιμα μοντέλα της λειτουργίας του.



Σχήμα 4.1: Το σχηματικό του τελεστικού ενισχυτή μαζί με ένα παράδειγμα της χαρακτηριστικής εισόδου-εξόδου του.

Ο τελεστικός ενισχυτής όπως φαίνεται από το σχηματικό διάγραμμά του σχήματος 4.1(α), αποτελείται από δύο εισόδους, την αναστρέφουσα είσοδο U_N (συνδέεται στον ακροδέκτη - του τελεστικού ενισχυτή) και τη μη αναστρέφουσα είσοδο U_P (συνδέεται στον ακροδέκτη + του τελεστικού ενισχυτή), και μία έξοδο τη U_{out} . Επίσης στον τελεστικό ενισχυτή συνδέονται δύο τάσεις τροφοδοσίας $+V_{CC}$ και $-V_{EE}$ αντίστροφης πολικότητας (Υπάρχουν μοντέλα τελεστικών ενισχυτών που δέχονται μία τάση τροφοδοσίας). Συνήθως στα σχηματικά μεγαλύτερων κυκλωμάτων που περιέχουν τελεστικούς ενισχυτές, οι τάσεις τροφοδοσίας παραλείπονται.



Σχήμα 4.2: Το μοντέλο της λειτουργίας του τελεστικού ενισχυτή. Η περίπτωση του κορεσμού της τάσης εξόδου δε συμπεριλαμβάνεται.

Η κύρια λειτουργία του τελεστικού ενισχυτή είναι να ενισχύει τη διαφορά δυναμικού μεταξύ u_P και u_N η οποία ορίζεται ως

$$u_D = u_P - u_N$$

και ονομάζεται διαφορική τάση εισόδου. Έτσι η έξοδος του τελεστικού ενισχυτή είναι ίση με

$$u_O = \alpha \cdot u_D = \alpha \cdot (u_P - u_N)$$

όπου με α συμβολίζεται το κέρδος του τελεστικού ενισχυτή το οποίο μπορεί να λάβει πολύ μεγάλες τιμές. Έτσι, για παράδειγμα, αν θέλαμε να βρούμε ποια είναι η διαφορά δυναμικού u_D που προκαλεί μια δεδομένη τάση εξόδου u_{out} (με τον ακροδέκτη της εξόδου να είναι ασύνδετος) τότε θα έπρεπε να υπολογίσουμε το λόγο $u_D = \frac{u_{out}}{\alpha}$.

Φυσικά η έξοδος του τελεστικού ενισχυτή δε μπορεί να ξεπεράσει τα όρια V_{OH} και V_{OL} που θέτουν οι τάσεις τροφοδοσίας $+V_{CC}$ και $-V_{EE}$. Στην περίπτωση που η έξοδος του τελεστικού ενισχυτή πιάσει είτε τη μέγιστη είτε την ελάχιστη δυνατή τιμή της για δεδομένες τάσεις τροφοδοσίας τότε λέμε πως ο τελεστικός ενισχυτής έχει εισέλθει στη φάση του κορεσμού (saturation). Γραφικά, η συμπεριφορά αυτή του τελεστικού ενισχυτή παρουσιάζεται στο σχήμα 1(β). Η επιστροφή του τελεστικού ενισχυτή από τον κορεσμό στην κανονική λειτουργία μπορεί να απαιτήσει περισσότερο χρόνο απ' ότι οι συνήθεις αλλαγές της τάσης εξόδου.

Το βασικό μοντέλο της λειτουργία του τελεστικού ενισχυτή παρουσιάζεται στο σχήμα 4.2. Ο πυρήνας του μοντέλου αυτού είναι η εξαρτημένη πηγή τάσης, η οποία ενισχύει γραμμικά τη διαφορά δυναμικού μεταξύ του θετικού και του αρνητικού ακροδέκτη του τελεστικού ενισχυτή κατά α . Επίσης, στο μοντέλο αυτό παρατηρούμε τις αντιστάσεις εισόδου και εξόδου του τελεστικού ενισχυτή. Από την είσοδο βλέπουμε τη διαφορική αντίσταση R_D , ενώ όταν κοιτάζουμε τον ακροδέκτη της εξόδου θα δούμε την αντίσταση εξόδου R_O .

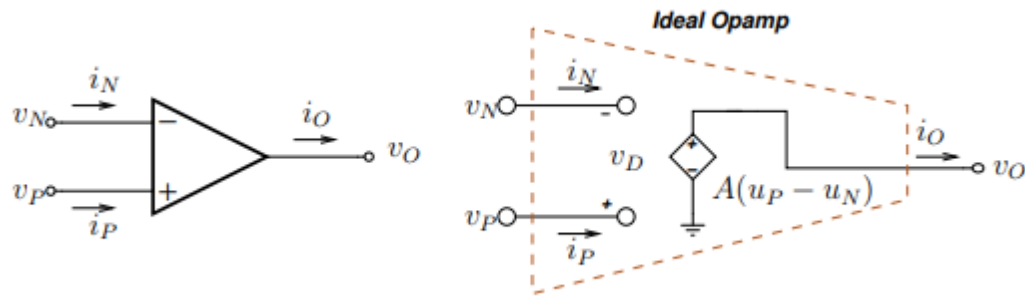
Παρόλο που το μοντέλο αυτό προσεγγίζει με αρκετή ακρίβεια την πραγματικότητα, περιπλέκει αρκετά την ανάλυση των κυκλωμάτων με τελεστικούς ενισχυτές. Για να απλοποιήσουμε τη διαδικασία χωρίς να χάσουμε πολύ από την ακρίβεια των αποτελεσμάτων μας, θα θεωρήσουμε στη συνέχεια πως ο τελεστικός ενισχυτής είναι ιδανικός και δεν λειτουργεί στην κατάσταση κορεσμού. Στη συνέχεια όποτε ξαναχρησιαστούμε το πληρέστερο μοντέλο του σχήματος 4.2 θα το αναφέρουμε ρητά.

4.10.2 Ο ιδανικός τελεστικός ενισχυτής

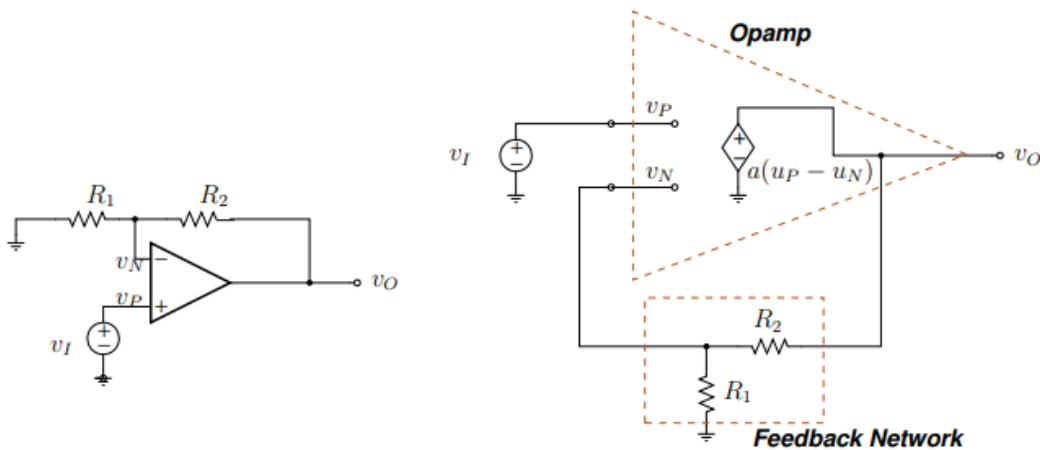
Για να απλοποιήσουμε την ανάλυση μας θα στραφούμε πρώτα στους ιδανικούς τελεστικούς ενισχυτές. Ευτυχώς, σε πολλές περιπτώσεις η υπόθεση της ιδανικότητας του τελεστικού ενισχυτή δεν απέχει πολύ από την πραγματικότητα και αρκεί για την πρώτη εκτίμηση της συμπεριφοράς του κυκλώματος που σχεδιάζουμε. Ο ιδανικός τελεστικός ενισχυτής έχει τα ακόλουθα χαρακτηριστικά :

- Εφόσον ο τελεστικός ενισχυτής είναι ένας ενισχυτής τάσης, τότε θα πρέπει να εμφανίζει μια πολύ μεγάλη αντίσταση εισόδου, ώστε να επιβαρύνει όσο το δυνατόν λιγότερο τα κυκλώματα που τον οδηγούν. Έτσι, στον ιδανικό τελεστικό ενισχυτή $R_D \rightarrow \infty$. Εξαιτίας της πολύ μεγάλης αντίστασης εισόδου R_D , μπορούμε με ασφάλεια να υποθέσουμε πως τα ρεύματα i_N και i_P που καταλήγουν στους ακροδέκτες εισόδου του τελεστικού ενισχυτή είναι μηδέν.
- Επίσης, για να εξασφαλίσουμε πως η έξοδος του ενισχυτή υφίσταται τις ελάχιστες δυνατές απώλειες τάσης, πρέπει $R_O \rightarrow 0$.
- Τέλος, το κέρδος τάσης α του ιδανικού τελεστικού ενισχυτή είναι οσοδήποτε μεγάλο, δηλαδή $\alpha \rightarrow \infty$. Αυτή η θεώρηση για τον τελεστικό ενισχυτή προκαλεί πολλά ερωτήματα. Πρώτον, αυτό το άπειρο κέρδος σημαίνει ότι $u_D = \frac{U_{out}}{\alpha} \rightarrow 0$.

Επομένως, πως γίνεται ένας ενισχυτής να διατηρήσει μια μη-μηδενική ποσότητα στην έξοδο του όταν η είσοδος είναι σχεδόν μηδενική; Ουσιαστικά η διαφορά δυναμικού u_D δε γίνεται ποτέ μηδέν απλά λόγω του πολύ μεγάλου κέρδους, αναγκάζεται να παραμένει πολύ μικρή ώστε η τάση εξόδου να αποφύγει τον κορεσμό. Ουσιαστικά, όπως θα δούμε και στη συνέχεια, τα κυκλώματα.



Σχήμα 4.3 : το μοντέλο του ιδανικού τελεστικού ενισχυτή



Σχήμα 4.4: Η μη-ανατρέφουσα συνδεσμολογία του τελεστικού ενισχυτή και αντίστοιχο μοντέλο λειτουργίας.

που χτίζουμε γύρω από τον τελεστικό ενισχυτή είναι αυτά που μας εξασφαλίζουν ότι η διαφορά δυναμικού μεταξύ των ακροδεκτών θα είναι πολύ μικρή, οδηγώντας την έξοδο σε χρήσιμες τιμές μακριά από τον κορεσμό. Με τη βοήθεια αυτού του απλοποιημένου μοντέλου του τελεστικού ενισχυτή, το οποίο φαίνεται στο σχήμα 4.3, θα αναλύσουμε στη συνέχεια μια πληθώρα από πολύ χρήσιμα κυκλώματα.

4.10.3 Ο μη-αντιστρέφων ενισχυτής

Το κύκλωμα που βλέπουμε στο σχήμα 4.4 αποτελείται από έναν τελεστικό ενισχυτή και δύο αντιστάσεις. Για να καταλάβουμε τη λειτουργία του θα βρούμε τη σχέση που συνδέει την τάση V_O με την τάση V_I .

Εξαιτίας της συνδεσμολογίας, η είσοδος v_P του ενισχυτή είναι ίση με την τάση εισόδου V_I . Δηλαδή

$$u_P = V_I$$

Αντίθετα, η τάση εξόδου επανατροφοδοτείται (feedback) στην αναστρέφουσα είσοδο u_N μέσω του δικτύου των αντιστάσεων R_1 και R_2 . Από το ισοδύναμο κύκλωμα παρατηρούμε, πως η τάση u_N που επιστρέφει από την έξοδο δίνεται από τη σχέση του διαιρέτη τάση και είναι ίση με :

$$u_N = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_O$$

Ουσιαστικά η τάση u_N αναπαριστά το ποσοστό της εξόδου που επιστρέφει πίσω στην είσοδο του τελεστικού ενισχυτή. Η έξοδος V_O είναι η ενισχυμένη εκδοχή της διαφορικής τάσης u_D .

Δηλαδή

$$V_O = \alpha \cdot (u_P - u_N)$$

Επομένως, μπορούμε να γράψουμε πως

$$V_O = \alpha \cdot \left(V_I - \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot V_O \right)$$

Αναδιατάσσοντας την εξίσωση μπορούμε να γράψουμε πως ο λόγος της τάσης εξόδου προς την τάση εισόδου V_O/V_I είναι ίσος με

$$A = \frac{V_O}{V_I} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1} \frac{1}{\alpha}}$$

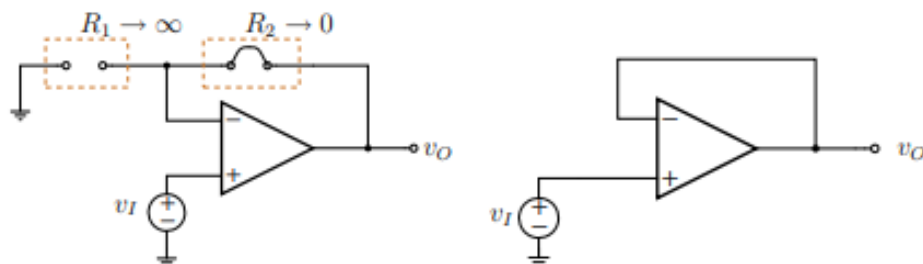
Ο ακόλουθος τάσης

Μια υπο-περίπτωση του μη-αναστρέφοντος ενισχυτή είναι ο ακόλουθος τάσης. Το κύκλωμα αυτό προκύπτει αν διαλέξουμε για τον μη-αναστρέφοντα ενισχυτή $R_1 = \infty$ (ανοιχτό κύκλωμα) και $R_2 = 0$ (βραχυκύκλωμα). Τότε ο ενισχυτής θα είχε την μορφή που φαίνεται στο σχήμα 4.5, και το κέρδος του κυκλώματος θα ήταν ίσο με 1. Δηλαδή $V_O = V_I$ που σημαίνει πως η έξοδος του τελεστικού ενισχυτή ακολουθεί πιστά την είσοδο του. Επίσης, το κύκλωμα αυτό έχει ένα ιδιαίτερο χαρακτηριστικό. Αν κοιτάξουμε την είσοδο του ουσιαστικά θα δούμε ένα ανοιχτό κύκλωμα εξαιτίας της άπειρης αντίστασης εισόδου του τελεστικού ενισχυτή, ενώ αν δούμε την έξοδο του θα την βρούμε βραχυκυκλωμένη με την είσοδο του κυκλώματος λόγω της απευθείας ανατροφοδότησης. Ας δούμε όμως μια εφαρμογή της ιδιότητας αυτής η οποία θα αποσαφηνίσει την αξία της.

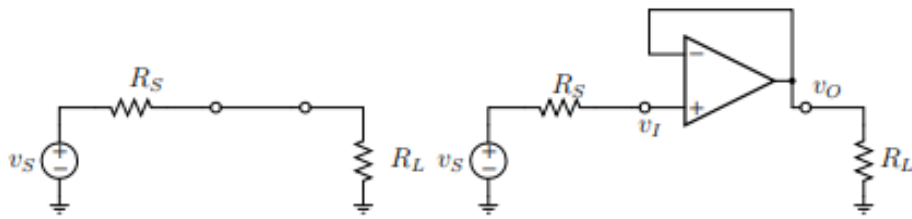
Όπως φαίνεται στο σχήμα 4.6, υποθέστε ότι θέλετε να στείλετε ένα σήμα u_S σε ένα φορτίο R_L . Αν η πηγή του σήματος ήταν ιδανική, τότε δεν θα είχατε κανένα πρόβλημα και το σήμα θα έφτανε στο φορτίο αναλλοίωτο. Στην πραγματικότητα όμως η πηγή εμφανίζει μια μη αμελητέα αντίσταση εξόδου R_S . Τότε μεταξύ της πηγής και του φορτίου σχηματίζεται ένας διαιρέτης τάσης με αποτέλεσμα το εύρος της u_L που καταλήγει τελικά στο φορτίο να είναι αρκετά μικρότερο από το αρχικό

$$u_L = R_S / (R_S + R_L) v_S$$

Αν αντικαταστήσουμε το καλώδιο που ενώνει την πηγή με το φορτίο με έναν ακόλουθο τάσης



Σχήμα 4.5: Ο ακόλουθος τάσης ως μια υπο-περίπτωση του μη-αντιστρέφοντος ενισχυτή.



Σχήμα 4.6: Παράδειγμα εφαρμογής του ακόλουθου τάσης.

τότε πετυχαίνουμε δύο πράγματα :

1. Εφόσον η αντίσταση εισόδου του ακόλουθου τάσης είναι άπειρη τότε το κομμάτι της πηγής δε θα διαρρέεται από ρεύμα και η τάση εισόδου του τελεστικού ενισχυτή V_I θα είναι ίση με V_S .
2. Θεωρώντας ότι ο τελεστικός ενισχυτής είναι ιδανικός, τότε η αντίσταση εξόδου του είναι 0. Έτσι προκύπτει ότι $V_L = V_O = V_I = u_S$, δείχνοντας ότι το φορτίο R_L λαμβάνει όλο το σήμα χωρίς καμιά απώλεια.

Ο ρόλος του ακόλουθου τάσης είναι να απομονώνει μια πηγή από το φορτίο της. Στο κύκλωμα που περιλαμβάνει τον ακόλουθο τάσης, η πηγή δεν παρέχει καθόλου ρεύμα με αποτέλεσμα να έχει μηδενική κατανάλωση ισχύος. Κάτι τέτοιο δεν ίσχυε στην πρώτη περίπτωση, όπου η πηγή συνδεόταν απευθείας στο φορτίο. Τώρα το ρεύμα και την ισχύ που καταναλώνει το φορτίο R_L παρέχεται από τον ίδιο τον τελεστικό ενισχυτή, ο οποίος το παίρνει από τις δικές του γραμμές τροφοδοσίας V_{CC} και V_{EE} . Έτσι με τη χρήση του ακόλουθου τάσης καταφέραμε, πρώτον να απαλλάξουμε την πηγή από τον παρέχει ρεύμα και δεύτερον το φορτίο να λάβει όλο το σήμα που στέλνει η πηγή $u_L = u_S$.

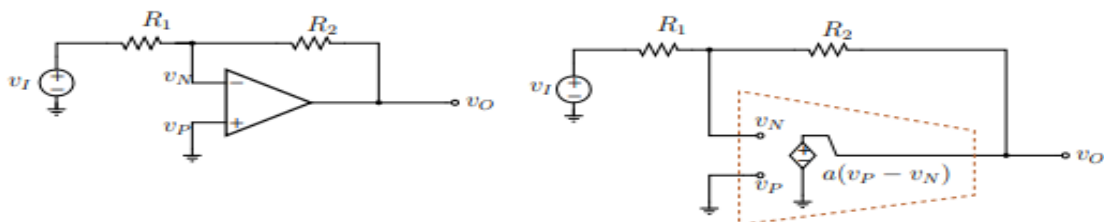
4.10.4 Ο ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ

Ο αντιστρέφων ενισχυτής είναι επίσης μια πολύ χρήσιμη τοπολογία στα κυκλώματα με τελεστικούς ενισχυτές. Ακολουθώντας το σχηματικό διάγραμμα προκύπτει ότι

$$u_P = 0$$

Αντίστοιχα, η τάση στην αναστρέφουσα είσοδο του τελεστικού ενισχυτή προκύπτει εύκολα από την αρχή της επαλληλίας και τη δομή του διαρέτη τάσης και είναι ίση με

$$u_N \frac{R_2}{R_1 + R_2} * u_I + \frac{R_1}{R_1 + R_2} * u_O$$



Σχήμα 4.7: Η αναστρέφουσα συνδεσμολογία του ενισχυτή

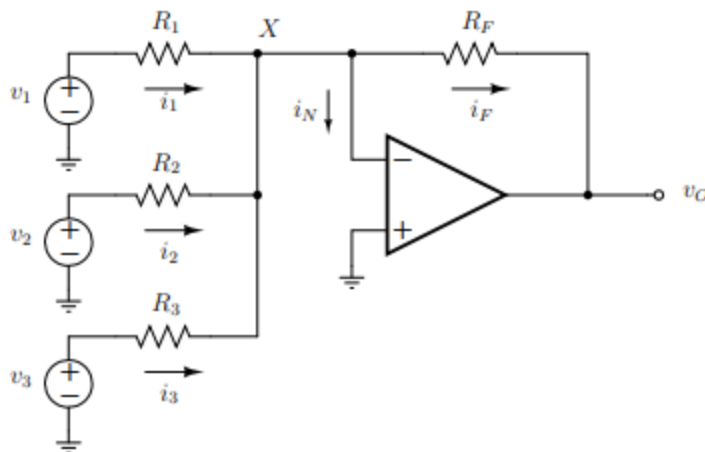
Ουσιαστικά η σχέση αυτή προκύπτει από την αρχή της επαλληλίας θεωρώντας τη μια φορά το $V_O = 0$ και ενεργή την V_I , και την επόμενη το αντίθετο. Τώρα εφόσον η έξοδος του τελεστικού ενισχυτή είναι, η ενισχυμένη κατά a εκδοχή της διαφοράς δυναμικού $u_P - u_N$ προκύπτει ότι

$$V_0 = \alpha * \left(-\frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2}} * u_1 - \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1}} * u_0 \right)$$

$$A = \frac{u_0}{u_1} = \left(-\frac{R_2}{R_1} \right) \frac{1}{1 + \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) * \alpha}$$

4.10.5 Ο ΑΘΡΟΙΣΤΗΣ ΤΑΣΕΩΝ

Ο αθροιστής τάσεων δέχεται πολλές εισόδους και παράγει μία έξοδο. Στο παράδειγμα του σχήματος 4.8 φαίνονται 3 εισόδοι U_1 , U_2 , και U_3 . Αν εφαρμόσουμε τον KCL στον κόμβο X προκύπτει ότι



Σχήμα 4.8: Ο αθροιστής τάσεων

$$i_1 + i_2 + i_3 + i_N = i_F$$

Εφόσον η αναστρέφουσα είσοδος του τελεστικού ενισχυτή έχει άπειρη αντίσταση, τότε το ρεύμα

$$i_N = 0.$$

Έτσι προκύπτει ότι

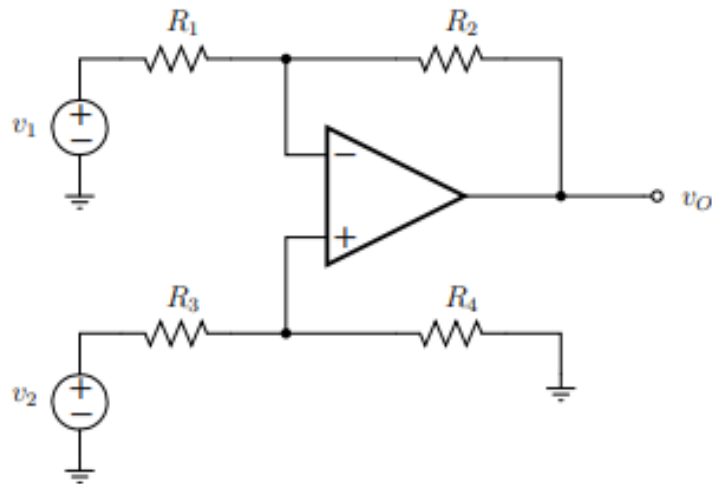
$$i_1 + i_2 + i_3 = i_F$$

Θεώρωντας ένα εικονικό βραχυκύκλωμα μεταξύ των δύο εισόδων του τελεστικού ενισχυτή προκύπτει ότι $v_X = v_N = v_P = 0$, διότι η μη-αναστρέφουσα είσοδος (+) είναι συνδεδεμένη στη γείωση. Αντικαθιστώντας τα ρεύματα από το νόμο του Ohm έχουμε

$$\frac{u_1 - u_X}{R_1} + \frac{u_2 - u_X}{R_2} + \frac{u_3 - u_X}{R_3} = \frac{u_X - u_0}{R_F}$$

Δηλαδή

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



Σχήμα 4.9: Ο ενισχυτής διαφορών

Εξαιτίας της εικονικής γείωσης που δημιουργήθηκε στον κόμβο X τα ρεύματα εισόδου είναι γραμμικά εξαρτώμενα στις τάσεις των εισόδων. Επίσης, η συνεισφορά της κάθε πηγής δεν μπλέκεται με τις γειτονικές της, στοιχείο που μας επιτρέπει να προσθέσουμε ή να αφαιρέσουμε όσες εισόδους θέλουμε. Αν λύσουμε ως προς V_0 προκύπτει ότι

$$V_0 = -\left(\frac{R_F}{R_1}V_1 + \frac{R_F}{R_2}V_2 + \frac{R_F}{R_3}V_3\right)$$

το οποίο αποδεικνύει ότι η έξοδος είναι το σταθισμένο άθροισμα των εισόδων. Το βάρος που αποκτά η κάθε είσοδος είναι ίσο με το λόγο R_F/R_i . Αν όλες οι αντιστάσεις ήταν ίσες με R , τότε η έξοδος θα ήταν ίση με το πραγματικό άθροισμα των εισόδων μειωμένο ή αυξημένο κατά R_F/R

$$V_0 = -\frac{R_F}{R}(V_1 + V_2 + V_3)$$

Για κάθε είσοδο χωριστά ο αθροιστή τάσεων συμπεριφέρεται σαν ένας αντιστρέφων ενισχυτής. Έτσι, η αντίσταση εισόδου που εμφανίζεται σε κάθε είσοδο i είναι ίση με $R_{in}^i = R_i$. Τέλος, η αντίσταση εξόδου του κυκλώματος ισούται με $R_{out} = 0$. Η κύρια εφαρμογή του αθροιστή τάσεων είναι στους μετατροπείς από ψηφιακό-σε-αναλογικό σήμα.

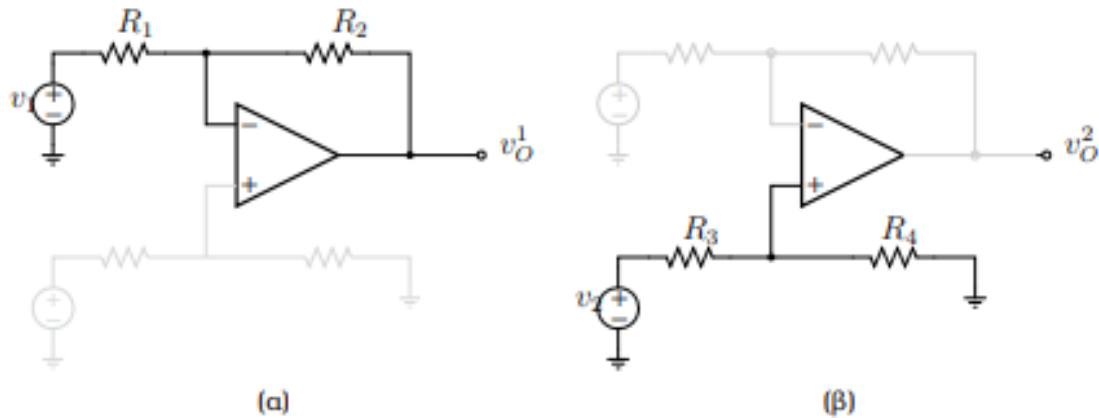
4.10.6 Ο ΕΝΙΣΧΥΤΗΣ ΔΙΑΦΟΡΩΝ

Ο ενισχυτής αυτός έχει δύο εισόδους και μία έξοδο. Θα δείξουμε ότι με το συγκεκριμένο κύκλωμα (σχήμα 4.9) καταφέρνουμε να ενισχύσουμε τη διαφορά $u_1 - u_2$. Θα αναλύσουμε το κύκλωμα χρησιμοποιώντας την αρχή της επαλληλίας.

Έστω ότι $u_2 = 0$. Τότε ουσιαστικά το κύκλωμα απλοποιείται σε αυτό που βλέπουμε στο σχήμα 4.10(α). Δηλαδή, η μη-αναστρέφουσα είσοδος είναι συνδεδεμένη στα 0 όλτς με αποτέλεσμα το κύκλωμα που απομένει να είναι ένας αντιστρέφων ενισχυτής όπου

$$u_0^1 = -\frac{R_2}{R_1} U_1$$

Αν υποθέσουμε ότι $u_1 = 0$. Τότε το κύκλωμα συμπεριφέρεται σαν ένας μη αντιστρέφων ενισχυτής ως προς το u_p , σχήμα 4.10(β). Δηλαδή $u_0^2 = (1 + R_2/R_1)u_p$. Η μη-αναστρέφουσα



Σχήμα 4.10: Ανάλυση του ενισχυτή διαφορών με την αρχή της επαλληλίας
 είσοδος u_p προκύπτει από το διαρέτη τάσης που σχηματίζουν οι R_3 και R_4 , $u_p = R_4/(R_3+R_4)u_2$.
 Έτσι συνολικά

$$u_0^2 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3+R_4} u_2$$

Αθροίζοντας τις δύο υπο-περιπτώσεις που προέκυψαν με την εφαρμογή της αρχής της επαλληλίας $U_0 = u_0^1 + u_0^2$, έχουμε τελικά πως

$$u_0^2 = \frac{R_2}{R_1} \left(\frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{1 + \frac{R_3}{R_4}} u_2 - u_1 \right)$$

Μια ενδιαφέρουσα υπο-περίπτωση του κυκλώματος αυτού δημιουργείται όταν

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_1}{R_2}$$

Τότε τάση εξόδου του κυκλώματος είναι ίση με

$$u_0 = \frac{R_2}{R_1} (u_2 - u_1)$$

Δηλαδή το κύκλωμα ενισχύει την πραγματική διαφορά μεταξύ των δύο εισόδων. Μια απλή αλλά πολύ αποτελεσματική εφαρμογή του κυκλώματος αυτού θα μπορούσε να είναι στην περίπτωση διαφορικής μετάδοσης σημάτων.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 5

Μετατροπείς συνεχούς σε συνεχές (DC-DC Μετατροπείς)

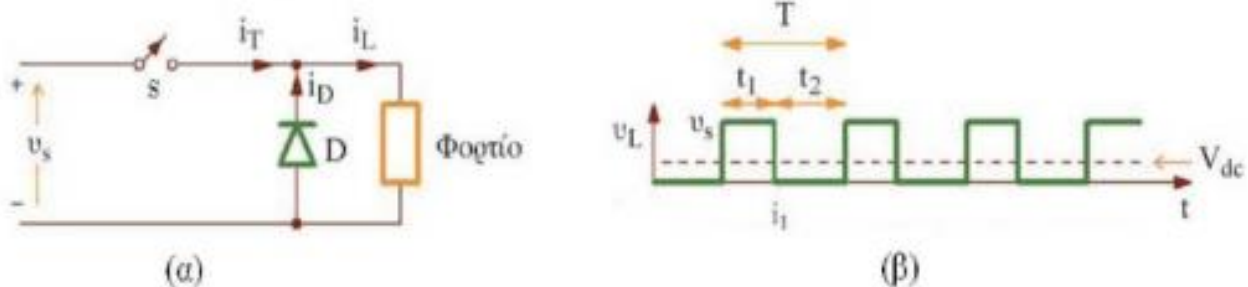
5.1 ΓΕΝΙΚΑ ΓΙΑ ΤΟΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ DC/DC

Ο μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. χρησιμοποιείται για την παροχή ελεγχόμενης συνεχής τάσης από μια πηγή ορισμένης τιμής συνεχής τάσης. Οι μετατροπείς αυτοί είναι γνωστοί και με το όνομα Chopper. Θα μπορούσαμε να πούμε ότι ο μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. είναι το ισοδύναμο του «μετασχηματιστή» για το συνεχές ρεύμα.

Επίσης καλό είναι να σημειωθεί πως υπάρχουν άλλοι τρεις κλασικοί τρόποι που μπορούμε να πετύχουμε μετατροπή Σ.Ρ./Σ.Ρ. απλά με τον μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. έχουμε μερικά σοβαρά πλεονεκτήματα:

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

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



Από τα παραπάνω σχήματα βλέπουμε ότι, η μέση τιμή της τάσης U_L η οποία τροφοδοτεί το φορτίο μπορεί να πάρει τιμές τάσης πολύ χαμηλές σχεδόν κοντά στο μηδέν έως τιμές που να πλησιάζουν την τιμή της τάσης U_s . Η μέση τιμή της τάσης U_L εξαρτάται από τους παρακάτω παράγοντες:

1. Από την συχνότητα 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

5.2 ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ Σ.Ρ./Σ.Ρ.

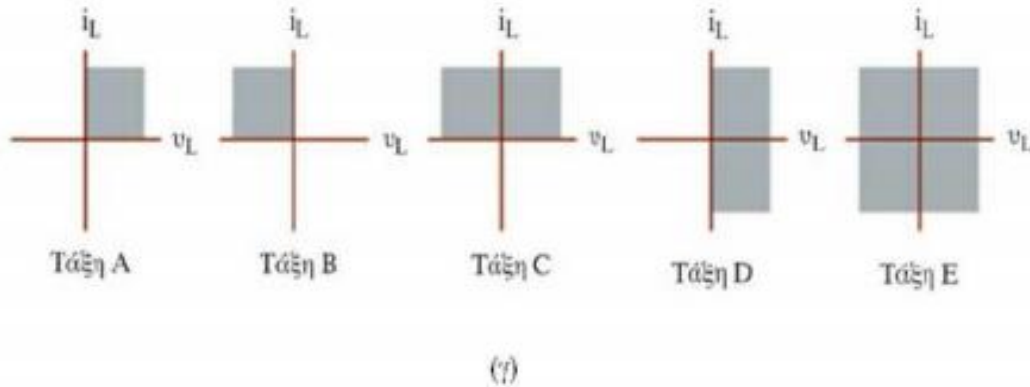
Οι μετατροπείς Σ.Ρ./Σ.Ρ. βρίσκουν εφαρμογή σήμερα στις παρακάτω περιοχές:

1. Οι μετατροπείς Σ.Ρ./Σ.Ρ. χρησιμοποιούνται σημαντικά σε ηλεκτρονικές συσκευές όπως κινητά τηλέφωνα και φορητοί υπολογιστές που τροφοδοτούνται κυρίως από συσσωρευτές. Οπότε για κάθε υπό κύκλωμα αυτών των συσκευών υπάρχει ένας μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. ο οποίος τροφοδοτεί με την επιθυμητή τάση καθένα από αυτά, σε πολλές περιπτώσεις η επιθυμητή τάση είναι και μεγαλύτερη από αυτήν που παρέχεται από του συσσωρευτές των συσκευών.
2. Βρίσκουν εφαρμογή σε συστήματα ηλεκτρικής τροφοδοσίας τηλεπικοινωνιακών και διαστημικών συστημάτων.
3. Κυρίως όμως χρησιμοποιούνται ευρύτατα σε συστήματα ελέγχου ταχύτητας ηλεκτρικών κινητήρων συνεχούς ρεύματος που χρησιμοποιούνται σε ηλεκτρικούς σιδηρόδρομους, σε υπόγειους σιδηρόδρομους, ηλεκτρικά αυτοκίνητα και σε βιομηχανικές εφαρμογές που χρησιμοποιούν ηλεκτρικούς κινητήρες συνεχούς ρεύματος.
4. Σε συστήματα μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας, καθώς και στην διόρθωση του συντελεστή ισχύος ανορθωτικών διατάξεων με διόδους.
5. Σε παλμοτροφοδοτικά ηλεκτρονικών και ηλεκτρικών κυκλωμάτων τα οποία είναι τροφοδοτικά υψηλής συχνότητας και υψηλής απόδοσης.
6. Επίσης χρησιμοποιείται για τον έλεγχο τυλιγμάτων διέγερσης ηλεκτρικών κινητήρων.

