

REPUBLICQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEURE ET DE LA RECHERCHE  
SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE MOULOU D MAMMERI DE TIZI OUZOU  
FACULTE DE GENIE ELECTRIQUE ET INFORMATIQUE  
DEPARTEMENT D'ELECTRONIQUE



# Mémoire de fin d'études

En vue de l'obtention du diplôme d'ingénieur d'état en  
électronique

Option : Instrumentation

## Thème

*Etude et réalisation d'un variateur de  
vitesse pour moteur à courant continu*

**Proposé et encadré par :**

**M<sup>r</sup>. ABDELLI. M**

**Etudié par :**

**M<sup>r</sup>. OUKALI . S**

**M<sup>elle</sup>. SEGGAR . S**

*Promotion 2007/2008*

# Remerciements

*Au terme de ce mémoire, nous tenons à remercier notre promoteur M ABDELLI pour sa disponibilité et ses conseils précieux, grâce auxquels nous avons pu mener à bon escient notre travail.*

*En fin nous remercions tous ceux qui ont contribué, de près ou de loin, dans la réalisation de ce mémoire.*

# Sommaire

INTRODUCTION GENERALE.....	2
----------------------------	---

## CHAPITRE I : LE MOTEUR A COURANT CONTINU

I.1. Constitution .....	4
I.1.1. Inducteur .....	4
I.1.2. Induit .....	4
I.1.3. Le collecteur et les balais .....	5
I.2. Principe de fonctionnement .....	5
I.2.1. Force électromotrice .....	5
I.2.2. Couple électromagnétique .....	6
I.2.3. Puissance électromagnétique .....	6
II.2.4. Caractéristique à vide $E_v=f(\Phi)$ à $\Omega$ constante .....	7
II.2.5 Caractéristique $E_v=f(\Omega)$ à $\Phi$ constant .....	7
II.2.6. Caractéristique en charge $U=f(I)$ .....	7
I.3. couplage de l'excitation .....	8
I.3.1. Moteur a excitation indépendante .....	8
I.3.1. Moteur à excitation série .....	11
I.3.1. Moteur a excitation composée .....	13

## CHAPITRE II : LE REDRESSEMENT MONOPHASE COMMANDE

II.1. Le thyristor .....	15
II.1.1. Constitution .....	15
II.1.2. Symbole .....	15
II.1.3. Fonctionnement du thyristor.....	15
II.4. Protection contre des surtensions .....	18
II.2. Le redressement monophasé commandé .....	21
II.2.1. Présentation .....	21
II.2.2. Généralités .....	21
II.2.3. Montages mixtes en pont .....	21
II.2.4. Montages tout thyristors .....	24

## CHAPITRE III : LA REGULATION

III.1. Généralités .....	28
III.1.1. Introduction .....	28
III.1.2. Système en boucle ouverte .....	28
III.1.3. Système en boucle fermé .....	29
III.2. Principe de fonctionnement du régulateur .....	29
III.3. Les différents types de régulateur .....	30
III.3.1. Régulateur à action proportionnel (P) .....	30
III.3.2. Le régulateur proportionnel-intégral (PI) .....	31
III.3.3. Le régulateur proportionnel-dérivé (PD) .....	32
III.3.4. Le régulateur proportionnel-intégral-dérivé (PID) .....	34

## CHAPITRE IV : CONCEPTION MATERIELLE

IV.1. Généralités .....	38
IV.2. Unité de puissance à thyristors .....	38
IV.3. Unité de régulation .....	39
IV.4. Unité d'impulsions .....	42
IV.5. Amplificateur de régulation de courant .....	46
IV.6. Amplificateur de régulation tension / vitesse .....	47

## CHAPITRE V : REALISATION PRATIQUE

V.1. réalisation des circuits imprimés.....	53
V.2. implantation des composants .....	55
V.3. Développement de la maquette.....	57
Bibliographie.....	63
ANNEXES.....	65

# INTRODUCTION GENERALE

## **Introduction générale :**

L'évolution considérable des semi-conducteurs (transistors, thyristors,...), a conduit l'électronique industrielle composée essentiellement d'électronique de puissance et de commande (et éventuellement de réglage), à progresser considérablement les entraînements à vitesse variable.

L'industrie, au sens le plus large du terme, et les transports en particulier, ont de plus en plus besoin des systèmes à vitesse constamment variable, doués de souplesse et de précision pour plusieurs domaines d'application.

En robotique, là où une grande flexibilité est demandée ainsi qu'une adaptation machine-commande parfaite ; en motorisation basse tension comme c'est le cas dans les équipements de voitures ; en traction électrique, qui regroupe l'essentiel des cas où la source est continue, on y a rencontré en effet les batteries, caténares, panneaux solaires...etc. où le moteur à courant continu est totalement compatible avec ces sources au sens de la réversibilité énergétique grâce à l'inversion du courant source lors du fonctionnement générateur.

L'indépendance du couple par rapport à la vitesse en mode séparé, qui facilite la commande de l'ensemble moteur-variateur.

L'excellent rapport coût sur performances de ces solutions, allié à des schémas éclectiques simples, confirment l'intérêt du moteur à courant continu dans ces domaines.

Aujourd'hui et pour longtemps, les moteurs à courant continu, qui sont par nature des machines à vitesse variable, sont les plus utilisés.

Le principe de la variation de la vitesse d'un moteur à courant continu consiste à faire varier la tension aux bornes de son induit. Pour cela on utilise un convertisseur de courant.

C'est dans cette optique que s'inscrit notre présent travail tout en s'articulant autour de la commande en vitesse d'un moteur à courant continu via un pont monophasé commandé.

# CHAPITRE I

## LE MOTEUR A COURANT CONTINU



### I.1. Constitution

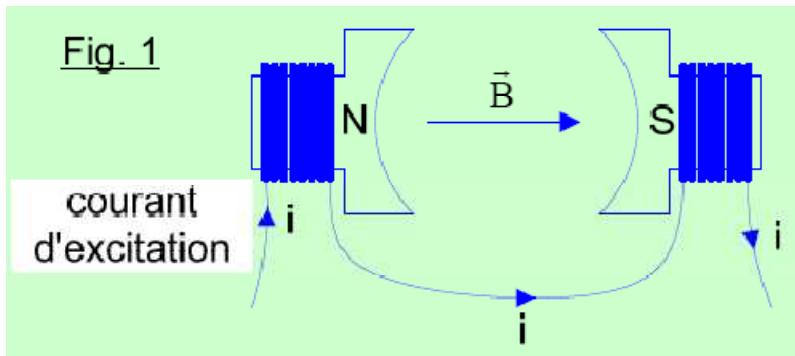
Le moteur à courant continu est constitué de trois parties principales :

- l'inducteur
- l'induit
- le dispositif collecteur / balais



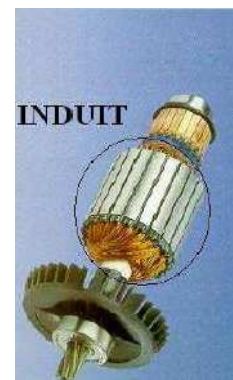
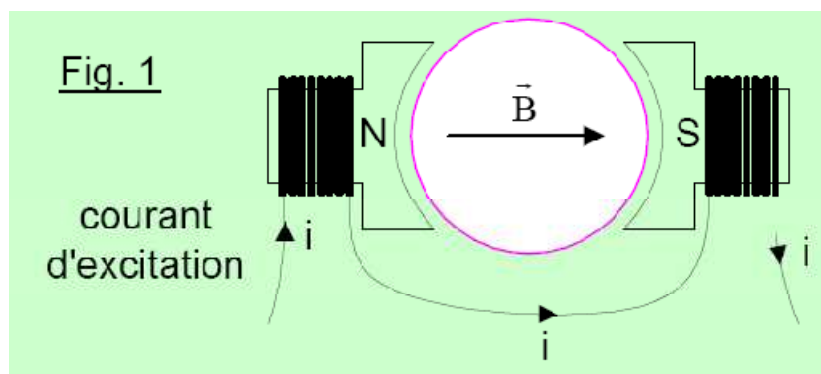
#### I.1.1. L'inducteur (ou circuit d'excitation)

C'est un aimant ou un électroaimant (bobinage parcouru par un courant continu)  
Il est situé sur la partie fixe de du moteur (le stator)



#### I.1.2. L'induit (circuit de puissance)

L'induit est situé au rotor (partie tournante du moteur) :



C'est un bobinage parcouru par un courant continu I (courant d'induit).

### I.1.3. Le collecteur et les balais

Le collecteur est un ensemble de lames de cuivre où sont reliées les extrémités du bobinage de l'induit.

Les balais (ou charbons) sont situés au stator et frottent sur le collecteur en rotation.

Le dispositif collecteur / balais permet donc de faire circuler un courant dans l'induit.



## I.2. Principe de fonctionnement

### I.2.1. Force électromotrice

Nous savons qu'une bobine en mouvement dans un champ magnétique voit apparaître à ses bornes une force électromotrice (f.é.m.) donnée par la loi de Faraday:

$$e = \frac{d\Phi}{dt}$$

Sur ce principe, le moteur à courant continu est le siège d'une f.é.m. E :

$$E = \frac{p}{2\pi a} N\Phi\Omega \quad \text{Avec :}$$

p : le nombre de paires de pôles

a : le nombre de paires de voies d'enroulement

N : le nombre de conducteurs (ou de brins - deux par spires)

$\Phi$  : flux maximum à travers les spires  
(en Webers - Wb)

$\Omega$  : vitesse de rotation (en rad.s-1)

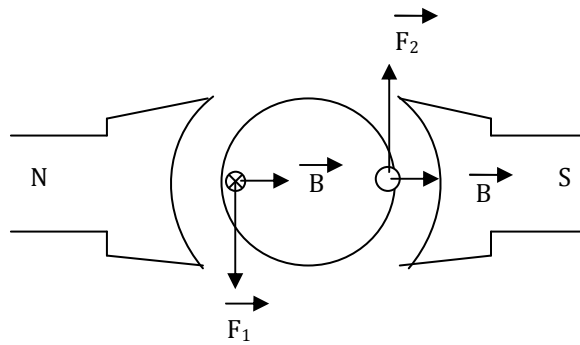
Finalement:

$$E = k\Phi\Omega \quad \text{Avec} \quad K = \frac{p}{2\pi a} N$$

Si de plus le moteur fonctionne à flux constants

$$K = K'\Omega \quad \text{Avec} \quad K' = K\Omega$$

### I.2.2. Couple électromagnétique



Exemple pour une spire : les deux brins d'une spire placés dans le champ magnétique  $B$ , subissent des forces de Laplace  $F_1$  et  $F_2$  formant un couple de force ( $F_1 = -F_2 = I.L.B$ ).

Pour une spire :  $\Gamma = 2rF = 2rI B l = SBI = \Phi I$

$T_{em} = K\Phi I$  en Newtons. Mètres (N.m)

$K$  est la même constante que dans la formule de la f.é.m. :  $E = K\Phi\Omega$

Si de plus le moteur fonctionne à flux constant :  $T_{em} = K' I$  avec  $K\Phi$

### I.2.3. Puissance électromagnétique

Si l'induit présente une f.é.m.  $E$  et s'il est parcouru par le courant  $I$ , il reçoit une puissance électromagnétique  $P_{em} = E.I$

D'après le principe de conservation de l'énergie cette puissance est égale à la puissance développée par le couple électromagnétique.

$$P_{em} = T_{em} \Omega = EI \quad P_{em} \text{ en watts}$$

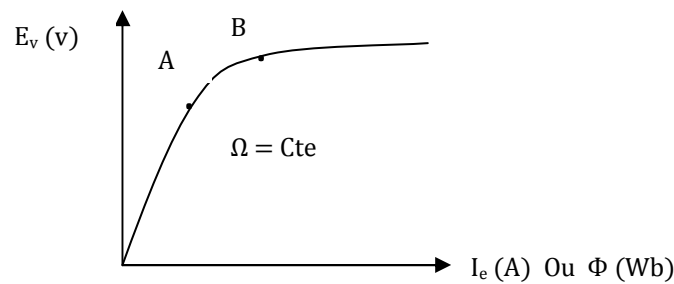
Remarque : on retrouve la relation  $T_{em} = K\Phi I$

En effet  $E = K\Phi\Omega$  donc  $EI = K\Phi\Omega I = T_{em} \Omega$  d'où  $T_{em} = K\Phi I$

A flux  $\Phi$  constant,  $E$  ne dépend que de  $\Omega$  et  $I$  ne dépend que de  $T_{em}$ .

La f.é.m. du moteur et l'intensité du courant dans l'induit sont deux grandeurs indépendantes. On peut donc donner le signe souhaité au produit  $E.I$ .

**I.2.4. Caractéristique à vide  $E_v=f(\Phi)$  à  $\Omega$  constante**



- De O à A, la caractéristique est linéaire,  $E=K'\Phi$  (avec  $K'=K\Omega$ ).
- De A à B le matériau ferromagnétique dont est constitué le moteur commence à saturer. ( $\mu R$  n'est plus constant).
- Après B, le matériau est saturé, la f.é.m. n'augmente plus.
- La zone utile de fonctionnement du moteur se situe au voisinage du point A.

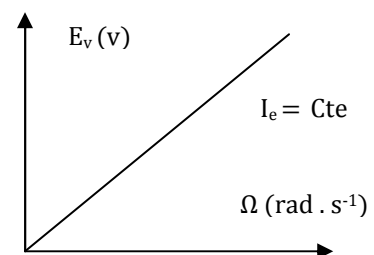
Sous le point A, le moteur est sous utilisé, et après le point B les possibilités du moteur n'augmentent plus (mais les pertes augmentent puisque  $I_e$  augmente)

- Dans la réalité, du fait du matériau ferromagnétique, on relève une caractéristique avec une faible hystérésis.

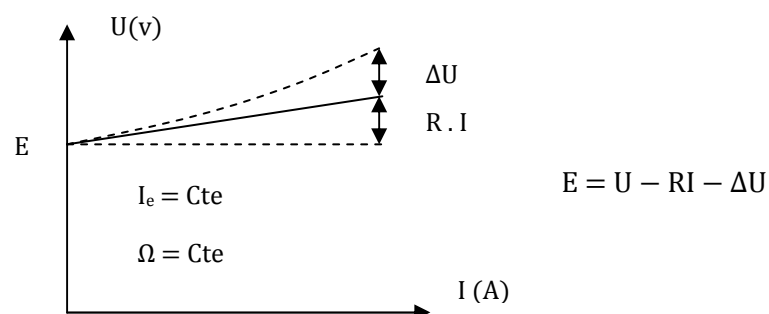
**I.2.5. Caractéristique  $E_v=f(\Omega)$  à  $\Phi$  constant**

$$E=K'\Omega$$

**Remarque** : la caractéristique est linéaire tant que la saturation n'est pas atteinte.



**II.2.6. Caractéristique en charge  $U=f(I)$**



La résistance du bobinage provoque une légère chute de tension ohmique dans l'induit :  $R.I$

- Le courant qui circule dans l'induit crée un flux indésirable de sorte que le flux total en charge  $\Phi_{\text{Charge}} (I_e, I) < \Phi_{\text{Vide}} (I_e)$ . Cela se traduit par une chute de tension supplémentaire : c'est la réaction magnétique d'induit.

Pour l'annuler, le moteur possède sur le stator des enroulements de compensation parcourus par le courant d'induit : on dit que le moteur est compensé. C'est souvent le cas.

- La distribution du courant d'induit par les balais et le collecteur provoque également une légère chute de tension (souvent négligée).

### I.3. Couplages de l'excitation

#### I.3.1. Moteur à excitation indépendante

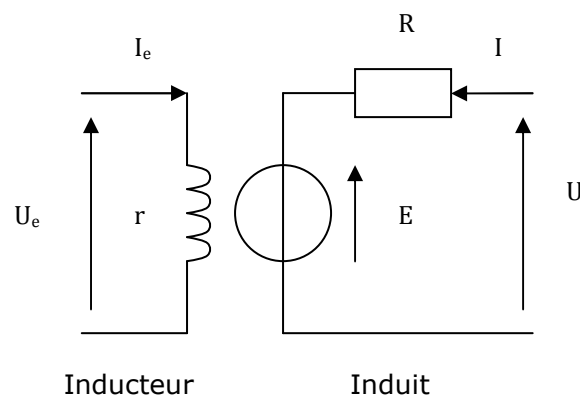
##### I.3.1.1. Modèle équivalent

Caractéristiques :

$$E = K\Phi\Omega$$

$$T_{em} = K\Phi I$$

$$U = E + RI$$



L'induit est en convention récepteur, Il faut deux alimentations : une pour l'inducteur et l'autre pour l'induit.

Les trois grandeurs qui déterminent le fonctionnement du moteur sont :  $U$ ,  $I$  et  $\Phi$ .

#### 3.1.2 Vitesse de rotation

Le sens de rotation dépend :

- du sens du flux, donc du sens du courant d'excitation  $I_e$  ;
- du sens du courant d'induit  $I$ .

Expression de la vitesse :  $E = K\Phi\Omega = U - RI \Rightarrow \Omega = \frac{U - RI}{K\Phi}$

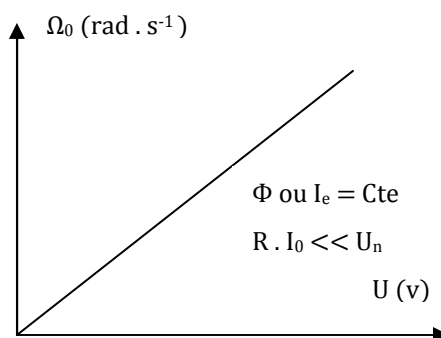
**I.3.1.3. Fonctionnement à vide**

A vide la seule puissance absorbée sert à compenser les pertes. La puissance utile est nulle.

$$I_0 \ll I_n \Rightarrow RI_0 \ll U \text{ et finalement } W_0 = \frac{U - RI_0}{K\Phi}$$

La vitesse à vide se règle en fonction de la tension d'alimentation ou du flux inducteur  $\Phi$ .

N.B : à vide, il ne faut jamais supprimer le courant d'excitation  $I_e$  lorsque l'induit est sous tension, car le moteur peut s'emballer.

**I.3.1.4. Fonctionnement à flux constant**

$$\Omega = \frac{U - RI_0}{K\Phi} \approx \frac{U}{K\Phi} = K_2 U \quad \text{avec} \quad K_2 = \frac{1}{K\Phi}$$

La caractéristique passe approximativement par zéro.

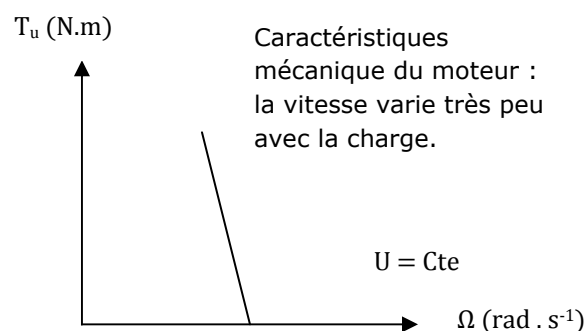
**I.3.1.5. Fonctionnement en charge**

Exprimons la vitesse de rotation en fonction de la tension d'alimentation :

$$\Omega = \frac{E}{K\Phi} \Rightarrow \Omega = \frac{U - RI}{K\Phi} = K_2 (U - RI) \quad \text{avec} \quad K_2 = \frac{1}{K\Phi} = \text{Cte.}$$

La vitesse dépend de :

- la tension d'alimentation  $U$ .
- l'intensité du courant  $I$  imposée par le moment du couple résistant.



U reste tout de même grand devant R.I.

En conséquence la vitesse de rotation est essentiellement fixée par la tension d'alimentation U et varie très peu en fonction du courant, c'est-à-dire de la charge.

Exprimons le courant en fonction du couple utile :  $I = \frac{T_{em}}{K\Phi} = \frac{T_u - T_p}{K\Phi}$

Le couple de perte  $T_p$  reste constant et faible devant le couple de charge  $T_r$ .

### I.3.1.6. Mode de fonctionnement usuel

L'alimentation de l'induit sous tension réglable présente deux avantages :

- mise en vitesse progressive avec suppression de la surintensité
- vitesse largement variable.

C'est le mode de fonctionnement utilisé lorsque la vitesse doit varier.

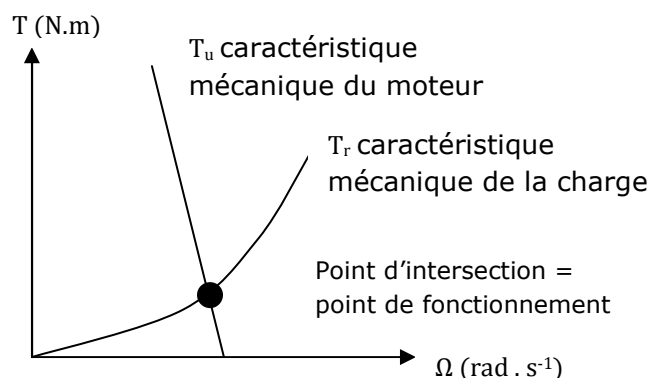
Conclusion :

- La tension d'alimentation impose la vitesse de rotation  $\Omega \approx \frac{U}{K\Phi}$
- La charge impose la valeur du courant  $I \approx \frac{T_r}{K\Phi}$

### I.3.1.7. Point de fonctionnement

Une charge oppose au moteur un couple résistant  $T_r$ .

