

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche
Scientifique

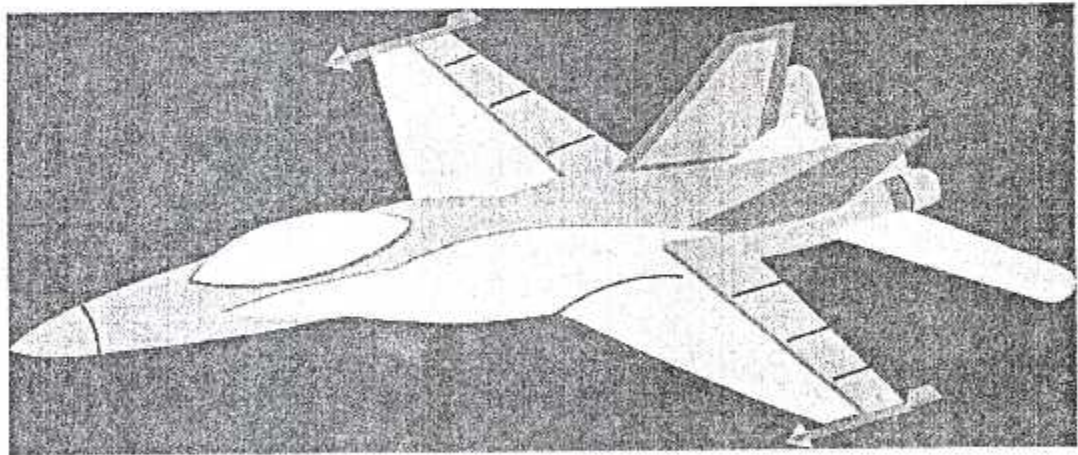
UNIVERSITE DE BLIDA
INSTITUT D'AERONAUTIQUE

Mémoire de fin d'étude pour l'obtention de
diplôme <<D.E.U.A>> En l'aéronautique

Option: AVIONIQUE

THEME

étude et réalisation d'un hacheur
pour moteur à courant continu



Proposé par :
Mr: KOUIDER ELOUAHED.B

Réalisé par:
Mr: AMRI M'HAMED
Mr: DJOUAHER LARBI

Promotion: juin 2002

ملخص :

يهدف هذا المشروع إلى دراسة وإنجاز دائرة التحكم ومراقبة سرعة محرك يعمل بتيار مستمر، يحتوي على : قسم تحكم (commande) بواسطة مقاومة متغيرة ، وقسم و استطاعة (puissance) يفصلها عازل غلفاني

*Résumé :

l'objet de cette mémoire est la réalisation d'un hacheur pour moteur à courant continu, qui comprend :
Une partie commande à partir d'un potentiomètre, et autre de puissance, disposées d'un couplage optique.

*Abstract:

The objective of this memory is the realization of a converter of motor with continues current.
Which contain: A part of command, another one is of the power; disposed with an optic insulation

SOMMAIRE

Introduction Général ;

Chapitre I : Principe et Technologie des M.A.C.C et étude mécanique.

1.1/ Description d'une machine à courant continu	03
1.1.1 / l'inductance ou stator	03
1.1.2/ l'induit ou rotor	03
1.2 / génératrice à courant continu	04
1.2.1 : Force électromotrice à vide	05
1.2.2/ Couple électromagnétique	08
1.3 / Moteur à courant continu	09
1.3.1 : Etude mécanique	10
1.3.1.1/ Couple électromagnétique	10
1.3.2 / Etude électrique	11
1.3.2.1 /Force contre électromotrice	11
1.3.2.2/ Loi des mailles	12
1.3.2.3 / Résistance	13
1.3.2.4 / Inductance	14

Chapitre II : Principe de Rôle du Hacheur (Hacheur)

II.1 : définition et Types	16
II.2 / Hacheur dévolteur	16
II.2.1 : Principe	16
II.2.2 / Hacheur dévolteur avec filtre	16
II.3 / Hacheur survolteur	20

Chapitre III : Hacheur pour Moteur à courant Continue

III.1 / Schéma synoptique	22
III.2 / le principe de fonctionnement	23
III.4 / Schéma électrique	24
III.5 / Description générale des circuits utilisés	25
III.5.1/ Multivibrateur Astable (ne555)	25
III.5.1.1/ Principe du Astable (ne555)	25
III.5.1.2/ Circuit Astable (NE555)	25
III.5.2 / Les amplificateurs opérationnels	28
III.5.2.1 : Principe de base et application	28
III.5.2.2 / Circuit et caractéristiques de base	28
III.5.2.3 / Paramètres de l'amplificateur opérationnel	29
III.5.3 : les comparateurs	30
III.5.3.1 / Définition	30
III.5.3.2 / Caractéristiques	30
III.5.3.3 : Limitation des comparateurs à des A.O	31
III.5.3.4 / Quelques applications du comparateur	31
III.5.4 / Transistor en régime de commutation	31
III.5.5 / Les coupleurs optiques	32
III.5.5.1 / Introduction	32
III.5.5.2 / Principe et pertinence d'utilisation du coupleur optique	33
III.5.5.2.1/ Principe	33
III.5.5.2.2/ Isolation électrique	33
III.5.5.2.3/ Isolation contre le bruit électrique	34
III.5.5.3 / description de l'opto-coupleur	35
III.5.5.4/ Critères de performances et de sélection	35
III.5.5.4.1/ rapporte de transfert de courant	35
III.5.5.4.2/ Vitesse d'opération	38
III.5.5.4.3/ Tension d'isolation	38
III.5.6 / Montage Darlington	39

Chapitre IV : analyse théorique.

IV.1/ Calcul de la période du générateur de signaux (NE555)	47
IV.2/ Calcul du courant de base I_B DE T_1	48
IV.3/ Calcul du courant de base de T_2	49
IV.4/ Evaluation de l'étage du générateur de courant constant	49
IV.5/ Etage de comparaison	52
IV.6/ Générateur de dents de scie	53
IV.7/ Comparaison avec la consigne	55
IV.8/ Calcul du rapport cyclique	56
IV.9/ Transistor de commutation	57
IV.10/ Isolation galvanique	58
IV.11/ Montage DARLINGTON	59

Chapitre V : réalisation pratique.

V.1/ Introduction	62
V.2/ Présentation des éléments	62
V.3/ Le circuit imprimé	62
V.4/ Implantation	62
V.5/ Essais et fonctionnement	62
V.6/ Les chronogrammes	63

Conclusion generale

Annexe

Nomenclature

Bibliographie

dédicaces

C'est par la grâce de Dieu le tout puissant travail à pu
Etre accomplir .Son aboutissement est le résultat de
l'abnégation de ma famille pour la quelle je dédie ce
modeste travail.En effet j'ai nommé mes parents,mes
sœurs ,mon grand père Mohamed,mes oncles ,mes
tantes ,mes cousines fouzia,yamina,khaira,

A mes amis Sa id,Mohamed , Ahmed, Mustapha

Je dédié aussi ce mémoire à mon copain,assistant
ami Djouaher Larbi .

AMRI MHAMED

dédicaces

C'est par la grâce de Dieu le tout puissant
travail à pu être

accomplir .Son aboutissement est le
résultat de l'abnégation de ma famille pour
laquelle je dédie ce modeste travail.En effet
j'ai nommé mes parents,mes sœurs ,mes
oncles ,mes tantes ,mes cousines A mes
amis

Je dédié aussi ce mémoire à mon
copain,assistant ami
AMRI M'HAMED

D I O U A L E D

remerciements

Nous tenons à exprimer notre profonde et réelle gratitude à monsieur **KUIDER ELOUAHED**, notre promoteur. Pour son assistance et son aide continuelle dans l'étude théorique et la réalisation. Nos remerciements s'adressent également aux membres du jury pour l'honneur qu'ils nous font en acceptant de juger notre travail.

Nous n'oublierons pas de remercier l'ensemble du corps enseignants de 1ere, 2eme, 3eme années <<DEUA>> de notre institut d'aéronautique

INTRODUCTIONS GENERALE

Introduction Générale:

Le courant alternatif est plus utilisé que le courant continu. Il est facile, avec des transformateurs, d'augmenter sa tension pour le transporter, à peu de perte, d'un endroit à l'autre sur les lignes hautes tension, puis d'abaisser sa tension pour les utilisateurs domestiques et industriels. Or on ne peut pas avoir des réservoirs d'énergie à courant alternatif. Pour cela le contrôle des moteurs à courant continue, le redressement du courant alternatif au courant continu est nécessaire, puis on redresse le courant continue, grâce aux onduleurs, en courant à alternatif à une fréquence et à une autres tension. Ce processus compliqué permet une commande précise des machines rotatives, la conversion CA à CC sera exécutée par les hacheurs électriques. Nous proposons de réalisé un convertisseur de puissance qui présente la particularité de disposer d'un couplage optique entre la partie commande et celle de puissance représentée par le moteur.

Pour mecier à lieu notre travail, nous l'avons divisée un cinq partis.

Le premier chapitre en consacré à une étude simplifiée des machines à courant continue.

Nous donnons dans le second chapitre le principe est le rôle du hachage.

Le troisième chapitre sera utilisé pour donnée le principe de fonctionnement du hacheur pour moteur a courant continue.

Le quatrième partie sera réservé pour une analyse théorique.

En fin, nous terminerions la cinquième partie par une réalisation pratique.

CHAPITRE I

*Principe et Technologie M.A.C.C
Et Etude Mécanique*

1.1° : DESCRIPTION D'UNE MACHINE A COURANT CONTINU

La machines à courant continu (Fig.1) est constituée de deux pièces ferromagnétiques appelées respectivement stator et rotor.