5.3 ΤΑΞΙΝΟΜΗΣΗ ΤΩΝ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΩΝ Σ.Ρ./Σ.Ρ.

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

1. Ανάλογα με τα τεταρτημόρια στα οποία λειτουργούν (i_L, i_L) τα οποία φαίνονται στο παρακάτω σχήμα (γ).

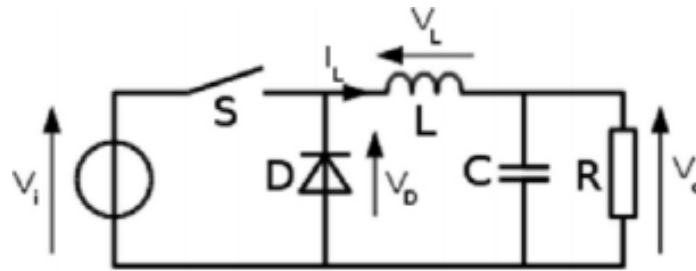


2. Ανάλογα με την σχέση της τάσης εξόδου και της τάσης εισόδου, τα οποία και θα αναλύσουμε παρακάτω:

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

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

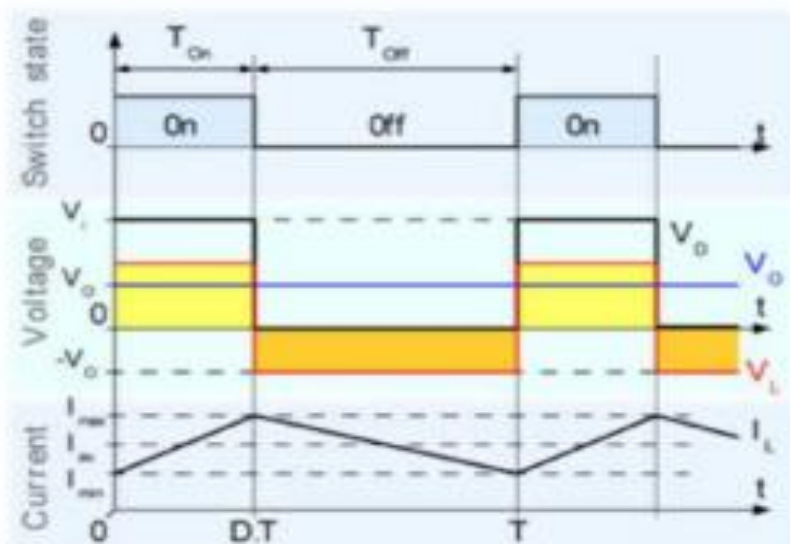
Σε αυτό το είδος μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. η τιμή της τάσης εξόδου δεν μπορεί να είναι μεγαλύτερη από την τιμή της τάσης εισόδου. Στο σχήμα (δ) φαίνεται ένας τέτοιος μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. υποβιβασμού.



(δ)

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

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



(ε)

Η μέση τιμή της τάσης εξόδου δίνεται από τον παρακάτω μαθηματικό τύπο:

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

Όπου $\frac{t_{on}}{T} = \alpha$ είναι ο βαθμός χρησιμοποίησης (duty - cycle) του μετατροπέα. Η ενεργός τιμή της τάσης εξόδου δίνεται από τον παρακάτω μαθηματικό τύπο:

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

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

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

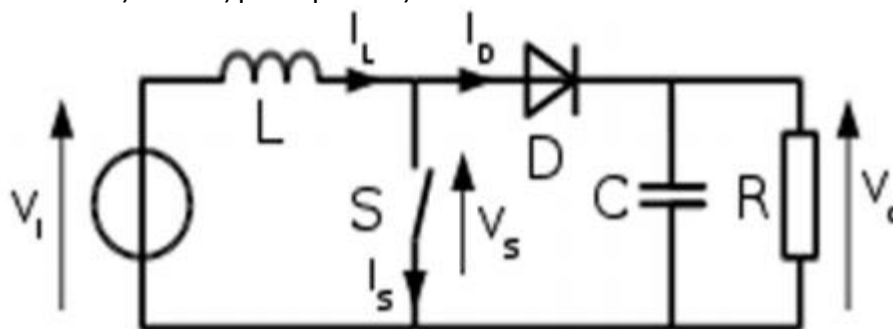
5.3.2 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ./Σ.Ρ. ΑΝΥΨΩΣΗΣ (STEP-UP DC/DC CONVERTER)

Η ΕΝ ΠΑΡΑΛΛΗΛΩ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ./Σ.Ρ. (BOOST DC/DC CONVERTER)

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

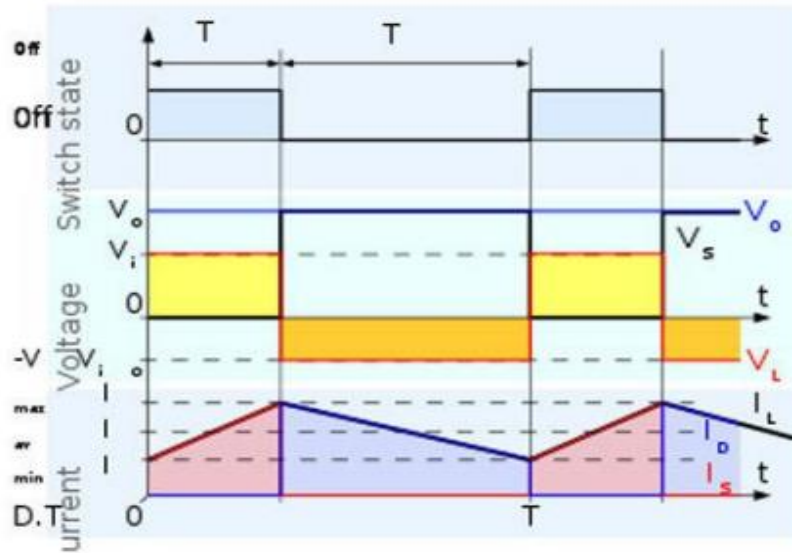
Όταν ο διακόπτης S είναι ανοικτός τότε η αποθηκευμένη ενέργεια της αυτεπαγωγής L οδηγείται στο φορτίο αφού πρώτα όμως ανορθωθεί μέσω της διόδου «ελευθέρως ροής» μαζί με την ενέργεια που παρέχει η πηγή εισόδου.

Επομένως το άθροισμα των δύο τάσεων της αυτεπαγωγής και της πηγής εισόδου έχουν σαν αποτέλεσμα την μεγαλύτερη τιμή της τάσης που έχει στην έξοδο του ο μετατροπέας αυτός. Στο σχήμα (στ) φαίνεται ένας τέτοιος μετατροπέας.



(στ)

Στο σχήμα (ζ) βλέπουμε την χαρακτηριστική ρευμάτων και τάσεων ενός μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. ανύψωσης τάσης για συνεχή αγωγή.



(ζ)

Η μέση τιμή της τάσης εξόδου δίνεται από τον παρακάτω μαθηματικό τύπο:

$$V_{0,average} = V_i * \frac{T}{T - t_{on}}$$

Όπου $\frac{t_{on}}{T} = \alpha$ είναι ο βαθμός χρησιμοποίησης (duty - cycle) του μετατροπέα. Η ενεργός τιμή της τάσης εξόδου δίνεται από τον παρακάτω μαθηματικό τύπο:

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

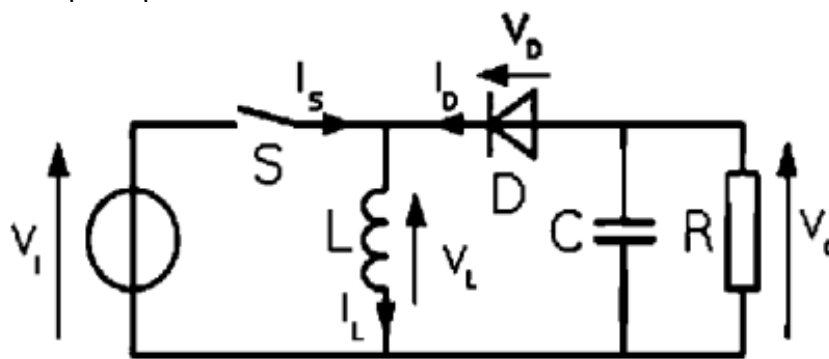
Και σε αυτόν τον μετατροπέα εάν μεταβάλλουμε τον βαθμό χρησιμοποίησης πετυχαίνουμε γραμμική αύξηση της τάσης εξόδου από την τιμή της τάσης εισόδου έως μεγαλύτερες τιμές της τάσης εισόδου. Επίσης και σε αυτόν τον μετατροπέα πετυχαίνουμε μεταβολή του βαθμού χρησιμοποίησης με τους δύο τρόπους όπως και στον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

5.3.3 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ./Σ.Ρ. ΥΠΟΒΙΒΑΣΜΟΥ - ΑΝΥΨΩΣΗΣ (STEP-DOWN/UP DC/DC CONVERTER) Η ΕΝ ΣΕΙΡΑ - ΕΝ ΠΑΡΑΛΛΗΛΩ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ./Σ.Ρ. (BUCK-BOOST DC/DC CONVERTER)

Ο συγκεκριμένος μετατροπέας μοιάζει πολύ και με τους δύο παραπάνω μετατροπείς και κυκλωματικά και στα χαρακτηριστικά του.

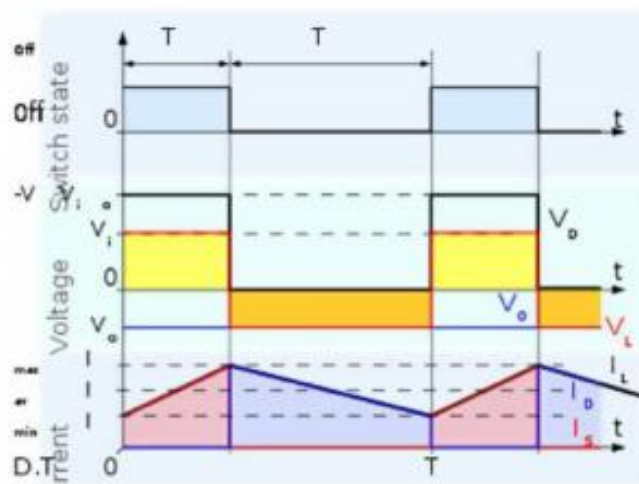
Δηλαδή αυτός ο μετατροπέας μπορεί να έχει τιμή τάσης εξόδου μικρότερη από την τάση εισόδου και να έχει όμως και τιμή τάσης εξόδου μεγαλύτερη από την τιμή της τάσης εισόδου, αυτό το πετυχαίνουμε με την μεταβολή του βαθμού χρησιμοποίησης του μετατροπέα. Πάντως και στις δύο περιπτώσεις η πολικότητα της τάσης εξόδου είναι αντίθετη από αυτήν της τάσης εισόδου.

Σε αυτόν τον μετατροπέα όταν ο διακόπτης S είναι κλειστός τότε το πηνίο L αντλεί ενέργεια κατευθείαν από την πηγή εισόδου και ο πυκνωτής C τροφοδοτεί το φορτίο R. Όταν ο διακόπτης S είναι ανοικτός το πηνίο L τροφοδοτεί το φορτίο R και τον πυκνωτή C. Στο σχήμα (η) φαίνεται το κύκλωμα ενός τέτοιου μετατροπέα.



(η)

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



(θ)

Η μέση τιμή της τάσης εξόδου δίνεται από τον παρακάτω μαθηματικό τύπο:

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

Όπου $\frac{t_{on}}{T} = \alpha$ είναι ο βαθμός χρησιμοποίησης (duty - cycle) του μετατροπέα. Η ενεργός τιμή της τάσης εξόδου δίνεται από τον παρακάτω μαθηματικό τύπο:

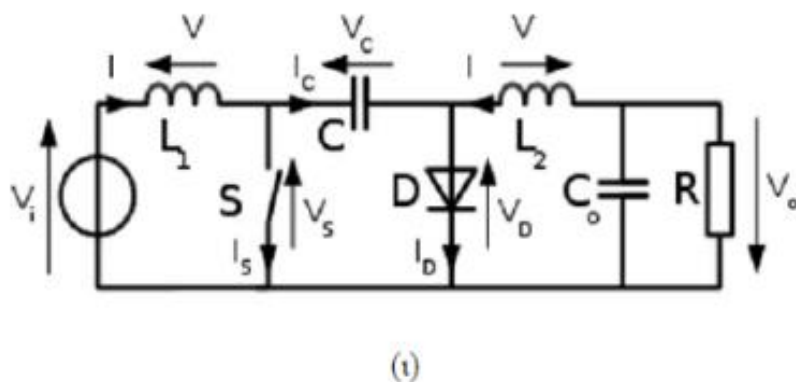
$$V_{0,rms} = V_{0,average} * \sqrt{\left(\frac{-\left(\frac{t_{on}}{T}\right)}{1 - \left(\frac{t_{on}}{T}\right)}\right)}$$

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.

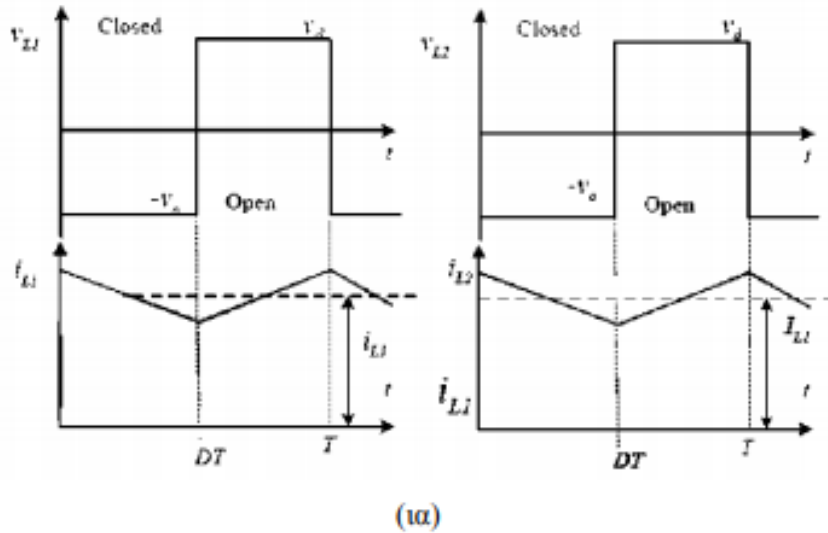
5.3.4 ΣΥΝΕΧΗΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ Σ.Ρ./Σ.Ρ. (CUK CONVERTER)

Αυτός ο μετατροπέας έχει ακριβώς την ίδια λειτουργία με τον παραπάνω μετατροπέα ακόμα και οι εξισώσεις για τον υπολογισμό της τάσης εξόδου είναι ίδιες με τον μετατροπέα υποβιβασμού - ανύψωσης Σ.Ρ./Σ.Ρ.. Απλά διαθέτει ένα πηνίο ακόμα και έναν πυκνωτή που βοηθούν να αποκοπούν οποιοσδήποτε παρασιτικές τάσεις δημιουργούνται και πλεονεκτεί από τον παραπάνω μετατροπέα στο ότι παρέχει συνεχή ένταση ρεύματος στην έξοδο του χωρίς να έχουμε αυξομειώσεις θα μπορούσαμε να πούμε ότι ο συγκεκριμένος μετατροπέας είναι μια ρυθμιζόμενη πηγή έντασης.

Την τοπολογία αυτού του μετατροπέα την παρουσίασε πρώτη φορά ο Slobadan 'Cuk από το California Institute of Technology και από εκεί πήρε και το όνομα του ο μετατροπέας. Στο σχήμα (ι) φαίνεται το κύκλωμα ενός τέτοιου μετατροπέα.



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

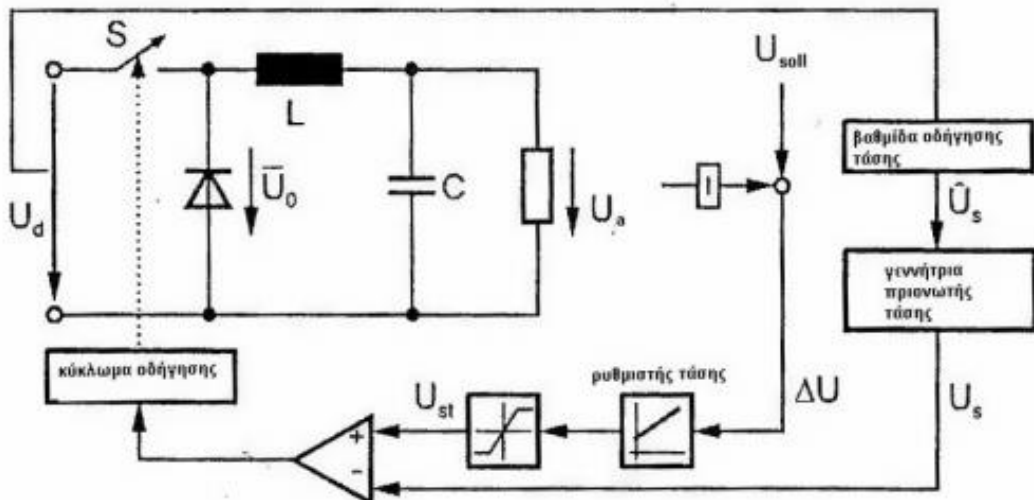


5.4 ΕΛΕΓΧΟΣ ΤΑΣΗΣ ΕΞΟΔΟΥ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ

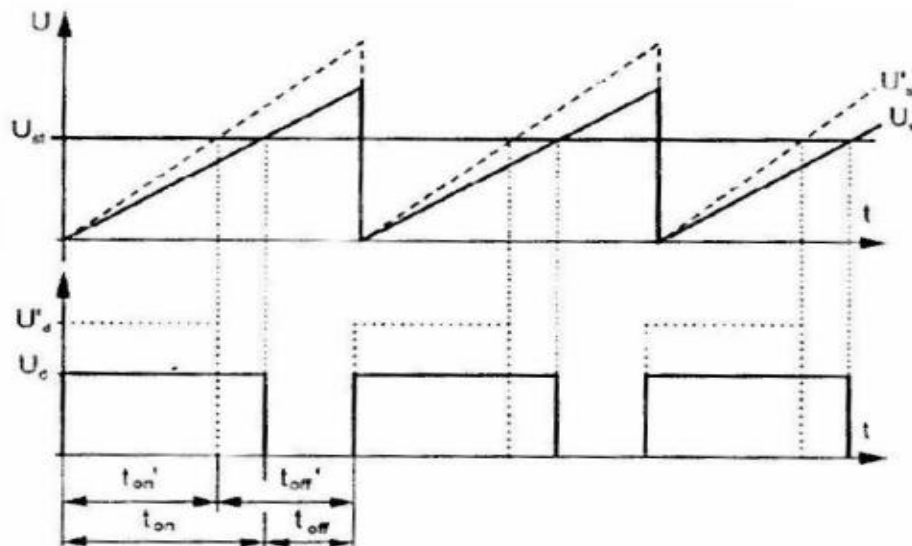
Επειδή η ανάγκη για σταθερή τιμή τάσης εξόδου είναι τα βασικότερα κομμάτια του ελέγχου ενός κινητήρα Σ.Ρ./Σ.Ρ. με την βοήθεια σήμερα και των ψηφιακών ηλεκτρονικών (PWM controller) κατασκευάζουμε διατάξεις που να ελέγχουν την έξοδο του μετατροπέα μας και αυτομάτως να επεμβαίνουν στο κύκλωμα οδήγησης των παλμών και να διορθώνουν τυχόν σφάλματα.

Είναι πολύ εύκολο να καταλάβουμε ότι όταν σε έναν κινητήρα, που επιθυμούμε να περιστρέφεται με έναν συγκεκριμένο αριθμό στροφών, μεταβάλλουμε το φορτίο στον άξονα του αυτομάτως μεταβάλλονται και οι στροφές τους είτε αυξάνονται αν αφαιρέσουμε το φορτίο είτε μειώνονται εάν προσθέσουμε παρακάτω φαίνονται μερικά σχήματα από τις πιο σύγχρονες εφαρμογές ελέγχου που χρησιμοποιούμε.

Απλή περίπτωση έλεγχου τάσης.



Επίδραση του έλεγχου στο βαθμό χρησιμοποίησης και στην τάση εξόδου



5.5 ΕΛΕΓΧΟΣ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ Σ.Ρ. ΜΕΣΩ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ Σ.Ρ./Σ.Ρ.

5.5.1 ΓΕΝΙΚΑ ΓΙΑ ΤΟΝ ΕΛΕΓΧΟ ΚΙΝΗΤΗΡΩΝ

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

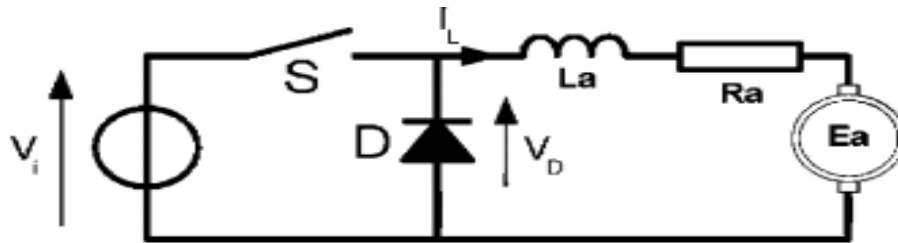
Με τον μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. πετυχαίνουμε υψηλό βαθμό απόδοσης σχετικά χαμηλό κόστος και γρήγορη δυναμική απόκριση έναντι των άλλων τρόπων ρύθμισης στροφών Σ.Ρ. κινητήρων.

Ο μετατροπέας Σ.Ρ./Σ.Ρ. χρησιμοποιεί υψηλή συχνότητα, συνήθως 100Hz με 1KHz, επομένως εύκολα μειώνουμε την κυμάτωση στα άκρα του φορτίου μας.

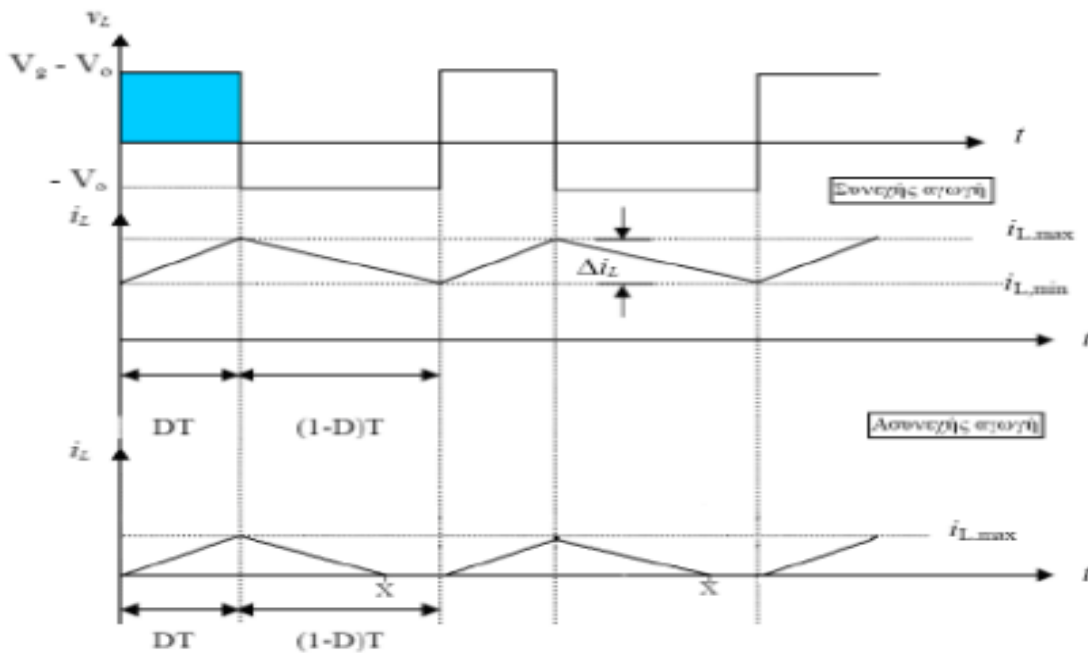
Παλιότερα οι μετατροπείς κατασκευάζονταν από θυρίστορ αλλά τα τελευταία χρόνια χρησιμοποιούνται transistor ισχύος (MOSFET) και έτσι μετατροπείς Σ.Ρ./Σ.Ρ. έχουν κατασκευαστεί μέχρι και 10.000.000 W σήμερα. Με τον μετατροπέα Σ.Ρ./Σ.Ρ. μπορούμε να έχουμε έλεγχο από τον χρήστη ή και αυτόματα.

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

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



Σχημα 5.1



Σχημα 5.2

Συνεχής αγωγή εξισώσεις:

Η μέση τιμή της τάσης εξόδου είναι:

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

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

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

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

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

$$\text{Όπου } \omega = \frac{2\pi}{T}$$

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

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

Από το σχήμα 5.2 στο διάστημα $0 < t < t_{on}$

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

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

$$i_L(t) = I_{L,min} e^{-\frac{t}{\tau}} + \left(\frac{V_0 - E_a}{R_a} \right) * \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \quad (2)$$

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

Επίσης από το σχήμα 5.2 για $t=t_{on}$ - είναι $i_L=i_{L,max}$ αντικαθιστώντας στην σχέση (2) έχουμε

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

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

Επομένως για

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

Και

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

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

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

Όπου $t' = t - t_{on}$

Στο διάστημα αυτό οι οριακές συνθήκες είναι:

Για $t'=0^+$ είναι

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

Για $t'=t_{off}$ είναι

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

Επομένως

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

Και

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

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

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

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

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

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

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

Ασυνεχής αγωγή εξισώσεις:

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

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

Οι κυματομορφές τάσης - ρεύματος, στην περίπτωση της ασυνεχούς λειτουργίας παρουσιάζονται στο σχήμα 5.2.

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

Και

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

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

Η μέση τιμή της τάσης εξόδου είναι:

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

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

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

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

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

Όπου $\omega = \frac{2\pi}{T}$

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

$$I_{L,min} = \frac{V_0}{R_a} * \left[\frac{e^{ton/t} - 1}{e^{-T/t} - 1} \right] - \frac{E_a}{R_a} \Rightarrow \frac{E_a}{V_0} = \frac{[e^{ton/t} - 1]}{[e^{-T/t} - 1]} e^{a'T/t} = 1 + \frac{E_a}{V_0} [e^{T/t} - 1]$$

Όπου

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

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

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

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

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 6

ΜΑΤΛΑΒ SIMULINK



SIMULINK

Το λογισμικό SIMULINK είναι ένα γραφικό περιβάλλον εξομοίωσης κατασκευασμένο στην λογική block διαγραμμάτων. Το SIMULINK είναι ενσωματωμένο στην MATLAB από την έκδοση 6.5 (2002), και για να εκκινήσει χρειάζεται απλά να πληκτρολογηθεί η εντολή simulink ή να πιεστεί το αντίστοιχο κουμπί συντόμευσης στο περιβάλλον της MATLAB (το οποίο μπορεί να έχει διαφορετική εμφάνιση ανάλογα την έκδοση του λογισμικού).

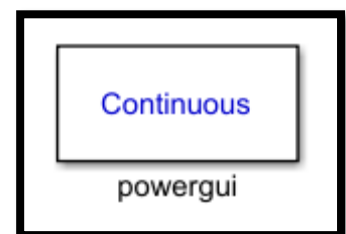
Προφανώς και υπάρχει δυνατότητα επικοινωνίας των δύο λογισμικών (MATLAB και SIMULINK) και μεταφορά δεδομένων αλλά και λειτουργιών από το ένα στο άλλο. Η γενική λογική του λογισμικού είναι ότι κατασκευάζεται ένα μοντέλο, στο οποίο τοποθετούνται τα ανάλογα blocks, συνδέονται κατάλληλα και αφού ρυθμιστούν διάφοροι γενικοί παράγοντες εξομοίωσης (ή αφεθούν οι προεπιλεγμένοι), τότε το μοντέλο μπορεί να ξεκινήσει την εξομοίωση πατώντας το πλήκτρο εκτέλεσης (play) (▶).

Εργαλειοθήκες, αναζήτηση και επιλογή block

Το SIMULINK είναι εξοπλισμένο με πλήθος διαφορετικών λειτουργικών blocks τα οποία είναι ταξινομημένα σε διαφορετικά υποσύνολα (εργαλειοθήκες), ο τίτλος των οποίων περιγράφει και τον σκοπό/αποστολή/ειδίκευση τους

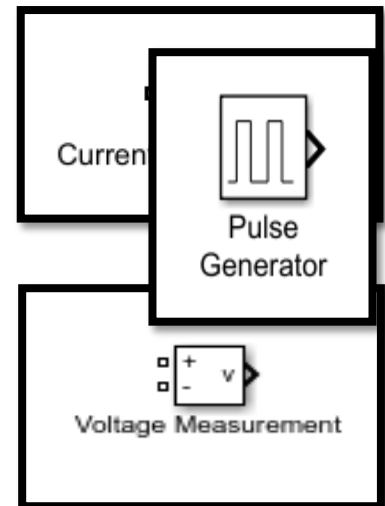
TO POWERGUI BLOCK

Για να λειτουργήσει οποιοδήποτε μοντέλο έχει σχεδιασθεί με blocks από την βιβλιοθήκη SimPowerSystems, θα πρέπει να εισαχθεί στο μοντέλο και το block με την ονομασία powergui. Το block αυτό παρέχει ένα γραφικό περιβάλλον (εξ ου και το gui στην ονομασία του το οποίο αποτελεί συντομογραφία του graphical user interface), το οποίο επιτρέπει την ρύθμιση παραμέτρων του μοντέλου αλλά και την εύκολη εκτέλεση πολύπλοκων αναλύσεων και λειτουργιών (όπως η ανάλυση Fourier). Σε παλιότερες εκδόσεις της MATLAB, η προσθήκη του block γινόταν αυτόματα κατά την εξομοίωση (το «τρέξιμο») του μοντέλου, ακόμα και αν ο χρήστης είχε ξεχάσει να το προσθέσει ο ίδιος νωρίτερα. Σε νεότερες εκδόσεις η απουσία του block θα έχει σαν συνέπεια μήνυμα σφάλματος. Περισσότερα για τις δυνατότητες του συγκεκριμένου block θα δοθούν στην συνέχεια. Στην παρούσα φάση, απλά υπογραμμίζεται η αναγκαιότητα προσθήκης του ώστε να μπορεί να εκτελεσθεί η όποια εξομοίωση.



CURRENT MEASUREMENT

Για την εισαγωγή αμπερομέτρου πρέπει να χρησιμοποιηθεί το block Current Measurement το οποίο βρίσκεται στον ευρύτερο κατάλογο με την ονομασία Measurements μέσα στο SimPowerSystems.

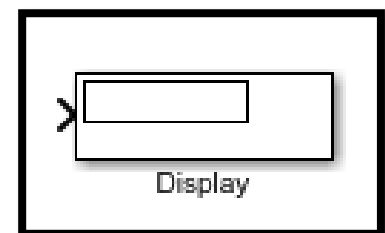


VOLTAGE MEASUREMENT

Για την εισαγωγή βολτομέτρου πρέπει να χρησιμοποιηθεί το block Voltage Measurement το οποίο βρίσκεται στον ευρύτερο κατάλογο με την ονομασία Measurements μέσα στο SimPowerSystems.

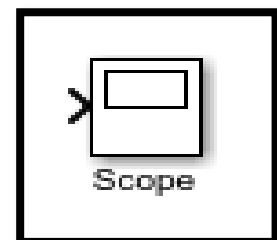
DISPLAY

Για την εμφάνιση μια ένδειξης πρέπει να χρησιμοποιηθεί και κάποιο απεικονιστικό όργανο. Το απλούστερο είναι μια οθόνη για την οποία μπορεί να χρησιμοποιηθεί το block Display. Προτείνεται στον χρήστη να χρησιμοποιήσει την δυνατότητα αναζήτησης για να το εντοπίσει.



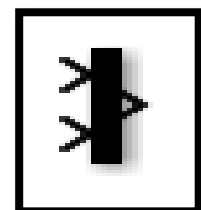
SCOPE

Για την κατάλληλη απεικόνιση της κυματομορφής πρέπει το σήμα εισόδου να συνδεθεί σε κατάλληλο απεικονιστικό όργανο. Αυτό επιτυγχάνεται με τον παλμογράφο (scope).



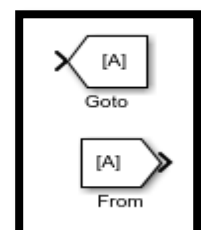
ΠΟΛΥΠΛΕΚΤΕΣ (MUX)

Για την απεικόνιση δυο ή παραπάνω σημάτων στην ίδια γραφική χρησιμοποιείται ο πολυπλέκτης mux.



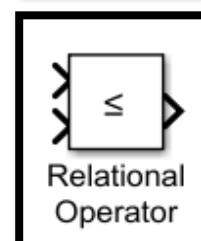
GO TO AND FROM

Μία άλλη δυνατότητα δίνεται από το simulink με την χρήση των Goto και From blocks. Με την χρήση των blocks αυτών ένα σήμα μπορεί να μεταφερθεί από το Goto block στο From block χωρίς την σύνδεσή τους αρκεί να ταυτίζονται οι ετικέτες τους (tags).



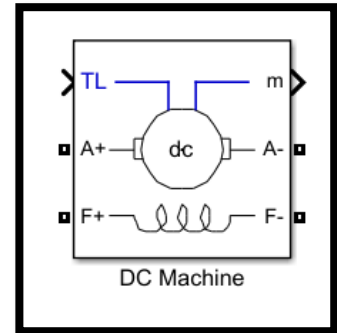
RELATIONAL OPERATOR

Το Relational Operator συγκρίνει 2 σήματα και χρησιμοποιώντας την παράμετρο χειρισμού relational επιλέγεται η κατάλληλη συνθήκη για την έξοδο του block.



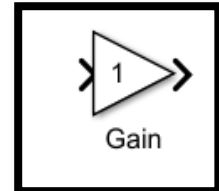
PULSE GENERATOR

Υπάρχουν διάφοροι τρόποι για να παραχθεί ο παλμός πυροδότησης. Για λόγους ευκολίας, στα επόμενα μοντέλα θα χρησιμοποιηθεί απλά ένα block γεννήτριας παλμών (pulse generator). Όσον αφορά τις ρυθμίσεις του, αυτές είναι: το πλάτος του παλμού, η διάρκειά του και η γωνία έναυσης. Το πλάτος και η διάρκεια του παλμού έχει ιδιαίτερη σημασία κατά την εξομοίωση ανορθωτών με μη ωμικό φορτίο.



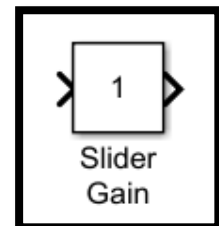
GAIN

Το block gain πολλαπλασιάζει το σήμα εισόδου με μια σταθερά που έχει οριστεί από τον χρήστη.