Pour que le moteur puisse entraîner cette charge, Le moteur doit fournir un couple utile  $T_u$  de telle sorte que :  $T_u = T_r$



Cette équation détermine le point de fonctionnement du moteur.

**I.3.1.8. Emploi et identification**

Ce moteur est caractérisé par une vitesse réglable par tension et indépendante de la charge.

En association avec un convertisseur statique (hacheur) fournissant une tension réglable, la vitesse peut varier sur un large domaine.

Il fournit un couple important à faible vitesse (machines-outils, levage). En petite puissance, il est souvent utilisé en asservissement avec une régulation de vitesse.

**I.3.2. Moteur à excitation série**

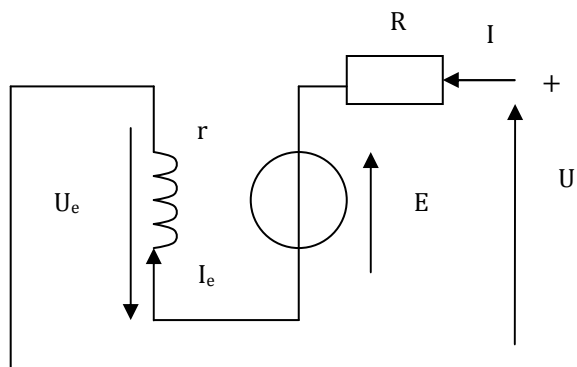
**I.3.2.1. Principe**

L'inducteur et l'induit sont reliés en série.

Conséquence :  $I = I_e$

et comme  $\Phi = Cste \cdot I_e$  (hors saturation)

$E = K\Phi\Omega = k\Omega I$  et  $T_{em} = K\Phi I = kI^2$



**I.3.2.2. Modèle équivalent et caractéristiques**

Caractéristiques :

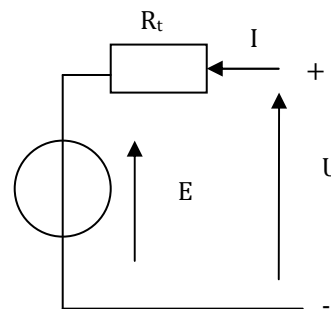
$$U = E + R_t I$$

$$E = k \Omega I$$

$$T_{em} = k I^2$$

$$\Omega = \frac{U - R_t I}{k I}$$

Schéma équivalent :  $R_t = r + R$

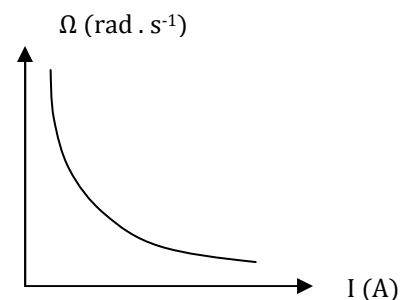


**I.3.2.3. Fonctionnement à vide**

La charge impose le courant :  $I = \sqrt{\frac{T_{em}}{K}}$

Si  $T_{em}$  tend vers 0,  $I$  tend aussi vers 0 et  $\Omega$  tend vers l'infini (si l'on ne tient pas compte des frottements).

Alimenté sous tension nominale, le moteur série ne doit jamais fonctionner à vide au risque de s'emballer.





### I.3.2.4. Démarrage

#### I.3.2.4.1. Tension de démarrage

Comme pour le moteur à excitation indépendante, il est préférable de démarrer sous tension d'induit réduite.

En effet au démarrage :  $\Omega = 0 \Rightarrow E = 0 \Rightarrow I = \frac{U}{R_t}$

#### I.3.2.4.2. Couple de démarrage

Le moteur série peut démarrer en charge.

Supposons que l'on limite le courant de démarrage  $I_d$  à 1,5 fois le courant nominal  $I_n$ .

Excitation indépendante :  $T_d = K\Phi I_d = 1,5K\Phi I_n = 1,5T_n$

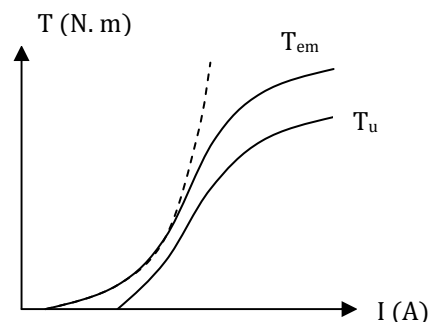
Excitation série :  $T_d = kI_d^2 = k(1,5I_n)^2 = 2,25kI_n^2 = 2,25T_n$

Pour les mêmes conditions, le moteur série possède un meilleur couple de démarrage que le moteur à excitation indépendante.

### I.3.2.5. Caractéristique $T=f(I)$

$$T_{em} = K I^2$$

$$T_i = T_{em} - T_p$$



### I.3.2.6. Caractéristique mécanique $T=f(\Omega)$

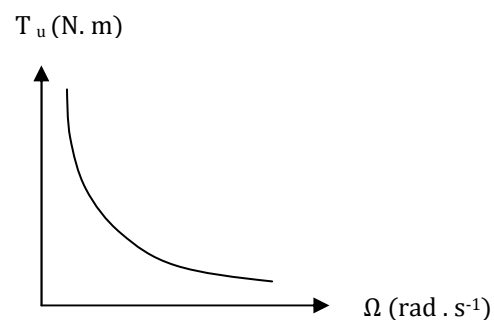
#### I.3.2.6.1. Fonctionnement sous tension nominale

Si nous négligeons les différentes pertes :

$$E = U ; I = \frac{U}{K\Omega} \text{ et } T_u = K I^2 = \frac{U^2}{K\Omega^2}$$

Finalement :

$$T_u \Omega^2 = \text{Cte}$$



Sous tension nominale, le moteur à excitation série ne peut pas fonctionner à faible charge car la vitesse dépasserait largement la limite admise.

**I.3.2.7. Emploi et identification**

Ce moteur possède un fort couple de démarrage. Il convient très bien dans le domaine des fortes puissances (1 à 10 MW) pour obtenir un fonctionnement satisfaisant en faible vitesse (traction, laminoirs).

En petite puissance il est employé comme démarreur des moteurs à explosion.

**I.3.3. Excitation composée**

Dans le mode composé illustré sur la Fig. I-1, l'inducteur est divisé en deux parties, l'une connectée en série et l'autre en parallèle.

La force électromotrice et le couple répondent alors aux relations suivantes :

$$E = \Omega (h_p I_{fp} + h_s I)$$

$$C = (h_p I_{fp} + h_s I) I$$

Où  $h_p$  et  $h_s$  sont respectivement les constantes obtenues avec l'inducteur parallèle seul et série seul.

Ce mode d'excitation permet de compenser l'influence de la résistance d'induit et de la réaction d'induit.

L'inducteur série est connecté de façon à diminuer le flux lorsque le courant d'induit augmente. Cet effet démagnétisant accélère l'arbre, en opposition avec l'effet de la résistance d'induit.

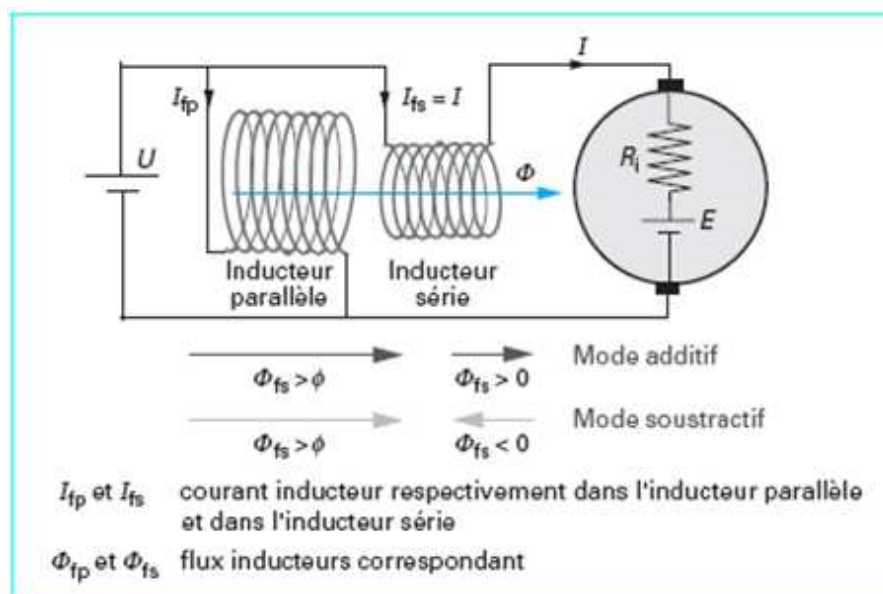


Fig. I-1 Excitation composée

# CHAPITRE II

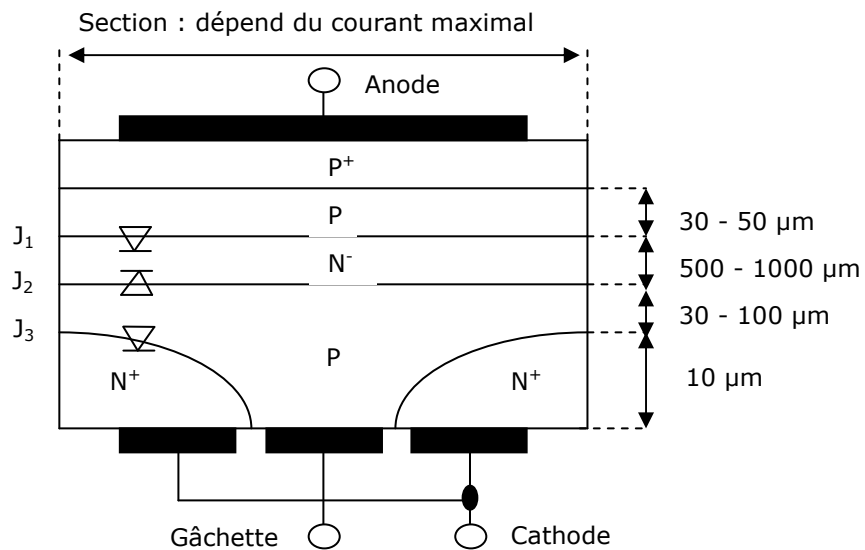
## LE REDRESSEMENT MONOPHASE COMMANDE

### II.1. Le thyristor

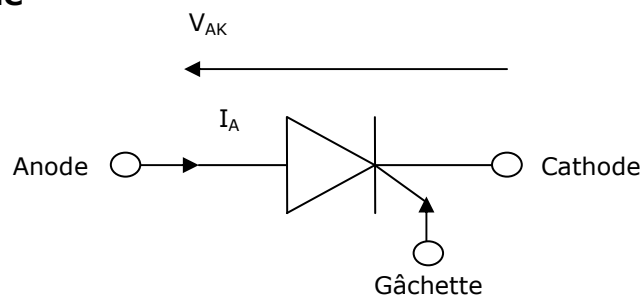
Le thyristor (ou **SCR** : Semi-conductor Controlled Rectifier) est l'un des composants de puissance a semi-conducteur parmi les plus anciens (1957, General Electric Research Laboratory). C'est le composant qui permet d'atteindre les puissances les plus élevées.

#### II.1.1. Constitution

C'est un composant à trois jonctions PN.

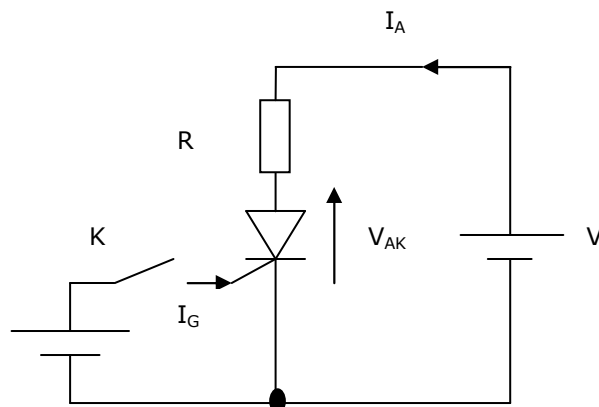


#### II.1.2. Symbole



#### II.1.3. Fonctionnement du thyristor

##### II.1.3.1. Amorçage



On suppose  $I_G = 0$  (pas de courant de gâchette) : si  $V_{AK} > 0$ , les jonctions J1 et J3 sont polarisées en sens direct  $\Rightarrow$  la tension a leurs extrémités est faible  $\Rightarrow V_{AK}$  est pratiquement appliquée a la jonction J2, polarisée en inverse  $\Rightarrow I_A \approx 0$  (courant inverse de minoritaires) : **le thyristor est bloqué.**

### a) Amorçage par avalanche

Si on augmente la tension  $V$ , la tension inverse de la jonction J2 augmente, lorsque  $V$  devient supérieure à une valeur  $V_{BO}$  (BO : Break Over)  $\approx$  plusieurs centaines de volts, les minoritaires qui traversent J2 provoquent une avalanche et J2 devient conductrice  $\Rightarrow V_{AK}$  devient faible ( $\ll V$ )  $\approx 1,5$  V et  $I_A = \frac{V}{R} \Rightarrow$  **le thyristor s'amorce** : amorçage par avalanche.

### b) Amorçage par courant de gâchette

Si on ferme brièvement l'interrupteur  $K$ , une impulsion de courant  $I_G$  est envoyée à travers la jonction J3. Si  $I_A$  devient supérieur à une valeur  $I_H \approx$  quelques mA (**courant de maintien ou d'accrochage**)  $\Rightarrow$  phénomène d'avalanche et le courant  $I_A$  continue de circuler même après la disparition de  $I_G \Rightarrow$  **le thyristor s'amorce** : amorçage par courant de gâchette, le plus utilise en pratique.

### c) Amorçage par variation rapide de tension $\frac{dv}{dt}$

Une croissance très rapide de la tension directe  $V_{AK}$  peut amorcer le thyristor. En fait la jonction de commande à l'état bloqué, se comporte comme un condensateur ; d'où naissance d'un courant  $I = C \frac{dV_{AK}}{dt}$ , qui devient supérieur au courant d'accrochage, qui provoque l'amorçage du thyristor.

### d) Amorçage par variation rapide du courant $\frac{dI}{dt}$

Même principe que le précédent.

#### II.1.3.2. Bloquage

Si  $V$  diminue et devient négative,  $I_A$  diminue et lorsque  $I_A < I_H$ , J1 et J3 se bloquent, J2 n'est plus en régime d'avalanche.

Si  $V_{AK} < 0$  et qu'on envoie un courant  $I_G$ , le thyristor ne peut pas s'amorcer et reste bloqué car J1 et J3 sont polarisées en inverse.

Si  $V_{AK} < -V_{RWM}$  (Maximum Reverse Voltage), il y a claquage de J1 et J3 (avalanche) mais pas d'amorçage : la tension  $V_{AK}$  aux bornes du thyristor reste constante = tension d'avalanche.

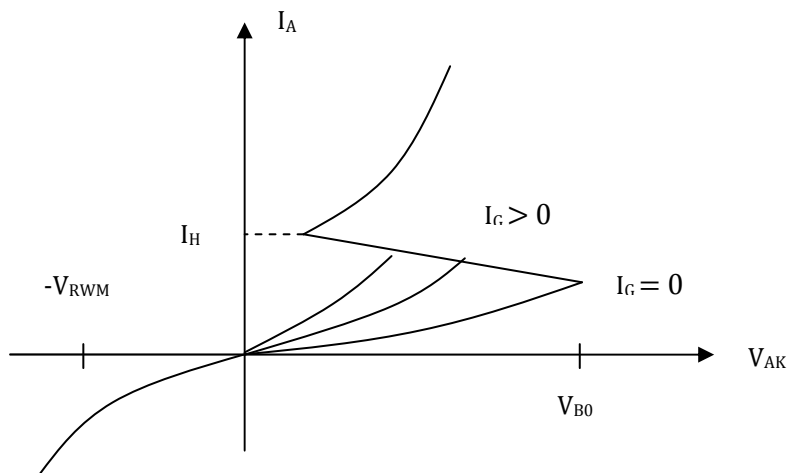
En résumé, le thyristor bloque le courant lorsque :

- $V_{AK} > 0$  et  $I_G = 0$  (avec  $V_{AK} < V_{B0}$ ) ;
- $V_{AK} < 0$  ( $I_G$  quelconque).

Il fonctionne comme un court-circuit lorsque :

- $V_{AK} > 0$  ;
- une impulsion de courant  $I_G$  traverse la jonction gâchette-cathode.

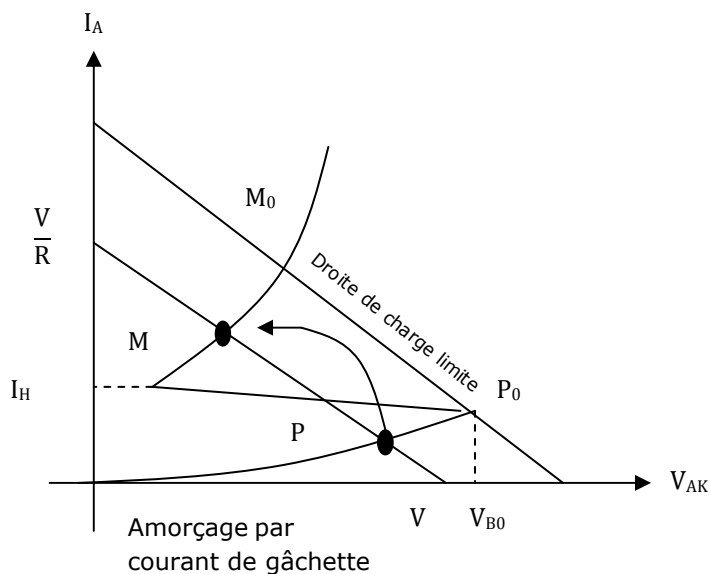
**a) Caractéristique courant-tension du thyristor**



**Remarque :**  $V_{B0}$  diminue si  $I_G > 0$  (courant continu permanent).

**b) Fonctionnement en charge**

La droite de charge d'équation  $I_A = \frac{V - V_{AK}}{R}$  détermine deux points de fonctionnement M et P sur la caractéristique courant-tension, correspondant respectivement à l'état amorcé ou bloqué du thyristor



#### II.1.4. Protection contre des surtensions

Cause des surtensions :

Les éléments redresseurs sont également très sensibles aux surtensions apparaissant pendant la durée de blocage entre anode et cathode. Il est indispensable de protéger les éléments redresseurs contre ces surtensions.

Il existe en principe deux origines de surtension :

- Surtensions internes dues à l'effet d'accumulation des porteurs de charge dans l'élément redresseur.
- Surtension externes dues à des phénomènes atmosphériques ou de coupure, en particulier le déclenchement de transformateurs à vide, y compris le propre transformateur alimentant le convertisseur statique.

Pour la protection des éléments redresseurs contre ces surtensions, on utilise le plus souvent des circuits RC.

Protection contre des surtensions internes par des circuits RC :

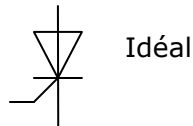
Le phénomène qui se produit lors de l'annulation du courant dans un élément redresseur est décrit à l'aide des Fig. II-9 à II-11.

Dans un élément redresseur idéal le courant  $I_t$  s'annule lors de son passage par zéro et la tension  $U_{ac}$  entre anode et cathode saute à la valeur négative  $U_t$  Fig. II-9

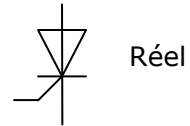
Cependant l'élément redresseur ne peut pas bloquer instantanément le courant à cause de l'effet d'accumulation des porteurs de charge. Le courant devient négatif pendant un très bref laps de temps et tombe ensuite rapidement à zéro, comme le montre la Fig. II-10. Cette variation rapide du courant induit pendant une brève durée des tensions très élevées dans les inductances des lignes d'amenée. Entre l'anode et la cathode de l'élément redresseur apparaissent des surtensions très élevées qui peuvent provoquer la destruction de cet élément.

Par un circuit RC en parallèle avec l'élément redresseur, on peut diminuer sensiblement la surtension aux bornes de l'élément redresseur (voir Fig. II-11). Dans ce cas il n'y a plus de danger pour l'élément redresseur. Ce circuit RC en parallèle permet en même temps de limiter la croissance de la tension  $\frac{du}{dt}$  aux bornes de l'élément redresseur.

En effet un thyristor peut s'allumer par un courant capacitif entre anode et gâchette, si la croissance  $\frac{du}{dt}$  positif est grand, alors que la tension anode cathode est positive. Dans ce cas le thyristor risque fort d'être endommagé, car son allumage est ponctuel et ne se propage pas correctement sur toute la jonction.