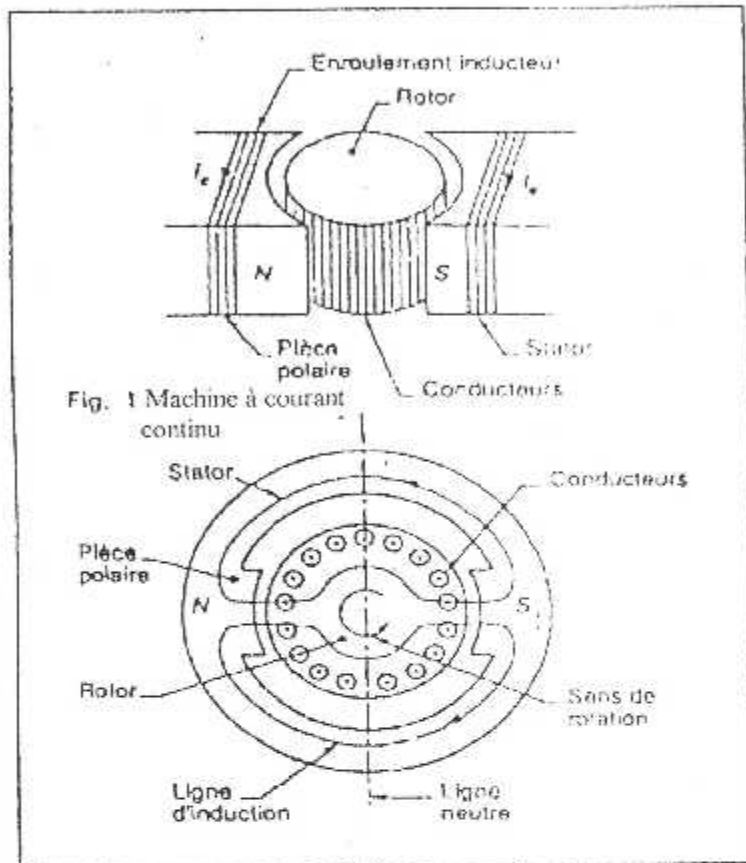


Fig. 1 Machine à courant continu

1.1.1°) L'INDUCTEUR OU STATOR :

Il possède un nombre pair de pièces polaires sur lesquelles est bobiné un enroulement parcouru par un courant inducteur I_e .

Pour simplifier l'étude, nous limiterons à deux le nombre de pièces polaires ce courant I_e est à l'origine de lignes d'induction et transforme les pièces polaires en pôles respectivement Nord et sur (S).

1.1.2°) L'INDUIT OU ROTOR :

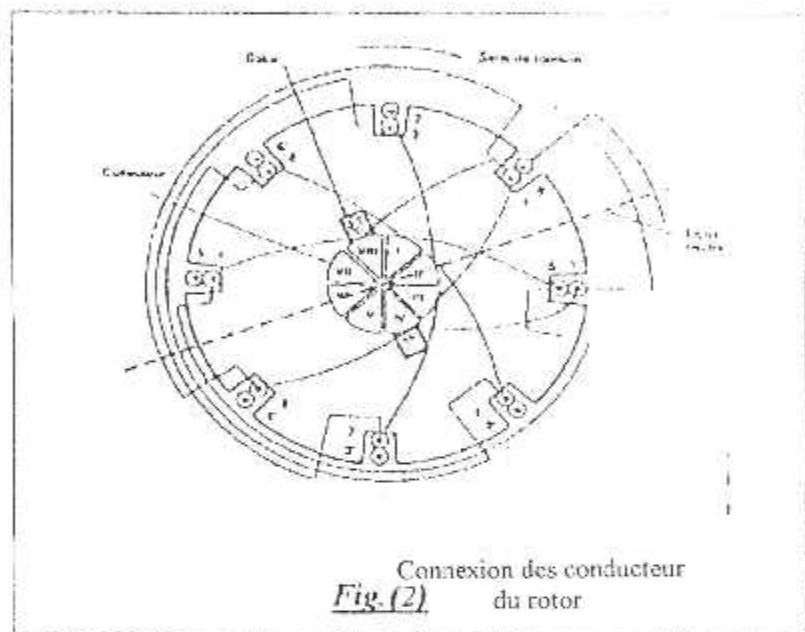
L'induit porte sa périphérie des conducteurs régulièrement répartis dans des encoches. Ces conducteurs se déplacent dans le champ magnétique produit par l'inducteur ; il y apparaît ainsi des forces électromotrices induites.

Compte tenu du sens de rotation du rotor et du sens d'orientation des lignes d'induction, le sens de la force électromotrice induit dépend de la nature de pôle en regard duquel se trouve le conducteur.

Pour un fonctionnement en génératrice, un dispositif extérieur provoque la rotation de l'induit à une vitesse Ω la machine à courant continu doit faire apparaître une force électromotrice susceptible de fournir une rotation de l'induit énergie électrique.

Les conducteurs de l'induit doivent donc être reliés entre eux de telle sorte que les forces électromotrices dont ils sont le support, s'ajoutent et que la force électromotrice totale reste sensiblement constante quelle que soit la position du rotor par rapport au stator. La figure (2) donne un exemple de connexion des conducteurs du rotor.

Les conducteurs sont répartis à la périphérie de l'induit, à raison de deux conducteurs par encoche.



Les liaisons entre brins sont réalisées de part et d'autre de l'induit. Pour des facilités de dessin, les connexions sur la face arrière du rotor sont représentées à sa périphérie. Sur la face avant, les connexions entre brins sont réalisées par l'intermédiaire du collecteur qui est constitué d'un ensemble de lames conductrices (numérotées ici de I à VIII) séparées par un isolant. Le cylindre du collecteur est solidaire de l'induit et tourne à la même vitesse.

Sur le collecteur, frottent deux pièces conductrices fixes appelées balais.

Les brins sont connectés de telle sorte que les forces électromotrices s'ajoutent. Partant du conducteur 1. On rencontre successivement les conducteurs 5, 2, 6, 3, 4, 8. A partir du conducteur 8-1. Il apparaît ainsi sur la lame IV du collecteur deux forces électromotrices en opposition. Le même phénomène apparaît sur la lame VIII sur laquelle s'opposent les forces électromotrices des conducteurs 1 et 8.

Les balais sont calés sur les lames du collecteur sur lesquelles les forces électromotrices arrivent en opposition.

Schématiquement, on réalise ainsi le générateur de la figure (3).

Il apparaît entre les balais deux ensembles de forces électromotrices montées en opposition et qui par symétrie ont la même valeur. En l'absence de charge extérieure, la maille apparaissant sur la figure (3) n'est parcourue par aucun courant.

Chaque ensemble de force électromotrice est appelé voie d'enroulement.

Il apparaît entre les balais une force électromotrice correspondant à la mise en série de toutes les forces électromotrices d'une voie d'enroulement.

Sur la figure (1), l'ensemble des forces électromotrices- lames du collecteur tourne entre les balais à la manière d'une - chenille -. Pour une rotation de $1/8^e$ de tour, les conducteurs 4, 8, 4' et 8' franchissent la ligne et l'on retrouve sur la figure (3) électromotrices qui y apparaissent changent de signe et l'on retrouve sur la figure (2) à même disposition. Le seul changement consistant en une permutation circulaire des indices

La force électromotrice entre les balais garde ainsi toujours le même signe et reste sensiblement constante si on néglige l'ondulation résultant du passage d'une lame du collecteur à la suivante au contact balais.

Si une charge extérieure est placée entre les balais, il y apparaît un courant qui par symétrie se répartit uniformément sur les deux voies d'enroulement.

1.2.1°) FORCE ELECTROMOTRICE A VIDE

La force électromotrice mesurée entre les balais à l'allure décrite sur la figure (4).

Elle présente, autour d'une valeur moyenne E , une ondulation dont la fréquence est proportionnelle à la vitesse de rotation et au nombre de lames du collecteur.

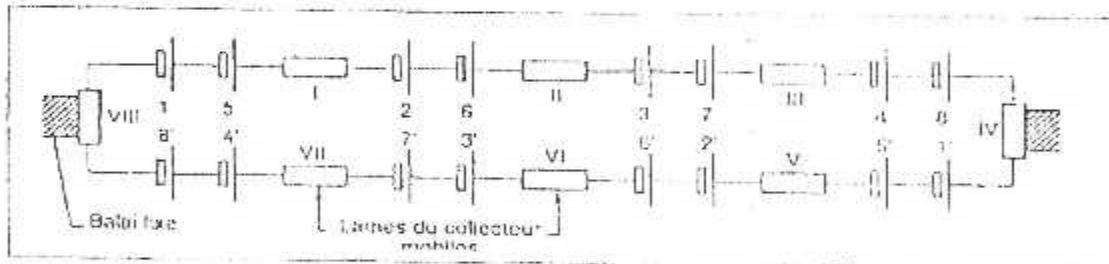
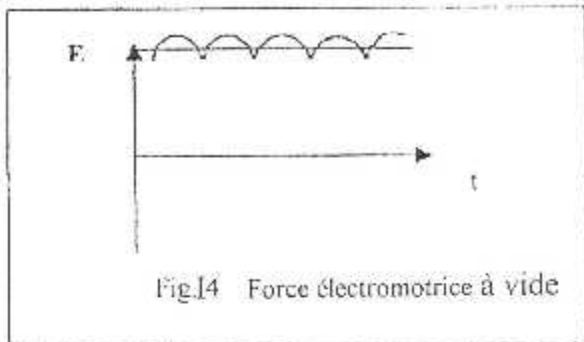
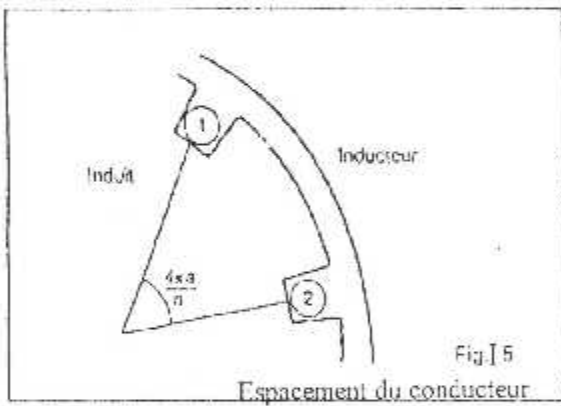


Figure 1-3 générateur de force électromotrice



Soient : N , la vitesse de rotation en tours par Seconde,
 a , le nombre total de conducteurs,
 ϕ , le flux total par pôle ;
 $2a$, le nombre de voies d'enroulement ;
 $2P$, le nombre de pôles.

