



ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΟ ΕΚΠΑΙΔΕΥΤΙΚΟ ΙΔΡΥΜΑ ΠΕΙΡΑΙΑ  
ΣΧΟΛΗ ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΩΝ ΕΦΑΡΜΟΓΩΝ  
ΤΜΗΜΑ ΗΛΕΚΤΡΟΛΟΓΩΝ ΜΗΧΑΝΙΚΩΝ  
ΤΕΧΝΟΛΟΓΙΚΗΣ ΕΚΠΑΙΔΕΥΣΗΣ  
ΤΟΜΕΑΣ ΙΙΙ  
ΗΛΕΚΤΡΙΚΩΝ ΕΓΚΑΤΑΣΤΑΣΕΩΝ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΩΝ

**ΜΕΛΕΤΗ ΚΑΙ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗ  
ΤΡΟΦΟΔΟΤΙΚΩΝ ΔΙΑΤΑΞΕΩΝ ΙΣΧΥΟΣ 10KW**

ΠΤΥΧΙΑΚΗ ΕΡΓΑΣΙΑ

**ΓΕΩΡΓΙΟΣ Α. ΠΑΠΑΓΕΩΡΓΟΠΟΥΛΟΣ**

ΕΠΙΒΛΕΠΩΝ:

**ΠΑΝΤΕΛΗΣ ΜΑΛΑΤΕΣΤΑΣ**

ΚΑΘΗΓΗΤΗΣ

ΑΘΗΝΑ, ΙΟΥΝΙΟΣ 2014

## ΠΕΡΙΕΧΟΜΕΝΑ

<b>1.1</b>	<b>ΕΙΣΑΓΩΓΗ</b>	<b>1-1</b>
<b>2.1</b>	<b>ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ 2</b>	<b>2-1</b>
<b>2.2</b>	<b>ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΗΜΙΑΓΩΓΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ</b>	<b>2-1</b>
<b>2.3</b>	<b>IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)</b>	<b>2-4</b>
<b>2.4</b>	<b>ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ ΑΓΩΓΗΣ ΤΟΥ IGBT</b>	<b>2-7</b>
<b>2.5</b>	<b>ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ ΟΡΘΗΣ ΠΟΛΩΣΗΣ ΤΗΣ ΔΙΟΔΟΥ ΟΡΘΗΣ ΔΙΕΛΕΥΣΗΣ</b>	<b>2-8</b>
<b>2.6</b>	<b>ΔΥΝΑΜΙΚΗ ΣΥΜΠΕΡΙΦΟΡΑ ΤΟΥ IGBT (ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΟΙ ΧΡΟΝΟΙ)</b>	<b>2-8</b>
<b>2.7</b>	<b>ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΤΩΝ ΧΡΟΝΩΝ ΜΕΤΑΒΑΣΗΣ ΑΓΩΓΗΣ ΚΑΙ ΑΠΟΚΟΠΗΣ ΤΟΥ IGBT</b>	<b>2-10</b>
<b>2.8</b>	<b>ΠΕΔΙΟ ΚΑΙ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΙΣΧΥΟΣ</b>	<b>2-13</b>
<b>3.1</b>	<b>ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ 3</b>	<b>3-1</b>
<b>3.2</b>	<b>ΕΙΣΟΔΟΙ – ΕΞΟΔΟΙ</b>	<b>3-1</b>
<b>3.3</b>	<b>ΔΙΑΤΑΡΑΧΗ</b>	<b>3-2</b>
<b>3.4</b>	<b>ΤΑΞΙΝΟΜΗΣΗ ΦΥΣΙΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ</b>	<b>3-2</b>
<b>3.5</b>	<b>ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΑ ΒΑΘΜΙΔΩΝ</b>	<b>3-5</b>
<b>3.6</b>	<b>ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΕΛΕΓΧΟΥ</b>	<b>3-6</b>
<b>3.7</b>	<b>ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΜΕΤΑΒΛΗΤΗ</b>	<b>3-7</b>
<b>3.8</b>	<b>ΜΕΤΑΒΛΗΤΗ ΕΠΙΡΡΟΗΣ – ΜΕΤΑΒΛΗΤΗ ΔΡΑΣΗΣ</b>	<b>3-7</b>
<b>3.9</b>	<b>ΜΕΤΡΗΣΗ</b>	<b>3-8</b>
<b>3.10</b>	<b>ΕΙΣΟΔΟΣ ΑΝΑΦΟΡΑΣ</b>	<b>3-9</b>
<b>3.11</b>	<b>ΣΦΑΛΜΑ ΕΛΕΓΧΟΥ</b>	<b>3-9</b>
<b>3.12</b>	<b>ΣΥΝΟΠΤΙΚΗ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΕΛΕΓΚΤΩΝ</b>	<b>3-9</b>
<b>3.13</b>	<b>ΟΔΗΓΟΣ ΒΑΘΜΙΔΑ</b>	<b>3-10</b>
<b>3.14</b>	<b>ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΕΛΕΓΧΟΥ ΑΝΟΙΚΤΟΥ ΒΡΟΓΧΟΥ</b>	<b>3-11</b>
<b>3.15</b>	<b>ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΕΛΕΓΧΟΥ ΚΛΕΙΣΤΟΥ ΒΡΟΓΧΟΥ</b>	<b>3-13</b>
<b>3.16</b>	<b>ΤΑΞΙΝΟΜΗΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ</b>	<b>3-15</b>
<b>3.17</b>	<b>ΕΛΕΓΧΟΣ PID</b>	<b>3-18</b>
<b>4.1</b>	<b>ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ 4</b>	<b>4-1</b>
<b>4.2</b>	<b>ΛΙΣΤΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΠΟΥ ΧΡΗΣΙΜΟΠΟΙΗΘΗΚΑΝ</b>	<b>4-1</b>
<b>4.3</b>	<b>ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΤΡΙΦΑΣΙΚΗΣ ΑΝΟΡΘΩΣΗΣ</b>	<b>4-3</b>
<b>4.4</b>	<b>ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ IGBT Q1</b>	<b>4-5</b>
<b>4.5</b>	<b>ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΨΗΦΙΑΚΗΣ ΤΡΟΦΟΔΟΣΙΑΣ</b>	<b>4-5</b>
<b>4.6</b>	<b>ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΨΗΦΙΑΚΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΠΑΡΑΓΩΓΗΣ ΤΑΛΑΝΤΩΣΗΣ</b>	<b>4-6</b>
<b>4.7</b>	<b>ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ</b>	<b>4-6</b>
<b>4.8</b>	<b>ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΟ ΣΧΕΔΙΟ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ</b>	<b>4-8</b>
	<b>ΠΑΡΑΡΤΗΜΑ</b>	
	<b>ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ</b>	

**Κεφάλαιο**

**1**

**Κεφάλαιο 1**

---

**Εισαγωγή**

## 1.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ

Με τα ηλεκτρονικά ισχύος, μελετούμε τα ηλεκτρονικά εκείνα στοιχεία, τα οποία συμβάλουν στους βιομηχανικούς χώρους παραγωγής και συνδράμουν στην εύρυθμη λειτουργία αυτών.

Τα υλικά αυτά, τα οποία με την πάροδο του χρόνου εξελίσσονται, συμμετέχουν ενεργά με τη σειρά τους, στον κλάδο εκείνο των βιομηχανικών ηλεκτρονικών που καλείται ηλεκτρική κίνηση και έλεγχος. Η επιστήμη της ηλεκτρικής κίνησης, αναφέρεται κυρίως σε διατάξεις ελέγχου και οδήγησης ηλεκτρικών κινητήρων και παρέχουν την επιθυμητή κίνηση αυτών είτε με την επίδραση φορτίου, είτε χωρίς την επίδραση αυτή.

Τα συστήματα ελέγχου ηλεκτρικών κινητήρων, χρησιμοποιούνται σε μεγάλο βαθμό στη σημερινή εποχή και θα τα συναντήσουμε τόσο σε βιομηχανικές εφαρμογές, όσο και σε καθημερινές. Μπορούμε λοιπόν, να συναντήσουμε τις συσκευές αυτές, από το σύστημα χειρισμού της πόρτας σε χώρο στάθμευσης αυτοκινήτων, μέχρι σε βιομηχανικές μονάδες παραγωγής προϊόντων.

Με την πάροδο του χρόνου, οι διατάξεις με τις οποίες ελέγχουμε την λειτουργία των κινητήρων, έχουν διαφοροποιηθεί και σε αυτό συνέβαλε τόσο η εξέλιξη των ηλεκτρονικών εξαρτημάτων ισχύος όσο και οι τεχνικές - αλγόριθμοι ελέγχου.

Έτσι λοιπόν, η αυξανόμενη ανάγκη για την καλύτερευση των συστημάτων αυτών σε αξιοπιστία, λειτουργικότητα και απόδοση, οδήγησε σε πιο εξελιγμένες μορφές διατάξεων οδήγησης κινητήρων. Στο σκοπό αυτό συνέβαλλε και η ραγδαία εξέλιξη της μικροηλεκτρονικής.

Περνάμε λοιπόν, σε μια εποχή όπου η εξέλιξη των Ηλεκτρονικών Ισχύος και της Μικροηλεκτρονικής, έχει ως αποτέλεσμα την κατασκευή των στατικών μετατροπέων υψηλής συχνότητας, που σκοπό έχουν την τροφοδοσία και τον έλεγχο κινητήρων Ε.Ρ. Παράλληλα με τη χρήση μικροεπεξεργαστών και ψηφιακών υψηλής ταχύτητας και ανάλυσης, έγινε δυνατή η υλοποίηση πιο σύνθετων και πιο αποδοτικών αλγορίθμων ελέγχου. Με την εφαρμογή των τεχνικών διανυσματικού ελέγχου, έχουμε κατορθώσει, ώστε η δυναμική συμπεριφορά του ασύγχρονου κινητήρα, να είναι ανάλογη με τη συμπεριφορά ενός κινητήρα συνεχούς ρεύματος, ο οποίος λειτουργεί όπως γνωρίζουμε, με υψηλή απόδοση και ταχεία δυναμική απόκριση.

Η επίτευξη αυτή που στηρίζεται στην εφαρμογή νέων ημιαγωγών, ολοκληρωμένων κυκλωμάτων, ηλεκτρικών κινητήρων, νέων τεχνικών ελέγχου και βέβαια στην εισαγωγή των ηλεκτρονικών υπολογιστών, μας παρέχει τα ακόλουθα πλεονεκτήματα, έναντι του ανθρώπινου ελέγχου:

1. Μειωμένο κόστος παραγωγής.
2. Ταχύτερο χρόνο απόκρισης.
3. Ασφάλεια στους εργαζόμενους.
4. Αξιοπιστία και ασφάλεια των βιομηχανικών συσκευών που χρησιμοποιούνται στην αλυσίδα παραγωγής.
5. Μείωση του όγκου, του βάρους και του κόστους των βιομηχανικών συσκευών.
6. Εύρυθμη διαδικασία στη γραμμή παραγωγής.
7. Υπολογιστικές ικανότητες.
8. Βελτιωμένη ποιότητα παραγωγής.

**Κεφάλαιο**

**2**

**Κεφάλαιο 2**

**Ηλεκτρονικά Συστήματα Ισχύος**

---

## 2.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ

Στο κεφάλαιο αυτό, θα ασχοληθούμε με βασικές έννοιες που αφορούν ημιαγωγά στοιχεία και συγκεκριμένα θα αναφερθούμε στον τομέα των ηλεκτρονικών ισχύος.

Η διαχείριση σημάτων μεγάλης ισχύος, είναι μια από τις βασικές αποστολές του τομέα των ηλεκτρονικών ισχύος. Δηλαδή σήματα μεγάλης έντασης ρεύματος και τάσεως. Τα ημιαγωγά στοιχεία, τα οποία χρησιμοποιούνται για αυτό το σκοπό, αποτελούν ειδική κατηγορία στο χώρο της ηλεκτρονικής και συμβάλουν στην κατασκευή συστημάτων ισχύος. Θα εξετάσουμε τη λειτουργία αυτών, καθώς και διάφορα κυκλώματα προστασίας και οδήγησής τους.

Υπάρχουν πολλοί τύποι ημιαγωγών στοιχείων ισχύος. Ο τύπος που θα χρησιμοποιηθεί σε ένα σύστημα ηλεκτρονικών ισχύος, εξαρτάται από τις ακόλουθες απαιτήσεις:

- Ισχύος.
- Τάσης.
- Ρεύματος.
- Διακοπτικής συχνότητας.

του υπό κατασκευή συστήματος. Άλλοι παράγοντες είναι:

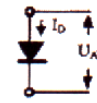
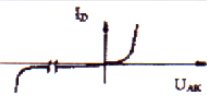

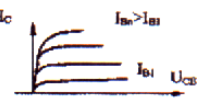
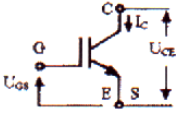

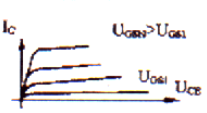
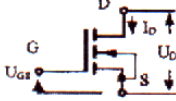
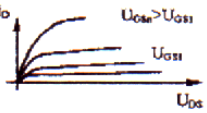
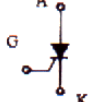
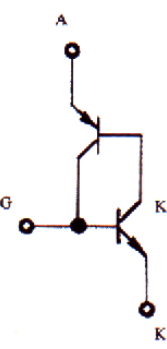
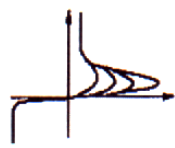
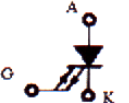
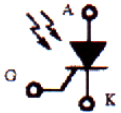
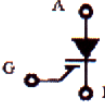

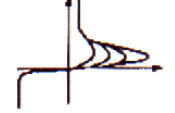


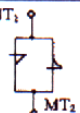

- Η θερμοκρασία περιβάλλοντος.
- Οι λειτουργικοί έλεγχοι που απαιτούνται.
- Η θεώρηση συνολικού κόστους του συστήματος.
- Η θεώρηση συνολικού βάρους και μεγέθους του συστήματος.

Στο κεφάλαιο αυτό, θα παρουσιάσουμε το σύνολο των ημιαγωγών στοιχείων ισχύος και θα ασχοληθούμε εκτενέστερα με το IGBT. Ο λόγος είναι ότι τον ημιαγωγό αυτόν, θα τον χρησιμοποιήσουμε σε κατασκευή κυκλώματος για την οδήγηση Ασύγχρονου Τριφασικού Κινητήρα. Η εφαρμογή αυτή, θα πραγματοποιηθεί στο τέλος της πτυχιακής αυτής μελέτης και θα αποτελέσει τη δεύτερη πειραματική εφαρμογή της άσκησης, αφού πρώτα θα πραγματοποιήσουμε οδήγηση Ασύγχρονου Τριφασικού Κινητήρα με τη βοήθεια Inverter της εταιρείας Hitachi.

Το IGBT είναι ένα ημιαγωγό στοιχείο, το οποίο χρησιμοποιείται ιδιαίτερα στα συστήματα κίνησης. Ο λόγος είναι ότι διαθέτει χαρακτηριστικά τα οποία ευνοούν προς αυτές τις εφαρμογές. Περισσότερες λεπτομέρειες θα παρουσιάσουμε ακόλουθα.

## 2.2 ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΗΜΙΑΓΩΓΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ

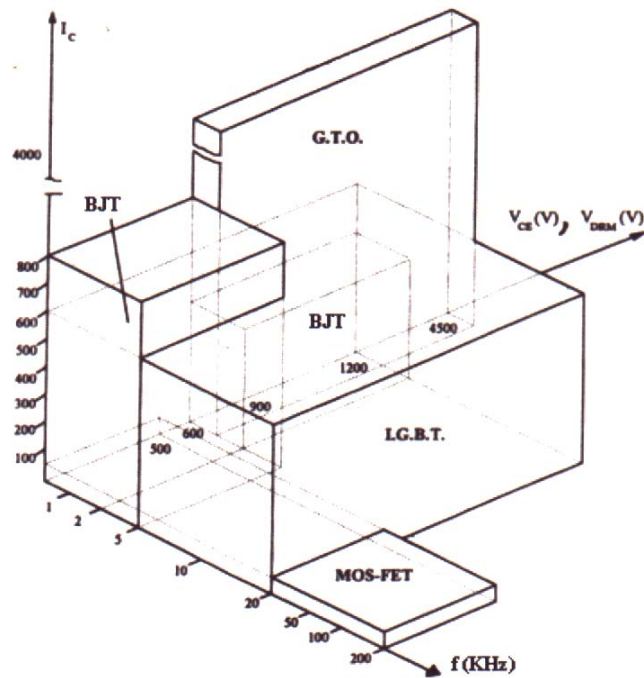
Στην παράγραφο αυτή, θα κάνουμε μια σύντομη περιγραφή των ημιαγωγών εκείνων στοιχείων που χρησιμοποιούνται σε συστήματα ηλεκτρονικών ισχύος. Η περιγραφή αυτή, θα περιλαμβάνει την ονομαστική περιγραφή του στοιχείου, τον συμβολισμό του, τα ισοδύναμα κυκλώματα και τις χαρακτηριστικές λειτουργίας τους. Στον πίνακα λοιπόν, που ακολουθεί μπορούμε να διακρίνουμε τα στοιχεία αυτά:

Ημιαγωγικό Στοιχείο Ισχύος	Σύμβολο	Ισοδύναμο Κύκλωμα	Χαρακτηριστική
Δίοδος			
Τρανζίστορ Ισχύος NPN			
IGBT Insulated Gate Bipolar Transistor Τρανζίστορ επαφής με απομονωμένη βάση			
MOSFET			
Θυρίστορ SCR Silicon Control Rectifier			
GTO Gate Turn-Off Θυρίστορ			
LASCR Light Activated SCR Όπτο - Θυρίστορ			
MCT MOS Controlled Thyristor			
ASCR Asymmetrical Silicon Controlled Rectifier	Όπως SCR	Όπως SCR	
DIAC Diode AC			

<b>TRIAC</b> Triode AC			
<b>UJT</b> Unijunction Transistor			
<b>CUJT</b> Complementary Unijunction Transistor			

Πίνακας 2.1 Στοιχεία Ημιαγωγών Ισχύος

Στη συνέχεια, θα παρουσιάσουμε, τις δυνατότητες ισχύος καθώς και τις διακοπτικές ταχύτητες των παραπάνω ημιαγωγών στοιχείων.



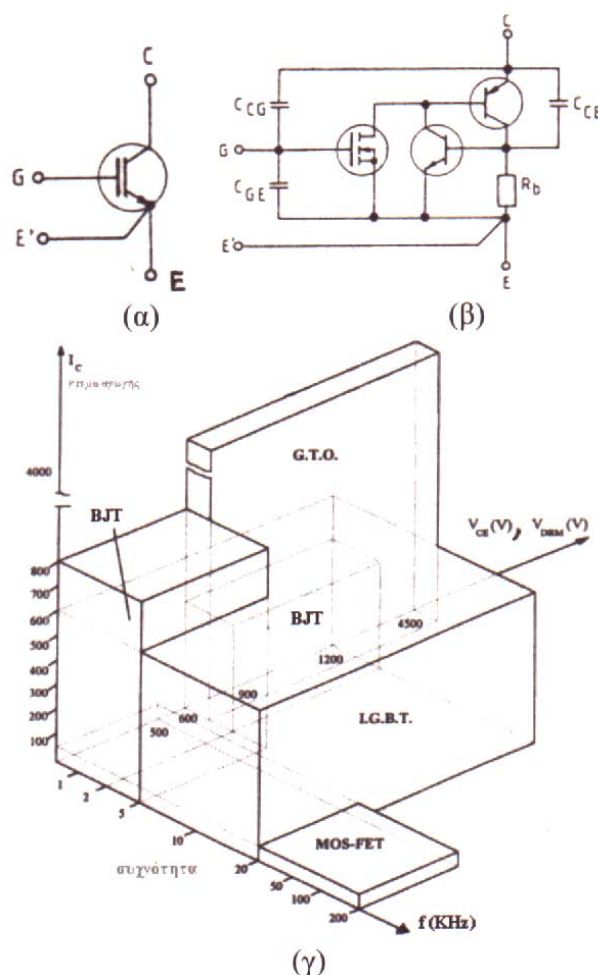
Σχήμα 2.1 Δυνατότητες ισχύος και διακοπτικές συχνότητες ημιαγωγών διακοπών.

Όπως μπορούμε να διακρίνουμε από το παραπάνω διάγραμμα, το IGBT είναι ένα ημιαγωγό στοιχείο, το οποίο μπορεί να διαχειριστεί υψηλές τιμές τάσεως και ρεύματος, καθώς επίσης λειτουργεί σε ικανοποιητικά επίπεδα συχνότητας. Το διάγραμμα αυτό, μας δείχνει με σχηματικό τρόπο τον λόγο για τον οποίο χρησιμοποιούνται ευρέως τα IGBT για τον έλεγχο των στροφών, ασύγχρονων τριφασικών κινητήρων.



### 2.3 IGBT (Insulated Gate Bipolar Transistor)

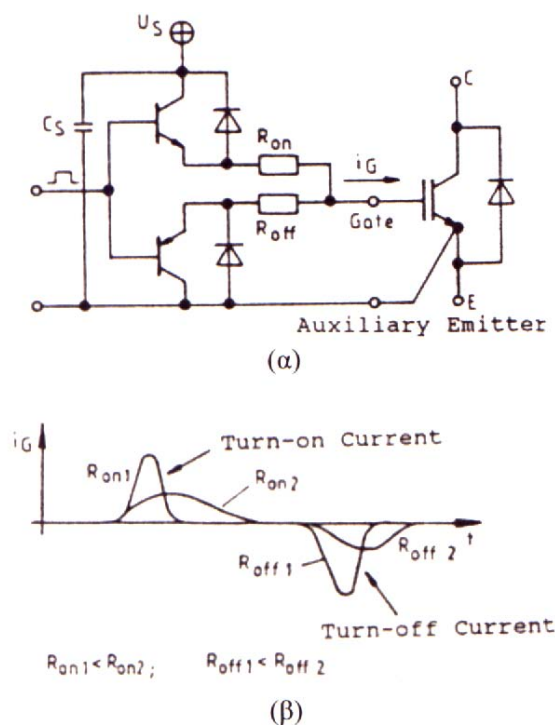
Στο σχήμα που ακολουθεί, παρουσιάζονται ορισμένα χαρακτηριστικά του IGBT, το οποίο μπορούμε να πούμε ότι προέκυψε από τον συνδυασμό των χαρακτηριστικών του MOSFET ισχύος και του Τρανζίστορ ισχύος. Τα IGBT, έχουν κάποια από τα πλεονεκτήματα του MOSFET, του BJT και του GTO σε συνδυασμό. Αυτό του δίνει τη δυνατότητα να λειτουργεί σε υψηλότερες διακοπτικές συχνότητες από το Transistor, ενώ παράλληλα μπορεί να χειρισθεί υψηλότερες τάσεις και ρεύματα από ένα MOSFET. Παρόμοια με τα MOSFET, το IGBT έχει μεγάλη σύνθετη αντίσταση πύλης και για το λόγο αυτό απαιτείται ελάχιστη τάση για τη μετάβασή του. Σε σχέση με το BJT, το IGBT παρουσιάζει την ομοιότητα της μικρής τάσης αγωγιμότητας, ακόμα και σε στοιχεία με μεγάλες ονομαστικές τάσεις αποκοπής. Τέλος, τα IGBT, μπορούν να σχεδιαστούν για να αποκόψουν ανάστροφες τάσεις, όπως και τα GTO. Τη διαπίστωση αυτή, μπορούμε να τη διακρίνουμε και στο διάγραμμα του σχήματος 2.2 (γ).



Σχήμα 2.2 Ημιαγωγός διακόπτης IGBT.  
 (α) Σύμβολο.  
 (β) Ισοδύναμο κύκλωμα λειτουργίας του IGBT.  
 (γ) Χαρακτηριστικά ημιαγωγών διακοπών ισχύος.

Η ισχύς που απαιτείται από το κύκλωμα οδήγησης του IGBT είναι μικρές, ενώ η απόκρισή του σε υψηλή συχνότητα λειτουργίας, του προσδίδει μεγάλη ταχύτητα (μεγάλο  $dv/dt$ ). Οι μετατροπείς ισχύος που χρησιμοποιούν τεχνολογία IGBT, καλύπτουν ένα εύρος ισχύος, το οποίο μπορεί να καλύψει και τιμές μεγαλύτερες του 1MW με κατάλληλο παραλληλισμό των διακοπών. Τα ημιαγωγά αυτά στοιχεία, αποτελούν ίσως την πιο δημοφιλή λύση σε συστήματα ηλεκτρικής κίνησης.

Στη συνέχεια θα παρουσιάσουμε, ένα απλό κύκλωμα οδήγησης για IGBTs.



Σχήμα 2.3 Διάταξη ελέγχου ενός IGBT.

(α) Κύκλωμα οδήγησης.

(β) Κυματομορφές ρεύματος πύλης,  $i_G$ .

Το κύκλωμα οδήγησης του IGBT, όπως μπορούμε να διακρίνουμε από το σχήμα 2.3 (α), χρησιμοποιεί δυο transistor. Το transistor pnp χρησιμοποιείται με σκοπό την έναρξη αγωγής του IGBT και το npn με σκοπό την αποκοπή αυτού. Κατά την θετική περίοδο του παλμού που εφαρμόζεται στη βάση του npn Transistor αυτό άγει, με αποτέλεσμα να παρέχει την τάση  $U_s$  μέσω της αντίστασης  $R_{on}$ , στην πύλη του IGBT όπου αυτό μεταβαίνει σε κατάσταση αγωγής (turn-on). Κατά την μηδενική περίοδο το υ παλμο ύ (ή με εφαρμογή αρνητικής τάσης σε κάποια άλλη περίπτωση), το transistor pnp άγει, με αποτέλεσμα να γειώνει την πύλη του IGBT και αυτό να μεταβαίνει σε κατάσταση αποκοπή (turn-off), εκφορτίζοντας τις παρασιτικές χωρητικότητές του, μέσω του transistor pnp και της αντίστασης  $R_{off}$ . Οι παρασιτικές χωρητικότητες του IGBT (σχήμα 2.2 β), πρέπει να εκφορτίζονται κατά την αποκοπή του στοιχείου, έτσι ώστε να μην δημιουργείται πρόβλημα διακοπτικής ταχύτητας.

Ο χρόνος μετάβασης αγωγής (turn-on) του IGBT, καθορίζεται από την τιμή της αντίστασης  $R_{on}$  και αντίστοιχα ο χρόνος μετάβασης αποκοπής (turn-off), από την

αντίσταση  $R_{off}$ . Η επίδραση των αντιστάσεων αυτών στο ρεύμα πύλης, παρουσιάζεται στο σχήμα 2.3 (β).

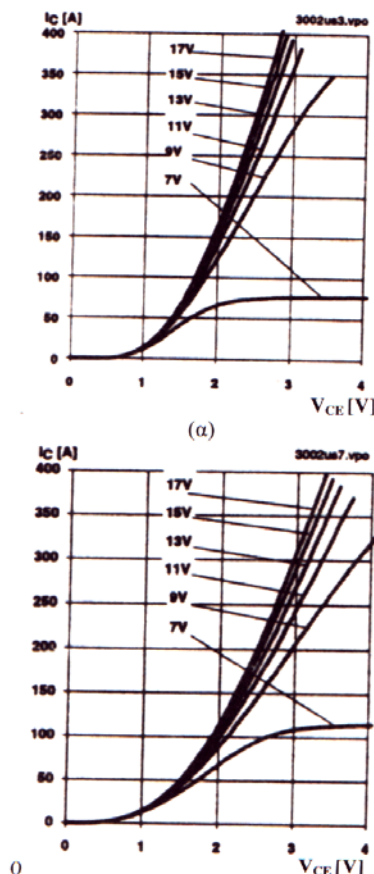
Στα άκρα της τάσης  $U_s$  του κυκλώματος, τοποθετείται ένας ηλεκτρολυτικός πυκνωτής, με σκοπό την μείωση της κυμάτωσης της τάσης αυτής, καθώς επίσης ένας κεραμικός πυκνωτής παράλληλα με τον ηλεκτρολυτικό, που σκοπό έχει να μειώσει την κυμάτωση υψηλών συχνοτήτων της τάσης  $U_s$ . Με τον τρόπο αυτό, μειώνουμε κάθε είδους κυματώσεις που μπορούν να επηρεάσουν τους παλμούς έναυσης που εφαρμόζονται στην πύλη του IGBT.

Ένα άλλο σημείο που θα πρέπει να τονίσουμε, είναι τη σύνδεση του κυκλώματος οδήγησης με το IGBT. Το καλώδιο με το οποίο θα γίνει η σύνδεση, θα πρέπει να είναι μικρού μήκους, με μέγιστη τιμή τα 10cm, έτσι ώστε να αποφύγουμε ανεπιθύμητη αυτεπαγωγή, χωρητικότητα και αντίσταση που τυχόν να εμφανίσει αυτό, πράγμα το οποίο θα αλλοιώνει τη μορφή των παλμών της πύλης. Σε περίπτωση που το καλώδιο είναι μεγαλύτερο των 3cm, τότε το ζεύγος των αγωγών του καλωδίου σύνδεσης θα πρέπει να είναι συνεστραμμένο ή θα πρέπει να χρησιμοποιήσουμε επίπεδο καλώδιο, έτσι ώστε να παρουσιάζει τη λιγότερη δυνατή αυτεπαγωγή, χωρητικότητα και αντίσταση. Η τάση που εφαρμόζουμε στην πύλη του IGBT δεν θα πρέπει να ξεπερνά τα 20 Volt.

Τέλος, τοποθετούμε στο κύκλωμα αντιπαράλληλες διόδους, με σκοπό να περιορίσουν την τάση της πύλης του IGBT σε περίπτωση που υπάρξει ανάδραση μεταξύ του συλλέκτη και της πύλης του IGBT μέσω της εσωτερικής χωρητικότητας  $C_{cs}$ , όπως μπορούμε να διακρίνουμε στο σχήμα 2.2 (β). Λόγω της ανάδρασης του συλλέκτη προς την πύλη μέσω της χωρητικότητας  $C_{cs}$  το IGBT μπορεί να μεταβεί σε κατάσταση αγωγής όταν ο ρυθμός αύξησης της τάσης  $dv/dt$  πάρει μεγάλες τιμές.

## 2.4 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ ΑΓΩΓΗΣ ΤΟΥ IGBT

Στο σχήμα που ακολουθεί, παρουσιάζονται οι χαρακτηριστικές  $V_{CE} - I_c$  ενός τυπικού IGBT, για τιμές τάσεων πύλης από 7 V<sub>o</sub>t μέχρι 17 V<sub>o</sub>t και για δυο διαφορετικές περιπτώσεις θερμοκρασίας επαφής 25 °C και 125 °C αντίστοιχα.



Σχήμα 2.4 Χαρακτηριστικές αγωγής ενός IGBT.  
 (α) Για θερμοκρασία επαφής 25 °C.  
 (β) Για θερμοκρασία επαφής 125 °C.

Όπως μπορούμε να διακρίνουμε από τις χαρακτηριστικές αυτές, οι οποίες ονομάζονται και χαρακτηριστικές εξόδου του IGBT, για τιμές τάσης πύλης από 13 Volt μέχρι 17 Volt, έχουμε τη μικρότερη τάση κορεσμού, περίπου δηλαδή 2-7 Volts, το οποίο σημαίνει ότι για την περιοχή αυτή θα έχουμε τις μικρότερες απώλειες αγωγής. Οι απώλειες αυτές, δίνονται από την ακόλουθη σχέση:

$$P_{\text{cond}}(t) = V_{\text{CEsat}}(t) \cdot i_c(t)$$

, όπου

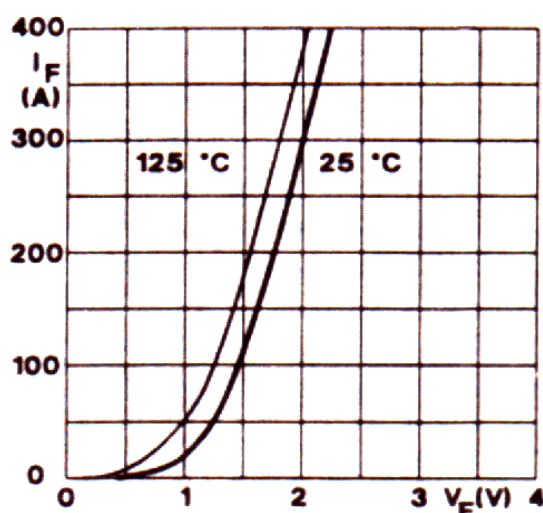
$V_{\text{CEsat}}(t)$ : Τάση κορεσμού του IGBT.

$i_c(t)$  : Ρεύμα συλλέκτη του IGBT.

Πρέπει στο σημείο αυτό να υπενθυμίσουμε, ότι οι χαρακτηριστικές του IGBT εξαρτώνται από την τάση πύλης για αυτό και πολλές φορές ονομάζεται στοιχείο τάσης.

## 2.5 ΧΑΡΑΚΤΗΡΙΣΤΙΚΕΣ ΟΡΘΗΣ ΠΟΛΩΣΗΣ ΤΗΣ ΔΙΟΔΟΥ ΟΡΘΗΣ ΔΙΕΛΕΥΣΗΣ

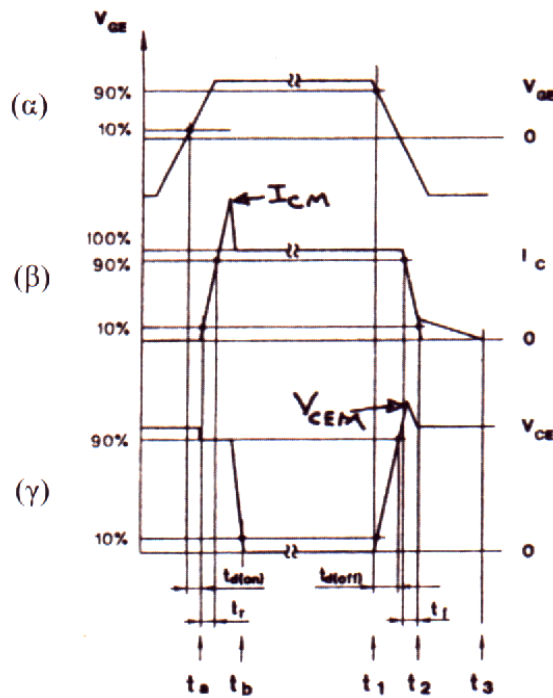
Όπως γνωρίζουμε, τα περισσότερα IGBT περιέχουν εσωτερικά στο ίδιο πλακίδιο, μια αντιπαράλληλη διόδο η οποία παρέχει τη δυνατότητα στο IGBT να έχει αμφίπλευρη ροή ρεύματος (θετικό ρεύμα μέσω του IGBT και αρνητικό μέσω διόδου) και καλείται διόδος ελεύθερης διέλευσης. Στο σχήμα 2.5 που ακολουθεί, παρουσιάζεται η χαρακτηριστική ορθής πόλωσης της διόδου αυτής. Όπως παρατηρούμε από αυτή την χαρακτηριστική  $V_F - I_F$  ( $V_F$ = τάση στα άκρα της διόδου και  $I_F$ = ρεύμα που διαρρέει τη διόδο όταν είναι ορθά πολωμένη), η τάση αγωγής μειώνεται όταν η θερμοκρασία επαφής της διόδου αυξάνεται.



Σχήμα 2.5 Χαρακτηριστική ορθής πόλωσης της διόδου ελεύθερης διέλευσης του IGBT.