Idéal



Réel

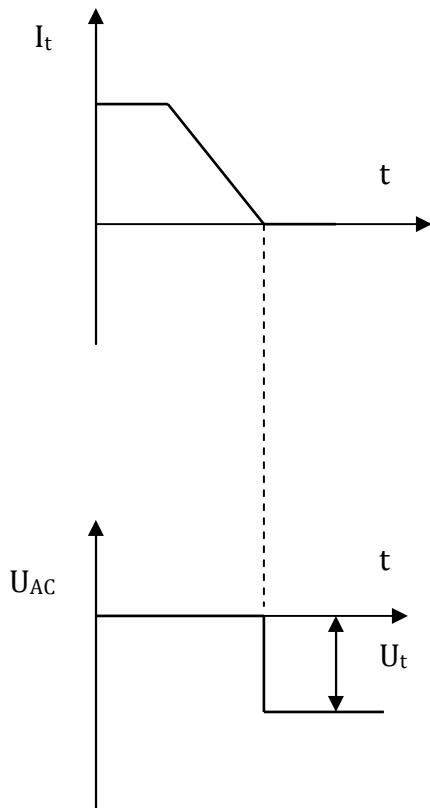


Fig. II-9 Courant  $I_t$  et tension  $U_{ac}$  lors du blocage d'un élément redresseur idéal.

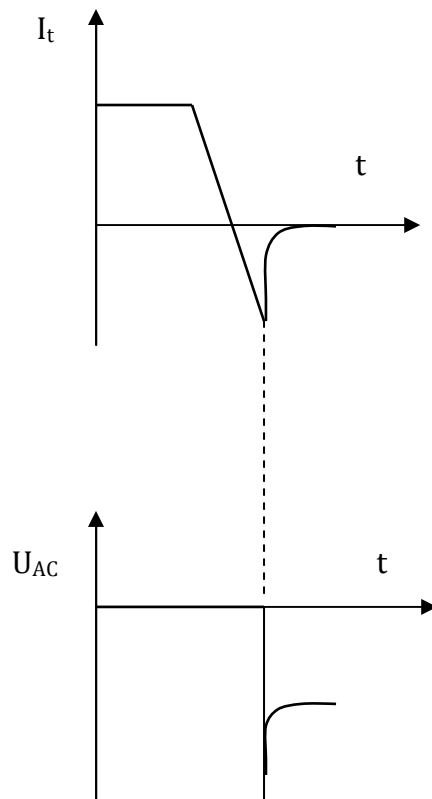


Fig. II-10 Courant  $I_t$  et tension  $U_{ac}$  lors du blocage d'un élément redresseur réel.



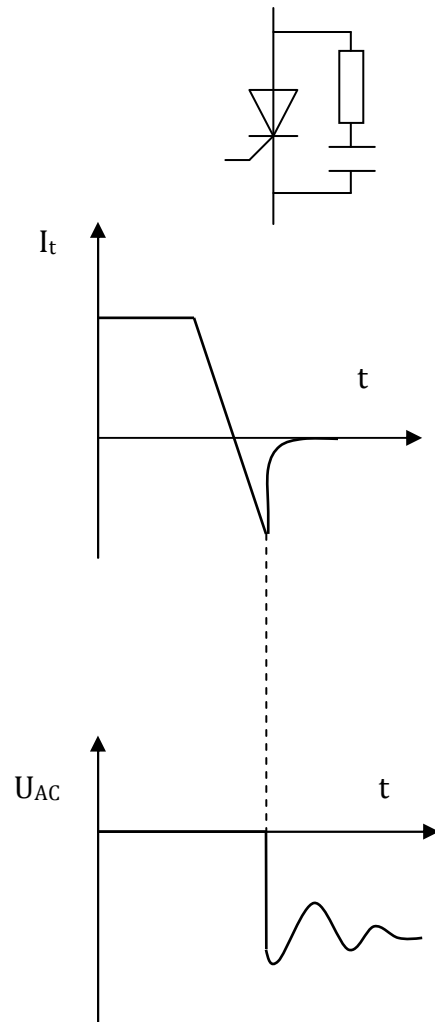


Fig. II-11 Courant  $I_t$  et tension  $U_{ac}$  lors du blocage d'un élément redresseur réel avec circuit RC de protection en parallèle.

## II.2. Le redressement monophasé commandé

### II.2.1. Présentation

Dans la fourniture d'énergie électrique sous forme continue, la charge nécessite parfois un niveau de tension moyenne variable. On a alors recours à un redresseur commandé dont la consigne fixe la tension moyenne de sortie. Une partie commande est alors chargée de contrôler les composants de puissance qui assurent la conversion.

### II.2.2. Généralités

Un redresseur monophasé commandé est un convertisseur de puissance qui transforme une **source de tension sinusoïdale**  $V_e(t)$  de fréquence et de valeur efficace constantes en une **source de tension**  $V_s(t)$  à **valeur moyenne variable** (Fig. II-1).

Pour l'essentiel, ils utilisent des commutateurs commandés à la fermeture (thyristors). Ces composants assurent un rendement élevé alors que les puissances mises en jeu sont souvent importantes (pouvant atteindre plusieurs MW).

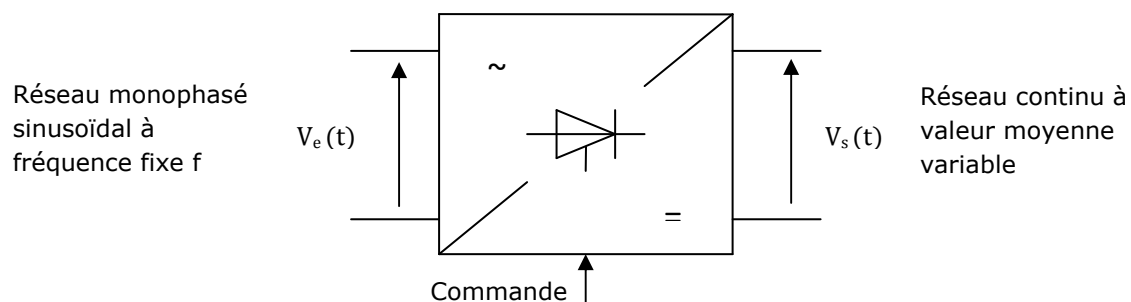


Fig. II-1 redresseur monophasé commandé

### II.2.3. Montages mixtes en pont

Un pont mixte est formé pour moitié avec des thyristors et pour moitié avec des diodes. Comparé au pont classique tout thyristors, il a comme avantage de demeurer commandé tout en étant plus robuste, plus économique, (diodes plus robustes, commande plus simple car moins de thyristors) avec un meilleur rendement et un meilleur facteur de puissance (la chute de tension est supérieure à l'état *on* pour les thyristors).

Il a l'inconvénient de ne pas fonctionner en onduleur.

#### II.2.3.1. Fonctionnement : montage monophasé PD2

Le pont mixte monophasé considéré est décrit à la (Fig. II-2). On considère une charge fortement inductive, soit un courant  $i_d(t)$  considéré comme constant et égal à  $I_d$ .

T1 est amorcé à  $\Delta t = \frac{\alpha}{\omega}$  lorsque la tension  $v(t) = v_1(t) - v_2(t)$  est positive. Le potentiel en B étant inférieur au potentiel en A, D2 conduit.

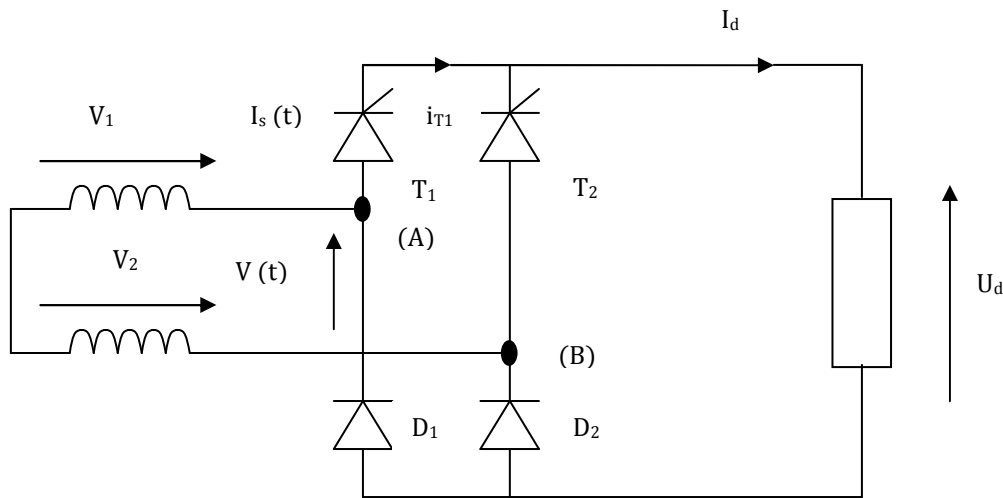


Fig. II-2 Pont PD2 mixte.

Le système demeure dans cet état tant que  $v(t) > 0$ . On a donc :

$$U_d(t) = V(t) = V_m \sin(\omega t) ; I_s(t) = I_d$$

Dès que  $t > \frac{T}{2}$ ,  $v(t)$  devient négatif. La diode D2 se bloque et la diode D1 devient passante. Le thyristor T2 est susceptible de conduire car il se trouve polarisé en direct, mais il ne conduit pas tant qu'il n'a pas été enclenché, soit jusqu'au temps  $t_1 = \frac{T}{2} + \frac{\alpha}{\omega} = \frac{T}{2} + \Delta t$ , donc T1 continue à conduire le courant  $I_d$ . La charge est donc court-circuitée par T1 et D1. On dit que D1 fonctionne en « diode de roue libre ».

On a:  $U_d = 0; I_s = 0; I_d(t) = I_d$

**Remarque :**

Dans cette phase, la charge est court-circuitée par D1 et T1. La circulation du courant  $I_d$  est assurée par l'inductance de la charge dont l'impédance est considérée comme très grande ( $L\omega \gg R$ ) devant la résistance R totale de la maille constituée par T1, D1 et la charge (résistance du thyristor, de la diode et de la charge).

Au temps  $t_1 = \frac{T}{2} + \Delta t$  correspondant à l'angle  $\alpha + \pi$ , une impulsion est envoyée sur la gâchette de T2 qui se met à conduire. T1 se bloque.

L'allure des courants et tensions  $V(t)$ ,  $U_d(t)$ ,  $I_{T1}(t)$  et  $I_s(t)$  est donnée sur la (Fig. II-3)

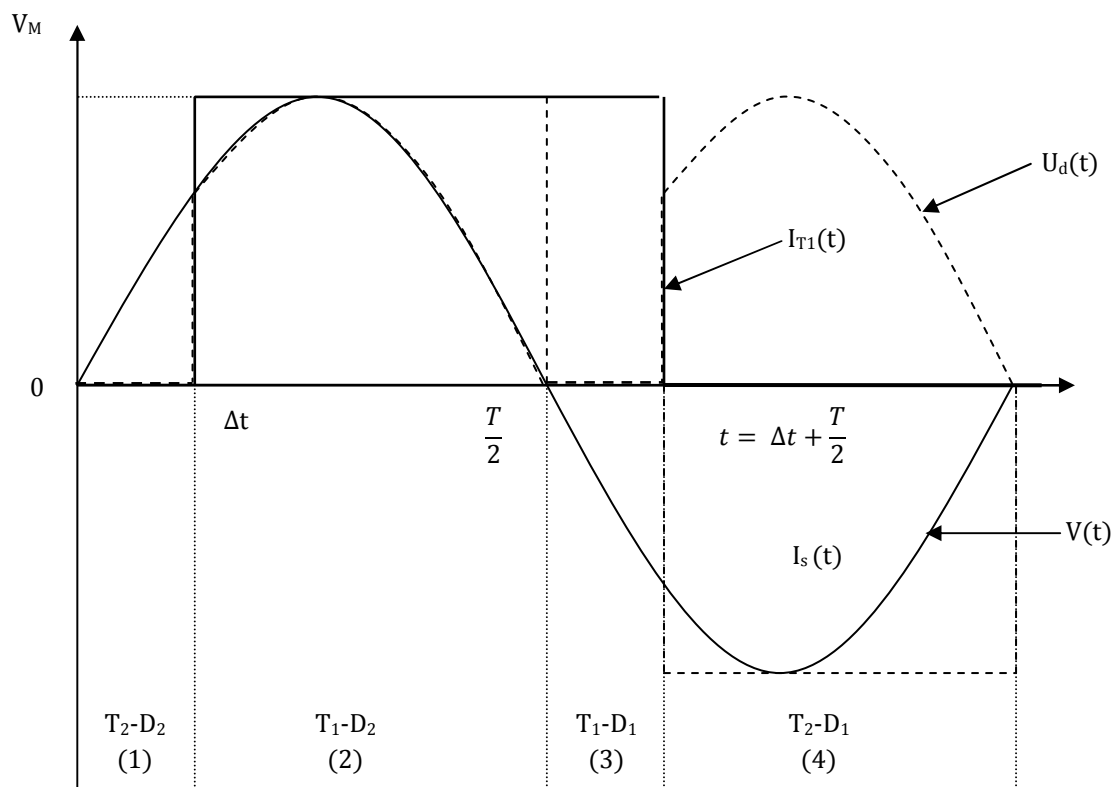


Fig. II-3 Fonctionnement du pont PD2 mixte. Les phases (1) et (3) sont appelées « phases de roue libre ».

**II.2.3.2. Valeur moyenne de la tension aux bornes de la charge**

$$U' = \frac{1}{t/2} \int_{\Delta t}^{t/2} V_m \cdot \sin(\omega t) dt = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha)$$

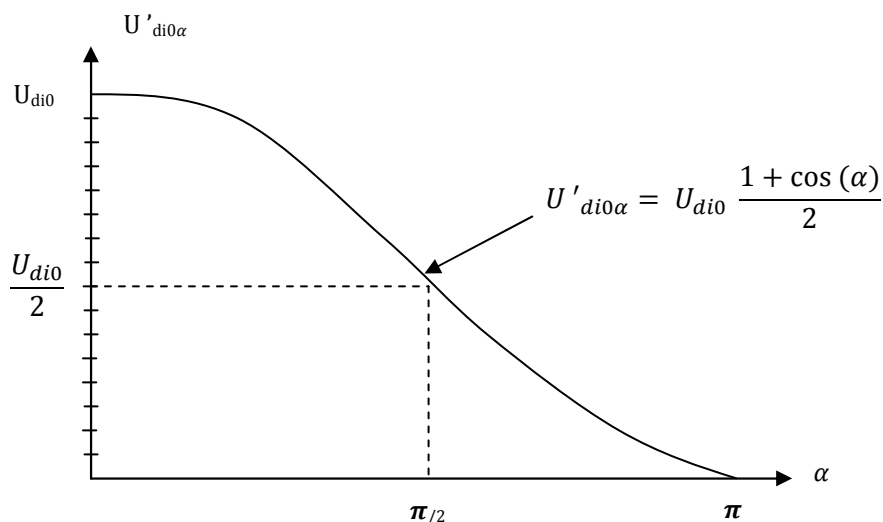


Fig. II-4 Évolution de la tension moyenne avec le retard à l'amorçage.

**II.2.4. Montages tout thyristors**

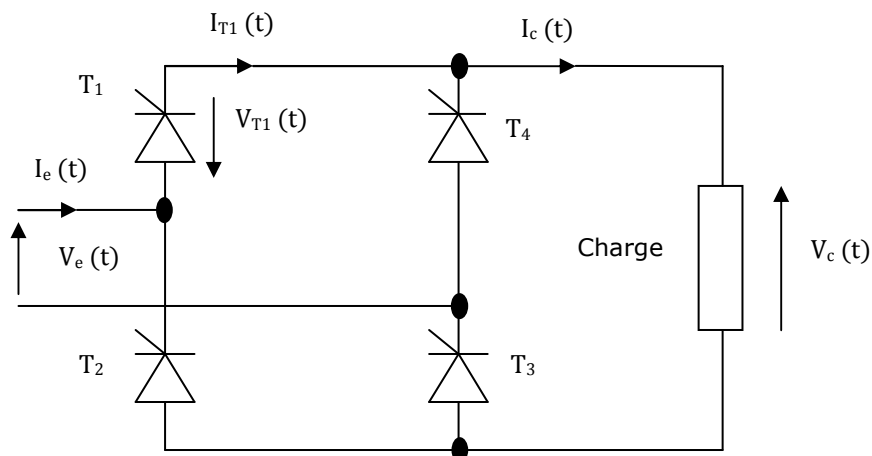


Fig. II-5 Structure parallèle double PD2 tous thyristors

$V_e(t)$  est une tension sinusoïdale de valeur efficace  $V$  et de pulsation  $\omega$  (lettre minuscule).

Les thyristors sont amorcés avec un **angle de retard**  $\psi$ , ce qui signifie que l'impulsion de gâchette leur parvient un temps  $\psi/\omega$  après que leur tension directe  $V_T$  soit devenue positive.

**II.2.4.1. Fonctionnement**

$0 \leq \theta < \pi$  Tension  $V_{T1}$  et  $V_{T2}$  positives  $\Rightarrow$  T1 et T3 amorçables (mais bloqués). Ils se partagent la tension réseau Tensions  $V_{t2}$  et  $V_{t4}$  négatives  $\Rightarrow$  T2 et T4 bloqués.  
donc  $V_c = 0$  et  $I_c = 0$ .

$\Psi \leq \theta < \pi$  En  $\Psi$  T1 et T3 s'amorcent et de deviennent passants  $\Rightarrow I_{T1} = I_{T3} = I_c$   
La tension du réseau est appliquée à la charge :  $V_c = V_e$  et  $I_c = \frac{V_e}{R}$

$\theta = \pi$  la tension  $V_e$  s'annule comme le courant  $I_c$   
donc  $I_{T1} = I_{t3} = 0 \Rightarrow$  T1 et T3 se bloquent par commutation naturelle.

$\pi < \theta < \pi + \Psi$  La tension est symétrique  $\Rightarrow$  tout les thyristors sont bloqués.  
Tous les courants sont nuls:  $I_{T1} = I_{T2} = I_{T3} = I_{T4} = 0$   
En conséquence  $V_c = 0$ .

$\pi + \Psi < \theta < 2\pi$  La situation est symétrique part rapport à la demi-période précédente.  
T2 et T4 passants, T1 et T3 bloqués :  $V_c = -V_e$  et  $I_c = \frac{-V_e}{R}$ .

$\theta = \pi$  T2 et T4 se bloquent par commutation naturelle.

**Chronogrammes :**

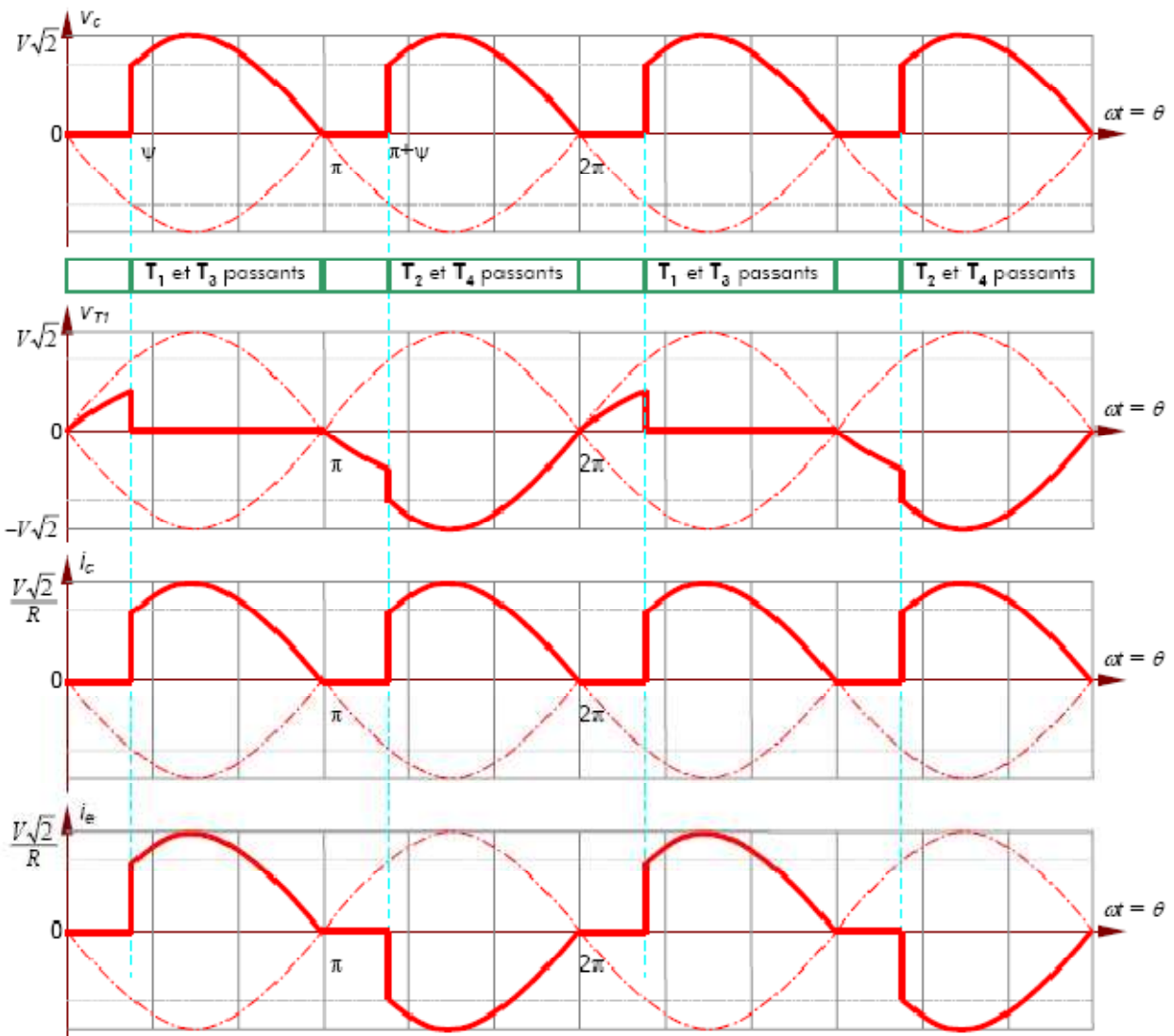


Fig. II-6 Evolution des grandeurs dans le cas d'un débit sur une charge résistive.