Afin de calculer la valeur moyenne E de la force électromotrice considérons le temps Δt nécessaire pour qu'un conducteur d'une voie d'enroulement prenne la place de celui qui le précède sur la même voie (figure 5).



Par symétrie le nombre de conducteurs par voie d'enroulement est $\frac{n}{2a}$ angle séparant

deux conducteurs consécutifs d'une même voie est $\frac{2\pi}{n/2a} = \frac{4\pi a}{n}$ sur la figure (5), le temps

Δt nécessaire pour le conducteur 1 prendre la place qui occupait le conducteur 2 est tel que :

$$2\pi N \Delta t = \frac{a \cdot 2\pi a}{n} \quad \text{soit} \quad \Delta t = \frac{2a}{nN}$$

Pendant ce temps Δt le conducteur l coupe un flux $\Delta\Phi$. Il est ainsi le support d'une force électromotrice:

$$e = \frac{\Delta\Phi}{\Delta t} = nN \frac{\Delta\Phi}{2a}$$

Les forces électromotrices de la machine sont la somme de toutes les forces électromotrices d'une même voie d'enroulement soit:

$$E = \sum e = \frac{nN}{2a} \sum \Delta\Phi$$

$\sum \Delta\Phi$ est le flux coupé par l'ensemble des conducteurs des voies d'enroulement dans la rotation qui fait passer un conducteur à la place d'occupait celui qui le précède. $\sum \Delta\Phi$ correspond ainsi au flux total produit par l'inducteur. Il est égal à $2p\Phi$ Φ étant le flux par pôle.

La force électromotrice de la machine s'écrit donc:

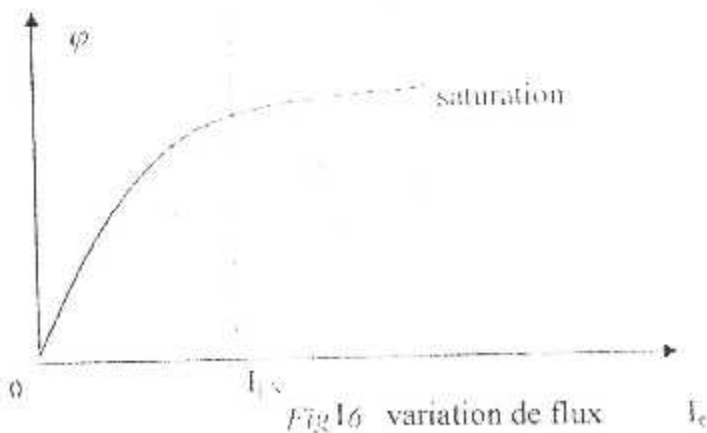
$$E = \frac{p}{A} nN \Phi$$

REMARQUES

1. Le facteur $\frac{p}{A} n$ dépend des caractéristiques de construction de la machine.

C'est une constante, indépendante des conditions de fonctionnement. La force électromotrice à vide peut être retenue sous la forme $E = kN\Phi$.

2. Le flux par pôle Φ dépend du courant inducteur I_c suivant une courbe dont l'allure est donnée à la figure (6). Pour I_c les la machine n'est pas saturée et le flux est proportionnel au courant inducteur le la force électromotrice s'écrit $E = k_a N I_c$.



3. Pour une machine à flux constant, la force électromotrice ne dépend que de la vitesse de rotation N , soit $E = \mu \omega N$. On peut ainsi construire une machine appelée dynamo tachymétrique qui délivre une tension proportionnelle à la vitesse de rotation. Ce fonctionnement correspond à la principale utilisation de la machine en génératrice.

4. Pour un fonctionnement en charge le courant d'induit I_a provoque une modification du flux magnétique. Ce phénomène réaction d'induit est à l'origine d'une diminution du flux Φ par pôle. Les machines étant compensées pour limiter cette décroissance, nous pourrions la négliger dans la plupart des applications.

1.2.2°) Couple électromagnétique

La génératrice à courant continu, dont l'induit est entraîné à la vitesse Ω rad/s, transforme l'énergie mécanique en énergie électrique.

Si le courant parcourant l'induit est égal à I_a , la génératrice fournit la puissance électrique $E I_a$.

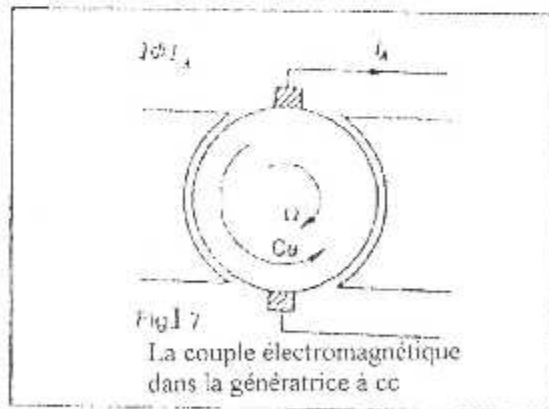
La conservation de la puissance impose qu'elle exerce sur l'entraînement mécanique le couple électromagnétique résistant C_e (fig. 7) tel que la puissance mécanique $C_e \Omega$ soit égale à la puissance électrique $E I_a$. Sachant que la force

Electromotrice E s'écrit $E = \frac{k}{2\pi} \Omega \Phi$ (avec $k = \frac{p}{a} n$)

Il vient $C_e \Omega \frac{k}{2\pi} \Omega \Phi = E I_a$

Soit

$$C_e = \frac{k}{2\pi} \Phi I_a$$



REMARQUE

Pour une machine à flux constant et en regroupant les relations $E = \pi \Omega$ et $C_e \pi I_A$ on constate que la constante de proportionnalité π est identique pour les formules, à condition de mesurer la force électromotrice en volts, la vitesse de rotation en radians par seconde, le couple en mètre-newton, et le courant en Ampère. La constante π est alors appelée constante de celle mesure en Mètre-Newton par Ampère.

1.3°) MOTEUR A COURANT CONTINU.

A partir du fonctionnement décrit par le schéma de la figure (7), supposons que le courant inducteur restant constant, on supprime l'entraînement mécanique extérieur et on alimente l'induit par un générateur qui fournit le même courant I_A . Les conditions de flux et de courant étant inchangées, il en va de même pour le couple.

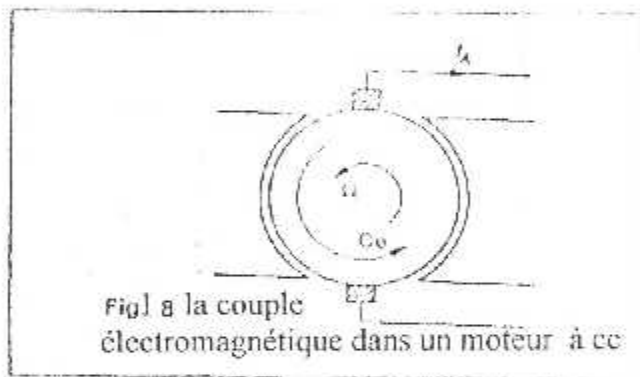
$$C_e = \frac{K}{2\pi} \varphi I_A$$

Ce couple est alors un couple moteur qui entraîne l'induit à une

Vitesse Ω (fig 8). Le déplacement des conducteurs de l'induit, dans le champ produit par l'inducteur, crée la force contre-électromotrice E qui se calcule identique à

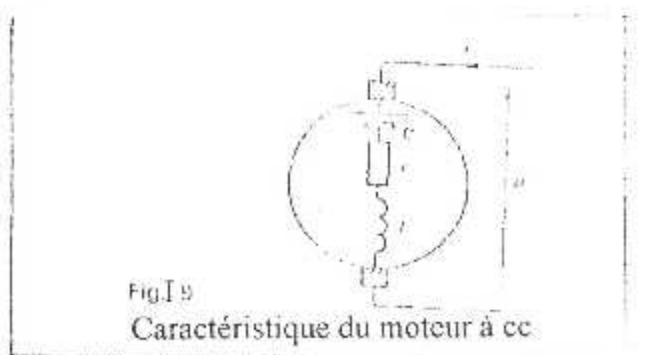
$$E = \frac{K}{2\pi} \varphi \Omega$$

Celui effectué par la génératrice s'établit à E



Le moteur transforme ainsi la puissance électrique $E I_A$ en puissance mécanique $C_e \Omega$.

Equations fondamentales du moteur



Considérons le moteur à courant continu décrit à la figure (9).

Soient : u , la tension aux bornes de l'induit ;
 I , le courant d'induit ;
 e , la force contre-électromotrice du moteur ;
 r , la résistance de l'induit ;
 l , l'inductance de l'induit ;
 j , le moment d'inertie du moteur ;
 f , le coefficient de frottements visqueux provoquant le couple
 $C_f = f\Omega$

Aux équations internes du moteur

$$C_e = \frac{k}{2\pi} \Phi j \quad \text{et} \quad e = \frac{k}{2\pi} \Phi \Omega$$

IL faut ajouter la loi d'ohm $u = e + ri + \frac{L di}{dt}$, et la fondamentale de la dynamique

$$j \frac{d\Omega}{dt} = C_e - f\Omega$$

1.3.1°) Etude Mécanique

1.3.1°) Coupe électromagnétique

Comme nous l'avons vu plus haut, le phénomène essentiel dans un moteur à courant continu est la création d'un couple qui tend à faire tourner le rotor.