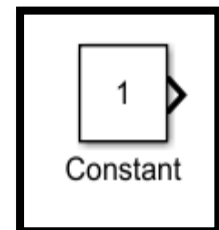
SLIDER GAIN

Το block gain πολλαπλασιάζει το σήμα εισόδου με μια τιμή που μπορεί να μεταβληθεί κατά την διάρκεια της προσομοίωσης.



CONSTANT

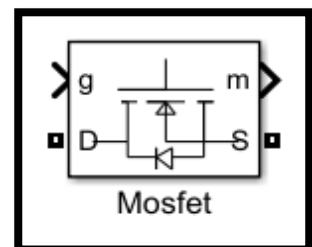
Το σταθερό μπλοκ δημιουργεί μια πραγματική ή πολύπλοκη σταθερή τιμή. Το μπλοκ δημιουργεί έξοδο βαθμωτό μέγεθος, διάνυσμα ή μήτρα, ανάλογα με: Η διαστασιολόγηση της παραμέτρου Σταθερής τιμής Η ρύθμιση των παραμέτρων διανυσματικού φορέα ως παράμετρος 1-D.



MOSFET

Το τρανζίστορ πεδίου-αποτελέσματος ημιαγωγού μεταλλικού οξειδίου (MOSFET) είναι μια συσκευή ημιαγωγού που ελέγχεται από το σήμα πύλης ($g > 0$). Η συσκευή MOSFET συνδέεται παράλληλα με μια εσωτερική δίοδο που ενεργοποιείται όταν η συσκευή MOSFET είναι αντίστροφα μεροληπτική ($V_{ds} < 0$) και δεν εφαρμόζεται σήμα πύλης

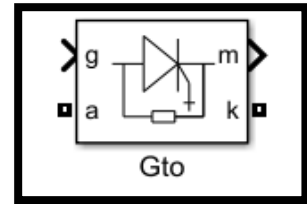
($g = 0$). Το μοντέλο προσομοιώνεται από ένα ιδανικό διακόπτη ελεγχόμενο από ένα λογικό σήμα ($g > 0$ ή $g = 0$), με μια δίοδο συνδεδεμένη παράλληλα. Η συσκευή MOSFET ενεργοποιείται όταν εφαρμοστεί ένα θετικό σήμα στην είσοδο πύλης ($g > 0$) αν η τάση της πηγής αποστράγγισης είναι θετική ή αρνητική. Αν δεν εφαρμοστεί σήμα στην είσοδο πύλης ($g = 0$), μόνο η εσωτερική δίοδος διεξάγεται όταν η τάση υπερβαίνει την τάση V_f προς τα εμπρός. Με το θετικό ή αρνητικό ρεύμα που διέρχεται μέσω της συσκευής, το MOSFET σβήνει όταν η είσοδος της πόρτας είναι 0. Εάν το ρεύμα I είναι αρνητικό και ρέει στην εσωτερική δίοδο (κανένα σήμα πύλης ή $g = 0$), ο διακόπτης σβήνει όταν το ρεύμα γίνεται 0.



DC MACHINE

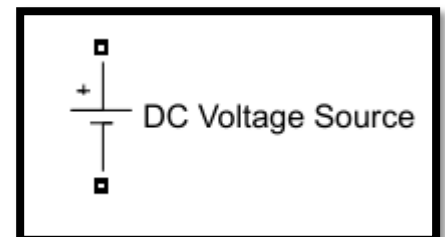
Το μπλοκ μηχανής συνεχούς ρεύματος .Για τη μηχανή συνεχούς ρεύματος τράυματος, παρέχεται πρόσβαση στους ακροδέκτες πεδίου (F +, F-) έτσι ώστε το μοντέλο μηχανής να μπορεί να χρησιμοποιηθεί ως μηχανισμός συνεχούς ρεύματος συνδεδεμένο σε βραχυκύκλωμα ή σε σειρά. Η ροπή που εφαρμόζεται στον άξονα παρέχεται στην είσοδο TL.

Το κύκλωμα σπλισμού (A +, A-) αποτελείται από ένα επαγωγέα L_a και αντίσταση R_a σε σειρά με αντίθετη ηλεκτρομαγνητική δύναμη E .



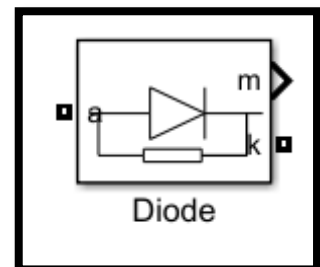
DC ΠΗΓΗ ΤΑΣΗΣ

Το μπλοκ πηγής DC τάσης εφαρμόζει μια ιδανική πηγή τάσης DC. Το θετικό τερματικό αντιπροσωπεύεται από ένα σύμβολο συν σε μία θύρα. Μπορείτε να τροποποιήσετε την τάση ανά πάσα στιγμή κατά τη διάρκεια της προσομοίωσης.



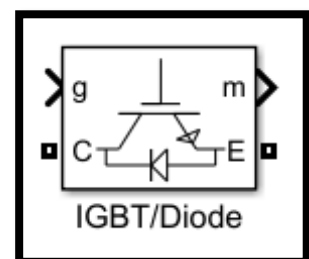
ΔΙΟΔΟΣ

Η δίοδος είναι μια συσκευή ημιαγωγού η οποία ελέγχεται από τη δική της τάση V_{ak} και ρεύμα I_{ak} . Όταν μια δίοδος είναι προς τα εμπρός προκατειλημμένη ($V_{ak} > 0$), αρχίζει να διεξάγεται με μια μικρή τάση V_f προς τα εμπρός. Απενεργοποιείται όταν η ροή ρεύματος στη συσκευή γίνεται 0. Όταν η δίοδος είναι αντίστροφα μεροληπτική ($V_{ak} < 0$), παραμένει σε κατάσταση εκτός λειτουργίας.



IGBT/DIODE

Το μπλοκ IGBT / Δίοδος είναι μια απλοποιημένη λειτουργία ενός ζεύγους IGBT (ή GTO ή MOSFET) / Δίοδος όπου παραβλέπονται οι εμπρόσθια τάσεις της συσκευής και της διόδου με αναγκαστική εναλλαγή.

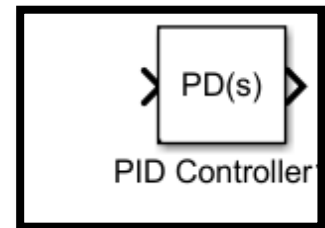


GTO

Το θυροσκόπιο στροβιλισμού πύλης (GTO) είναι μια συσκευή ημιαγωγού που μπορεί να ενεργοποιηθεί και να απενεργοποιηθεί μέσω ενός σήματος πύλης. Όπως συμβατικό θυρίστορ, ο θυροστάτης GTO μπορεί να ενεργοποιηθεί με ένα σήμα θετικής πύλης ($g > 0$). Ωστόσο, σε αντίθεση με το θυροσκόπιο, το οποίο μπορεί να απενεργοποιηθεί μόνο σε μηδενική διέλευση ρεύματος, ο GTO μπορεί να απενεργοποιηθεί ανά πάσα στιγμή με την εφαρμογή σήματος πύλης ίσης με 0. Ο θυροστάτης GTO προσομοιώνεται ως ένας αντιστάτης R_{on} , ένας επαγωγέας L_{on} , και μία πηγή DC τάσης V_f συνδεδεμένη σε σειρά με ένα διακόπτη. Ο διακόπτης ελέγχεται από ένα λογικό σήμα ανάλογο με την τάση V_{ak} , το ρεύμα I_{ak} και το σήμα πύλης g .

PID CONTROLLER

Εφαρμόστε έναν ελεγκτή συνεχούς ή διακριτού χρόνου (PID, PI, PD, P, ή I) στο μοντέλο Simulink®. Τα κέρδη του ελεγκτή PID ρυθμίζονται είτε χειροκίνητα είτε αυτόματα. Ο αυτόματος συντονισμός απαιτεί λογισμικό Simulink Control Design™ (δέκτης PID ή σχεδιαστής συστήματος ελέγχου). Η έξοδος του μπλοκ ελεγκτή PID είναι ένα σταθμισμένο άθροισμα του σήματος εισόδου, του ολοκλήρου του σήματος εισόδου και του παραγώγου του σήματος εισόδου. Τα βάρη είναι οι παράμετροι αναλογίας, ολοκλήρωσης και παράγωγου κέρδους. Ένας πόλος πρώτης τάξης φιλτράρει τη παράγωγη ενέργεια. Οι διαμορφώσιμες επιλογές στο μπλοκ του ελεγκτή PID περιλαμβάνουν: Τύπος ελεγκτή (PID, PI, PD, P ή I) Έντυπο ελεγκτή (παράλληλο ή ιδανικό) Περιοχή χρόνου (συνεχής ή διακριτή) Αρχικές συνθήκες και ενεργοποίηση επαναφοράς Όρια κορεσμού εξόδου και ενσωματωμένο μηχανισμό κατά του νικητή Παρακολούθηση σήματος για μεταφορά χωρίς έλεγχο και έλεγχο πολλαπλών σημείων.



ΚΕΦΑΛΑΙΟ 7 ΕΛΕΓΚΤΕΣ PID ΚΑΙ PWM (PULSE WIDTH MODULATION)

7.1 Ελεγκτές Συστημάτων Αυτόματου Ελέγχου

Στα συστήματα αυτόματου ελέγχου χρησιμοποιούμε συνδεσμολογίες ελεγκτών οι οποίοι αποσκοπούν στη βελτίωση των χαρακτηριστικών του συστήματος που μελετάμε. Με τη χρήση

ελεγκτών μπορούμε να πετύχουμε καλύτερες επιδόσεις του συστήματος δηλαδή να γίνει το σύστημα πιο γρήγορο, πιο ακριβές, πιο ευσταθές, να μην επηρεάζεται από τυχόν διαταραχές κ.λπ. Η μέθοδος με την οποία οι ελεγκτές πετυχαίνουν το στόχο τους είναι η εισαγωγή πόλων ή μηδενικών ή και των δύο στη συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος ανοιχτού βρόγχου του οποίου τη συμπεριφορά θέλουμε να βελτιώσουμε. Υπάρχουν διάφορα είδη ελεγκτών τα οποία στην πραγματικότητα αποτελούν συνδυασμό των τριών βασικών ελεγκτών. Η πιο ευρύτατα χρησιμοποιημένη μονάδα ελεγκτή είναι ο ελεγκτής PID ο οποίος ονομάζεται και ελεγκτής τριών όρων γιατί στη ουσία αποτελεί συνδυασμό το τριών βασικών ελεγκτών. Ο ελεγκτής PID περιλαμβάνει έναν αναλογικό, ένα διαφορικό και ένα ολοκληρωτικό όρο. Υπάρχουν όμως και ελεγκτές που περιέχουν τους δύο από τους τρεις όρους.

Ελεγκτής (Controller)

Ο ελεγκτής περιλαμβάνει τον ανιχνευτή σφάλματος και μια μονάδα που εκτελεί τις διάφορες μορφές ελέγχου. Ο ανιχνευτής σφάλματος υπολογίζει τη διαφορά μεταξύ της μετρούμενης τιμής της μεταβλητής ελέγχου και την επιθυμητής τιμής (της ορισμένης τιμής, setpoint). Η διαφορά τους καλείται σφάλμα και υπολογίζεται σύμφωνα με την παρακάτω εξίσωση:

$$\text{Error} = \text{setpoint} - \text{measured value of controlled variable} \Leftrightarrow E = SP - Cm$$

Οι διάφορες μορφές ελέγχου μετατρέπουν το σφάλμα σε μια πράξη ελέγχου ή έξοδο του ελεγκτή η οποία θα τείνει να μειώσει το σφάλμα. Οι τρεις πιο γνωστές μορφές ελέγχου είναι ο αναλογικός (Proportional, P), ο ολοκληρωτικός (Integral, I) και ο παράγωγος (Derivative, D). Στην παρούσα φάση θα εξετάσουμε την λειτουργία των μορφών αυτών και όχι τα μαθηματικά τους μοντέλα.

Ο **Αναλογικός Έλεγχος (P)** είναι η πιο απλή μορφή ελέγχου. Παράγει μια ενέργεια ελέγχου η οποία είναι αναλογική ως προς το σφάλμα. Αν το σφάλμα είναι μικρό, τότε η αναλογική μορφή ελέγχου παράγει μια μικρή πράξη ελέγχου. Αν το σφάλμα είναι μεγάλο, αντίστοιχο θα είναι και το μέγεθος της πράξης ελέγχου. Η αναλογική μορφή επιτυγχάνεται απλά πολλαπλασιάζοντας το σφάλμα με μια σταθερά κέρδους, K.

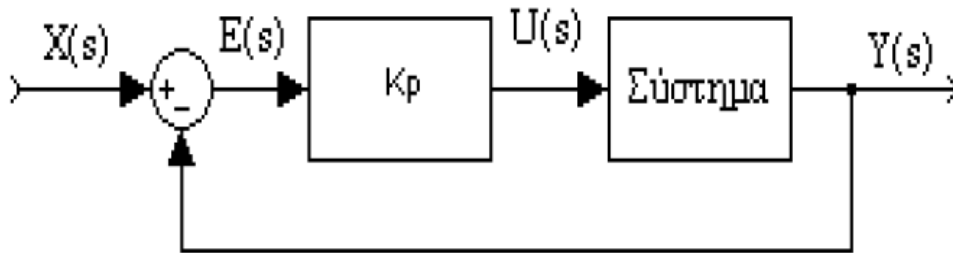
Ο **Ολοκληρωτικός Έλεγχος(I)** παράγει μια πράξη ελέγχου η οποία συνεχίζει να αυξάνει την διορθωτική της επίδραση για όσο χρονικό διάστημα το σφάλμα παραμένει. Αν το σφάλμα είναι μικρό, η ολοκληρωτική μορφή αυξάνει τη διόρθωση αργά. Αν το σφάλμα είναι μεγάλο, η ολοκληρωτική πράξη αυξάνει τη διόρθωση πιο γρήγορα. Για την ακρίβεια, ο ρυθμός με τον οποίο η διόρθωση αυξάνει είναι ανάλογος του σήματος του σφάλματος. Μαθηματικά, η ολοκληρωτική πράξη ελέγχου επιτυγχάνεται σχηματίζοντας το ολοκλήρωμα του σήματος σφάλματος.

Τέλος, ο **Διαφορικός Έλεγχος(D)** παράγει μια πράξη ελέγχου η οποία είναι ανάλογη του ρυθμού με τον οποίο το σφάλμα αλλάζει. Για παράδειγμα, αν το σφάλμα αυξάνεται απότομα, δεν θα περάσει πολύς χρόνος πριν να έχουμε να αντιμετωπίσουμε ένα πολύ μεγάλο σφάλμα. Αυτή η μορφή ελέγχου επιχειρεί να προλάβει αυτό το μελλοντικό σφάλμα παράγοντας μια διορθωτική ενέργεια αναλογική στο πόσο γρήγορα αλλάζει το σφάλμα. Ο παράγωγος έλεγχος είναι μια προσπάθεια να είμαστε προετοιμασμένοι για ένα μεγάλο σφάλμα και να το αποτρέπουμε με μια διορθωτική κίνηση βασιζόμενη στο πόσο γρήγορα αλλάζει το σφάλμα. Μαθηματικά, ο παράγωγος έλεγχος επιτυγχάνεται σχηματίζοντας την παράγωγο του σήματος του σφάλματος. Οι μορφές αυτές χρησιμοποιούνται με τους εξής τρόπους: P, PI, PD, PID.

7.2 ΓΕΝΙΚΗ ΑΝΑΦΟΡΑ ΣΤΑ ΕΙΔΗ ΕΛΕΓΚΤΩΝ

Αναλογικός (P) ελεγκτής

Ο αναλογικός ελεγκτής (Proportional Control) δίνει στην έξοδο του σήμα ανάλογο του σφάλματος που δέχεται στην είσοδο και στην ουσία πρόκειται για μια διάταξη ενίσχυσης του σήματος σφάλματος με κέρδος K_p . Ο αναλογικός ελεγκτής έχει την μορφή που παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα.



Είναι φανερό από το σχήμα ότι η συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή είναι:

$$P(s) = K_p$$

Ο αναλογικός ελεγκτής αυξάνει την ταχύτητα απόκρισης του συστήματος αλλά πιθανόν να δημιουργεί σφάλμα μόνιμης κατάστασης αναλόγως τον τύπο του συστήματος, ενώ για μηδενικό σφάλμα όπως είναι λογικό θα έχει και μηδενική έξοδο.

Σε περίπτωση που το σύστημα είναι σε συνάρτηση μεταφοράς $G(s) = \frac{1}{s+a}$ τότε η συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος κλειστού βρόχου με P ελεγκτή είναι:

$$G_c(s) = \left(\frac{\frac{K_p}{s+A}}{1 + \frac{K_p}{s+A}} \right) \Rightarrow G_c(s) = \frac{K_p}{s+A+K_p}$$

Επομένως αν διεγείραμε το σύστημα με σήμα εισόδου μοναδιαία βηματική θα βρίσκαμε το σφάλμα μόνιμης κατάστασης από τη σχέση

$$\begin{aligned} ess &= 1 - \lim_{s \rightarrow 0} (s * G_c(s) * \left(\frac{1}{s}\right)) = 1 - \lim_{s \rightarrow 0} K_p / (s^2 + s * A + B + K_p) \Rightarrow ess \\ &= 1 - K_p / (B + K_p) \end{aligned}$$

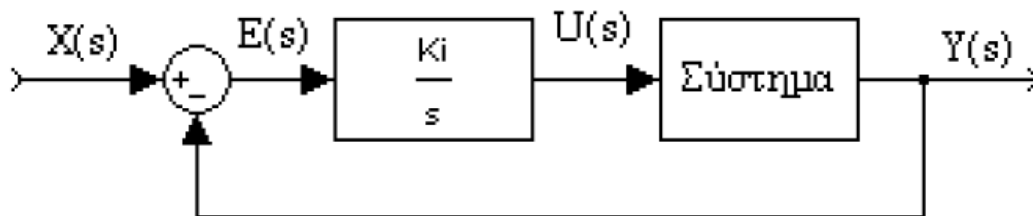
Άρα και η χρήση P ελεγκτή μειώνει το σφάλμα όσο αυξάνεται το κέρδος του ελεγκτή και αυξάνεται και η φυσική συχνότητα $\omega(n) = \sqrt{B + K_p}$ ενώ χωρίς τον ελεγκτή $\omega(n) = \sqrt{B}$ του συστήματος κάτι που προσδίδει στο σύστημα ταχύτερη απόκριση. Στο σύστημα με αναλογικό ελεγκτή το A ισούται με $A = 2 * \zeta * \omega_n$ ομοίως με το σύστημα χωρίς ελεγκτή και παραμένει σταθερό με τη διαφορά όμως ότι αυξάνεται η φυσική συχνότητα του συστήματος ενώ μειώνεται ο συντελεστής απόσβεσης ζ του συστήματος κάτι που έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση της υπερύψωσης στη βηματική απόκριση του συστήματος.

Ένας αναλογικός ελεγκτής αντιδρά άμεσα στην ύπαρξη σφάλματος επιτυγχάνει μείωση του σφάλματος μόνιμης κατάστασης όμως αδυνατεί να το εξαλείψει τελείως αφού για μέγιστη μείωση του σφάλματος χρειάζονται μη ρεαλιστικές υψηλές τιμές κέρδους, αυξάνει την ταχύτητα

απόκρισης του συστήματος αλλά δημιουργεί σημαντική υπερύψωση και ταλαντώσεις με την αύξηση του κέρδους K_p .

Ολοκληρωτικός (I) ελεγκτής

Ο ολοκληρωτικός ελεγκτής (Integral Control) πήρε αυτή την ονομασία επειδή δίνει στην έξοδο του σήμα ανάλογο του ολοκληρώματος του σφάλματος που δέχεται στην είσοδο. Ο ολοκληρωτικός ελεγκτής περιέχει και μια παράμετρο την iK η οποία έχει μονάδα μέτρησης το sec^{-1} και ονομάζεται συντελεστής ολοκλήρωσης. Ο ολοκληρωτικός ελεγκτής έχει την εξής μορφή:



Ο ολοκληρωτικός ελεγκτής εισάγει στο σύστημα ένα πόλο και είναι φανερό από το σχήμα ότι η συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή είναι: $I(s) = \frac{Ki}{s}$ Ο ολοκληρωτικός ελεγκτής για βηματική διέγερση απαιτεί κάποιο χρονικό διάστημα για να «πιάσει» την είσοδο δηλαδή η έξοδος του έχει μορφή αναρρίχησης και όταν το σφάλμα μηδενίζεται η έξοδος του ελεγκτή παραμένει σταθερή. Αν όμως το σύστημα είναι σε συνάρτηση μεταφοράς $G(s) = \frac{1}{(s + a)}$, τότε η συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος κλειστού βρόχου με I ελεγκτή είναι

$$G_c(s) = \frac{\frac{Ki}{s * (s + A)}}{1 + \frac{Ki}{s * (s + A)}} \Rightarrow G_c(s) = \frac{Ki}{s * (s + A) + Ki} \Rightarrow G_c(s) = \frac{Ki}{s^2 + A * s + Ki}$$

Επομένως αν διεγείραμε το σύστημα με σήμα εισόδου μοναδιαία βηματική θα βρίσκαμε το σφάλμα μόνιμης κατάστασης από τη σχέση:

$$ess = 1 - \lim_{s \rightarrow 0} \left(s * G_c(s) * \frac{1}{s} \right) = 1 - \lim_{s \rightarrow 0} \frac{Ki}{s^2 + A * s + Ki} \Rightarrow 1 - \frac{Ki}{Ki} \Rightarrow ess = 0$$

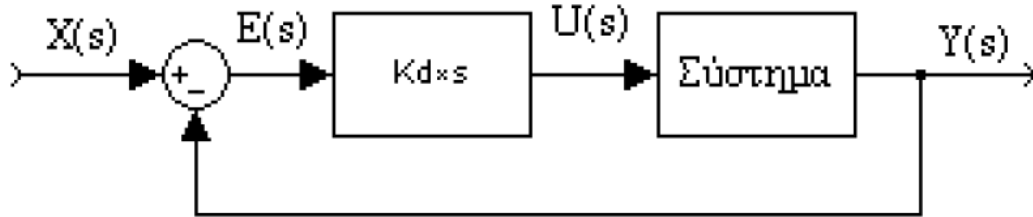
Άρα το σφάλμα μόνιμης κατάστασης μηδενίζεται με τη χρήση ολοκληρωτικού ελεγκτή.

Παρατηρούμε ότι το σύστημα με τη χρήση του ολοκληρωτικού ελεγκτή από το ένα σύστημα μετατράπηκε σε άλλο σύστημα, όπου η τιμή του συντελεστή ολοκλήρωσης είναι ίδια με ένας φυσικής συχνότητας του συστήματος. Όσο αυξάνεται ο συντελεστής ολοκλήρωσης αυξάνεται η φυσική συχνότητα του συστήματος άρα έχουμε ταχύτερη απόκριση του συστήματος και μειώνεται ο συντελεστής απόσβεσης, αφού το γινόμενο $2 * \zeta * \omega_n$, παραμένει σταθερό και ίσο με A, με συνέπεια την αύξηση ένας υπερύψωσης στη βηματική απόκριση του συστήματος. Ένας ολοκληρωτικός ελεγκτής εξαλείφει το σφάλμα μόνιμης κατάστασης για σταθερή είσοδο αναφοράς και επιπλέον αντιμετωπίζει με επιτυχία αποκλίσεις από πιθανό διαταραχές του συστήματος.

Διαφορικός (D) ελεγκτής

Ο διαφορικός ελεγκτής (Differential Control) όταν το σήμα του σφάλματος στην είσοδο του έχει τη μορφή βηματικής διέγερσης τότε η έξοδος του ελεγκτή είναι η κρουστική συνάρτηση με θεωρητικά

άπειρο πλάτος για $t=0$. Όταν το σφάλμα είναι σταθερό τότε η έξοδος του διαφορικού ελεγκτή είναι μηδέν.



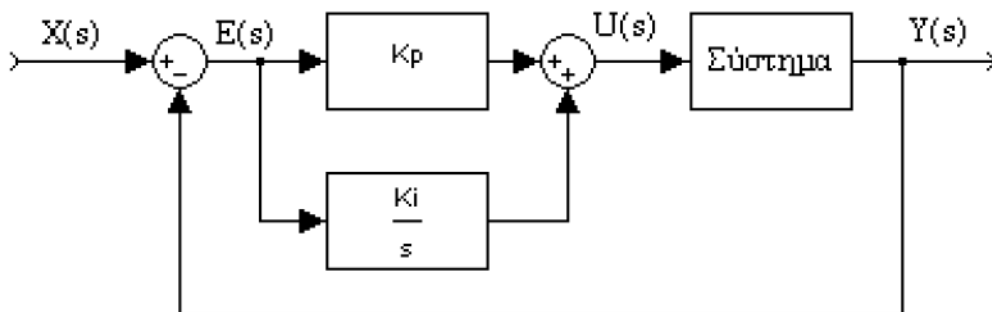
Ο διαφορικός ελεγκτής εισάγει στο σύστημα ένα μηδενικό και η συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή είναι:

$$D(s) = K_d \cdot s$$

Ο διαφορικός ελεγκτής περιορίζει το σφάλμα στη μόνιμη κατάσταση κατά το στάδιο της μεταβατικής απόκρισης των συστημάτων όμως στη πράξη δεν χρησιμοποιείται ποτέ αποκλειστικά διαφορικός ελεγκτής.

Αναλογικός – Ολοκληρωτικός (PI) ελεγκτής

Ο αναλογικός – ολοκληρωτικός ελεγκτής συνδυάζει αθροιστικά τον αναλογικό και τον ολοκληρωτικό έλεγχο. Η συνδεσμολογία του αναλογικού – ολοκληρωτικού ελέγχου είναι η συνδεσμολογία του παρακάτω σχήματος.



Ο αναλογικός – ολοκληρωτικός ελεγκτής εισάγει ένα πόλο στο μηδέν και ένα μηδενικό στο $-\frac{K_i}{K_p}$ συμπέρασμα που προκύπτει από τη συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή.

$$PI(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = \frac{s * K_p + K_i}{s} \Rightarrow PI(s) = K_p * \frac{s + \frac{K_i}{K_p}}{s}$$

Η χρήση του όρου ολοκλήρωσης αποσκοπεί στην εξάλειψη του σφάλματος στη μόνιμη κατάσταση και μεταβάλλει το DC-κέρδος του συστήματος ενώ ο αναλογικός όρος αυξάνει τη ταχύτητα απόκρισης και βελτιώνει την ευστάθεια του συστήματος.

Αν το σύστημα που ελέγχουμε είναι πρώτης τάξης με συνάρτηση μεταφοράς $G(s) = 1/(s + A)$ τότε η συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος κλειστού βρόχου με PI ελεγκτή είναι

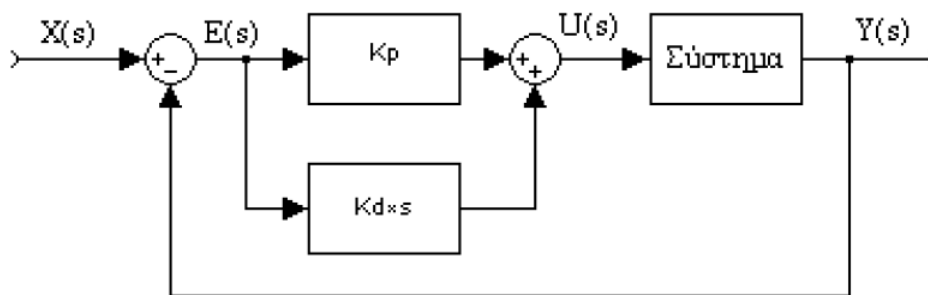
$$G_c(s) = \frac{\frac{s * K_p + K_i}{s} * \frac{1}{s + A}}{1 + \frac{s * K_p + K_i}{s} * \frac{1}{s + A}} \Rightarrow G_c(s) = \frac{\frac{s * K_p + K_i}{s * (s + A)}}{\frac{s * (s + A) + s * K_p + K_i}{s * (s + A)}} \Rightarrow$$

$$G_c(s) = \frac{s * K_p + K_i}{s^2 + A * s + s * K_p + K_i} \Rightarrow G_c(s) = \frac{s * K_p + K_i}{s^2 + (A + K_p) * s + K_i}$$

Το σύστημα αλλάζει και γίνεται με: $\omega_n = K_i$ και $2 * \zeta * \omega_n = A + K_p$ Άρα όταν χρησιμοποιούμε τον PI ελεγκτή με την αύξηση του ολοκληρωτικού όρου K_i αυξάνεται η φυσική συχνότητα ω_n του συστήματος και με την αύξηση του αναλογικού συντελεστή K_p αυξάνεται το γινόμενο $2 * \zeta * \omega_n$ αλλά χωρίς να μεταβάλλεται η ω_n οπότε αυξάνεται ο συντελεστής απόσβεσης του συστήματος με αποτέλεσμα τη μείωση της υπερύψωσης. Η ακριβής επίδραση του PI ελεγκτή στην μεταβατική απόκριση του συστήματος εξαρτάται από μηδενικό $s = -\frac{K_i}{K_p}$ που εισάγει ο ελεγκτής στο σύστημα. Τέλος με την εισαγωγή του όρου ολοκλήρωσης το σύστημα για βηματική είσοδο παρουσιάζει μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης.

Αναλογικός – Διαφορικός (PD) ελεγκτής

Ο αναλογικός – διαφορικός ελεγκτής συνδυάζει αθροιστικά τον αναλογικό και το διαφορικό έλεγχο. Η συνδεσμολογία του αναλογικού – διαφορικού ελέγχου είναι η συνδεσμολογία του παρακάτω σχήματος.



Ο αναλογικός – διαφορικός εισάγει ένα πόλο στο $s = -\frac{K_p}{K_d}$ συμπέρασμα που προκύπτει από τη συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή:

$$PD(s) = K_p + s * K_d \Rightarrow PD(s) = s + \frac{K_p}{K_d}$$

Ο PD ελεγκτής αυξάνει την απόσβεση του συστήματος και περιορίζει την υπερύψωση της δεν μειώνει άμεσα το σφάλμα μόνιμης κατάστασης. Η χρήση του διαφορικού όρου προκαλεί την αυξημένη απόσβεση του συστήματος που επιτρέπει την αύξηση του αναλογικού κέρδους που έχει ως αποτέλεσμα τη βελτίωση του σφάλματος μόνιμης κατάστασης και την αύξηση της ταχύτητας απόκρισης του συστήματος. Στην πράξη ο PD έλεγχος εξαιτίας του διαφορικού όρου ενισχύει το

θόρυβο ο οποίος μπορεί να εμφανιστεί στην απόκριση του συστήματος, της είναι πιθανό να δημιουργηθούν προβλήματα στην περίπτωση που υπάρχουν απότομες αλλαγές στο σήμα αναφοράς γιατί έχουν ως συνέπεια ο διαφορικός όρος να παράγει έξοδο κρουστικής μορφής. Αν το σύστημα που ελέγχουμε είναι σε συνάρτηση μεταφοράς

$$G(s) = \frac{1}{s^2 + A * s + B}$$

τότε η συνάρτηση μεταφοράς του συστήματος κλειστού βρόχου με PD ελεγκτή είναι:

$$G_c(s) = \frac{(Kp + s * Kd) * \frac{1}{s^2 + A * s + B}}{1 + (Kp + s * Kd) * \frac{1}{s^2 + A * s + B}} \Rightarrow$$

$$G_c(s) = \frac{\frac{(Kp + s * Kd)}{s^2 + A * s + B}}{\frac{s^2 + A * s + B + Kp + s * Kd}{s^2 + A * s + B}} \Rightarrow$$

$$G_c(s) = \frac{Kp + s * Kd}{s^2 + (A + Kd) * s + (B + Kp)}$$

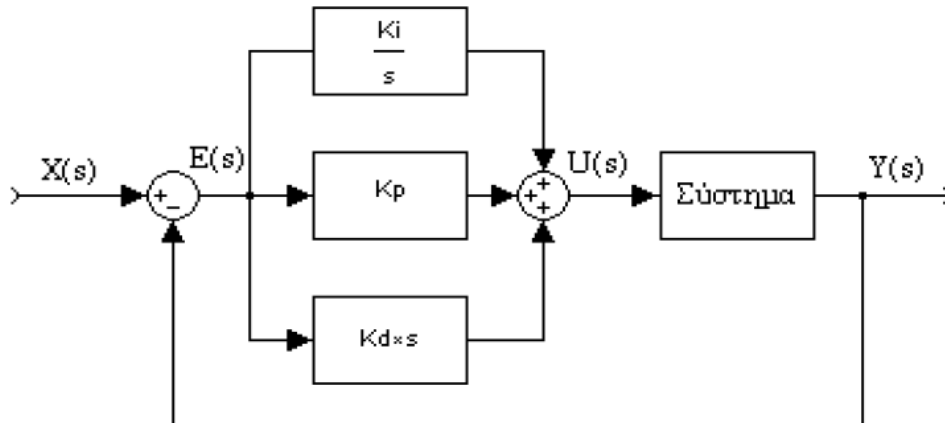
Το νέο σύστημα έχει τα εξής χαρακτηριστικά:

$$\omega_n = B + Kp \text{ και } 2 * \zeta * \omega_n = A + Kd$$

Άρα η αύξηση του αναλογικού κέρδους Kp οδηγεί σε αύξηση της φυσικής συχνότητας του συστήματος επομένως και σε ταχύτερη απόκριση του συστήματος. Η αύξηση του διαφορικού συντελεστή Kd οδηγεί σε αύξηση του γινομένου $2 * \zeta * \omega_n$ με αμετάβλητη τη φυσική συχνότητα άρα αυξάνεται ο συντελεστής απόσβεσης του συστήματος που οδηγεί στη μείωση της υπερύψωσης της απόκρισης του συστήματος. Το σφάλμα μόνιμης κατάστασης μειώνεται όσο αυξάνουμε το αναλογικό κέρδος ενώ δεν επηρεάζεται από τη μεταβολή του διαφορικού συντελεστή.

Αναλογικός – Ολοκληρωτικός – Διαφορικός (PID) ελεγκτής

Η δημοτικότητα του ελεγκτή PID οφείλεται κατά ένα μέρος στην πολύ καλή συμπεριφορά του έναντι μιας αρκετά ευρείας κλίμακας λειτουργικών συνθηκών και κατά ένα άλλο μέρος στη σχετική του απλότητα η οποία επιτρέπει έναν εύκολο και αξιόπιστο χειρισμό. Ο PID έλεγχος συνδυάζει αθροιστικά την επίδραση των τριών βασικών όρων ελέγχου. Η συνδεσμολογία του PID ελέγχου παρουσιάζεται στο παρακάτω σχήμα



Ο PID ελεγκτής εισάγει στο υπό έλεγχο σύστημα ανοιχτού βρόγχου ένα πόλο στο μηδέν και δύο μηδενικά. Η συνάρτηση μεταφοράς του ελεγκτή είναι η εξής:

$$PID_{(s)} = K_p + s * K_d + \frac{K_i}{s} \Rightarrow$$

$$PID_{(s)} = \frac{K_d * s^2 + K_p * s + K_i}{s}$$

Πολλές διεργασίες βιομηχανικού τύπου ελέγχονται με την βοήθεια μονάδων ελεγκτών PID. Ο PID ελεγκτής έχει την καλύτερη συνολικά απόδοση καθώς το σύστημα εμφανίζει ταχεία απόκριση, μηδενική υπερέψωση και μηδενικό σφάλμα μόνιμης κατάστασης. Για να χρησιμοποιήσουμε ένα τέτοιου είδους ελεγκτή θα πρέπει να σχεδιαστεί με κατάλληλη επιλογή των τριών παραμέτρων του αναλογικού κέρδους, του ολοκληρωτικού συντελεστή και του διαφορικού συντελεστή έτσι ώστε το σύστημα κλειστού βρόγχου να έχει τα πλεονεκτήματα όλων των ελεγκτών που συνδυάζονται στον PID ελεγκτή. Στη ουσία το πιο δύσκολο στη σχεδίαση ενός PID ελεγκτή είναι να δοθούν οι κατάλληλες τιμές στα K_p , K_i και K_d έτσι ώστε το ένα μην επιδρά αρνητικά στη λειτουργία του άλλου.