**II.2.4.2. Valeur moyenne de la tension  $V_c$**

Le signal  $v_c(t)$  est  $\pi$ -périodique issu d'une tension réseau :  $V_e(t) = V\sqrt{2} \sin(\omega t)$

$V_c$  existe entre  $\Psi$  et  $\pi$   $V_m = \frac{1}{\pi} \int_{\Psi}^{\pi} V\sqrt{2} \sin(\omega t) dt$ . Après évaluation, on obtient :

$$V_m = \frac{V\sqrt{2}}{\pi} (1 + \cos\Psi)$$

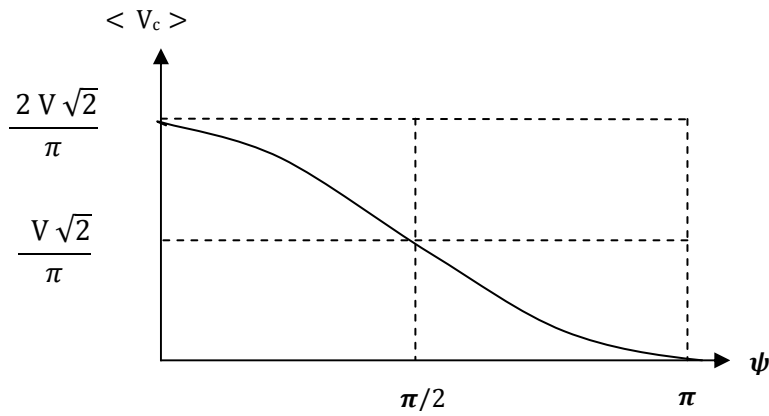


Fig. II-7 Evolution de la tension moyenne avec le retard à l'amorçage.

**II.2.4.3. Valeur efficace de la tension  $V_c$**

$(V_{\text{eff}})^2 = \frac{1}{\pi} \int_{\Psi}^{\pi} (V \sqrt{2} \sin(\omega t))^2 dt$ . Après linéarisation et calculs, on obtient :

$$V_{\text{eff}} = V \sqrt{1 - \frac{\Psi}{\pi} + \frac{1}{2\pi} \sin(2\Psi)}$$

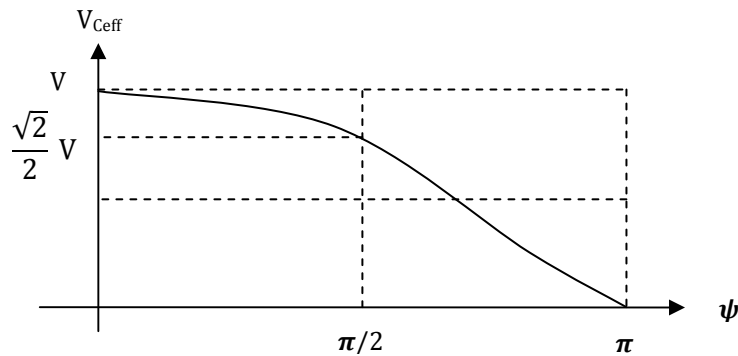


Fig. II-8 Evolution de la tension efficace avec le retard à l'amorçage.

# CHAPITRE III

# LA REGULATION



### III.1. Généralités

#### III.1.1. Introduction

La majorité des processus industriels nécessitent de contrôler un certain nombre de paramètres : température, pression, niveau, débit, vitesse, etc.

Il appartient à la chaîne de régulation (et plus généralement à la chaîne d'asservissement) de maintenir à des niveaux prédéterminés les paramètres qui régissent le fonctionnement du processus.

Toute chaîne de régulation (ou d'asservissement) comprend trois maillons indispensables : l'organe de mesure, l'organe de régulation et l'organe de contrôle. Il faut donc commencer par mesurer les principales grandeurs servant à contrôler le processus. L'organe de régulation récupère ces mesures et les compare aux valeurs souhaitées, plus communément appelées valeurs de consigne. En cas de non-concordance des valeurs de mesure et des valeurs de consigne, l'organe de régulation envoie un signal de commande à l'organe de contrôle (vanne, moteur, etc.), afin que celui-ci agisse sur le processus. Les paramètres qui régissent le processus sont ainsi stabilisés en permanence à des niveaux souhaités.

#### III.1.2. Système en boucle ouverte

En boucle ouverte Fig. III-1, on n'utilise pas la valeur de la sortie pour corriger l'erreur. La boucle ouverte ne peut fonctionner (théoriquement) que si le modèle du procédé est parfait et en absence de perturbations. Dans la pratique, de nombreux phénomènes tels que les erreurs de mesure, le bruit de fond, les perturbations, se superposent si bien que l'utilisation de la boucle ouverte est décommandée.

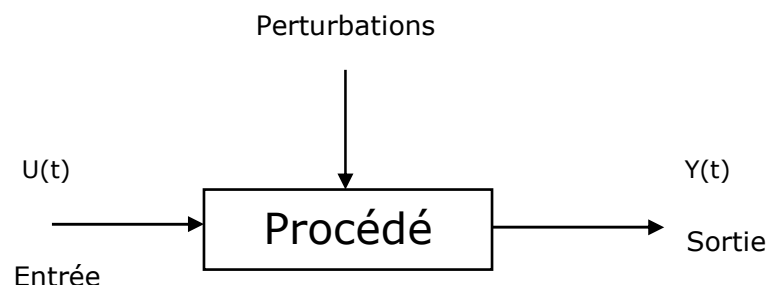


Fig. III-1 Procédé en boucle ouverte.

### III.1.3. Système en boucle fermée

Le procédé sur la Fig. III-2 présente une sortie  $Y$ , une perturbation  $d$  et une commande  $U$ . La forme de la perturbation est en général imprévisible et l'objectif est de garder la sortie  $Y$  aussi voisine que possible de la consigne  $Y_c$  désirée et ce, quelque soit la perturbation. Une possibilité de commande réside dans une action par contre-réaction réalisée par une boucle fermée.

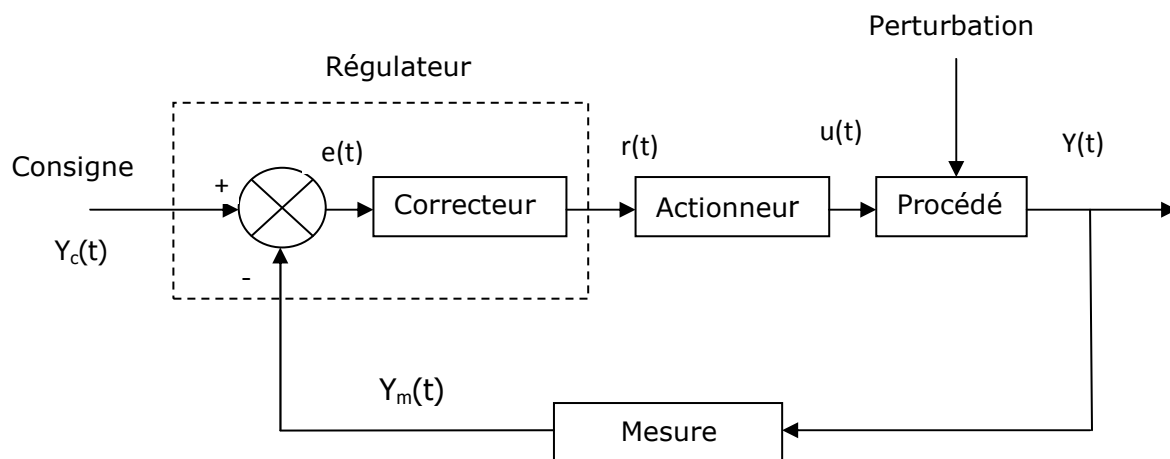


Fig. III-2 Procédé en boucle fermée.

### III.2. Principe de fonctionnement du régulateur

- On mesure la sortie à l'aide d'un appareil de mesure donné, la valeur indiquée par le capteur est  $Y_m$ .
- On compare cette valeur à la consigne  $Y_c$  d'où l'écart :

$$\text{Consigne} - \text{Mesure} : e = Y_c - Y_m.$$

- La valeur de l'écart est fournie au correcteur principal qui a pour fonction de modifier la valeur de la variable de commande  $U$  afin de réduire l'écart  $e$ .

Le correcteur n'agit pas directement, mais généralement à travers un actionneur auquel il fournit une valeur  $r$ .

L'ensemble du comparateur et du correcteur constitue le système de commande appelé régulateur.

Celui-ci peut effectuer aussi bien des actions de régulation que d'asservissement.

### III.3. Les différents types de régulateurs

#### III.3.1. Régulateur à action proportionnelle (P)

Le régulateur à action proportionnelle, ou régulateur P, a une action simple et naturelle, puisqu'il construit une commande  $u(t)$  proportionnelle à l'erreur  $e(t)$ .

Cette action s'apparente à un effet ressort (ressort de rappel).

- Loi de commande du régulateur P :

$$U(t) = K_p \cdot e(t)$$

- Fonction de transfert du régulateur P :

$$G_c(S) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p$$

- Schéma fonctionnel du régulateur P :

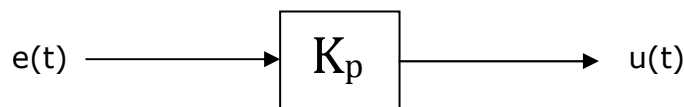


Fig. III-3 Représentation d'un régulateur P par son schéma fonctionnel.

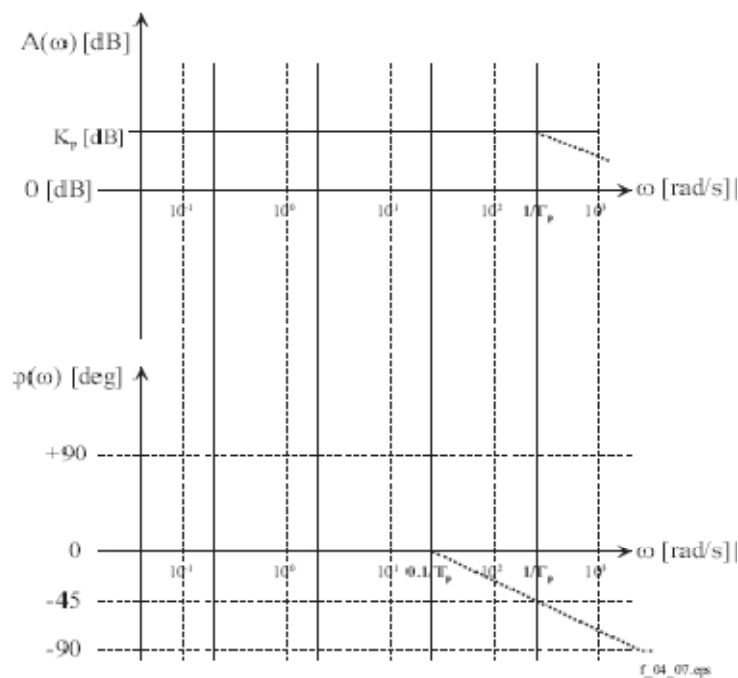


Fig. III-4 Réponse harmonique du régulateur P.

**Avantages et inconvénients de l'action proportionnelle**

On voit que le régulateur P assure une transmission instantanée du signal d'erreur ; dans ce sens, son action est relativement dynamique : sa commande ne dépend pas du passé, ni d'une tendance, mais simplement de ce qui se passe à l'instant présent.

Ce correcteur permet de réduire les écarts statiques par augmentation de  $K_p$  sans toutefois les annuler (amélioration de la précision statique).

**III.3.2. Le régulateur proportionnel-intégral (PI)**

- Loi de commande du régulateur PI :

$$U(t) = K_p \cdot [e(t) + \frac{1}{T_i} \cdot \int_0^t e(t) \cdot d\tau]$$

- Fonction de transfert du régulateur PI :

$$G_c(S) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \cdot \frac{1+s \cdot T_i}{s \cdot T_i}$$

- Schéma fonctionnel du régulateur PI :

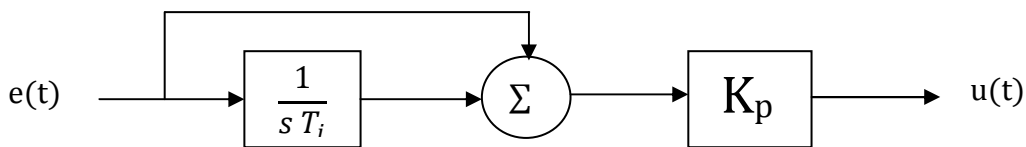


Fig. III-5 Représentation d'un régulateur PI par son schéma fonctionnel.

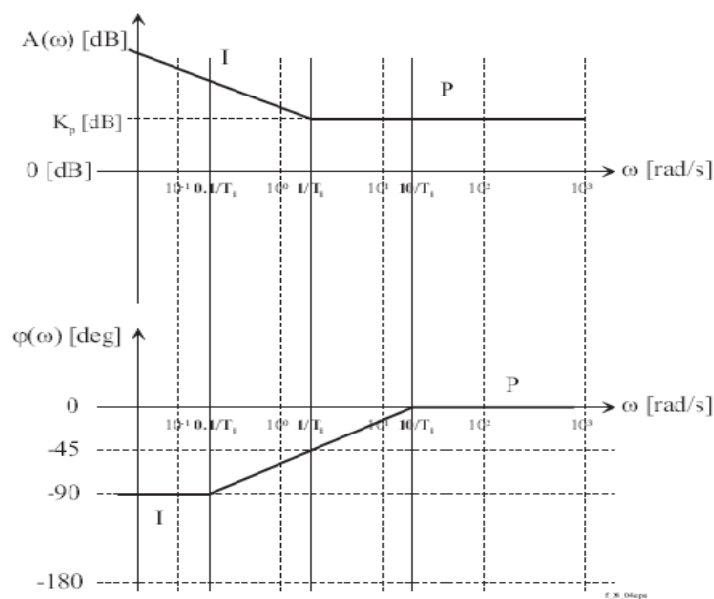


Fig. III-6 Réponse harmonique du régulateur PI.

### Avantages et inconvénients de l'action intégrale

La réponse harmonique du régulateur PI montre que celui-ci est à action plutôt intégrale à basse fréquence et plutôt proportionnelle à haute fréquence.

Ce comportement intégrateur à basse fréquence fait l'avantage principal du régulateur PI, son action I permettant d'annuler une erreur statique. Cela peut également se comprendre en observant sur la réponse harmonique qu'à basse fréquence, le gain de l'intégrateur tend vers l'infini : en d'autres termes, le gain de boucle tend vers l'infini et l'on a, en régulation de correspondance d'une part et en régulation de maintien d'autre part.

L'inconvénient du régulateur PI peut se déduire directement de sa réponse fréquentielle, laquelle montre qu'à basse fréquence, tous les signaux sont déphasés de  $-90^\circ$  : l'action intégrale est lente et ralentit ainsi la propagation des signaux dans la boucle. Elle augmente ainsi le risque d'instabilité inhérent à tout système contre-réactionné.

### III.3.3. Le régulateur proportionnel-dérivé (PD)

- Loi de commande du régulateur PD :

$$U(t) = K_p \cdot [e(t) + T_d \cdot \frac{de}{dt}]$$

- Fonction de transfert du régulateur PD :

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \cdot (1 + s \cdot T_d)$$

- Schéma fonctionnel du régulateur PD :

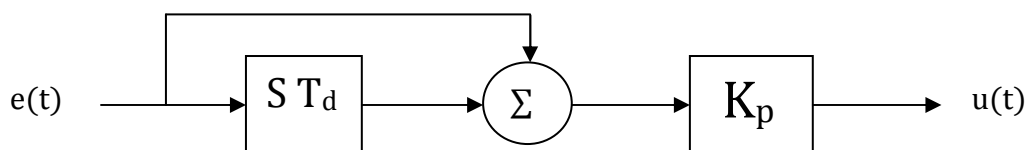


Fig. III-7 Représentation d'un régulateur PD par son schéma fonctionnel.

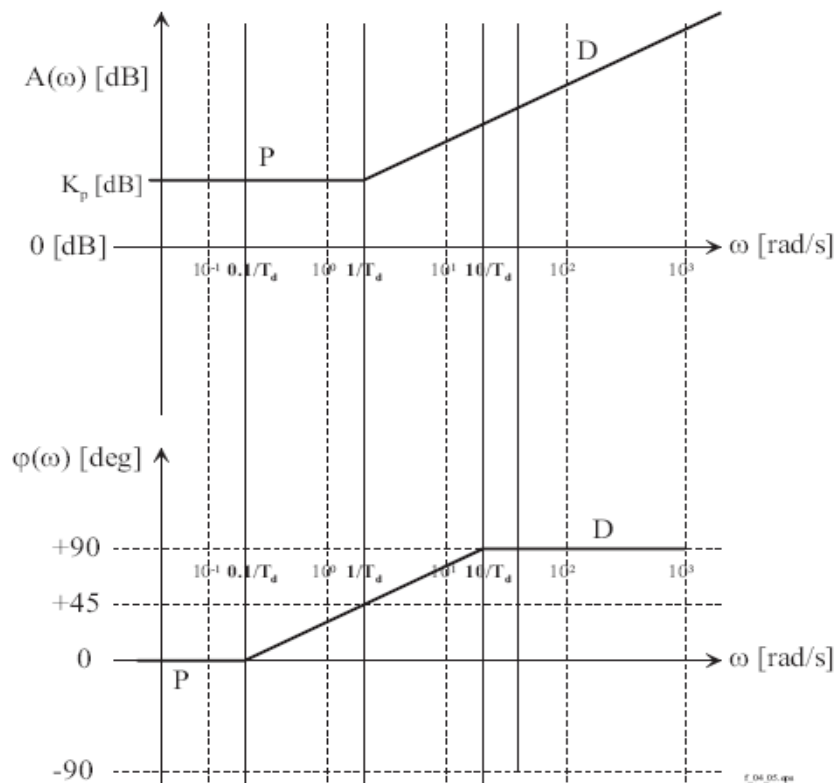


Fig. III-8 Réponse harmonique du régulateur PD.

### Avantages et inconvénients de régulateur PD

L'action D apporte une amélioration notable du comportement dynamique, accélérant la vitesse de réaction du régulateur aux moindres variations de l'erreur.

Ainsi, un signal d'erreur, si faible que soit son amplitude, pourra générer une réaction très énergique du régulateur si son taux de croissance  $\frac{de}{dt}$  est élevé. L'action D anticipe donc l'évolution de la grandeur réglée  $y(t)$  et a tendance à accélérer la propagation des signaux dans la boucle, comme le confirme la réponse harmonique ci-dessus, laquelle montre que les signaux de haute fréquence subissent une avance de phase tendant asymptotiquement vers +90°. On peut d'ores et déjà déduire de cette constatation que l'action D a un effet plutôt favorable sur la stabilité du système asservi : il est donc important de réaliser que l'action D est plutôt stabilisante et améliore la rapidité des systèmes.

Un inconvénient majeur de l'action D est à rechercher au niveau de l'effet des bruits  $n(t)$  intervenant sur la mesure. Le dérivateur amplifie l'effet des bruits et ceci d'autant plus que ceux-ci se situent par nature dans une gamme de fréquences relativement élevées

Un problème lié à la très grande dynamique de la réaction du terme D apparaît également lorsque la consigne varie brutalement : le système à régler ayant toujours de l'inertie, son temps de réaction n'étant pas infiniment court, la variation brutale de la consigne se reflète instantanément sur l'erreur, dont la dérivée peut amener la commande à des valeurs très élevées.

### III.3.4. Le régulateur proportionnel-intégral-dérivé (PID)

Le régulateur PID, Proportionnel-Intégral-Dérivée, est la combinaison des trois actions de base P, I et D. Grâce au terme I, il permet l'annulation d'une erreur statique tout en autorisant grâce à l'action D des performances de rapidité supérieures à celles d'un régulateur PI.

En basses fréquences, le PID se comporte comme un PI et en hautes fréquences comme un PD. L'avantage du PID est de combiner les deux actions des deux correcteurs PI et PD.