Compte tenu du nombre de conducteurs, on peut considérer que le couple est pratiquement constant et ne calculer que sa valeur moyenne. Pour cela, on va exprimer le travail des forces électromagnétiques pour un tour du rotor. Chaque conducteur est parcouru par un courant $i/2a$. Lorsque ce conducteur passe d'une ligne neutre à la suivante, il coupe le flux Φ d'un aimant. Pour un tour complet, le conducteur sur le conducteur passe sous $2p$ pôles. Le travail des forces électromagnétique qui agissent sur le conducteur est donc :

$$T_1 = \frac{i\Phi 2p}{2a}$$

Pour les N conducteurs actifs du rotor, le travail total est :

$$T = N \frac{i\Phi 2p}{2a}$$

Pour ailleurs, on peut écrire une autre expression de T : le travail d'un couple est le produit de son moment par l'angle de rotation. Soit, pour un tour (2π radians) : $T = \gamma m^2$

En rapprochant les deux expressions de T , on détermine la formule qui donne le moment du couple électromagnétique :

$$y_m = \frac{i}{2\pi} \frac{p}{a} N \phi I$$

Le moment s'exprime en Newton-mètre (n.m). ϕ est le flux sous un pôle, en weber (wb), i l'intensité du courant dans l'induit exprimé en ampères (a), p est le nombre de paires de pôles, a le nombre de paires de voies de la machines et N , le nombre de conducteurs actifs. Pour un moteur donné, a , p et N sont fixes. On pose donc :

$$\lambda = \frac{I}{2\pi} \frac{p}{a} N \phi i$$

λ est la constante du moteur. Avec définition, on a :

$$y_m = \lambda i$$

L'unité de λ est le newton-mètre par Ampère (N ; m. A-1). La valeur de cette constante est précisée (parfois indirectement) dans la notice technique du moteur.

1.3.2°) Etude électrique

1.3.2.1°) Force contre-électromotrice

Les conducteurs actifs coupent les lignes du champ magnétique. Ils sont donc le siège d'un phénomène d'induction. On constate que les forces électromotrices induites sont toutes de même signe pour les conducteurs d'une voie : il suffit donc de les ajouter pour obtenir la force électromotrice totale. Les différents termes de la somme varient de la même façon que les couples élémentaires.

On obtient donc une force électromotrice résultante peu ondulée autour de sa valeur moyenne : on peut pratiquement la considérer comme une constante. Comme ce nombre est négatif, on préfère parler de la force électromotrice en changeant de signe. Pour le calcul, on considère tout d'abord un conducteur unique. Celui-ci coupe de flux ϕ sous un aimant lorsqu'il se déplace d'une ligne neutre à la suivante. Si Δt est la durée de ce parcours, la valeur moyenne de la force contre-électromotrice induit dans le conducteur est :

$$E'_{\text{moy}} = \frac{\phi}{\Delta t}$$

Avec une fréquence de rotation, la durée d'un tour $1/n$, comme la machine comporte $2p$ pôles, on a :

On en déduit

$$E'_{\text{moy}} = 2pn \Phi$$

Chaque voie comportant $N/2a$ conducteurs actifs, la valeur moyenne de la force contre-électromotrice du moteur est

$$E'_{\text{moy}} = \frac{N}{2a} 2p\pi \Phi$$

Comme on l'a précisé plus haut, on confond la force contre-électromotrice e' et sa valeur moyenne E'_{moy} .

$$e' = \frac{P}{a} Nn \Phi$$

Dans cette formule, la force contre-électromotrice e' s'exprime en volts (v), Φ est le flux sous un pôle en webers (wb), n la fréquence de rotation en tours par secondes (tr.st), N le nombre de conducteurs actifs, p le nombre de paires de pôles et a le nombre de paires de voies. Dans les calculs, on préfère souvent utiliser la vitesse de rotation ω en radians par seconde (rad. s^{-1}) plutôt que la fréquence de rotation. On a ainsi :

$$e' = \frac{1}{2\pi} \frac{P}{a} N\Phi \omega$$

On peut mettre le résultat sous la forme :

$$e' = \lambda \omega$$

λ est la constante du moteur déjà définie à propos du couple électromagnétique. On voit dans la formule obtenue que π peut aussi s'exprimer en V. s rad^{-1} . On préfère en général cette appellation à celle qui a été déduit de la relation du couple (N.m. A^{-1}).

1.3.2.2°) La loi des mailles

Sur le plan électrique, un moteur à courant continu à aimant est un dipôle (figure 2.21). Φ

Pour définir la relation entrée tension u et courant i , choisit la convention réception. L'enroulement d'induit a une résistance. Lorsqu'il est parcouru par un courant, il apparaît une chute de tension dans ces éléments. La loi des mailles s'écrit :

$$U = e' + RI + L \frac{di}{dt}$$

Dans cette formule est la tension aux bornes du moteur en volts (v), i (intensité du courant en ampères (A)), R LA R la résistance de l'induit en ohms (Ω), L son inductance en henrys (H) et e' la force contre-électromotrice induite en volts (V). On peut représenter le moteur par un schéma électrique équivalent (figure 2.22).

1.3.2.3°) Résistance

La résistance R comprend en fait deux termes : la résistance R_a de l'enroulement proprement dit et la résistance R_b des contacts balais collecteur. Ces deux termes se comportent différemment. R_a est la résistance d'un conducteur ; elle est donc indépendante du courant, mais varie avec la température. Comme le moteur s'échauffe lors de son fonctionnement (en particulier à cause de l'effet joule), il faut considérer la valeur de la résistance dans les conditions d'emploi de la machine.

Aux températures ordinaires, on peut estimer que la loi de variation est affine :

$$R_a = R_0 (1 + \alpha \theta)$$

R_a est la résistance à la température θ en degrés Celsius ($^{\circ}\text{C}$), R_0 est la résistance à 0°C et α est le coefficient de température qui s'exprime en degrés à la puissance moins un ($^{\circ}\text{C}^{-1}$). Pour les conducteurs habituels (cuivre et aluminium), ce coefficient vaut :

$$\alpha = 4 \cdot 10^{-3} \text{ } ^{\circ}\text{C}^{-1}$$

R_b est la résistance équivalente aux balais et aux collecteurs ; elle n'est pas indépendante du courant. En effet, la chute de tension entre un balai, du sens de passage du courant et de la densité de courant. Vu des bornes du moteur, les deux chutes de tension s'ajoutent. On peut définir une résistance équivalente par :

$$R_b = \frac{\Delta u}{I}$$

Toutefois, cette résistance n'est pas constante : elle varie en fonction de la densité de courant. Pour les petits moteurs, R_b est toujours nettement plus faible que R_a . On se contente donc de prendre une valeur moyenne de R_b dans le domaine des courants utilisés. Cette approximation assez grossière est justifiée par le fait qu'elle porte sur un terme secondaire dans l'expression de R .

On fait parfois une approximation différente en considérant une chute de tension constante Δu , mais cette méthode correspond moins bien à la réalité lorsque le courant varie dans de larges plages (par exemple en régime transitoire). Nous n'utiliserons donc pas dans le domaine que nous étudions ou les régimes de fonctionnement sont essentiellement variables.

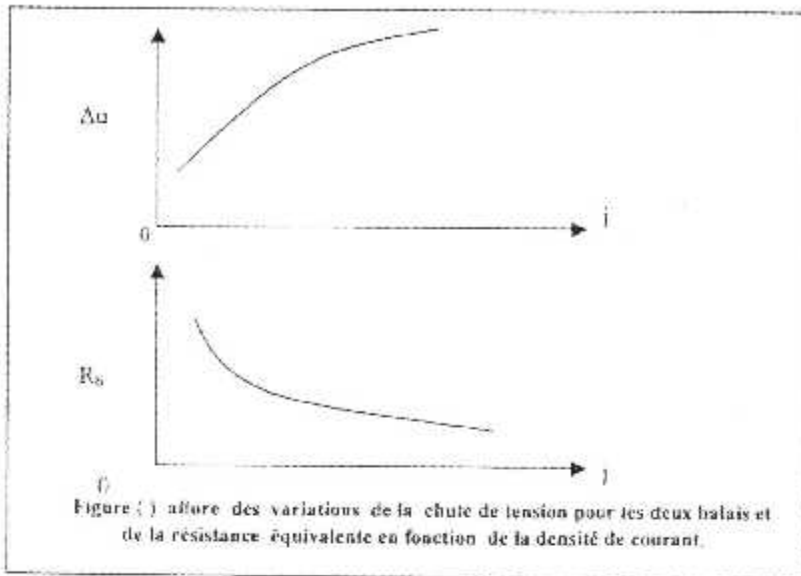


Figure (1) illustre des variations de la chute de tension pour les deux balais et de la résistance équivalente en fonction de la densité de courant.

1.3.2.3°) Inductance.

Si le circuit magnétique est linéaire, on peut considérer séparément le flux créé par les aimants et le flux créé par l'induit. Ces deux termes s'ajoutent, ainsi que les forces électromotrices correspondantes. Lorsque le courant d'induit varie, la variation de flux qui en résulte entraîne un phénomène d'auto-induction.

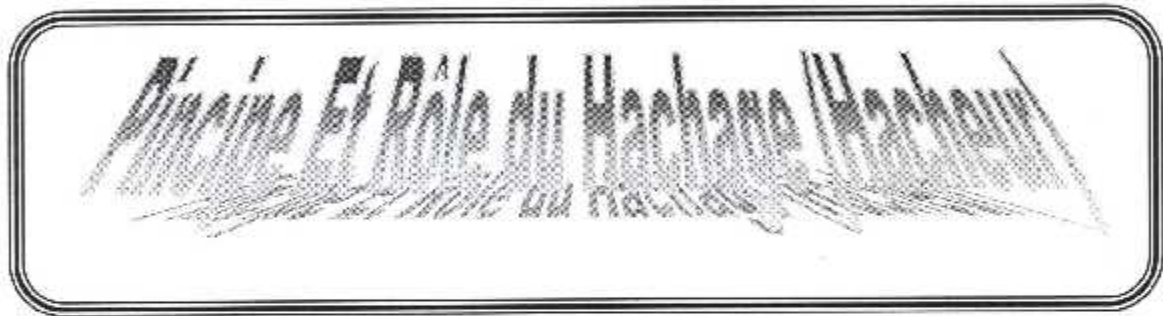
La force électromotrice produite s'exprime par :

$$e'_a = L \frac{di}{dt}$$

Par définition, L est l'inductance de l'induit. Le raisonnement est bien justifié dans un moteur sans pièces polies car une partie non négligeable du trajet des lignes de champ se fait dans l'air ou dans l'aimant.