## 2.6 ΔΥΝΑΜΙΚΗ ΣΥΜΠΕΡΙΦΟΡΑ ΤΟΥ IGBT (ΔΙΑΚΟΠΤΙΚΟΙ ΧΡΟΝΟΙ)

Στα διπολικά transistor ισχύος, οι διακοπτικοί χρόνοι εξαρτώνται από τις κυματομορφές του ρεύματος βάσης και του ρεύματος συλλέκτη. Για ένα IGBT, οι χρόνοι αυτοί εξαρτώνται από την τάση μεταξύ πύλης – εκπομπού και του ρεύματος συλλέκτη. Στο σχήμα που ακολουθεί, παρουσιάζονται μερικές τυπικές κυματομορφές για ένα IGBT, στις οποίες μπορούμε να διακρίνουμε τη δυναμική συμπεριφορά του, καθώς και τους διακοπτικούς χρόνους που χρειαζόμαστε για να υπολογίσουμε τις απώλειες του ημιαγωγού στοιχείου, τη μέγιστη τιμή της τάσης μεταξύ συλλέκτη – εκπομπού και τη μέγιστη τιμή του ρεύματος συλλέκτη.



Σχήμα 2.6 Χαρακτηριστικές δυναμικής συμπεριφοράς ενός IGBT

- (α) Τάση καμπύλη – εκπομπού .
- (β) Ρεύμα συλλέκτη  $i_c$ .
- (γ) Τάση συλλέκτη – εκπομπού  $V_{CE}$ .

Επειδή η δυναμική συμπεριφοράς του IGBT εξαρτώνται τόσο από τις καταστάσεις του κυκλώματος ισχύος, όσο και από το κύκλωμα καθοδήγησης, οι τιμές που δίνονται στις προδιαγραφές του κατασκευαστή μπορεί να χρησιμοποιηθούν για μια γενική καθοδήγηση. Οι πραγματικές τιμές της δυναμικής συμπεριφοράς ενός IGBT, προκύπτουν με πραγματικές πειραματικές μετρήσεις, αφού υλοποιηθούν τα κυκλώματα οδήγησης και ισχύος.

Σύμφωνα με το σχήμα 2.6 (β) παρατηρούμε ότι το ρεύμα  $I_{CM}$  αποκτά μια μέγιστη τιμή κατά τη μετάβαση στην κατάσταση αγωγής (turn-on) . Αυτό είναι αποτέλεσμα του ανακτόμενου φορτίου της διόδου ελεύθερης διέλευσης που είναι συνδεδεμένη αντιπαράλληλα με το IGBT. Η μέγιστη τιμή τάσης συλλέκτη – εκπομπού  $V_{CEM}$ , που δημιουργείται κατά την κατάσταση μετάβασης αποκοπής (turn-off) είναι αποτέλεσμα των παρασιτικών αυτεπαγωγών του κυκλώματος ισχύος. Η τάση  $V_{CEM}$ , δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$V_{CEM} = (-L_{strang}) (-di_c/dt)$$

, όπου

- $L_{strang}$  : παρασιτική επαγωγή του IGBT μεταξύ των κόμβων σύνδεσής του
- $i_c$  : ρεύμα συλλέκτη

Ο βασικός παράγοντας που επηρεάζει τους διακοπτικούς χρόνους ενός IGBT, είναι οι παρασιτικές χωρητικότητες αυτού και οι αντιστάσεις  $R_{on}$  και  $R_{off}$  του κυκλώματος οδήγησής του.

Εξετάζοντας το σχήμα 2.6, προκύπτουν κάποιες μεταβλητές για τις οποίες θα αναφερθούμε ακόλουθα:

$t_{d(on)}$	: χρόνος καθυστέρησης κατά τη μετάβαση αγωγής.
$t_{d(off)}$	: χρόνος καθυστέρησης κατά τη μετάβαση αποκοπής.
$t_r$	: χρόνος ανύψωσης του ρεύματος συλλέκτη.
$t_f$	: χρόνος πτώσης του ρεύματος συλλέκτη.
$t_{on}$	: χρόνος μετάβασης του IGBT από την κατάσταση αποκοπής, στην κατάσταση αγωγιμότητας, $t_r + t_{d(on)}$ .
$t_{off}$	: χρόνος μετάβασης του IGBT από την κατάσταση αγωγιμότητας, στην κατάσταση αποκοπής, $t_f + t_{d(off)}$ .

## 2.7 ΒΕΛΤΙΣΤΟΠΟΙΗΣΗ ΤΩΝ ΧΡΟΝΩΝ ΜΕΤΑΒΑΣΗΣ ΑΓΩΓΗΣ ΚΑΙ ΑΠΟΚΟΠΗΣ ΤΟΥ IGBT

### A. Μετάβαση σε κατάσταση αποκοπής.

Το IGBT μεταβαίνει στην κατάσταση αποκοπής, εκφορτίζοντας την πύλη του. Όπως αναφέραμε σε προηγούμενη παράγραφο, η ταχύτητα της μετάβασης αυτής καθορίζεται από την αντίσταση  $R_{off}$  του κυκλώματος οδήγησής του. Η μεταβολή λοιπόν αυτής της αντίστασης, έχει και ανάλογα αποτελέσματα.

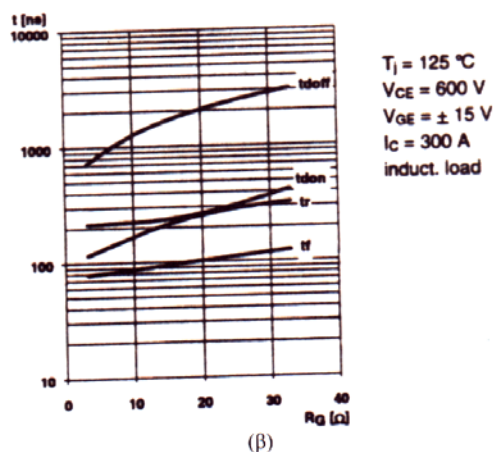
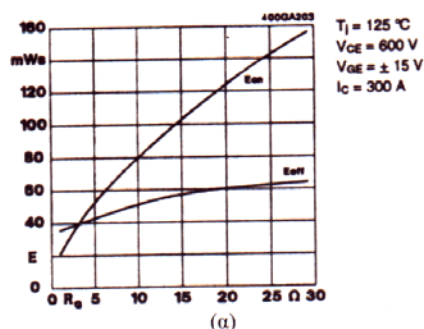
Αυξάνοντας την τιμή της  $R_{off}$ , μπορούμε να επιτύχουμε τα ακόλουθα:

- Αύξηση των απωλειών της μετάβασης  $E_{off}$ , σχήμα 2.7 (α).
- Αύξηση του χρόνου καθυστέρησης αποκοπής  $t_{d(off)}$ , σχήμα 2.7 (β).
- Μείωση του  $dv/dt$ .
- Αύξηση του χρόνου πτώσης  $t_f$ , Σχήμα 2.7 (β).
- Μείωση της μέγιστης τάσης συλλέκτη – εκπομπού,  $V_{CEM}$ .
- Αύξηση της ευαισθησίας του  $dv/dt$  του IGBT.

Η επιλογή της αντίστασης  $R_{off}$ , γίνεται με τέτοιο τρόπο, ώστε να υπάρχουν ισορροπίες μεταξύ των ακόλουθων:

- Των επιτρεπόμενων απωλειών της μετάβασης αποκοπής και αυτών της μετάβασης αγωγής.
- Της μέγιστης τάσης  $V_{CEM}$  για μέγιστο ρεύμα αποκοπής.
- Ευαισθησία του  $dv/dt$ .

Στη συνέχεια παρουσιάζονται διάφορες χαρακτηριστικές αποκοπής ενός IGBT, στις οποίες μπορούμε να διακρίνουμε και σχηματικά τις παραπάνω επιπτώσεις που αναφέραμε, σε περίπτωση μεταβολής της αντίστασης  $R_{off}$ .



Σχήμα 2.7 Διάφορες χαρακτηριστικές του IGBT.  
 (α) Απώλειες μετάβασης αποκοπής και απώλειες μετάβασης αγωγής.  
 (β) Χρόνος  $t_{d(off)}$ ,  $t_{d(on)}$ ,  $t_r$  και  $t_f$  ( $R_G$  είναι η αντίσταση πύλης, δηλαδή  $R_{on}$  και  $R_{off}$ ).

Θα πρέπει στο σημείο αυτό να αναφέρουμε, ότι η τιμή της αντίστασης  $R_{off}$  δεν μπορεί να βελτιστοποιηθεί χωρίς να λάβουμε υπόψη την καλωδίωση του κυκλώματος ισχύος. Επίσης θα πρέπει να αναφέρουμε, ότι η τιμή της αντίστασης αυτής δεν θα πρέπει να ξεπερνά την  $R_{on}$  περισσότερο από 18 Ω.

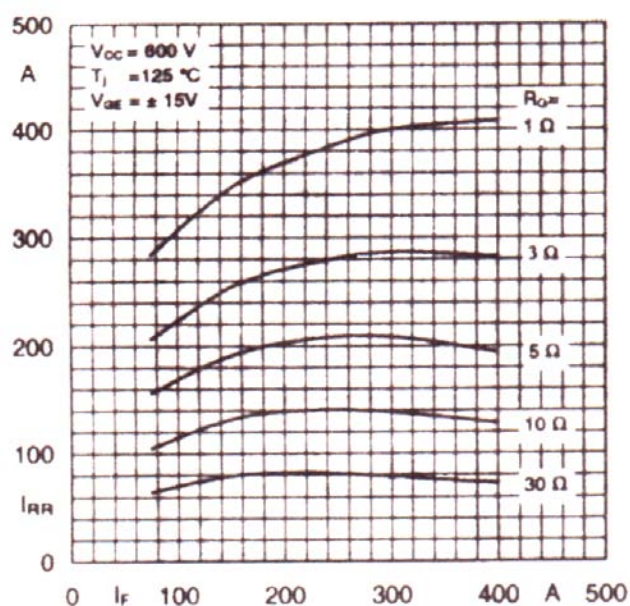
### Β. Μετάβαση σε κατάσταση αγωγιμότητας.

Όπως γνωρίζουμε, εφαρμόζοντας μια θετική τάση στην πύλη ενός IGBT της τάξης των 13-15 Volt, τότε μπορούμε να πετύχουμε τη μετάβαση αυτού σε κατάσταση αγωγιμότητας. Η ταχύτητα της μετάβασης αυτής, δηλαδή η τιμή του χρόνου  $t_{on}$ , μπορεί να ρυθμιστεί με την μεταβολή της αντίστασης  $R_{on}$  του κυκλώματος οδήγησης.

Αυξάνοντας λοιπόν την τιμή της  $R_{on}$ , μπορούμε να πετύχουμε τα ακόλουθα:

- Αύξηση των απωλειών μετάβασης αγωγής,  $E_{on}$ .
- Αύξηση των ολικών διακοπτικών απωλειών.
- Μείωση του  $dv/dt$ .
- Μείωση του μέγιστου ρεύματος ανάκτησης της διόδου ελεύθερης διέλευσης  $I_{RR}$ , όπως μπορούμε να διακρίνουμε από το σχήμα 2.10 που ακολουθεί.



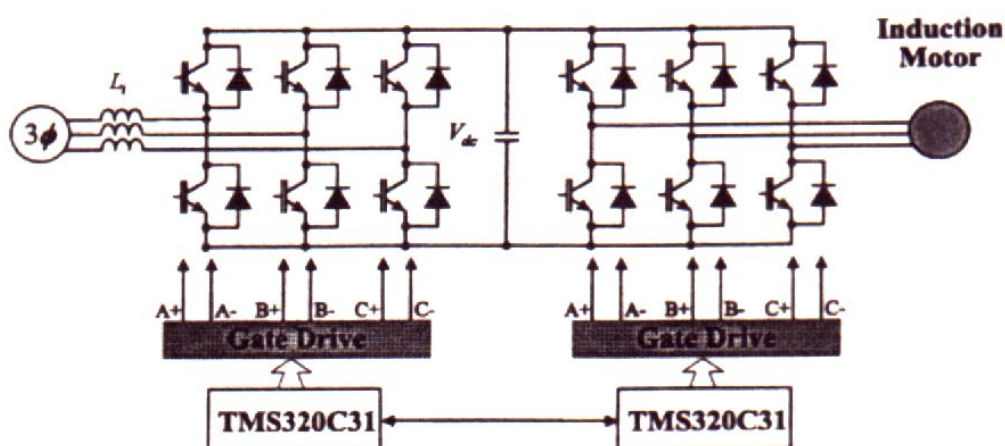


Σχήμα 2.10 Τυπικές τιμές της μέγιστης τιμής του ρεύματος αρνητικής ανάκτησης της διόδου ελεύθερης διέλευσης για το IGBT.

Η επιλογή της αντίστασης  $R_{on}$ , γίνεται με τέτοιο τρόπο, ώστε να υπάρχουν ισορροπίες μεταξύ των ακόλουθων:

- Των επιτρεπόμενων απωλειών της μετάβασης αγωγιμότητας και των απωλειών αποκοπής της διόδου διέλευσης.
- Του επιτρεπόμενου χρόνου καθυστέρησης μετάβασης αγωγής,  $t_{d(on)}$ .
- Το μέγεθος του αρνητικού ρεύματος της διόδου ελεύθερης διέλευσης για μέγιστο διακοπτικό ρεύμα.

Στη συνέχεια, θα παρουσιάσουμε ένα κύκλωμα ισχύος ενός αντιστροφέα, το οποίο έχει υλοποιηθεί με τη βοήθεια IGBTs.



Σχήμα 2.11 Αντιστροφέας ισχύος DC-AC, με χρήση IGBTs.

Όπως μπορούμε να παρατηρήσουμε στο σχήμα αυτό, ο αντιστροφέας χρησιμοποιείται για την οδήγηση επαγωγικού τριφασικού κινητήρα. Όπως έχουμε αναφέρει, τα IGBTs, χρησιμοποιούνται ιδιαίτερα για την κατασκευή αντιστροφών και κυρίως για την οδήγηση ασύγχρονων τριφασικών κινητήρων.

## 2.8 ΠΕΔΙΟ ΚΑΙ ΕΦΑΡΜΟΓΕΣ ΤΩΝ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΙΣΧΥΟΣ

Τα ηλεκτρονικά ημιαγωγά στοιχεία, όπως το IGBT το οποίο περιγράψαμε στις προηγούμενες παραγράφους, συνδράμουν στην κατασκευή συσκευών ισχύος, οι οποίες με τη σειρά τους αποτελούν απαραίτητο κομμάτι στα ηλεκτρονικά συστήματα ισχύος. Η εκτεταμένη ζήτηση της αγοράς σε ηλεκτρονικές διατάξεις ισχύος, οφείλονται σε αρκετούς παράγοντες, οι οποίοι εξετάζονται ακόλουθα:

1. **Διακοπτικά τροφοδοτικά (dc) και τροφοδοτικά αδιάλειπτης λειτουργίας (UPS).** Η εξέλιξη της ηλεκτρονικής σε συνδυασμό τη ραγδαία ανάπτυξη των μικροεπεξεργαστών, οδήγησε στην κατασκευή ποικίλων ηλεκτρονικών συστημάτων ευρείας κατανάλωσης. Συσκευές, όπως οι ηλεκτρονικοί υπολογιστές, τηλεπικοινωνιακά συστήματα και γενικά ηλεκτρονικών διατάξεων, οι οποίες απαιτούν συχνά σταθεροποιημένη τάση και αρκετά συχνά αδιάλειπτη τροφοδοσία.
2. **Εξοικονόμηση ενέργειας.** Το αυξανόμενο κόστος της ενέργειας και η ανάγκη προστασίας του περιβάλλοντος από την απερισκεπτα αυξημένη παραγωγή και κατανάλωση αυτής, έδωσαν προτεραιότητα στους τρόπους εξοικονόμησης ενέργειας. Μια τέτοια εφαρμογή των ηλεκτρονικών ισχύος, αναφέρεται στη λειτουργία των λυχνιών ισχύος σε υψηλή συχνότητα, ώστε να αυξηθεί ο συντελεστής απόδοσής τους. Άλλες εφαρμογές που προάγουν την εξοικονόμηση ενέργειας είναι, τα συστήματα κινητήρα αντλία ή συμπιεστή, οι συσκευές ελέγχου ταχύτητας κινητήρα, οι αντλίες θερμότητας, τα κλιματιστικά μηχανήματα και φυσικά δεν είναι μόνο αυτές οι εφαρμογές. **Έλεγχος διαδικασιών και βιομηχανικοί αυτοματισμοί.** Στον έλεγχο διαδικασιών, υπάρχει αυξημένη ζήτηση για αντλίες και συμπιεστές μεγάλης ταχύτητας, εξαιτίας της υψηλής τους απόδοσης. Στις αυτοματοποιημένες βιομηχανίες, τα robot, για τον έλεγχο της θέσης και της ταχύτητας, κινούνται με ηλεκτρικά κινητήρια συστήματα υψηλής απόδοσης (servo drive). Θα πρέπει να σημειώσουμε ότι, η χρήση των υπολογιστών στη βιομηχανία είναι ένας σημαντικός παράγοντας, που καθιστά δυνατό τον έλεγχο διαδικασιών και την αυτοματοποίηση του χώρου.
3. **Μεταφορές.** Εκτός από τα ηλεκτρικά τρένα, υπάρχει και η δυνατότητα χρήσης ηλεκτρικών οχημάτων, με σκοπό τη μείωση τη μόλυνσης του περιβάλλοντος. Τα ηλεκτρικά λοιπόν οχήματα, εκτός από τους φορτιστές μπαταριών, χρησιμοποιούν διατάξεις ελέγχου του κινητήρα τους, που όπως μπορούμε να κατανοήσουμε, απαιτούνται και για το σκοπό αυτό ηλεκτρονικές διατάξεις ισχύος.
4. **Εφαρμογές σχετικές με το σύστημα παραγωγής και μεταφοράς της ηλεκτρικής ενέργειας.** Μια τέτοια εφαρμογή αναφέρεται στη μεταφορά ηλεκτρικής ενέργειας με γραμμές μεταφοράς υψηλής dc τάσης (HVDC). Στην αρχή της γραμμής μεταφοράς η τάση και το ρεύμα με τη συχνότητας της γραμμής μετατρέπονται σε dc. Στο τέλος της γραμμής το dc μετατρέπεται σε ac με συχνότητα του δικτύου. Επίσης οι ηλεκτρονικές διατάξεις ισχύος, συνδράμουν στην περαιτέρω αξιοποίηση του υπάρχων δικτύου μεταφοράς.

5. *Ηλεκτρονικές εφαρμογές.* Περιλαμβάνουν τις συγκολλήσεις, τις επιμεταλλώσεις και την επαγωγική θέρμανση.

Μπορούμε λοιπόν να κατανοήσουμε τη σημαντικότητα και την πληθώρα των εφαρμογών των ηλεκτρονικών ισχύος, τόσο στη βιομηχανία όσο και στην καθημερινή μας ζωή.

Κεφάλαιο

3

**Κεφάλαιο 3**

---

**Βασικές Αρχές**

**Συστημάτων Αυτομάτου Ελέγχου**

### 3.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ

Με τον όρο Συστήματα Αυτομάτου Ελέγχου (Σ.Α.Ε.), καλούμε τις φυσικές και τεχνητές εκείνες διατάξεις, με τις οποίες μπορούμε να πραγματοποιήσουμε τον έλεγχο διαφόρων διεργασιών και διατάξεων, καθώς παράλληλα θα τις οδηγούμε σε επιθυμητές καταστάσεις.

Έτσι για παράδειγμα τα συστήματα αυτά, χρησιμοποιούνται για τον έλεγχο συσκευών, οι οποίες περιέχονται σε συστήματα ελέγχου και ρύθμισης διαφόρων παραμέτρων όπως της θερμοκρασίας, του φωτισμού, της κίνησης και γενικότερα ελέγχουν διατάξεις ηλεκτρικές και μηχανικές. Προφανώς, τα συστήματα αυτομάτου ελέγχου, είναι μη απομονωμένα φυσικά συστήματα, δηλαδή συστήματα που ανταλλάσσουν ενέργεια με το περιβάλλον τους.

Τα συστήματα αυτομάτου ελέγχου, εμφανίστηκαν και χρησιμοποιούνται στο χώρο της βιομηχανίας και μπορούμε να πούμε, ότι πλέον κρίνονται απαραίτητα σε όλες σχεδόν τις βιομηχανικές εφαρμογές. Η χρησιμοποίηση των συστημάτων αυτών, με την πάροδο του χρόνου επεκτείνεται και σε χώρους εκτός βιομηχανίας, όπως σε εργασιακούς χώρους και όπως μπορούμε να παρατηρήσουμε υπεισέρχονται και σε οικιακές εφαρμογές.

Στην παρούσα πτυχιακή εργασία, θα μελετήσουμε και θα πραγματοποιήσουμε εργαστηριακή κατασκευή και εφαρμογή, ενός συστήματος αυτομάτου ελέγχου, με σκοπό τον έλεγχο και τη ρύθμιση των στροφών ασύγχρονου τριφασικού κινητήρα. Ο σκοπός λοιπόν, του κεφαλαίου αυτού, είναι να εξηγήσουμε τις βασικές έννοιες των συστημάτων αυτομάτου ελέγχου, ώστε να κατανοήσουμε πιο εύκολα τη μελέτη του συστήματος που θα αναπτύξουμε σε ακόλουθα κεφάλαια.

### 3.2 ΕΙΣΟΔΟΙ – ΕΞΟΔΟΙ

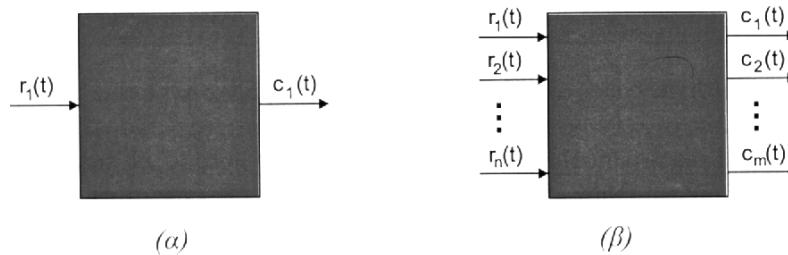
Οποιαδήποτε τυχαία ή επιθυμητή εξωτερική επίδραση στο φυσικό σύστημα, αποτελεί μια είσοδο (input) για το σύστημά μας. Ανάλογα, οποιαδήποτε επίδραση από την πλευρά του συστήματος μας προς το περιβάλλον, αποτελεί μια έξοδο (output) του συστήματος.

Γενικά, οι είσοδοι και οι έξοδοι ενός συστήματος, είναι χρονικά μεταβαλλόμενες ποσότητες και χαρακτηρίζονται ως μεταβλητές εισόδου και μεταβλητές εξόδου αντίστοιχα. Τα συστήματα, διακρίνονται ανάλογα με το πλήθος των σημάτων εισόδου και εξόδου που διαθέτουν, έτσι μπορούμε ακόλουθα να ονομάσουμε τα συστήματα αυτά, ανάλογα με την κατηγορία στην οποία ανήκουν. Οι κατηγορίες αυτές, αναφέρονται ακόλουθα:

- Συστήματα μιας εξόδου - μιας εισόδου (SISO).
- Συστήματα μιας εισόδου - πολλών εξόδων (SIMO).
- Συστήματα πολλών εισόδων - μιας εξόδου (MISO).
- Συστήματα πολλών εισόδων - πολλών εξόδων (MIMO).

Οι τρεις τελευταίες κατηγορίες συστημάτων, χαρακτηρίζονται γενικά ως πολυμεταβλητά συστήματα. Στην περίπτωση αυτή, των πολυμεταβλητών συστημάτων, αντί για μια είσοδο και μια έξοδο, αναφερόμαστε για το διάνυσμα εισόδων και διάστημα εξόδων αντίστοιχα.

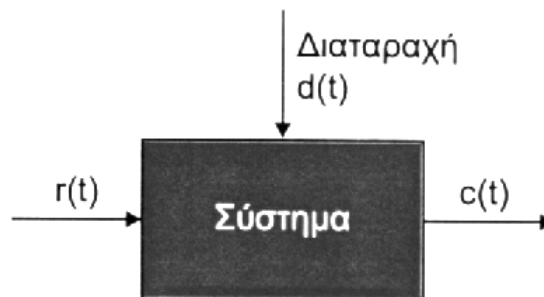
Στη συνέχεια, θα παρουσιάσουμε τη σχηματική παράσταση ενός συστήματος μιας εισόδου και εξόδου, καθώς και πολλαπλών εισόδων και εξόδων.



Σχήμα 3.1 Σχηματική παράσταση φυσικού συστήματος.  
 (α) Σύστημα μιας εισόδου – μιας εξόδου.  
 (β) Σύστημα n-εισόδων – m-εξόδων.

### 3.3 ΔΙΑΤΑΡΑΧΗ

Οποιαδήποτε επίδραση η οποία έχει μη επιθυμητές επιπτώσεις στη λειτουργία του συστήματός μας, καλείται διαταραχή. Η διαταραχή, μπορεί να είναι ενδογενείς, δηλαδή να οφείλεται σε μεταβολές των εσωτερικών παραμέτρων των φυσικών συνιστωσών του συστήματος, όπως για παράδειγμα η φθορά των ψηκτρών ενός κινητήρα Σ.Ρ., που έχει ως αποτέλεσμα την αύξηση της τιμής της ωμικής αντίστασης του τυλίγματος του τυμπάνου. Επίσης, μπορεί η διαταραχή να οφείλεται στην επίδραση εξωτερικών προς το σύστημα παραγόντων, όπως για παράδειγμα η μεταβολή της εξωτερικής θερμοκρασίας σε ένα σύστημα κεντρικής θέρμανσης. Στις περιπτώσεις αυτές, οι διαταραχές αποτελούν και αυτές εισόδου του συστήματος.



Σχήμα 3.2 Επίδραση διαταραχών στο σύστημα.

### 3.4 ΤΑΞΙΝΟΜΗΣΗ ΦΥΣΙΚΩΝ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ

Τα φυσικά συστήματα, διαχωρίζονται σε διάφορες κατηγορίες ανάλογα με τη φύση των στοιχείων τους που τα συνθέτουν, το είδος των σημάτων εισόδου και ελέγχου, τη φύση του ελέγχου και άλλων στοιχείων.

Στη συνέχεια θα περιγράψουμε επιγραμματικά τις κατηγορίες ταξινόμησης των φυσικών συστημάτων.

### **3.4.1 Δυναμικά – στατικά συστήματα**

Τα φυσικά συστήματα, είναι κατά κανόνα δυναμικά συστήματα, περιέχουν δηλαδή στοιχεία, τα οποία αποταμιεύουν ενέργεια με αποτέλεσμα η έξοδός τους (απόκριση) να ακολουθεί τις μεταβολές εισόδου (διέγερσης), με κάποια χρονική καθυστέρηση. Επίσης, για τον προσδιορισμό της απόκρισης ενός δυναμικού στοιχείου, είναι απαραίτητο να γνωρίζουμε τις αρχικές συνθήκες αυτού, πριν από την εφαρμογή της διαταραχής.

Στατικό σύστημα, καλείται το φυσικό σύστημα του οποίου όλα τα στοιχεία είναι στατικά. Στην περίπτωση όπου, έστω και ένα στοιχείο του φυσικού συστήματος είναι δυναμικό, τότε το σύστημα είναι δυναμικό.

Τα δυναμικά συστήματα λοιπόν, περιέχουν δυναμικά στοιχεία, στοιχεία δηλαδή που αποθηκεύουν ενέργεια και περιγράφονται από ολοκληροδιαφορικές εξισώσεις. Τα στατικά συστήματα, δεν περιέχουν δυναμικά στοιχεία, με αποτέλεσμα οι εξοδοί τους σε συγκεκριμένη χρονική στιγμή να εξαρτώνται αποκλειστικά και μόνο από τις τιμές των εισόδων τους την ίδια συγκεκριμένη χρονική στιγμή. Τα στατικά συστήματα περιγράφονται από αλγεβρικές εξισώσεις.

### **3.4.2 Γραμμικά – μη γραμμικά συστήματα**

Γραμμικό σύστημα, καλείται το σύστημα για το οποίο ισχύει η αρχή της υπέρθεσης. Σύμφωνα με τη συγκεκριμένη αρχή, η συνολική απόκριση ενός συστήματος, ισούται με το άθροισμα των επιμέρους αποκρίσεων της κάθε μιας εισόδου ξεχωριστά, θεωρώντας κάθε φορά τις υπόλοιπες μηδενικές. Σε αντίθετη περίπτωση, το σύστημα καλείται μη γραμμικό. Τα γραμμικά συστήματα, περιγράφονται από γραμμικές εξισώσεις, σε αντίθεση με τα μη γραμμικά συστήματα, τα οποία περιγράφονται από μη γραμμικές εξισώσεις.

### **3.4.3 Χρονικά μεταβλητά – αμετάβλητα συστήματα**

Χρονικά αμετάβλητο σύστημα, καλείται το γραμμικό σύστημα του οποίου η μορφή της εξόδου εξαρτάται αποκλειστικά και μόνο από τη μορφή της εισόδου και όχι από το χρόνο εφαρμογής. Σε αντίθετη περίπτωση, το σύστημα καλείται χρονικά μεταβλητό.

Ένα χρονικά αμετάβλητο σύστημα, περιγράφεται από γραμμικές διαφορικές εξισώσεις με σταθερούς συντελεστές. Αντίθετα σε ένα χρονικά μεταβλητό σύστημα οι συντελεστές των διαφορικών εξισώσεων, είναι συναρτήσεις του χρόνου.

### **3.4.4 Συνεχή – διακριτά συστήματα**

Συνεχές σύστημα, καλείται το σύστημα στο οποίο ο χρόνος μεταβάλλεται κατά συνεχή τρόπο, δηλαδή μπορεί να πάρει οποιαδήποτε τιμή μεταξύ των ορίων. Διακριτό, καλείται το σύστημα για το οποίο ο χρόνος μεταβάλλεται κατά διαστήματα σταθερά ή μη σημεία δειγματοληψίας.

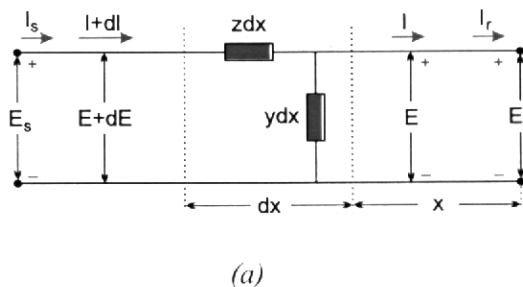
### 3.4.5 Ντετερμινιστικά – στοχαστικά συστήματα

Ντετερμινιστικό ή προσδιοριστικό, καλείται το σύστημα του οποίου καμία είσοδος δεν είναι τυχαία μεταβλητή, σε αντίθετη περίπτωση το σύστημα καλείται στοχαστικό. Δηλαδή, στα ντετερμινιστικά συστήματα, οι έξοδοι μπορούν να προσδιοριστούν σε κάθε χρονική στιγμή από την αντίστοιχη γνώση των εισόδων, εφόσον βέβαια περιγράφονται με καθορισμένες αναλυτικές εκφράσεις. Όπως μπορούμε να συμπεράνουμε, δεν υπάρχει τυχαία ή στοχαστική συμπεριφορά, για το λόγο ότι οι έξοδοι είναι πάντα καθορισμένες συναρτήσεις του χρόνου.

Τα συστήματα πολλών βιομηχανικών συστημάτων, επηρεάζονται από θόρυβο. Ως θόρυβο, ορίζουμε την επίδραση οποιονδήποτε ανεπιθύμητων σημάτων, τα οποία δύναται να προέρχονται είτε από τις συνιστώσες του ίδιου του συστήματος, είτε από το άμεσο περιβάλλον του. Ο θόρυβος αυτός, προσθέτει μια αβεβαιότητα κατά τη διαδικασία μέτρησης διαφόρων σημάτων, προσδίδοντας τους στοχαστικό χαρακτήρα.

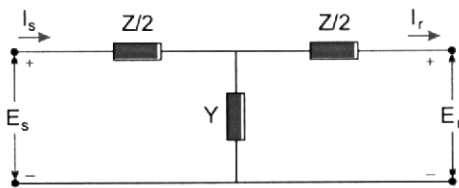
### 3.4.6 Συστήματα συγκεντρωμένων – κατανεμημένων παραμέτρων

Σύστημα με κατανεμημένες ή διανεμημένες παραμέτρους, καλείται το σύστημα του οποίου έστω και μια παράμετρος είναι διανεμημένη ως προς κάποια μεταβλητή εκτός χρόνου. Σε αντίθετη περίπτωση το σύστημα καλείται συγκεντρωμένων παραμέτρων. Παράδειγμα συστήματος διανεμημένων παραμέτρων, αποτελεί η γραμμή μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας μεγάλου μήκους, όπως μπορούμε να διακρίνουμε στο σχήμα 3.3 (α).



(α)

$z$ = ανά μονάδα μήκους σύνθετη αντίσταση της γραμμής.  
 $y$ = ανά μονάδα μήκους εγκάρσια σύνθετη αγωγιμότητα της γραμμής.  
 $Z$ = συνολική σύνθετη αντίσταση γραμμής.  
 $Y$ = συνολική εγκάρσια αγωγιμότητα της γραμμής.



(β)

Σχήμα 3.3 Μοντέλο γραμμής μεταφοράς ηλεκτρικής ενέργειας.  
 (α) Μοντέλο κατανεμημένων παραμέτρων.  
 (β) Μοντέλο συγκεντρωμένων παραμέτρων.

Στην περίπτωση αυτή, η αντίσταση, η αυτεπαγωγή και η χωρητικότητα, είναι ομοιόμορφα κατανεμημένες κατά μήκος της γραμμής και το γεγονός αυτό, πρέπει να λαμβάνεται υπόψη κατά τους ακριβείς υπολογισμούς σε τέτοιου είδους γραμμές

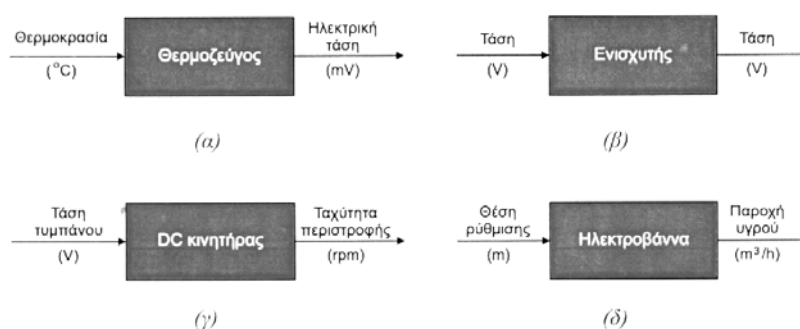


μεταφοράς. Στις γραμμές μεταφοράς μικρού μήκους, το μοντέλο με συγκεντρωμένες παραμέτρους, είναι αρκετά απλούστερο και δίνει εξίσου ικανοποιητικά αποτελέσματα σε σχέση με το αντίστοιχο μοντέλο των παραμέτρων. Ένα τέτοιο σύστημα, μπορούμε να διακρίνουμε στο σχήμα 3.3 (β).

### 3.5 ΔΙΑΓΡΑΜΜΑΤΑ ΒΑΘΜΙΔΩΝ

Το διάγραμμα βαθμίδων ή δομικά διαγράμματα, αποτελούν ένα απλοποιημένο αλλά αρκετά περιεκτικό τρόπο εποπτικής παράστασης των συστημάτων και γενικότερα των συστημάτων ελέγχου. Με τη χρήση τους, επιτυγχάνεται πλήρης εποπτεία της ροής των διαφόρων σημάτων, καθώς και του τρόπου διασύνδεσης και αλληλεπίδρασης των επιμέρους φυσικών συνιστωσών που συνθέτουν το σύστημα συνολικά.