- Loi de commande du régulateur PID :

$$U(t) = K_p \cdot \left[ e(t) + \frac{1}{T_i} \cdot \int_0^t e(\tau) \cdot d\tau + T_d \cdot \frac{de}{dt} \right]$$

- Fonction de transfert du régulateur PID :

$$G_c(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = K_p \cdot \frac{1 + s \cdot T_i + S^2 \cdot T_i \cdot T_d}{s \cdot T_i}$$

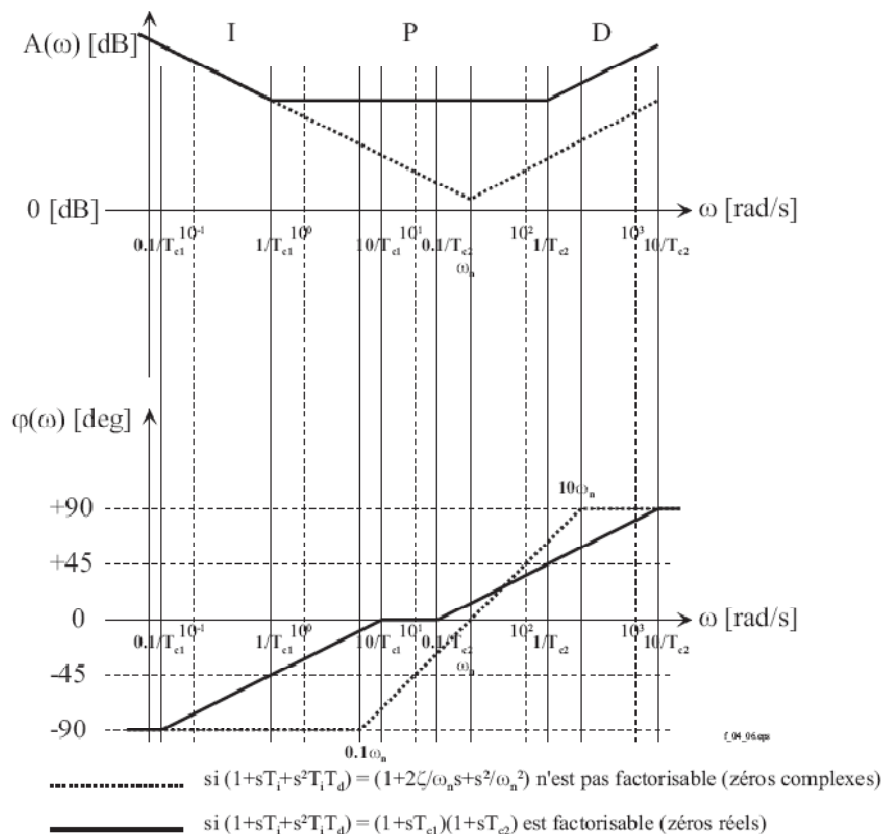


Fig. III-9 Réponse harmonique du régulateur PID.

### III.3.4.1. Les différents types de régulateur PID

#### III.3.4.1.1 Structure PID Série

- Fonction de transfert :

$$G_R(p) = K_p \left[ \left( 1 + \frac{1}{s \cdot T_i} \right) (1 + s \cdot T_d) \right]$$

- Schéma fonctionnel du régulateur PID série :

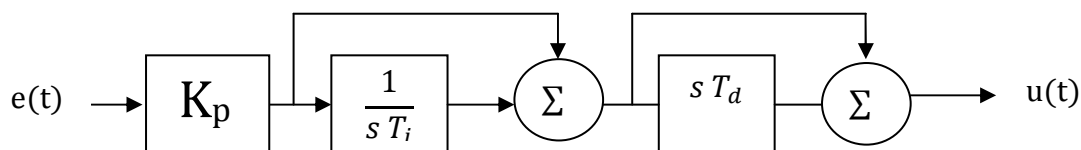


Fig. III-10 Représentation d'un régulateur PID série par son schéma fonctionnel.



**III.3.4.1.2 Structure PID mixte**

- Fonction de transfert :

$$G_R(p) = K_p \left( 1 + \frac{1}{s \cdot T_i} + s \cdot T_d \right)$$

- Schéma fonctionnel du régulateur PID mixte :

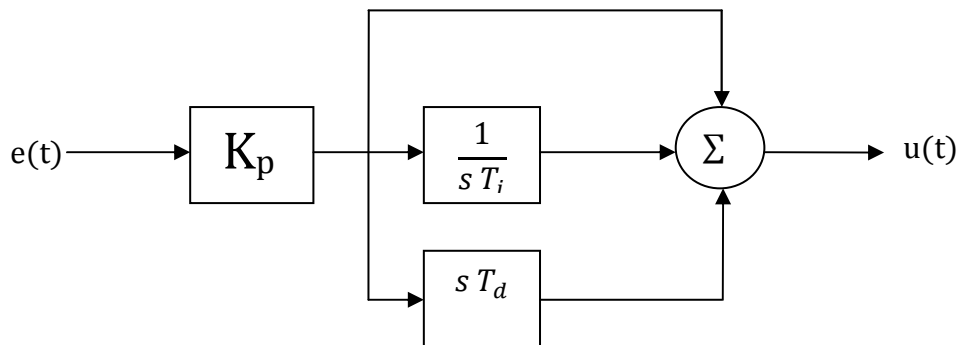


Fig. III-11 Représentation d'un régulateur PID mixte par son schéma fonctionnel.

**III.3.4.1.3 Structure PID parallèle**

- Fonction de transfert :

$$G_R(p) = k_p + \frac{1}{s \cdot T_i} + s \cdot T_d$$

- Schéma fonctionnel du régulateur PID parallèle

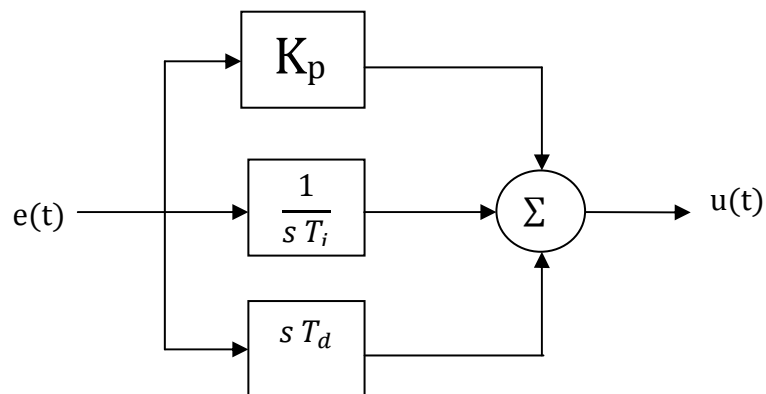


Fig. III-11 Représentation d'un régulateur PID parallèle par son schéma fonctionnel.

# CHAPITRE IV

## CONCEPTION MATERIELLE

### IV.1. Généralités

La vitesse d'un moteur courant continu à excitation séparée est proportionnelle à la force électromotrice (FEM) si l'excitation est constante.

Une simple variation de vitesse est possible par une régulation de la tension d'induit, la chute de tension, fonction de l'intensité, pouvant être compensée par une compensation  $I \times R$ .

Une véritable régulation de vitesse peut être obtenue à l'aide d'une machine tachymétrique fonctionnant en émetteur de valeur réelle. En outre l'appareil fournit la tension courant continu pour l'alimentation de champ du moteur à excitation séparée.

### IV.2. Unité de puissance à thyristors

L'unité de puissance est constituée par un couplage en pont monophasé.

La tension de sortie nominale courant continu dérive de la tension alternative de raccordement, considération prise de la réserve de régulation, sous-tension du réseau, chute de tension et processus dynamique. L'appareil est équipé de deux thyristors en tant que pont semi-contrôlé.

L'appareil semi-contrôlé est adapté à l'alimentation de moteurs où un service en onduleur, c'est - à - dire un freinage électrique par récupération d'énergie du réseau alternatif, n'est pas requis. Néanmoins, un freinage est possible par commutation de l'induit sur une résistance de freinage.

Dans ce cas l'appareil doit être séparé du moteur ou le régulateur de l'appareil doit être verrouillé. L'énergie cinétique est transformée en chaleur dans une résistance séparée.

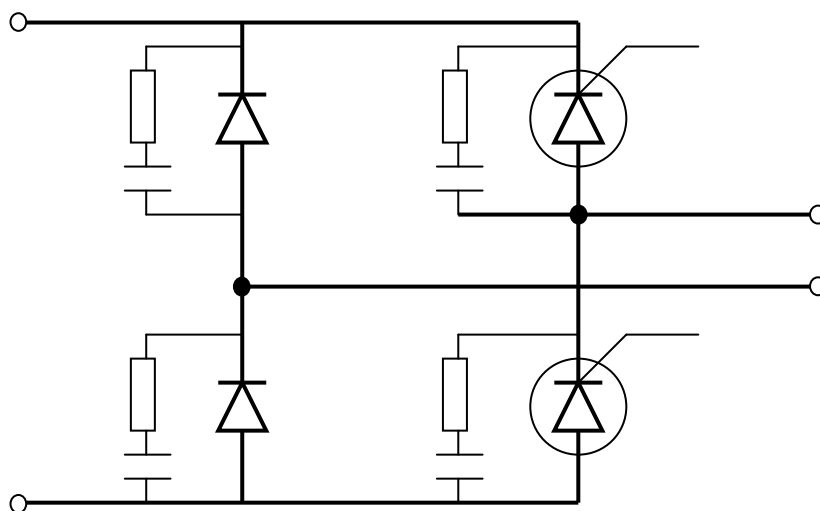


Fig. IV-1 Montages mixtes en pont

### IV.3. Unité de régulation

Le principe de régulation est celui de la régulation du courant asservie, adopté pour l'appareil, étant donné ses conditions particulièrement avantageuses.

La régulation du courant d'induit est subordonnée à la régulation de la tension d'induit ou régulation de vitesse.

La tension de sortie du régulateur de tension, c'est-à-dire de vitesse, est la valeur de consigne d'intensité pour le circuit de régulation du courant.

Les principales fonctions sont explicitées sur la base du schéma de principe Fig. (IV-2).

Le régulateur de vitesse est un amplificateur opérationnel avec deux entrées fixes pour la valeur de consigne et la valeur réelle.

Comme valeur de consigne de vitesse ou de tension d'induit, on a choisi la source de tension interne de  $\pm 15\text{v}$ .

Cette tension est affichée comme valeur de consigne par un potentiomètre de 4,7 kOhms. Une résistance d'ajustage est branchée en série au potentiomètre, de sorte que l'on dispose sur ce dernier d'une valeur de consigne max. de  $\pm 10\text{v}$ .

Dans les cas d'utilisation normal, seule la tension de consigne positive est utilisée. La tension négative devient nécessaire en cas d'utilisation de l'élément additionnel.

La valeur de consigne est transmise à l'amplificateur opérationnel par une canalisation d'entrée. La valeur réelle de vitesse ou de tension d'induit, de polarité inverse, est introduite au régulateur de vitesse par la deuxième entrée. Les deux entrées peuvent être lissées à l'aide de condensateurs raccordés au neutre de la régulation. Le régulateur peut recevoir une contre-réaction P, I et D. Pour la contre-réaction de la valeur réelle, il a été prévu un diviseur de tension afin d'adapter la tension de la de la tachymétrie ou la tension d'induit au niveau requis.

La sortie du régulateur de vitesse est ramenée à un potentiomètre. La valeur de consigne se prend sur ce potentiomètre. La valeur de consigne maximum du courant (intensité limite) est affichable de zéro jusqu'à la valeur max de l'appareil, ou de l'intensité max du moteur (l'appareil est réglé à sa valeur nominale). Ainsi on obtient une protection permanente de l'appareil contre des surcharges continues.

Le régulateur de courant est un amplificateur à transistors à deux étages. Il peut être équipé soit d'une contre-réaction P, soit d'une contre réaction PI (cas normal).

Des influences additionnelles peuvent agir directement sur la base par l'intermédiaire de points de soudure. En outre des positions de service positives ou négatives peuvent être affichées, des points de soudure étant prévus à cet effet.

Etant donné la particularité d'inversion du régulateur de vitesse, la valeur de consigne du courant devient négative. Celle-ci est amenée par une canalisation d'entrée au régulateur de courant. La valeur réelle du courant est introduite sous forme positive. Elle est captée dans le circuit courant continu par l'intermédiaire du transducteur de mesure. Le courant réel est capté par l'intermédiaire d'un shunt, pour de faibles intensités, la valeur réelle peut être adaptée par augmentation de la résistance shunt.

Dans des cas spéciaux, la réintroduction de la valeur réelle du courant peut être coupée et une valeur réelle externe peut être introduite par des entrées prévues à cet effet.

L'entrée de la valeur réelle du courant est lissée à l'aide d'un condensateur disposé sur un point de soudure. Ce condensateur est variable.

Le régulateur de courant délivre à la sortie une tension continue (tension de commande) qui peut varier de 0 à 14V. Cette tension de commande agit sur le générateur d'impulsions et provoque le décalage des impulsions. En outre, cette tension est sortie sur une borne qui peut être reliée à la barre de neutre pour obtenir le verrouillage de la régulation. Les impulsions sont alors décalées vers la zone arrière et le courant d'induit s'annule.

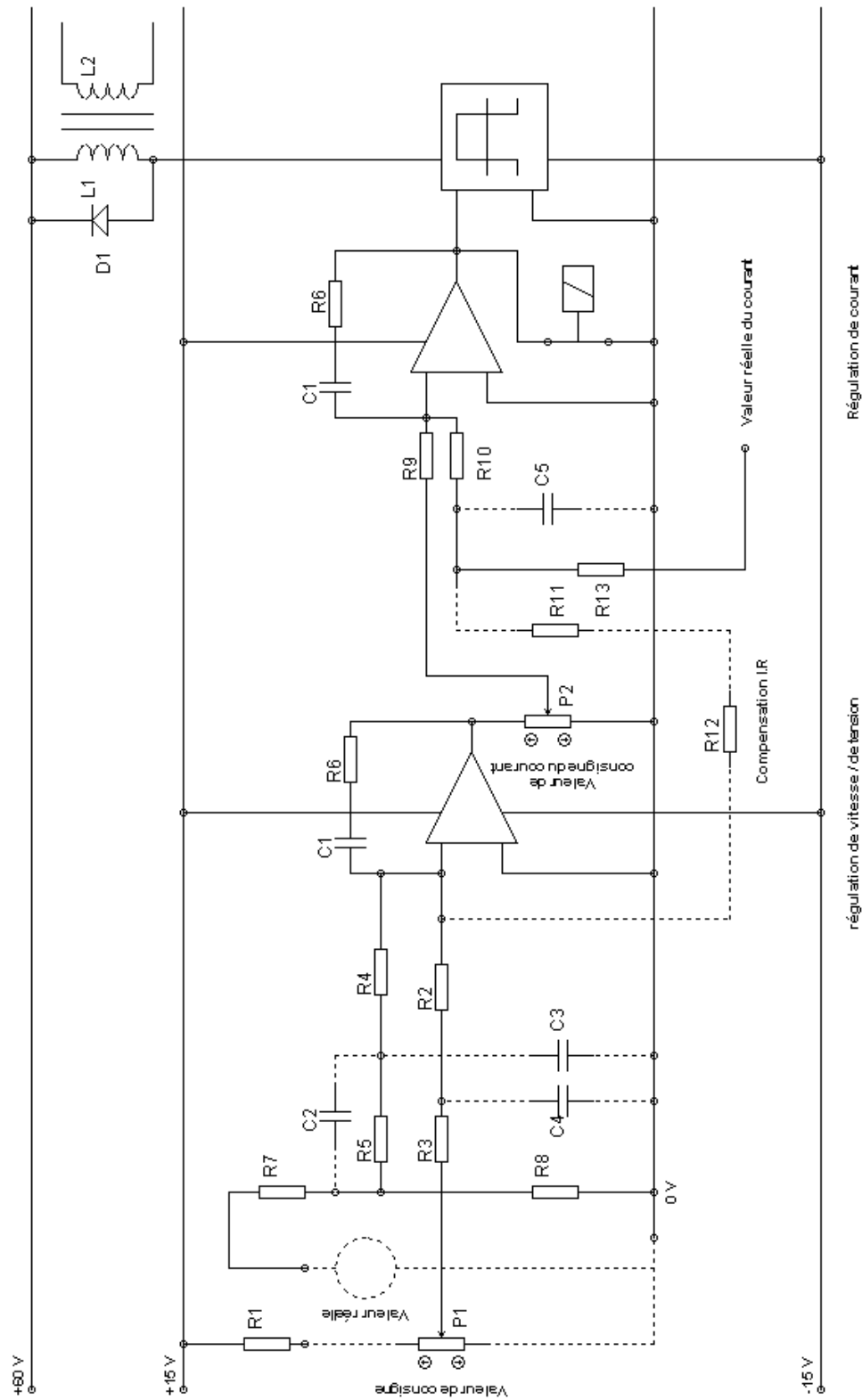


Fig. IV-2 Schéma de principe de la regulation

#### IV.4. Unité d'impulsions

La fonction du générateur d'impulsions est explicite sur la base de la Fig. (IV-3).

Deux impulsions décalées de  $180^\circ$  sont produites et sont transmises au thyristor chacune par un transmetteur d'impulsion.

Le transistor Q1 est amorcé en synchronisme de phases par l'intermédiaire des résistances  $r_1$  et  $r_2$ , lorsque le raccordement 1 du transformateur t1 est positif. Alors le condensateur C2 est rapidement chargé par l'intermédiaire de  $r_3$  à la tension zener de D3 (-10v).

Aussitôt que la tension au transformateur t1 est inversée, le transistor Q1 est bloqué. De ce fait, le condensateur C2 commence à se décharger en sens contraire par les résistances  $r_6$  et  $r_7$ . Le condensateur C2 a tendance à se charger à +15v. La constante de temps est réglée de telle façon que le passage par zéro aurait lieu après 10ms environ. Mais après 10ms, le transistor Q1 réamorçage, de sorte que le condensateur C2 est de nouveau chargé à -10v (voir Fig. (IV-4)).

La tension au condensateur C2 commande le transistor Q2 par l'intermédiaire de la résistance  $r_3$ . Le transistor fournit par l'intermédiaire de la résistance  $r_4$  un courant négatif  $I_2$ , fonction de la tension au condensateur, à la base du transistor Q3. Ce courant est comparé avec le courant  $I_1$  que la tension de commande transmet à la base du transistor Q3 par l'intermédiaire de la résistance  $r_5$ . Si la somme de ces courants est positive, le transistor Q3 est amorcé.

Comme on le voit sur la Fig. (IV-5), l'amorçage du transistor a lieu aux différents instants, en fonction du courant  $I_1$  fourni par la tension de commande.

Pour une tension de commande 0v et  $I_1=0$ , l'amorçage a lieu à  $\alpha \sim 160^\circ$ , pour une tension de commande de +10v à  $\alpha \sim 20^\circ$ .

A la tension de commande +10V, le convertisseur statique travaille en redresseur, à 0V entièrement en onduleur.

Lorsque le transistor Q3 amorce, le transistor Q4 est verrouillé pendant quelques instants par l'intermédiaire du condensateur C3 et de la résistance  $r_{12}$ . Le temps d'arrêt est déterminé par  $r_{12}$  et C3. Pendant ce temps, le transistor Q5 est amorcé et une impulsion est produite qui est transmise par t2. La sortie du transmetteur t2 va aux thyristors.

Le relai d1 permet la mise en service simultanée de l'alimentation du régulateur et de celle de la puissance. Le contact d1 reste encore fermé à 120ms après l'enclenchement de l'appareil ; après ce temps, régulateur et générateur d'impulsions sont prêts au service. Par ce contact, le régulateur est verrouillé d'une part, d'autre part la base du transistor de sortie Q5 de l'appareil d'impulsions est mis à zéro, de sorte que des impulsions ne puissent pas être données.

Après coupure, l'appareil peut être réenclenché après 4 sec. Cette durée est déterminée par le temps de décharge du condensateur C4.