Lignes du champ de réaction traversent un entrefer étroit et ont un parcours important dans le matériau ferromagnétique des pièces polaires. Celui-ci peut être saturé. Le circuit magnétique n'est plus linéaire et l'inductance qu'on continue à définir n'est plus rigoureusement constante. Ce phénomène n'a toutefois que peu de conséquence pratiques. Le moteur possédant des pièces polaires a simplement une inductance plus élevée puisque du circuit magnétique de réaction est plus faible.

CHAPITRE II



II.1°/ Définition et Types :

Le hacheur est un interrupteur statique qui permet de convertir une énergie continue à un niveau donné tension (ou courant) en une énergie continue à un autre niveau de tension (ou courant les deux types de hacheur couramment utilisés sont :

A°/ Le hacheur dévolteur : qui permet d'abaisser une tension continue donnée avec un maximum de rendement.

B°/ Le hacheur survolteur : qui permet d'augmenter une tension continue donnée, de façon élégante avec un minimum de composants.

Soit : "T" le cycle de hachage. Pendant l'intervalle de temps T_1 , l'interrupteur est fermé et la tension E est appliquée à la charge.

Pendant l'intervalle de temps T_2 , l'interrupteur est ouvert et une tension nulle est appliquée à la charge donc un V_0 en créneau. La valeur moyenne de cette tension V_0

$$\text{est : } \bar{E} = E \frac{T_1}{T}$$

T_1 étant inférieur à T, la tension E' est inférieure à E et ce circuit abaisse toujours la tension moyenne E' est proportionnelle au temps de fermeture T_1 du contact. Ainsi sur la figure (II.2).

$$\text{Pour } T_1 = \frac{1}{3} T \text{ on a } E' = \frac{1}{3} E$$

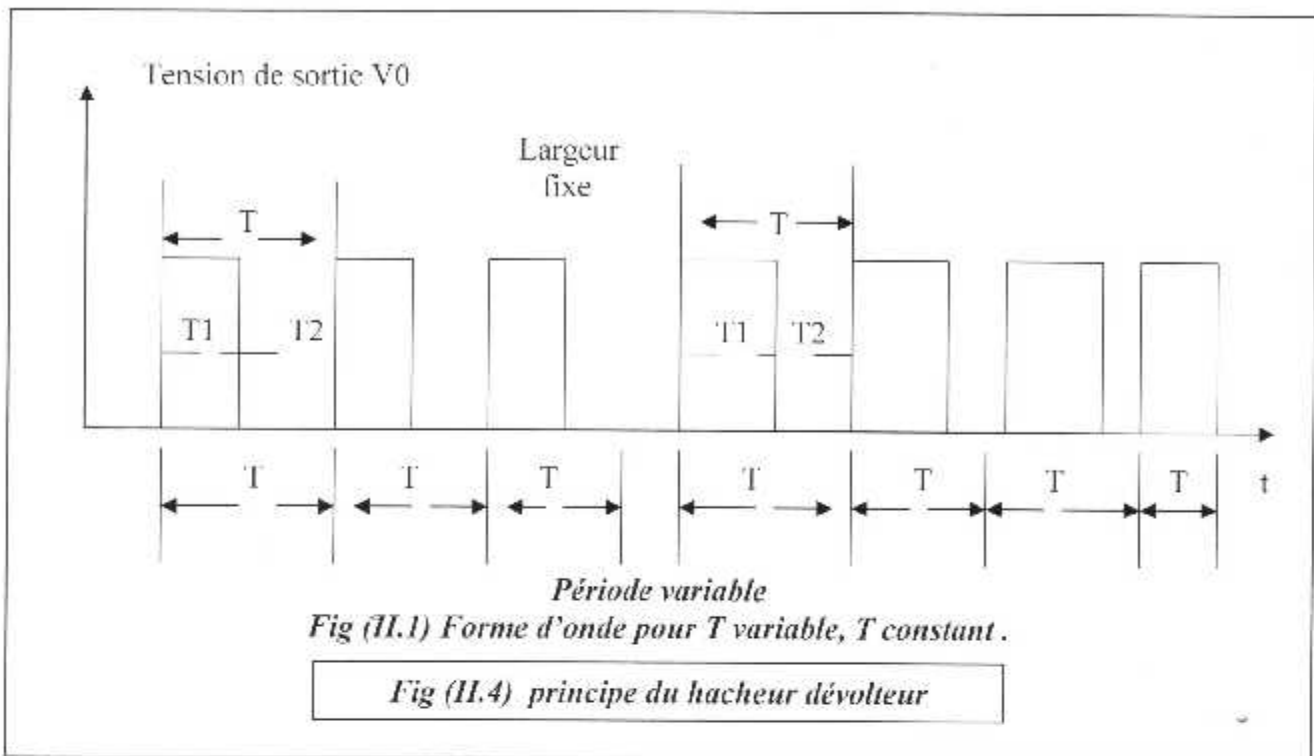
$$\text{Pour } T_1 = \frac{2}{3} T \text{ on a } E' = \frac{2}{3} E$$

La commande électronique "C" permet de varier le temps de fermeture T_1 variant la tension de sortie V_0 en conséquence. Les seules pertes d'énergie importante se trouvent au niveau de contact statique lorsque celui-ci est fermé. Les pertes sont moindres que si on utilisait un rhéostat en série avec l'alimentation pour abaisser la tension.

On utilise soit un transistor, soit un thyristor comme contact électronique. Le rendement du circuit est de l'ordre de 20% à 80%. Un principe utilisé pour le hacheur dévolteur est de :

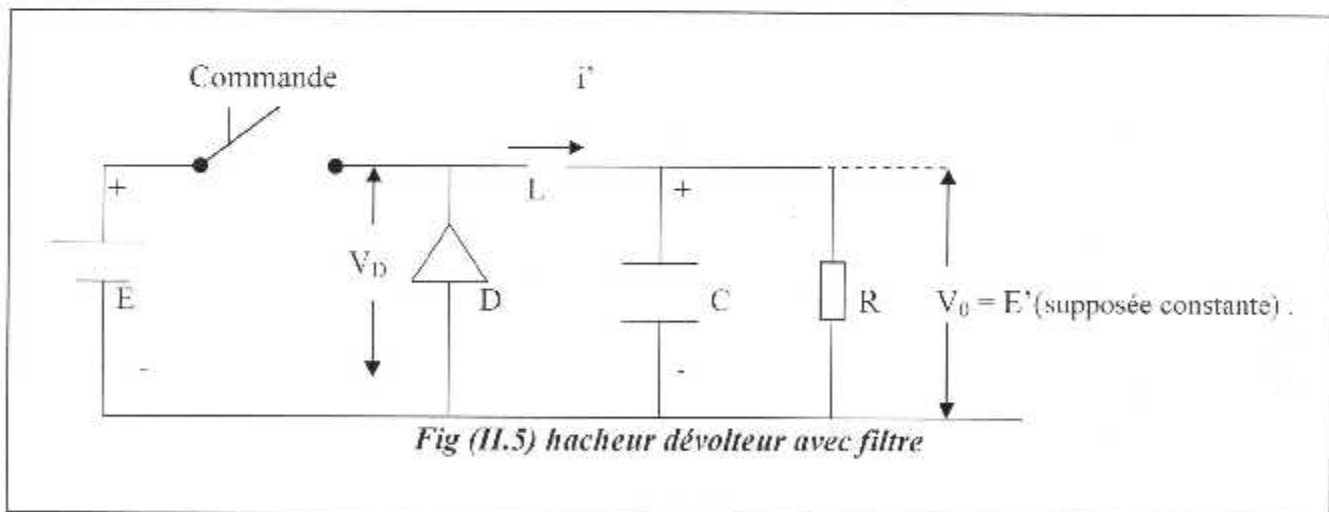
Garder la largeur d'impulsion T_1 fixe et de varier la fréquence de hachage $f = \frac{1}{T}$ figure (II.3)

On a encore $E' = E \frac{T_1}{T}$ avec T_1 fixe, mais T variable.



11.2.2 Hacheur dévolteur avec filtre :

Dans les applications, la forme d'onde de sortie en créneau s'avère indésirable. Pour obtenir une tension et un courant plus continus, on emploie un circuit de filtrage. Soit le schéma de principe de la figure "II.5" l'inductance "L" sert de filtre, la diode "D" assure la continuité du courant à l'ouverture de l'interrupteur.