Αναλογική και ολοκληρωτική μέθοδος ελέγχου, PI

Η μέθοδος ολοκληρώματος συνδυάζεται συχνά με την αναλογική μέθοδο για να παρέχει μια αυτόματη ενέργεια επαναφοράς που εξαλείφει την αναλογική μετατόπιση. Ο συνδυασμός αναφέρεται ως Εικόνα 3.18 Μπλοκ διάγραμμα ενός σερβομηχανισμού θέσης με έλεγχο ολοκληρώματος. 62 αναλογική και ολοκληρωτική μέθοδος ελέγχου (proportional plus integral control mode, PI). Η μέθοδος ολοκληρώματος παρέχει την ενέργεια επαναφοράς αλλάζοντας συνεχώς την έξοδο του ελεγκτή μέχρι το σφάλμα να μηδενιστεί. Η εικόνα 3.19 απεικονίζει την απόκριση ενός ελεγκτή PI.

Η αναλογική μέθοδος παρέχει μια αλλαγή στην έξοδο του ελεγκτή που είναι ανάλογη του σήματος σφάλματος. Η μέθοδος ολοκληρώματος παρέχει μια επιπρόσθετη αλλαγή στην έξοδο που είναι ανάλογη του ολοκληρώματος του σήματος σφάλματος.

Ο αντίστροφος του ρυθμού ενέργειας ολοκληρώματος(I) είναι ο χρόνος που χρειάζεται η μέθοδος ολοκληρώματος για να ταυτιστεί με την αλλαγή στην έξοδο που παράγει η αναλογική μέθοδος. Ένα πρόβλημα με την μέθοδο ολοκληρώματος είναι ότι αυξάνει την τάση της ταλάντωσης της ελεγχόμενης μεταβλητής. Η ενίσχυση του ελεγκτή αναλογικής μεθόδου πρέπει να μειωθεί όταν συνδυάζεται με την μέθοδο ολοκληρώματος. Αυτό μειώνει την ικανότητα του ελεγκτή να ανταποκριθεί σε απότομες αλλαγές φορτίου.

Αν η διαδικασία έχει μεγάλο νεκρό χρόνο υστέρησης, το σήμα σφάλματος δεν θα αντανακλά αμέσως το πραγματικό σφάλμα στην διαδικασία. Αυτή η υστέρηση συνήθως έχει ως αποτέλεσμα την υπερσύνδεση της μεθόδου ολοκληρώματος, δηλαδή η μέθοδος ολοκληρώματος συνεχίζει να αλλάζει την έξοδο του ελεγκτή ενώ το σφάλμα έχει μειωθεί στο μηδέν διότι ενεργεί σε ένα "παλιό" σήμα.

Αναλογική και διαφορική μέθοδος ελέγχου, PD

Η διαφορική μέθοδος χρησιμοποιείται κάποιες φορές με την αναλογική μέθοδο για να μειώσει την τάση για ταλαντώσεις και να επιτρέψει μεγαλύτερη αναλογική ενίσχυση. Ο συνδυασμός της αναλογικής και της διαφορικής μεθόδου αναφέρεται ως μέθοδος ελέγχου PD. Η αναλογική μέθοδος παρέχει μια αλλαγή στην έξοδο του ελεγκτή που είναι ανάλογη του σήματος σφάλματος. Η διαφορική μέθοδος παρέχει μια επιπρόσθετη αλλαγή στην έξοδο του ελεγκτή που είναι ανάλογη του ρυθμού αλλαγής του σήματος σφάλματος.

Η διαφορική μέθοδος προσμένει την μελλοντική τιμή του σφάλματος και αλλάζει κατάλληλα την έξοδο του ελεγκτή. Αυτή η ενέργεια προσμονής καθιστά την διαφορική μέθοδο χρήσιμη στον έλεγχο διαδικασιών με ξαφνικές αλλαγές φορτίου. Γι' αυτόν τον λόγο η διαφορική μέθοδος χρησιμοποιείται συνήθως με την αναλογική μέθοδο ή την μέθοδο PI, όταν οι ξαφνικές αλλαγές φορτίου παράγουν υπερβολικά σφάλματα. Η διαφορική μέθοδος ελέγχου αντικρούει την αλλαγή της ελεγχόμενης μεταβλητής και αυτό βοηθά στην απόσβεση των ταλαντώσεων της ελεγχόμενης μεταβλητής.

Η μέθοδος PD χρησιμοποιείται σε διαδικασίες με ξαφνικές αλλαγές φορτίου όταν η αναλογική μέθοδος από μόνη της δεν είναι ικανή να περιορίσει το σφάλμα σε ένα ανεκτό επίπεδο. Η διαφορική μέθοδος παρέχει μια ενέργεια προσμονής που μειώνει το μέγιστο σφάλμα που

προκαλείται από ξαφνικές αλλαγές φορτίου. Επίσης επιτρέπει μεγαλύτερη ενίσχυση η οποία βοηθά στην μείωση της αναλογικής μετατόπισης.

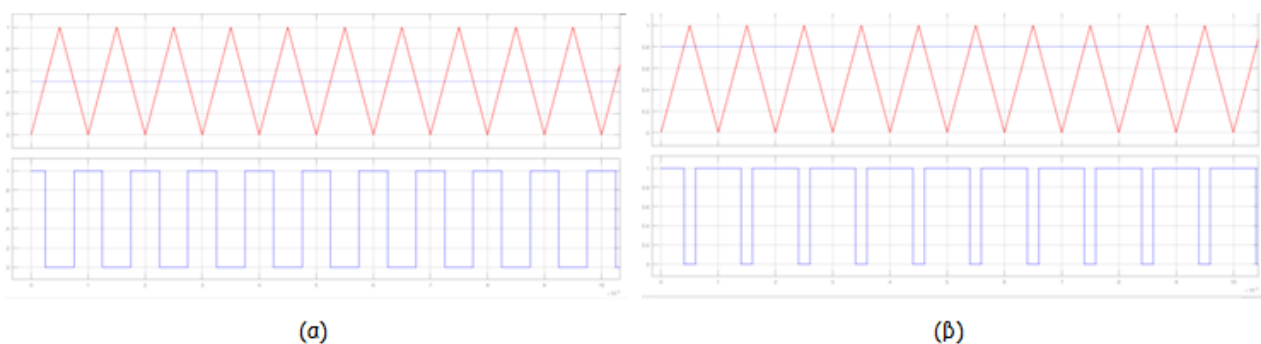
Η αναλογική μέθοδος ελέγχου χρησιμοποιείται σε διαδικασίες με μικρή χωρητικότητα και γρήγορες αλλαγές φορτίου, όταν η ενίσχυση μπορεί να γίνει αρκετά μεγάλη ώστε να μειώσει την μετατόπιση σε ένα ανεκτό επίπεδο. Αυτό προϋποθέτει μια διαδικασία με χωρητικότητα που είναι πολύ μικρή για να επιτρέψει ένα σύστημα ελέγχου δύο θέσεων ή μια κινητή μέθοδο ελέγχου.

Μέθοδος ελέγχου ολοκληρώματος, I Η μέθοδος ελέγχου ολοκληρώματος (integral control mode) αλλάζει την έξοδο του ελεγκτή κατά ένα ποσό ανάλογο του ολοκληρώματος του σήματος σφάλματος. Όσο υπάρχει σφάλμα, η μέθοδος ελέγχου ολοκληρώματος θα αλλάζει την έξοδο με ρυθμό ανάλογο του μεγέθους του σφάλματος.

Ο σχεδιασμός σερβομηχανισμών θέσης με έλεγχο PI δεν είναι απολύτως ικανοποιητικός λόγω των δυσκολιών που συναντιούνται όταν η απόσβεση c είναι μικρή. Αυτό το πρόβλημα μπορεί να λυθεί με τη χρησιμοποίηση του πλήρους PID κανόνα ελέγχου.

7.3 ΤΕΧΝΙΚΗ ΠΑΛΜΟΔΟΤΗΣΗΣ PWM – PULSE WIDTH MODULATION (ΔΙΑΜΟΡΦΩΣΗ ΕΥΡΟΥΣ ΠΑΛΜΩΝ).

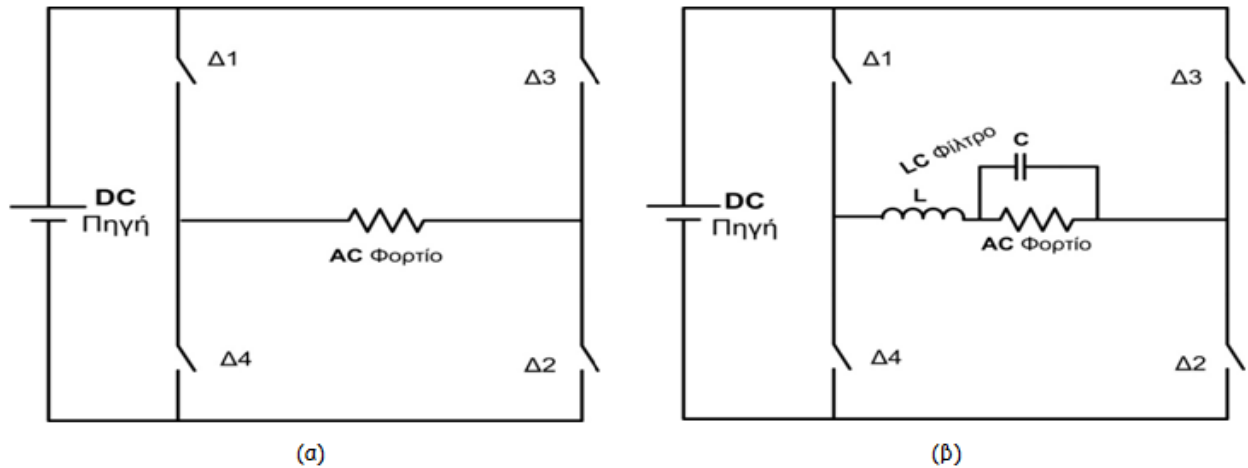
Σ' αυτή την παλμοδότηση οι παλμοί λαμβάνονται από τη σύγκριση ενός τριγωνικού σήματος κάποιας συχνότητας με ένα DC σήμα (σχήμα 7.1). Από τη σύγκριση αυτή λαμβάνονται παλμοί σταθερού πλάτους και συχνότητας ίσης με του τριγωνικού σήματος. Το πλάτος του DC σήματος μεταβάλλεται από μηδέν ως το πλάτος του τριγωνικού σήματος αυξομειώνοντας το πλάτος των παλμών.



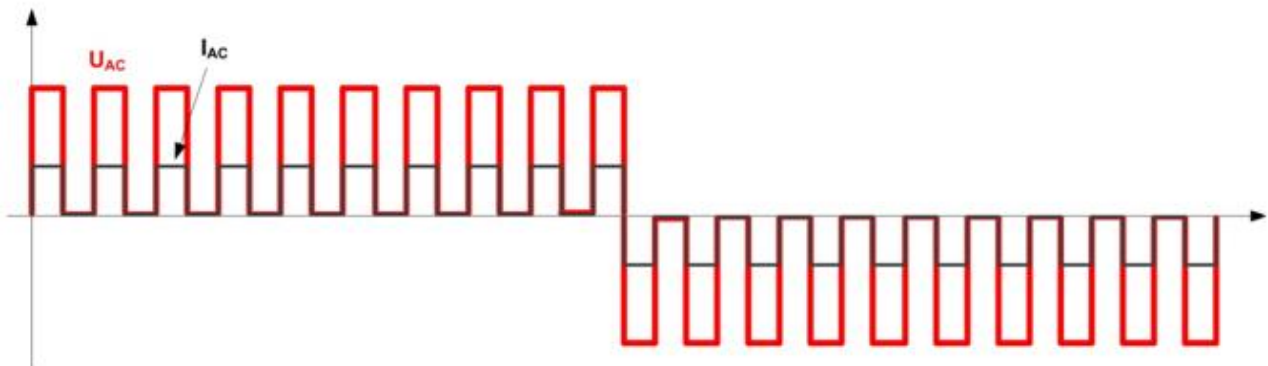
Σχήμα 7.1: Δημιουργία παλμών στην PWM για DC συνιστώσα α) 0,5 και β) 0,8.

Από αυτούς τους παλμούς οι μισοί παλμοδοτούν το ένα ζεύγος της γέφυρας του μονοφασικού αντιστροφέα (σχήμα 7.2 $\Delta 1$ και $\Delta 2$), ενώ οι υπόλοιποι παλμοδοτούν το άλλο ζεύγος (σχήμα 7.2 $\Delta 3$ και $\Delta 4$). Έτσι, η τάση και το ρεύμα του φορτίου θα έχουν τις κυματομορφές του σχήματος 3. Αν το πλάτος των παλμών αυξηθεί, αυξάνεται και η τάση του φορτίου (αφού αυξάνεται το εμβαδόν), ενώ

αν αυξηθεί ο αριθμός των παλμών που άγει το κάθε ζεύγος (π.χ. σχ.7.2 Δ1 – Δ2 ή Δ3 - Δ4) αυξάνεται η περίοδος της τάσης του φορτίου (μειώνεται η συχνότητα f).

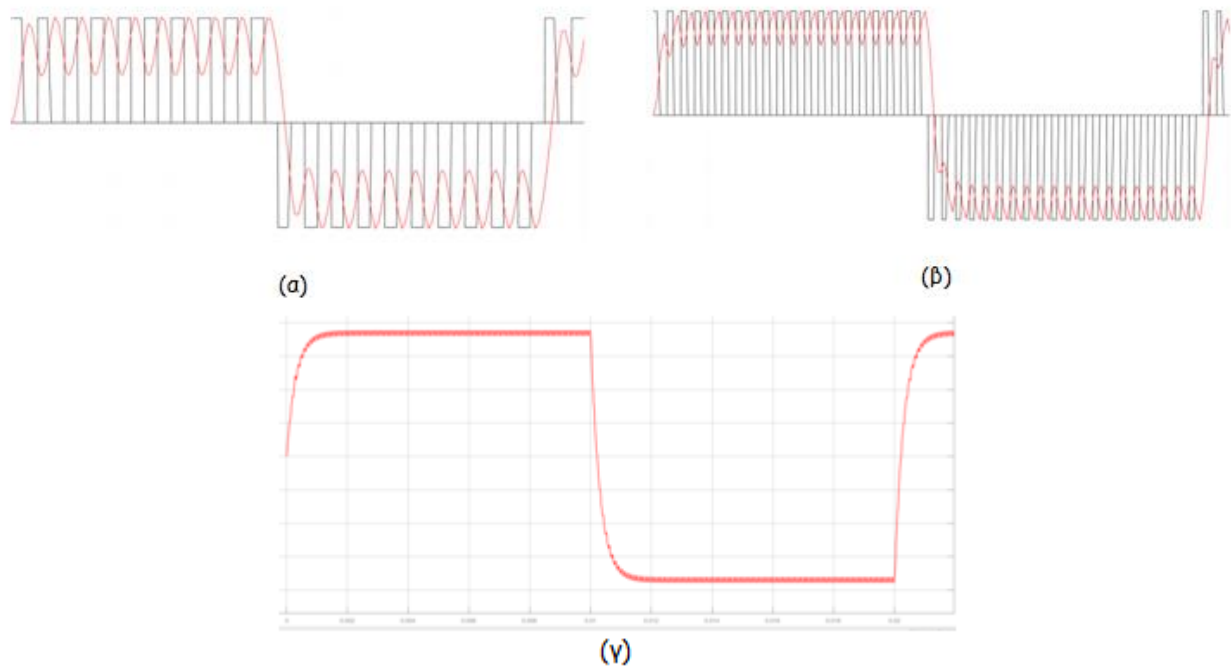


Σχήμα7.2: Μονοφασικός αντιστροφέας τύπου γέφυρας α) χωρίς φίλτρο, β) με φίλτρο.



Σχήμα 7.3: PWM Κυματομορφές τάσης και ρεύματος φορτίου στην περίπτωση χωρίς φίλτρο.

Αν στην έξοδο του αντιστροφέα τοποθετηθεί ένα απλό και σχετικά μικρό φίλτρο σχ.7.2.β (π.χ. L-C κατωδιαβατό) τότε, η κυματομορφή του ρεύματος βελτιώνεται σχ.7.4. Όσο αυξάνεται η διακοπτική συχνότητα των παλμών σχ.7.4 ή όσο αυξάνεται το μέγεθος του φίλτρου τόσο βελτιώνεται και η κυματομορφή του ρεύματος. Έτσι, μπορούμε να αποκτήσουμε ποιοτική κυματομορφή και συγχρόνως να μεταβάλλουμε την τάση και τη συχνότητα φορτίου.



Σχήμα 7.4: PWM Κυματομορφές τάσης και ρεύματος φορτίου στην περίπτωση με φίλτρο α) μέτρια διακοπτική συχνότητα, β) υψηλή διακοπτική συχνότητα.

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 8

ΠΕΙΡΑΜΑΤΙΚΟ ΜΕΡΟΣ

(ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ ΕΝΟΣ

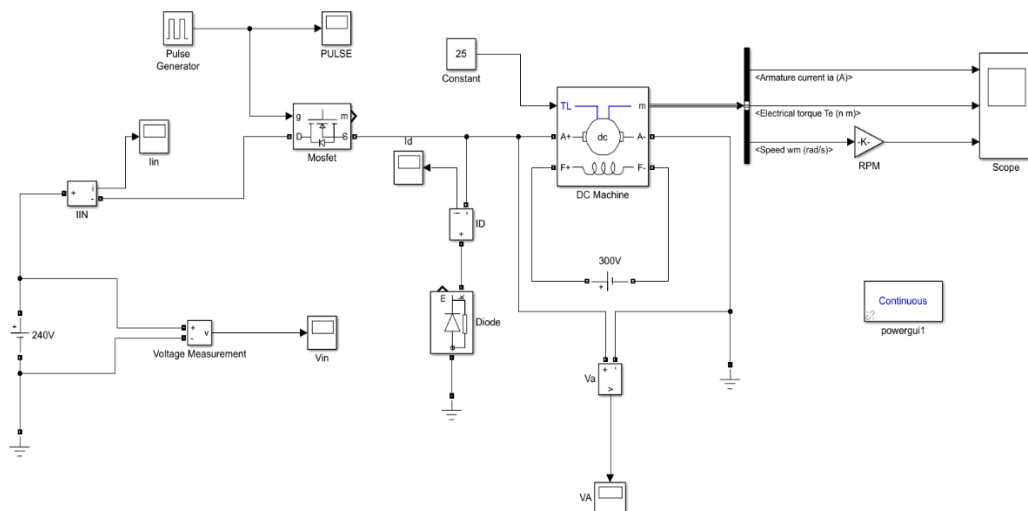
ΤΕΤΑΡΤΗΜΟΡΙΟΥ)

8.1 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ DC/DC ΧΩΡΙΣ ΕΛΕΓΧΟ

Ο μετατροπέας αυτός είναι ενός τεταρτημόριου. Βασικό του χαρακτηριστικό είναι ότι η μέση τάση εξόδου δεν μπορεί να είναι μεγαλύτερη από την τάση εισόδου. Στο παρακάτω σχήμα 8.1 η dc τάση εισόδου (240V) έχει συνδεθεί σε σειρά mosfet το οποίο συνδέεται σε σειρά με τον dc κινητήρα. Ανάμεσα στο mosfet και τον dc κινητήρα έχει τοποθετηθεί δίοδος ελευθέρως ροής. Στο διάστημα παλμοδότησης του mosfet η τάση εισόδου του μετατροπέα εφαρμόζεται στα άκρα του τυλίγματος τυμπάνου.

Στο διάστημα μη αγωγής του mosfet λόγω της συσσωρευμένης ενέργειας στην αυτεπαγωγή το τύλιγμα τυμπάνου βραχυκυκλώνεται μέσω της δίοδου ελευθέρως ροής. Ανάλογα με τον βαθμό χρησιμοποίησης (PWM) και την αυτεπαγωγή του κινητήρα η αγωγή του ρεύματος τυμπάνου μπορεί να είναι συνεχής ή ασυνεχής.

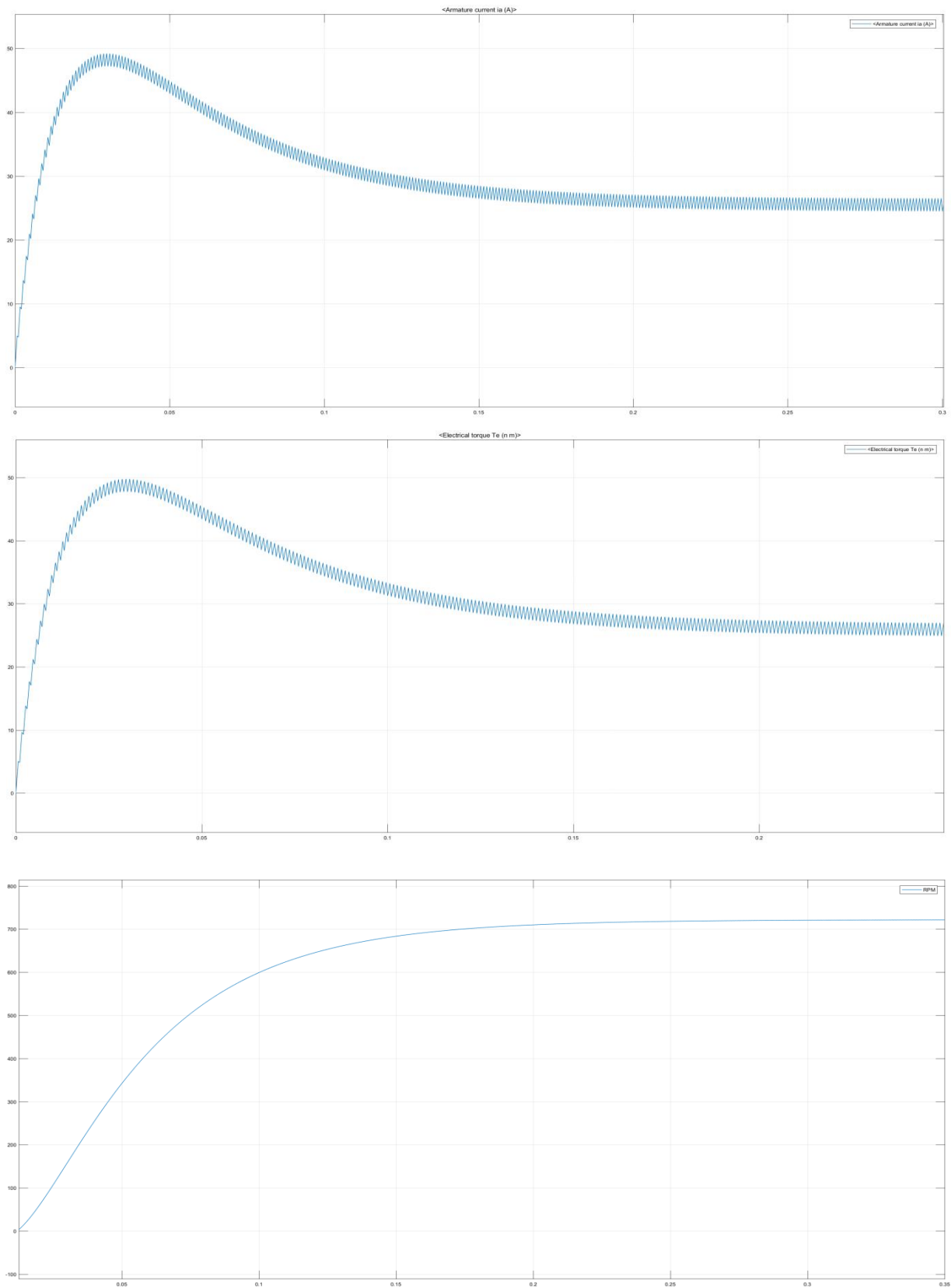
Το μπλοκ IIN μας δίνει την δυνατότητα να μετρήσουμε το ρεύμα εισόδου. Το μπλοκ Pulse Generator δίνει παλμό έναυσης στο mosfet για να βρεθεί σε κατάσταση αγωγής. Το μπλοκ ID μας δίνει την δυνατότητα να μετρήσουμε το ρεύμα δίοδου. Στους ακροδέκτες F+ και F- του μπλοκ dc machine έχει συνδεθεί η πηγή ξένης διέγερσης 300V. Στους ακροδέκτες A+ και A- του μπλοκ dc machine έχει συνδεθεί παράλληλα το μπλοκ voltage measurement για να μετρηθεί η τάση τυμπάνου. Στον ακροδέκτη TL έχει συνδεθεί η σταθερά ροπής φορτίου. Από τον ακροδέκτη m μπορούμε να μετρήσουμε το ρεύμα τυμπάνου, την ροπή και την ταχύτητα του δρομέα σε rad/s. Στην έξοδο rad/s έχει συνδεθεί μπλοκ που μετατρέπει τα rad/s σε RPM.



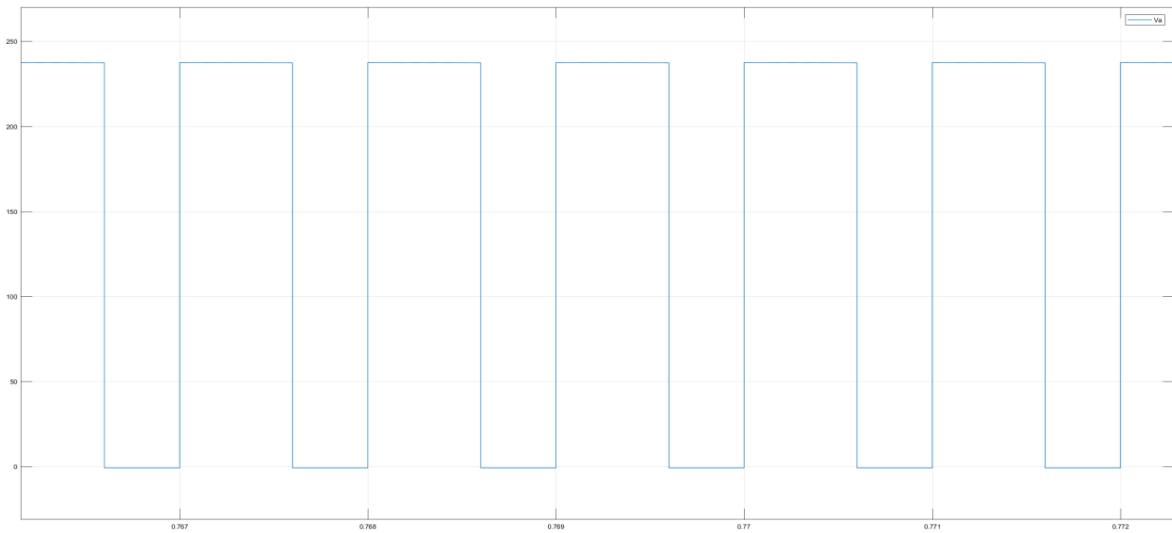
Σχήμα 8.1: Μετατροπέας DC/DC (ενός τεταρτημόριου) DC κινητήρα

Για την προσωμοίωση επιλεχθηκε κινητηρας DC 5HP, 1750RPM, $V_a=240V$, $V_f=300V$, $R_a=2,581\Omega$, $L_a=0,028H$ $R_f=281,3\Omega$, $L_f=156H$, $L_{af}=0,9483H$, $J=0,02215 \text{ kgm}^2$, $B=0,002953Nms$

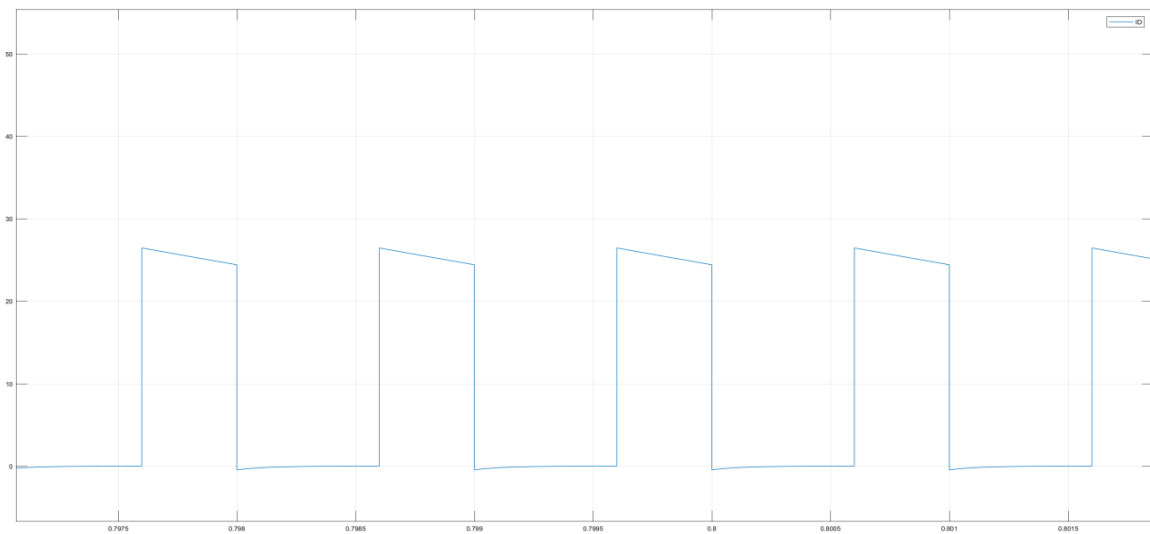
Οι παρακάτω μετρήσεις έγιναν με $f=1000\text{Hz}$ pulse width=60% $T_L=25\text{Nm}$



Σχήμα 8.2: Κυματομορφές Ρεύματος τυμπάνου, Ροπής και στροφών



Σχήμα 8.3: Τάση τυμπάνου

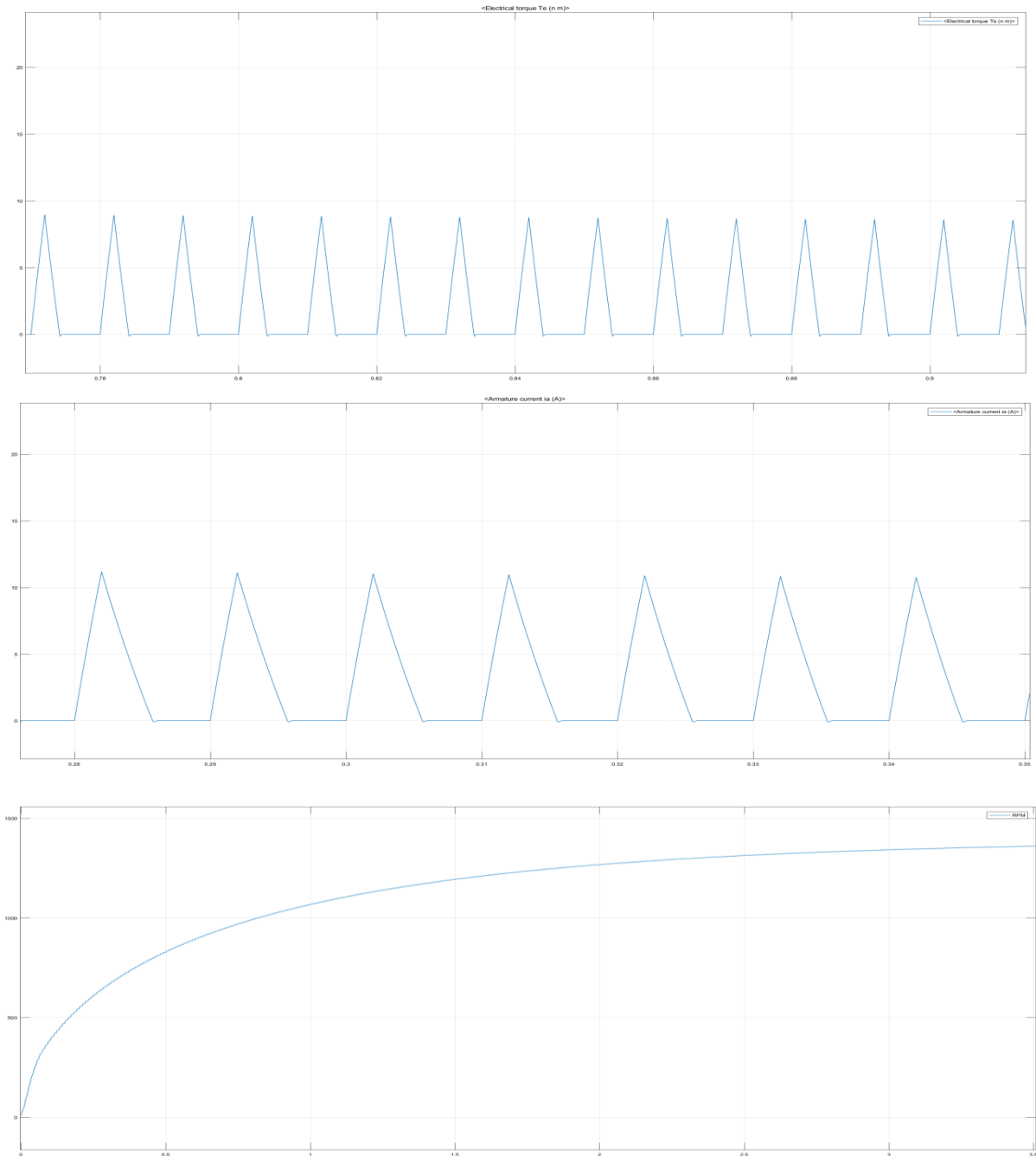


Σχήμα 8.4: κυματομορφή ρεύματος διόδου ελευθέρως ροής

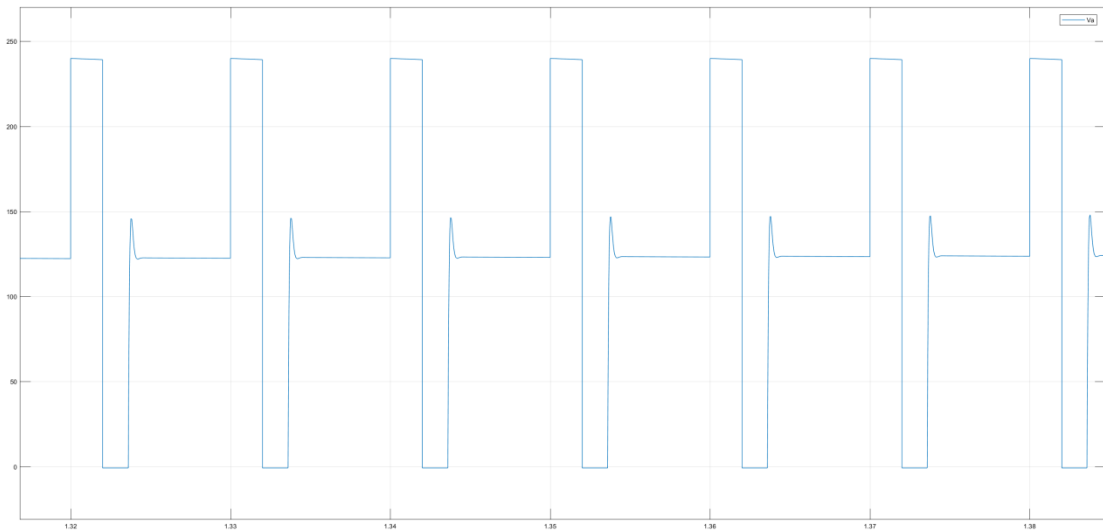
ΑΣΥΝΕΧΗ ΑΓΩΓΗ

Ασυνεχή αγωγή έχουμε όταν η αυτεπαγωγή του κινητήρα είναι πολύ μικρή και όταν η ροπή του φορτίου είναι πολύ μικρότερη του ονομαστικού.