Τα σήματα εισόδου – εξόδου των επιμέρους βαθμίδων ενός συστήματος, μπορεί να είναι οποιαδήποτε φυσικά μεγέθη, όπως για παράδειγμα τάσεις, ρεύματα, πιέσεις, θερμοκρασίες. Οι φυσικές διαστάσεις του σήματος εισόδου μιας βαθμίδας δεν είναι απαραίτητο να ταυτίζονται με τις φυσικές διαστάσεις του αντίστοιχου σήματος εξόδου.



Σχήμα 3.5 Παράσταση συστήματος με διαγράμματα βαθμίδων.

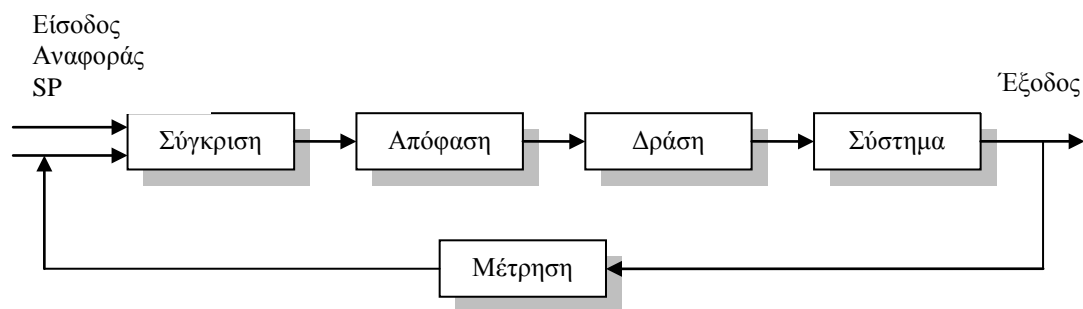
Η περιγραφή των βαθμίδων ενός συστήματος, γίνεται είτε με ονομαστικά στοιχεία των επιμέρους φυσικών στοιχείων που τις συνθέτουν, είτε με μαθηματικό τρόπο δηλαδή με κατάλληλες μαθηματικές εκφράσεις που συσχετίζουν την είσοδο με την έξοδο. Η μαθηματική παράσταση θα πρέπει να γίνεται με τέτοιο τρόπο, ώστε να δίνεται έμφαση μόνο στις ιδιότητες εκείνες των φυσικών στοιχείων που σχετίζονται, επηρεάζουν και συμβάλλουν ουσιαστικά στη συγκεκριμένη λειτουργία του όλου συστήματος. Σε αντίθετη περίπτωση, το δομικό διάγραμμα που θα προκύψει, θα είναι αρκετά πολύπλοκο και κατά συνέπεια δύσχρηστο, χωρίς να εμπλουτίζει το μοντέλο με περισσότερες πληροφορίες που αφορούν τη συμπεριφορά του συστήματος για την προκαθορισμένη λειτουργία του.

Επίσης, με τη χρήση ειδικής άλγεβρας διαγραμμάτων βαθμίδων, σύνθετες παραστάσεις σχετικά εύκολα μετατρέπονται σε πολύ απλούστερες μορφές, διευκολύνοντας με τον τρόπο αυτό τη μελέτη και την ανάλυση σύνθετων συστημάτων.

### 3.6 ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΕΛΕΓΧΟΥ

Ένα φυσικό σύστημα, κατασκευάζεται για να παράγει συγκεκριμένο έργο βάσει καθορισμένων απαιτήσεων και προδιαγραφών. Η ποιότητα του τελικού προϊόντος, συνδέεται άμεσα από τις τιμές ή τις περιοχές μεταβολής, μέρους ή και συνόλου των μεταβλητών εξόδου. Οι τιμές των μεταβλητών εξόδου, οι οποίες χαρακτηρίζουν γενικότερα την απόκριση του συστήματος, επηρεάζονται άμεσα ή έμμεσα από τις εισόδους του συστήματος. Οι διάφορες διαταραχές που επιδρούν στο σύστημα, επηρεάζουν δυσμενώς τη λειτουργία του, με αποτέλεσμα την απαίτηση της συνεχούς αναπροσαρμογής των εισόδων του συστήματος για την αντιστάθμισή τους και τον περιορισμό των μεταβολών των μεταβλητών εξόδου στα προκαθορισμένα όρια λειτουργίας.

Η διαδικασία της παρακολούθησης (μέτρησης) των μεταβλητών εξόδου, της σύγκρισής τους με τις αντίστοιχες επιθυμητές τιμές, όπως ορίζονται από τις προδιαγραφές (τιμές αναφοράς) και στη συνέχεια βάσει των αποκλίσεων αυτών απαιτούμενη ρύθμιση των μεταβλητών εισόδου, χαρακτηρίζεται ως έλεγχος του συστήματος.

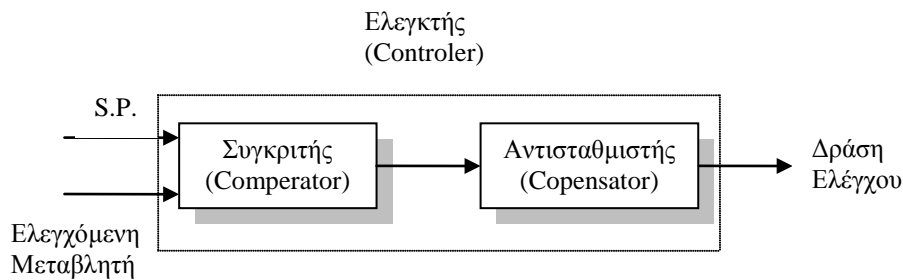


Σχήμα 3.6 Βασικές λειτουργίες συστήματος ελέγχου.

Ο απαιτούμενος υλικός και λογισμικός εξοπλισμός για την υλοποίηση των παραπάνω λειτουργιών, συνθέτει το λεγόμενο σύστημα ελέγχου του φυσικού συστήματος. Η μονάδα ελέγχου, ονομάζεται και ελεγκτής (controller) του συστήματος. Ο ελεγκτής, αποτελείται από δυο βασικές βαθμίδες, το συγκριτή και τον αντισταθμιστή.

Ο συγκριτής, ανιχνεύει το σφάλμα και ο αντισταθμιστής δημιουργεί τη δράση ελέγχου για την αποκατάστασή του. Στην πράξη πολλές φορές συνηθίζεται, όταν αναφερόμαστε στον ελεγκτή ή γενικότερα στην ομάδα ελέγχου, να εννοούμε τη βαθμίδα του αντισταθμιστή μιας και αποτελεί την καρδιά του ελεγκτή.

Στη συνέχεια, το σχήμα που ακολουθεί, παρουσιάζει μια στοιχειώδη δομή του ελεγκτή.



Σχήμα 3.7 Στοιχειώδης δομή ελεγκτή.

### 3.6.1 Ανοικτό Σύστημα

Ένα σύστημα, στο οποίο δεν πραγματοποιούνται συνθήκες αρνητικής ανατροφοδότησης, δηλαδή δεν επιστρέφει συγκριτικό σήμα από την έξοδο στην είσοδό του με σκοπό τη διόρθωση της εξόδου, ονομάζεται ανοικτό σύστημα.

### 3.6.2 Κλειστό Σύστημα – Σφάλμα - Ανατροφοδότηση

Το σύστημα, στο οποίο από την έξοδο επιστρέφει σήμα στην είσοδο με σκοπό την σύγκριση των σημάτων εισόδου-εξόδου (δηλαδή υπάρχει αρνητική ανατροφοδότηση), ονομάζεται κλειστό.

Στα κλειστά συστήματα, προσδιορίζεται και το σφάλμα. Συγκεκριμένα, η διαφορά του σήματος εισόδου από το σήμα εξόδου, όταν πρόκειται για σήματα της ίδιας φύσεως, ορίζει το σφάλμα του κλειστού συστήματος. Όπως μπορεί πολύ εύκολα να γίνει κατανοητό, το σφάλμα ορίζεται μόνο σε κλειστά και όχι σε ανοικτά συστήματα, αφού δεν τίθεται πράξη σύγκρισης.

Επίσης, σε κλειστά συστήματα, ορίζεται και η ανατροφοδότηση, η οποία είναι η ενέργεια, που πραγματοποιείται σε ένα κλειστό σύστημα, όταν σήμα από την έξοδο αυτού επιστρέφει και συγκρίνεται με το σήμα εισόδου.

## 3.7 ΕΛΕΓΧΟΜΕΝΗ ΜΕΤΑΒΛΗΤΗ

Ως ελεγχόμενη μεταβλητή, χαρακτηρίζεται οποιαδήποτε μεταβλητή εξόδου του φυσικού συστήματος, η οποία σχετίζεται άμεσα με την ποιότητα του τελικού προϊόντος και στην οποία προφανώς επικεντρώνεται το ενδιαφέρον για έλεγχο. Για παράδειγμα, ως μεταβλητή ελέγχου μπορεί να θεωρηθεί η θερμοκρασία ενός χώρου, η πίεση στο εσωτερικό σωλήνα, η θέση του βραχίονα ενός ρομπότ, η στάθμη του υγρού αποθήκευσης μιας δεξαμενής και πολλά άλλα συστήματα.

## 3.8 ΜΕΤΑΒΛΗΤΗ ΕΠΙΡΡΟΗΣ – ΜΕΤΑΒΛΗΤΗ ΔΡΑΣΗΣ

Για να είναι εφικτός ο έλεγχος ενός συστήματος, θα πρέπει να υπάρχει οπωσδήποτε μια μεταβλητή εισόδου του συστήματος, της οποίας η τιμή επηρεάζει άμεσα ή έμμεσα την ελεγχόμενη μεταβλητή. Η μεταβλητή αυτή, χαρακτηρίζεται, ως μεταβλητή επιρροής. Τα πραγματικά συστήματα, διαθέτουν συνήθως περισσότερες

της μιας από τις παραπάνω μεταβλητές. Πια από αυτές θα επιλέξουμε για τον έλεγχο της ελεγχόμενης μεταβλητής, καθορίζεται από καθαρά τεχνικό-οικονομικά κριτήρια. Για παράδειγμα εάν η ελεγχόμενη μεταβλητή είναι η ταχύτητα περιστροφής ενός κινητήρα Σ.Ρ., ως μεταβλητές επιρροής μπορούν να θεωρηθούν η τάση του τυλίγματος τυμπάνου ή η τάση του τυλίγματος διέγερσης.

Η μεταβλητή η οποία επιλέγεται και μέσω της οποίας τελικά γίνεται ο έλεγχος της ελεγχόμενης μεταβλητής, είναι γνωστή ως μεταβλητή χειρισμού ή μεταβλητή δράσης. Στην ουσία η μεταβλητή δράσης, χαρακτηρίζεται το φορτίο της εγκατάστασης.

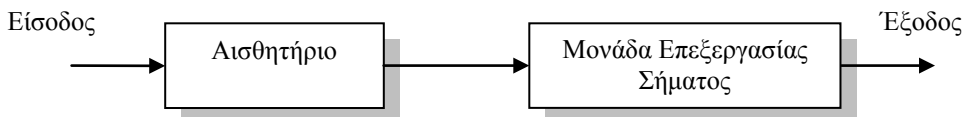
### 3.9 ΜΕΤΡΗΣΗ

Στόχος ενός συστήματος αυτομάτου ελέγχου, είναι η διατήρηση των μεταβολών των μεταβλητών εξόδου της υπό έλεγχο εγκατάστασης σε προκαθορισμένα όρια, σύμφωνα με τις προδιαγραφές λειτουργίας της εγκατάστασης. Οποιαδήποτε απόκλιση των μεταβλητών εξόδου από τα καθορισμένα όρια μεταβολής, θα έχει ως αποτέλεσμα την υποβάθμιση και την αλλοίωση της ποιότητας του τελικού προϊόντος.

Απαραίτητη προϋπόθεση για τη μελέτη, την ανάλυση και τελικά την επιτυχή λειτουργία ενός συστήματος ελέγχου, είναι η σαφής και ολοκληρωμένη γνώση της κατάστασης των μεταβλητών εξόδου και ιδιαίτερα εκείνων που σχετίζονται και επηρεάζουν άμεσα την ποιότητα του τελικού προϊόντος και στις οποίες προφανώς επικεντρώνεται το ενδιαφέρον για έλεγχο.

Γενικά, η διαδικασία της μέτρησης, στηρίζεται στη μετατροπή του φυσικού μεγέθους, με κάποια συγκεκριμένη αναλογία, σε σήμα διαφορετικής ενέργειας, κατάλληλο για επεξεργασία από τις υπόλοιπες βαθμίδες του συστήματος ελέγχου. Το πρωτεύον φυσικό στοιχείο μιας μετρητικής διάταξης, δηλαδή το στοιχείο εκείνο το οποίο βάσει κάποιου φυσικού νόμου διεγείρεται από τις μεταβολές της προς μέτρηση μεταβλητής και αποκρίνεται με σήμα συγκεκριμένης μορφής ενέργειας, είναι γνωστό ως αισθητήριο ή αισθητήρας.

Στις περισσότερες περιπτώσεις, το σήμα εξόδου του αισθητήρα χρειάζεται περαιτέρω επεξεργασία, πριν την οδήγησή του σε επόμενες βαθμίδες ελέγχου. Στην περίπτωση αυτή ανάλογα με το είδος της απαιτούμενης επεξεργασίας, παρεμβάλλονται στη μετρητική διάταξη αμέσως μετά το αισθητήριο στοιχείο και οι απαραίτητες βαθμίδες για την πρόσθετη επεξεργασία του μετρούμενου σήματος. Στη συνέχεια, παραθέτουμε μια σχηματική διάταξη που περιγράφει τη βασική δομή μετρητικής διάταξης.



Σχήμα 3.8 Βασική δομή μετρητικής διάταξης.

Είναι αρκετά συνηθισμένο το αισθητήριο στοιχείο να καλείται και μορφομετατροπέας. Αν και το αισθητήριο στοιχείο από τη φύση της λειτουργίας του, εμπίπτει στην κατηγορία των μορφομετατροπέων σήματος, εν τούτοις ο όρος αυτός, για το πρωτεύον στοιχείο μέτρησης δεν είναι δόκιμος. Ο λόγος είναι απλός, όλα τα αισθητήρια στοιχεία υπό την ευρεία έννοια είναι και μορφομετατροπείς, το αντίστροφο όμως δεν ισχύει. Για παράδειγμα ο ηλεκτρικός θερμοσίφωνας, ο οποίος μετατρέπει την ηλεκτρική ενέργεια σε θερμική είναι ένας μορφομετατροπέας, αλλά σε καμία περίπτωση όμως δεν μπορεί να θεωρηθεί αισθητήριο.

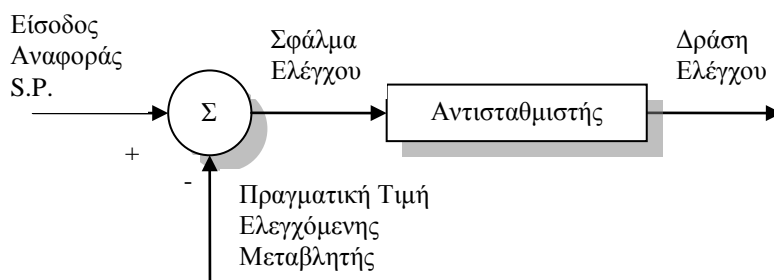
### 3.10 ΕΙΣΟΔΟΣ ΑΝΑΦΟΡΑΣ

Ως είσοδο αναφοράς, ορίζουμε το σήμα εισόδου της βαθμίδας ελέγχου, το οποίο αντιπροσωπεύει την επιθυμητή τιμή της ελεγχόμενης μεταβλητής του φυσικού συστήματος. Στην περίπτωση που οι φυσικές διαστάσεις του σήματος αναφοράς και της πραγματικής τιμής της ελεγχόμενης μεταβλητής δεν συμπίπτουν, είναι απαραίτητη η παρεμβολή ενός μορφομετατροπέα σήματος.

### 3.11 ΣΦΑΛΜΑ ΕΛΕΓΧΟΥ

Από τη σύγκριση του σήματος αναφοράς, με την πραγματική τιμή της ελεγχόμενης μεταβλητής, προκύπτει το σφάλμα ελέγχου, με βάση το οποίο καθορίζεται η διορθωτική δράση ή δράση ελέγχου του ελεγκτή στο φυσικό σύστημα.

Στη συνέχεια μπορούμε να παρατηρήσουμε μια σχηματική παράσταση του συγκριτή.



Σχήμα 3.9 Σχηματική παράσταση συγκριτή.

### 3.12 ΣΥΝΟΠΤΙΚΗ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΕΛΕΓΚΤΩΝ

Οι βιομηχανικοί ελεγκτές, ανάλογα με τη δράση ελέγχου, κατατάσσονται στις επόμενες κατηγορίες:

- Ελεγκτές δυο θέσεων (ON – OFF controllers).
- Αναλογικοί ελεγκτές (P – controllers).
- Ολοκληρωτικοί ελεγκτές (I – controllers).

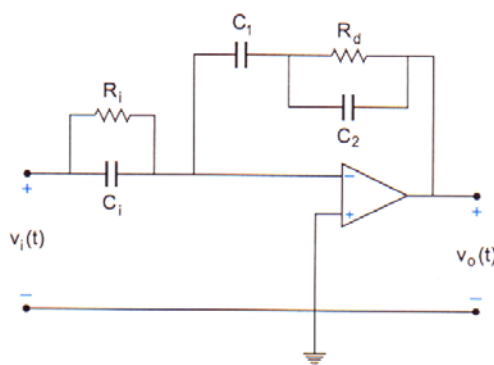
- Αναλογικοί-ολοκληρωτικοί ελεγκτές (PI – controllers).
- Αναλογικο-διαφορικοί ελεγκτές (PD – controllers).
- Αναλογικο-ολοκληρο-διαφορικοί ελεγκτές (PID – controllers).

Συνήθως οι περισσότεροι ελεγκτές δυο θέσεων, περιλαμβάνουν ενσωματωμένο και το στοιχείο της σύγκρισης. Για παράδειγμα, ελεγκτή δυο θέσεων αποτελεί ο γνωστός σε όλους μας θερμοστάτης χώρου, στον οποίο μέσω διμεταλλικού ελάσματος γίνεται η σύγκριση της πραγματικής και της επιθυμητής θερμοκρασίας και μέσω κατάλληλης επαφής ON – OFF που διαθέτει, ελέγχεται ανάλογα η τιμή της μεταβλητής δράσης.

Από τους επόμενους τρεις τύπους ελεγκτών (P,I και D), ο αναλογικός ελεγκτής είναι ο απλούστερος. Το μέγεθος της διορθωτικής δράσης του, είναι απευθείας ανάλογος του σφάλματος ελέγχου. Στην ουσία δηλαδή, ο αναλογικός ελεγκτής είναι ένας απλός γραμμικός ενισχυτής, με σταθερό ή ρυθμιζόμενο κέρδος. Σε αντίθεση με τον αναλογικό, το σήμα εξόδου του ολοκληρωτικού ελεγκτή είναι ανάλογο του ολοκληρώματος του σφάλματος ελέγχου. Δηλαδή, για μικρή τιμή του σφάλματος ελέγχου η διορθωτική δράση αυξάνει κατά πολύ πιο αργά από μια μεγαλύτερη τιμή του σφάλματος. Ο διαφορικός ελεγκτής παράγει σήμα ελέγχου, το οποίο είναι ανάλογο με το χρονικό ρυθμό μεταβολής του σφάλματος ελέγχου και όχι με την απόλυτη τιμή του. Λόγω λοιπόν της φύσης του διαφορικού ελέγχου, η διορθωτική του δράση τείνει να εμποδίσει οποιαδήποτε μελλοντική αύξηση του σφάλματος και το μέγεθός της προφανώς σχετίζεται απευθείας ανάλογα με την ταχύτητα μεταβολής του σφάλματος.

Ανάλογα με τη μορφή ενέργειας που χρησιμοποιούν οι παραπάνω ελεγκτές, κατατάσσονται σε ηλεκτρομηχανικούς, υδραυλικούς, πνευματικούς, ηλεκτρονικούς. Συνήθως οι βιομηχανικοί ελεγκτές του εμπορίου, περιλαμβάνουν ενσωματωμένο και το στοιχείο της σύγκρισης.

Στην ακόλουθη σχηματική διάταξη, παρατηρούμε έναν ηλεκτρονικό PID ελεγκτή.



Σχήμα 3.10 Ηλεκτρονικός PID ελεγκτής.

### 3.13 ΟΔΗΓΟΣ ΒΑΘΜΙΔΑ

Η βαθμίδα του ελεγκτή, καθορίζει τη δράση του συστήματος ελέγχου στο φυσικό σύστημα, με κύριο στόχο τη διατήρηση της εξόδου σε προκαθορισμένα όρια λειτουργίας. Αυτό επιτυγχάνεται με τον έλεγχο μιας από τις μεταβλητές εισόδου του

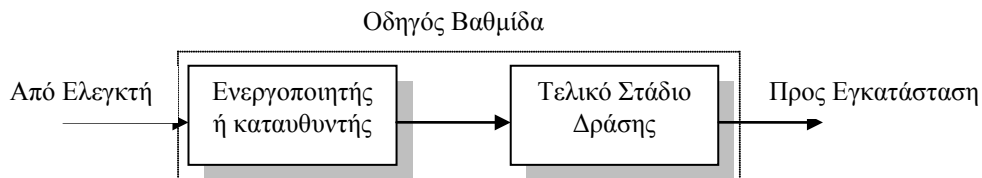
φυσικού συστήματος, η οποία καλείται μεταβλητή δράσης και της οποίας η τιμή επηρεάζει άμεσα ή έμμεσα την αντίστοιχη τιμή της ελεγχόμενης μεταβλητής.

Επειδή στις περισσότερες των περιπτώσεων το σήμα εξόδου του ελεγκτή είναι χαμηλής ισχύος, μεταξύ των βαθμίδων του ελεγκτή και του φυσικού συστήματος, παρεμβάλλεται μια επιπλέον βαθμίδα η λεγόμενη οδηγός βαθμίδα, η οποία στην ουσία παρέχει στην μεταβλητή δράσης την απαιτούμενη ισχύ σύμφωνα με τη λογική του σήματος ελέγχου.

Η οδηγός βαθμίδα, αποτελείται βασικά από δυο επιμέρους βαθμίδες, όπως μπορούμε να διακρίνουμε και στο σχήμα 3.11, τον κατευθυντή ή ενεργοποιητή και το τελικό στάδιο δράσης ή ελέγχου.

Ο ενεργοποιητής μετατρέπει το σήμα εισόδου του ελεγκτή σε σήμα ελέγχου του τελικού στοιχείου δράσης, μέσω της εξόδου του οποίου ελέγχεται απευθείας η μεταβλητή δράσης.

Ανάλογα με το είδος της εγκατάστασης την οποία θέλουμε να ελέγχουμε, το τελικό στοιχείο δράσης, μπορεί να είναι ένας ηλεκτρονικός κινητήρας, μια ηλεκτροβάννα, μια αντλία, ένα θερμαντικό στοιχείο και αρκετά άλλα.

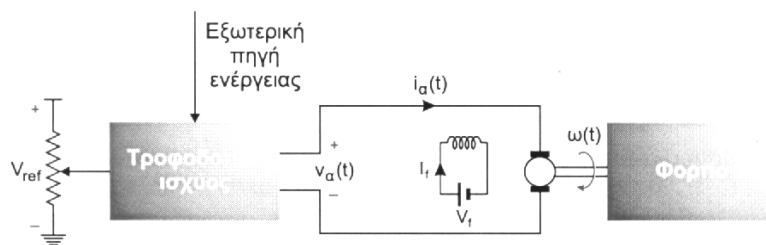


Σχήμα 3.11 Στοιχειώδης δομή οδηγού βαθμίδας.

### 3.14 ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΕΛΕΓΧΟΥ ΑΝΟΙΚΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ

Μια βασική διάκριση μεταξύ των συστημάτων αυτομάτου ελέγχου (Σ.Α.Ε.), είναι σε συστήματα ελέγχου ανοιχτού βρόχου και σε συστήματα ελέγχου κλειστού βρόχου αντίστοιχα.

Όπως αναφέραμε και νωρίτερα σύστημα αυτομάτου ελέγχου ανοιχτού βρόχου, ονομάζεται το σύστημα εκείνο στο οποίο η μεταβλητή εξόδου δεν έχει καμία επίδραση στη μεταβλητή εισόδου του συστήματος. Σε αντίθετη περίπτωση το σύστημα, καλείται κλειστού βρόχου ή κλειστό κύκλωμα.



Σχήμα 3.12 Παράδειγμα Σ.Α.Ε. ανοιχτού βρόχου.

Σύμφωνα με το παραπάνω σχήμα, μπορούμε να διακρίνουμε ένα τυπικό παράδειγμα Σ.Α.Ε. ανοιχτού βρόχου, το οποίο αποτελείται από έναν κινητήρα Σ.Ρ. ξένης διέγερσης, ο οποίος τροφοδοτεί ένα συγκεκριμένο φορτίο.

Μέσω του ποντεσιόμετρου, δημιουργείται μια τάση αναφοράς και η οποία μέσω του τροφοδοτικού σε μια συγκεκριμένη τιμή της τάσης του τυλίγματος τυμπάνου, έτσι ώστε ο κινητήρας να στρέφεται στον επιθυμητό αριθμό στροφών. Εάν τώρα για οποιοδήποτε λόγο εμφανιστεί στο σύστημα κάποια επιθυμητή διαταραχή, θα έχει ως αποτέλεσμα την απόκλιση των στροφών από την επιθυμητή τιμή. Στην περίπτωση που θέλουμε να επαναφέρουμε τις στροφές στην αρχική τους τιμή, θα πρέπει να επέμβουμε χειροκίνητα και να μεταβάλλουμε ανάλογα το σήμα αναφοράς και κατά επέκταση την τάση τροφοδοσίας του τυλίγματος του τυμπάνου.

Σύμφωνα με το παράδειγμα αυτό, είναι φανερό ότι στα Σ.Α.Ε. ανοιχτού βρόχου, η διορθωτική δράση της εγκατάστασης περιορίζεται στη ρύθμιση της τιμής εισόδου και δεν επηρεάζεται από τις μεταβολές της ελεγχόμενης μεταβλητής. Επιπλέον η ακρίβεια του συστήματος, εξαρτάται αποκλειστικά και μόνο από την ακριβή ρύθμιση των επιμέρους συνιστωσών του.

Τα συστήματα αυτομάτου ελέγχου ανοιχτού βρόχου, παρουσιάζουν κάποια πλεονεκτήματα και ορισμένα μειονεκτήματα, τα οποία παρουσιάζονται ακόλουθα:

### **Πλεονεκτήματα**

- Απλή κατασκευή και ευκολία συντήρησης.
- Μικρό κόστος.
- Δεν παρουσιάζουν πρόβλημα αστάθειας.

### **Μειονεκτήματα**

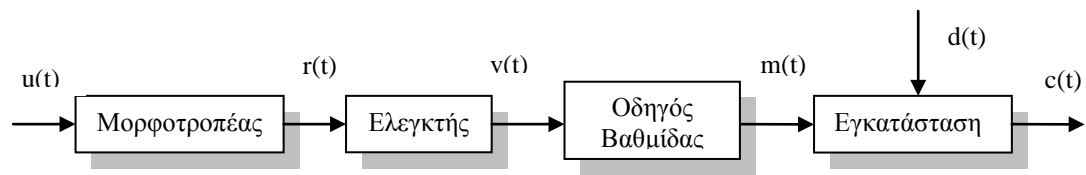
- Τυχόν διαταραχές (εσωτερικές ή εξωτερικές), προκαλούν σφάλματα τα οποία έχουν ως αποτέλεσμα την εκτροπή της εξόδου από την επιθυμητή τιμή.
- Για τη διατήρηση των επιδιωκόμενων χαρακτηριστικών της εξόδου, απαιτείται περιοδική ρύθμιση των επιμέρους συνιστωσών.

#### **3.14.1 Βασική δομή Σ.Α.Ε ανοιχτού βρόχου**

Οι βασικές μονάδες που απαρτίζουν ένα Σ.Α.Ε. ανοιχτού βρόχου σύμφωνα με το σχήμα που ακολουθεί, είναι ο ελεγκτής, η οδηγός βαθμίδα και η υπό έλεγχο εγκατάσταση. Σε ορισμένες περιπτώσεις, εάν απαιτείται, πριν τη μονάδα του ελεγκτή μπορεί να παρεμβάλλεται ένας μορφομετατροπέας, για την κατάλληλη προσαρμογή του σήματος εισόδου στην είσοδο του ελεγκτή.

Σύμφωνα με το σχήμα 3.13, η εντολή εισόδου μέσω του μορφομετατροπέα μετατρέπεται σε σήμα αναφοράς, δηλαδή σε σήμα κατάλληλης μορφής για τη διέγερση του συστήματος.





Σχήμα 3.13 Δομή Σ.Α.Ε. ανοιχτού βρόχου.

,όπου

$u(t)$ = εντολή εισόδου.

$r(t)$ = είσοδος αναφοράς.

$v(t)$ = σήμα ελέγχου.

$m(t)$ = μεταβλητή δράσης.

$c(t)$ = άμεσα ελεγχόμενη μεταβλητή.

$d(t)$ = διαταραχή.

Το σήμα αναφοράς, αποτελεί την είσοδο του ελεγκτή, ο οποίος στην πιο απλή μορφή είναι ένας ενισχυτής, με σκοπό την ενίσχυση του σήματος εισόδου. Η οδηγός βαθμίδα, είναι γενικά συσκευή ισχύος και παρέχει στην εγκατάσταση την απαιτούμενη ισχύ σύμφωνα με τη λογική του σήματος ελέγχου.

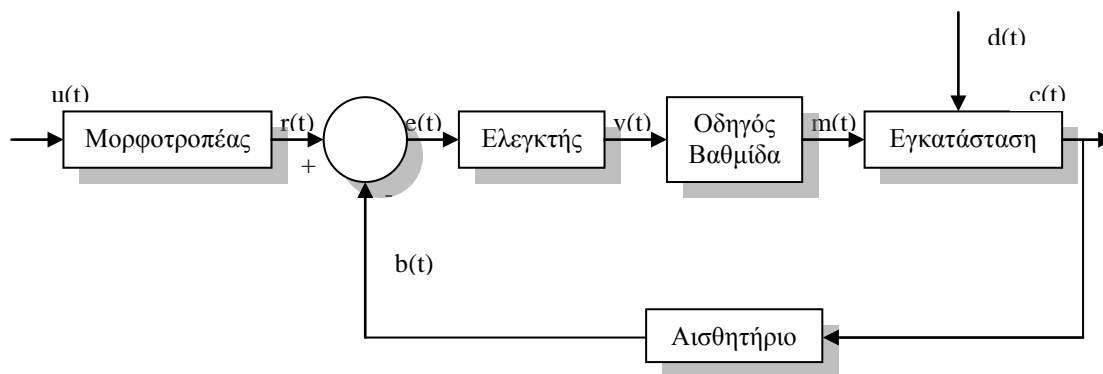
### 3.15 ΣΥΣΤΗΜΑΤΑ ΕΛΕΓΧΟΥ ΚΛΕΙΣΤΟΥ ΒΡΟΧΟΥ

Συστήματα ελέγχου, στα οποία οι μεταβολές της εισόδου επηρεάζονται άμεσα από τις μεταβολές της εξόδου, είναι γνωστά ως συστήματα αυτομάτου ελέγχου κλειστού βρόχου.

Τα Σ.Α.Ε. κλειστού βρόχου, περιέχουν την έννοια της ανάδρασης ή ανατροφοδότησης, δηλαδή της επανατροφοδότησης της ελεγχόμενης μεταβλητής και τη σύγκρισή της με το σήμα αναφοράς. Ο όρος ανάδραση, προκύπτει από την προέλευση του σήματος της ελεγχόμενης μεταβλητής, δηλαδή από την έξοδο προς την είσοδο με σκοπό τη σύγκρισή του με το επιθυμητό σήμα αναφοράς.

Επομένως, σε περίπτωση απόκλισης της ελεγχόμενης μεταβλητής από την αντίστοιχη επιθυμητή τιμή, υπάρχει διορθωτική δράση, αφού πλέον σαν είσοδο του ελεγκτή έχουμε ένα σήμα που προκύπτει από τη διαφορά των σημάτων αναφοράς και ανατροφοδότησης.

Ένα χαρακτηριστικό παράδειγμα Σ.Α.Ε. κλειστού βρόχου, είναι ο έλεγχος στροφών κινητήρα σε κλειστό βρόχο μέσω ταχογεννήτριας.



Σχήμα 3.14 Έλεγχος στροφών κινητήρα σε κλειστό βρόχο.

,όπου

$u(t)$  = εντολή εισόδου.

$r(t)$  = είσοδος αναφοράς.

$e(t)$  = σφάλμα ελέγχου.

$v(t)$  = σήμα ελέγχου.

$m(t)$  = μεταβλητή δράσης.

$c(t)$  = άμεσα ελεγχόμενη μεταβλητή.

$b(t)$  = σήμα ανατροφοδότησης.

$d(t)$  = διαταραχή.

Σύμφωνα με το σχήμα αυτό, σε κάθε χρονική στιγμή οι πραγματικές στροφές του κινητήρα μέσω της ταχογεννήτριας μετατρέπονται σε τάση και στη συνέχεια συγκρίνονται με την τάση εισόδου του σήματος αναφοράς, της οποίας η τιμή αντιστοιχεί στον επιθυμητό αριθμό στροφών. Η βαθμίδα του ελεγκτή, που συνήθως είναι PI – controller, έχει ως είσοδο το σφάλμα των στροφών. Το σήμα ελέγχου στην έξοδό του, ρυθμίζει ανάλογα την οδηγό βαθμίδα, με στόχο την αύξηση ή τη μείωση της παραγόμενης ηλεκτρικής ροπής, ώστε να αντισταθμιστεί η μεταβολή της παραγόμενης ηλεκτρικής ροπής, ώστε να αντισταθμιστεί η μεταβολή του φορτίου και οι στροφές να επανέλθουν στην αρχική τιμή τους πριν τη διαταραχή.

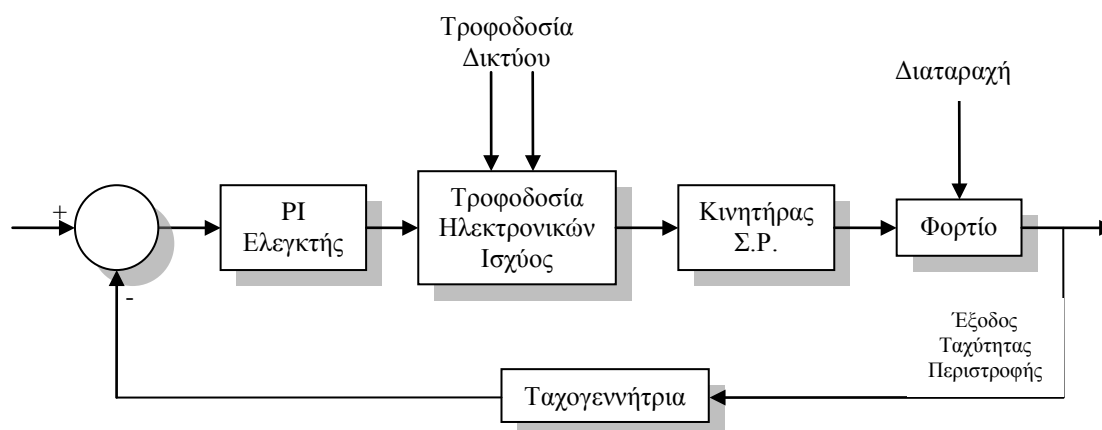
Συνοψίζοντας, με τον όρο “κλειστό σύστημα” ή “σύστημα ελέγχου με ανάδραση”, εννοούμε το σύστημα εκείνο, το οποίο από μόνο του, τείνει να διατηρήσει προκαθορισμένη σχέση μεταξύ των μεταβλητών εισόδου και εξόδου.