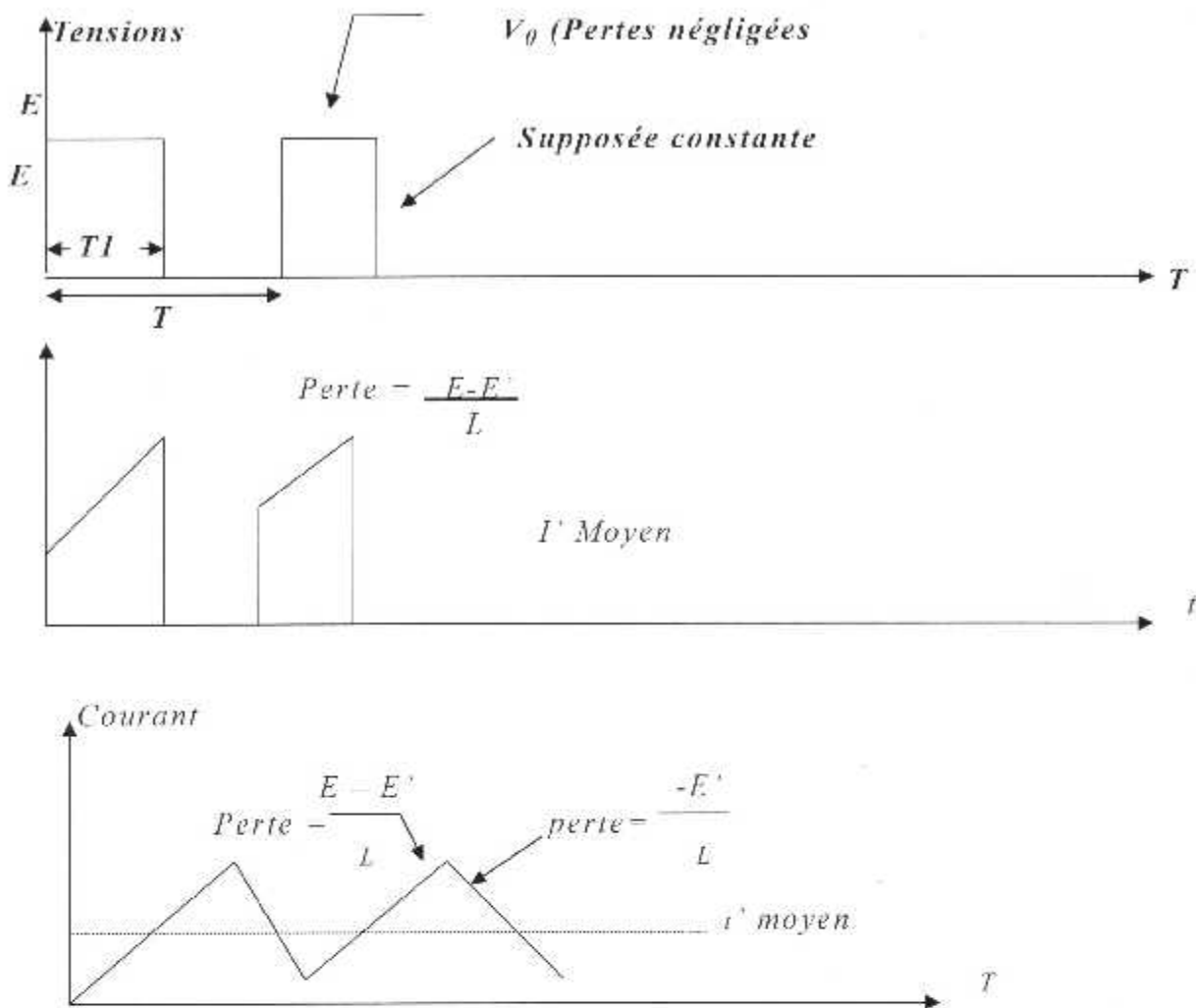


fig. (II.6) Principe du hacheur dévolteur avec filtre

La capacité "C" doit être assez élevée pour maintenir une tension constante $V_0 = E'$, supposons le cas idéal ou E' est constante et la résistance de l'inductance est nulle. Lorsque l'interrupteur est fermé, le courant $\langle\langle i' \rangle\rangle$, initialement égal à i' , croît avec une pente constante :

$$\frac{di}{dt} = \frac{di'}{dt} = \frac{E-E'}{L}$$

Lorsque l'interrupteur est ouvert, le courant $\langle\langle i' \rangle\rangle$ devient nul et le courant $\langle\langle i' \rangle\rangle$ décroît avec une pente constante :

$$\frac{di'}{dt} = \frac{-E'}{L}$$

La valeur moyenne du courant dans la charge est :

$$\frac{I}{R} = \frac{E'}{R} - \frac{E' \cdot TI}{T}$$

La valeur moyenne du courant primaire

$$I' = \frac{E'}{E} - \frac{E^2}{E \cdot R} - \frac{E^*}{R} - \frac{T_1^2}{T_2^2}$$

En pratique, d'une part la résistance de l'inductance n'est pas nulle, d'autre part, le condensateur ne peut garder sa charge. La tension E' croît lorsque l'interrupteur est fermé, puis décroît lorsque l'interrupteur est ouvert. On aura une ondulation résiduelle de la tension de sortie. Les courants $\ll i \gg$ augmentent de façon non linéaire, le courant $\ll i \gg$ décroît aussi non linéairement.

On minimise l'ondulation résiduelle de la tension de sortie en augmentant soit le condensateur C , soit la fréquence élevée demande des circuits de commande plus rapides et diminue le rendement à cause des plus grandes pertes dans les contacts électroniques en haute fréquence.

II.3 Hacheur Survolteur :

Le hacheur survolteur permet d'élever une tension continue. La simplicité de ce circuit a répandu son usage dans les applications qui demandent la figure (II.7) illustre le schéma de principe. L'inductance "L" est en série avec l'alimentation. L'interrupteur statique est en parallèle avec la charge "D", intercalée entre la charge et l'interrupteur bloque le retour du courant lorsque l'interrupteur est fermé. Le condensateur "C" permet de garder la tension aux bornes de la charge lorsque le courant i_D est coupé.

"C" est assez élevé pour maintenir une tension constante $V_D = E'$ à la sortie. En régime permanent, cette tension "E" doit être supérieure à l'alimentation E (la résistance de charge R_L doit être élevée par rapport à la résistance équivalente du circuit primaire, composée de la résistance de l'inductance et de la résistance de l'interrupteur statique fermé, sinon le raisonnement suivant ne sera pas valable.

Pendant le temps t_1 , l'interrupteur est fermé, la tension V_L est nulle, le courant i croît dans l'inductance "L" avec une pente constante :

$$\frac{di}{dt} = \frac{E}{L}$$

La tension aux bornes de l'inductance étant égale à E , le courant i_D est nul à cause de la diode polarisée en inverse.

Lorsque l'interrupteur s'ouvre, la continuité du courant "i" doit être maintenue dans l'inductance. La tension aux bornes de l'inductance augmente brusquement avec inversion de polarité. La diode $\ll D \gg$ devient polarisée en direct, et conduit.

Si on néglige la chute de potentiel aux bornes de la diode, la tension aux bornes de l'inductance, "L" devient:

$V_L = E - E'$; pendant le temps T_2 ou l'interrupteur est ouvert, le courant "i" dans l'inductance décroît avec une pente constante.

$$\frac{di}{dt} = \frac{E' - E}{L}$$

Le courant, "i" égale i_D et décroît car la tension E' est supérieure à E . LA tension de sortie à une valeur moyenne :

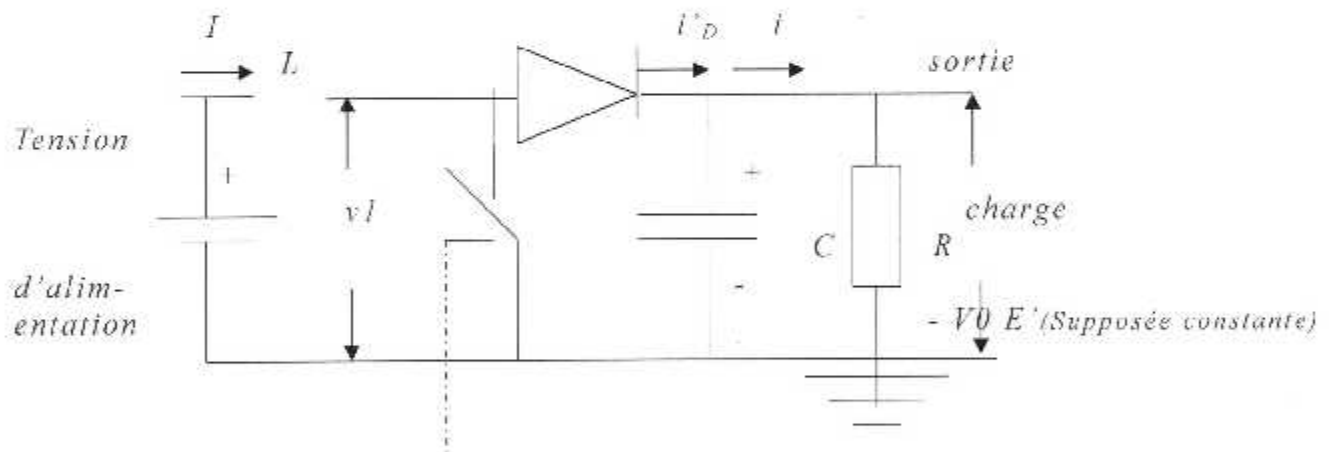
$$E' = \frac{E \cdot T}{T - T_1}$$

(Courbe de la figure 3 : la surface sous la courbe de "E" doit être égale à la surface sous la courbe de V_L).

Le système étant moyen de sortie I' est égale à :

$$I' = \frac{E'}{R} = \frac{I \cdot E}{E'} = \frac{I \cdot T}{T - T_1}$$

La tension de sortie est plus élevée que la tension d'entrée. Par contre, le courant dans la charge est plus faible que le courant primaire. Le circuit élève la tension, mais abaisse le courant.