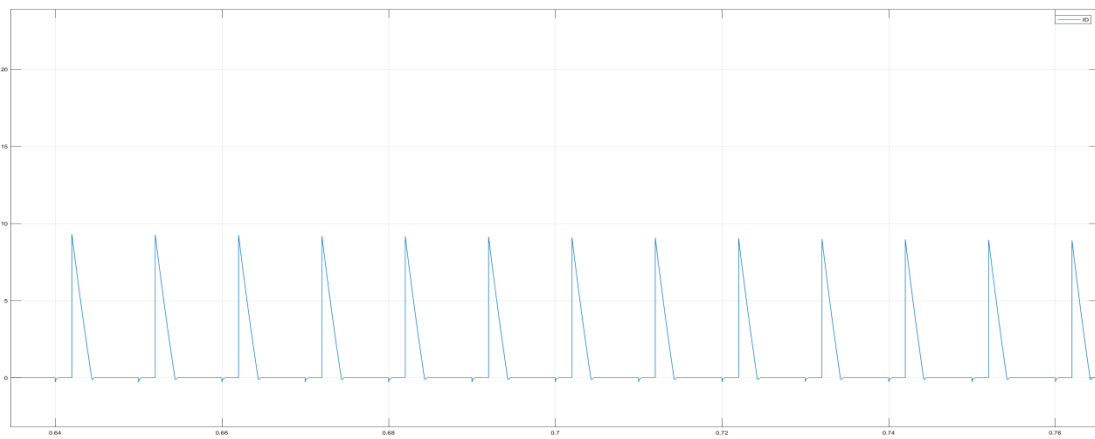
Οι παρακάτω μετρήσεις έγιναν με $f=1000\text{Hz}$ pulse width=20% $T_L=0\text{ Nm}$



Σχήμα 8.5 : Κυματομορφές Ρεύματος τιμπάνου, Ροπής και στροφών



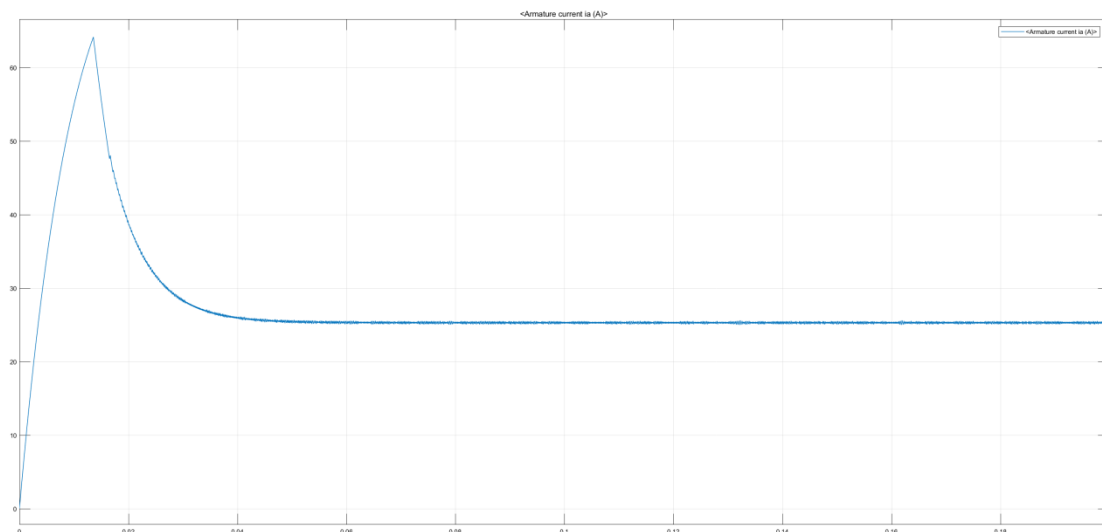
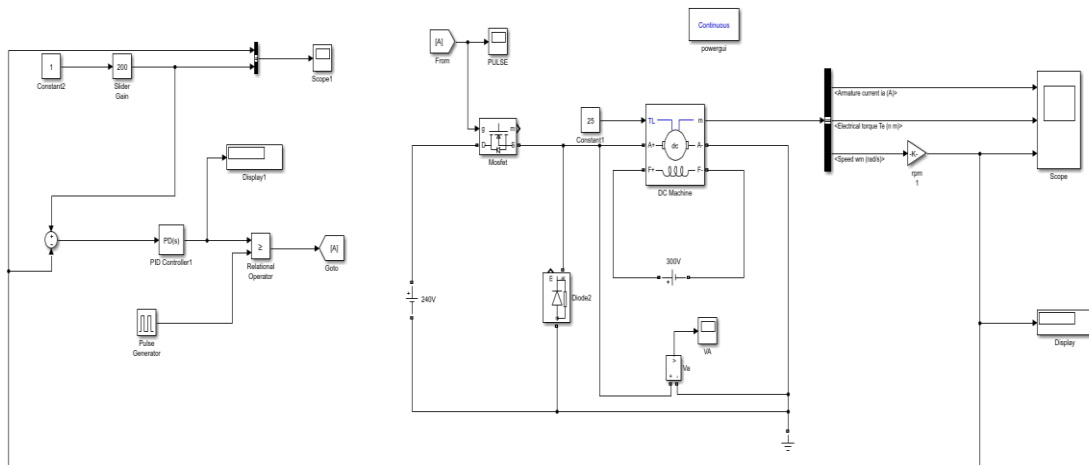
Σχήμα 8.6: Τάση τυμπάνου



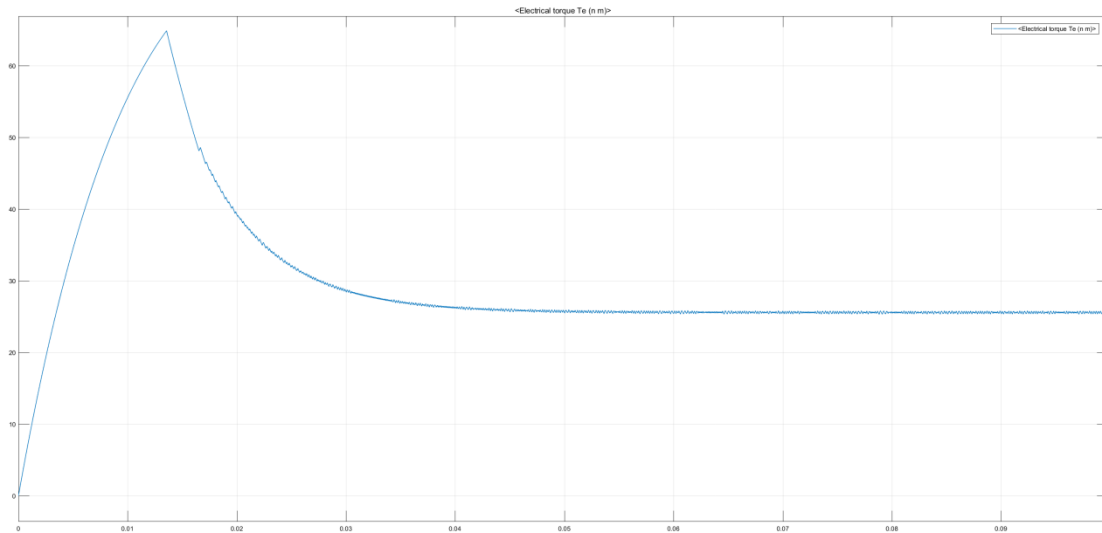
Σχήμα 8.7: Κυματομορφή ρεύματος ελευθέρας ροής

8.2 ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ DC/DC 1 ΤΕΤΑΡΤΗΜΟΡΙΟΥ ΜΕ ΕΛΕΓΚΤΗ

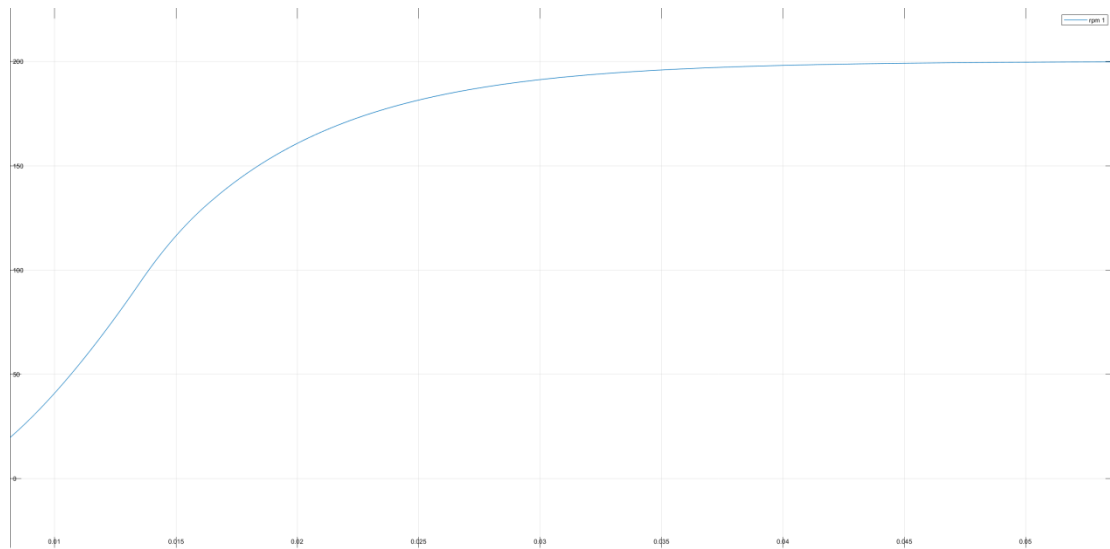
Ο μετατροπέας αυτός είναι ενός τεταρτημόριου με ελεγκτή. Ο μετατροπέας αυτός λειτουργεί όπως ο προηγούμενος με την προσθήκη του ελεγκτή PD. Ο χειριστής μέσω του slider gain μπορεί να ρυθμίσει από 0 έως 1750 RPM την ταχύτητα εξόδου του κινητήρα. Σε αυτό το κύκλωμα οι παλμοί έναυσης του mosfet δεν είναι σταθεροί αλλά γίνεται σύγκριση στο relational operator και αν η συνθήκη που έχει οριστεί είναι αληθής τότε πηγαίνει παλμός στο mosfet. Πριν το relational operator έχει προστεθεί ένας αφαιρέτης όπου αφαιρεί την ταχύτητα εξόδου με την ταχύτητα εισόδου. Όταν η διαφορά μεταξύ εισόδου και εξόδου είναι μεγαλύτερη από 0,9 rpm που τότε η συνθήκη είναι αληθής και το mosfet μπορεί να άγει. Όταν η διαφορά μεταξύ εισόδου και εξόδου είναι μικρότερη από 0,9 rpm που τότε η συνθήκη είναι ψευδής και το mosfet δεν μπορεί να άγει.



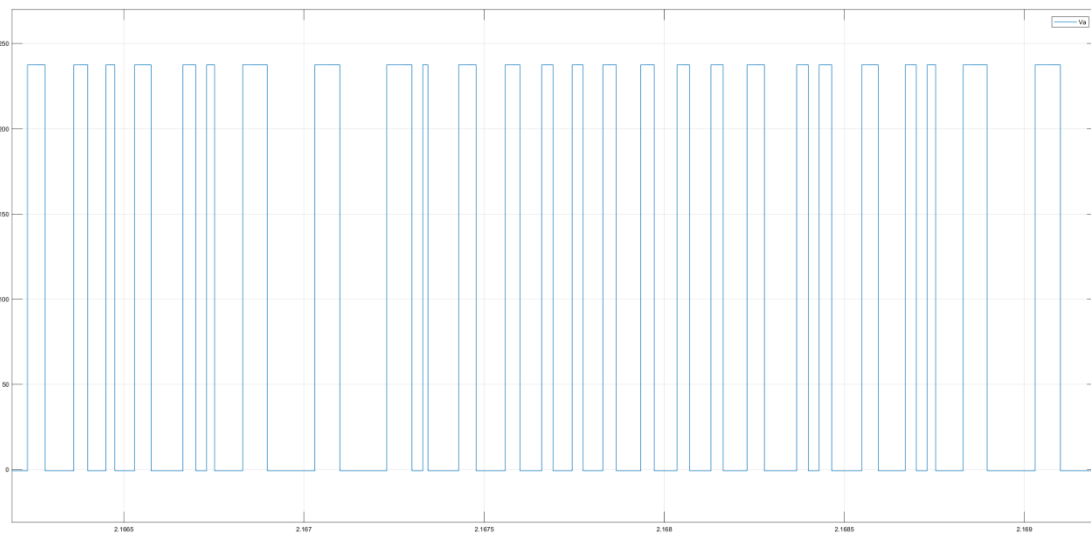
Σχήμα 8.8: Κυματομορφή Ρεύματος τυμπάνου



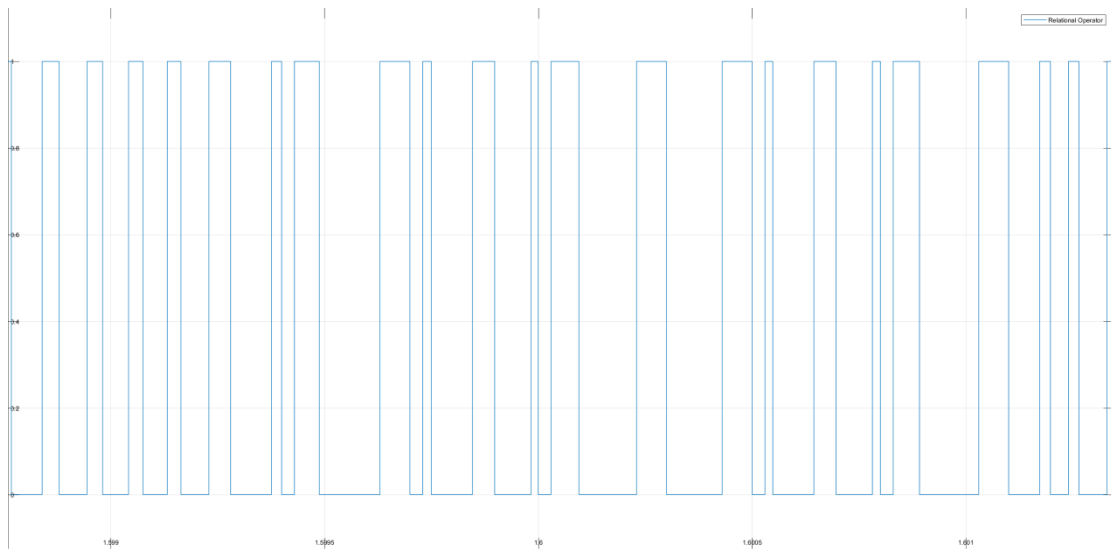
Σχήμα 8.9: Κυματομορφή Ροπής



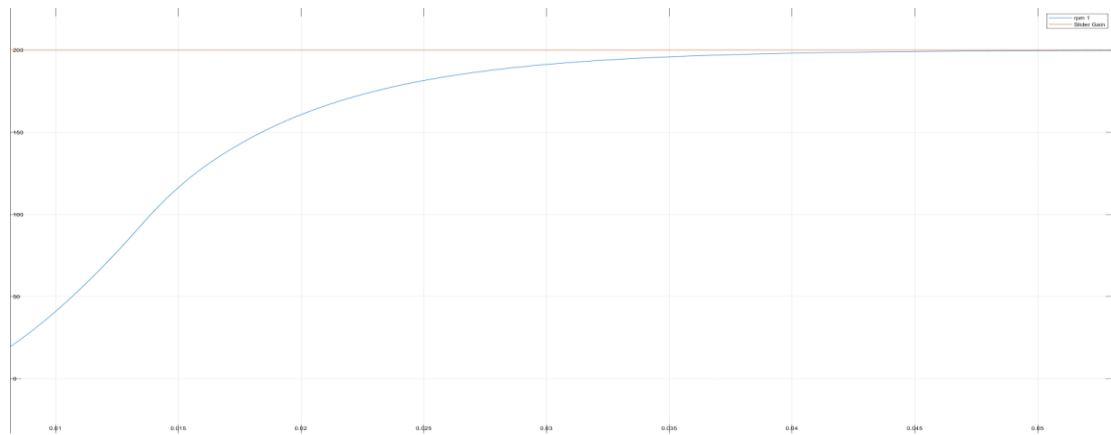
Σχήμα 8.10: Κυματομορφή Στροφών



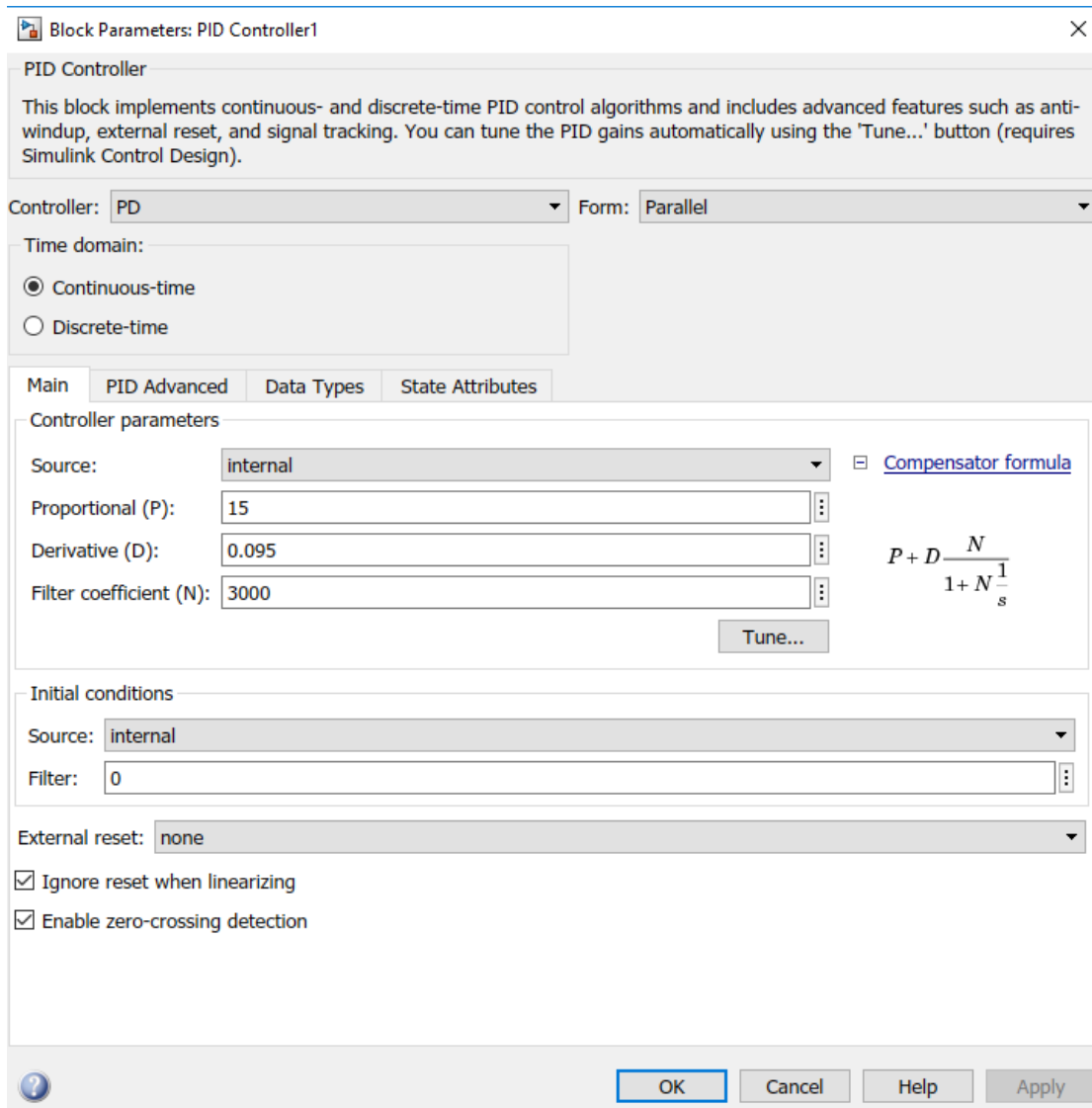
Σχήμα 8.11: Κυματομορφή τάσης τυμπάνου



Σχήμα 8.12: Παλμοί έναυσης mosfet



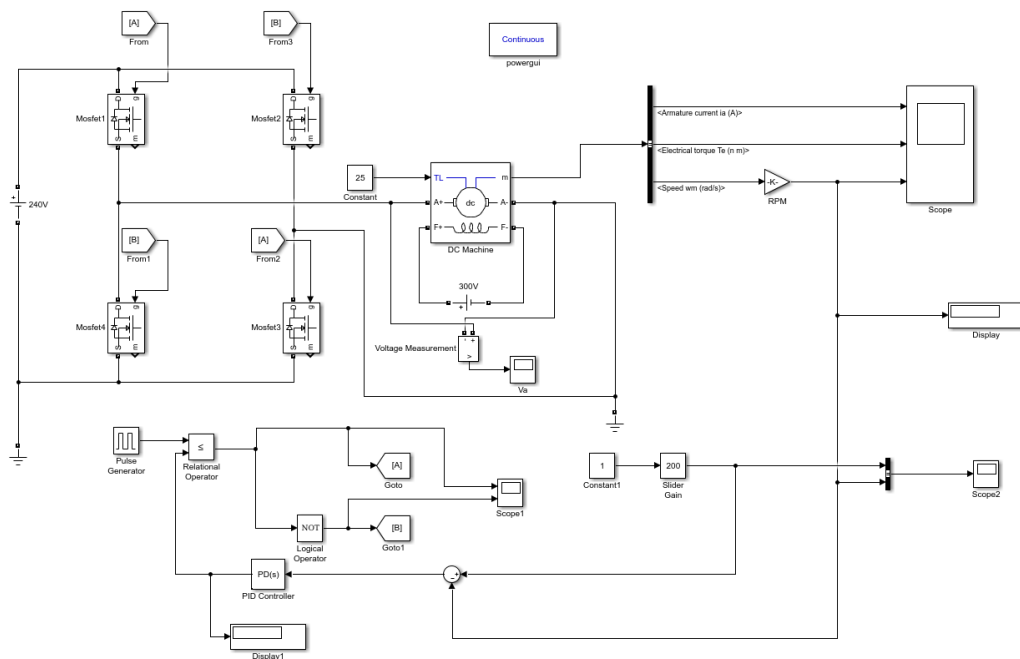
Σχήμα 8.13: Σύγκριση στροφών εισόδου και εξόδου



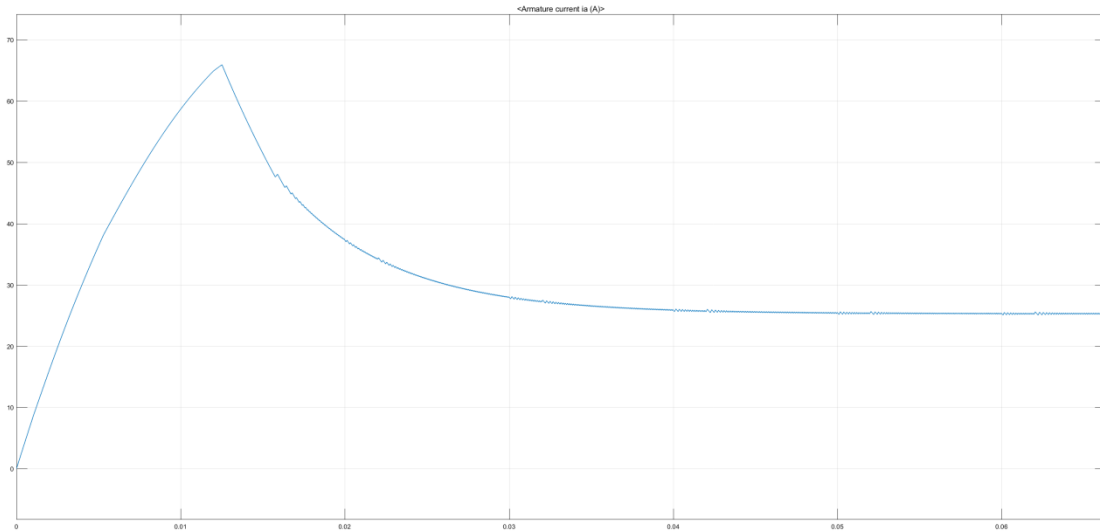
Σχήμα 8.14: Επιλογή τιμών ελεγκτή PD

8.3 Μετατροπέας τεσσάρων τεταρτημορίων

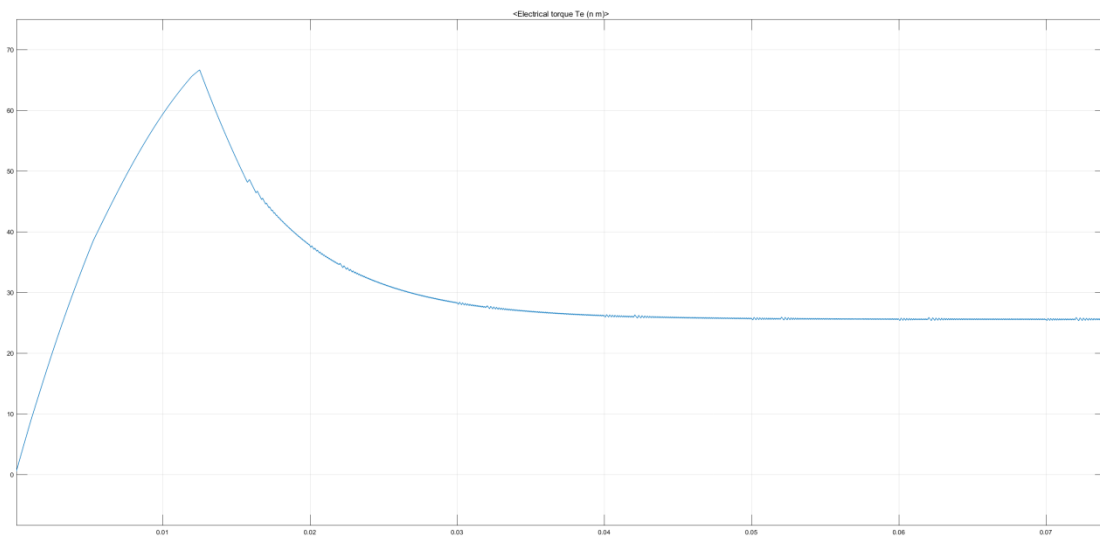
Ο μετατροπέας αυτός είναι τεσσάρων τεταρτημορίων με ελεγκτή. Ο μετατροπέας αυτός λειτουργεί όπως ο προηγούμενος με την διαφορά ότι αντι για ένα mosfet έχουμε τέσσερα mosfet. Ο χειριστής μέσω του slider gain μπορεί να ρυθμίσει από -227.6 έως 1750 RPM την ταχύτητα εξόδου του κινητήρα. Σε αυτό το κύκλωμα οι παλμοί έναυσης των mosfet δεν είναι σταθεροί αλλά γίνεται σύγκριση στο relational operator και αν η συνθήκη που έχει οριστεί είναι αληθής τότε πηγαίνει παλμός στα mosfet1 και mosfet3 ή mosfet2 και mosfet4. Πριν το relational operator έχει προστεθεί ένας αφαιρέτης όπου αφαιρεί την ταχύτητα εξόδου με την ταχύτητα εισόδου. Όταν η διαφορά μεταξύ εισόδου και εξόδου είναι μεγαλύτερη από 0,9 rpm που τότε η συνθήκη είναι αληθής και το mosfet μπορεί να άγει. Όταν η διαφορά μεταξύ εισόδου και εξόδου είναι μικρότερη από 0,9 rpm που τότε η συνθήκη είναι ψευδής και το mosfet δεν μπορεί να άγει. Αυτό που καθορίζει το ποιο ζευγάρι mosfet είναι η πύλη not έτσι ώστε να άγουν ανά ζεύγη και όχι όλα μαζί.



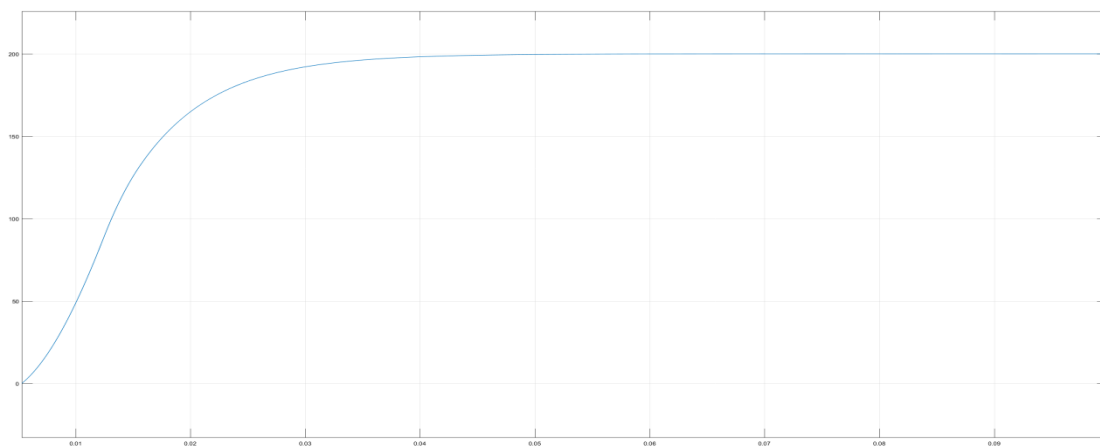
Σχήμα 8.15: Κύκλωμα 4 τεταρτημόρια



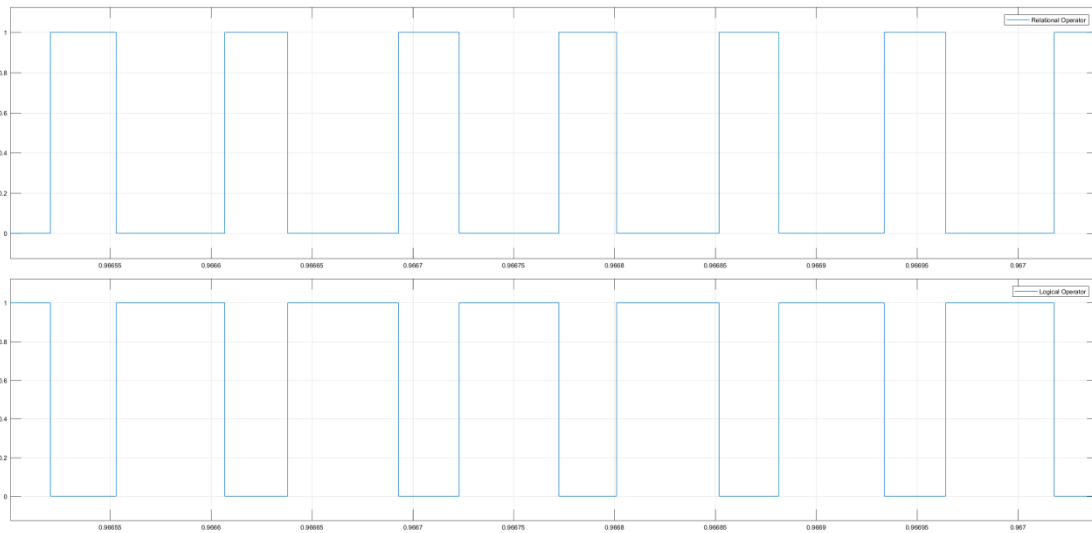
Σχήμα 8.16: Κυματομορφή Ρεύματος τυμπάνου



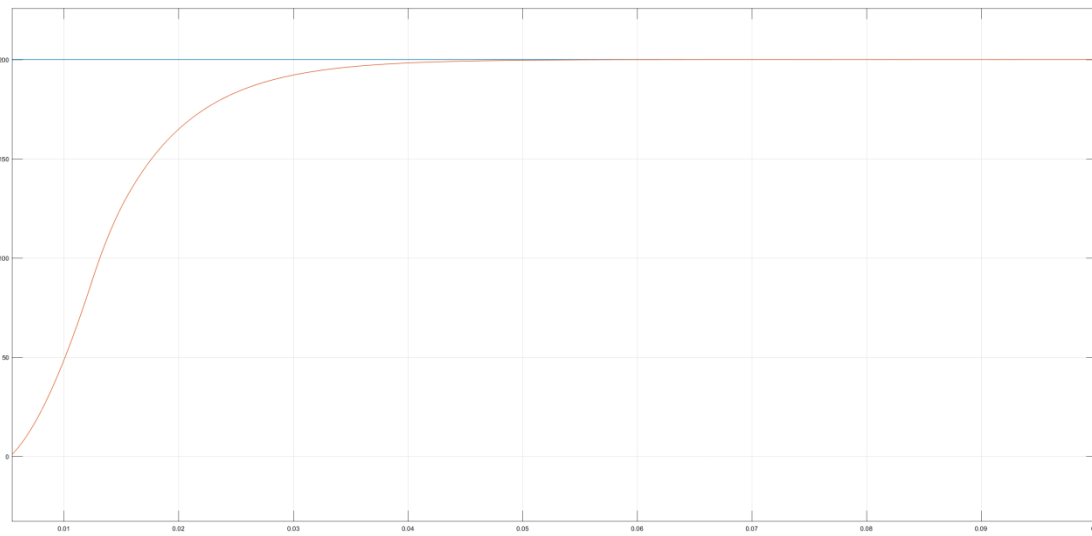
Σχήμα 8.17: Κυματομορφή Ροπής



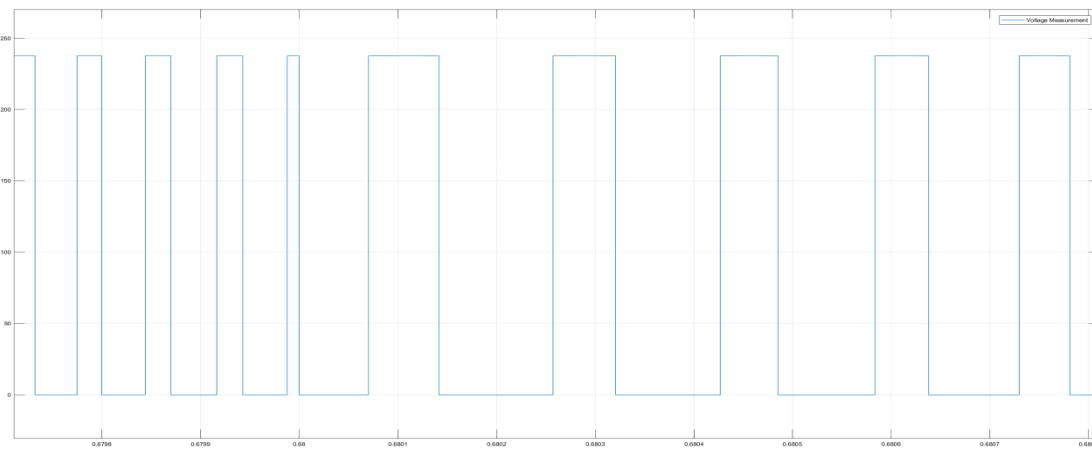
Σχήμα 8.18: Κυματομορφή στροφών



Σχήμα 8.19: Παλμοί έναυσης mosfet1&3 και mosfet 2&4



Σχήμα 8.20 : Σύγκριση στροφών εισόδου και εξόδου

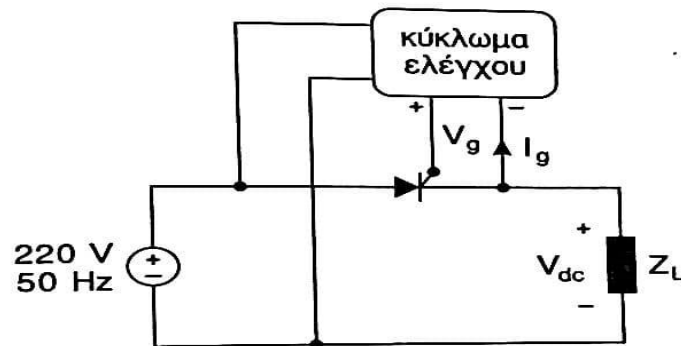


Σχήμα 8.21: Κυματομορφή τάσης τυμπάνου

ΚΕΦΑΛΑΙΟ 9
ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ
(ΓΕΝΝΗΤΡΙΑ ΕΛΕΓΧΟΥ ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΗΣ
ΓΕΦΥΡΑΣ THYRISTOR)

ΣΧΕΔΙΑΣΗ-ΑΝΑΛΥΣΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΕΝΑΥΣΗΣ ΘΥΡΙΣΤΟΡ ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΗΣ ΑΝΟΡΘΩΣΗΣ ΜΙΣΟΥ ΚΥΜΑΤΟΣ

Στο παράρτημα αυτό, θα σχεδιάσουμε το κύκλωμα ελέγχου για την εντολοδότηση του θυρίστορ μιας ελεγχόμενης μονοφασικής ανόρθωσης μισού κύματος, σχ.9.1.