Σύμφωνα με τα παραπάνω, μπορούμε να συμπεράνουμε ότι η βασική δομή ενός Σ.Α.Ε. κλειστού βρόχου, υπό τη μορφή δομικών διαγραμμάτων, θα έχει τη μορφή που παρουσιάζεται στο σχήμα 3.15.

Σύμφωνα με το σχήμα αυτό, ένα στοιχειώδες βιομηχανικό σύστημα κλειστού βρόχου, περιλαμβάνει το μορφομετατροπέα εισόδου, τον ελεγκτή, την οδηγό βαθμίδα, την εγκατάσταση και το αισθητήριο στοιχείο του βρόχου ανάδρασης.

Είναι επίσης φανερό, ότι σε ένα Σ.Α.Ε. κλειστού βρόχου επιτελούνται τρεις συγκεκριμένες και θεμελιώδεις λειτουργίες. Η μέτρηση, η απόφαση και η δράση ή χειρισμός. Η λειτουργία της απόφασης, οφείλεται στις βαθμίδες σύγκρισης και ελέγχου. Δηλαδή, το σφάλμα ελέγχου που αποτελεί έξοδο του συγκριτή, τροφοδοτεί τη μονάδα του ελεγκτή, μέσω της οποίας καθορίζεται και επιλέγεται το είδος και το μέγεθος της διορθωτικής δράσης, για την πλήρη αποκατάστασή του. Είναι φανερός ο

καθοριστικός ρόλος του σήματος ανατροφοδότησης, στην όλη διαδικασία ελέγχου και αυτό προϋποθέτει την όσο το δυνατόν ακριβέστερη μέτρηση της ελεγχόμενης μεταβλητής, ώστε να αντικατροπίζεται όσο το δυνατόν ακριβέστερα στο σύστημα ελέγχου η πραγματική εικόνα της διαταραχής. Στη συνέχεια, με τον όρο χειρισμό, εννοούμε την επίδραση της διορθωτικής δράσης ελέγχου στη μεταβλητή δράσης, η οποία όπως προαναφέραμε επηρεάζει άμεσα την ελεγχόμενη μεταβλητή, με στόχο την επαναφορά της, στην επιθυμητή τιμή που καθορίζεται από το σήμα αναφοράς.



Σχήμα 3.15 Βασική δομή Σ.Α.Ε. κλειστού βρόχου.

Σύμφωνα με όσα έχουμε αναφέρει, είναι επίσης φανερό, ότι ο ρόλος της ανάδρασης συντελεί στην ελαχιστοποίηση του σφάλματος, δηλαδή τη διαφορά μεταξύ της εισόδου αναφοράς και της εξόδου του συστήματος. Ο περιορισμός του σφάλματος, είναι μεν ένα σημαντικό λειτουργικό χαρακτηριστικό που η ανάδραση προσδίδει στο σύστημα, αλλά δεν είναι και το μοναδικό. Η ανάδραση επιδρά θετικά και σε διάφορα άλλα βασικά λειτουργικά χαρακτηριστικά του συστήματος, όπως στην ευστάθεια, στο εύρος λειτουργίας, στο συνολικό κέρδος, στη μείωση της ευαισθησίας έναντι των διαφόρων τύπων διαταραχών, καθώς και σε αρκετά άλλα χαρακτηριστικά του συστήματος.

Σύμφωνα με το σχήμα 3.15, ο ελεγκτής ανιχνεύει το σφάλμα και στην απλούστερη περίπτωση το ενισχύει σε κάποιο επιθυμητό επίπεδο. Η οδηγός βαθμίδα, η οποία είναι συσκευή ισχύος, παρέχει στην είσοδο της εγκατάστασης σήμα, σύμφωνα με τη λογική του σήματος ελέγχου, με στόχο τη μείωση ή και το μηδενισμό του σφάλματος ελέγχου της εγκατάστασης.

### 3.16 ΤΑΞΙΝΟΜΗΣΗ ΣΥΣΤΗΜΑΤΩΝ ΕΛΕΓΧΟΥ

Μέχρι στιγμής, είδαμε τη βασικής διάκριση των συστημάτων αυτομάτου ελέγχου, σε συστήματα ελέγχου κλειστού και ανοιχτού βρόχου, από το αν χρησιμοποιείται βρόχος ανάδρασης της ελεγχόμενης μεταβλητής ή όχι. Εκτός από αυτή τη βασική διάκριση, τα συστήματα αυτομάτου ελέγχου, μπορούν να ταξινομηθούν σε διάφορες άλλες κατηγορίες, λαμβάνοντας υπόψη επιπρόσθετες παραμέτρους και ιδιότητες. Σύμφωνα λοιπόν με τα παραπάνω, τα συστήματα ελέγχου ταξινομούνται σε ορισμένες βασικές κατηγορίες, που θα αναφέρουμε ακόλουθα.

### α. Αναλογικά και ψηφιακά συστήματα ελέγχου

Ο όρος αναλογικός έλεγχος, αναφέρεται σε συστήματα ελέγχου τα οποία χρησιμοποιούν αναλογικά σήματα και τα οποία κατ' επέκταση καλούνται αναλογικά σήματα ελέγχου ή συστήματα συνεχούς χρόνου.

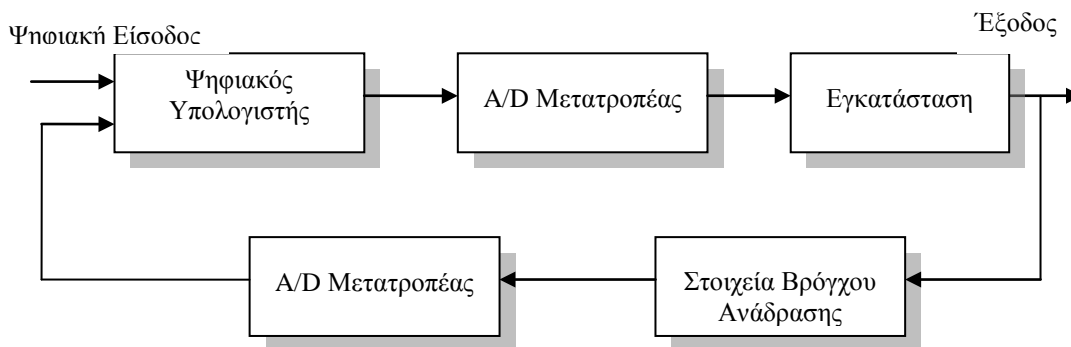
Αναλογικό σήμα, καλείται το σήμα που μπορεί να πάρει οποιαδήποτε τιμή μεταξύ δυο οριακών τιμών, δηλαδή είναι συνεχής συνάρτηση του χρόνου.

Σε αντίθετη περίπτωση με τα συστήματα συνεχούς χρόνου, στα συστήματα ελέγχου διακριτού χρόνου, σε ένα ή και περισσότερα σημεία του συστήματος, εμφανίζονται σήματα τα οποία δεν αποτελούν συνεχείς συναρτήσεις του χρόνου αλλά μια ακολουθία τιμών, είτε υπό μορφή σειράς παλμών, είτε σε ψηφιακή μορφή.

Η αλματώδης εξέλιξη της μικροηλεκτρονικής και ιδιαίτερα στην περιοχή των μικροεπεξεργαστών, τόσο σε ταχύτητα επεξεργασίας, όσο και σε δυνατότητες προγραμματισμού, παράλληλα με τη διαρκεί μείωση του κόστους, τείνουν να καθιερώσουν τη χρήση των συστημάτων ελέγχου διακριτού χρόνου, ως βασικές συνιστώσες των μονάδων ελέγχου στα σύγχρονα συστήματα αυτοματισμού, για έλεγχο σε πραγματικό χρόνο.

Τα συστήματα, στα οποία η βασική μονάδα ελέγχου βασίζεται στη χρήση μικροεπεξεργαστών, είναι γνωστά ως συστήματα ελέγχου διακριτού χρόνου, λόγω του γεγονότος ότι τα σήματα τα οποία επεξεργάζονται, είναι σε διακριτή και όχι σε συνεχή μορφή.

Στη συνέχεια, παρουσιάζεται η σχηματική παράσταση υπό μορφή διαγραμμάτων βαθμίδων ενός τυπικού διακριτού συστήματος ελέγχου κλειστού βρόχου.



Σχήμα 3.16 Τυπικό σύστημα ελέγχου διακριτού χρόνου.

Η σύζευξη μεταξύ της μονάδας ελέγχου και των υπολοίπων μονάδων του συστήματος, επιτυγχάνεται με τη χρήση μετατροπέων του σήματος από ψηφιακή σε αναλογική μορφή και αντίστροφα.

Οι αυξημένες δυνατότητες ταχύτητας επεξεργασίας και προγραμματιστικών τεχνικών των μικροεπεξεργαστών, έχουν ως αποτέλεσμα τα διακριτά συστήματα ελέγχου σε σχέση με τα αντίστοιχα αναλογικά συστήματα, να υπερτερούν σε θέματα αξιοπιστίας, ευστάθειας, ευελιξίας και σε αρκετές περιπτώσεις και σε θέματα κόστους, μεγέθους και βάρους.

## β. Ρυθμιστικά και ακολουθιακά συστήματα

Τα κλειστά συστήματα ελέγχου, ανάλογα με τη χρήση τους ταξινομούνται σε δυο βασικές κατηγορίες, τα **ρυθμιστικά** συστήματα και τα **ακολουθιακά** συστήματα.

Ρυθμιστικό σύστημα, καλείται το σύστημα του οποίου η είσοδος αναφοράς (Set Point), παραμένει σταθερή ή αλλάζει σπανίως. Τα συστήματα αυτού του είδους, έχουν στόχο τη διατήρηση της τιμής της ελεγχόμενης μεταβλητής, στην τιμή που καθορίζεται από τη συγκεκριμένη είσοδο αναφοράς, ανεξαρτήτων των μεταβλητών του φορτίου της εγκατάστασης. Παράδειγμα ρυθμιστικών συστημάτων, αποτελούν οι ρυθμιστές τάσης και συχνότητας των σύγχρονων γεννητριών των σταθμών παραγωγής ηλεκτρικής ενέργειας, των οποίων η λειτουργία έχει ως στόχο τη διατήρηση σταθερής τάσης κατά μέγεθος και συχνότητα στους ζυγούς, ανεξαρτήτων των διακυμάνσεων των φορτίων, όπως μπορούμε να διακρίνουμε και στο σχήμα που ακολουθεί.

Σε αντίθεση με τα ρυθμιστικά συστήματα, στα ακολουθιακά συστήματα, οι αλλαγές της τιμής της εισόδου αναφοράς είναι αρκετά συχνές. Ο στόχος της λειτουργίας ενός ακολουθιακού συστήματος, δεν είναι η σταθερότητα της ελεγχόμενης μεταβλητής σε καθορισμένη τιμή, αλλά η μεταβολή της σε πλήρη αντιστοιχία με τις αντίστοιχες μεταβολές της εισόδου αναφοράς. Δηλαδή, σε ένα ακολουθιακό σύστημα, η ελεγχόμενη μεταβλητή ακολουθεί τις μεταβολές του σήματος εισόδου. Παραδείγματα ακολουθιακών συστημάτων, αποτελούν το σύστημα ελέγχου θέσης ενός ραντάρ, τα διάφορα καταγραφικά όργανα τύπου, το σύστημα προσανατολισμού με τον ήλιο της επιφάνειας ενός ηλιακού συλλέκτη. Στη ουσία, η χρονική μεταβολή του S.P. σε τέτοιου είδους συστήματα, ορίζει μια τροχιά την οποία καλείται να ακολουθήσει πιστά η ελεγχόμενη μεταβλητή.

## γ. Σερβομηχανισμοί

Τα συστήματα ελέγχου κλειστού βρόχου, στα οποία η ελεγχόμενη μεταβλητή ως μέγεθος έχει διαστάσεις θέσης, ταχύτητας ή επιτάχυνσης, καλούνται σερβομηχανισμοί. Ανάλογα με το είδος της λειτουργίας τους, οι σερβομηχανισμοί μπορούν να ανήκουν σε μια από τις δυο προηγούμενες κατηγορίες.

## δ. Διαδοχικός έλεγχος

Στην κατηγορία αυτή, ανήκουν τα συστήματα εκείνα τα οποία πραγματοποιούν ένα σύνολο λειτουργιών κατά ένα συγκεκριμένο τρόπο, δηλαδή λειτουργούν βάσει χρονικού διαγράμματος. Ανάλογα με τον τρόπο που γίνεται η έναρξη και η παύση των διαφόρων εντολών, τα συστήματα αυτά ταξινομούνται σε δυο κατηγορίες.

Τα συστήματα, των οποίων οι διάφορες λειτουργίες ενεργοποιούνται βάσει κάποιου γεγονότος το οποίο λαμβάνει χώρα, όπως για παράδειγμα το πάτημα ενός μπουτόν, το κλείσιμο ενός τερματικού διακόπτη.

Τα συστήματα, εκείνα, στα οποία η χρονική στιγμή ενεργοποίησης της κάθε εντολής, καθώς και η διάρκειά της, καθορίζεται βάσει του προγράμματος. Το σύστημα σηματοδότησης της κυκλοφορίας, ο φούρνος μικροκυμάτων, αποτελούν παραδείγματα τέτοιων συστημάτων.

### ε. Αριθμητικός έλεγχος

Ο αριθμητικός έλεγχος, χρησιμοποιεί προκαθορισμένες εντολές για τον έλεγχο της κίνησης των εξαρτημάτων μηχανών στη βιομηχανία κατασκευών. Οι εντολές είναι συνήθως κωδικοποιημένες σε συμβολικό κώδικα.

Οι εφαρμογές του αριθμητικού ελέγχου, εκτείνονται σε πλήθος βιομηχανικών κατασκευών, όπως για παράδειγμα μηχανές διάτρησης, λείανσης, κοπής.

## 3.17 ΕΛΕΓΧΟΣ PID

Σε ένα κλειστό σύστημα ελέγχου, οι τρεις πιθανοί τρόποι ελέγχου, είναι ο αναλογικός (Proportional), ο ολοκληρωτικός (Integral) και ο διαφορικός (Derivative) και σε πολλές περιπτώσεις αυτές οι καταστάσεις συνδυάζονται για να δώσουν έναν ελεγκτή τριών όρων, που ονομάζεται PID. Πριν εξετάσουμε τον κάθε έναν από αυτούς τους τρόπους, θα άξιζε να δηλώνουμε έναν άλλο τρόπο κατηγοριοποίησης των συστημάτων κλειστού βρόγχου, που είναι η διαφορά ανάμεσα στους **σταθεροποιητές** και τους **σερβομηχανισμούς**.

Ένας **σταθεροποιητής**, είναι οποιαδήποτε μορφή συστήματος, όπου η έξοδος είναι μια μεταβλητή που πρέπει να ενεργοποιηθεί και να διατηρηθεί. Για παράδειγμα, η ταχύτητα ενός κινητήρα, η θερμοκρασία σε ένα φούρνο και ο ρυθμός ροής σε μια σωλήνα. Σε οποιαδήποτε από αυτές τις περιπτώσεις, μια έξοδος από τον ελεγκτή είναι πάντα απαιτούμενη. Δηλαδή, ένα σφάλμα σταθερής κατάστασης, θα πρέπει να υπάρχει, προκειμένου να δώσουμε ένα σταθερό σφάλμα στην έξοδο ή μια σταθερή τάση στην έξοδο, πρέπει να δοθεί από τον ελεγκτή όταν το σφάλμα είναι μηδέν. Τα παραπάνω περιγράφονται από τη σχέση:

$$3 \quad C = Ke + A$$

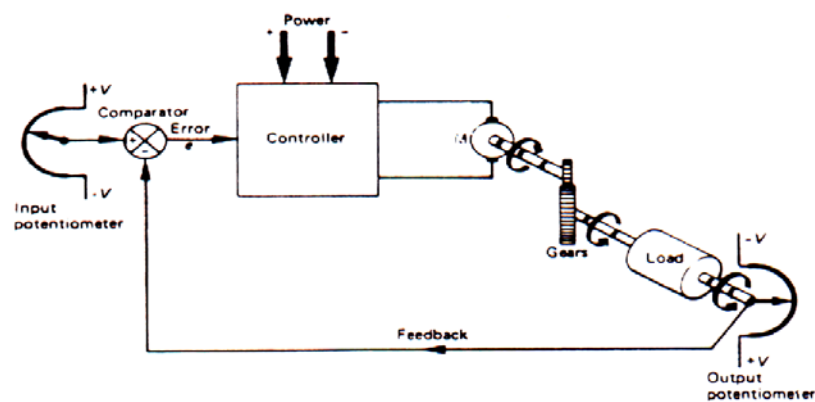
,όπου

C: η λειτουργία ελέγχου

K: το κέρδος του συστήματος

e: το σύστημα σφάλματος και

A: μια σταθερά εξόδου σταθερής κατάστασης.



Σχήμα 3.17 Ελεγκτής θέσης (Σερβομηχανισμός).

Ο **σερβομηχανισμός**, συνήθως είναι, ένα σύστημα ελέγχου θέσης, όπου η έξοδος είναι γραμμική της γωνιακής ταχύτητας ενός κομματιού της μηχανής. Ας θεωρήσουμε, ότι θέτουμε τη γωνιακή θέση ενός άξονα για το σύστημα που φαίνεται στο σχήμα 3.17. Η απαιτούμενη θέση τίθεται από την τάση αναφοράς εισόδου. Το σήμα σφάλματος ( η διαφορά ανάμεσα στην πραγματική και την επιθυμητή θέση εξόδου), προκαλεί μια μεγάλη έξοδο από τον ελεγκτή. Ο κινητήρας οδηγείται και ο άξονας περιστρέφεται για να προσομοιώσει τον εαυτό του με την καινούρια θέση. Καθώς κινείται και πλησιάζει την τελική του τιμή σταθερής κατάστασης, το σήμα σφάλματος μειώνεται. Τελικώς, ο άξονας φθάνει στην επιθυμητή θέση και είναι σε τέλειο συγχρονισμό με την τιμή του, το σήμα σφάλματος μηδενίζεται. Η τελική του τιμή δίνεται από τη σχέση  $C = Ke$  και κάτω από συνθήκες σταθερής κατάστασης,  $e = 0$ .

Το βασικό σύστημα ελέγχου θέσης ή σερβομηχανισμού που παρουσιάζεται στο σχήμα 3.17, μπορεί να μετατραπεί χρησιμοποιώντας διαφορετικές ταχύτητες και συστήματα οδήγησης, προκειμένου να δώσουν γραμμική κίνηση και τα συστήματα μπορούν να συνδυαστούν για να δώσουν  $xy$  ή  $xyz$  έλεγχο θέσης.

Η ανάλυση που ακολουθεί, αναφέρεται στα συστήματα σερβομηχανισμού, αλλά εφαρμόζεται ισodύναμα και σε σταθεροποιητές, με εξαίρεση το γεγονός, ότι για ένα σταθεροποιητή κάποια τιμή πρέπει να είναι έξοδος κάτω από συνθήκες σταθερής κατάστασης. Η μετατροπή μπορεί να γίνει μέσω του προγράμματος βασισμένο σε μικροεπεξεργαστή.

### 3.17.1 Αναλογικός Έλεγχος (Proportional Control)

Στον αναλογικό έλεγχο, η έξοδος του ελεγκτή είναι άμεσα ανάλογη του σήματος σφάλματος. Αυτή είναι η λειτουργία του κλειστού συστήματος που είδη έχει περιγραφεί. Ισχύει η ακόλουθη σχέση:

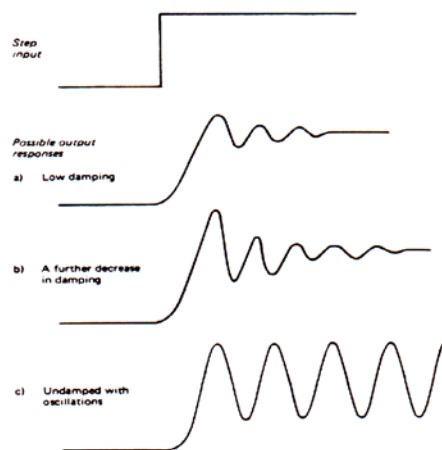
$$C = K_p e$$

, όπου

$K_p$ : το κέρδος του ελεγκτή ή η σταθερά αναλογίας,

$e$ : το σήμα σφάλματος.

Για να πετύχουμε τόσο υψηλή ταχύτητα και γρήγορη απόκριση, η τιμή του αναλογικού κέρδους, πρέπει να είναι μεγάλη. Πολύ μικρό κέρδος, θα έχει σαν αποτέλεσμα μικρή ακρίβεια και αργό χρόνο αποκατάστασης. Στο παράδειγμα του σχήματος 3.17, χαμηλό κέρδος θα οδηγούσε σε μια λανθασμένη ρύθμιση ανάμεσα στην απαιτούμενη και την πραγματική θέση του άξονα.



Σχήμα 3.18 Αστάθεια σε ένα σύστημα κλειστού βρόγχου.

Η επαγόμενη αδύναμη δράση δεν θα ήταν σε θέση να ξεπεράσει τις τριβές και μια αποδεκτή νεκρή ζώνη (Dead Band) θα είχε δημιουργηθεί. Δυστυχώς, εφόσον τα περισσότερα συστήματα περιέχουν δικτυώματα καθυστέρησης που αυξάνουν το κέρδος, για να βελτιώσουν την ακρίβεια και την απόκριση, προκαλούν αστάθεια. Αυτά τα δικτυώματα καθυστέρησης, όπως για παράδειγμα η αδράνεια ενός στρεφόμενου φορτίου, μπορούν να αλλάξουν το πρόσημο του σήματος ανάδρασης από (-) σε (+). Η έξοδος τότε οδηγείται, πέρα από την επιθυμητή τιμή και όπως διορθώνεται, μεταβάλλεται γρήγορα από τη μια άκρη στην άλλη, μέχρι που τελικά ηρεμεί. Η χειρότερη περίπτωση σε μια συχνότητα, όπου το σήμα ανάδρασης αλλάζει από αρνητικό σε θετικό, το κέρδος βρόγχου μπορεί να ισοδυναμεί με τη μονάδα και οι ταλαντώσεις στην έξοδο θα καθοριστούν, όπως μπορούμε να διακρίνουμε και στο σχήμα 3.18. Σε ένα σύστημα βασισμένο σε μικροεπεξεργαστή, όπου λαμβάνονται διαδοχικά δείγματα, ο έλεγχος της πράξης για αναλογικό έλεγχο θα δίνεται από τη σχέση που ακολουθεί:

$$C_n = K_p e_n$$

,όπου

$C_n$ : η n-οστό έξοδος ελέγχου,

$K_p$ : το αναλογικό κέρδος,

$e_n$ : το n-οστό δείγμα.

Αξίζει να σημειωθεί, ότι χωρίς αντιστάθμιση, αυξάνοντας το κέρδος  $K_p$ , θα βελτιώσουμε την ακρίβεια και την ταχύτητα, αλλά αυτό θα οδηγήσει αναπόφευκτα σε ασταθή λειτουργία.

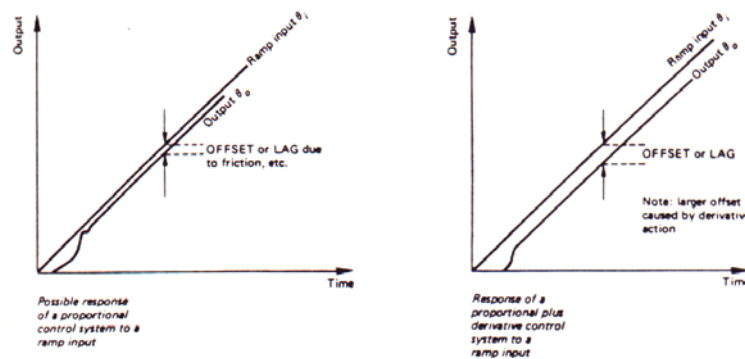
### 3.17.2 Διαφορικός Έλεγχος (Derivative Control)

Μια βασική μέθοδος σταθεροποίησης ενός κλειστού ελέγχου ενός συστήματος, είναι να παρέχουμε ένα επιπρόσθετο σήμα, το οποίο είναι ανάλογο του ρυθμού κατά τον οποίο η έξοδος αλλάζει. Το σήμα αυτό ονομάζεται ανάδραση ταχύτητας (Velocity Feedback) και προστίθεται στο σφάλμα για να δώσει ένα σύνθετο σήμα στον ελεγκτή εισόδου, έτσι ώστε αυτό να προκαλέσει την έξοδο να προχωρήσει πιο



πολύ ή να σταματήσει. Όταν η έξοδος κινείται με πολύ γρήγορο ρυθμό. Αυτό επίσης αναφέρεται και σαν ανάδραση παραγωγίσις ή διαφόρισης της εξόδου (Output Derivative Feedback) και το μπλοκ διάγραμμα ενός απλού σερβομηχανισμού, που έχει αυτή τη μορφή της σταθεροποίησης ανάδρασης που απεικονίζεται στο σχήμα 3.19. Ας υποθέσουμε ότι μια βηματική τάση εισόδου εφαρμόζεται στο σύστημα, ο κινητήρας οδηγείται έντονα και το φορτίο αρχίζει να περιστρέφεται προκαλώντας το αρχικό σήμα σφάλματος να μειωθεί. Καθώς το φορτίο επιταχύνει, η παράγωγος της εξόδου  $d\theta_o/dt$  αυξάνει. Αυτό το σήμα ταχύτητας τότε ανακτάται από το σφάλμα και η έξοδος εφαρμόζεται στην είσοδο του ελεγκτή. Σε κάποιο σημείο, όταν το φορτίο είναι στη μέγιστη ταχύτητα, το σύνθετο σήμα που εισάγεται στον ελεγκτή πέφτει στο μηδέν και μπορεί τότε να αλλάξει πρόσημο για να επιστρέψει την κατεύθυνση επιστροφής του κινητήρα. Ρυθμίζοντας το τμήμα του σήματος παραγωγίσις που ενοποιείται με το σφάλμα, είναι πιθανό να πετύχουμε ομαλή, σταθερή και γρήγορη απόκριση.

Το σήμα σταθεροποίησης, μπορεί επίσης να ανακτηθεί παίρνοντας κατευθείαν την παράγωγο του σφάλματος. Έτσι, ο έλεγχος με παραγωγίσις, μπορεί να αναπαρασταθεί με την σχέση  $C = K_d de/dt$ , όπου  $K_d$  το κέρδος διαφορικού ελέγχου.



Σχήμα 3.19 Καμπύλες εξόδου-χρόνου για σύστημα αναλογικού ελέγχου και κλειστό σύστημα που χρησιμοποιεί την τεχνική της διαφόρισης.

Η λειτουργία αυτή ελέγχου, υιοθετεί το Damping στο σύστημα. Για ένα σύστημα δειγματοληψίας βασισμένο σε μικροεπεξεργαστή, η παραπάνω σχέση μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$C_n = K_d \cdot \frac{(e_n - e_{n-1})}{\Delta t}$$

,όπου

$C_n$  = η n-οστή τιμή ελέγχου,

$e_n$  = το σφάλμα μετά από n-οστό δείγμα,

$e_{n-1}$  = το προηγούμενο σφάλμα του  $e_n$ ,

$\Delta t$  = το διάλειμμα δειγματοληψίας.

Ο ρυθμός μεταβολής του σφάλματος  $[(e_n - e_{n-1})/\Delta t]$ , που χρησιμοποιείται σαν σήμα σταθεροποίησης, μπορεί να ανακτηθεί, χρησιμοποιώντας εντολές του προγράμματος που αφορούν την ήδη καταχωρημένη τιμή του προηγούμενου σφάλματος και τότε διαιρούν το αποτέλεσμα αυτής της αφαίρεσης, με μια τιμή που ισοδυναμεί με το διάλειμμα δειγματοληψίας.

Ένας συνδυασμός αναλογικού και ψηφιακού ελέγχου θα έχει σαν αποτέλεσμα ακρίβεια, γρήγορη και σταθερή απόκριση, αλλά κάτω από συγκεκριμένες συνθήκες,

μπορεί να προκαλέσει την έξοδο να παρουσιάζει μια σταθερή καθυστέρηση ως προς τη είσοδο. Αυτό, συμβαίνει σε περιπτώσεις, όπου η είσοδος αλλάζει με συγκεκριμένο ρυθμό, όπως μπορούμε να διακρίνουμε και στο σχήμα 3.19. Το σφάλμα θέσης συμβαίνει, γιατί η λειτουργία παραγωγίσις, θα γίνει με μια καθυστέρηση ως προς την έξοδο. Η προσθήκη ενός τρίτου τρόπου ελέγχου, θα εξαφάνιζε και αυτό το πρόβλημα.

### 3.17.3 Ολοκληρωτικός Έλεγχος (Integral Control)

Με τον ολοκληρωτικό έλεγχο, ένα επιπρόσθετο σήμα ελέγχου εφαρμόζεται στον ελεγκτή εισόδου, το οποίο είναι ανάλογο του ολοκληρώματος του σφάλματος. Αυτό εκφράζεται ως εξής:

$$C_n = \int e \, dt$$

, όπου

$K_i$  = η σταθερά ολοκληρωτικού κέρδους.

Αυτή η κατάσταση ελέγχου, εξαναγκάζει τον ελεγκτή να παράγει ένα σήμα οδήγησης όσο υπάρχει κάποιο σφάλμα, μηδενίζοντας έτσι την πιθανότητα ύπαρξης σφάλματος θέσης (Offset). Σε ένα σύστημα δεδομένων που έχουν δειγματοληπτηθεί από έναν μικροεπεξεργαστή, η εξίσωση για τον ολοκληρωτικό έλεγχο παίρνει την ακόλουθη μορφή:

$$C_n = K_i \cdot \sum_{i=0}^n e_i \cdot \Delta t$$

$$C_n = K_i \cdot \sum_{i=0}^n e_i \cdot \Delta t$$

, όπου

$C_n$  = η n-οστή πράξη ελέγχου,

$K_i$  = η ολοκληρωτική σταθερά κέρδους,

$\Delta t$  = το διάλειμμα δειγματοληψίας.

Ένα σύστημα κλειστού βρόγχου χρησιμοποιώντας τον συνδυασμό αναλογικού, ολοκληρωτικού και διαφορικού ελέγχου, έχει την ακόλουθη λειτουργία ελέγχου.

$$C = K_p \cdot e + K_d \cdot \frac{de}{dt} + \int e \, dt \quad K_i \cdot t = K_p \cdot \left( e + \frac{K_d}{K_p} \cdot \frac{de}{dt} + \int e \, dt \right) \frac{1}{T_1} \cdot t$$

Συνήθως, η ανάλογα  $K_p$  προς  $K_i$  ονομάζεται σταθερά χρόνου ολοκλήρωσης ( $T_1$ ) και η αναλογία  $K_d$  προς  $K_p$ , ονομάζεται σταθερά χρόνου παραγωγίσις ( $T_s$ ).

Η παραπάνω εξίσωση, μπορεί τότε να ξαναγραφεί με την ακόλουθη μορφή:

$$C = K_p \cdot \left( e + T_d \cdot \frac{de}{dt} + \frac{1}{T_i} \cdot \int e dt \right)$$

Αυτή η σχέση, περιγράφει τη λειτουργία ελέγχου για αναλογικούς σερβομηχανισμούς. Η αντίστοιχη σχέση για σερβομηχανισμό δειγματοληπτημένων δεδομένων με μικροεπεξεργαστή, είναι η ακόλουθη:

$$C_n = K_p \cdot \left[ e_n + T_d \cdot \left( \frac{e_n - e_{n-1}}{\Delta t} \right) + \frac{1}{T_i} \cdot \sum_{i=1}^n e_i \cdot \Delta t \right]$$

,όπου

$C_n$ : η λειτουργία ελέγχου,

$K_p$ : το κέρδος,

$e_n$ : το σφάλμα ρεύματος (P),

$e_n - e_{n-1} / \Delta t$ : είναι το σφάλμα διαφοράρισης.

Για το (n-1) δείγμα και με ορισμένες απλοποιήσεις, η προηγούμενη εξίσωση μπορεί να γραφεί ως εξής:

$$\Delta C_n = K_p \cdot \left[ \left( 1 + \frac{\Delta t}{T_i} + \frac{T_d}{\Delta t} \right) \cdot e_n - \left( 1 + 2 \cdot \frac{T_d}{\Delta t} \right) \cdot e_{(n-1)} + \frac{T_d}{\Delta t} \cdot e_{n-2} \right]$$

$$\Delta C_n = A_0 \cdot e_n - A_1 \cdot e_{(n-1)} + A_2 \cdot e_{n-2}$$

,όπου οι σταθερές,  $A_0$ ,  $A_1$ ,  $A_2$ , περιγράφονται από τις ακόλουθες σχέσεις:

$$A_0 = K_p \cdot \left( 1 + \frac{\Delta t}{T_i} + \frac{T_d}{\Delta t} \right)$$

$$A_1 = K_p \cdot \left( 1 + 2 \cdot \frac{T_d}{\Delta t} \right)$$

$$A_2 = K_p \cdot \frac{T_d}{\Delta t}$$

Εφόσον,  $\Delta C_n = C_n - C_{n-1}$  η n-οστή λειτουργία ελέγχου, θα δίνεται από την ακόλουθη σχέση:

$$C_n = C_{n-1} + A_0 \cdot e_n - A_1 \cdot e_{n-1} + A_2 \cdot e_{n-2}$$

Χρησιμοποιώντας μια μνήμη Ram για να καταχωρήσουμε λέξεις ίσες με τις προηγούμενες εξόδους ελέγχου ( $C_{n-1}$ ) και τα δυο τελευταία σήματα σφάλματος ( $e_n$  και  $e_{n-1}$ ), το πρόγραμμα, μπορεί να υπολογίσει την απαιτούμενη λειτουργία n-οστού ελέγχου, διαχειρίζοντας με τέτοιο τρόπο αυτές τις τιμές και το σφάλμα ρεύματος σύμφωνα με την εξίσωση που δίνεται παραπάνω. Ρύθμιση του συστήματος, προκειμένου να πετύχουμε την μέγιστη δυνατή απόδοση, (δηλαδή γρήγορη απόκριση με ελάχιστη αστάθεια και μικρό σφάλμα θέσης), μπορεί να επιτευχθεί θέτοντας τις κατάλληλες τιμές για τις τρεις σταθερές  $A_0$ ,  $A_1$ ,  $A_2$ .

**Κεφάλαιο**

**4**

**Κεφάλαιο 4**

---

**Μελέτη Και Κατασκευή Τροφοδοτικού**

#### 4.1 ΕΙΣΑΓΩΓΗ ΚΕΦΑΛΑΙΟΥ

Στο κεφάλαιο αυτό θα γίνει περιγραφή του κατασκευαστικού μέρους, τροφοδοτικής διάταξης AC/DC ισχύος 10KW.

Η είσοδος θα δέχεται τριφασική τάση και έξοδος θα δίνει πλήρως ανορθωμένη τάση. Όταν η έξοδος δώσει 560V συνεχούς τάσης από την πλήρη τριφασική ανόρθωση, θα έχουμε ένα ρεύμα της τάξης των 10 A.

Η διάταξη αυτή θα ελέγχεται με παλμό PWM, με ειδικό PWM controller δίνοντάς μας τη δυνατότητα ρυθμιζόμενης ισχύος εξόδου.