**Interrupteur statique
Et commande**

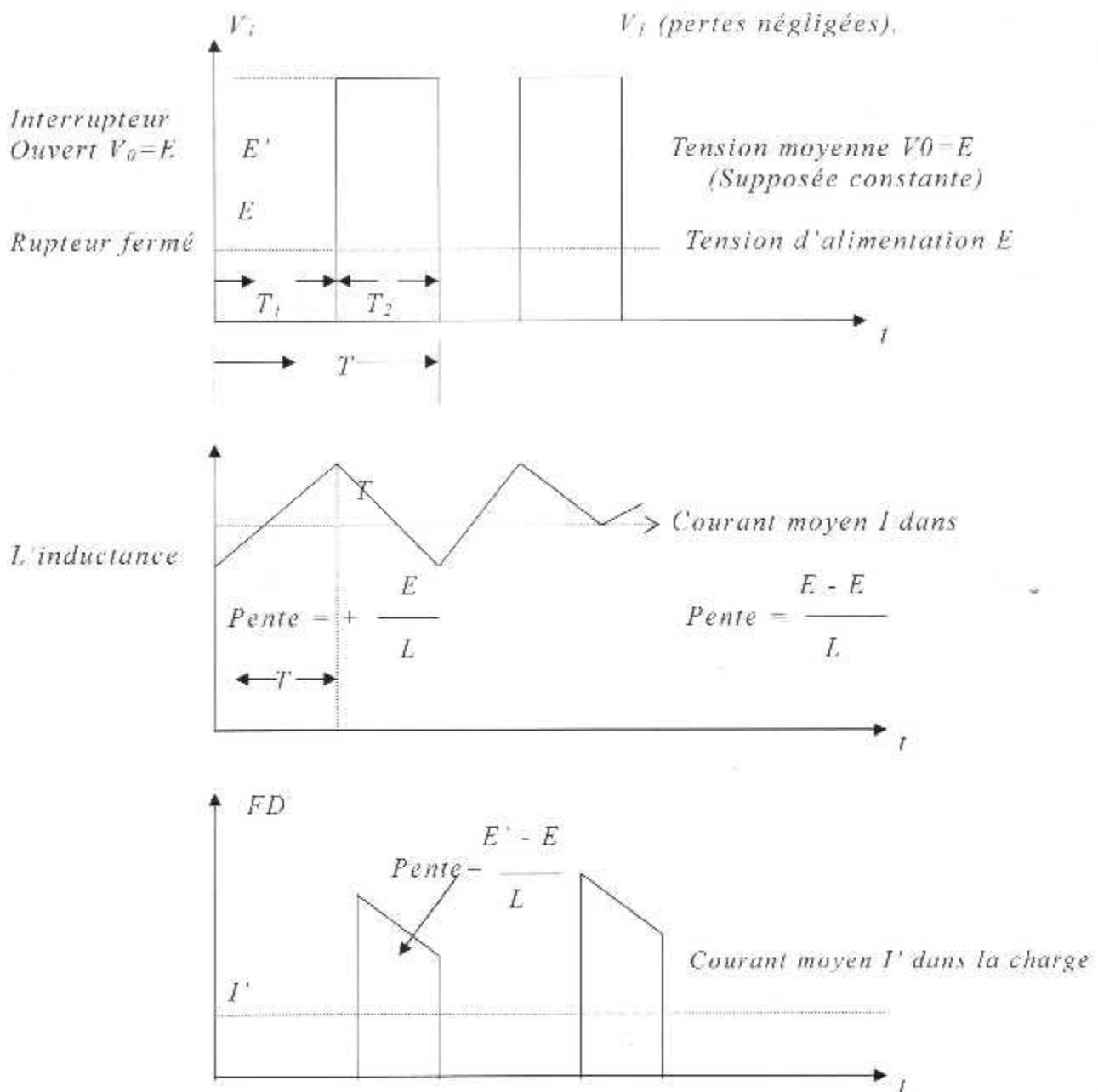


Fig (II.7) Principe du hacheur survolteur.

Un hacheur est un interrupteur statique qui permet de convertir une tension continue en une autre tension continue.

Le hacheur dévolteur abaisse la tension d'entrée avec moins de perte qu'un rhéostat. Le hacheur survolteur augmente la tension d'entrée de façon plus simple qu'un système d'onduleur et redresseur.

On retrouve l'hacheur dévolteur dans le contrôle de vitesse des automobiles électriques dans la plupart des moteurs à courant continu en industrie.

CHAPITRE III

hacheur pour moteur à courant continue

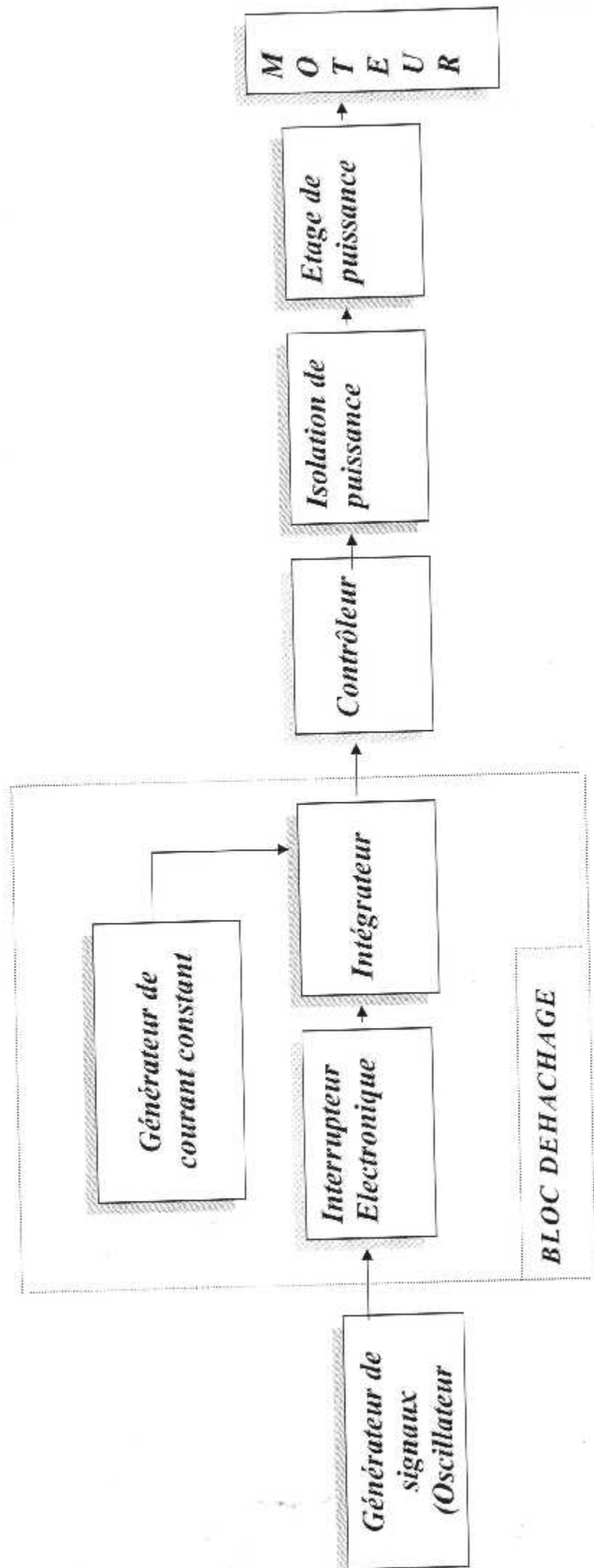


FIGURE (II.2) : SYNOPTIQUE D'UN HACHEUR POUR MOTEUR A COURANT CONTINU

III.2 Principe de fonctionnement :

De nombreux moteurs à courant continu de faible puissance sont les machines dont l'inducteur est un aimant permanent, dont à flux fixe. La vitesse de rotation d'un tel moteur ne dépend pratiquement que de la tension moyenne appliquée sur l'induit. En appliquant une tension continue permanente correspondant à la tension nominale du moteur, la vitesse de celui-ci sera maximale. Par contre, si à l'aide d'un dispositif quelconque, la tension n'est appliquée que pendant une période T_1 , puis interrompue pendant une période T_2 , on parviendra à doser la valeur moyenne de cette tension en créneau et donc la vitesse du moteur, les durées T_1 et T_2 , constituent la période complète T d'une fréquence de hachage généralement élevée qui peut atteindre plusieurs dizaines de Khz.

C'est là tout le principe du HACHEUR, véritable gradateur en courant continu.

Nous proposons de construire un tel convertisseur de puissance qui présente la particularité de disposer d'un couplage optique entre la partie commande et celle de puissance représentée par le moteur. On pourra donc alimenter ce dernier sous une tension plus élevée que celle du module électronique de commande. A l'aide d'un simple potentiomètre, il sera possible de faire varier la vitesse d'un moteur à courant continu de 0 à 10%.

Le schéma au grand complet est dévoilé sur la figure (III.4).

Le principe adopté est très proche de celui utilisé sur quelques systèmes industriels. On trouve, en premier lieu, un oscillateur Astable construit autour du circuit IC₁, le NE555. Sur sa broche 3, on dispose d'un signal rectangulaire asymétrique d'une fréquence dépendant de C₁, R₁, et surtout p₁ réglable.

Le transistor NPN T₁ inverse ce signal et commande directement la base du transistor T₂ utilisé ici en <<court-circuiter>> du condensateur C₃ de 150 nf. Ce dernier est chargé à courant constant grâce au dispositif construit autour de la diode Zener DZ₁.

Le signal au point test (3) est une dent de scie linéaire.

En raison de la décharge brutale et périodique du condensateur C₃, Elle est envoyée à travers la résistance R₆, sur l'entrée inverseuse de l'ampli_op, IC₂ utilisé ici en comparateur de tension.

Ce circuit reçoit également, sur son entrée non-inverseuse, une tension continue évoluant entre 0 et 12v, par l'intermédiaire du potentiomètre P3 chargé de régler la consigne de vitesse.

L'ampli_op, en régime saturé, délivre sur sa (point test 5), un signal carré complexe dont le rapport cyclique variable détermine précisément la valeur de la tension moyenne utilisée en sortie après isolation galvanique et amplification.

Le transistor T₄, est chargé de piloter la diode émettrice du coupleur optique IC3. Un circuit 4N 25 en boîtier DIL6. Le phototransistor, entre les broches 4 et 5, est chargé de mettre en œuvre l'étage Darlington, construit autour de T₅ et T₆ ce dernier un solide transistor de puissance.