Σχ. 9.1: Μονοφασική ελεγχόμενη ανόρθωση μισού κύματος

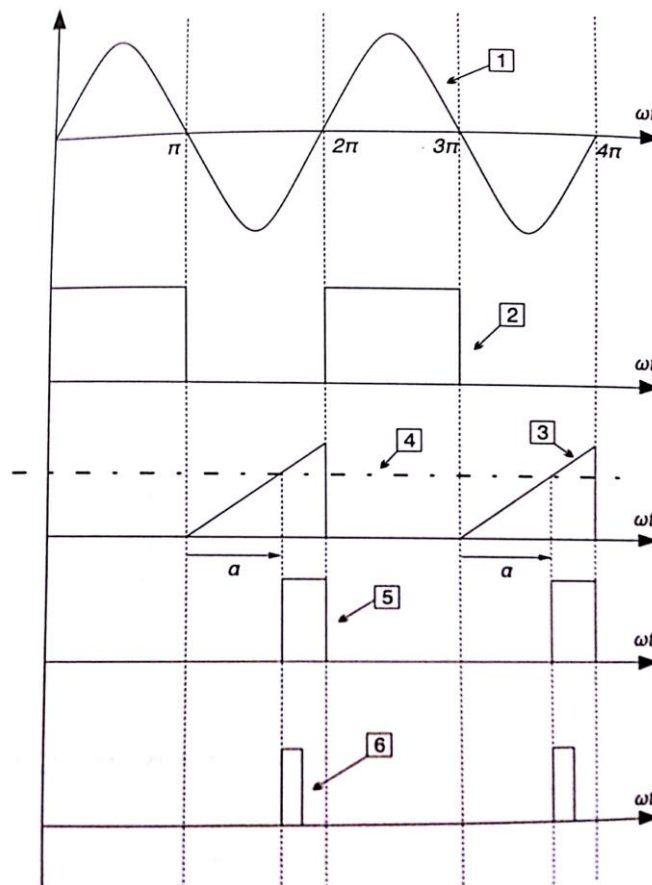
Αν και υπάρχουν πολλές τεχνικές για την κατασκευή του κυκλώματος ελέγχου, υπάρχουν μερικά χαρακτηριστικά τα οποία είναι κοινά. Όπως

- Για την παραγωγή των παλμών έναυσης, το κύκλωμα ελέγχου θα πρέπει να συγχρονιστεί με την εναλλασσόμενη τάση του δικτύου.
- Η γωνία έναυσης, θα πρέπει να μπορεί να μεταβάλλεται σε όλο το εύρος της ημιπεριόδου της τάσης του δικτύου. Δηλαδή, από $0^\circ \leq \alpha \leq 180^\circ$.
- Να υπάρχει γαλβανική απομόνωση, μεταξύ του κυκλώματος ελέγχου και του κυκλώματος ισχύος.
- Το κύκλωμα ελέγχου να λειτουργεί με χαμηλές τάσεις (συνεχείς ή εναλλασσόμενες), συνήθως μικρότερες των 25V.

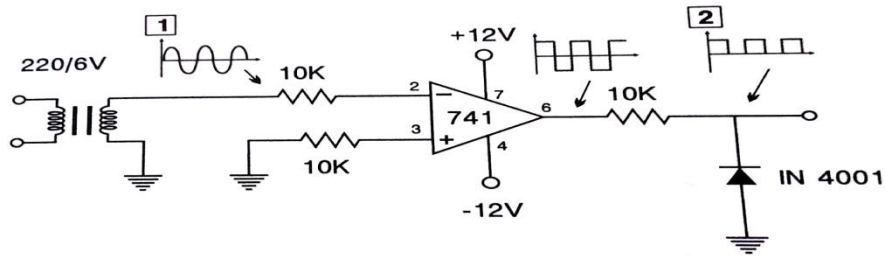
Λαμβάνοντας υπόψη τα παραπάνω, η λογική του κυκλώματος ελέγχου που θα αναπτύξουμε, δείχνεται στο σχ.9.2.

Η εναλλασσόμενη τάση του δικτύου (220V/50Hz), μέσω μετασχηματιστή υποβιβάζεται σε μέγεθος της τάξης των 6-12V (κυματομορφή 1 σχ.9.2) και εισέρχεται στο κύκλωμα ελέγχου. Ως αρχή μέτρησης των γωνιών έναυσης, λαμβάνουμε τα σημεία μηδενισμού της τάσης του δικτύου. Υπό αυτή την έννοια λέγοντας ότι, το κύκλωμα ελέγχου θα πρέπει να συγχρονιστεί με το δίτυο Ε.Ρ. εννοούμε ότι, θα πρέπει να "γνωρίζει" τα σημεία μηδενισμού της εναλλασσόμενης τάσης. Για το σκοπό αυτό, η κυματομορφή 1 του σχ.9.2, μετατρέπεται μέσω κατάλληλου κυκλώματος ανιχνευτή διέλευσης του μηδενός (zero-crossing detector) και ενός ψαλιδιστή τάσης, σε τετραγωνικό παλμό (κυματομορφή 2). Στη συνέχεια μέσω μιας βαθμίδας ολοκλήρωσης, ο τετραγωνικός παλμός (κυματομορφή 2) μετατρέπεται στην πριονωτή κυματομορφή 3. Από τη σύγκριση της προνωτής

κυματομορφής, με μια συνεχή τάση (κυματομορφή 4), η οποία μπορεί τιμή της πριονωτής κυματομορφής (σύμφωνα με το σχ.9.2), προκύπτει η γωνία έναυσης. Προφανώς, η γωνία έναυσης μπορεί να μεταβάλλεται από 0° έως και 180° , δηλαδή σε όλη την ημιπερίοδο της εναλλασσόμενης τάσης του δικτύου. Από τη σύγκριση των δύο προαναφερθέντων τάσεων, προκύπτει στην έξοδο του συγκριτή η κυματομορφή 5, της οποίας το πλάτος (σύμφωνα με το σχ.9.2) είναι μεταβαλλόμενο και άμεσα εξαρτώμενο από την τιμή της γωνίας έναυσης. Το θυρίστορ, για την πυροδότηση του απαιτεί στην πύλη ένα παλμό τάσης της τάξης των 1-3V και ένα αντίστοιχο ρεύμα της τάξης των 100-300mA. Η χρονική διάρκεια του παλμού έναυσης (η οποία κατά προτίμηση είναι σταθερή), μπορεί να είναι της τάξης των 0.1-0.5ms, για συχνότητα τροφοδοσίας 50Hz (δηλαδή ημιπερίοδο 10ms). Η επίτευξη παλμού έναυσης σταθερής διάρκειας (κυματομορφή 6), επιτυγχάνεται από την κυματομορφή 5, μέσω ενός πολυδονητή μιας βολής. Στη συνέχεια, επειδή ο παλμός αυτός προέρχεται από ένα ολοκληρωμένο κύκλωμα (στο οποίο το ρεύμα δεν μπορεί να είναι πρακτικά μεγαλύτερο από 20mA), ενισχύεται μέσω κατάλληλης διάταξης Darlington και μέσω μετασχηματιστή παλμών (για γαλβανική απομόνωση, οδηγείται στην πύλη του θυρίστορ. Με βάση λοιπόν τα παραπάνω, για τη μετατροπή της εναλλασσόμενης τάσης του δικτύου σε τετραγωνικό παλμό (από την κυματομορφή 1 στην κυματομορφή 2), χρησιμοποιείται το κύκλωμα του σχήματος 9.3.

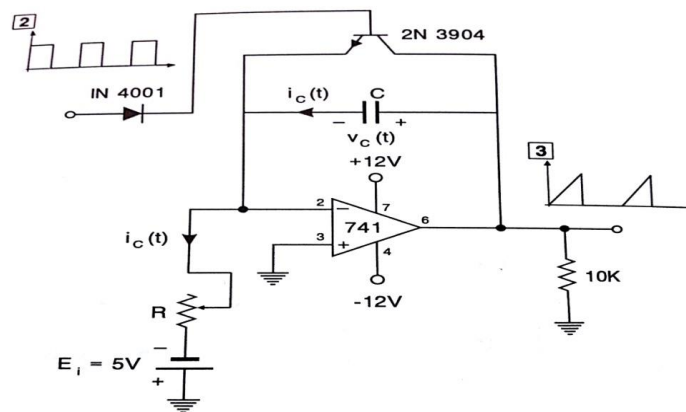


Σχ.9.2: Λογική κυκλώματος ελέγχου γωνίας έναυσης



Σχ.9.3: Βαθμίδες συγκριτή-ψαλιδιστή τάσης

Σύμφωνα με το σχ. 9.3, η εναλλασσόμενη τάση του δικτύου (220V/50Hz) , μέσω μετασχηματιστή υποβιβάζεται στα 6V και εισέρχεται στο κύκλωμα ελέγχου. Ο τελεστικός ενισχυτής λειτουργεί σε ανοιχτό βρόχο ως συγκριτής, μετατρέποντας την εναλλασσόμενη τάση σε συμμετρικό τετραγωνικό παλμό (πλάτους $\pm 11V$ περίπου). Στην έξοδο του τελεστικού ενισχυτή, παρεμβάλλεται ένα κύκλωμα ψαλιδιστή τάσης (αντίσταση 10K και δίοδος 1N 4001), το οποίο αποκόπτει τους αρνητικούς παλμούς. Η αντίσταση των 10K , μεταξύ της εξόδου του τελεστικού ενισχυτή (Τ.Ε.) και της ανάστροφα πολωμένης δίοδου, έχει ως στόχο τον περιορισμό του ρεύματος του Τ.Ε. στα διαστήματα αγωγής της δίοδου σε τιμές μικρότερες από το μέγιστο επιτρεπτό ρεύμα. Το επόμενο βήμα, σύμφωνα με το σχ.9.2, είναι η μετατροπή του τετραγωνικού παλμού (κυματομορφή 2) σε τριγωνικό (κυματομορφή 3). Αυτό επιτυγχάνεται με τη βαθμίδα ολοκλήρωσης του σχ.9.4. Σύμφωνα με το σχ.9.4, στο χρονικό διάστημα που η τάση στην είσοδο της βαθμίδας (κυματομορφή 2) και κατ' επέκταση η τάση στη βάση του τρανζίστορ είναι μηδενική, το τρανζίστορ είναι σε αποκοπή. Στο διάστημα αυτό, ο πυκνωτής C φορτίζεται μέσω της πηγής τάσης τάσης E_i με σταθερό ρεύμα $i_c=I$ (με τη φορά που δείχνεται στο σχ.9.4) και το οποίο δίνεται από τη σχέση



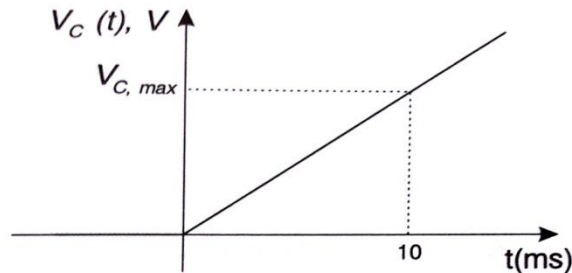
Σχ.9.4: Βαθμίδα μετατροπής της τετραγωνικής κυματομορφής σε τριγωνική

$$i_c(t) = I = \frac{E_i}{R} = C \frac{dv_c(t)}{dt} \quad (\text{Π5.1})$$

Αφού το ρεύμα είναι σταθερό, η τάση στα άκρα του πυκνωτή (η οποία ισούται με την τάση εξόδου της βαθμίδας ολοκλήρωσης), σύμφωνα με τη σχέση (Π5.1) είναι

$$V_c(t) = \frac{E_i}{RC} t \quad (\text{Π5.2})$$

Η κυματομορφή της τάσης στα άκρα του πυκνωτή, συναρτήσει του χρόνου, δείχνεται στο σχ.9.5.



Σχ.9.5: Χρονική μεταβολή της τάσης στα άκρα του πυκνωτή

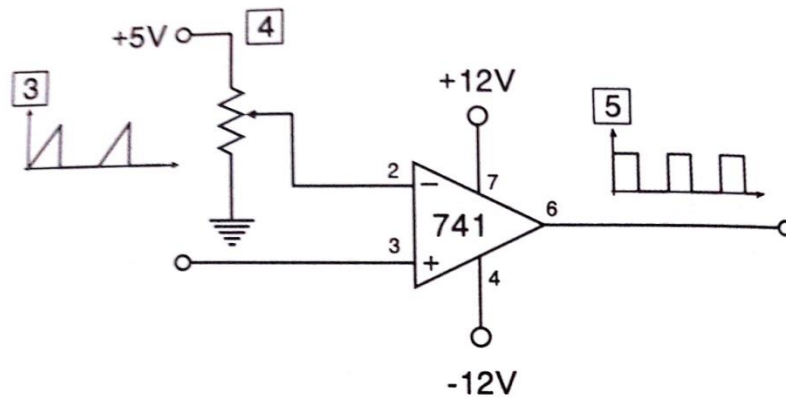
Έστω ότι θέλουμε η μέγιστη τιμή της κυματομορφής 3, να είναι

$$V_{C,max} = v_c(t + 10ms) = +5V$$

Σύμφωνα με την (Π5-5), για $E_i = +5V$ και $R = 100K$, η απαιτούμενη τιμή της χωρητικότητας C είναι

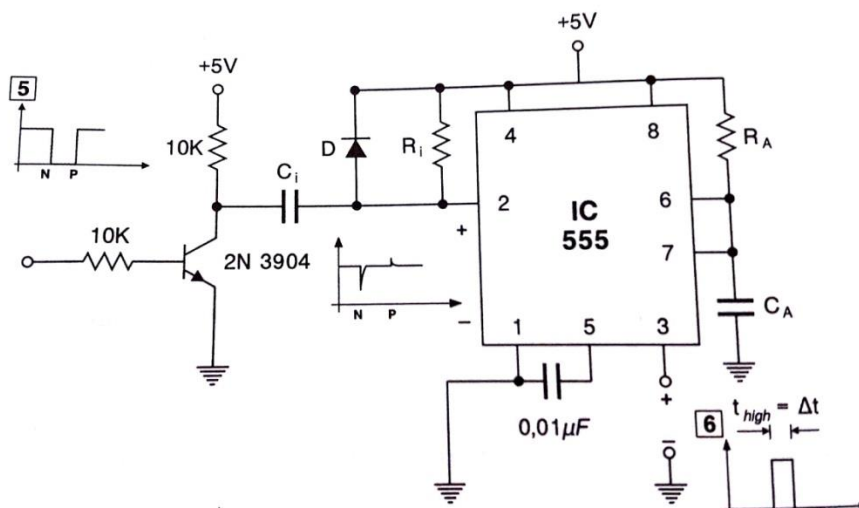
$$C = \frac{E_i t}{RCV_{C,max}} = \frac{5 * 10 * 10^{-3}}{10^2 * 5} = 100nF \quad (Π5.3)$$

Για την αντίσταση $R = 100K$, θα επιλέξουμε ένα τρίμμερ ακριβείας της τάξης των $150-200K$, έτσι ώστε να έχουμε τη δυνατότητα της ακριβούς ρύθμισης στην αντίστοιχη επιθυμητή τιμή των $100K$ και κατ' επέκταση και της $V_{C,max}$. Στο διάστημα τώρα που η είσοδος της βαθμίδας είναι θετική, το τρανζίστορ οδηγείται στον κορεσμό (κλειστός διακόπτης), με αποτέλεσμα το βραχυκύκλωμα του πυκνωτή και ως εκ τούτου την ταχεία (σχεδόν ακαριαία) εκφόρτιση του. Με βάση λοιπόν τα παραπάνω, η τάση στα άκρα του πυκνωτή (η οποία όπως προαναφέραμε είναι και τάση εξόδου της βαθμίδας), θα έχει τη μορφή της κυματομορφής 3, του σχ.9.2.



Σχ.9.6: Βαθμίδα σύγκρισης κυματομορφών 3 και 4

Στη συνέχεια, η γωνία έναυσης προκύπτει από τη σύγκριση της κυματομορφής 3 με την κυματομορφή 4. Δηλαδή με μια ρυθμιζόμενη (από $0-V_{C,max}$) DC τάση. Αυτό επιτυγχάνεται μέσω της βαθμίδας σύγκρισης του σχ. 9.6. Για ακριβή ρύθμιση της γωνίας έναυσης, το ποτενσιόμετρο των 10K του σχ.9.6, επιλέγεται να είναι ακριβείας, δηλαδή πολύστροφο (10 στροφών). Ο παλμός της κυματομορφής 5, είναι παλμός μεταβλητού πλάτους (εξαρτώμενο από την τιμή της DC τάσης). Για να οδηγηθεί στην πύλη του θυρίστορ, θα πρέπει να έχει σταθερό πλάτος της τάξης του 0.1-0.5ms. Για να επιτευχθεί αυτό, οδηγούμε την έξοδο της βαθμίδας του συγκριτή σε ένα μονοσταθί πολυδονητή μιας βολής (one-shoot multivibrator). Για τη λειτουργία του πολυδονητή, απαιτείται η κυματομορφή 5 να δοθεί στην είσοδό του ανεστραμμένη (μέσω ενός inverter), διότι σύμφωνα με το σχ.9.7, διεγείρεται στην κάθοδο του παλμού.



Σχ.9.7: παραγωγή παλμού έναυσης σταθερού πλάτους.

Το πλάτος του παλμού έναυσης, υπολογίζεται από τη σχέση

$$\Delta t = t_{high} = 1.1R_A C_A$$

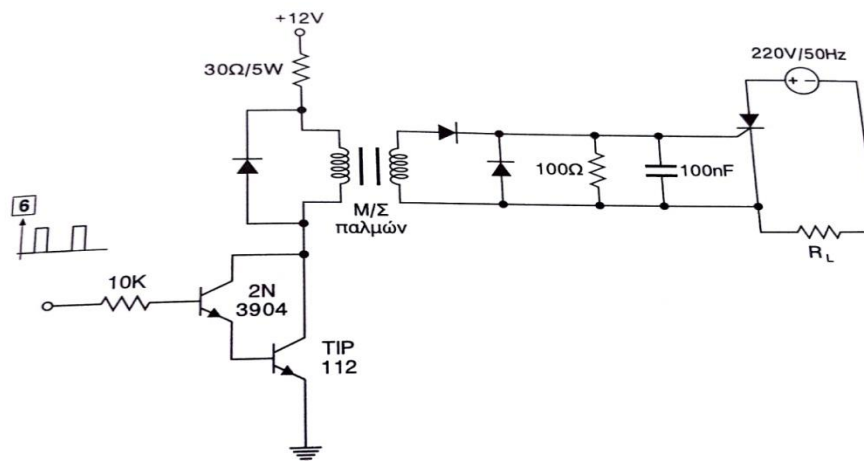
Για επιθυμητή διάρκεια του παλμού, έστω $\Delta t=0.1\text{ms}$ και έστω $R_A=10\text{K}$, σύμφωνα με την (Π5.4) προκύπτει ότι

$$C_A = \frac{\Delta t}{1.1R_A} = \frac{10^{-4}\text{s}}{1.1 \cdot 10^4 \Omega} = 10\text{nF} \quad (\text{Π5.5})$$

Οι τιμές των R_i, C_i , επιλέγονται έτσι ώστε η σταθερά χρόνου $\tau_i=R_i C_i$, να είναι τουλάχιστον 10 φορές μικρότερη της αντίστοιχης που ορίζεται από τα στοιχεία R_A, C_A . Επομένως εάν $\tau_i = 0.001\text{ms} = 10^{-6}\text{s}$ και έστω $R_1=10\text{K}$, θα είναι

$$C_i = \frac{\tau_i}{R_i} = \frac{10^{-6}}{10^4} = 0.1\text{ nF} \quad (\text{Π5.6})$$

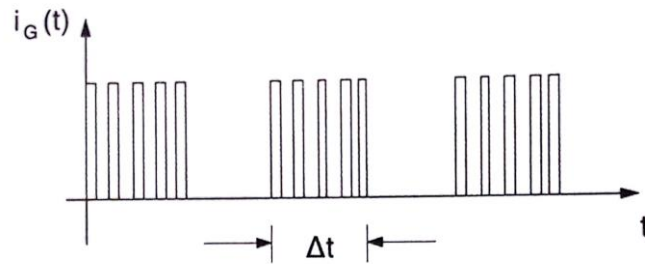
Η κυματομορφή 6, έχει τη μορφή του παλμού έναυσης, αλλά για να δοθεί στο θυρίστορ (το οποίο απαιτεί ένα ρεύμα I_G της τάξης έστω των 200mA), χρειάζεται ενίσχυση καθώς και γαλβανική απομόνωση. Αυτά επιτυγχάνονται μέσω των βαθμίδων του σχ.9.8.



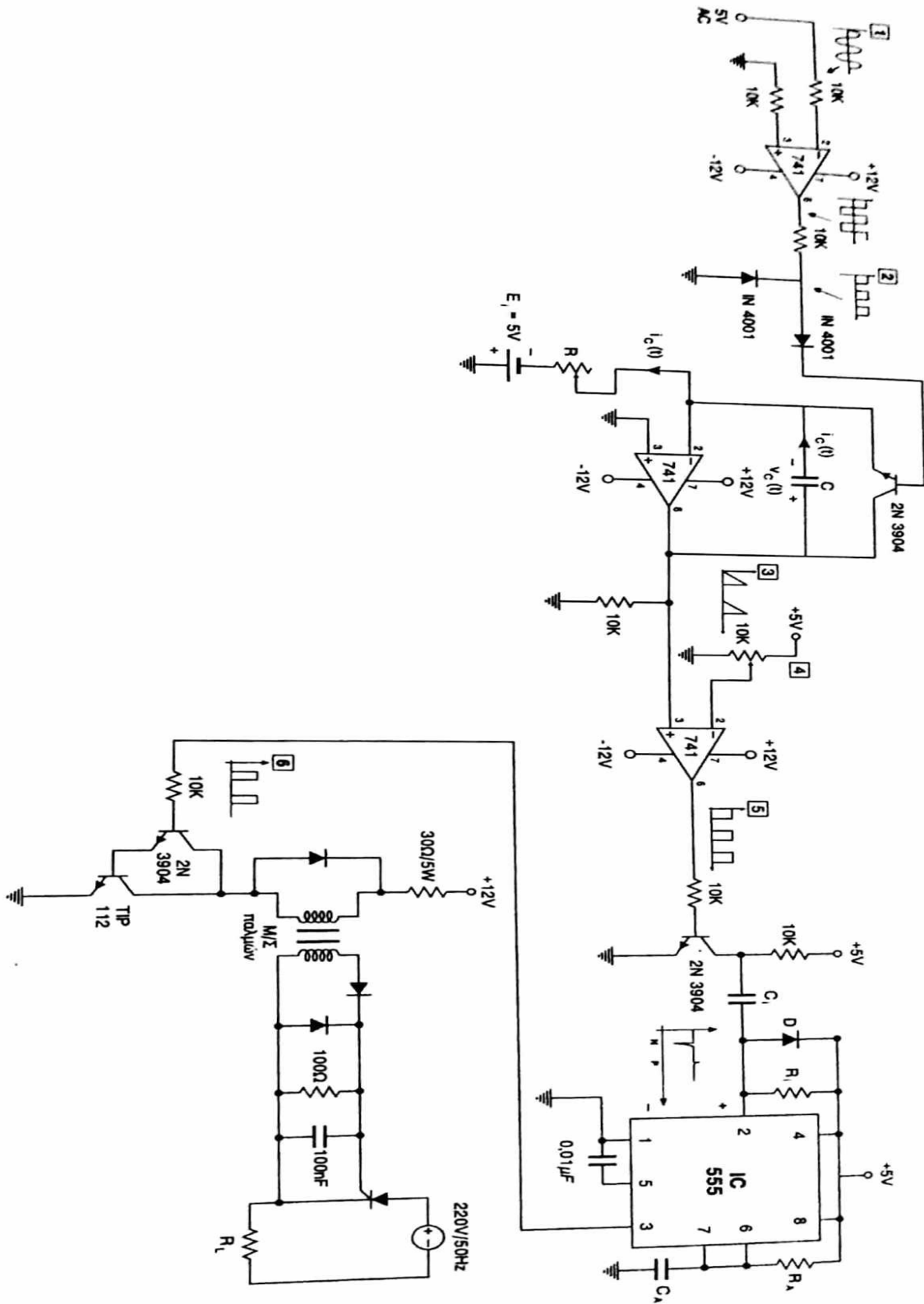
Σχ.9.8: κύκλωμα ενίσχυσης και γαλβανικής απομόνωσης του παλμού έναυσης

Σύμφωνα με το σχ.9.8, ο παλμός έναυσης από την έξοδο του μονοσταθίη πολυδονητή, οδηγείται σε μια διάταξη Darlington για την ενίσχυση του και στη συνέχεια μέσω ενός ειδικού τύπου μετασηματιστή (μετασηματιστής παλμών), για τη γαλβανική απομόνωση, οδηγείται στην πύλη του θυρίστορ. Για να μην υπάρξουν φαινόμενα κορεσμού στο Μ/Σ παλμών (επειδή το ρεύμα που

τον διαρρέει είναι μόνιμα θετικό-ανάλογο της κυματομορφής δ), συνηθίζεται στην πράξη να γίνεται μια διαμόρφωση του παλμού, σχ.9.9

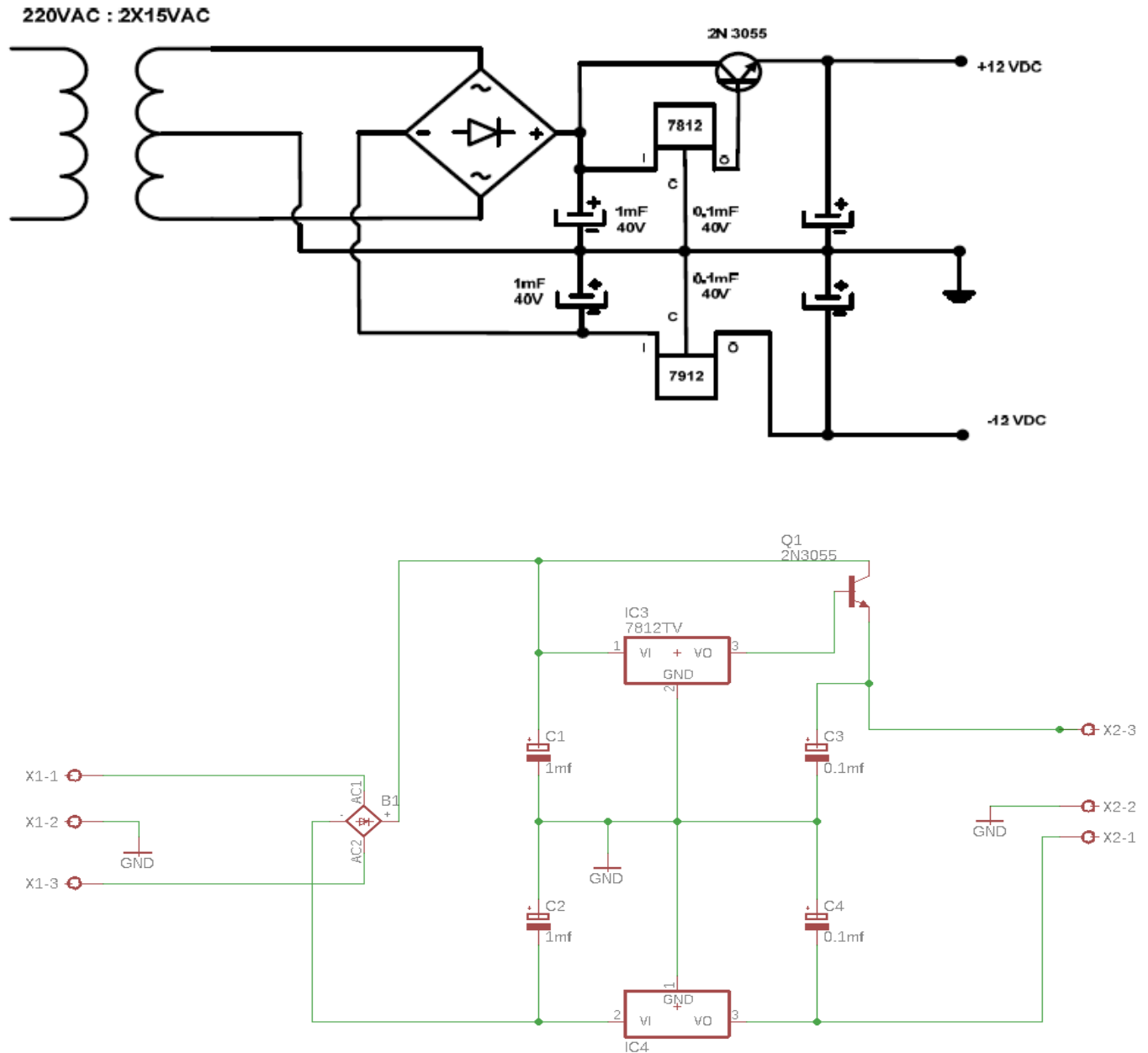


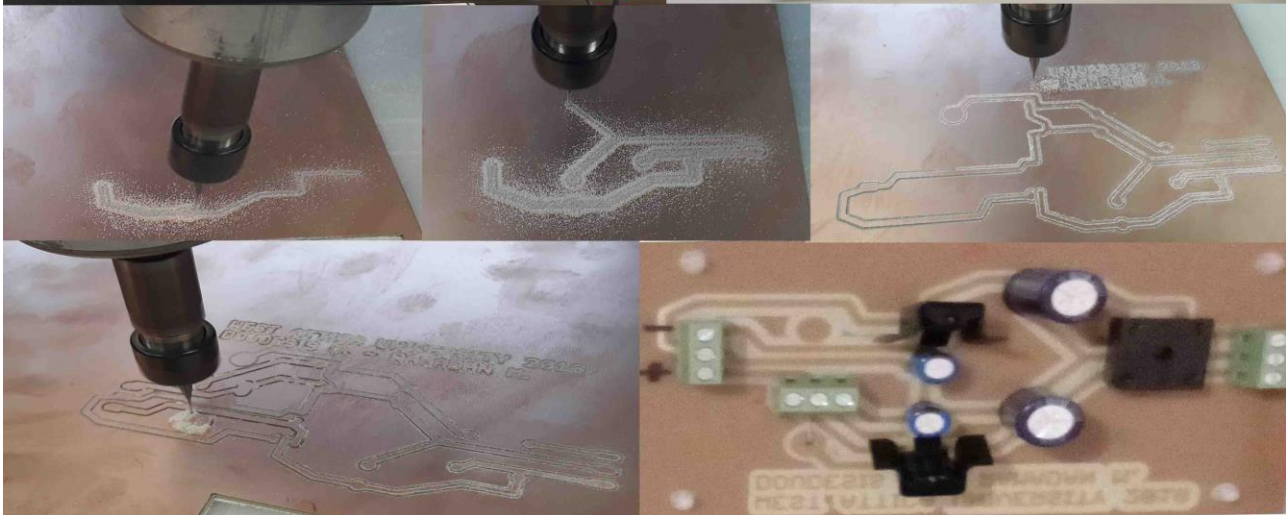
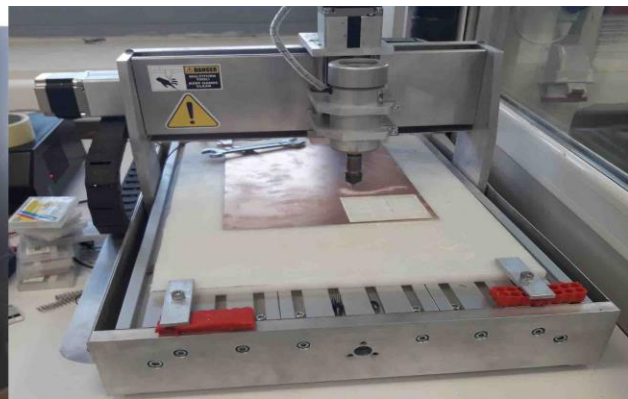
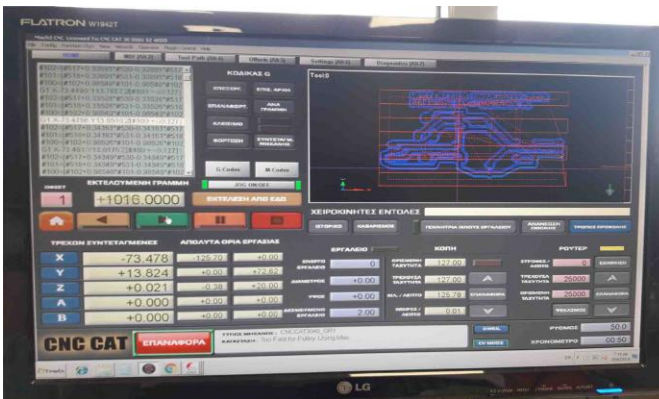
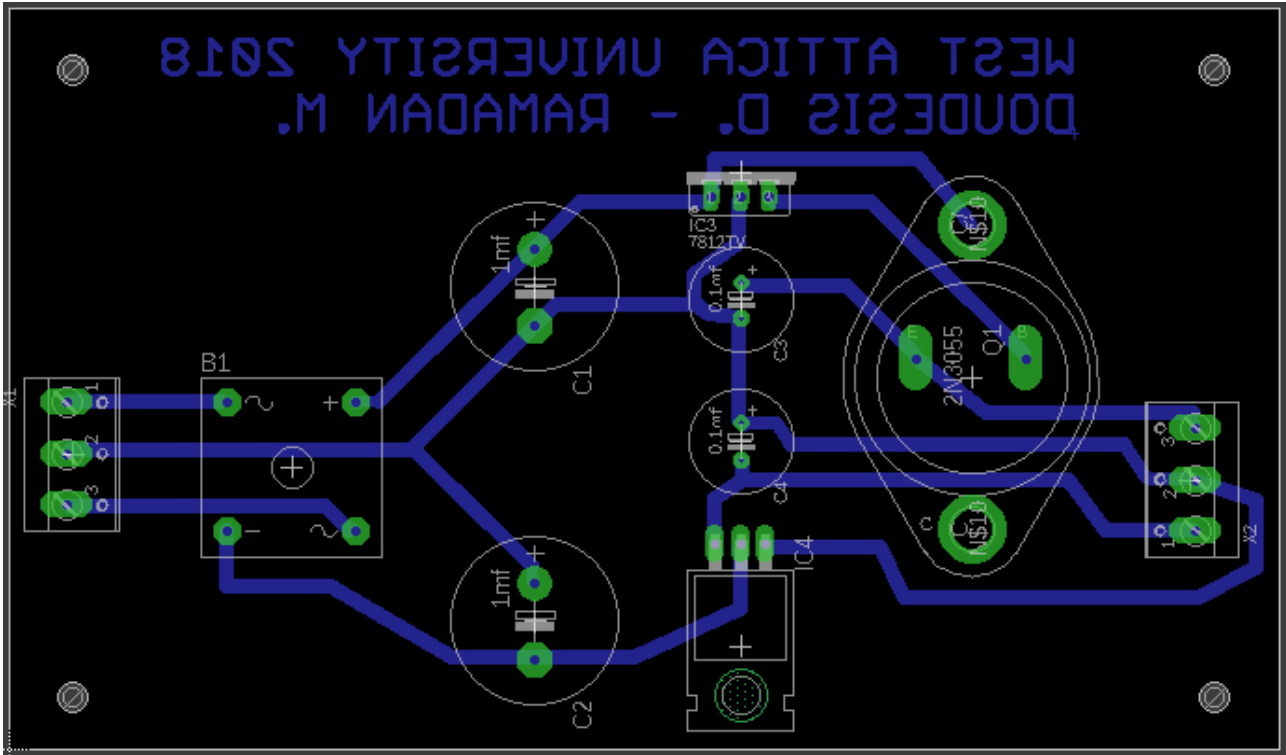
Σχ.9.9: Διαμόρφωση παλμών έναυσης του θυρίστορς έναυσης θυρίστορ μονοφ/ής ανόρθωσης μισού κύματος