#### 4.2 ΛΙΣΤΑ ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΩΝ ΣΤΟΙΧΕΙΩΝ ΠΟΥ ΧΡΗΣΙΜΟΠΟΙΗΘΗΚΑΝ

##### LIST OF MATERIALS

###### 14 Capacitors

<u>Quantity</u>	<u>References</u>	<u>Value</u>
4	C1-C4	470u
5	C5-C6,C9,C12-C13	100n
4	C7-C8,C10-C11	1000u
1	C14	100nF

Sub-totals:

###### 5 Resistors

<u>Quantity</u>	<u>References</u>	<u>Value</u>
1	R1	1K
1	R2	680
2	R3-R4	470
1	R5	47k

Sub-totals:

###### 3 Integrated Circuits

<u>Quantity</u>	<u>References</u>	<u>Value</u>
1	U1	TC4422
1	U2	7815
1	U3	40106

Sub-totals:

## 1 Transistors

<u>Quantity</u>	<u>References</u>	<u>Value</u>
1	Q1	STGY40NC60VD
Sub-totals:		

## 7 Diodes

<u>Quantity</u>	<u>References</u>	<u>Value</u>
2	D7,D13	1N4746A
2	D8,D11	DIODE-LED
2	D9-D10	1N4148
1	D12	BYT30
Sub-totals:		

## 14 Miscellaneous

<u>Quantity</u>	<u>References</u>	<u>Value</u>
1	BR1	2W10G
2	BR2-BR3	KBPC810
1	FU1	25A
1	FU2	2A
1	J1	TBLOCK-I8
1	L4	220uH
1	LOAD TERMINAL	TBLOCK-I5

1	RV1	10K
1	TRANSFORMER TERMINAL	TBLOCK-I2
3	VR1-VR3	S14K275
1	VR4	S10K680

Sub-totals:

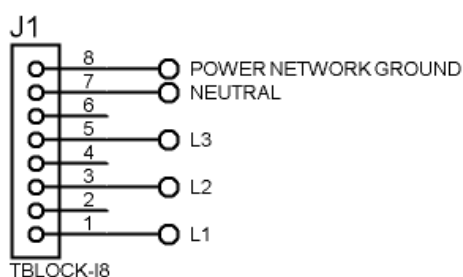
Στη συνέχεια περιγράφονται τα επιμέρους ηλεκτρονικά κυκλώματα του κυκλώματος της εφαρμογής.

### 4.3 ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΤΡΙΦΑΣΙΚΗΣ ΑΝΟΡΘΩΣΗΣ

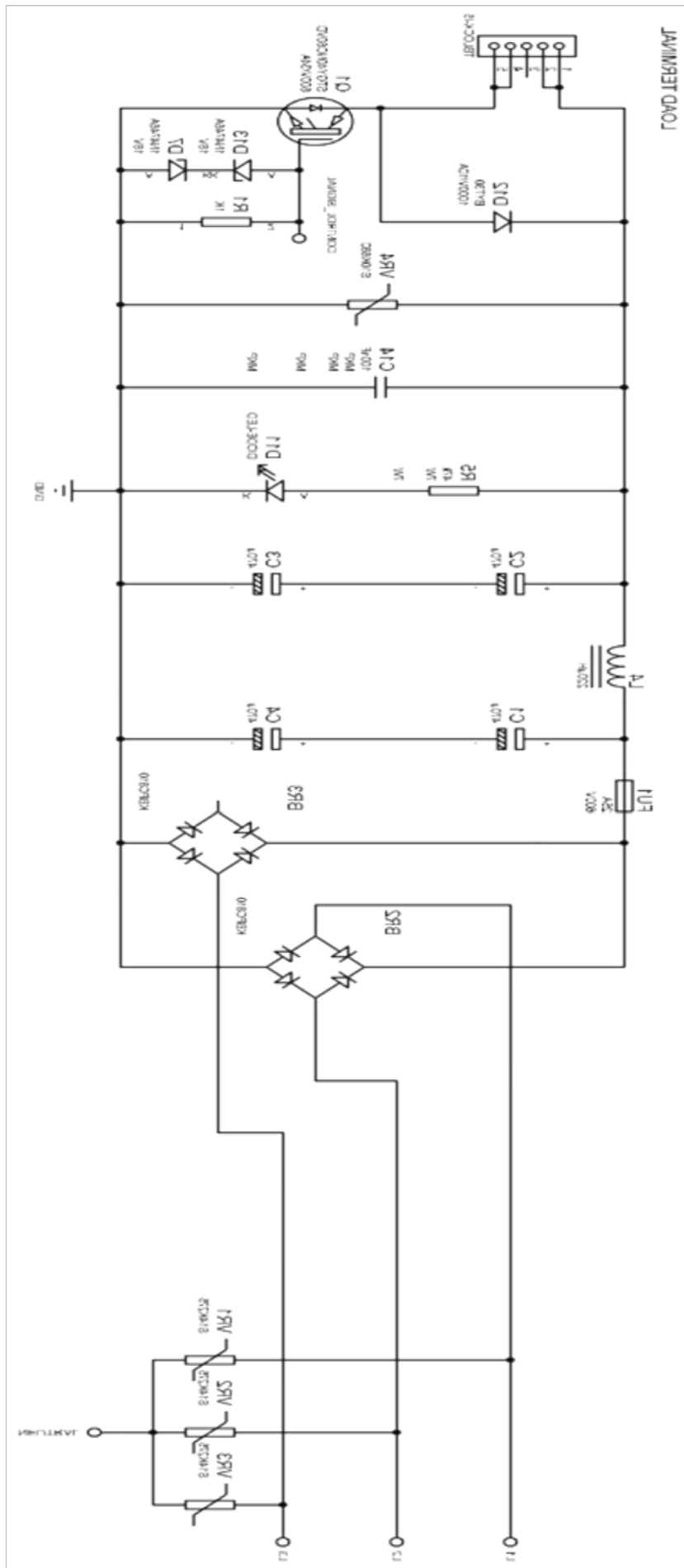
Το κύκλωμα αυτό αποτελείται από τις μονοφασικές γέφυρες ανόρθωσης BR2, BR3 οι οποίες χρησιμοποιήθηκαν αντί μιας τριφασικής γέφυρας ανόρθωσης για λόγους οικονομίας και άμεσης διαθεσιμότητας.

Επίσης, χρησιμοποιούμε το φίλτρο εξομάλυνσης και σταθεροποίησης το οποίο αποτελείται από τα υλικά C1,C2,C3,C4,C14 Και L4. Το ενδεικτικό LED D11 με την αντίσταση R5 για σταθεροποίηση του ρεύματος που διέρχεται από αυτό.

Στην είσοδο του κυκλώματος ανόρθωσης και σε κάθε φάση, χρησιμοποιείται ένα Varistor (VR1, VR2, VR3) για προστασία από υπερτάσεις, όπως επίσης και στην έξοδο του κυκλώματος το VR4 για τον ίδιο λόγο. Στο κάτω σχήμα φαίνονται τα στοιχεία που περιγράψαμε.







#### 4.4 ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΛΕΙΤΟΥΡΓΙΑΣ IGBT Q1

Στο επάνω σχήμα φαίνεται το κύκλωμα ισχύος αποτελούμενο από το IGBT Q1 και τη δίοδο D12. Το Q1 με τους παλμούς που παίρνει από το ψηφιακό κύκλωμα (παράγραφος 4.6) δημιουργεί παλμική έξοδο, με αποτέλεσμα να αλλάζει η ενεργός τιμή της τάσης εξόδου.

Η D12 χρησιμοποιείται ώστε κατά τη διακοπή της λειτουργίας του Q1 να κάνει απόσβεση του φορτίου που υπάρχει λόγω επαγωγικών συμπεριφορών, όπως για παράδειγμα σε περίπτωση όπου τροφοδοτούμε κινητήρα.

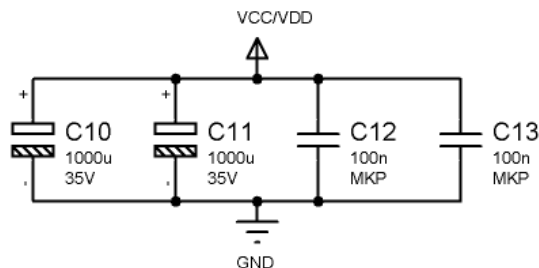
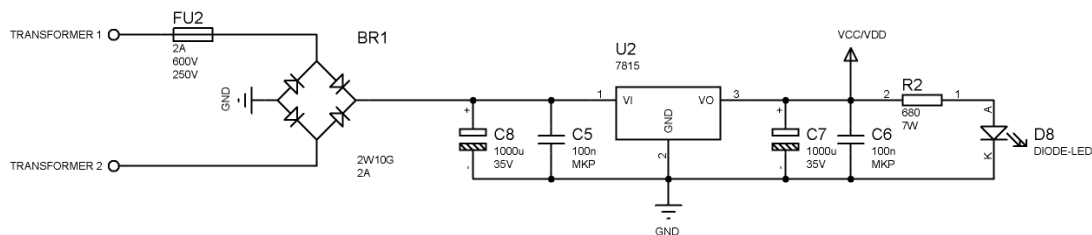
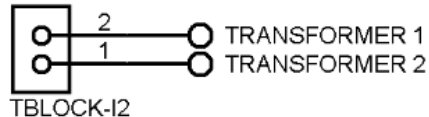
#### 4.5 ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΨΗΦΙΑΚΗΣ ΤΡΟΦΟΔΟΣΙΑΣ

Το κύκλωμα αυτό φαίνεται κάτω και χρησιμοποιείται για να τροφοδοτήσουμε τα ψηφιακά κυκλώματα της εφαρμογής, τα οποία χρειάζονται 15V DC τάση τροφοδοσίας.

Για το λόγο αυτό, χρησιμοποιούμε έναν μετασχηματιστή για να πάρουμε από τα 220V AC (τα οποία μπορούμε να τα πάρουμε και από μια φάση με τον ουδέτερο), χαμηλή τάση 18~24V AC και με το κύκλωμα ανόρθωσης και σταθεροποίησης που αποτελείται από τα υλικά C5,C8,C7,C6 και LM7815 κατεβάζουμε την τάση στα 15V DC.

Με την αντίσταση R2 και το Led D8, έχουμε ένδειξη ότι η έχουμε τάση στην έξοδο του σταθεροποιητή LM7815.

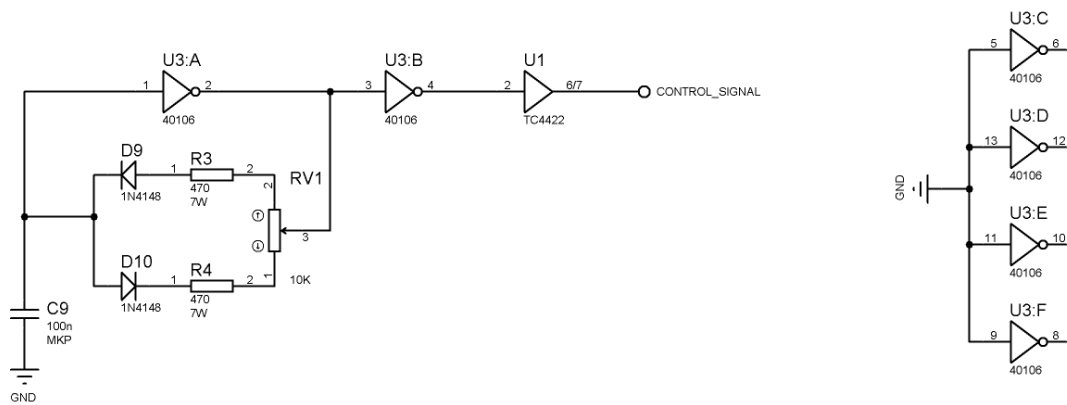
##### TRANSFORMER TERMINAL



## 4.6 ΘΕΩΡΗΤΙΚΗ ΠΕΡΙΓΡΑΦΗ ΨΗΦΙΑΚΟΥ ΚΥΚΛΩΜΑΤΟΣ ΠΑΡΑΓΩΓΗΣ ΤΑΛΑΝΤΩΣΗΣ

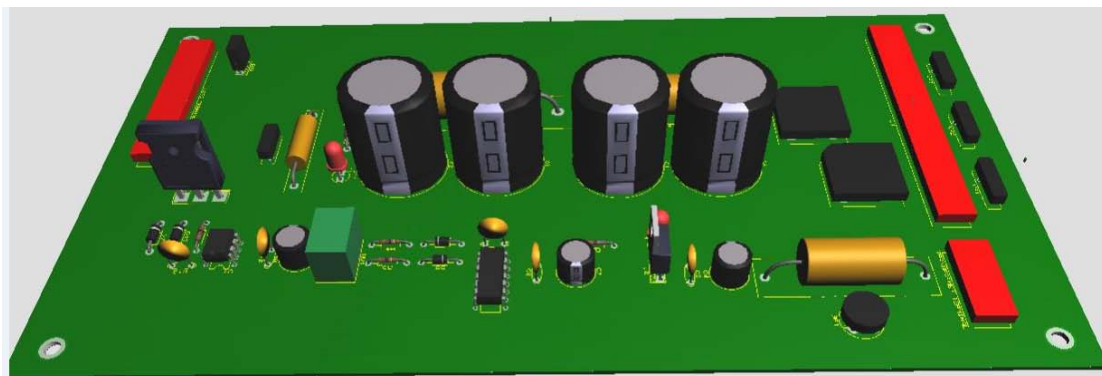
Στο κάτω σχήμα φαίνεται το κύκλωμα ταλάντωσης που χρησιμοποιείται για να ρυθμίζουμε τους παλμούς στην πύλη του IGBT Q1, ρυθμίζουμε δηλαδή το PWM που θα δίνουμε στο Q1 για να μπορούμε να μεταβάλλουμε την έξοδο του τροφοδοτικού.

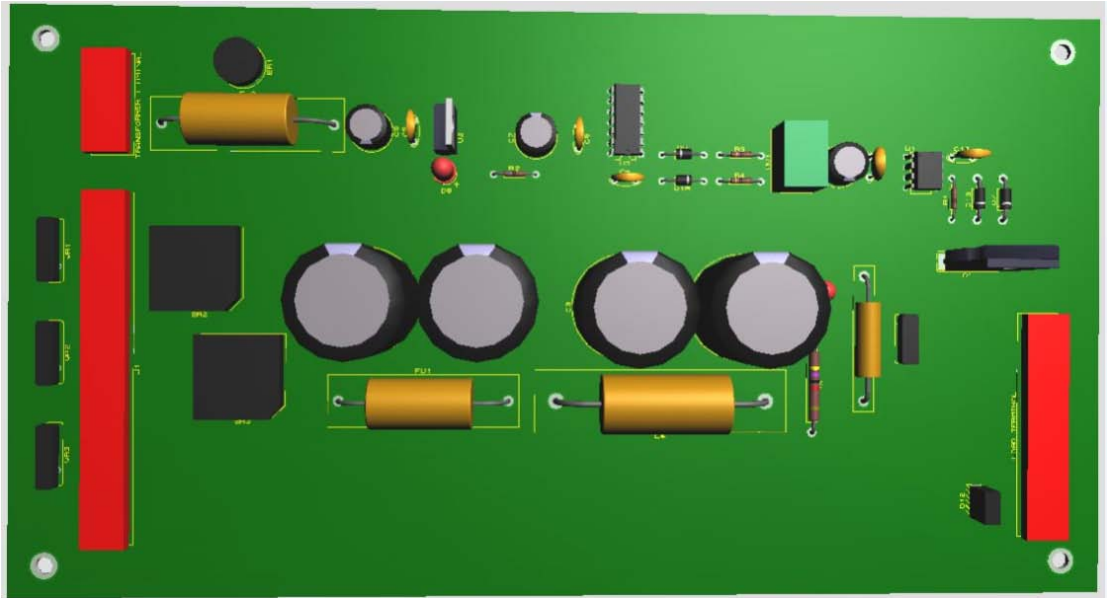
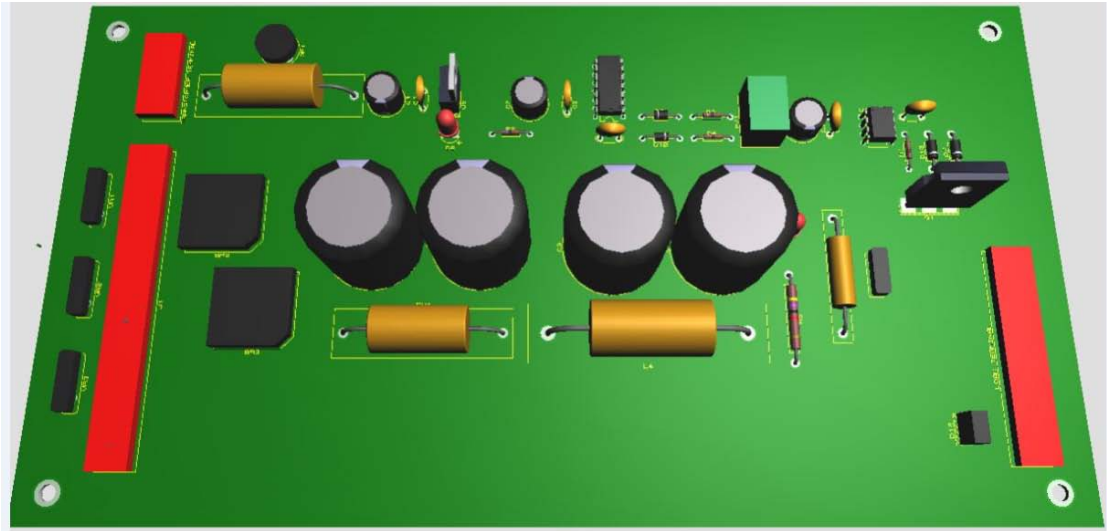
Το κύκλωμα αυτό αποτελείται από το U3:B (CD40106 ) όπου σε συνδυασμό με τα R3,D9 και του ποντεσιομέτρου RV1 πραγματοποιούμε φόρτιση του πυκνωτή C9 και διαμέσου των RV1,R4 και D10 κάνουμε εκφόρτιση του C9. Έτσι δημιουργούμε μια κατάσταση Hi και Low στην είσοδο της πύλης U3:A, η οποία οδηγείται μέσω τον U3:B και U1 στην πύλη του Q1, πλήρως τετραγωνισμένη. Τις πύλες U3C, U3D, U3E και U3F τις γειώνουμε στην είσοδο ώστε να μην δημιουργούμε αστάθεια στη λειτουργία του ολοκληρωμένου.



## 4.7 ΠΡΟΣΟΜΟΙΩΣΗ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ

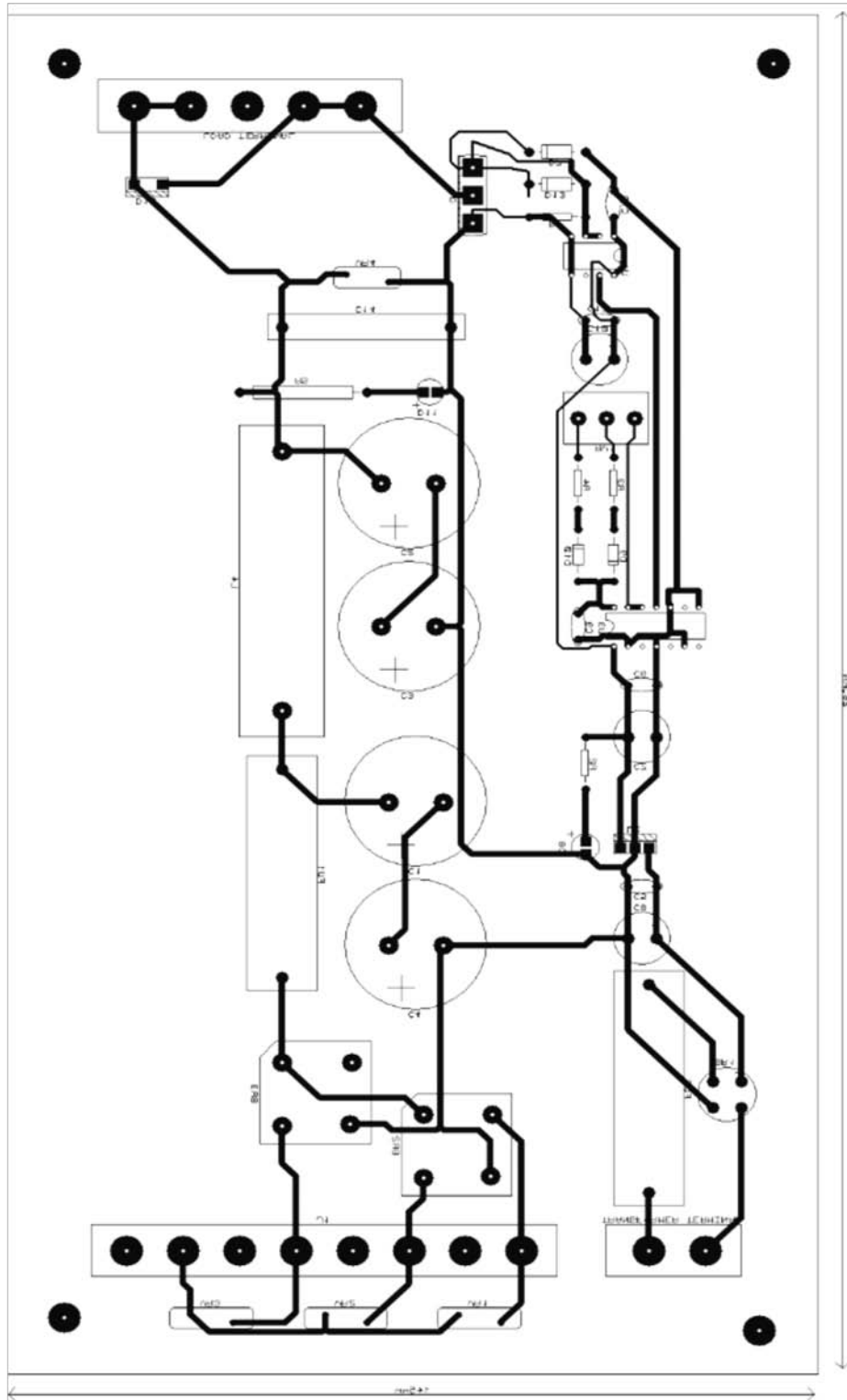
Στο κάτω σχήμα φαίνεται η κατασκευή της τροφοδοτικής διάταξης προσομοιωμένο με ηλεκτρονικό υπολογιστή.

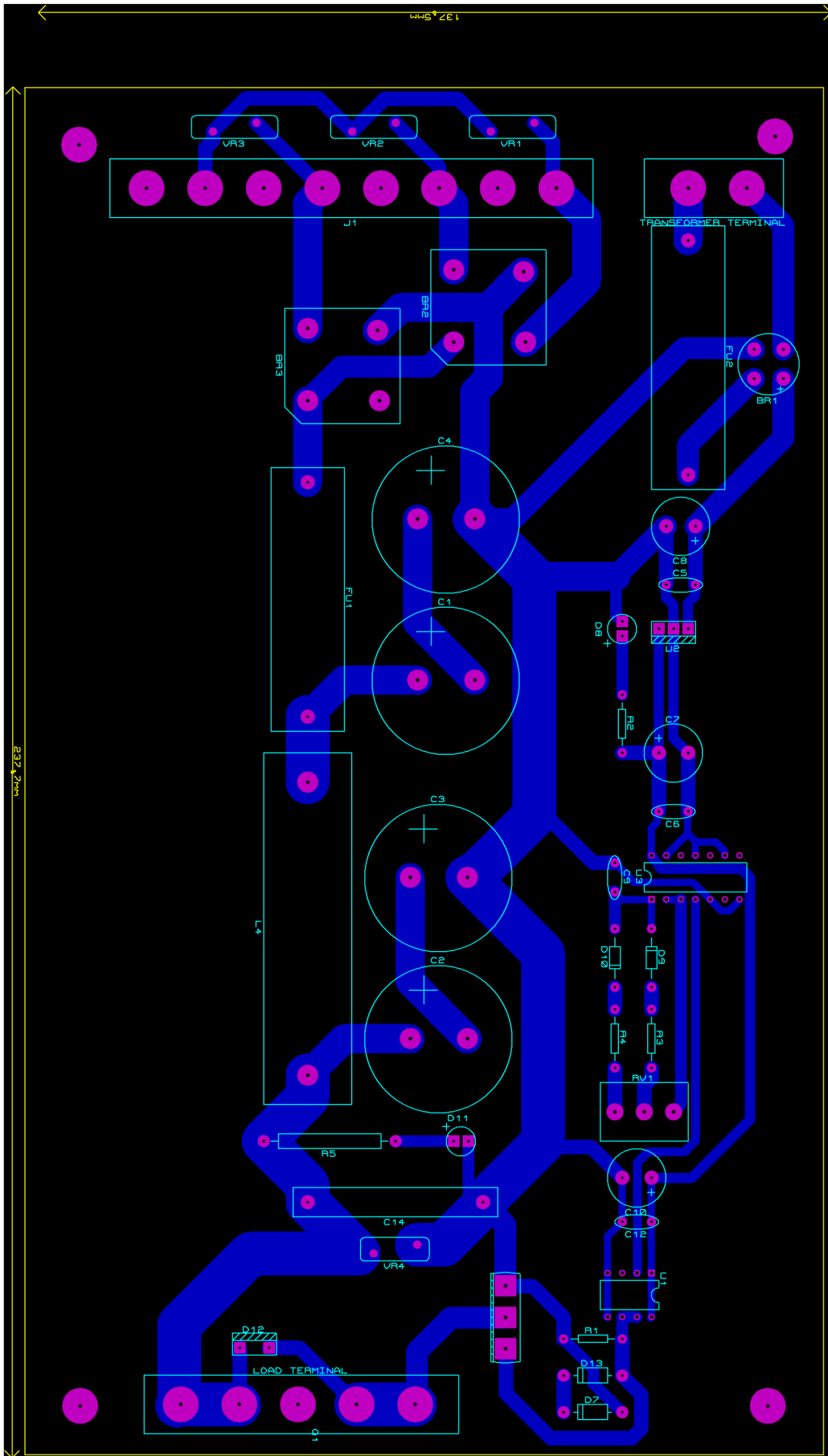


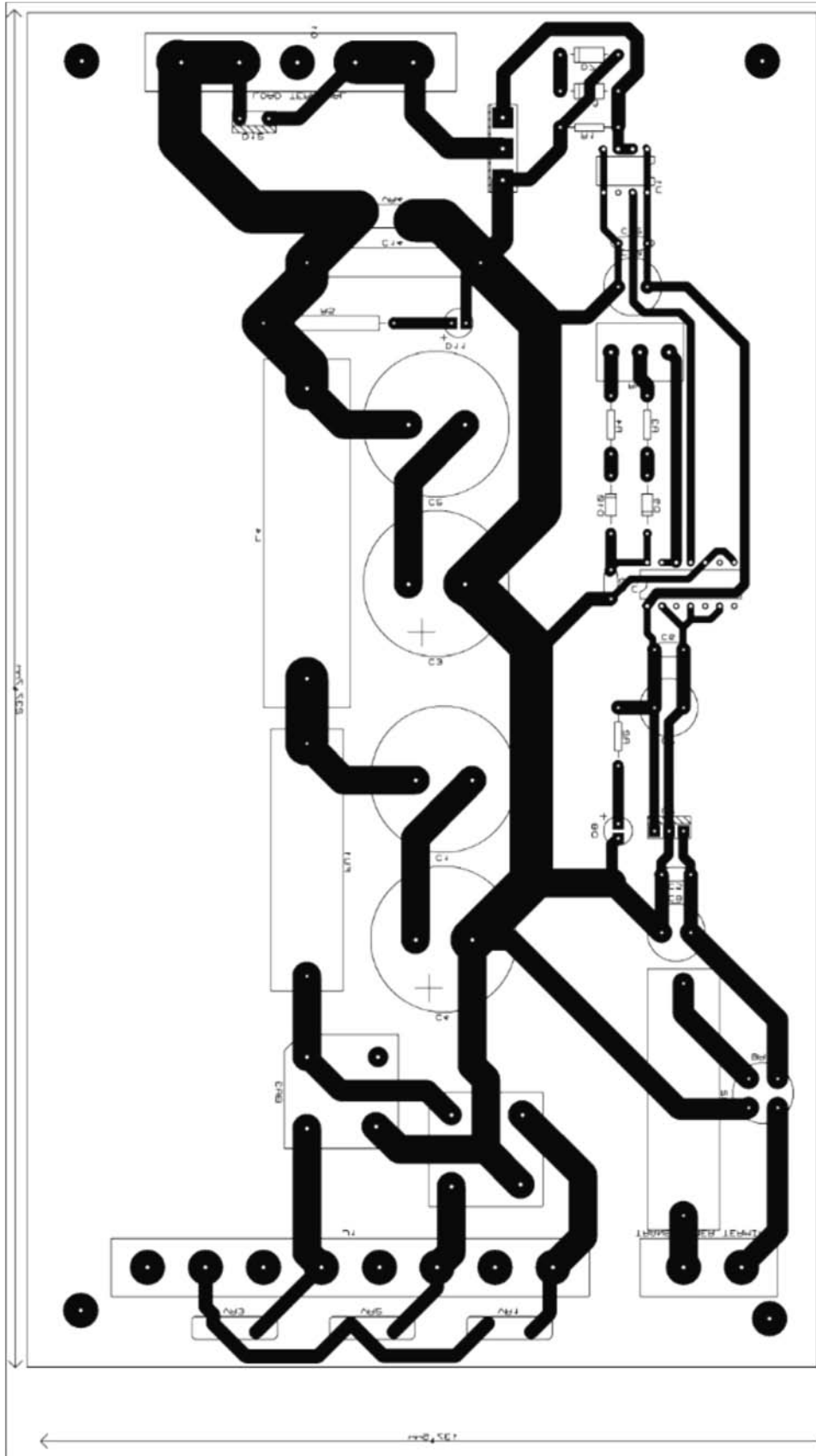


#### 4.8 ΗΛΕΚΤΡΟΝΙΚΟ ΣΧΕΔΙΟ ΚΑΤΑΣΚΕΥΗΣ

Στο κάτω σχήματα φαίνονται τα σχέδια της κατασκευής της τροφοδοτικής διάταξης.







**Παράρτημα**

**5**

**Παράρτημα**

**Τεχνικές  
Στοιχείων**

**Προδιαγραφές**

**Ηλεκτρονικών**



# NGTB20N120IHLWG

## IGBT

This Insulated Gate Bipolar Transistor (IGBT) features a robust and cost effective Field Stop (FS) Trench construction, and provides superior performance in demanding switching applications, offering both low on-state voltage and minimal switching loss. The IGBT is well suited for resonant or soft switching applications. Incorporated into the device is a rugged co-packaged free wheeling diode with a low forward voltage.

### Features

- Low Saturation Voltage using Trench with Fieldstop Technology
- Low Switching Loss Reduces System Power Dissipation
- Optimized for Low Case Temperature in IH Cooker Application
- Low Gate Charge
- These are Pb-Free Devices

### Typical Applications

- Inductive Heating
- Consumer Appliances
- Soft Switching

### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Collector-emitter voltage	$V_{CES}$	1200	V
Collector current @ $T_c = 25^\circ\text{C}$ @ $T_c = 100^\circ\text{C}$	$I_c$	40 20	A
Pulsed collector current, $T_{\text{pulse}}$ limited by $T_{J\text{max}}$	$I_{CM}$	200	A
Diode forward current @ $T_c = 25^\circ\text{C}$ @ $T_c = 100^\circ\text{C}$	$I_F$	40 20	A
Diode pulsed current, $T_{\text{pulse}}$ limited by $T_{J\text{max}}$	$I_{FM}$	200	A
Gate-emitter voltage	$V_{GE}$	$\pm 20$	V
Power Dissipation @ $T_c = 25^\circ\text{C}$ @ $T_c = 100^\circ\text{C}$	$P_D$	192 77	W
Operating junction temperature range	$T_J$	-55 to +150	$^\circ\text{C}$
Storage temperature range	$T_{\text{stg}}$	-55 to +150	$^\circ\text{C}$
Lead temperature for soldering, 1/8" from case for 5 seconds	$T_{\text{SLD}}$	260	$^\circ\text{C}$

Stresses exceeding Maximum Ratings may damage the device. Maximum Ratings are stress ratings only. Functional operation above the Recommended Operating Conditions is not implied. Extended exposure to stresses above the Recommended Operating Conditions may affect device reliability.