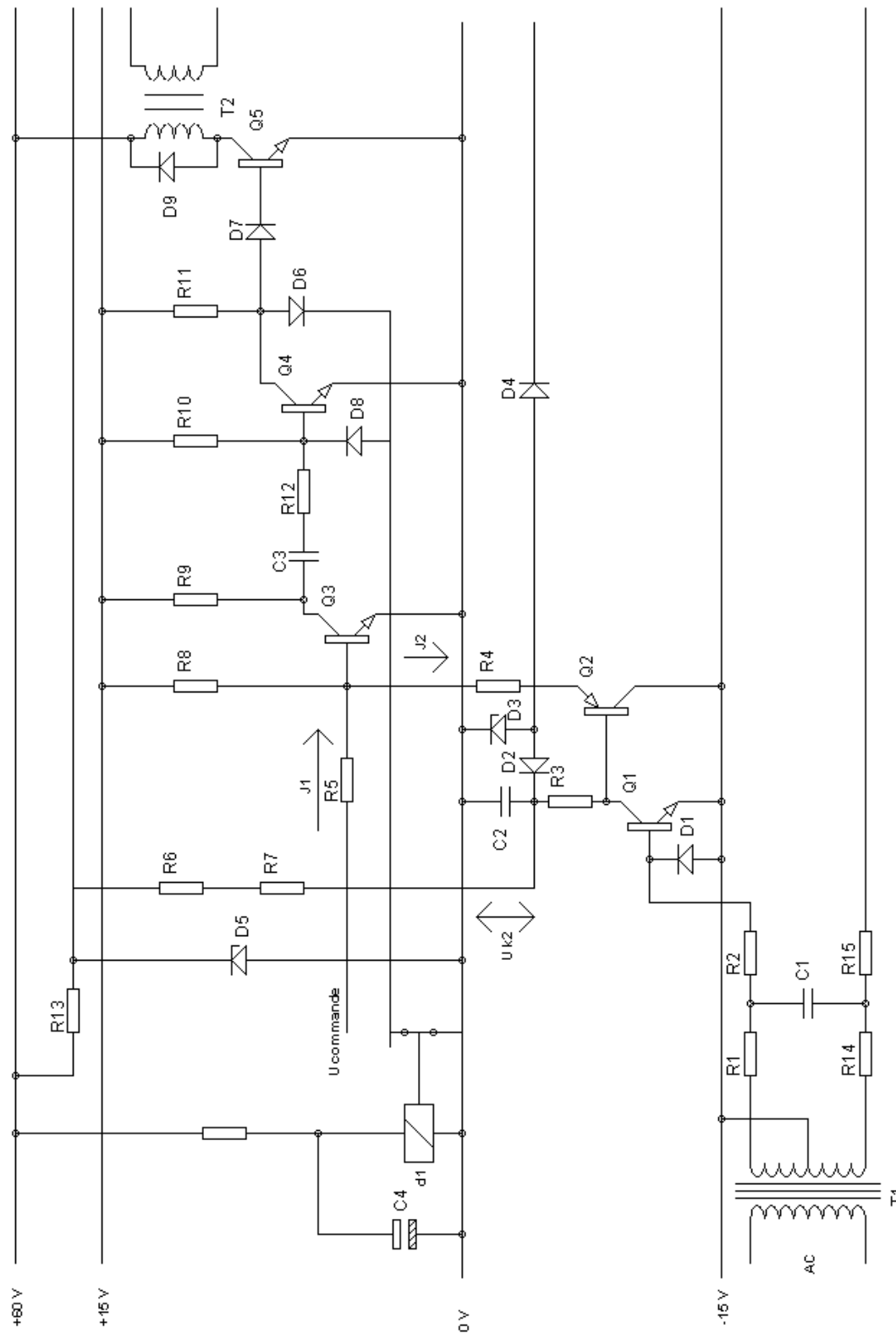


Fig. IV-3 Schéma de principe du générateur d'impulsion

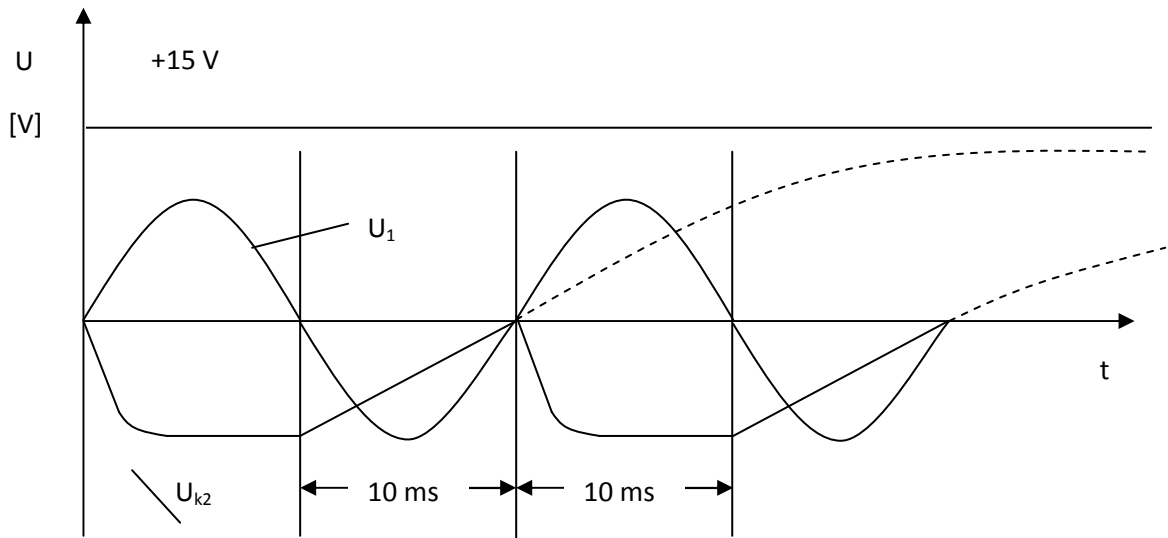


Fig. IV-4 Tension aux bornes du condensateur  $C_2$  en liaison avec la tension du réseau  $U_1$

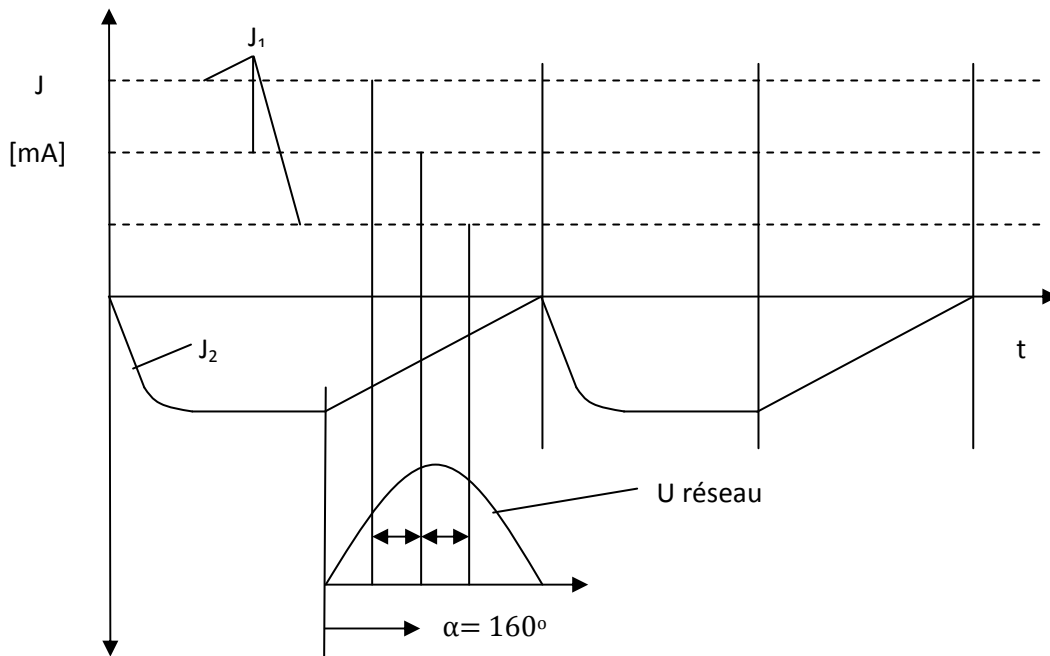


Fig. IV-5 Position de l'impulsion d'allumage en fonction de courant de commande  $I_1$

### IV.5. Amplificateur de régulation de courant

L'amplificateur de régulation de courant reçoit une contre réaction PI, il est équipé d'une contre réaction standard qui permet d'obtenir une régulation de courant stable dans la grande majorité des cas avec alimentation d'induit et utilisation d'une self de lissage standard.

Si le comportement du courant s'avérait instable, une modification de la contre réaction peut être obtenue par variation de la résistance ou du condensateur.

L'amplificateur de régulation de courant doit de toute façon être stabilisé en premier lieu, le moteur étant à l'arrêt.

La fonction transitoire doit avoir une allure similaire à celle de la Fig. (IV-6), si l'on néglige l'ondulation du redresseur statique pour des à-coups de la valeur de consigne du courant.

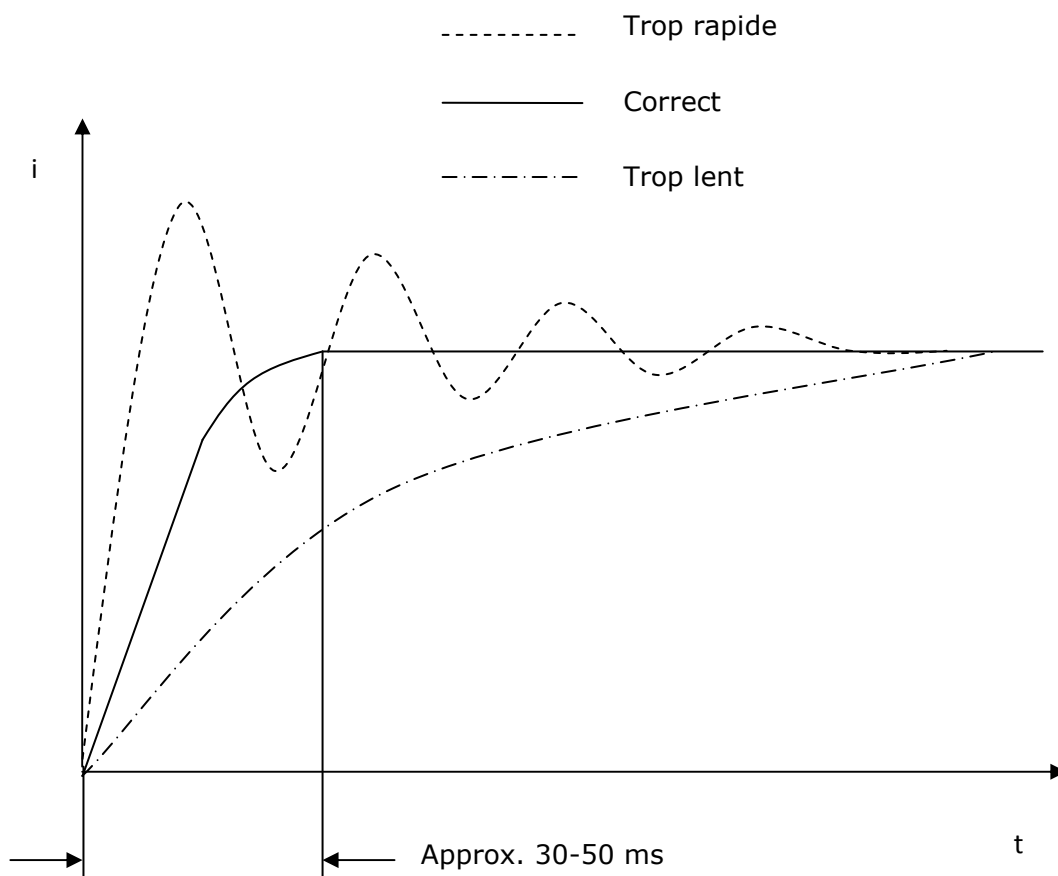


Fig. IV-6 Comportement de la régulation de courant

**IV.6. Amplificateur de régulation tension / vitesse**

Le régulateur de tension reçoit également une contre réaction standard qui permet d'obtenir un service stable dans la majorité des cas pratiques.

Un réajustage éventuel peut être réalisé à l'aide de la résistance et le condensateur de contre réaction

La fonction transitoire doit avoir une allure similaire à celle de la Fig. (IV-6), mais avec d'autre temps de réglage.

La valeur de consigne et la valeur réelle sont lissées par l'intermédiaire de condensateurs.

# CHAPITRE V

## REALISATION PRATIQUE

## **V.1. réalisation des circuits imprimés**

### **V.1.1. Généralités**

A partir du schéma théorique, on établit le dessin électrique de la plaquette de circuit imprimé sur laquelle seront montés les composants entrant dans la composition du dispositif. Les documents nécessaires à ce travail seront :

- le schéma électrique du système ;
- les dimensions réelles des composants utilisés ;
- le brochage des transistors, circuits intégrés, composants spéciaux, etc.

### **V.1.2. Étude du circuit**

La difficulté d'étude d'un circuit imprimé vient du fait que l'on ne peut pas croiser les bandes de cuivre comme les connexions du schéma théorique sous peine de court-circuit, donc le dessin du CI sera souvent très différent du schéma.

Pour sa réalisation on procédera de la manière suivante:

1. Dessin du typon à l'aide d'un logiciel de CAO style PCAD ; ARES ou PROTEUS ; dans notre cas nous avons utilisé PROTEUS .Il est tout à fait possible de prendre ces logiciels en main tout seul moyennant un peu de patience et la lecture de quelques fichiers d'aide.
2. Enregistrement travail en format BMP ou mieux PCB, impression sur imprimante Laser
3. Transfert des dessins sur transparent. Vérification et éventuelle retouche manuelle : Le transfert sur transparent via la photocopieuse donne parfois une opacité imparfaite des pistes. Il faut contrôler les pistes et opacifier les trous à l'aide d'un feutre pour transparents.

### **V.1.3. Le découpage**

Découper l'époxy à la taille du typon, par exemple à l'aide d'une scie circulaire. Et très important : limez les bords du circuit ! Sinon, le bord a de très fortes chances d'être plus haut que le reste de la platine, ce qui rend une insolation nette impossible (les ombres du typon sont floues, les pistes résultantes inutilisables).

#### V.1.4. Insolation du circuit, développement

La platine est à l'origine une plaque Epoxy recouverte de cuivre et d'une (de deux) couche(s) de résine photosensible (vendu dans le commerce sous le nom de " Epoxy (simple/double face) présensibilisé". Un film protecteur opaque autoadhésif recouvre la résine photosensible.

Pour le développement on procédera de la manière suivante :

- Pour la double face : (comme dans notre cas)
  1. Eviter de travailler en plein soleil ou avec un éclairage halogène démesuré
  2. Décoller le film protecteur.
  3. Placer le typon sur le verre de l'insoleuse (attention à l'orientation) et le coté cuivré sur le typon
  4. Allumer l'insoleuse, et insoler la plaque. Temps entre 5 et 10 minutes suivant les néons utilisés, la qualité de la couche photosensible de la plaque. Des essais devront d'abord être réaliser pour définir ce temps.
  5. Plonger la platine dans un bain de révélateur, commencer à agiter le bac après une dizaine de secondes, continuer jusqu'à ce que le dessin apparaisse nettement sur un fond cuivré
  6. Rincer abondamment à l'eau courante
  7. Laisser sécher au soleil ou éventuellement au sèche cheveux.

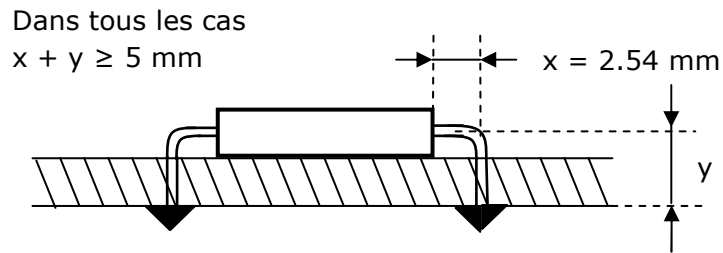
#### V.1.5 Le perçage

Perçer avec une microperceuse (foret diam. .8mm en général). Il faudra mesurer les pattes de vos différents composants à l'aide d'un pied à coulisse pour faire un perçage juste exemple : résistance = 0.8 Relais=1.2.

## V.2. implantation des composants

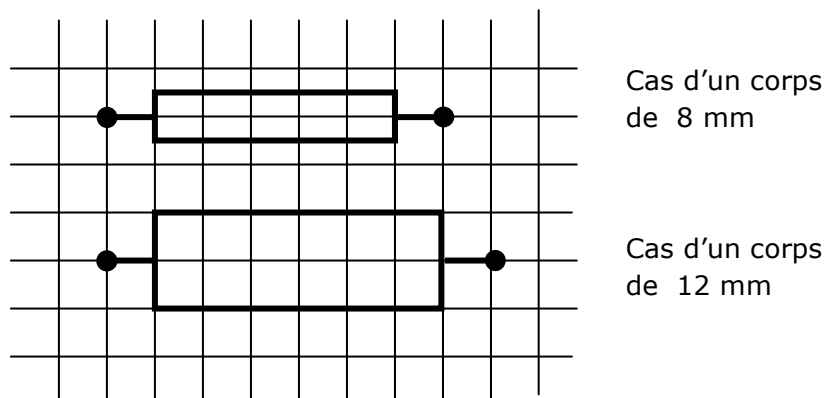
### V.2.1. Cas des composants à sortie axiales

C'est le cas des résistances, diodes et de quelques condensateurs. Il est nécessaire de prévoir un parcours thermique suffisant pour ne pas détériorer le composant lors du soudage



### Méthode pratique

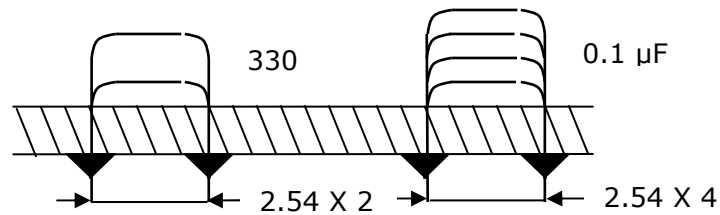
Pour déterminer la distance entre deux pastilles, on prendra la longueur du corps et on y ajoutera deux pas.





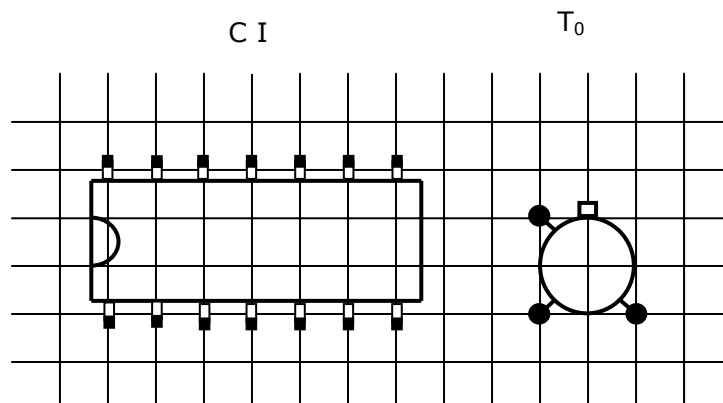
### V.2.2. Cas de composants à sorties radiales

C'est le cas de la plupart des condensateurs, des potentiomètres ajustables. On ne doit pas (ou on ne peut pas) déformer les pattes de sorties, donc la distance entre les pastilles sera exactement la distance entre les sorties. Distance qui est normalisée.



### V.2.3. Cas des transistors et des circuits intrigués

- Pour les transistors on fera en sorte d'écarter les pattes le moins possible.
- Pour les circuits intégrés, les sorties étant rigides et normalisées au pas de 2,54mm, le problème de l'écartement des pastilles ne se pose pas, il suffira d'être très précis dans le positionnement.



### V.3. Développement de la maquette

Pour notre réalisation nous avons choisi de développer une maquette double faces.

Pour obtenir le circuit imprimé, nous avons utilisé le logiciel de simulation (PROTEUS).

Les deux faces de notre plaque ainsi que l'implantation des composants sont présentés ci-dessous.