ΣΧ.9.10. Ολοκληρωμένο κύκλωμα πυροδότησης μιας φάσης

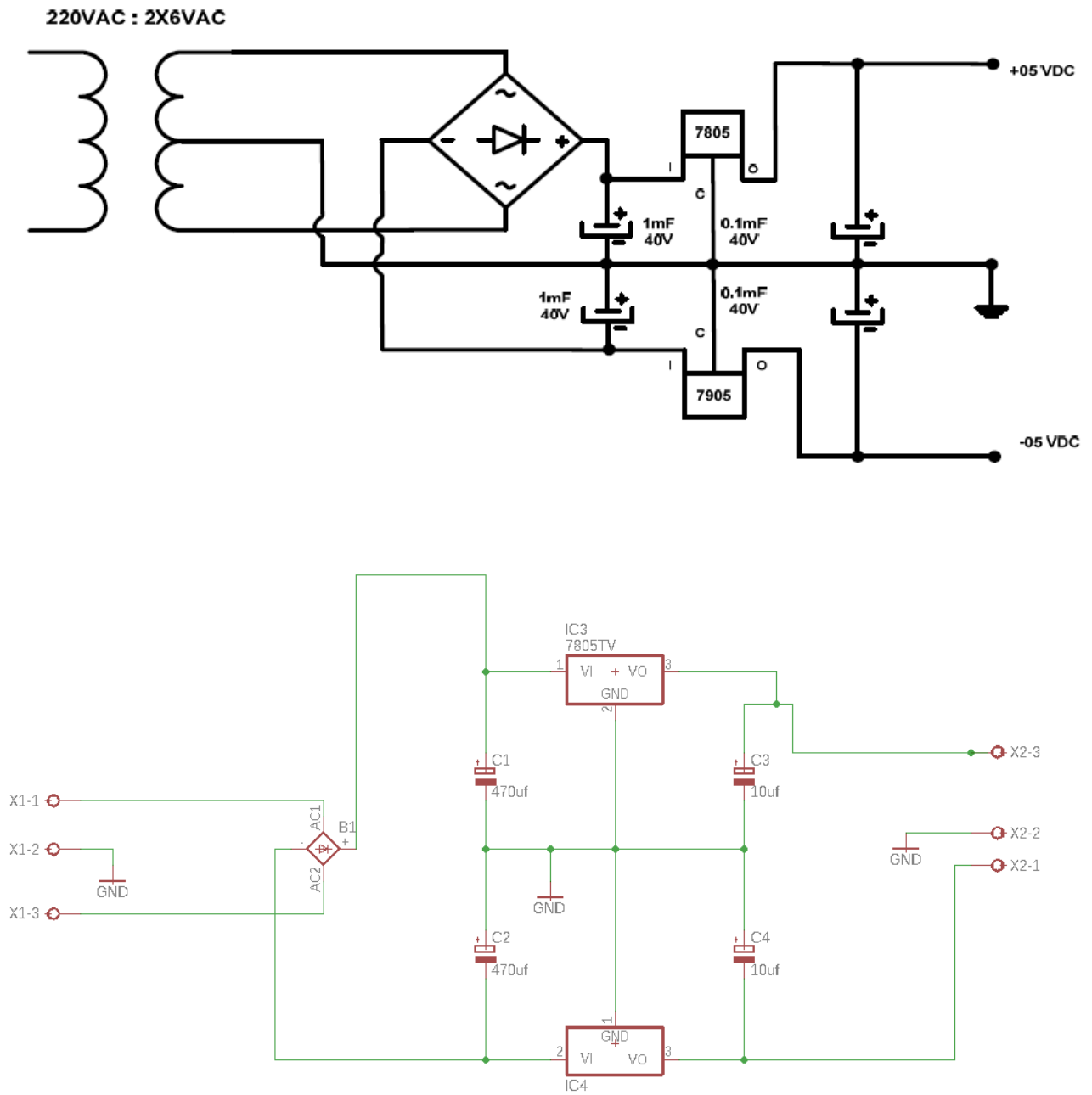
ΤΟ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟ ±12V DC

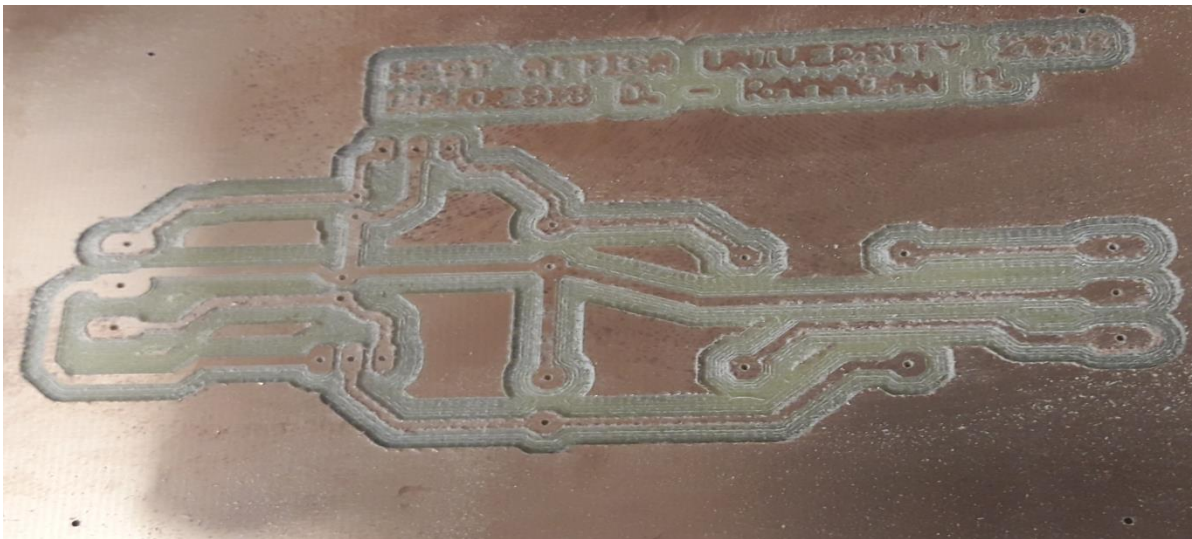




Τύπωση πλακέτας τροφοδοτικού με CNC.

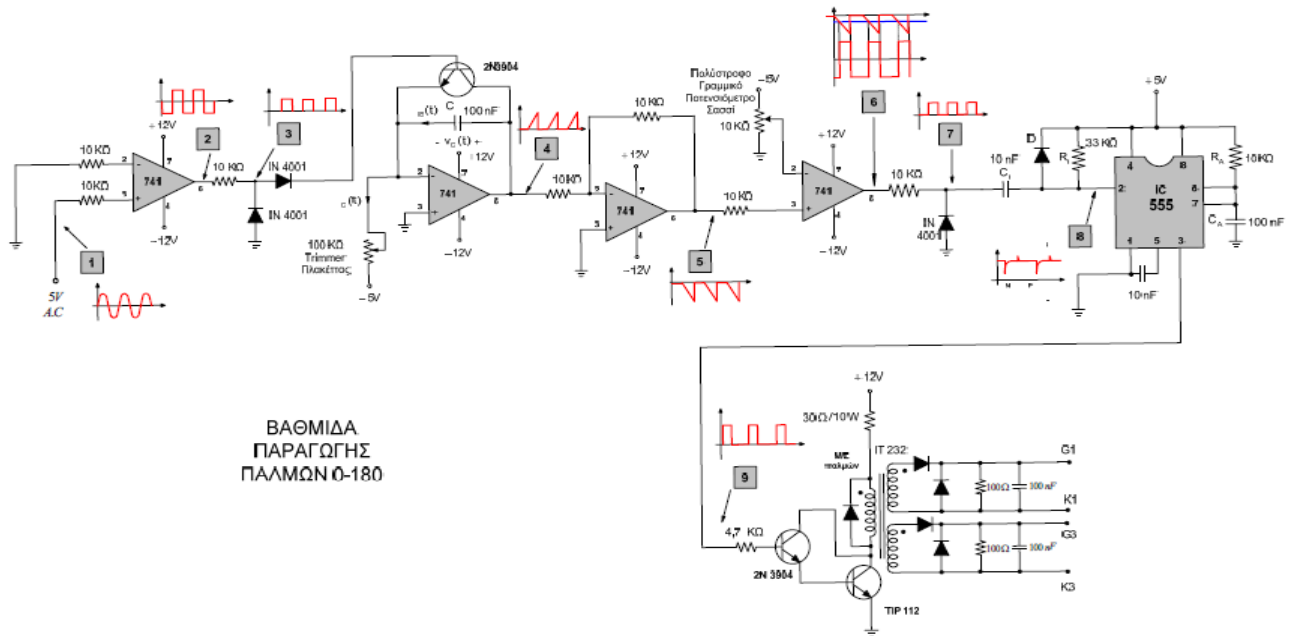
ΤΟ ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΟ ±5V DC





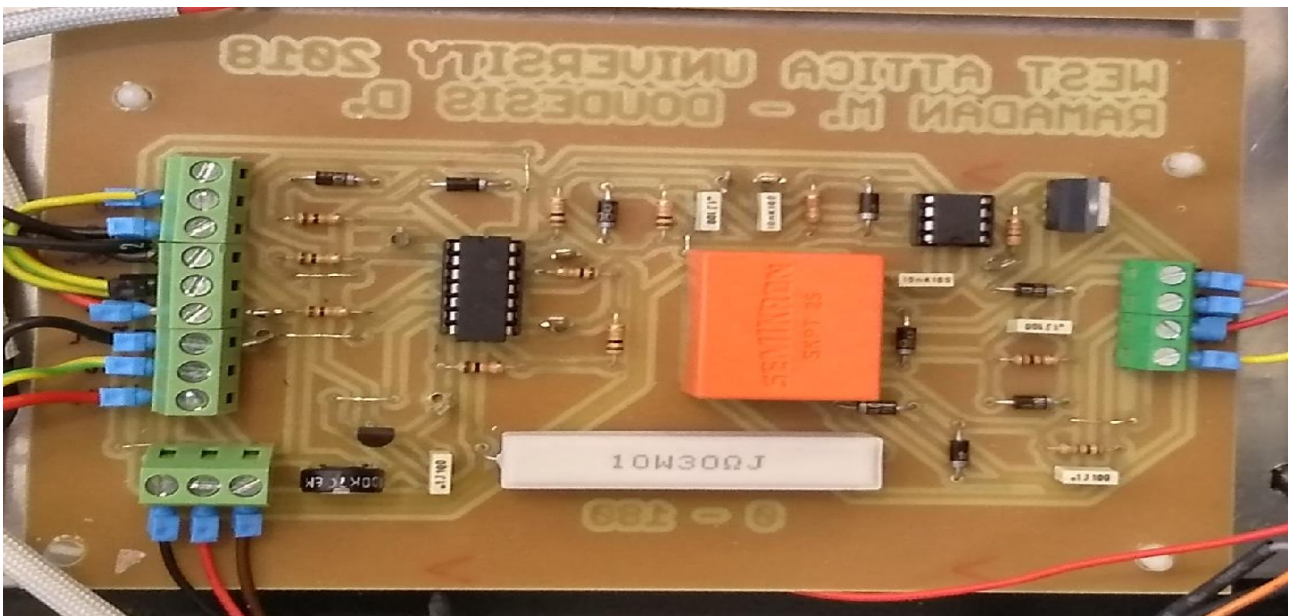
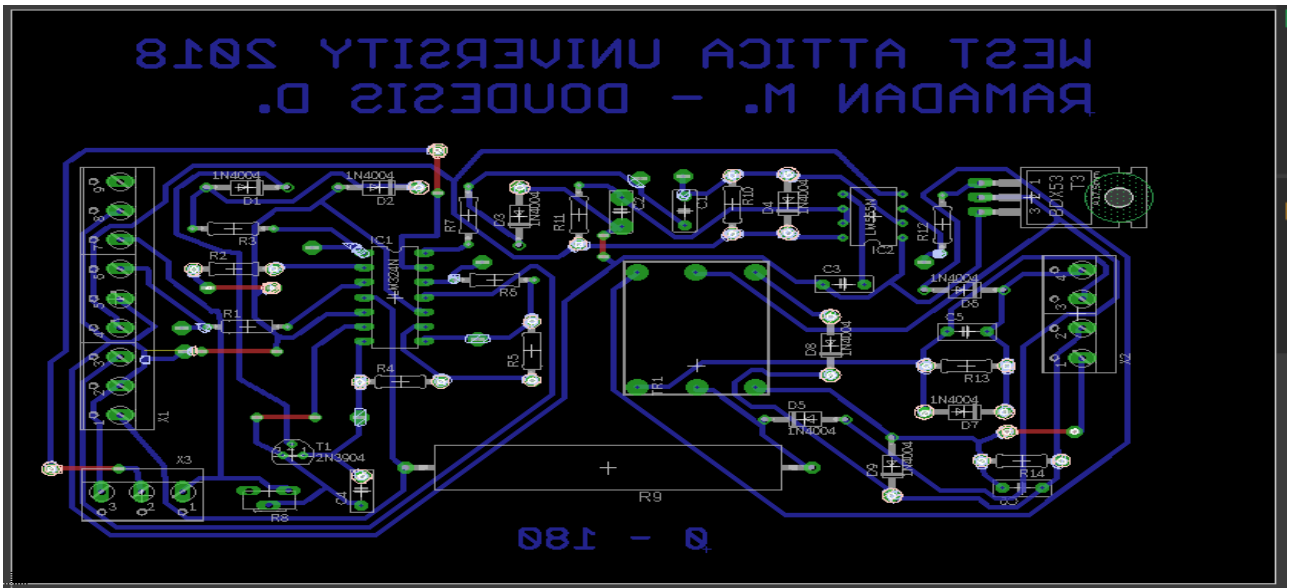
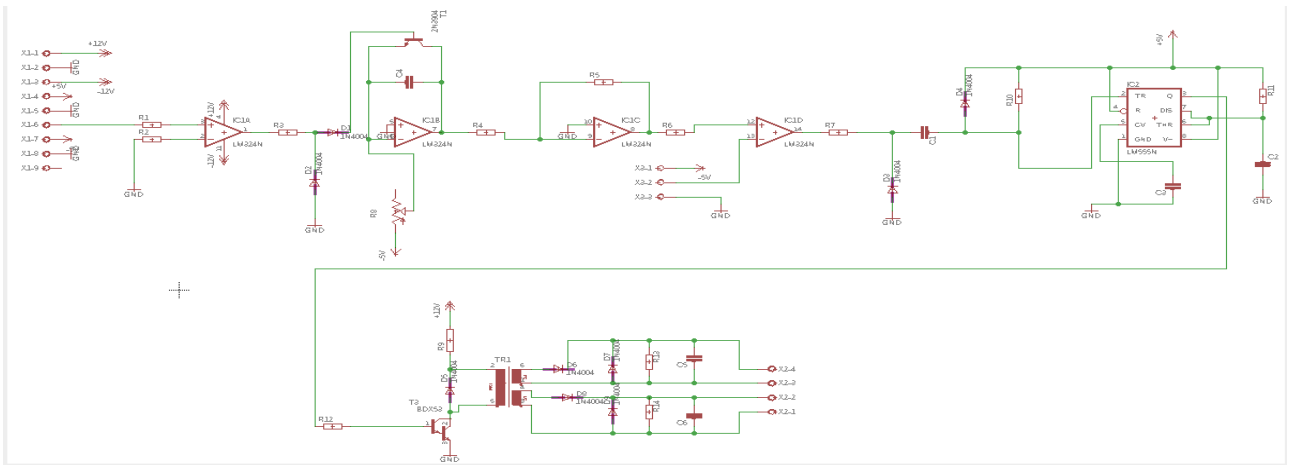


ΓΕΝΗΤΡΙΑ ΕΛΕΓΧΟΥ 0° - 180°

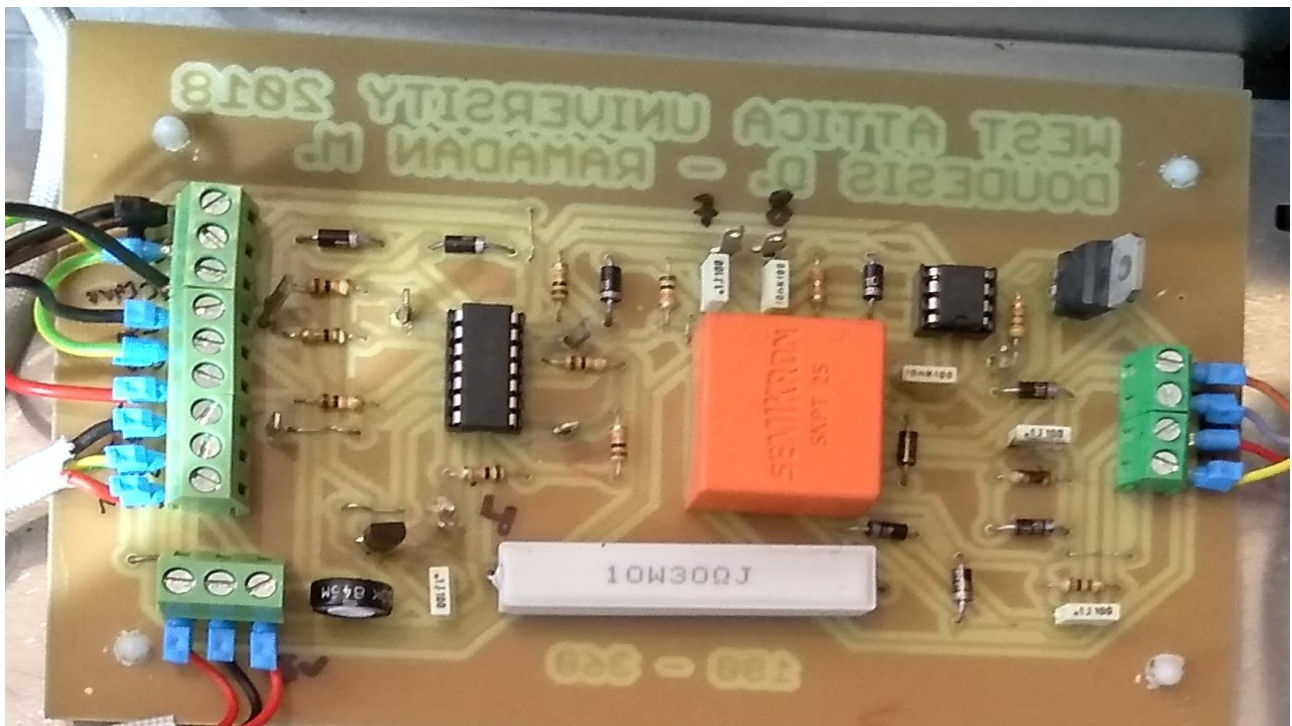
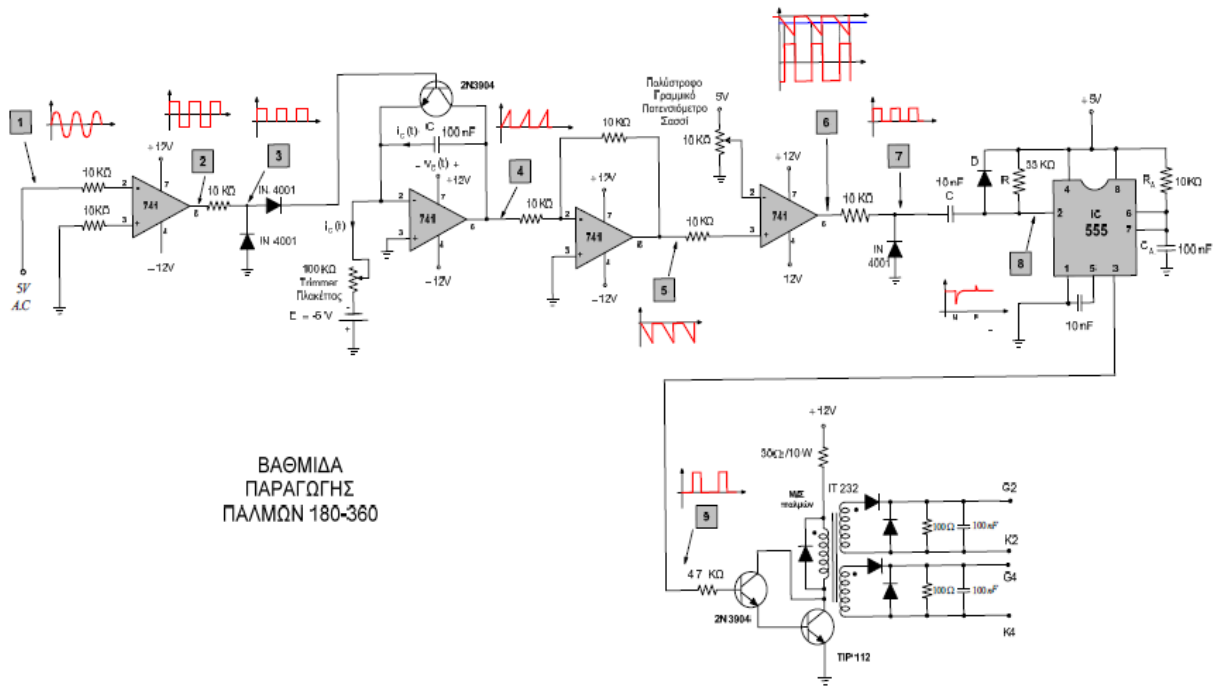


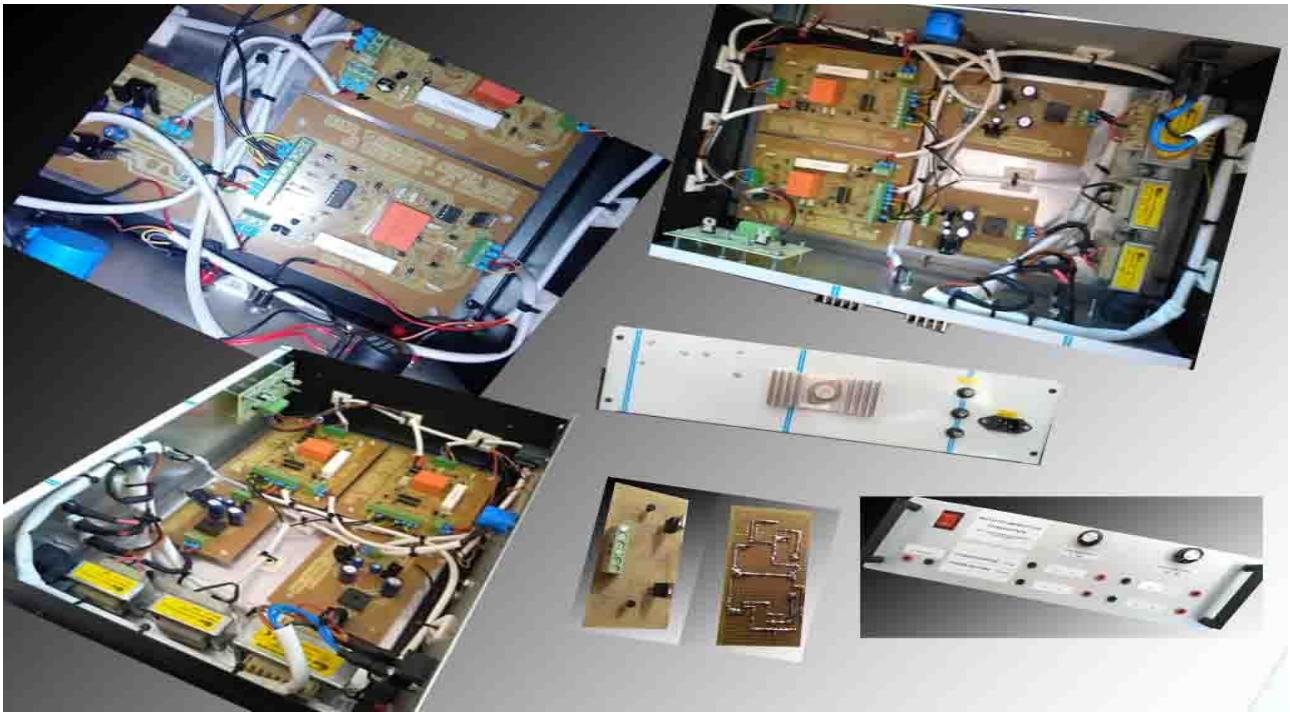
ΒΑΘΜΙΔΑ
ΠΑΡΑΓΩΓΗΣ
ΠΑΛΜΩΝ 0-180

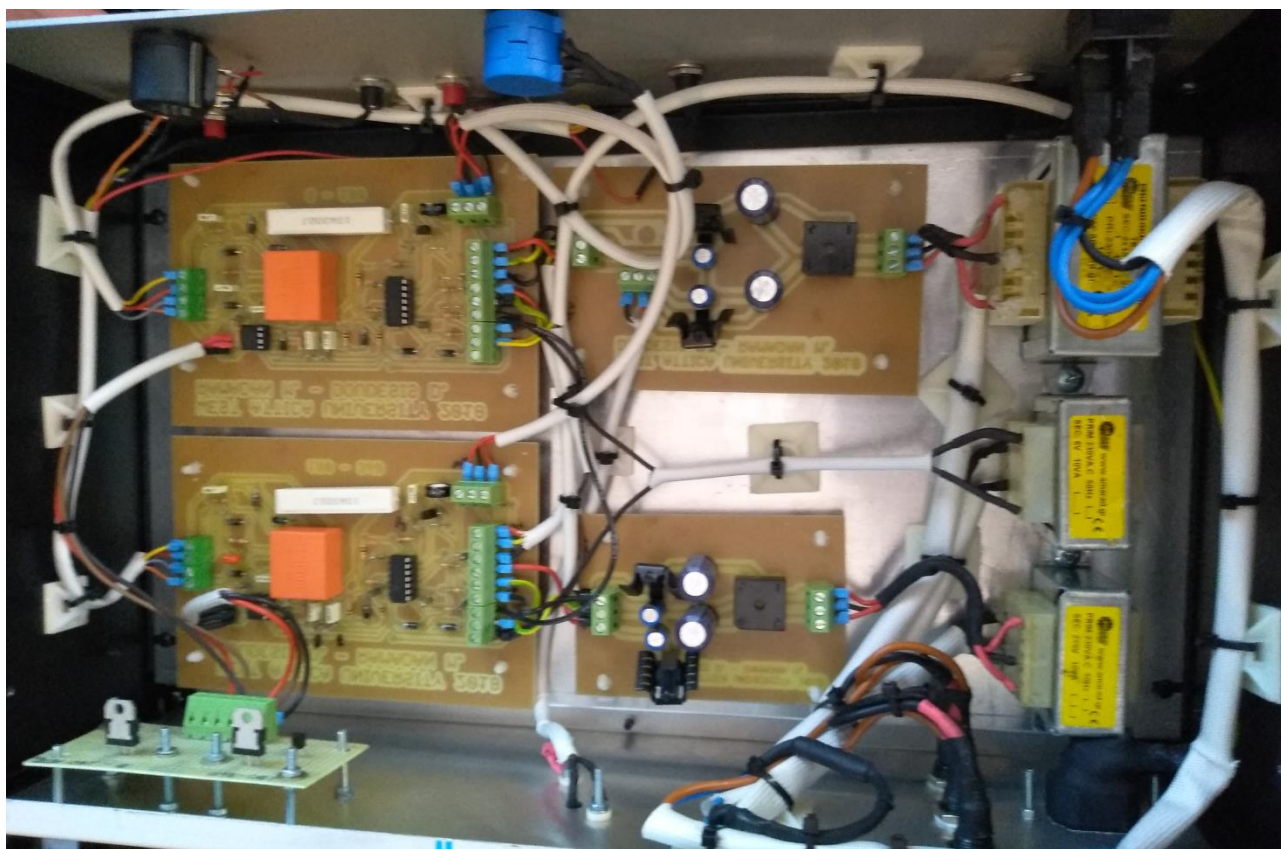
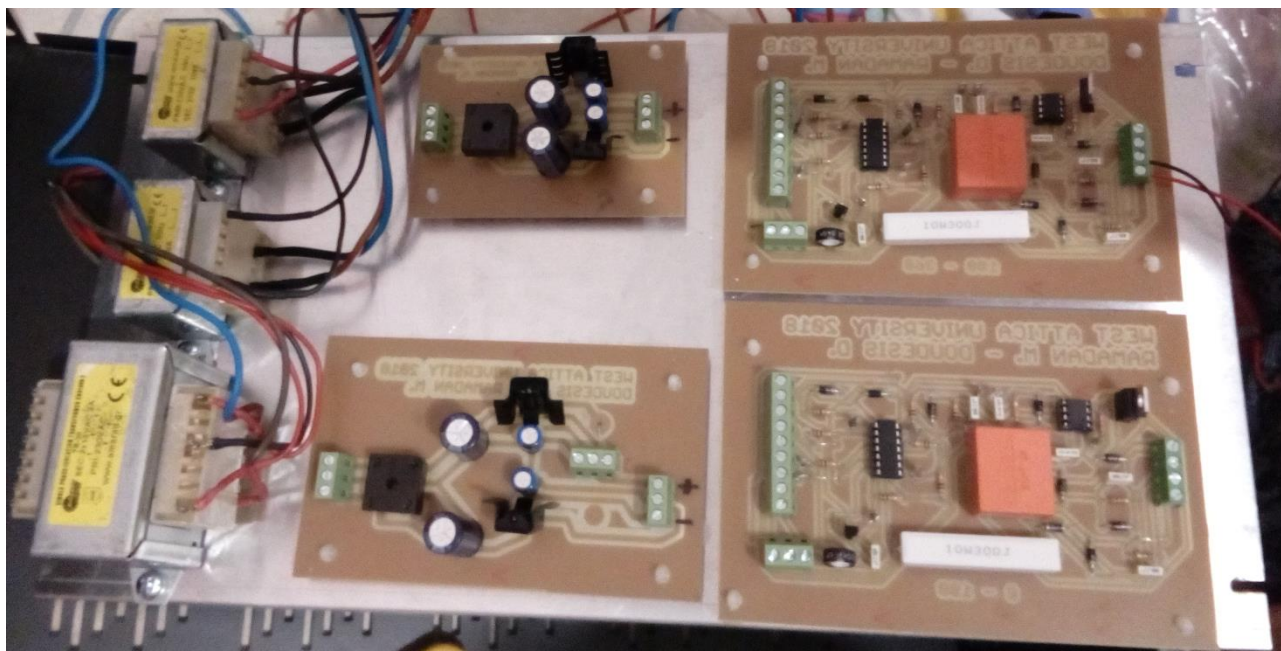
ΕΛΕΓΧΟΣ DC ΚΙΝΗΤΗΡΑ ΜΕΣΩ DC/DC ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΕΛΕΓΧΟΥ ΜΟΝΟΦΑΣΙΚΗΣ ΠΛΗΡΟΥΣ ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗΣ ΓΕΦΥΡΑΣ