**ON Semiconductor®**

<http://onsemi.com>

**20 A, 1200 V**  
 **$V_{CEsat} = 1.80 \text{ V}$**   
 **$E_{off} = 0.7 \text{ mJ}$**



**TO-247  
CASE 340L  
STYLE 4**

### MARKING DIAGRAM



A = Assembly Location  
Y = Year  
WW = Work Week  
G = Pb-Free Package

### ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping
NGTB20N120IHLWG	TO-247 (Pb-Free)	30 Units / Rail

# NGTB20N120IHLWG

## THERMAL CHARACTERISTICS

Rating	Symbol	Value	Unit
Thermal resistance junction-to-case, for IGBT	$R_{\theta JC}$	0.65	°C/W
Thermal resistance junction-to-case, for Diode	$R_{\theta JC}$	2.0	°C/W
Thermal resistance junction-to-ambient	$R_{\theta JA}$	40	°C/W

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_J = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)

Parameter	Test Conditions	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
-----------	-----------------	--------	-----	-----	-----	------

### STATIC CHARACTERISTIC

Collector-emitter breakdown voltage, gate-emitter short-circuited	$V_{GE} = 0\text{ V}, I_C = 500\ \mu\text{A}$	$V_{(BR)CES}$	1200	-	-	V
Collector-emitter saturation voltage	$V_{GE} = 15\text{ V}, I_C = 20\text{ A}$ $V_{GE} = 15\text{ V}, I_C = 20\text{ A}, T_J = 150^\circ\text{C}$	$V_{CEsat}$	-	1.80 2.0	2.2 -	V
Gate-emitter threshold voltage	$V_{GE} = V_{CE}, I_C = 250\ \mu\text{A}$	$V_{GE(th)}$	4.5	5.5	6.5	V
Collector-emitter cut-off current, gate-emitter short-circuited	$V_{GE} = 0\text{ V}, V_{CE} = 1200\text{ V}$ $V_{GE} = 0\text{ V}, V_{CE} = 1200\text{ V}, T_J = 150^\circ\text{C}$	$I_{CES}$	-	-	0.5 2.0	mA
Gate leakage current, collector-emitter short-circuited	$V_{GE} = 20\text{ V}, V_{CE} = 0\text{ V}$	$I_{GES}$	-	-	100	nA

### DYNAMIC CHARACTERISTIC

Input capacitance	$V_{CE} = 20\text{ V}, V_{GE} = 0\text{ V}, f = 1\text{ MHz}$	$C_{ies}$	-	4700	-	pF
Output capacitance		$C_{oes}$	-	155	-	
Reverse transfer capacitance		$C_{res}$	-	100	-	
Gate charge total	$V_{CE} = 600\text{ V}, I_C = 20\text{ A}, V_{GE} = 15\text{ V}$	$Q_g$		200		nC
Gate to emitter charge		$Q_{ge}$		36		
Gate to collector charge		$Q_{gc}$		98		

### SWITCHING CHARACTERISTIC, INDUCTIVE LOAD

Turn-off delay time	$T_J = 25^\circ\text{C}$ $V_{CC} = 600\text{ V}, I_C = 20\text{ A}$ $R_g = 10\ \Omega$ $V_{GE} = 0\text{ V}/15\text{ V}$	$t_{d(off)}$		235		ns
Fall time		$t_f$		180		
Turn-off switching loss		$E_{off}$		0.7		
Turn-off delay time	$T_J = 125^\circ\text{C}$ $V_{CC} = 600\text{ V}, I_C = 20\text{ A}$ $R_g = 10\ \Omega$ $V_{GE} = 0\text{ V}/15\text{ V}$	$t_{d(off)}$		235		ns
Fall time		$t_f$		250		
Turn-off switching loss		$E_{off}$		1.60		

### DIODE CHARACTERISTIC

Forward voltage	$V_{GE} = 0\text{ V}, I_F = 20\text{ A}$ $V_{GE} = 0\text{ V}, I_F = 20\text{ A}, T_J = 150^\circ\text{C}$	$V_F$		1.55 1.65	1.75	V
-----------------	---	-------	--	--------------	------	---

# NGTB20N120IHLWG

## TYPICAL CHARACTERISTICS

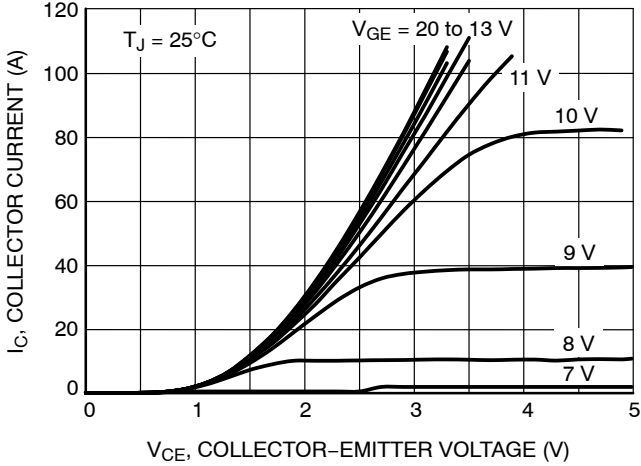


Figure 1. Output Characteristics

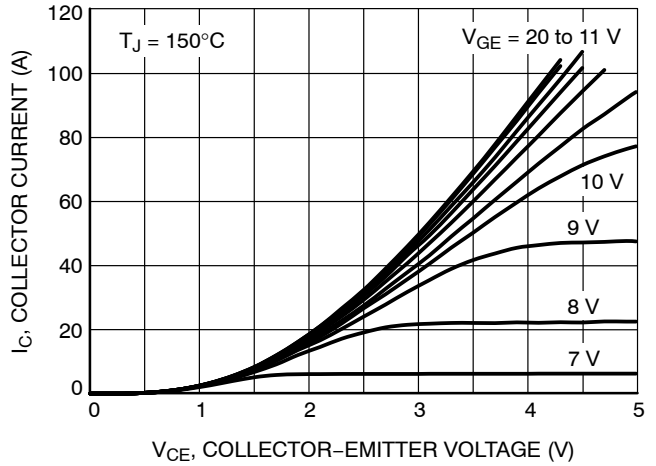


Figure 2. Output Characteristics

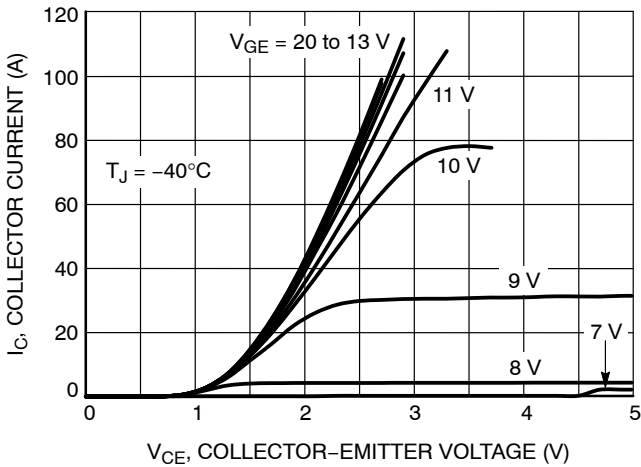


Figure 3. Output Characteristics

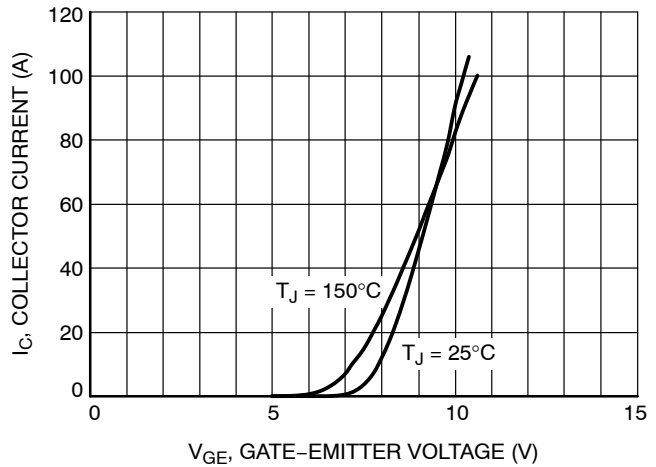


Figure 4. Typical Transfer Characteristics

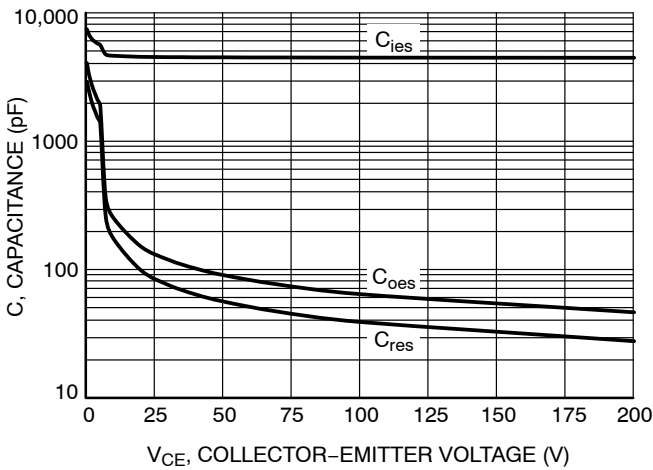


Figure 5. Typical Capacitance

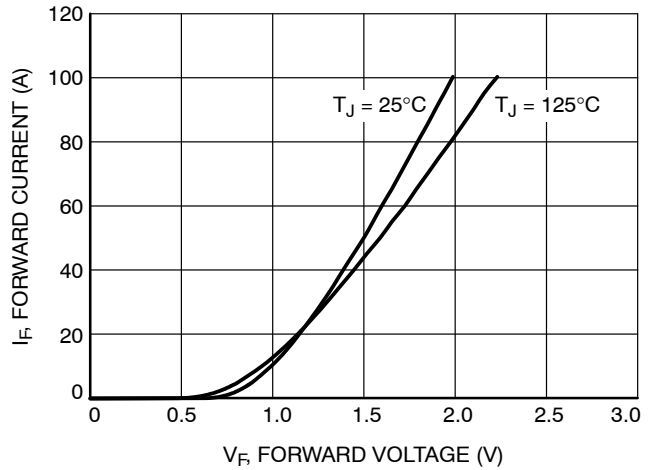


Figure 6. Diode Forward Characteristics

# NGTB20N120IHLWG

## TYPICAL CHARACTERISTICS

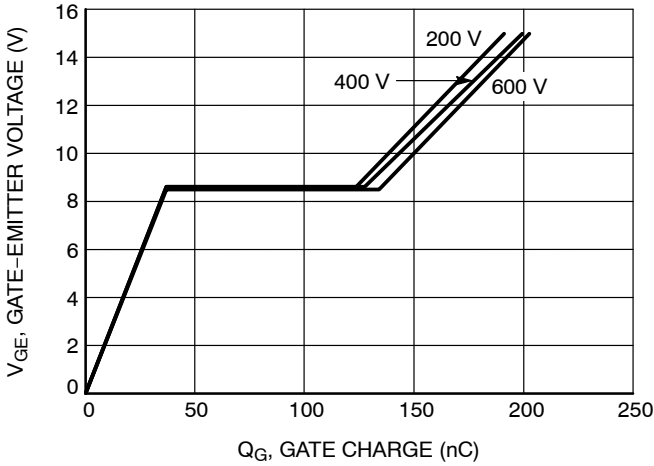


Figure 7. Typical Gate Charge

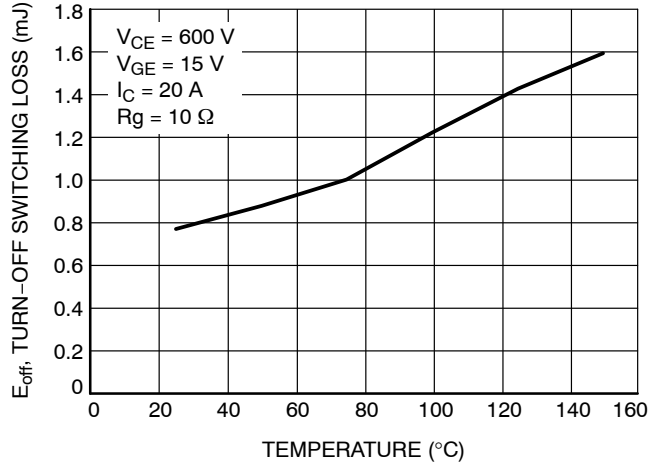


Figure 8. Energy Loss vs. Temperature

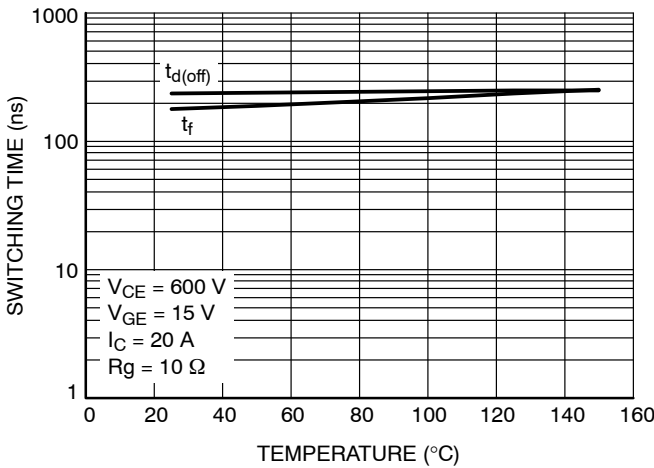


Figure 9. Switching Time vs. Temperature

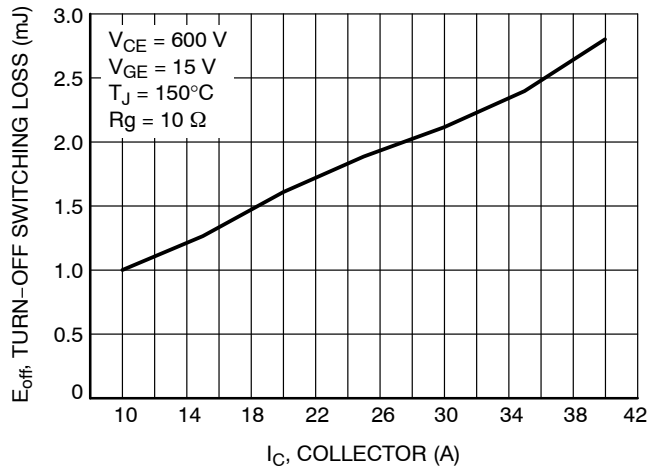


Figure 10. Energy Loss vs. IC

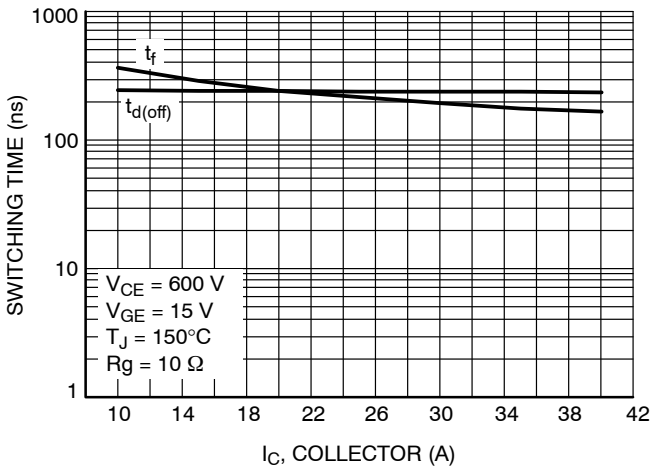


Figure 11. Switching Time vs. IC

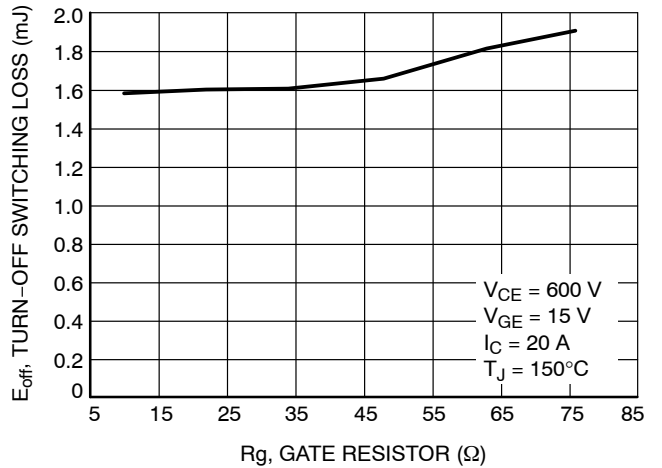


Figure 12. Energy Loss vs. Rg

# NGTB20N120IHLWG

## TYPICAL CHARACTERISTICS

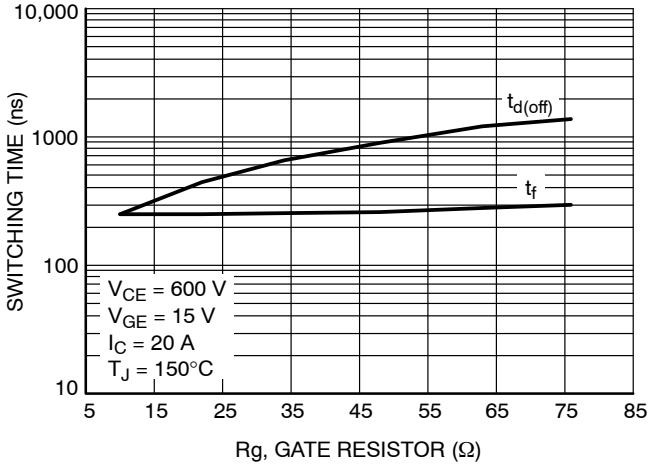


Figure 13. Switching Time vs.  $R_g$

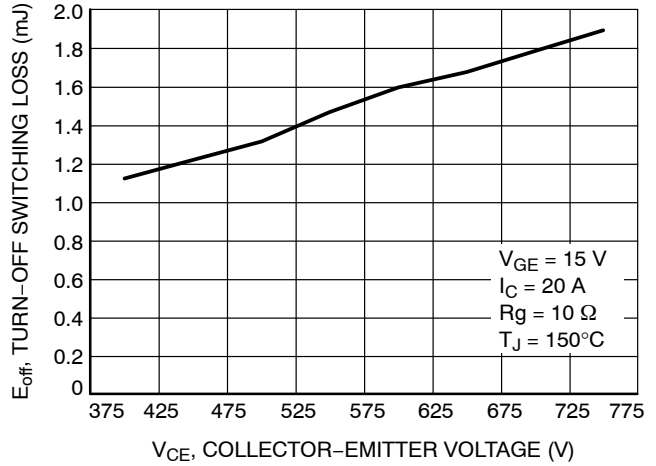


Figure 14. Energy Loss vs.  $V_{CE}$

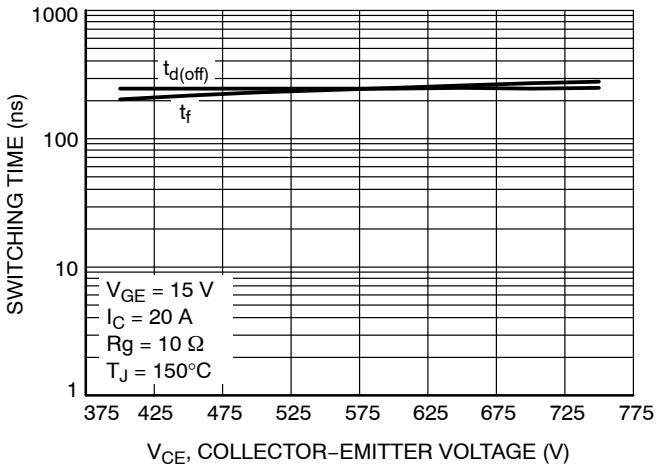


Figure 15. Switching Time vs.  $V_{CE}$

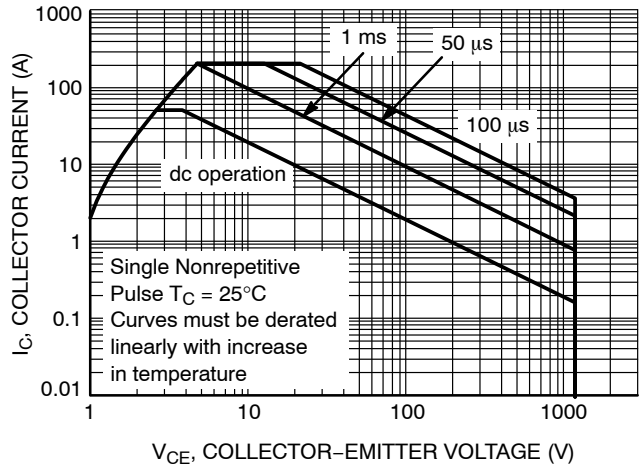


Figure 16. Safe Operating Area

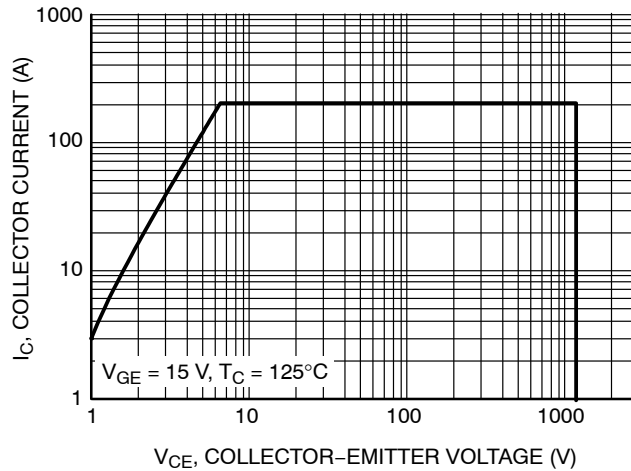


Figure 17. Reverse Bias Safe Operating Area

# NGTB20N120HLWG

## TYPICAL CHARACTERISTICS

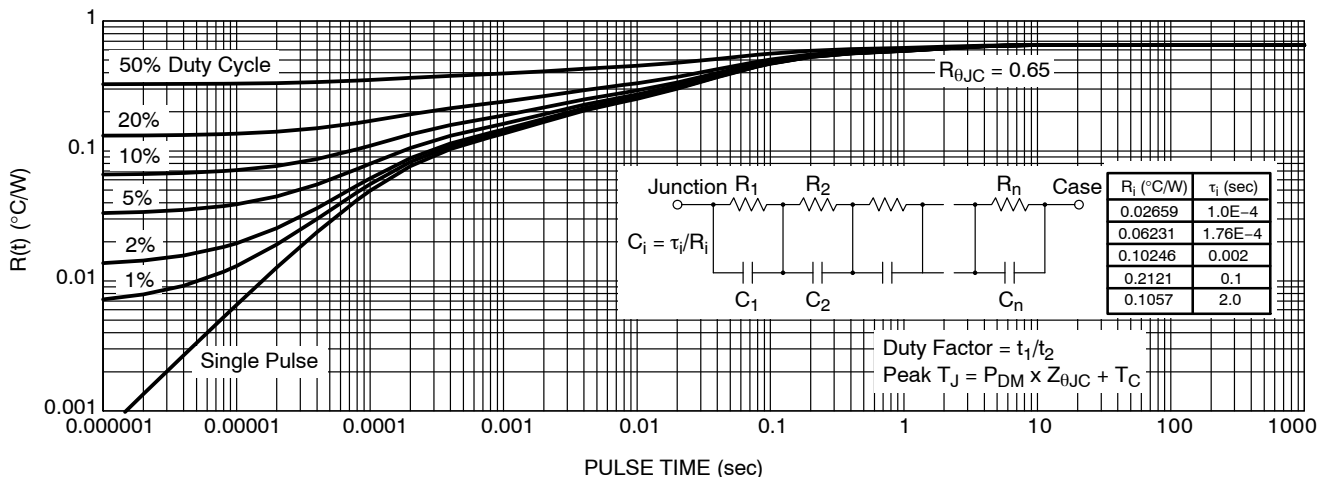


Figure 18. IGBT Transient Thermal Impedance

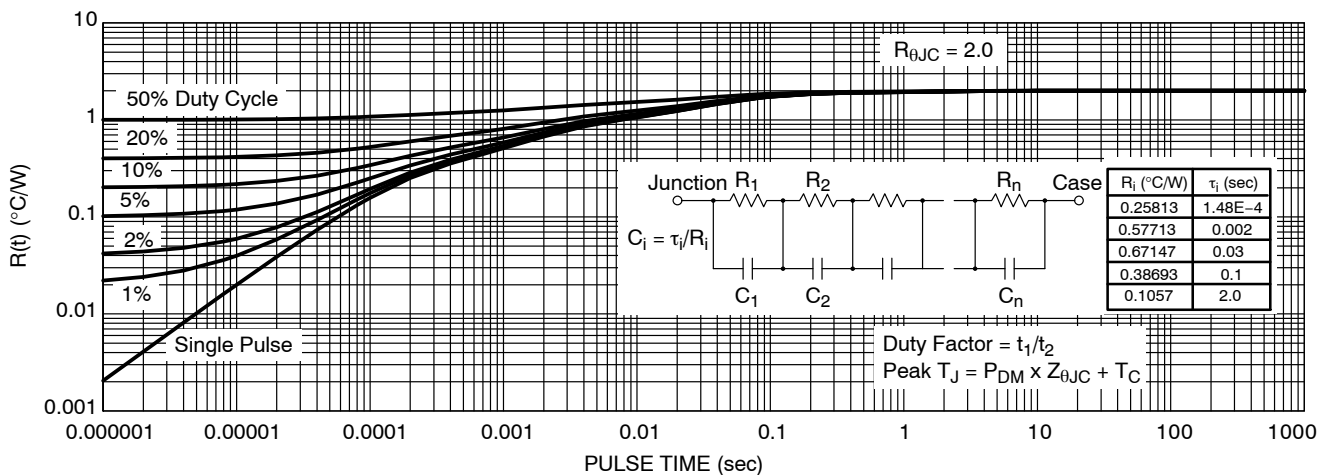


Figure 19. Diode Transient Thermal Impedance

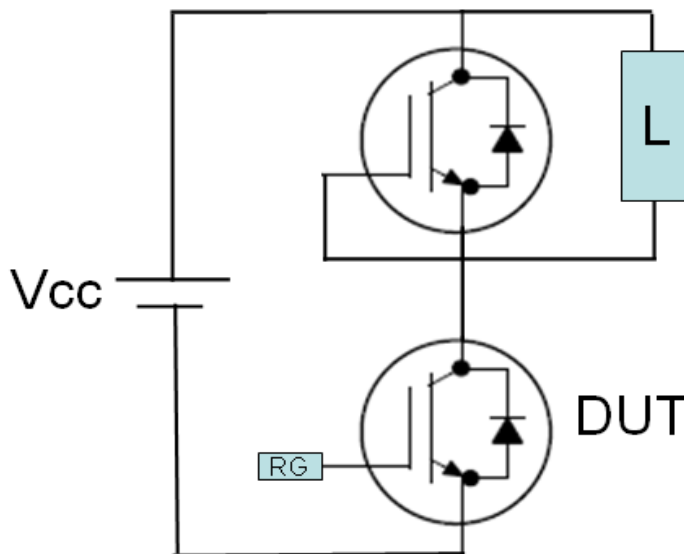


Figure 20. Test Circuit for Switching Characteristics

# NGTB20N120IHLWG

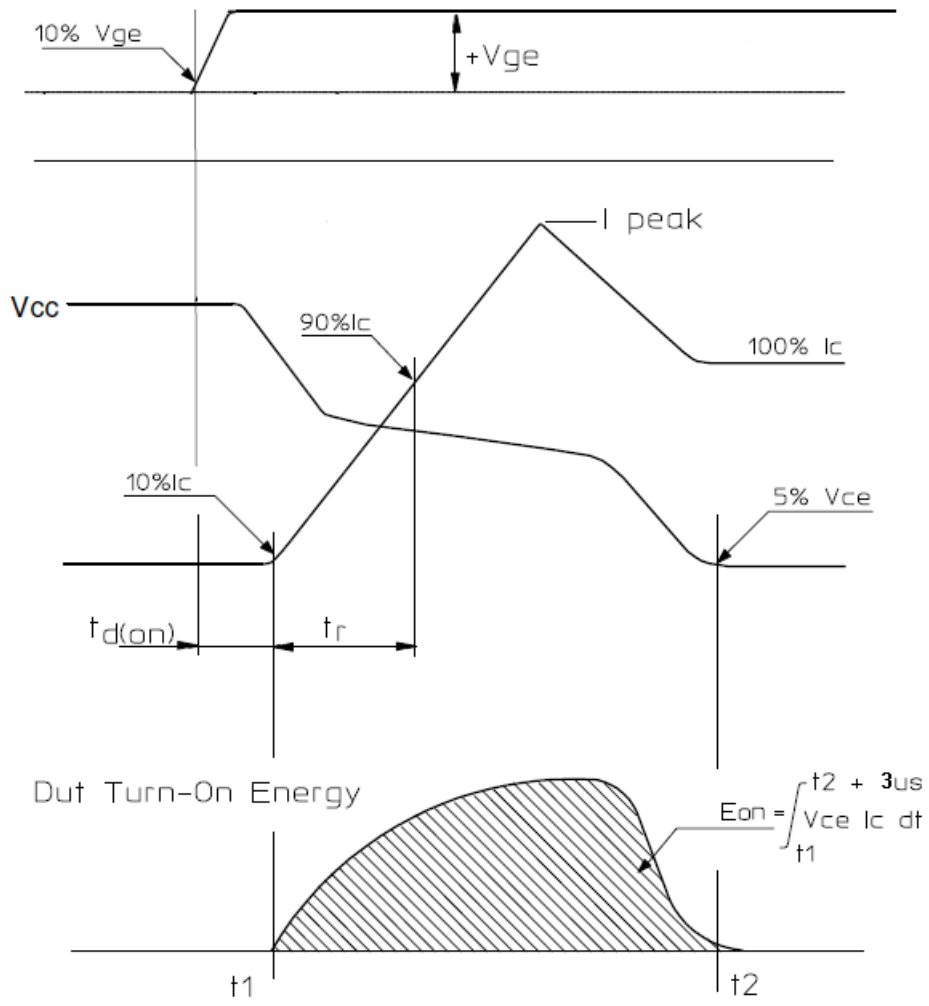


Figure 21. Definition of Turn On Waveform



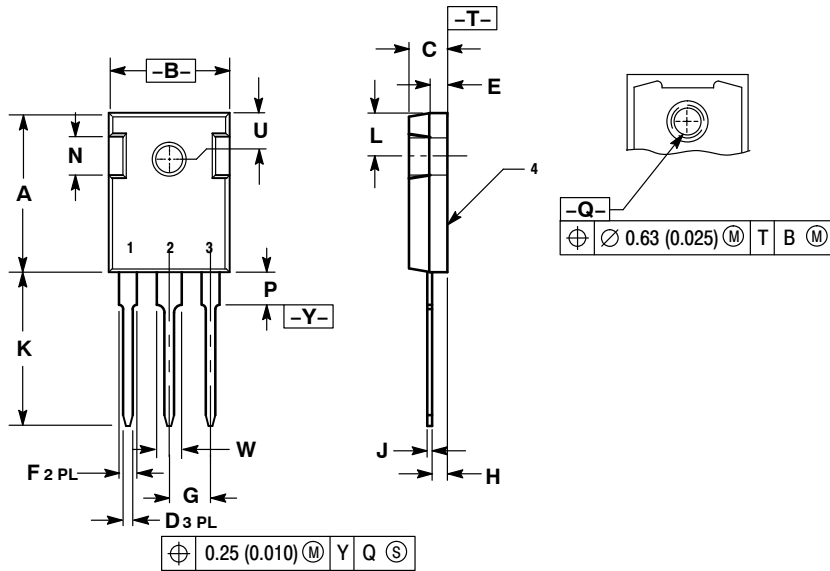
Figure 22. Definition of Turn Off Waveform



# NGTB20N120IHLWG

## PACKAGE DIMENSIONS

TO-247  
CASE 340L-02  
ISSUE F



- NOTES:  
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.  
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	20.32	21.08	0.800	0.830
B	15.75	16.26	0.620	0.640
C	4.70	5.30	0.185	0.209
D	1.00	1.40	0.040	0.055
E	1.90	2.60	0.075	0.102
F	1.65	2.13	0.065	0.084
G	5.45 BSC		0.215 BSC	
H	1.50	2.49	0.059	0.098
J	0.40	0.80	0.016	0.031
K	19.81	20.83	0.780	0.820
L	5.40	6.20	0.212	0.244
N	4.32	5.49	0.170	0.216
P	---	4.50	---	0.177
Q	3.55	3.65	0.140	0.144
U	6.15 BSC		0.242 BSC	
W	2.87	3.12	0.113	0.123

- STYLE 4:  
PIN 1. GATE  
2. COLLECTOR  
3. EMITTER  
4. COLLECTOR

ON Semiconductor and are registered trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC). SCILLC owns the rights to a number of patents, trademarks, copyrights, trade secrets, and other intellectual property. A listing of SCILLC's product/patent coverage may be accessed at [www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf](http://www.onsemi.com/site/pdf/Patent-Marking.pdf). SCILLC reserves the right to make changes without further notice to any products herein. SCILLC makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does SCILLC assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in SCILLC data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. SCILLC does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. SCILLC products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the SCILLC product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use SCILLC products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold SCILLC and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that SCILLC was negligent regarding the design or manufacture of the part. SCILLC is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer. This literature is subject to all applicable copyright laws and is not for resale in any manner.

### PUBLICATION ORDERING INFORMATION

**LITERATURE FULFILLMENT:**  
Literature Distribution Center for ON Semiconductor  
P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 USA  
**Phone:** 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada  
**Fax:** 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada  
**Email:** [orderlit@onsemi.com](mailto:orderlit@onsemi.com)

**N. American Technical Support:** 800-282-9855 Toll Free  
USA/Canada  
**Europe, Middle East and Africa Technical Support:**  
Phone: 421 33 790 2910  
**Japan Customer Focus Center**  
Phone: 81-3-5817-1050

**ON Semiconductor Website:** [www.onsemi.com](http://www.onsemi.com)  
**Order Literature:** <http://www.onsemi.com/orderlit>  
For additional information, please contact your local Sales Representative



# TC4421/TC4422

## 9A High-Speed MOSFET Drivers

### Features

- High Peak Output Current: 9A
- Wide Input Supply Voltage Operating Range:
  - 4.5V to 18V
- High Continuous Output Current: 2A Max
- Fast Rise and Fall Times:
  - 30 ns with 4,700 pF Load
  - 180 ns with 47,000 pF Load
- Short Propagation Delays: 30 ns (typ)
- Low Supply Current:
  - With Logic '1' Input – 200  $\mu$ A (typ)
  - With Logic '0' Input – 55  $\mu$ A (typ)
- Low Output Impedance: 1.4 $\Omega$  (typ)
- Latch-Up Protected: Will Withstand 1.5A Output Reverse Current
- Input Will Withstand Negative Inputs Up To 5V
- Pin-Compatible with the TC4420/TC4429 6A MOSFET Driver
- Space-saving 8-Pin 6x5 DFN Package

### Applications

- Line Drivers for Extra Heavily-Loaded Lines
- Pulse Generators
- Driving the Largest MOSFETs and IGBTs
- Local Power ON/OFF Switch
- Motor and Solenoid Driver

### General Description

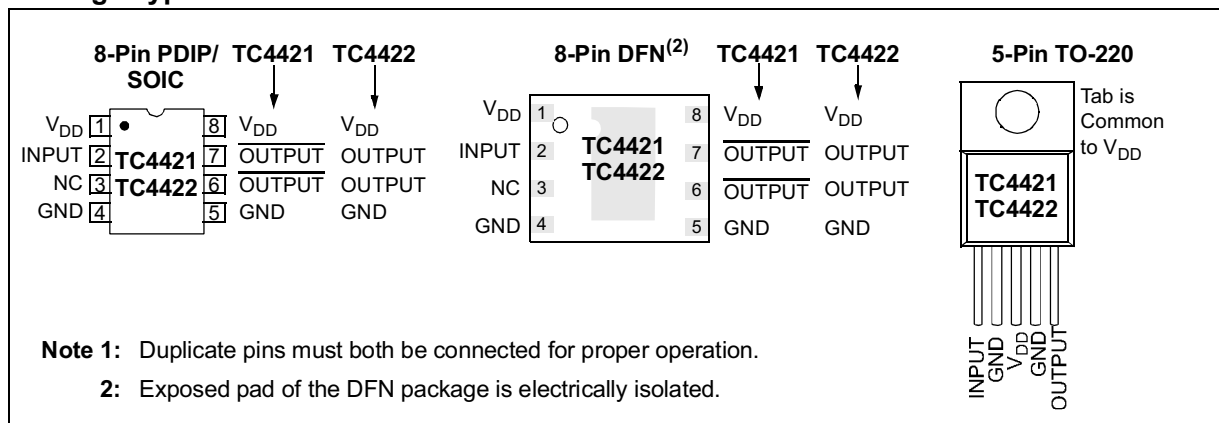
The TC4421/TC4422 are high-current buffer/drivers capable of driving large MOSFETs and IGBTs.

These devices are essentially immune to any form of upset, except direct overvoltage or over-dissipation. They cannot be latched under any conditions within their power and voltage ratings. These parts are not subject to damage or improper operation when up to 5V of ground bounce is present on their ground terminals. They can accept, without damage or logic upset, more than 1A inductive current of either polarity being forced back into their outputs. In addition, all terminals are fully protected against up to 4 kV of electrostatic discharge.

The TC4421/TC4422 inputs may be driven directly from either TTL or CMOS (3V to 18V). In addition, 300 mV of hysteresis is built into the input, providing noise immunity and allowing the device to be driven from slowly rising or falling waveforms.