#### V.3.1. Circuit imprimé pour les deux faces

Les deux circuits imprimés, coté composants et coté opposé sont donnés par les figures suivantes :

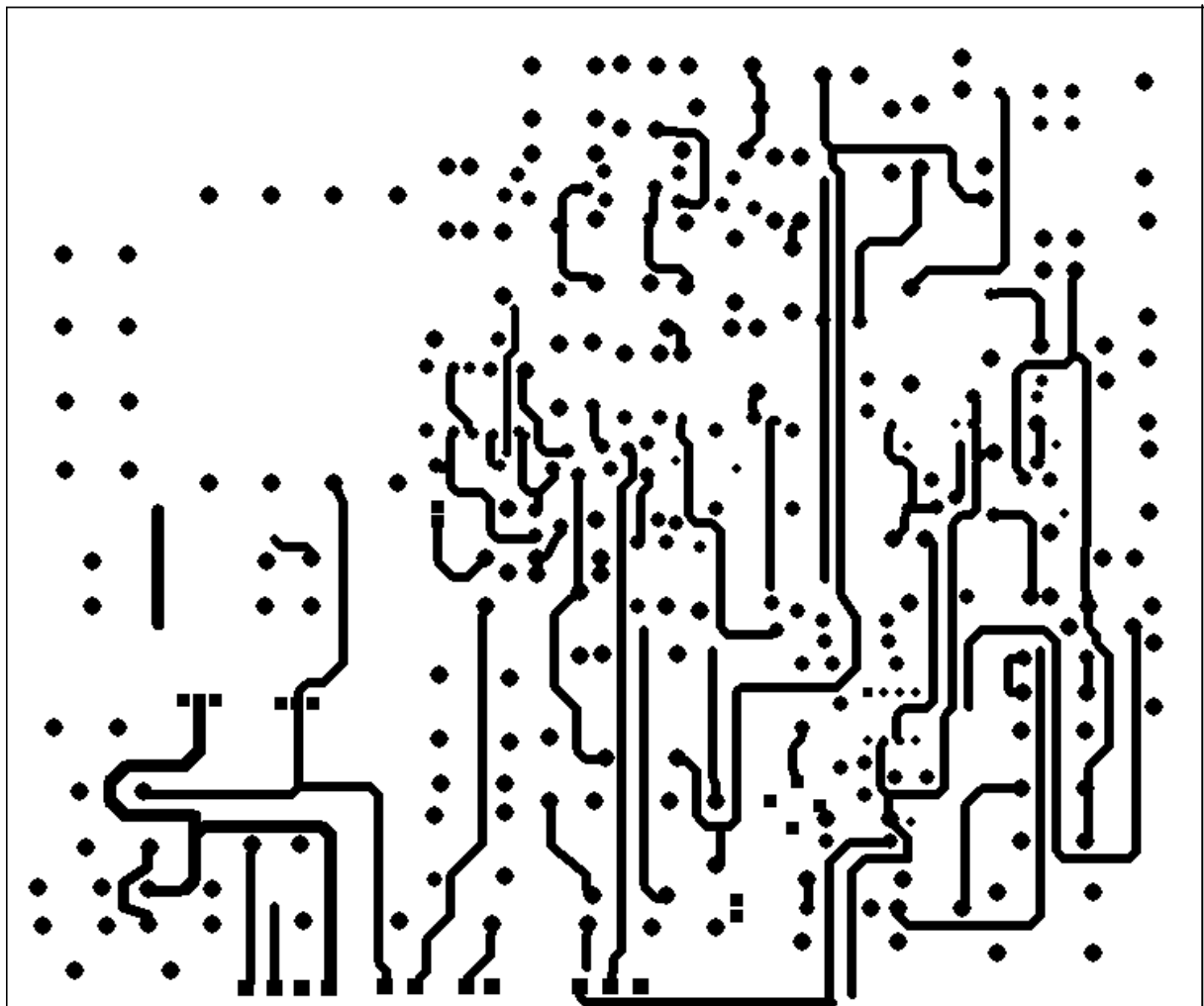


Fig. V-1 Circuit imprimé coté composants

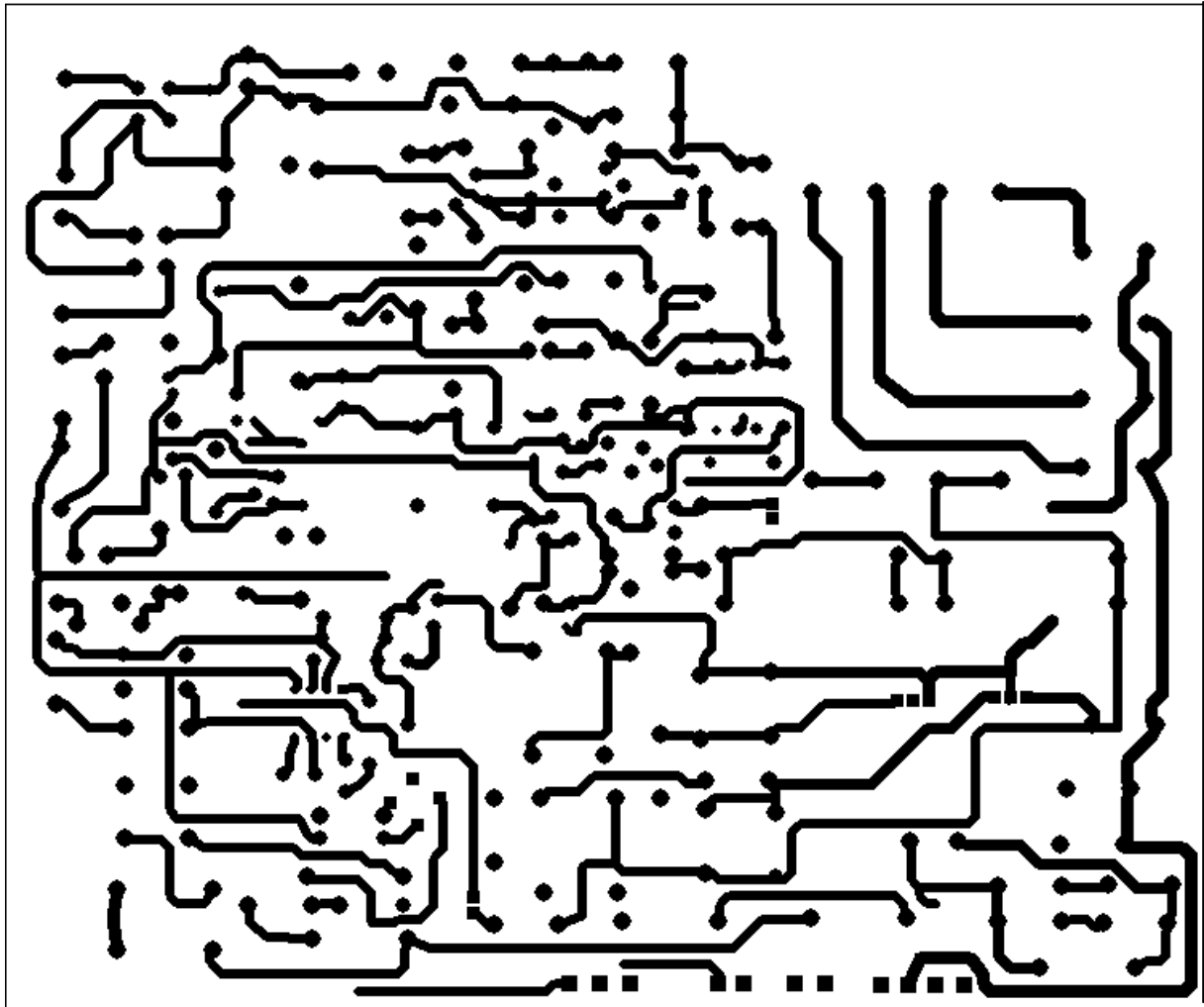


Fig. V-2 Circuit imprimé coté opposé

### V.3.2. Implantation des composants

La figure suivante montre la façon dont les composants sont implantés.

Les pistes jaunes sont du coté opposé les bleus sont du coté composants.

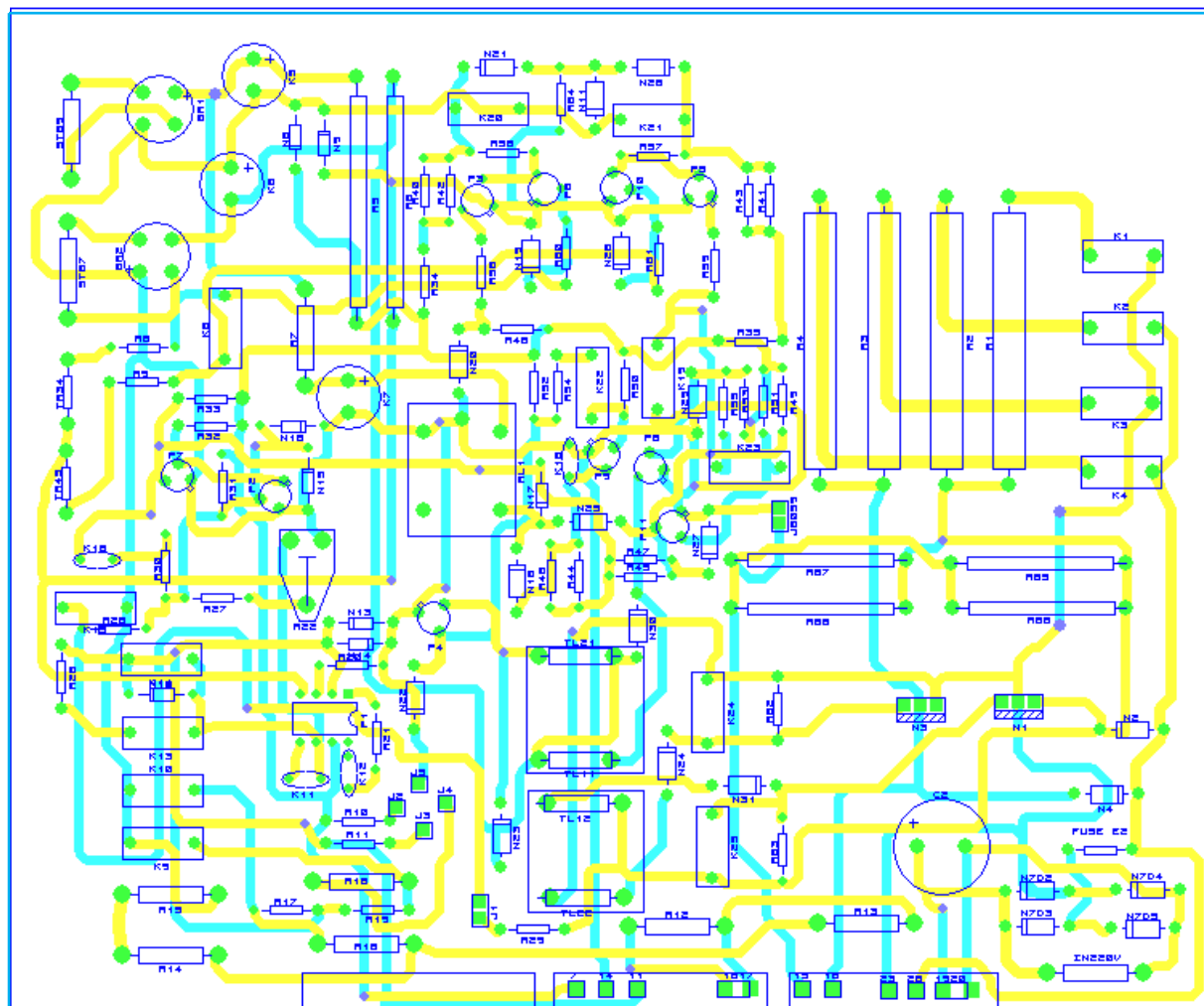


Fig. V-3 Implantation des composants

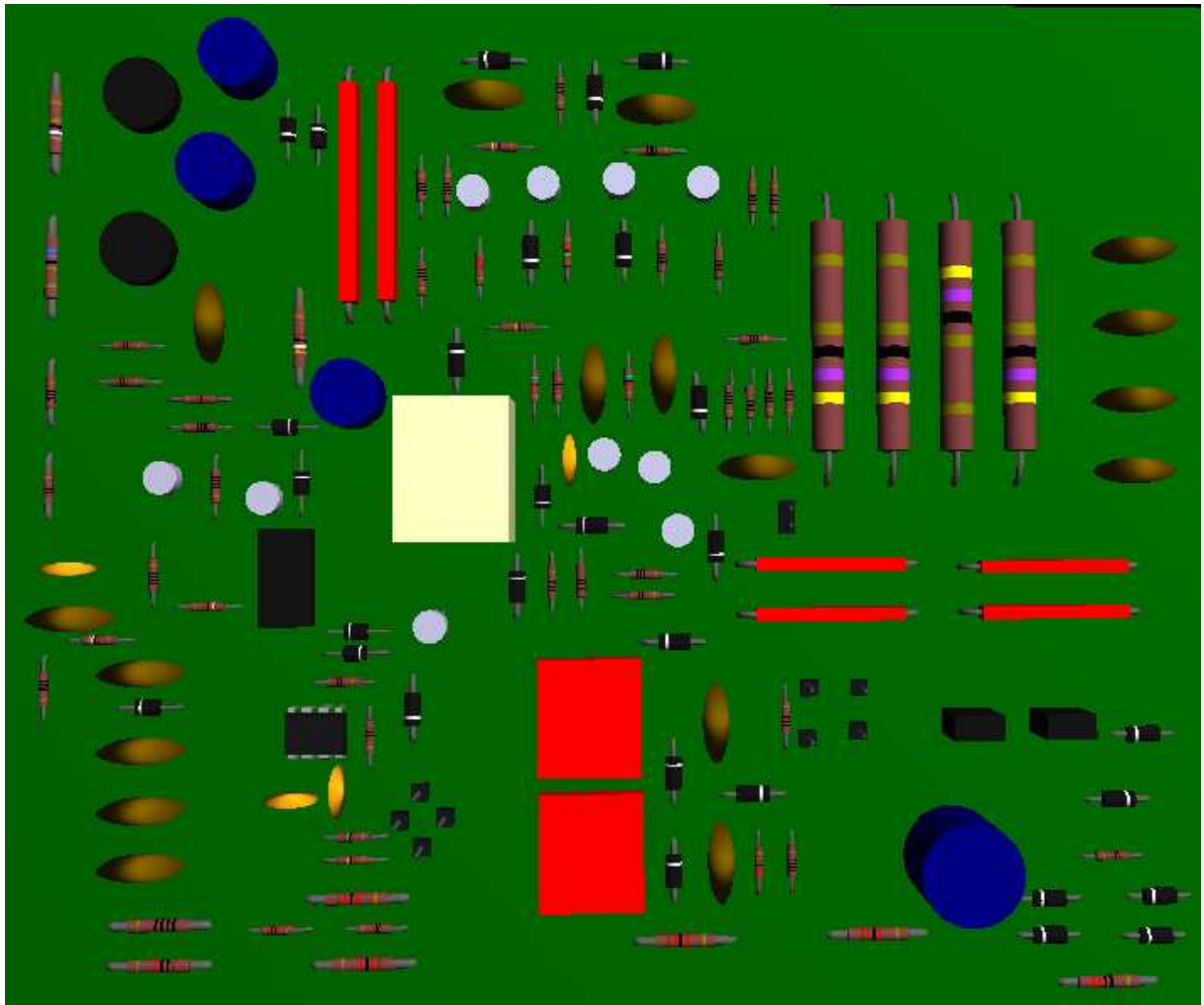


Fig. V-4 Visualisation 3D

**V.3.3. Nomenclature des composants :**

Les composants utilisés dans notre réalisation sont mentionnés dans le tableau suivant :

Composants	caractéristiques
R1, R2, R3, R4	Resistances 47Ω /5W
R5, R7, R28	Resistances 3,9KΩ
R6	Resistances 100 Ω /5W
R8, R9	Resistances 1 KΩ/2W
R10	Resistances 1,8 KΩ
R11	Resistances 1,3 KΩ
R12, R13, R16, R18	Resistances 12KΩ
R14, R15	Resistances 10 KΩ/2W
R16	Resistances 12KΩ
R17, R19, R20	Resistances 10KΩ
R22	Resistances 5 KΩ
R24, R59	Resistances 22KΩ / (1/4W)
R27, R32, R34, R35, R56, R57	Resistances 47 KΩ
R29, R33	Resistances 2,2 KΩ
R31	Resistances 100KΩ
R40, R41, R42, R43	Resistances 100Ω
R44, R45, R46, R47	Resistances 1MΩ
R48, R49	Resistances 180KΩ
R50, R51, R52, R53	Resistances 56KΩ/
R54, R55	Resistances 8,2KΩ/
R55, R56, R57, R58	Resistances 0,32KΩ/5W
R60	Resistances 15 KΩ
D5, D6	Diodes (≥500mA)
D8, D9 BZY92	Diodes BZY92 = 15V
D18, D20, D21, D22, D25, D28	Diodes 1N4148
D23, D24, D30, D31	Diodes 4007
C1, C2, C3, C4	Capacités 0,1μF/450v
C5, C6	Capacités 100μF/100v
C8	Capacités 0,1μF/250v
C9, C10	Capacités 0,47μF
C15	Capacités 0,47μF/25v
C18, C19, C20, C21, C24, C25	Capacités 0,22μF/50v
C22, C23	Capacités 47nF
C	Capacités 100μF/400v
Q2, Q3, Q4, Q5, Q6	Transistors BC177
Q7, Q8, Q9, Q10, Q11	Transistors BC107
F	Fusibles 2A/250V
Autres composants	connecteurs

# CONCLUSION GENERALE

## **Conclusion générale :**

Le moteur à courant continu occupe une place de choix, dans les entraînements à vitesse variable.

Sa grande souplesse liée à la récupération de l'énergie lors des freinages, en font une solution éprouvée depuis longtemps.

De très grandes puissances sont possibles avec cette association moteur à courant continu plus redresseur à thyristors.

La régulation du courant nous a permis de limiter les contraintes en  $I_{max}$ , qui peuvent être à l'origine de la destruction du moteur et de redresseur lui-même.

Dans le cadre de notre projet de fin d'études, nous nous sommes intéressés à l'étude et à la réalisation d'un pont redresseur mixte pour faire varier la vitesse d'un moteur à courant continu.

A noter que ce projet nous a permis de se familiariser avec les réalisations pratiques de commande des moteurs électriques.

Nous espérons enfin que notre travail sera, à l'avenir, sujet d'intérêts et d'approfondissement, en introduisant des circuits spécialisés, ou mieux encore, penser à s'initier à la commande numérique avec des microcontrôleurs pour mieux répondre aux exigences actuelles de l'industrie.



# BIBLIOGRAPHIE

- H.BUHLER Electronique de puissance, Dunod, 1989.
- Document Terminale STI Moteur à courant continu.
- Document Université de Savoie Licence EEA Module U6 ; Energie et convertisseurs d'énergie.
- Document AEG ; Convertisseurs statiques ; Variateurs de vitesse MINISEMI.
- Document Techniques de l'Ingénieur, traité Génie électrique.
- Mémoire d'ingénieur de l'institut de l'électronique de l'U.M.M.T.O "étude et réalisation d'un variateur de vitesse pour moteur à courant continu muni d'une protection en courant" proposé par M<sup>r</sup> SEDIKI.H.
- <http://www.bls.fr>
- <http://www.chez.com>
- <http://www.perso.orange.fr>
- <http://www.microchip.com>

# ANNEXES

## ANNEXES

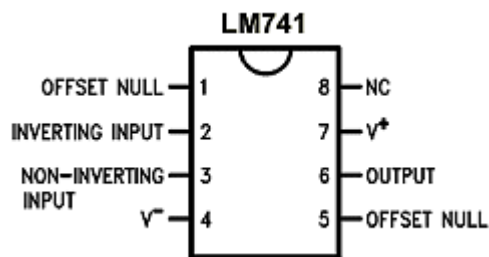
---

Les séries LM 741 sont des amplificateurs opérationnels tout usage.

On le prévoit pour un éventail d'applications analogiques.

Le gain élevé et l'éventail de tension de fonctionnement fournissent l'exécution supérieure dans l'intégrateur, additionnant l'amplificateur et les applications générales de rétroaction.

### Brochage interne du LM741



**(+IN) ou (u) :** Entrée non inverse

**(-IN) ou (v) :** Entrée inverseuse

**(OUT) ou (s) :** Sortie

**(V+) ou (+Vcc) :** Alimentation symétrique positive

**(V-) ou (-Vcc) :** Alimentation symétrique négative

**(Offset null) :** Annulation de la tension de décalage d'entrée

**(NC) :** Non connectée

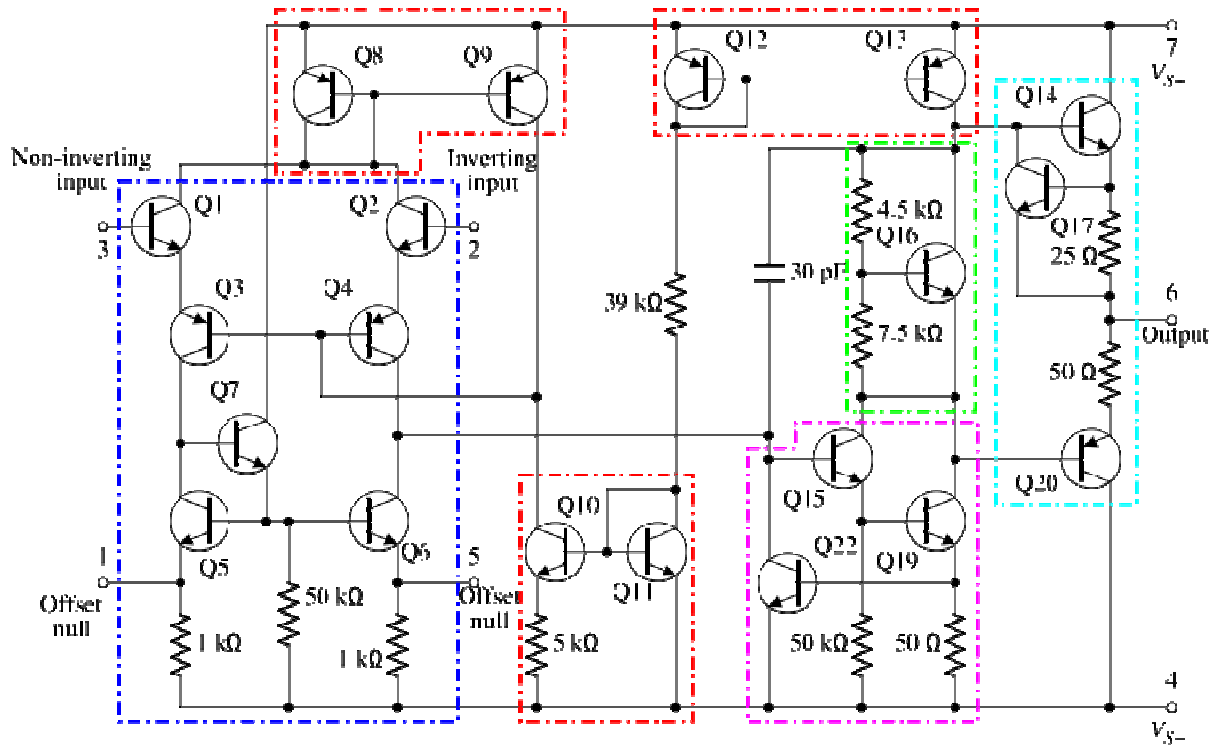
### Caractéristiques

Protection contre les courts circuits.