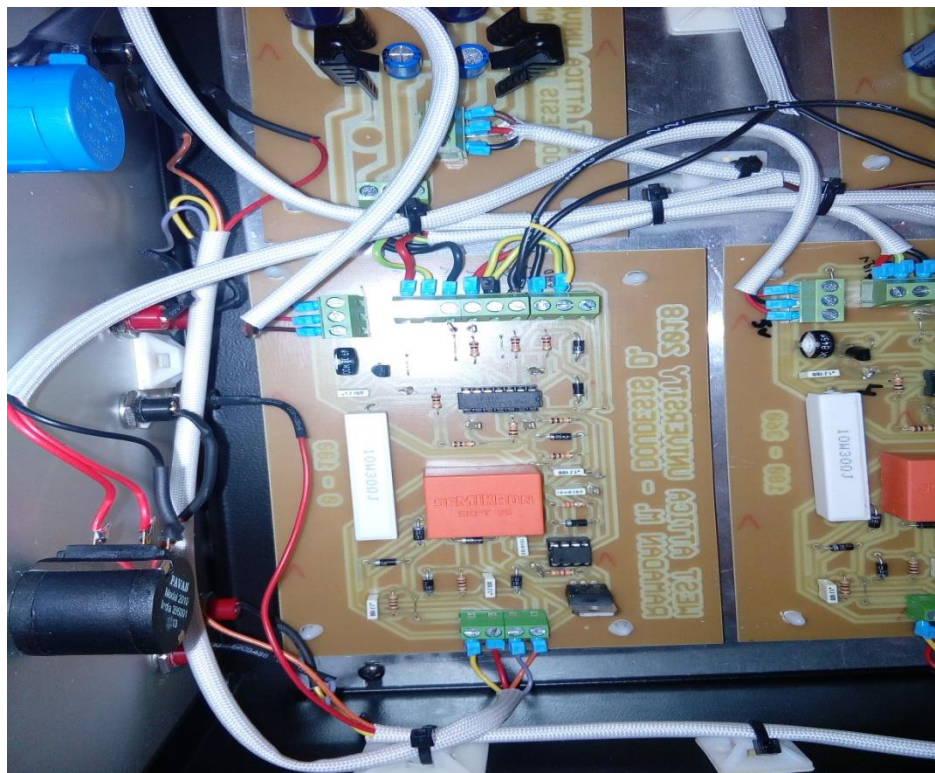
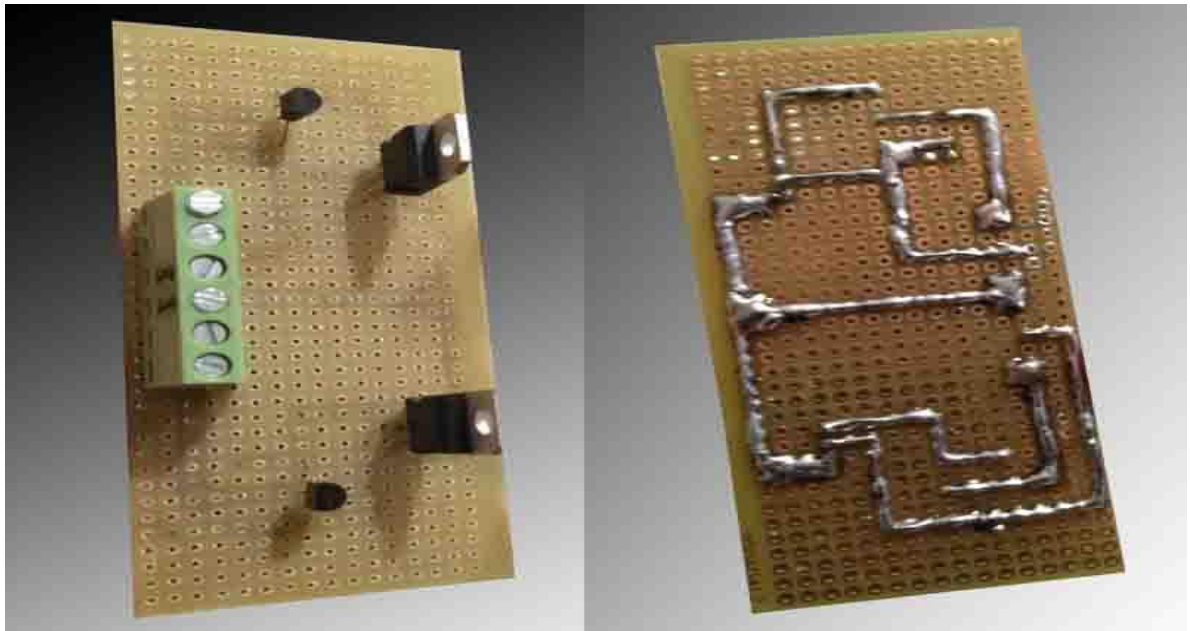


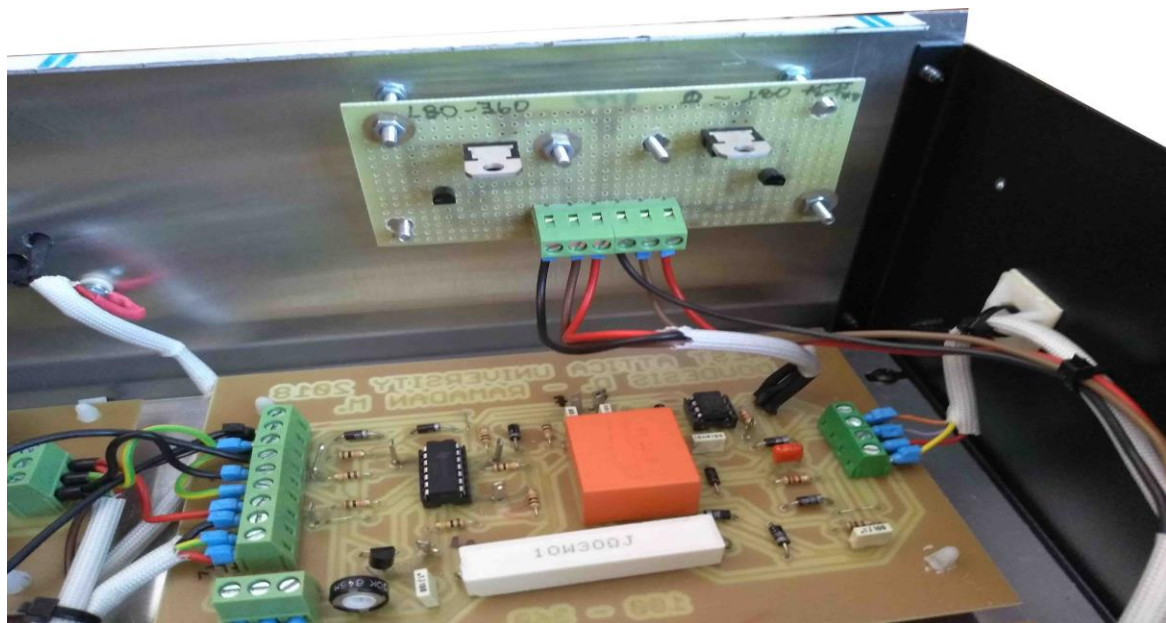
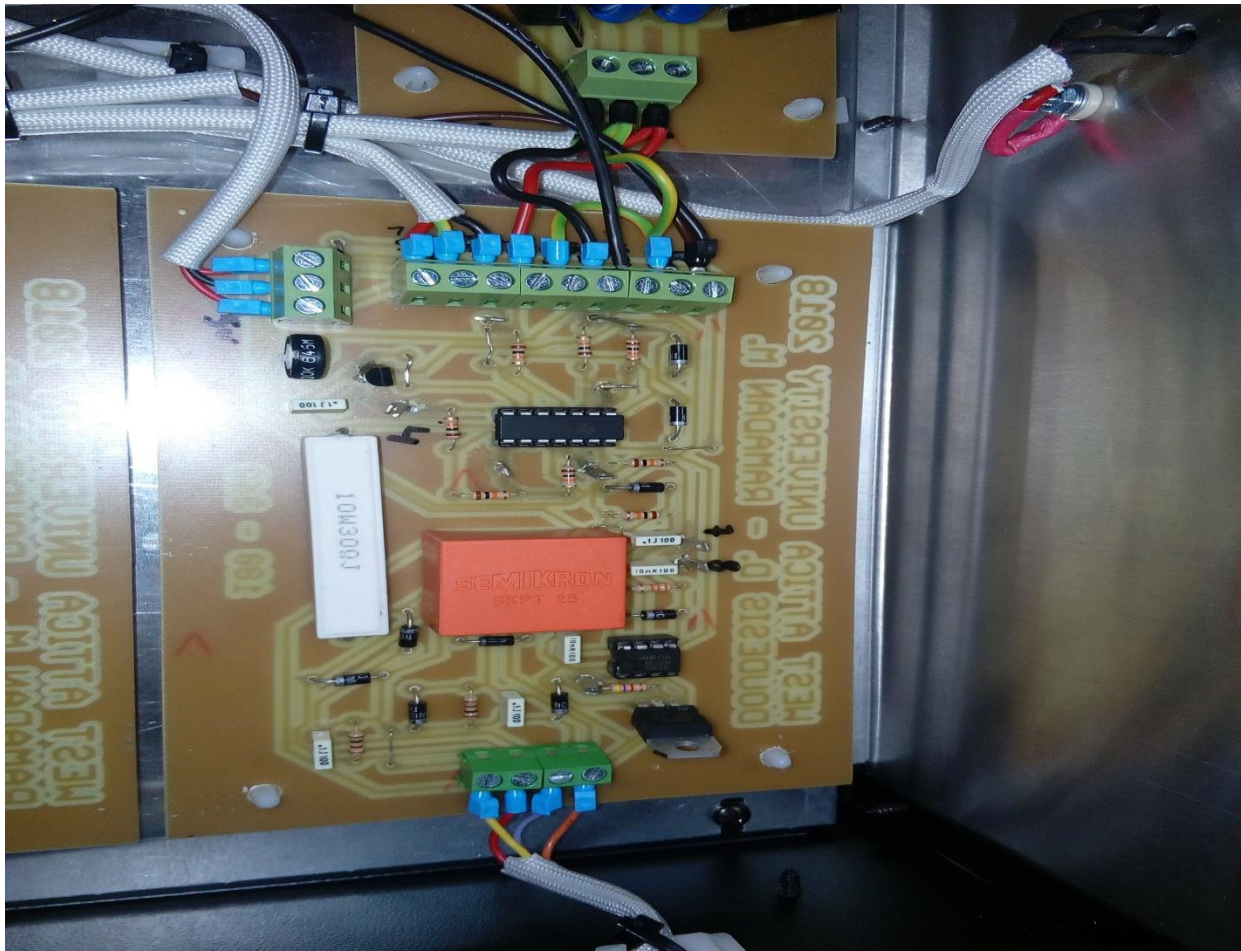
ΓΕΝΗΤΡΙΑ ΕΛΕΓΧΟΥ 180° - 360°



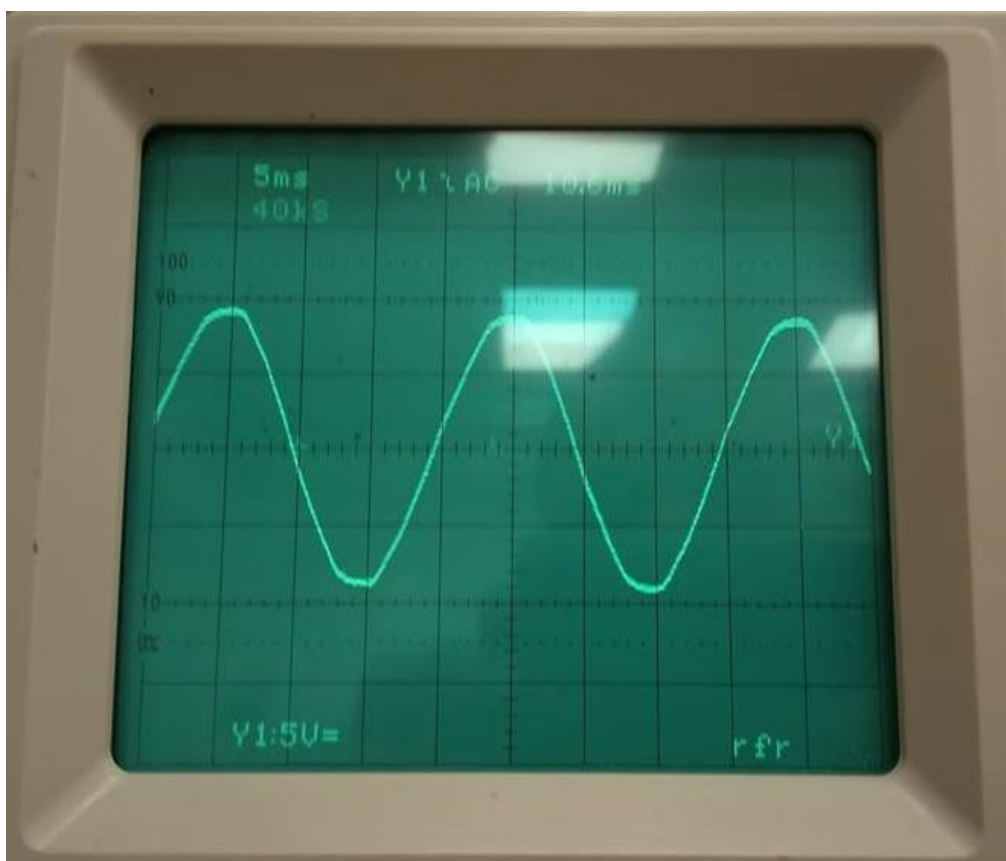




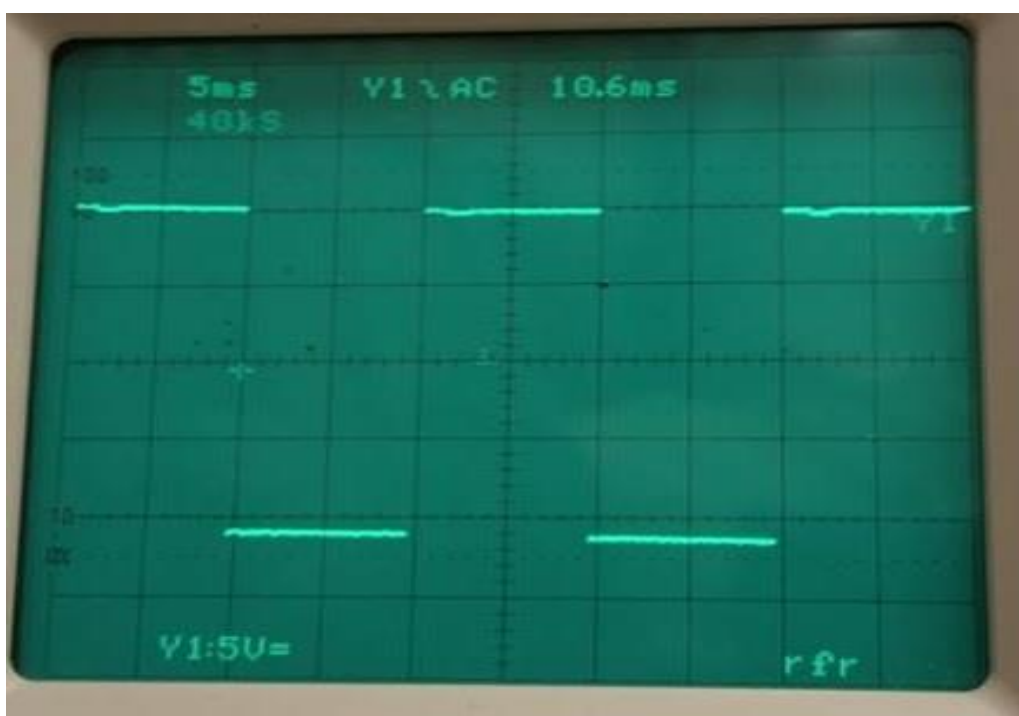




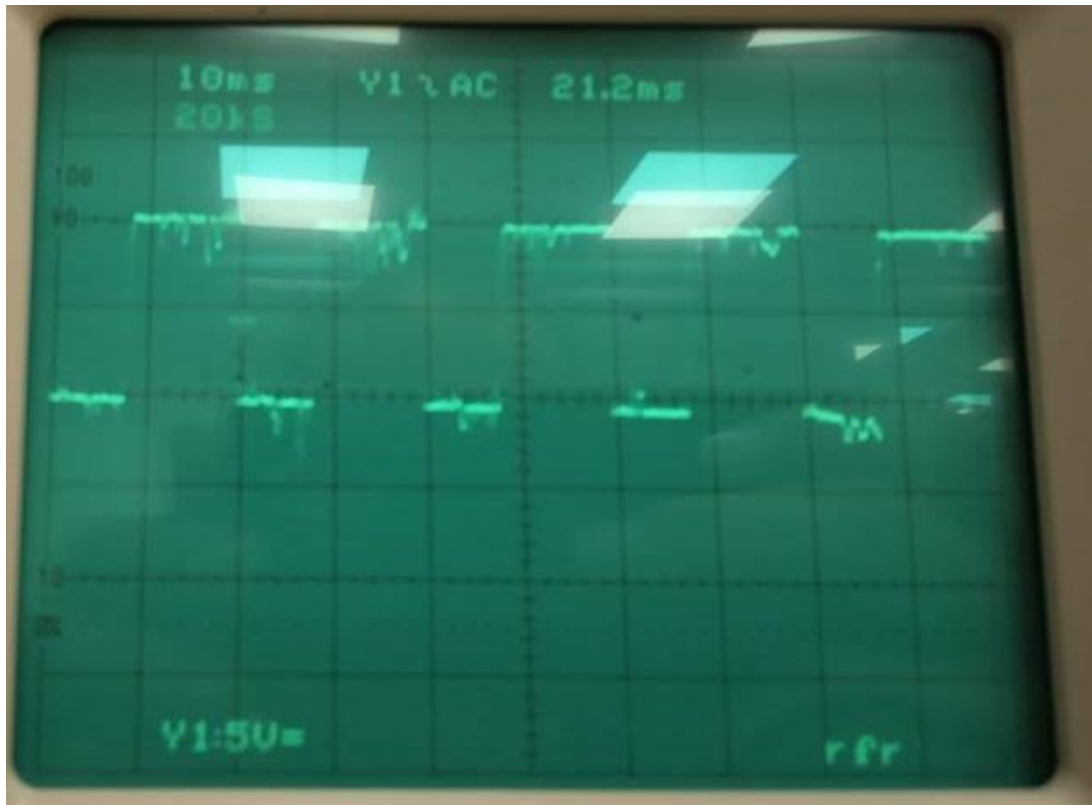
1. ΑC ΣΗΜΑ ΕΙΣΟΔΟΥ 5V



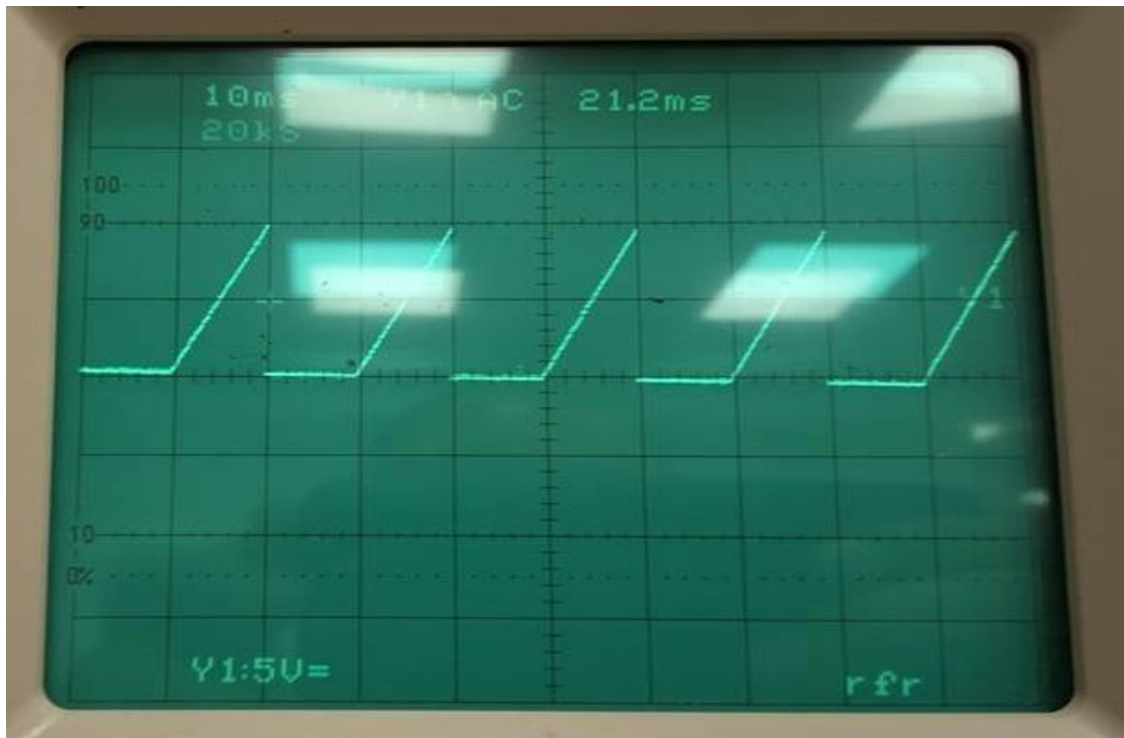
2. ΤΕΤΡΑΓΩΝΙΚΟΣ ΠΑΛΜΟΣ



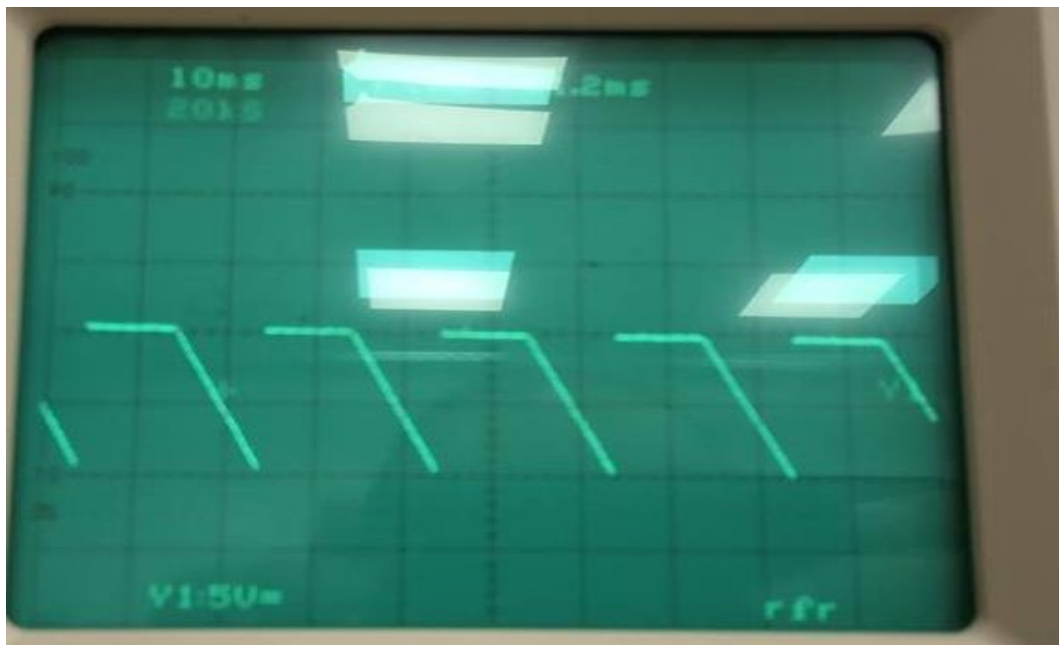
3. ΑΝΟΡΘΩΜΕΝΟΣ ΤΕΤΡΑΓΩΝΙΚΟΣ ΠΑΛΜΟΣ



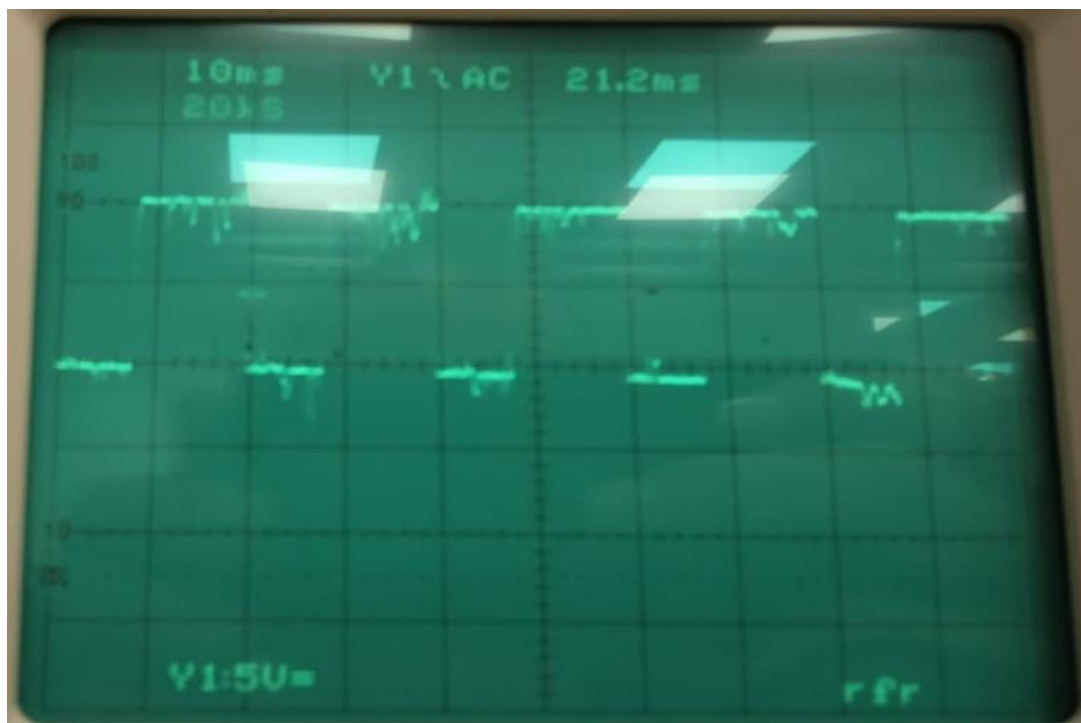
4. ΤΡΙΓΩΝΙΚΟΣ ΠΑΛΜΟΣ



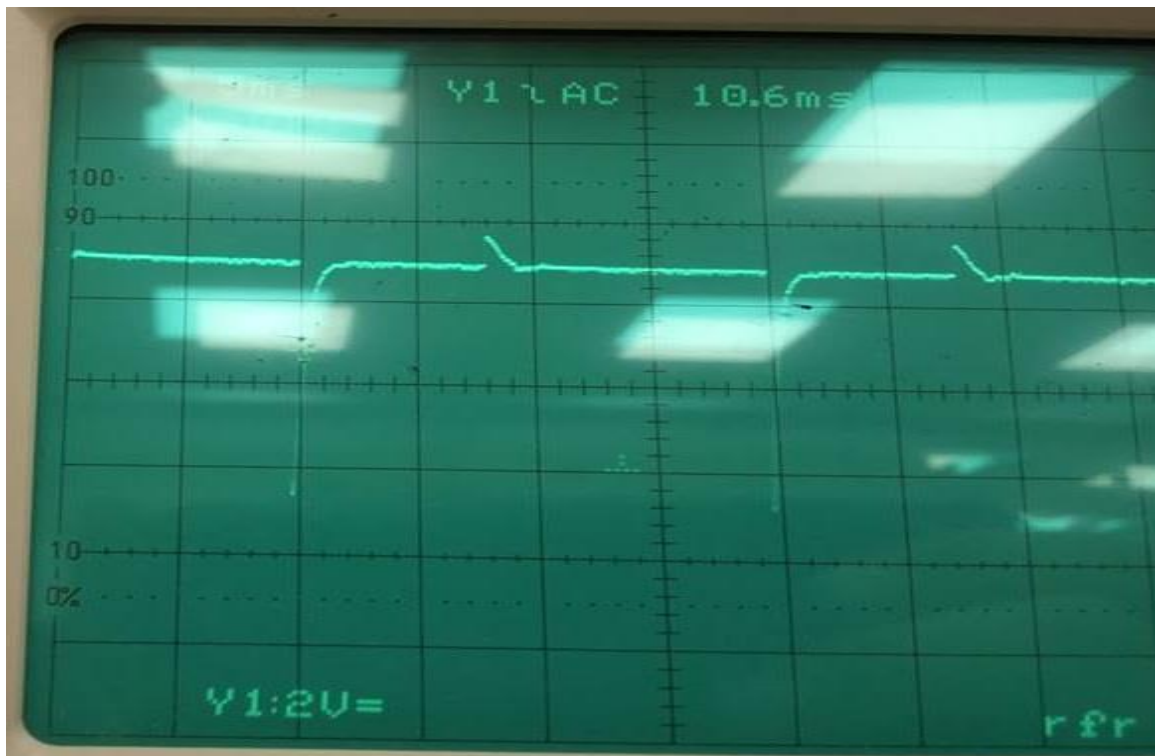
5.ΑΝΑΣΤΡΕΦΩΝ ΤΡΙΓΩΝΙΚΟΣ ΠΑΛΜΟΣ



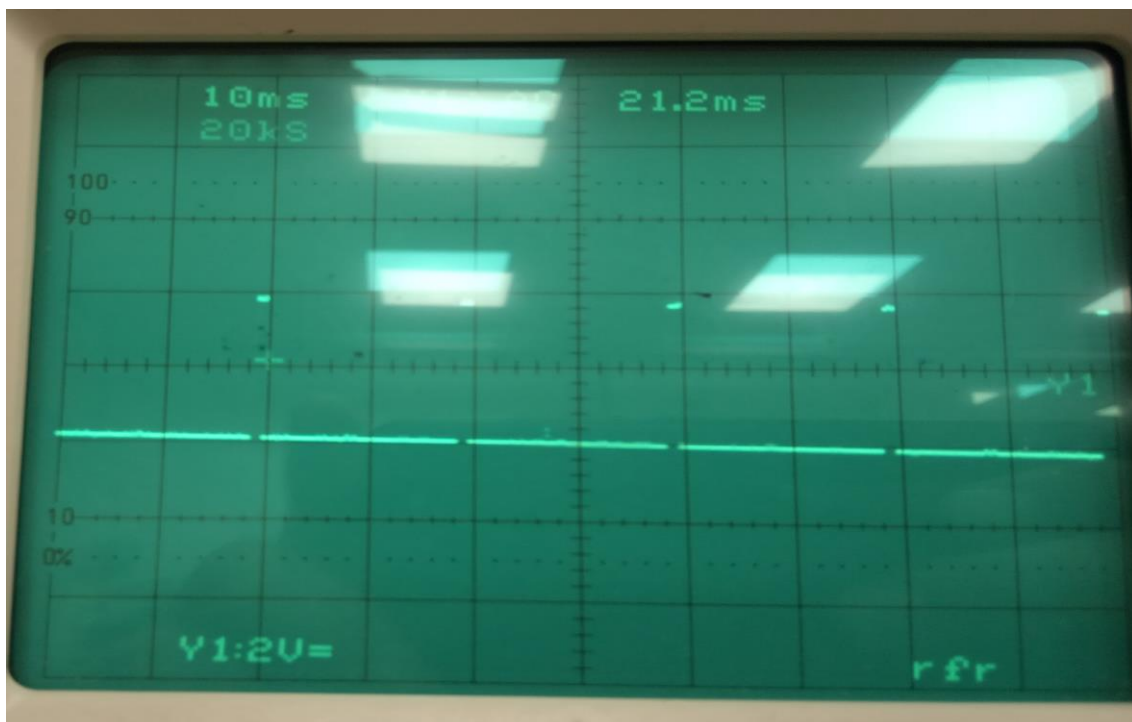
6.ΤΕΤΡΑΓΩΝΙΚΟΣ ΠΑΛΜΟΣ



7. ΠΑΛΜΟΣ ΣΤΩΝ ΧΡΟΝΙΣΤΗ (LM555)



8. ΕΞΟΔΟΣ ΠΑΛΜΟΥ



ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ:

1. ΠΑΝΤΕΛΗΣ Β.ΜΑΛΑΤΕΣΤΑΣ «ΗΛΕΚΤΡΙΚΕΣ ΜΗΧΑΝΕΣ»
2. ΠΑΝΤΕΛΗΣ Β.ΜΑΛΑΤΕΣΤΑΣ «ΗΛΕΚΤΡΙΚΗ ΚΙΝΗΣΗ»
3. ΠΑΝΤΕΛΗΣ Β.ΜΑΛΑΤΕΣΤΑΣ ΚΑΙ ΗΡΑΚΛΗΣ ΑΘ.ΒΥΛΛΙΩΤΗΣ «ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΑΚΕΣ ΑΣΚΗΣΕΙΣ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ»
4. ΠΑΝΤΕΛΗΣ Β.ΜΑΛΑΤΕΣΤΑΣ ΚΑΙ ΗΡΑΚΛΗΣ ΑΘ.ΒΥΛΛΙΩΤΗΣ «ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΑΚΕΣ ΑΣΚΗΣΕΙΣ ΗΛΕΚΤΡΙΚΗΣ ΚΙΝΗΣΗΣ»
5. ΣΤΕΦΑΝΟΣ Ν.ΜΑΝΙΑΣ «ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΑ ΙΣΧΥΟΣ»
6. ΤΕΙ ΠΕΙΡΑΙΑ ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΙΑΣ ΕΡΓΑΣΤΗΡΙΟ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΙΣΧΥΟΣ «ΑΣΚΗΣΗ 9 (ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΟΣ ΜΕΤΑΤΡΟΠΕΑΣ AC/DC ΜΙΣΟΥ ΚΥΜΑΤΟΣ)»
7. <https://el.wikipedia.org/wik/Κινητήρας>
8. https://el.wikipedia.org/wiki/Ηλεκτρικός_κινητήρας
9. https://elearning.teicm.gr/file.php/318/trifasikos_asynxronos_kinitiras.pdf
10. http://www.mie.uth.gr/ekp_yliko/HLMHX_EN6.pdf
11. http://www.eng.ucy.ac.cy/elias/courses/ece340/presentations/ECE340_Lecture_dcMachines.pdf
12. http://okeanis.lib.teipir.gr/xmlui/bitstream/handle/123456789/805/hlg_00702.pdf?sequence=1
13. http://nemertes.lis.upatras.gr/jspui/bitstream/10889/5592/3/Nimertis_Orfanos%28ele%29.pdf
14. <http://talos-ts.com/files/EHIMXMS.pdf>
15. <https://www.electricaleasy.com/2014/07/characteristics-of-dc-motors.html>
16. http://eclass.opencourses.teicm.gr/eclass/modules/document/file.php/TMA112/mix_hm_02_BASIKES_ARXES.pdf
17. http://eclass.opencourses.teicm.gr/eclass/modules/document/file.php/TMA112/Kinitires_S.R.pdf
18. https://el.wikipedia.org/wiki/Ηλεκτρονικά_ισχύος
19. <https://el.wikipedia.org/wiki/Δίοδος>
20. <https://el.wikipedia.org/wiki/Τρανζίστορ>
21. <https://el.wikipedia.org/wiki/Θυρίστορ>
22. <https://acomelectronics.com/forum/viewtopic.php?t=7>
23. <https://www.materials.uoc.gr/el/undergrad/courses/ETY482/notes/mosfet.pdf>
24. http://nemertes.lis.upatras.gr/jspui/bitstream/10889/5592/3/Nimertis_Orfanos%28ele%29.pdf
25. <https://www.gr.circuitlib.com/index.php/tehnika-arthra/102-o-xronistis-555>
26. <https://www.csd.uoc.gr/~hy121/09a/HY121-set14.pdf>
27. http://okeanis.lib.teipir.gr/xmlui/bitstream/handle/123456789/757/hlg_00650.pdf?sequence=1&isAllowed=y
28. http://nefeli.lib.teicrete.gr/browse/sefe/hlk/2011/DrososEleftherios,NtountoulakisAris/attached-d-document-1321012590-405104-3898/Drosos_Ntountoulakis2011.pdf
29. <http://nefeli.lib.teicrete.gr/browse/sefe/hlk/2009/ApostolouEvangelos/attached-document/2009apostolou.pdf>