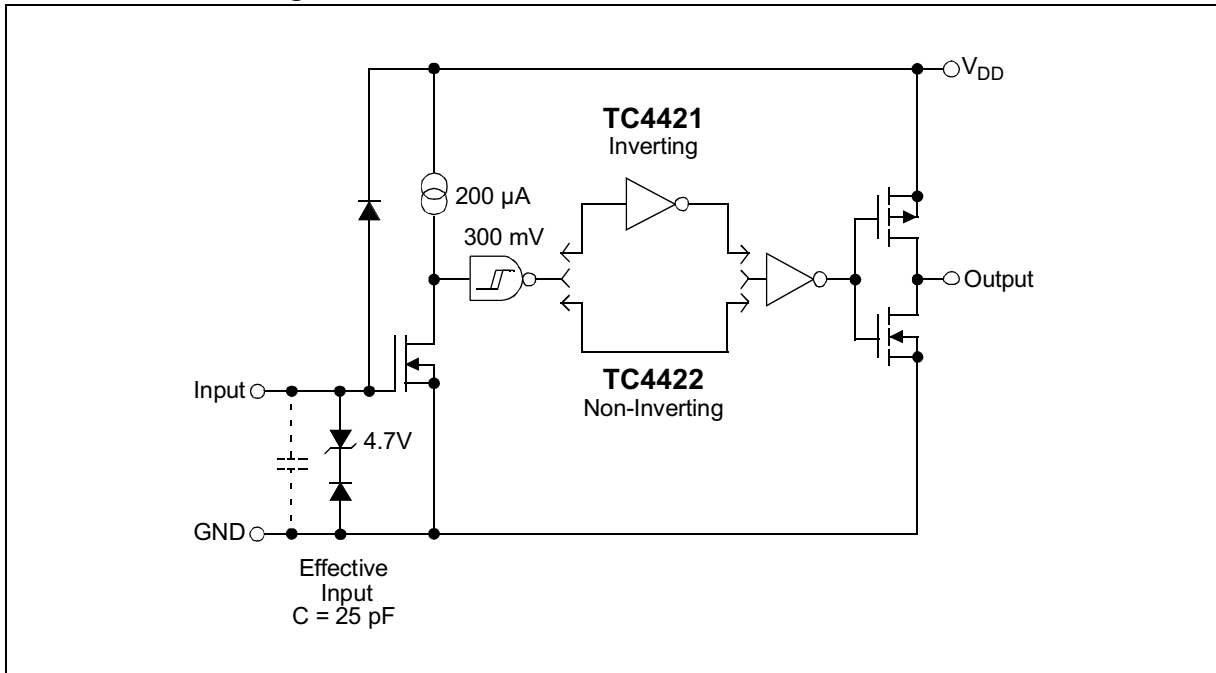
With both surface-mount and pin-through-hole packages and four operating temperature range offerings, the TC4421/22 family of 9A MOSFET drivers fit into most any application where high gate/line capacitance drive is required.

### Package Types<sup>(1)</sup>



# TC4421/TC4422

## Functional Block Diagram



## 1.0 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

### Absolute Maximum Ratings†

Supply Voltage .....	+20V
Input Voltage .....	(V <sub>DD</sub> + 0.3V) to (GND – 5V)
Input Current (V <sub>IN</sub> > V <sub>DD</sub> ).....	50 mA
Package Power Dissipation (T <sub>A</sub> ≤ 70°C)	
5-Pin TO-220 .....	1.6W
DFN .....	<b>Note 2</b>
PDIP .....	730 mW
SOIC .....	750 mW
Package Power Dissipation (T <sub>A</sub> ≤ 25°C)	
5-Pin TO-220 (With Heatsink) .....	12.5W
Thermal Impedances (To Case)	
5-Pin TO-220 R <sub>θJ-C</sub> .....	10°C/W

† Stresses above those listed under “Absolute Maximum Ratings” may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operation sections of the specifications is not implied. Exposure to Absolute Maximum Rating conditions for extended periods may affect device reliability.

## DC CHARACTERISTICS

Electrical Specifications: Unless otherwise noted, T <sub>A</sub> = +25°C with 4.5V ≤ V <sub>DD</sub> ≤ 18V.						
Parameters	Sym	Min	Typ	Max	Units	Conditions
<b>Input</b>						
Logic ‘1’, High Input Voltage	V <sub>IH</sub>	2.4	1.8	—	V	
Logic ‘0’, Low Input Voltage	V <sub>IL</sub>	—	1.3	0.8	V	
Input Current	I <sub>IN</sub>	–10	—	+10	μA	0V ≤ V <sub>IN</sub> ≤ V <sub>DD</sub>
<b>Output</b>						
High Output Voltage	V <sub>OH</sub>	V <sub>DD</sub> – 0.025	—	—	V	DC TEST
Low Output Voltage	V <sub>OL</sub>	—	—	0.025	V	DC TEST
Output Resistance, High	R <sub>OH</sub>	—	1.4	—	Ω	I <sub>OUT</sub> = 10 mA, V <sub>DD</sub> = 18V
Output Resistance, Low	R <sub>OL</sub>	—	0.9	1.7	Ω	I <sub>OUT</sub> = 10 mA, V <sub>DD</sub> = 18V
Peak Output Current	I <sub>PK</sub>	—	9.0	—	A	V <sub>DD</sub> = 18V
Continuous Output Current	I <sub>DC</sub>	2	—	—	A	10V ≤ V <sub>DD</sub> ≤ 18V, T <sub>A</sub> = +25°C (TC4421/TC4422 CAT only) ( <b>Note 3</b> )
Latch-Up Protection Withstand Reverse Current	I <sub>REV</sub>	—	>1.5	—	A	Duty cycle ≤ 2%, t ≤ 300 μsec
<b>Switching Time (Note 1)</b>						
Rise Time	t <sub>R</sub>	—	60	75	ns	<b>Figure 4-1</b> , C <sub>L</sub> = 10,000 pF
Fall Time	t <sub>F</sub>	—	60	75	ns	<b>Figure 4-1</b> , C <sub>L</sub> = 10,000 pF
Delay Time	t <sub>D1</sub>	—	30	60	ns	<b>Figure 4-1</b>
Delay Time	t <sub>D2</sub>	—	33	60	ns	<b>Figure 4-1</b>
<b>Power Supply</b>						
Power Supply Current	I <sub>S</sub>	—	0.2	1.5	mA	V <sub>IN</sub> = 3V
		—	55	150	μA	V <sub>IN</sub> = 0V
Operating Input Voltage	V <sub>DD</sub>	4.5	—	18	V	

**Note 1:** Switching times ensured by design.

**2:** Package power dissipation is dependent on the copper pad area on the PCB.

**3:** Tested during characterization, not production tested.

# TC4421/TC4422

## DC CHARACTERISTICS (OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE)

Electrical Specifications: Unless otherwise noted, over operating temperature range with $4.5V \leq V_{DD} \leq 18V$ .						
Parameters	Sym	Min	Typ	Max	Units	Conditions
<b>Input</b>						
Logic '1', High Input Voltage	$V_{IH}$	2.4	—	—	V	
Logic '0', Low Input Voltage	$V_{IL}$	—	—	0.8	V	
Input Current	$I_{IN}$	-10	—	+10	$\mu A$	$0V \leq V_{IN} \leq V_{DD}$
<b>Output</b>						
High Output Voltage	$V_{OH}$	$V_{DD} - 0.025$	—	—	V	DC TEST
Low Output Voltage	$V_{OL}$	—	—	0.025	V	DC TEST
Output Resistance, High	$R_{OH}$	—	2.4	3.6	$\Omega$	$I_{OUT} = 10 \text{ mA}, V_{DD} = 18V$
Output Resistance, Low	$R_{OL}$	—	1.8	2.7	$\Omega$	$I_{OUT} = 10 \text{ mA}, V_{DD} = 18V$
<b>Switching Time (Note 1)</b>						
Rise Time	$t_R$	—	60	120	ns	Figure 4-1, $C_L = 10,000 \text{ pF}$
Fall Time	$t_F$	—	60	120	ns	Figure 4-1, $C_L = 10,000 \text{ pF}$
Delay Time	$t_{D1}$	—	50	80	ns	Figure 4-1
Delay Time	$t_{D2}$	—	65	80	ns	Figure 4-1
<b>Power Supply</b>						
Power Supply Current	$I_S$	—	—	3 0.2	mA	$V_{IN} = 3V$ $V_{IN} = 0V$
Operating Input Voltage	$V_{DD}$	4.5	—	18	V	

**Note 1:** Switching times ensured by design.

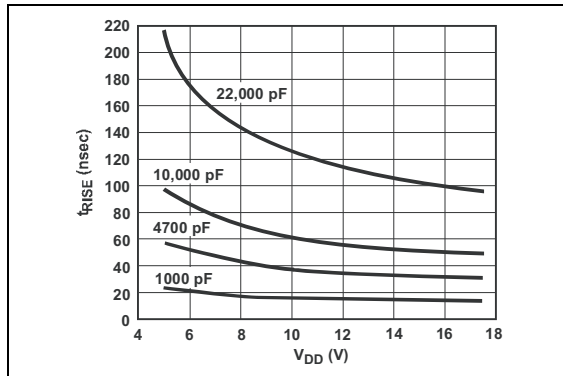
## TEMPERATURE CHARACTERISTICS

Electrical Specifications: Unless otherwise noted, all parameters apply with $4.5V \leq V_{DD} \leq 18V$ .						
Parameters	Sym	Min	Typ	Max	Units	Conditions
<b>Temperature Ranges</b>						
Specified Temperature Range (C)	$T_A$	0	—	+70	$^{\circ}C$	
Specified Temperature Range (E)	$T_A$	-40	—	+85	$^{\circ}C$	
Specified Temperature Range (V)	$T_A$	-40	—	+125	$^{\circ}C$	
Maximum Junction Temperature	$T_J$	—	—	+150	$^{\circ}C$	
Storage Temperature Range	$T_A$	-65	—	+150	$^{\circ}C$	
<b>Package Thermal Resistances</b>						
Thermal Resistance, 5L-TO-220	$\theta_{JA}$	—	71	—	$^{\circ}C/W$	
Thermal Resistance, 8L-6x5 DFN	$\theta_{JA}$	—	33.2	—	$^{\circ}C/W$	Typical 4-layer board with vias to ground plane
Thermal Resistance, 8L-PDIP	$\theta_{JA}$	—	125	—	$^{\circ}C/W$	
Thermal Resistance, 8L-SOIC	$\theta_{JA}$	—	120	—	$^{\circ}C/W$	

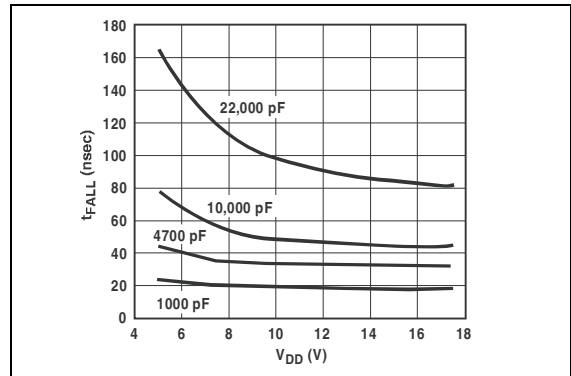
## 2.0 TYPICAL PERFORMANCE CURVES

**Note:** The graphs and tables provided following this note are a statistical summary based on a limited number of samples and are provided for informational purposes only. The performance characteristics listed herein are not tested or guaranteed. In some graphs or tables, the data presented may be outside the specified operating range (e.g., outside specified power supply range) and therefore outside the warranted range.

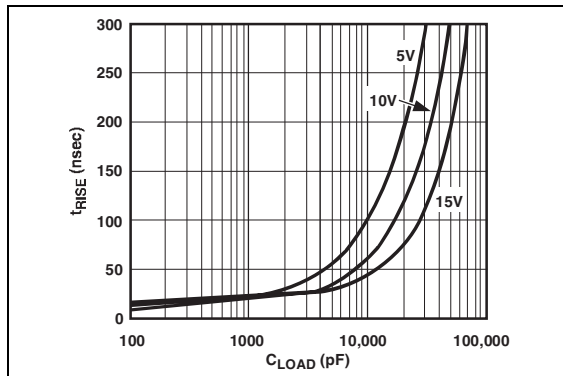
**Note:** Unless otherwise indicated,  $T_A = +25^\circ\text{C}$  with  $4.5\text{V} \leq V_{DD} \leq 18\text{V}$ .



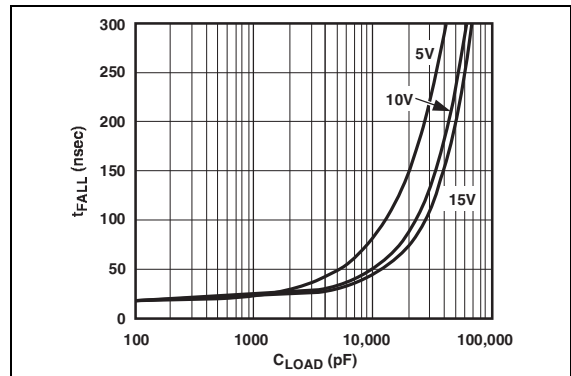
**FIGURE 2-1:** Rise Time vs. Supply Voltage.



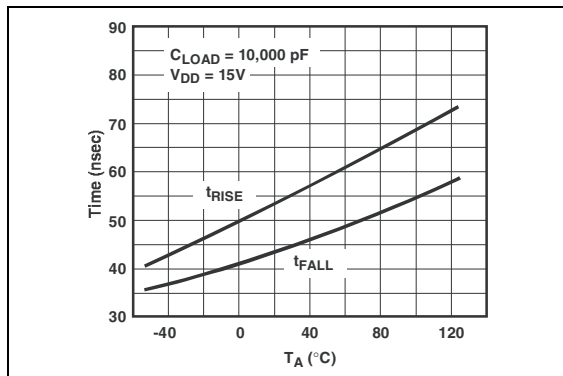
**FIGURE 2-4:** Fall Time vs. Supply Voltage.



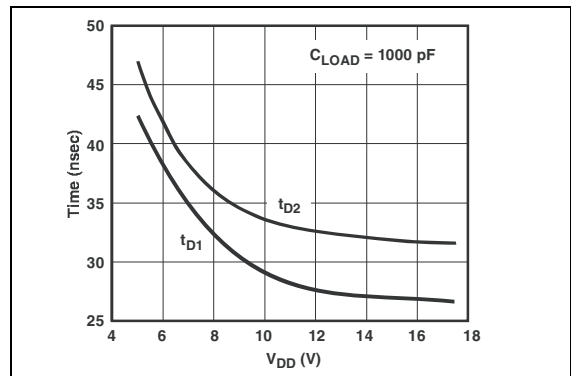
**FIGURE 2-2:** Rise Time vs. Capacitive Load.



**FIGURE 2-5:** Fall Time vs. Capacitive Load.



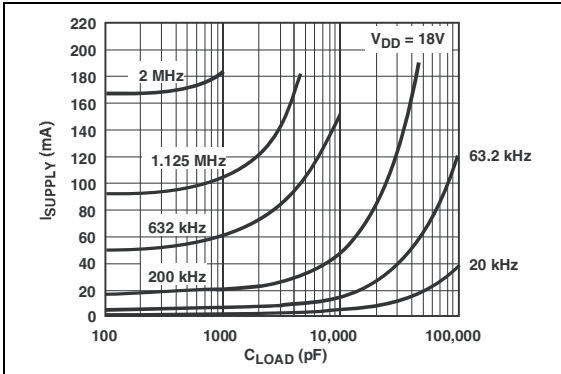
**FIGURE 2-3:** Rise and Fall Times vs. Temperature.



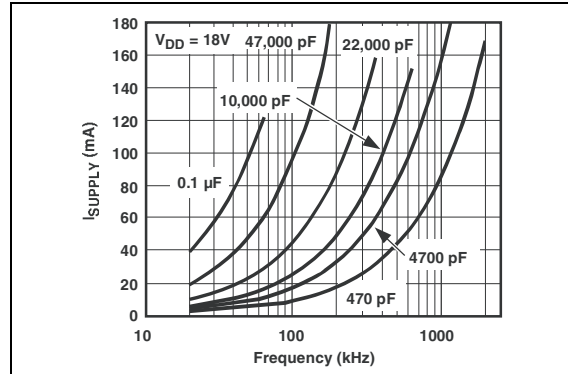
**FIGURE 2-6:** Propagation Delay vs. Supply Voltage.

# TC4421/TC4422

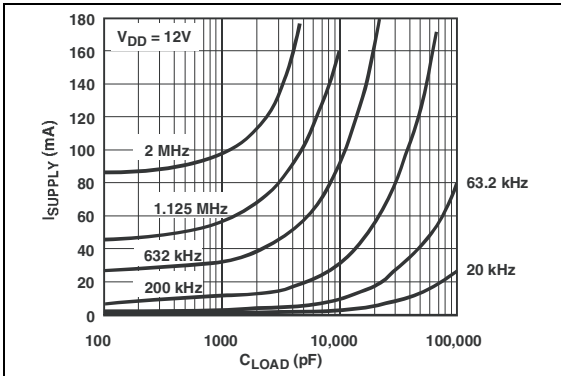
**Note:** Unless otherwise indicated,  $T_A = +25^\circ\text{C}$  with  $4.5\text{V} \leq V_{DD} \leq 18\text{V}$ .



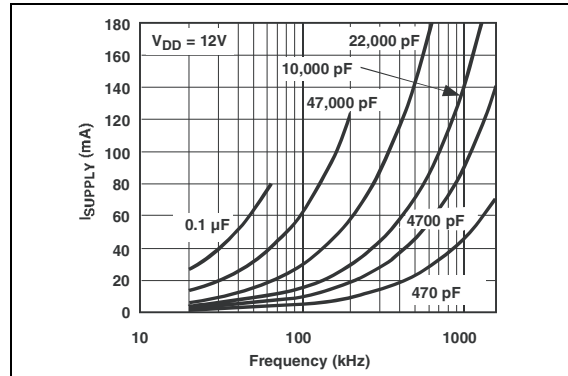
**FIGURE 2-7:** Supply Current vs. Capacitive Load ( $V_{DD} = 18\text{V}$ ).



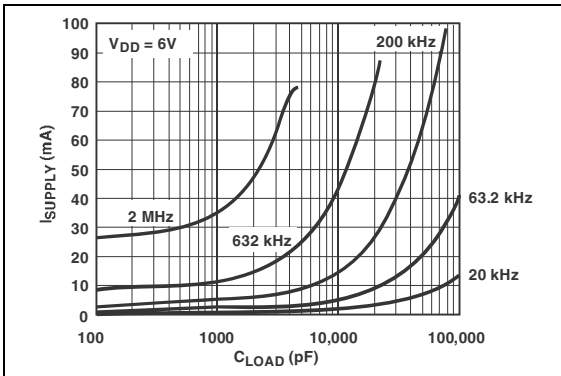
**FIGURE 2-10:** Supply Current vs. Frequency ( $V_{DD} = 18\text{V}$ ).



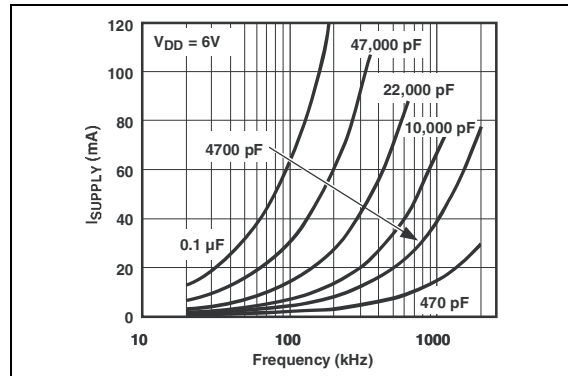
**FIGURE 2-8:** Supply Current vs. Capacitive Load ( $V_{DD} = 12\text{V}$ ).



**FIGURE 2-11:** Supply Current vs. Frequency ( $V_{DD} = 12\text{V}$ ).

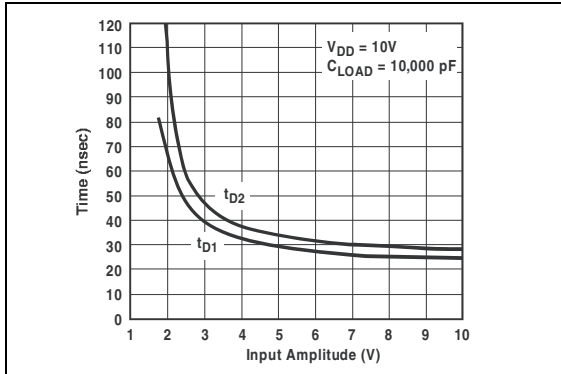


**FIGURE 2-9:** Supply Current vs. Capacitive Load ( $V_{DD} = 6\text{V}$ ).

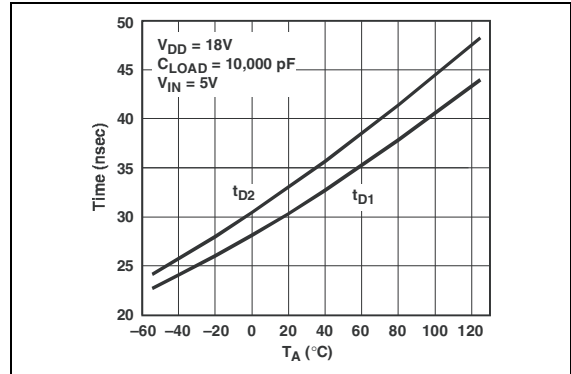


**FIGURE 2-12:** Supply Current vs. Frequency ( $V_{DD} = 6\text{V}$ ).

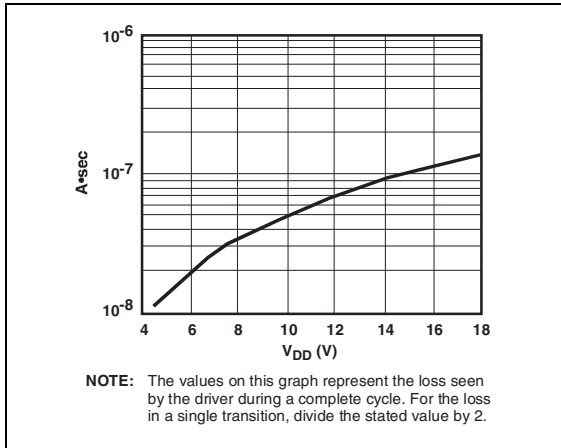
**Note:** Unless otherwise indicated,  $T_A = +25^\circ\text{C}$  with  $4.5\text{V} \leq V_{DD} \leq 18\text{V}$ .



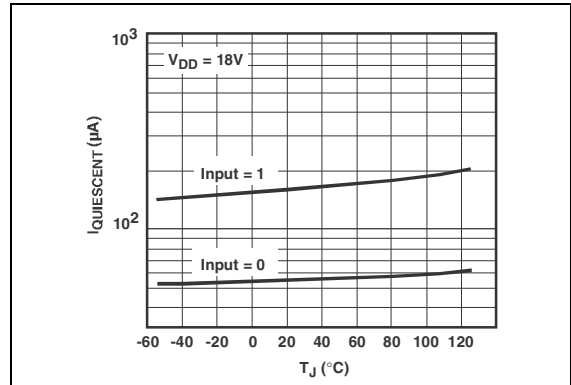
**FIGURE 2-13:** Propagation Delay vs. Input Amplitude.



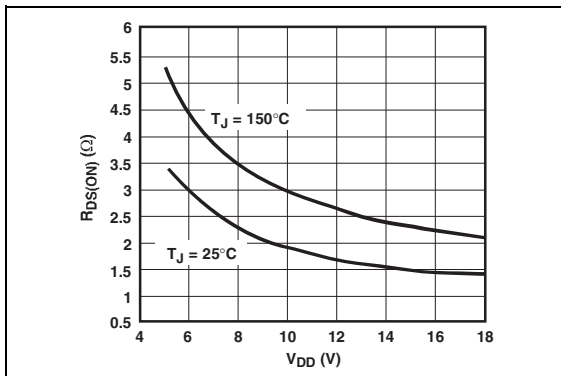
**FIGURE 2-16:** Propagation Delay vs. Temperature.



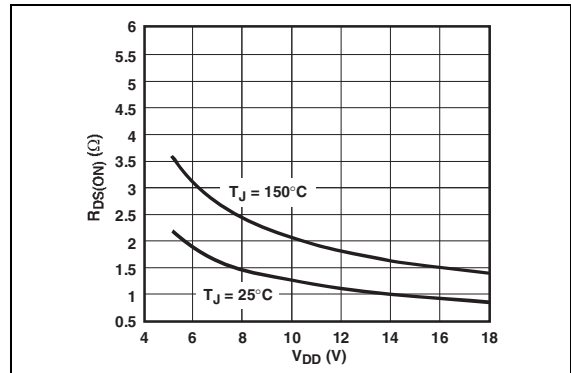
**FIGURE 2-14:** Crossover Energy vs. Supply Voltage.



**FIGURE 2-17:** Quiescent Supply Current vs. Temperature.



**FIGURE 2-15:** High-State Output Resistance vs. Supply Voltage.



**FIGURE 2-18:** Low-State Output Resistance vs. Supply Voltage.



# TC4421/TC4422

## 3.0 PIN DESCRIPTIONS

The descriptions of the pins are listed in Table 3-1.

TABLE 3-1: PIN FUNCTION TABLE

Pin No. 8-Pin PDIP, SOIC	Pin No. 8-Pin DFN	Pin No. 5-Pin TO-220	Symbol	Description
1	1	—	V <sub>DD</sub>	Supply input, 4.5V to 18V
2	2	1	INPUT	Control input, TTL/CMOS compatible input
3	3	—	NC	No connection
4	4	2	GND	Ground
5	5	4	GND	Ground
6	6	5	OUTPUT	CMOS push-pull output
7	7	—	OUTPUT	CMOS push-pull output
8	8	3	V <sub>DD</sub>	Supply input, 4.5V to 18V
—	PAD	—	NC	Exposed metal pad
—	—	TAB	V <sub>DD</sub>	Metal tab is at the V <sub>DD</sub> potential

### 3.1 Supply Input (V<sub>DD</sub>)

The V<sub>DD</sub> input is the bias supply for the MOSFET driver and is rated for 4.5V to 18V with respect to the ground pin. The V<sub>DD</sub> input should be bypassed to ground with a local ceramic capacitor. The value of the capacitor should be chosen based on the capacitive load that is being driven. A minimum value of 1.0  $\mu$ F is suggested.

### 3.2 Control Input

The MOSFET driver input is a high-impedance, TTL/CMOS compatible input. The input also has 300 mV of hysteresis between the high and low thresholds that prevents output glitching even when the rise and fall time of the input signal is very slow.

### 3.3 CMOS Push-Pull Output

The MOSFET driver output is a low-impedance, CMOS, push-pull style output capable of driving a capacitive load with 9.0A peak currents. The MOSFET driver output is capable of withstanding 1.5A peak reverse currents of either polarity.

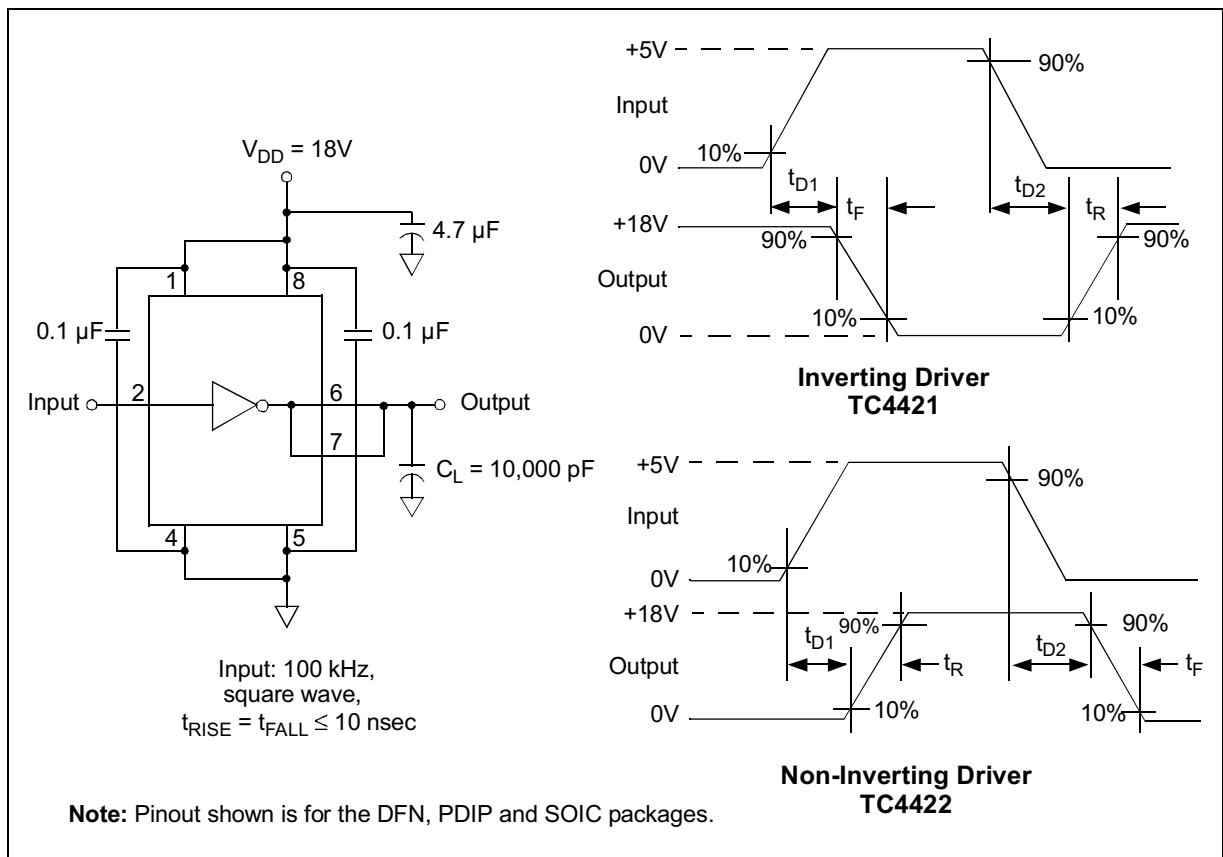
### 3.4 Ground

The ground pins are the return path for the bias current and for the high peak currents that discharge the load capacitor. The ground pins should be tied into a ground plane or have very short traces to the bias supply source return.

### 3.5 Exposed Metal Pad

The exposed metal pad of the 6x5 DFN package is not internally connected to any potential. Therefore, this pad can be connected to a ground plane or other copper plane on a printed circuit board to aid in heat removal from the package.

## 4.0 APPLICATIONS INFORMATION



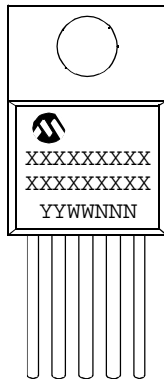
**FIGURE 4-1:** Switching Time Test Circuits.

# TC4421/TC4422

## 5.0 PACKAGING INFORMATION

### 5.1 Package Marking Information

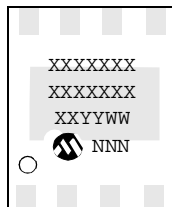
5-Lead TO-220



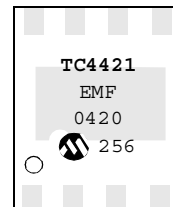
Example:



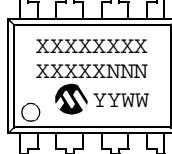
8-Lead DFN



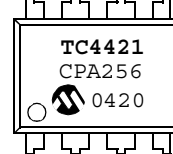
Example:



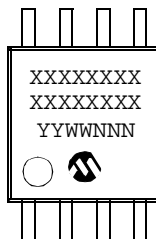
8-Lead PDIP (300 mil)



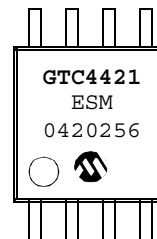
Example:



8-Lead SOIC (208 mil)



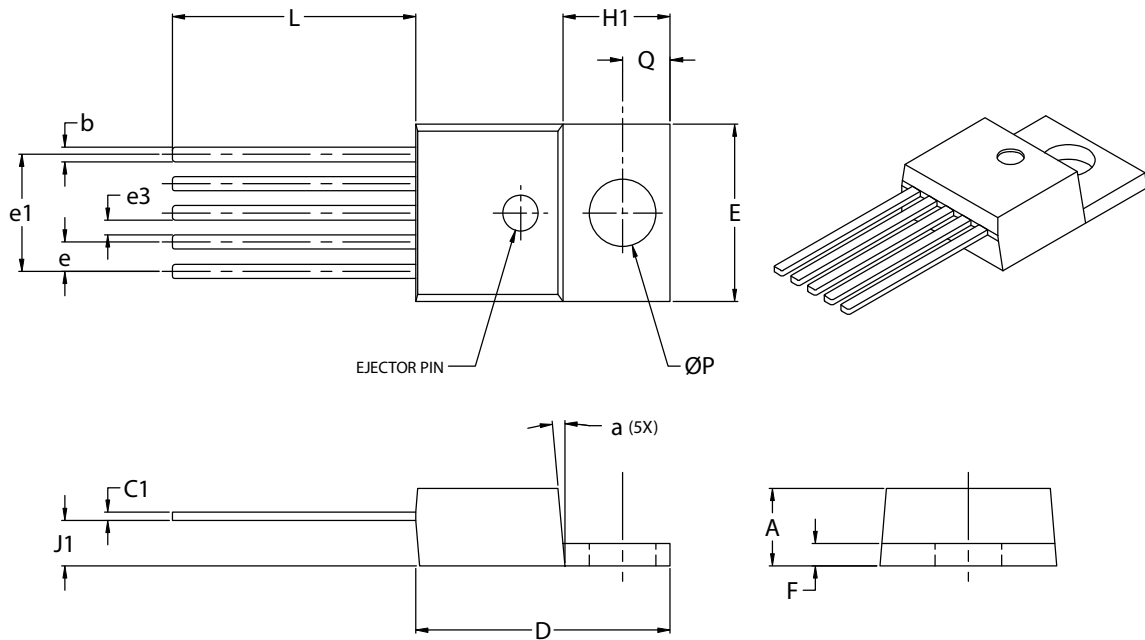
Example:



<b>Legend:</b>	XX...X	Customer specific information*
	YY	Year code (last 2 digits of calendar year)
	WW	Week code (week of January 1 is week '01')
	NNN	Alphanumeric traceability code
<b>Note:</b>	In the event the full Microchip part number cannot be marked on one line, it will be carried over to the next line thus limiting the number of available characters for customer specific information.	

\* Standard OTP marking consists of Microchip part number, year code, week code, and traceability code.

## 5-Lead Plastic Transistor Outline (AT) (TO-220)



Dimension Limits	Units	INCHES*		MILLIMETERS	
		MIN	MAX	MIN	MAX
Lead Pitch	e	.060	.072	1.52	1.83
Overall Lead Centers	e1	.263	.273	6.68	6.93
Space Between Leads	e3	.030	.040	0.76	1.02
Overall Height	A	.160	.190	4.06	4.83
Overall Width	E	.385	.415	9.78	10.54
Overall Length	D	.560	.590	14.22	14.99
Flag Length	H1	.234	.258	5.94	6.55
Flag Thickness	F	.045	.055	1.14	1.40
Through Hole Center	Q	.103	.113	2.62	2.87
Through Hole Diameter	P	.146	.156	3.71	3.96
Lead Length	L	.540	.560	13.72	14.22
Base to Bottom of Lead	J1	.090	.115	2.29	2.92
Lead Thickness	C1	.014	.022	0.36	0.56
Lead Width	b	.025	.040	0.64	1.02
Mold Draft Angle	a	3°	7°	3°	7°

\*Controlling Parameter

Notes:

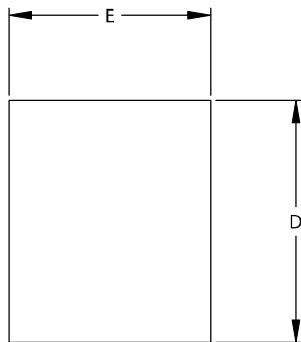
Dimensions D and E1 do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed .010" (0.254mm) per side.