Excellente stabilité de température.

Compensation interne de fréquence.

Gamme de tension d'entrée élevée.



Structure interne du LM741

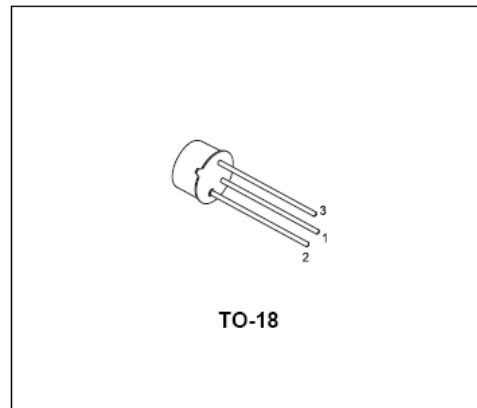


**BC107  
BC107B**

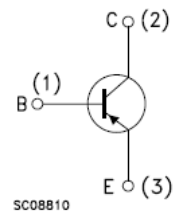
## LOW NOISE GENERAL PURPOSE AUDIO AMPLIFIERS

**DESCRIPTION**

The BC107 and BC107B are silicon Planar Epitaxial NPN transistors in TO-18 metal case. They are suitable for use in driver stages, low noise input stages and signal processing circuits of television receivers. The PNP complementary types are BC177 and BC177B respectively.



**INTERNAL SCHEMATIC DIAGRAM**



**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

Symbol	Parameter	Value	Unit
$V_{CBO}$	Collector-Base Voltage ( $I_E = 0$ )	50	V
$V_{CEO}$	Collector-Emitter Voltage ( $I_B = 0$ )	45	V
$V_{EBO}$	Emitter-Base Voltage ( $I_C = 0$ )	6	V
$I_C$	Collector Current	100	mA
$P_{tot}$	Total Dissipation at $T_{amb} \leq 25\text{ }^\circ\text{C}$ at $T_C \leq 25\text{ }^\circ\text{C}$	0.3	W
		0.75	W
$T_{stg}$	Storage Temperature	-55 to 175	$^\circ\text{C}$
$T_j$	Max. Operating Junction Temperature	175	$^\circ\text{C}$

# ANNEXES

## BC107 / BC107B

### THERMAL DATA

$R_{thj-case}$	Thermal Resistance Junction-Case	Max	200	$^{\circ}C/W$
$R_{thj-amb}$	Thermal Resistance Junction-Ambient	Max	500	$^{\circ}C/W$

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

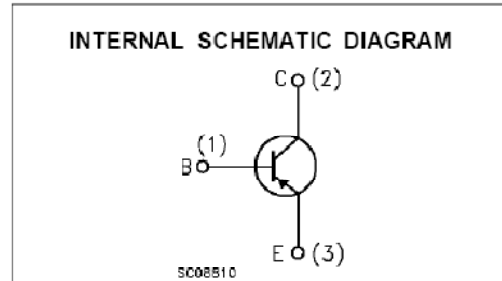
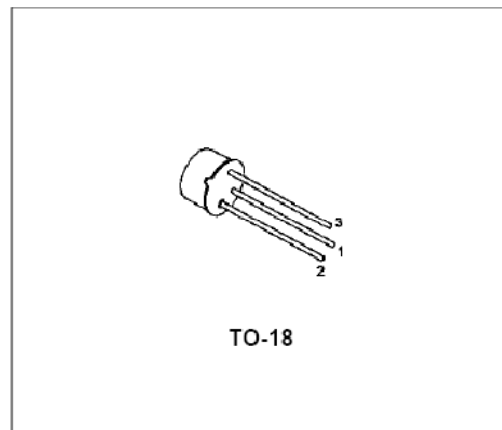
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$I_{CBO}$	Collector Cut-off Current ( $I_E = 0$ )	$V_{CB} = 40 V$ $V_{CB} = 40 V$ $T_C = 150^{\circ}C$			15 15	nA $\mu A$
$V_{(BR)CBO}$	Collector-Base Breakdown Voltage ( $I_E = 0$ )	$I_C = 10 \mu A$	50			V
$V_{(BR)CEQ}^*$	Collector-Emitter Breakdown Voltage ( $I_B = 0$ )	$I_C = 10 mA$	45			V
$V_{(BR)EBO}$	Emitter-Base Breakdown Voltage ( $I_C = 0$ )	$I_E = 10 \mu A$	6			V
$V_{CE(sat)}^*$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 10 mA$ $I_B = 0.5 mA$ $I_C = 100 mA$ $I_B = 5 mA$		70 200	250 600	mV mV
$V_{BE(sat)}^*$	Base-Emitter Saturation Voltage	$I_C = 10 mA$ $I_B = 0.5 mA$ $I_C = 100 mA$ $I_B = 5 mA$		750 950		mV mV
$V_{BE(on)}^*$	Base-Emitter On Voltage	$I_C = 2 mA$ $V_{CE} = 5 V$ $I_C = 10 mA$ $V_{CE} = 5 V$	550	650 700	700 770	mV mV
$h_{FE}^*$	DC Current Gain	$I_C = 2 mA$ $V_{CE} = 5 V$ for <b>BC107</b> for <b>BC107B</b> $I_C = 10 \mu A$ $V_{CE} = 5 V$ for <b>BC107</b> for <b>BC107B</b>	110 200 40		450 450	
$h_{fe}^*$	Small Signal Current Gain	$I_C = 2 mA$ $V_{CE} = 5 V$ $f = 1 KHz$ for <b>BC107</b> for <b>BC107B</b> $I_C = 10 mA$ $V_{CE} = 10 V$ $f = 100 MHz$		250 300 2		
$C_{CBO}$	Collector-Base Capacitance	$I_E = 0$ $V_{CB} = 10 V$ $f = 1MHz$		4	6	pF
$C_{EBO}$	Emitter-Base Capacitance	$I_C = 0$ $V_{EB} = 0.5 V$ $f = 1MHz$		12		pF
NF	Noise Figure	$I_C = 0.2 mA$ $V_{CE} = 5 V$ $f = 1KHz$ $R_g = 2K\Omega$ $B = 200Hz$		2	10	dB
$h_{ie}$	Input Impedance	$I_C = 2 mA$ $V_{CE} = 5 V$ $f = 1KHz$ for <b>BC107</b> for <b>BC107B</b>		4 4.8		K $\Omega$ K $\Omega$
$h_{re}$	Reverse Voltage Ratio	$I_C = 2 mA$ $V_{CE} = 5 V$ $f = 1KHz$ for <b>BC107</b> for <b>BC107B</b>		2.2 2.7		$10^{-4}$ $10^{-4}$
$h_{oe}$	Output Admittance	$I_C = 2 mA$ $V_{CE} = 5 V$ $f = 1KHz$ for <b>BC107</b> for <b>BC107B</b>		30 26		$\mu S$ $\mu S$

\* Pulsed: Pulse duration = 300  $\mu s$ , duty cycle  $\leq 1\%$

**LOW NOISE GENERAL PURPOSE AUDIO AMPLIFIERS**

**DESCRIPTION**

The BC177 is a silicon planar epitaxial PNP transistors in TO-18 metal case. It is suitable for use in driver stages, low noise input stages and signal processing circuits of television receivers. The NPN complement is BC107.



**ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS**

Symbol	Parameter	Value	Unit
$V_{CES}$	Collector-Emitter Voltage ( $V_{BE} = 0$ )	-50	V
$V_{CEO}$	Collector-Emitter Voltage ( $I_B = 0$ )	-45	V
$V_{EBO}$	Emitter-Base Voltage ( $I_C = 0$ )	-5	V
$I_C$	Collector Current	-100	mA
$I_{CM}$	Collector Peak Current	-200	mA
$P_{tot}$	Total Dissipation at $T_{amb} \leq 25\text{ }^\circ\text{C}$	0.3	W
$T_{stg}$	Storage Temperature	-65 to 175	$^\circ\text{C}$
$T_j$	Max. Operating Junction Temperature	175	$^\circ\text{C}$



# ANNEXES

## BC177

### THERMAL DATA

$R_{th(j-case)}$	Thermal Resistance Junction-Case	Max	200	$^{\circ}C/W$
$R_{th(j-amb)}$	Thermal Resistance Junction Ambient	Max	500	$^{\circ}C/W$

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

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$I_{CES}$	Collector Cut-off Current ( $V_{BE} = 0$ )	$V_{CE} = -20 V$ $V_{CE} = -20 V$ $T_{amb} = 150^{\circ}C$		-1	-100 -10	nA $\mu A$
$V_{(BR)CE(s)}$	Collector-Emitter Breakdown Voltage ( $V_{BE} = 0$ )	$I_C = -10 \mu A$	-50			V
$V_{(BR)CEO}^{*}$	Collector-Emitter Breakdown Voltage ( $I_B = 0$ )	$I_C = -2 mA$	-45			V
$V_{(BR)EBV}$	Emitter-Base Breakdown Voltage ( $I_C = 0$ )	$I_E = -10 \mu A$	-5			V
$V_{CE(sat)}^{*}$	Collector-Emitter Saturation Voltage	$I_C = -10 mA$ $I_B = -0.5 mA$ $I_C = -100 mA$ $I_B = -5 mA$		-75 -200	-250	mV mV
$V_{BE(sat)}^{*}$	Base-Emitter Saturation Voltage	$I_C = -10 mA$ $I_B = -0.5 mA$ $I_C = -100 mA$ $I_B = -5 mA$		-720 -860		mV mV
$V_{BE(on)}^{*}$	Base-Emitter On Voltage	$I_C = -2 mA$ $V_{CE} = -5 V$	-550	-640	-750	mV
$h_{fe}^{*}$	Small Signal Current Gain	$I_C = -2 mA$ $V_{CE} = -5 V$ $f = 1KHz$ Gr. A Gr. B		125 240	260 500	
$f_T$	Transition Frequency	$I_C = -10 mA$ $V_{CE} = -5 V$ $f = 100 MHz$		200		MHZ
$C_{CB0}$	Collector Base Capacitance	$I_E = 0$ $V_{CE} = -10 V$		5		pF
NF	Noise Figure	$I_C = -0.2 mA$ $V_{CE} = -5 V$ $f = 1KHz$ $R_g = 2K\Omega$ $B = 200Hz$		2	10	dB
$h_{ie}$	Input Impedance	$I_C = -2 mA$ $V_{CE} = -5 V$ $f = 1KHz$ Gr. A Gr. B		2.7 5.2		K $\Omega$ K $\Omega$
$h_{re}$	Reverse Voltage Ratio	$I_C = -2 mA$ $V_{CE} = -5 V$ $f = 1KHz$ Gr. A Gr. B		2.7 4.5		$10^{-4}$ $10^{-4}$
$h_{oe}$	Output Admittance	$I_C = -2 mA$ $V_{CE} = -5 V$ $f = 1KHz$ Gr. A Gr. B		25 35		$\mu S$ $\mu S$

\* Pulsed: Pulse duration = 300  $\mu s$ , duty cycle  $\leq 1\%$

# ANNEXES

Philips Semiconductors

Product specification

## Thyristors

BT152 series

### GENERAL DESCRIPTION

Glass passivated thyristors in a plastic envelope, intended for use in applications requiring high bidirectional blocking voltage capability and high thermal cycling performance. Typical applications include motor control, industrial and domestic lighting, heating and static switching.

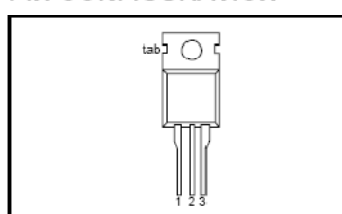
### QUICK REFERENCE DATA

SYMBOL	PARAMETER	MAX.	MAX.	MAX.	UNIT
	<b>BT152-</b>	<b>400R</b>	<b>600R</b>	<b>800R</b>	
$V_{DRM}$	Repetitive peak off-state voltages	450	650	800	V
$V_{RRM}$	Average on-state current	13	13	13	A
$I_{T(AV)}$	RMS on-state current	20	20	20	A
$I_{T(RMS)}$	Non-repetitive peak on-state current	200	200	200	A

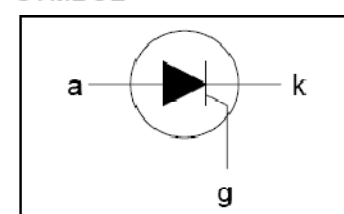
### PINNING - TO220AB

PIN	DESCRIPTION
1	cathode
2	anode
3	gate
tab	anode

### PIN CONFIGURATION



### SYMBOL



### LIMITING VALUES

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134).

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.			UNIT
				-400R 450 <sup>1</sup>	-600R 650 <sup>1</sup>	-800R 800	
$V_{DRM}$	Repetitive peak off-state voltages		-				V
$I_{T(AV)}$	Average on-state current	half sine wave; $T_{mb} \leq 103\text{ }^\circ\text{C}$	-	13			A
$I_{T(RMS)}$	RMS on-state current	all conduction angles	-	20			A
$I_{TSM}$	Non-repetitive peak on-state current	half sine wave; $T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ prior to surge	-	200			A
		$t = 10\text{ ms}$	-	220			A
		$t = 8.3\text{ ms}$	-	200			A <sup>2</sup> s
$I^2t$	$I^2t$ for fusing	$t = 10\text{ ms}$	-	200			A $\mu$ s
$di_T/dt$	Repetitive rate of rise of on-state current after triggering	$I_{TM} = 50\text{ A}$ ; $I_G = 0.2\text{ A}$ ; $di_G/dt = 0.2\text{ A}/\mu\text{s}$	-	200			
$I_{GM}$	Peak gate current		-	5			A
$V_{GM}$	Peak gate voltage		-	5			V
$V_{RGM}$	Peak reverse gate voltage		-	5			V
$P_{GM}$	Peak gate power		-	20			W
$P_{G(AV)}$	Average gate power	over any 20 ms period	-	0.5			W
$T_{stg}$	Storage temperature		-40	150			$^\circ\text{C}$
$T_j$	Operating junction temperature		-	125			$^\circ\text{C}$

<sup>1</sup> Although not recommended, off-state voltages up to 800V may be applied without damage, but the thyristor may switch to the on-state. The rate of rise of current should not exceed 15 A/ $\mu$ s.

# ANNEXES

Philips Semiconductors

Product specification

Thyristors

BT152 series

## THERMAL RESISTANCES

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$R_{th(j-mb)}$	Thermal resistance junction to mounting base	in free air	-	-	1.1	K/W
$R_{th(j-a)}$	Thermal resistance junction to ambient		-	60	-	K/W

## STATIC CHARACTERISTICS

$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$  unless otherwise stated

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$I_{GT}$	Gate trigger current	$V_D = 12\text{ V}$ ; $I_T = 0.1\text{ A}$	-	3	32	mA
$I_L$	Latching current	$V_D = 12\text{ V}$ ; $I_{GT} = 0.1\text{ A}$	-	25	80	mA
$I_H$	Holding current	$V_D = 12\text{ V}$ ; $I_{GT} = 0.1\text{ A}$	-	15	60	mA
$V_T$	On-state voltage	$I_T = 40\text{ A}$	-	1.4	1.75	V
$V_{GT}$	Gate trigger voltage	$V_D = 12\text{ V}$ ; $I_T = 0.1\text{ A}$	-	0.6	1.5	V
$I_D, I_R$	Off-state leakage current	$V_D = V_{DRM(max)}$ ; $I_T = 0.1\text{ A}$ ; $T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$ $V_D = V_{DRM(max)}$ ; $V_R = V_{RRM(max)}$ ; $T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$	0.25	0.4	-	V
			-	0.2	1.0	mA

## DYNAMIC CHARACTERISTICS

$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$  unless otherwise stated

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$dV_D/dt$	Critical rate of rise of off-state voltage	$V_{DM} = 67\% V_{DRM(max)}$ ; $T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$ ; exponential waveform gate open circuit	200	300	-	V/ $\mu\text{s}$
$t_{gt}$	Gate controlled turn-on time	$V_D = V_{DRM(max)}$ ; $I_G = 0.1\text{ A}$ ; $dI_G/dt = 5\text{ A}/\mu\text{s}$ ; $I_{TM} = 40\text{ A}$	-	2	-	$\mu\text{s}$
$t_q$	Circuit commutated turn-off time	$V_D = 67\% V_{DRM(max)}$ ; $T_j = 125\text{ }^\circ\text{C}$ ; $I_{TM} = 50\text{ A}$ ; $V_R = 25\text{ V}$ ; $dI_{TM}/dt = 30\text{ A}/\mu\text{s}$ ; $dV_D/dt = 50\text{ V}/\mu\text{s}$ ; $R_{GK} = 100\ \Omega$	-	70	-	$\mu\text{s}$



Micro Commercial Components  
 21201 Itasca Street Chatsworth  
 CA 91311  
 Phone: (818) 701-4933  
 Fax: (818) 701-4939

## 1N4148

### Features

- Low Current Leakage
- Metalurgically Bonded Construction
- Low Cost

## 500mW 100 Volt Silicon Epitaxial Diode

### Maximum Ratings

- Operating Temperature: -55°C to +150°C
- Storage Temperature: -55°C to +150°C
- Maximum Thermal Resistance; 35°C/W Junction To Ambient

DO-35

DIMENSIONS					
DIM	INCHES		MM		NOTE
	MIN	MAX	MIN	MAX	
A	---	.188	---	4.8	
B	---	.079	---	2.00	
C	---	.020	---	.52	
D	1.000	---	25.40	---	

### Electrical Characteristics @ 25°C Unless Otherwise Specified

Reverse Voltage	$V_R$	75V	
Peak Reverse Voltage	$V_{RM}$	100V	
Average Rectified Current	$I_O$	150mA	Resistive Load $f > 50\text{Hz}$
Power Dissipation	$P_{TOT}$	500mW	
Junction Temperature	$T_J$	200°C	
Peak Forward Surge Current	$I_{FSM}$	500mA	$t < 1\text{s}$
Maximum Instantaneous Forward Voltage	$V_F$	1.0V	$I_{FM} = 10\text{mA};$ $T_J = 25^\circ\text{C}^*$
Maximum DC Reverse Current At Rated DC Blocking Voltage	$I_R$	25nA 50µA 5µA	$V_R = 20\text{Volts}$ $T_J = 25^\circ\text{C}$ $T_J = 150^\circ\text{C}$ $V_R = 75\text{Volts}$
Typical Junction Capacitance	$C_J$	4pF	Measured at 1.0MHz, $V_R = 4.0\text{V}$
Reverse Recovery Time	$T_{rr}$	4nS	$I_F = 10\text{mA}$ $V_R = 6\text{V}$ $R_i = 100\Omega$

\*Pulse test: Pulse width 300 µsec, Duty cycle 2%


### TRANSFO D'IMPULSION IT255



#### Caractéristiques :

- Isolation galvanique
- Tension nominale 750V (max 4KV)
- Courant max 0,25A
- Ratio 1-1 (secondaire simple)
- Temps de montée : 1.1 $\mu$ s
- Inductance 2,2mH
- Résistance 0,7 Ohms
- Capacité de couplage 8pF.

## SONGLE RELAY

	RELAY ISO9002	<b>SRU</b>
---	---------------	------------



### 1. MAIN FEATURES

- High contact capacity : 15A, (15A for UL approved)
- UL/CSA, TUV recognized. (TV-5 Approved).
- Employment of suitable plastic materials to be applied to high temperature and various chemical solution.
- Sealed types available.

### 2. APPLICATIONS

- Home appliance, air conditioner, heater, etc.
- Automotive Power-window, car antenna, door-lock, etc.
- Office machine, facsimile, etc.
- Vending machine.
- Remote control TV receivers, monitor displays, audio equipment high rushing current use application.

### 3. ORDERING INFORMATION

SRU	XX VDC	S	L	C
Model of relay	Nominal coil voltage	Structure	Coil sensitivity	Contact form
SRU	03, 05, 06, 09, 12, 18, 24, 48VDC	S: Sealed type	L: 0.36W	A: 1 form A
		F: Flux free type	D: 0.45W	B: 1 form B
				C: 1 form C

### 4. RATING

10A/240VAC 28VDC

15A/120VAC 28VDC

CCC FILE NUMBER: CH0036746-99 10A/250VDC

UL/CUL FILE NUMBER: E167996 10A/240VAC, 12A/120VAC, 15A/120VAC 24VDC

TUV FILE NUMBER: R9933789 10A/240VAC 28VDC

### 5. DIMENSION (unit:mm) DRILLING (unit:mm) WIRING DIAGRAM