JEDEC equivalent: TO-220

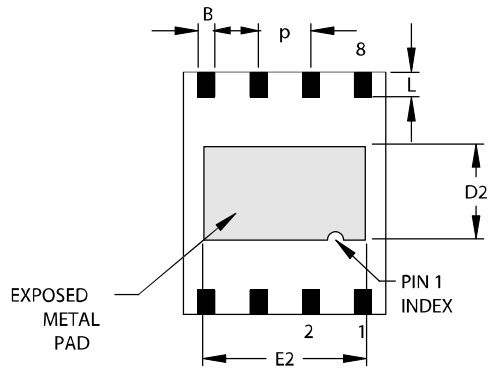
Drawing No. C04-036

# TC4421/TC4422

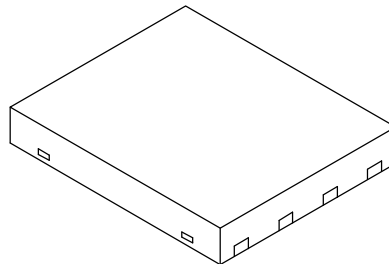
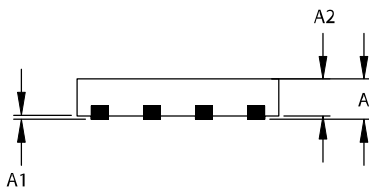
## 8-Lead Plastic Dual Flat No Lead Package (MF) 6x5 mm Body (DFN-S) – Saw Singulated



TOP VIEW



BOTTOM VIEW



Dimension Limits	Units	INCHES			MILLIMETERS*		
		MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX
Number of Pins	n	8			8		
Pitch	p	.050 BSC			1.27 BSC		
Overall Height	A	.033	.035	.037	0.85	0.90	0.95
Package Thickness	A2	.031	.035	.037	0.80	0.89	0.95
Standoff	A1	.000	.0004	.002	0.00	0.01	0.05
Base Thickness	A3	.007	.008	.009	0.17	0.20	0.23
Overall Length	E	.195	.197	.199	4.95	5.00	5.05
Exposed Pad Length	E2	.152	.157	.163	3.85	4.00	4.15
Overall Width	D	.234	.236	.238	5.95	6.00	6.05
Exposed Pad Width	D2	.089	.091	.093	2.25	2.30	2.35
Lead Width	B	.014	.016	.019	0.35	0.40	0.47
Lead Length	L	.024		.026	0.60		0.65

Notes:

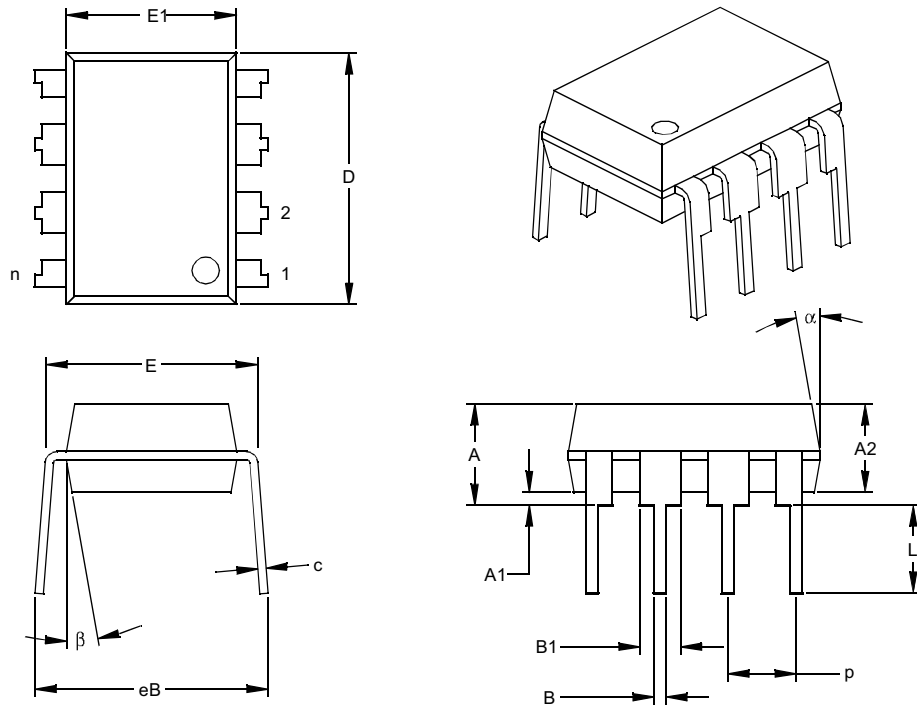
JEDEC equivalent: MO-220

Drawing No. C04-122

Revised 11/3/03

# TC4421/TC4422

## 8-Lead Plastic Dual In-line (P) – 300 mil (PDIP)



Units		INCHES*			MILLIMETERS		
Dimension Limits		MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX
Number of Pins	n		8			8	
Pitch	p		.100			2.54	
Top to Seating Plane	A	.140	.155	.170	3.56	3.94	4.32
Molded Package Thickness	A2	.115	.130	.145	2.92	3.30	3.68
Base to Seating Plane	A1	.015			0.38		
Shoulder to Shoulder Width	E	.300	.313	.325	7.62	7.94	8.26
Molded Package Width	E1	.240	.250	.260	6.10	6.35	6.60
Overall Length	D	.360	.373	.385	9.14	9.46	9.78
Tip to Seating Plane	L	.125	.130	.135	3.18	3.30	3.43
Lead Thickness	c	.008	.012	.015	0.20	0.29	0.38
Upper Lead Width	B1	.045	.058	.070	1.14	1.46	1.78
Lower Lead Width	B	.014	.018	.022	0.36	0.46	0.56
Overall Row Spacing	§ eB	.310	.370	.430	7.87	9.40	10.92
Mold Draft Angle Top	α	5	10	15	5	10	15
Mold Draft Angle Bottom	β	5	10	15	5	10	15

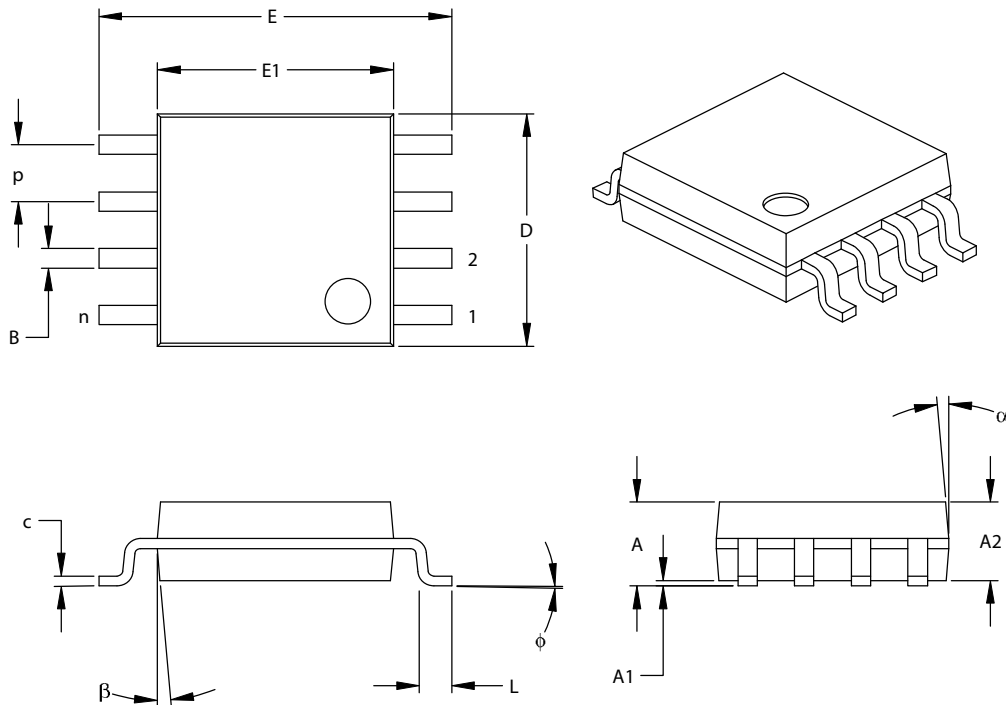
\* Controlling Parameter  
 § Significant Characteristic

### Notes:

Dimensions D and E1 do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed .010" (0.254mm) per side.  
 JEDEC Equivalent: MS-001  
 Drawing No. C04-018

# TC4421/TC4422

**8-Lead Plastic Small Outline (SM) – Medium, 208 mil Body (SOIJ)**  
 (JEITA/EIAJ Standard, Formerly called SOIC)



Dimension Limits	Units	INCHES*			MILLIMETERS		
		MIN	NOM	MAX	MIN	NOM	MAX
Number of Pins	n	8			8		
Pitch	P		.050			1.27	
Overall Height	A	.070	.075	.080	1.78	1.97	2.03
Molded Package Thickness	A2	.069	.074	.078	1.75	1.88	1.98
Standoff	A1	.002	.005	.010	0.05	0.13	0.25
Overall Width	E	.300	.313	.325	7.62	7.95	8.26
Molded Package Width	E1	.201	.208	.212	5.11	5.28	5.38
Overall Length	D	.202	.205	.210	5.13	5.21	5.33
Foot Length	L	.020	.025	.030	0.51	0.64	0.76
Foot Angle	$\phi$	0	4	8	0	4	8
Lead Thickness	c	.008	.009	.010	0.20	0.23	0.25
Lead Width	B	.014	.017	.020	0.36	0.43	0.51
Mold Draft Angle Top	$\alpha$	0	12	15	0	12	15
Mold Draft Angle Bottom	$\beta$	0	12	15	0	12	15

\*Controlling Parameter

Notes:

Dimensions D and E1 do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed .010" (0.254mm) per side.

Drawing No. C04-056

# TC4421/TC4422

## PRODUCT IDENTIFICATION SYSTEM

To order or obtain information, e.g., on pricing or delivery, refer to the factory or the listed sales office.

<u>PART NO.</u>	<u>X</u>	<u>XX</u>	<u>XXX</u>	<u>X</u>
Device	Temperature Range	Package	Tape & Reel	PB Free
Device:	TC4421: 9A High-Speed MOSFET Driver, Inverting TC4422: 9A High-Speed MOSFET Driver, Non-Inverting			
Temperature Range:	C = 0°C to +70°C (PDIP and TO-220 Only) E = -40°C to +85°C V = -40°C to +125°C			
Package:	AT = TO-220, 5-lead (C-Temp Only) MF = Dual, Flat, No-Lead (6x5 mm Body), 8-lead MF713 = Dual, Flat, No-Lead (6x5 mm Body), 8-lead (Tape and Reel) PA = Plastic DIP (300 mil Body), 8-lead SM = Plastic SOIC (208 mil Body), 8-lead SM713 = Plastic SOIC (208 mil Body), 8-lead (Tape and Reel)			
PB Free	G = Lead-Free device = Blank			
* Available on selected packages. Contact your local sales representative for availability				
<b>Examples:</b>				
a) TC4421CAT: 9A High-Speed Inverting MOSFET Driver, TO-220 package, 0°C to +70°C.				
b) TC4421ESMG: 9A High-Speed Inverting MOSFET Driver, PB Free SOIC package, -40°C to +85°C.				
c) TC4421VMF: 9A High-Speed Inverting MOSFET Driver, DFN package, -40°C to +125°C.				
a) TC4422VPA: 9A High-Speed Non-Inverting MOSFET Driver, PDIP package, -40°C to +125°C.				
b) TC4422EPA: 9A High-Speed Non-Inverting MOSFET Driver, PDIP package, -40°C to +85°C.				
c) TC4422EMF: 9A High-Speed Inverting MOSFET Driver, DFN package, -40°C to +85°C.				

## Sales and Support

### Data Sheets

Products supported by a preliminary Data Sheet may have an errata sheet describing minor operational differences and recommended workarounds. To determine if an errata sheet exists for a particular device, please contact one of the following:

1. Your local Microchip sales office
2. The Microchip Corporate Literature Center U.S. FAX: (480) 792-7277
3. The Microchip Worldwide Site ([www.microchip.com](http://www.microchip.com))

Please specify which device, revision of silicon and Data Sheet (include Literature #) you are using.

### Customer Notification System

Register on our web site ([www.microchip.com/cn](http://www.microchip.com/cn)) to receive the most current information on our products.



# TC4421/TC4422

---

---

NOTES:

---

---

**Note the following details of the code protection feature on Microchip devices:**

- Microchip products meet the specification contained in their particular Microchip Data Sheet.
- Microchip believes that its family of products is one of the most secure families of its kind on the market today, when used in the intended manner and under normal conditions.
- There are dishonest and possibly illegal methods used to breach the code protection feature. All of these methods, to our knowledge, require using the Microchip products in a manner outside the operating specifications contained in Microchip's Data Sheets. Most likely, the person doing so is engaged in theft of intellectual property.
- Microchip is willing to work with the customer who is concerned about the integrity of their code.
- Neither Microchip nor any other semiconductor manufacturer can guarantee the security of their code. Code protection does not mean that we are guaranteeing the product as "unbreakable."

Code protection is constantly evolving. We at Microchip are committed to continuously improving the code protection features of our products. Attempts to break Microchip's code protection feature may be a violation of the Digital Millennium Copyright Act. If such acts allow unauthorized access to your software or other copyrighted work, you may have a right to sue for relief under that Act.

---

Information contained in this publication regarding device applications and the like is intended through suggestion only and may be superseded by updates. It is your responsibility to ensure that your application meets with your specifications. No representation or warranty is given and no liability is assumed by Microchip Technology Incorporated with respect to the accuracy or use of such information, or infringement of patents or other intellectual property rights arising from such use or otherwise. Use of Microchip's products as critical components in life support systems is not authorized except with express written approval by Microchip. No licenses are conveyed, implicitly or otherwise, under any intellectual property rights.

**Trademarks**

The Microchip name and logo, the Microchip logo, Accuron, dsPIC, KEELOQ, microID, MPLAB, PIC, PICmicro, PICSTART, PRO MATE, PowerSmart, rfPIC, and SmartShunt are registered trademarks of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A. and other countries.


AmpLab, FilterLab, MXDEV, MXLAB, PICMASTER, SEEVAL, SmartSensor and The Embedded Control Solutions Company are registered trademarks of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A.

Analog-for-the-Digital Age, Application Maestro, dsPICDEM, dsPICDEM.net, dsPICworks, ECAN, ECONOMONITOR, FanSense, FlexROM, fuzzyLAB, In-Circuit Serial Programming, ICSP, ICEPIC, Migratable Memory, MPASM, MPLIB, MPLINK, MPSIM, PICkit, PICDEM, PICDEM.net, PICLAB, PICtail, PowerCal, PowerInfo, PowerMate, PowerTool, rLAB, rfPICDEM, Select Mode, Smart Serial, SmartTel and Total Endurance are trademarks of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A. and other countries.

SQTP is a service mark of Microchip Technology Incorporated in the U.S.A.

All other trademarks mentioned herein are property of their respective companies.

© 2004, Microchip Technology Incorporated, Printed in the U.S.A., All Rights Reserved.

 Printed on recycled paper.

**QUALITY MANAGEMENT SYSTEM  
CERTIFIED BY DNV  
== ISO/TS 16949:2002 ==**

*Microchip received ISO/TS-16949:2002 quality system certification for its worldwide headquarters, design and wafer fabrication facilities in Chandler and Tempe, Arizona and Mountain View, California in October 2003. The Company's quality system processes and procedures are for its PICmicro® 8-bit MCUs, KEELOQ® code hopping devices, Serial EEPROMs, microperipherals, nonvolatile memory and analog products. In addition, Microchip's quality system for the design and manufacture of development systems is ISO 9001:2000 certified.*



---

---

## WORLDWIDE SALES AND SERVICE

---

---

### AMERICAS

**Corporate Office**  
2355 West Chandler Blvd.  
Chandler, AZ 85224-6199  
Tel: 480-792-7200  
Fax: 480-792-7277  
Technical Support:  
480-792-7627  
Web Address:  
www.microchip.com

#### Atlanta

Alpharetta, GA  
Tel: 770-640-0034  
Fax: 770-640-0307

#### Boston

Westford, MA  
Tel: 978-692-3848  
Fax: 978-692-3821

#### Chicago

Itasca, IL  
Tel: 630-285-0071  
Fax: 630-285-0075

#### Dallas

Addison, TX  
Tel: 972-818-7423  
Fax: 972-818-2924

#### Detroit

Farmington Hills, MI  
Tel: 248-538-2250  
Fax: 248-538-2260

#### Kokomo

Kokomo, IN  
Tel: 765-864-8360  
Fax: 765-864-8387

#### Los Angeles

Mission Viejo, CA  
Tel: 949-462-9523  
Fax: 949-462-9608

#### San Jose

Mountain View, CA  
Tel: 650-215-1444  
Fax: 650-961-0286

#### Toronto

Mississauga, Ontario,  
Canada  
Tel: 905-673-0699  
Fax: 905-673-6509

### ASIA/PACIFIC

**Australia - Sydney**  
Tel: 61-2-9868-6733  
Fax: 61-2-9868-6755

**China - Beijing**  
Tel: 86-10-8528-2100  
Fax: 86-10-8528-2104

**China - Chengdu**  
Tel: 86-28-8676-6200  
Fax: 86-28-8676-6599

**China - Fuzhou**  
Tel: 86-591-750-3506  
Fax: 86-591-750-3521

**China - Hong Kong SAR**  
Tel: 852-2401-1200  
Fax: 852-2401-3431

**China - Shanghai**  
Tel: 86-21-6275-5700  
Fax: 86-21-6275-5060

**China - Shenzhen**  
Tel: 86-755-8290-1380  
Fax: 86-755-8295-1393

**China - Shunde**  
Tel: 86-757-2839-5507  
Fax: 86-757-2839-5571

**China - Qingdao**  
Tel: 86-532-502-7355  
Fax: 86-532-502-7205

### ASIA/PACIFIC

**India - Bangalore**  
Tel: 91-80-2229-0061  
Fax: 91-80-2229-0062

**India - New Delhi**  
Tel: 91-11-5160-8632  
Fax: 91-11-5160-8632

**Japan - Kanagawa**  
Tel: 81-45-471- 6166  
Fax: 81-45-471-6122

**Korea - Seoul**  
Tel: 82-2-554-7200  
Fax: 82-2-558-5932 or  
82-2-558-5934

**Singapore**  
Tel: 65-6334-8870  
Fax: 65-6334-8850

**Taiwan - Kaohsiung**  
Tel: 886-7-536-4816  
Fax: 886-7-536-4817

**Taiwan - Taipei**  
Tel: 886-2-2500-6610  
Fax: 886-2-2508-0102

**Taiwan - Hsinchu**  
Tel: 886-3-572-9526  
Fax: 886-3-572-6459

### EUROPE

**Austria - Weis**  
Tel: 43-7242-2244-399  
Fax: 43-7242-2244-393

**Denmark - Ballerup**  
Tel: 45-4420-9895  
Fax: 45-4420-9910

**France - Massy**  
Tel: 33-1-69-53-63-20  
Fax: 33-1-69-30-90-79

**Germany - Ismaning**  
Tel: 49-89-627-144-0  
Fax: 49-89-627-144-44

**Italy - Milan**  
Tel: 39-0331-742611  
Fax: 39-0331-466781

**Netherlands - Drunen**  
Tel: 31-416-690399  
Fax: 31-416-690340

**England - Berkshire**  
Tel: 44-118-921-5869  
Fax: 44-118-921-5820

08/24/04

# DATA SHEET

For a complete data sheet, please also download:

- The IC04 LOCMOS HE4000B Logic Family Specifications HEF, HEC
- The IC04 LOCMOS HE4000B Logic Package Outlines/Information HEF, HEC

## HEF40106B

### gates

### Hex inverting Schmitt trigger

Product specification  
File under Integrated Circuits, IC04

January 1995

# Hex inverting Schmitt trigger

# HEF40106B gates

### DESCRIPTION

Each circuit of the HEF40106B functions as an inverter with Schmitt-trigger action. The Schmitt-trigger switches at different points for the positive and negative-going input signals. The difference between the positive-going voltage ( $V_P$ ) and the negative-going voltage ( $V_N$ ) is defined as hysteresis voltage ( $V_H$ ).

This device may be used for enhanced noise immunity or to "square up" slowly changing waveforms.

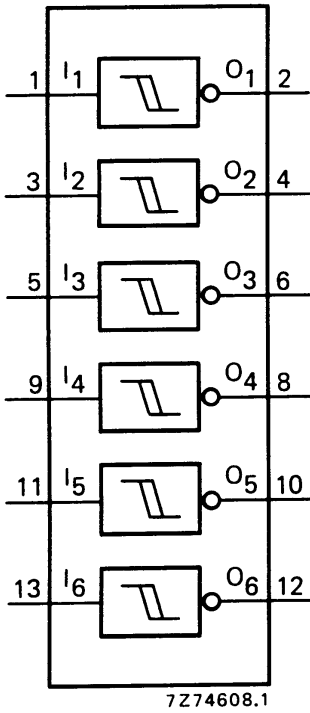


Fig.1 Functional diagram.

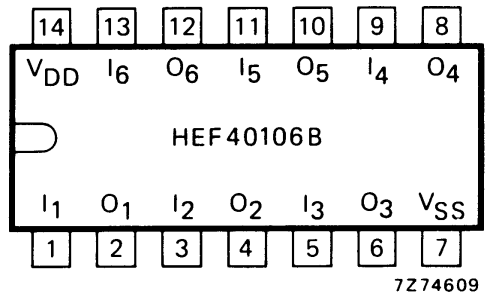


Fig.2 Pinning diagram.

- HEF40106BP(N): 14-lead DIL; plastic (SOT27-1)
- HEF40106BD(F): 14-lead DIL; ceramic (cerdip) (SOT73)
- HEF40106BT(D): 14-lead SO; plastic (SOT108-1)
- ( ): Package Designator North America

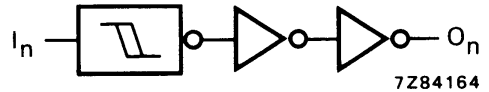


Fig.3 Logic diagram (one inverter).

### FAMILY DATA, I<sub>DD</sub> LIMITS category GATES

See Family Specifications

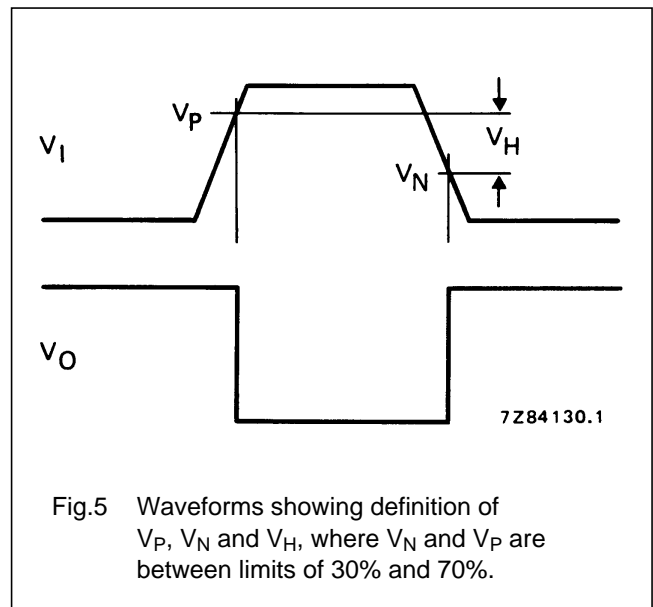
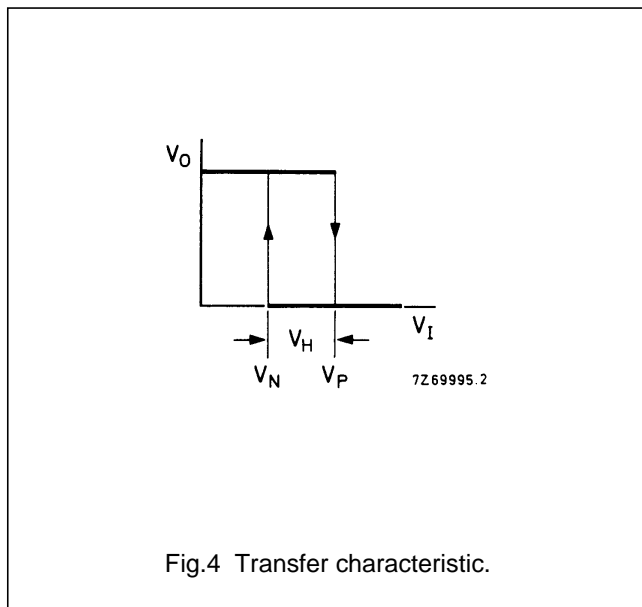
Hex inverting Schmitt trigger

HEF40106B  
gates

DC CHARACTERISTICS

$V_{SS} = 0\text{ V}$ ;  $T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$

	$V_{DD}$ V	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	
Hysteresis voltage	5	$V_H$	0,5	0,8		V
	10		0,7	1,3		V
	15		0,9	1,8		V
Switching levels positive-going input voltage	5	$V_P$	2	3,0	3,5	V
	10		3,7	5,8	7	V
	15		4,9	8,3	11	V
negative-going input voltage	5	$V_N$	1,5	2,2	3	V
	10		3	4,5	6,3	V
	15		4	6,5	10,1	V



## Hex inverting Schmitt trigger

HEF40106B  
gates**AC CHARACTERISTICS** $V_{SS} = 0 \text{ V}$ ;  $T_{amb} = 25 \text{ }^\circ\text{C}$ ;  $C_L = 50 \text{ pF}$ ; input transition times  $\leq 20 \text{ ns}$ 

	$V_{DD}$ V	SYMBOL	TYP.	MAX.		TYPICAL EXTRAPOLATION FORMULA
Propagation delays $I_n \rightarrow O_n$ HIGH to LOW	5	$t_{PHL}$	90	180	ns	63 ns + (0,55 ns/pF) $C_L$
	10		35	70	ns	24 ns + (0,23 ns/pF)
	15		30	60	ns	22 ns + (0,16 ns/pF) $C_L$
LOW to HIGH	5	$t_{PLH}$	75	150	ns	48 ns + (0,55 ns/pF) $C_L$
	10		35	70	ns	24 ns + (0,23 ns/pF) $C_L$
	15		30	60	ns	22 ns + (0,16 ns/pF) $C_L$
Output transition times HIGH to LOW	5	$t_{THL}$	60	120	ns	10 ns + (1,0 ns/pF) $C_L$
	10		30	60	ns	9 ns + (0,42 ns/pF) $C_L$
	15		20	40	ns	6 ns + (0,28 ns/pF) $C_L$
LOW to HIGH	5	$t_{TLH}$	60	120	ns	10 ns + (1,0 ns/pF) $C_L$
	10		30	60	ns	9 ns + (0,42 ns/pF) $C_L$
	15		20	40	ns	6 ns + (0,28 ns/pF) $C_L$

	$V_{DD}$ V	TYPICAL FORMULA FOR P ( $\mu\text{W}$ )	
Dynamic power dissipation per package (P)	5	$2\,300 f_i + \sum (f_o C_L) \times V_{DD}^2$	where $f_i$ = input freq. (MHz) $f_o$ = output freq. (MHz) $C_L$ = load capacitance (pF) $\sum (f_o C_L)$ = sum of outputs $V_{DD}$ = supply voltage (V)
	10	$9\,000 f_i + \sum (f_o C_L) \times V_{DD}^2$	
	15	$20\,000 f_i + \sum (f_o C_L) \times V_{DD}^2$	

Hex inverting Schmitt trigger

HEF40106B  
gates

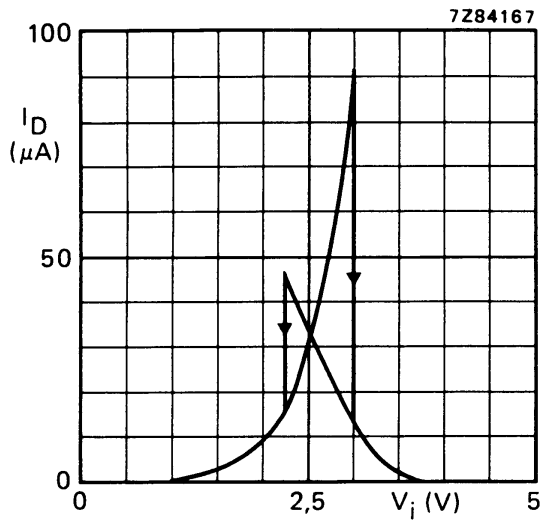


Fig.6 Typical drain current as a function of input voltage;  $V_{DD} = 5 V$ ;  $T_{amb} = 25^\circ C$ .

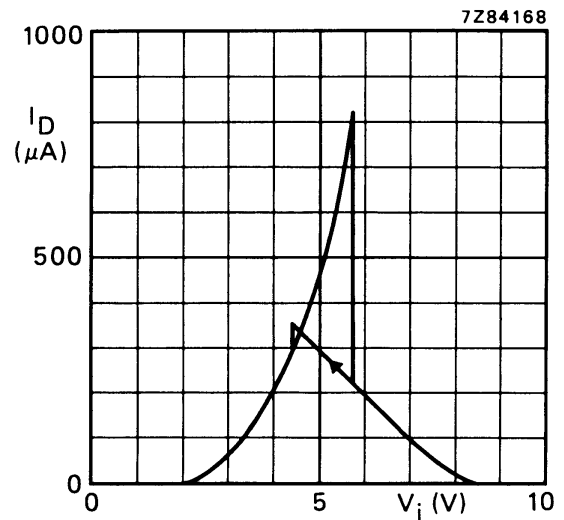


Fig.7 Typical drain current as a function of input voltage;  $V_{DD} = 10 V$ ;  $T_{amb} = 25^\circ C$ .

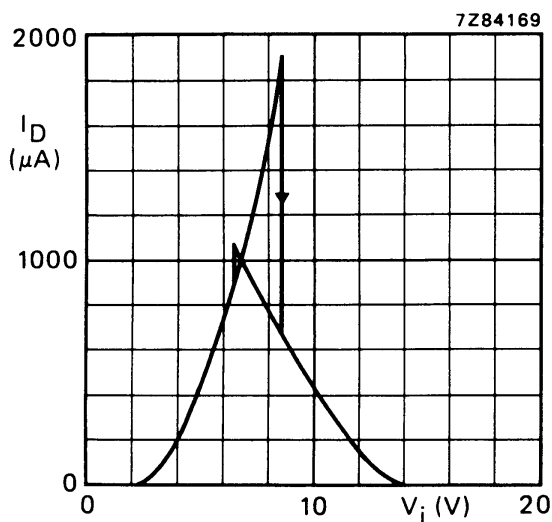


Fig.8 Typical drain current as a function of input voltage;  $V_{DD} = 15 V$ ;  $T_{amb} = 25^\circ C$ .



Hex inverting Schmitt trigger

HEF40106B  
gates

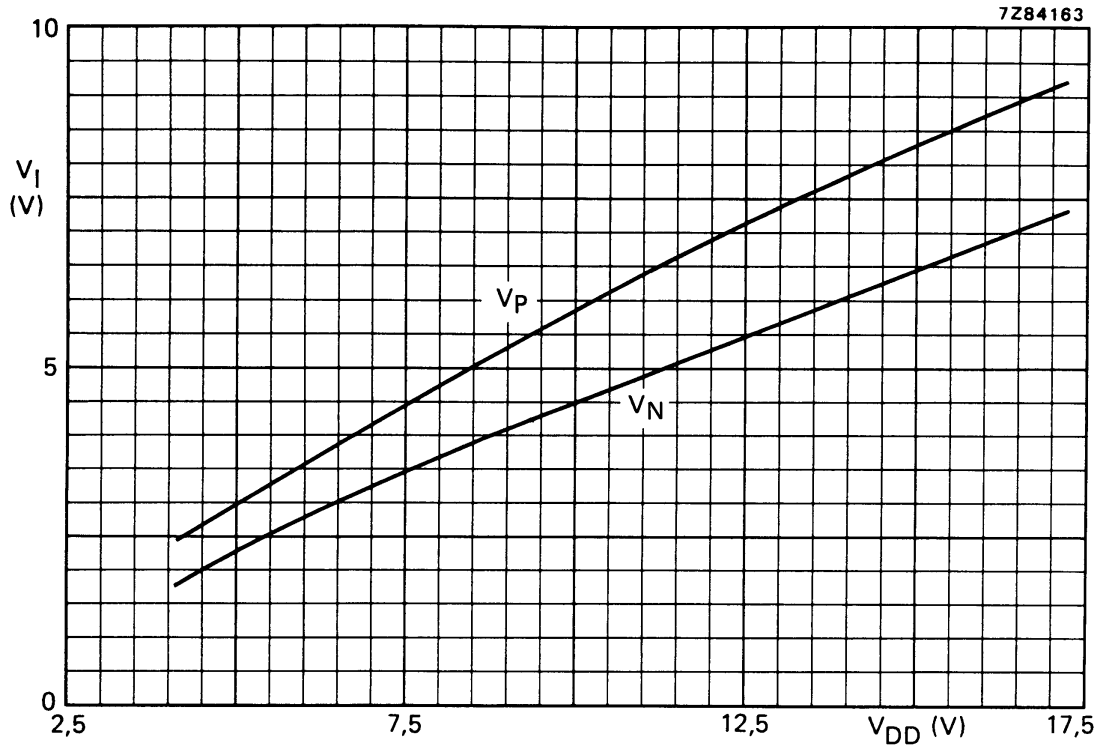


Fig.9 Typical switching levels as a function of supply voltage  $V_{DD}$ ;  $T_{amb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$ .

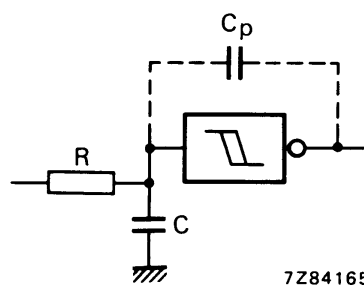


Fig.10 Schmitt trigger driven via a high impedance ( $R > 1\text{ k}\Omega$ ).

If a Schmitt trigger is driven via a high impedance ( $R > 1\text{ k}\Omega$ ) then it is necessary to incorporate a capacitor  $C$  of such value that:  $\frac{C}{C_p} > \frac{V_{DD} - V_{SS}}{V_H}$ , otherwise oscillation can occur on the edges of a pulse.

$C_p$  is the external parasitic capacitance between input and output; the value depends on the circuit board layout.

## Hex inverting Schmitt trigger

HEF40106B  
gates**APPLICATION INFORMATION**

Some examples of applications for the HEF40106B are:

- Wave and pulse shapers
- Astable multivibrators
- Monostable multivibrators.

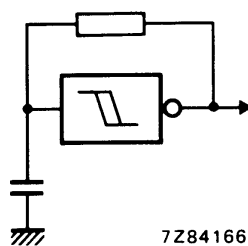


Fig.11 The HEF40106B used as an astable multivibrator.

## ΒΙΒΛΙΟΓΡΑΦΙΑ

1. Μαλατέστας Παντελής: << Συστήματα Αυτόματου Ελέγχου Τόμος Α'>> 2001
2. Μαλατέστας Παντελής: << Συστήματα Αυτόματου Ελέγχου Τόμος Β'>> 2004
3. Μαλατέστας Παντελής: << Συστήματα Αυτόματου Ελέγχου>> 1 η Έκδοση 2011
4. Μαλατέστας Παντελής, Ηρακλής Βυλλιώτης: <<Εργαστηριακές Ασκήσεις Ηλεκτρονικών Ισχύος Με Συνοπτική Θεωρία>> 2001
5. Μανιάς Στέφανος: <<Ηλεκτρονικά Ισχύος>> 6 η Έκδοση 2007
6. Μανιάς Στέφανος: <<Ηλεκτρονικά Ισχύος>> 1 η Έκδοση 2012
7. Malvino A., Bates D.: <<Ηλεκτρονική>> 7η Έκδοση 2012
8. Sedra Adel, Smith Kenneth, Ιωάννης Παπανάνος: <<Μικροηλεκτρονικά Κυκλώματα>> 5η Έκδοση 2010
9. Jaeger Richard, Blalock Travis: << Μικροηλεκτρονική>> 4 η Έκδοση 2013
10. Millman Jacob, Grabel Arvin: << Μικροηλεκτρονική>> 2 η Έκδοση 2013
11. <http://onsemi.com>