III.3 SCHEMA ELECTRIQUE :

Figure III.2 : représente le schéma électrique d'un hacheur pour moteur à courant continu

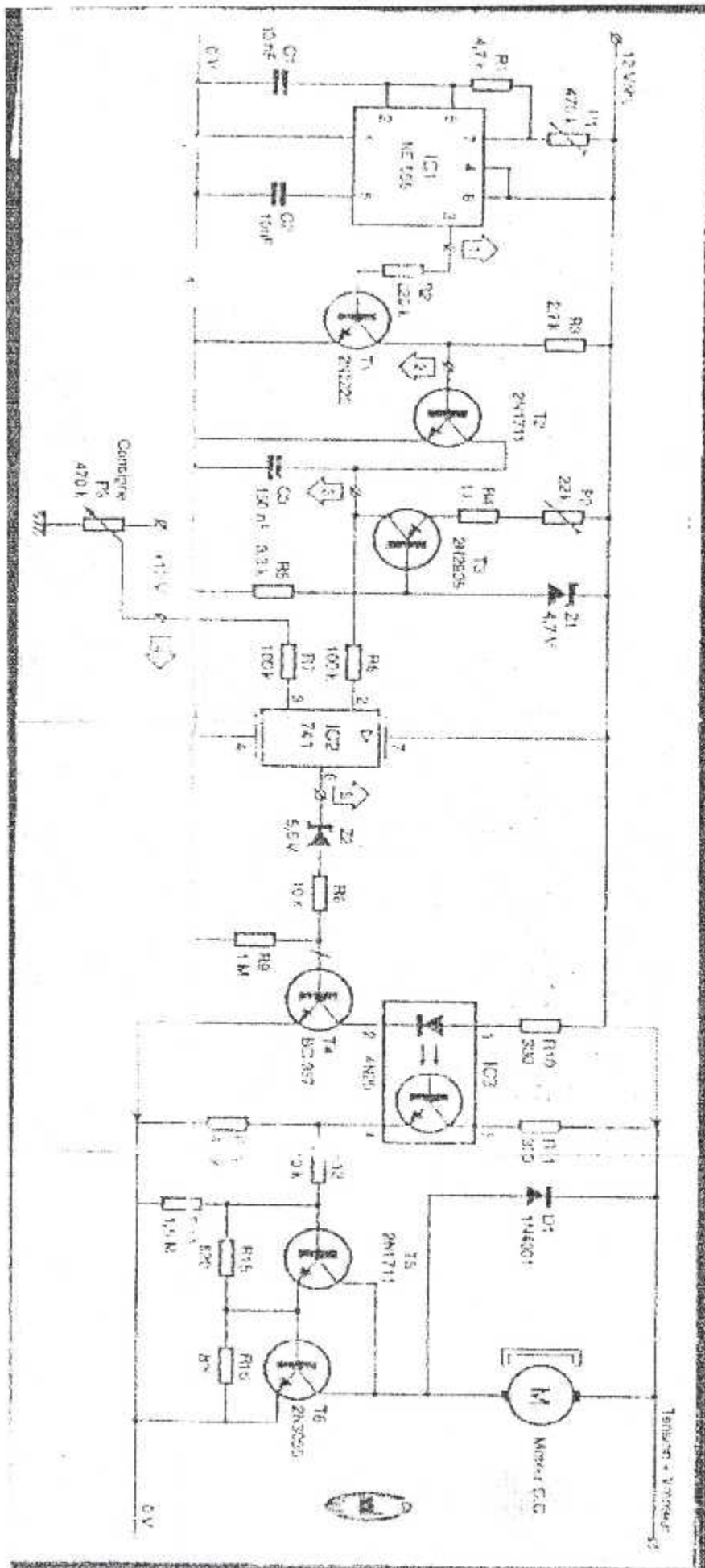


Figure III.2 : Schéma électrique.

111.5 Description générale des circuits utilisés

111.5.1 MULTIVIBRATEUR ASTABLE A CIRCUIT INTEGRE SPECIALISE

111.5.1.1 Principe du circuit intégré NE555

Le schéma interne simplifié du circuit intégré 555 est donné par la figure (111.1.)

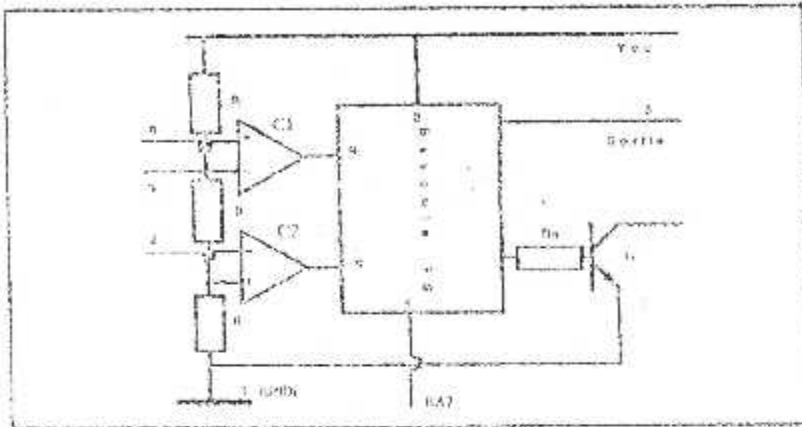


Figure (III.1) le schéma interne du circuit intégré NE555

A l'opposé de certaines habitudes, nous allons nous suffire d'une explication simplifiée de ce circuit qui est devenu de nos jours l'un des éléments clé pour générer des ondes de formes carrées et bien d'autres applications non moins intéressantes.

Le circuit intégré NE555 est constitué :

- ☞ D'un réseau forme de trois résistance égales qui permettent de fixer les niveaux de communication à $+(1/3)V_{cc}$ et $+(2/3)V_{cc}$;
- ☞ De deux comparateurs C_1 et C_2 sensibles aux niveaux de communication fixes par le réseau R-R-R.
- ☞ D'une bascule RS dont les entrées R et S sont commandées par les états de sortie des deux comparateurs C_1 et C_2 .
- ☞ D'un transistors Tr qui travaille en bloqué-saturé appelé transistors de décharge.

Ainsi quant on regarde le schéma interne du circuit intégré NE555, on constate que, tant qu'il y'a aucun signal externe injecté sur les entrées seuil (6) et trigger (2), l'état de sortie est au niveau haut (tension dont la valeur avoisine la tension d'alimentation).

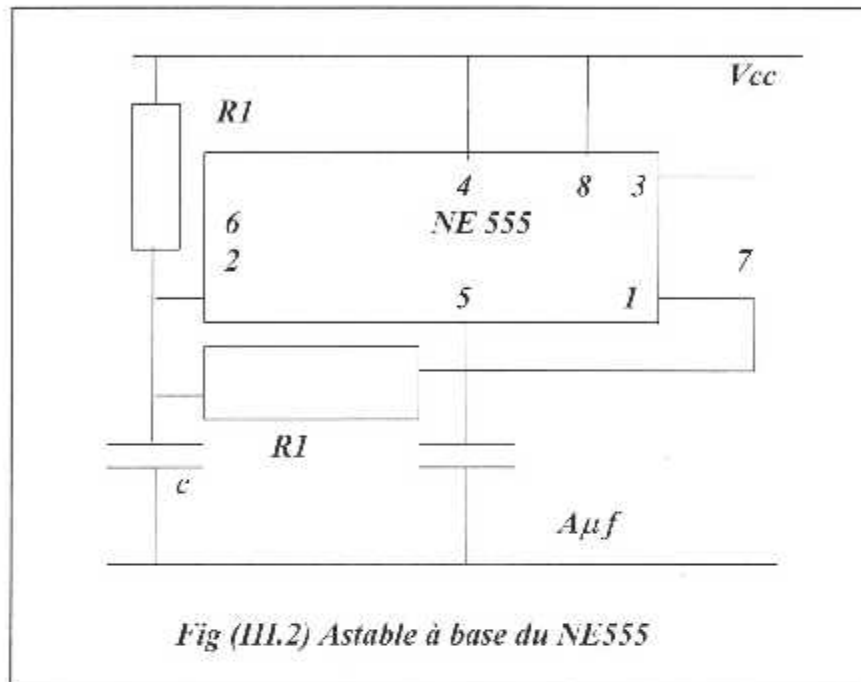
Par contre, quant on injecte une tension de valeur supérieure à $+(1/3)V_{cc}$ sur l'entrée trigger et simultanément une tension supérieure à $(1/3)V_{cc}$ sur l'entrée de la bascule RS est : $R = 1$ et $S = 0$, ce qui se traduit par un niveau bas à la sortie (3) du circuit intégré NE555. On utilisera cet arrangement pour faire fonctionner le NE555 en circuit Astable, générateur d'ondes de formes rectangulaires.

III.5.1.2 Circuit Astable NE 555.

Un tel circuit est schématisé par la figure (III.2).

Pour assurer un fonctionnement correct à ce circuit, il est impératif que $R_1 > 2R_2$.

Si ce cas de figure n'est pas rempli, le système ne pourra pas entrer en oscillation.



Au départ, l'état de sortie est au niveau haut, le condensateur C va entamer sa charge à travers la résistance R_1 pour essayer d'atteindre la tension d'alimentation $-V_{cc}$.

Avant que la tension aux bornes du condensateur n'arrive à cette valeur beaucoup de chose vont se passer.

En effet quand la tension aux bornes du condensateur dépasse légèrement $(1/3)V_{cc}$, par l'intermédiaire de l'entrée trigger (2), l'entrée <<S>> de la bascule RS passe à 0. L'entrée R par contre est toujours à <<0>>. Ceci fait que l'état de sortie de circuit Astable (figure III.2) est toujours au niveau haut. Le condensateur continue sa charge, quand la tension atteint et dépasse légèrement la valeur $(2/3)V_{cc}$. L'entrée R de la bascule R-S passe à <<1>>. L'entrée S est bien entendu toujours à <<0>>. Ceci fait que l'état complémentaire Q qui commande le transistor de décharge passe nécessairement au niveau haut. Le transistor T est saturé ($V_{cc}=0$), le collecteur est au même potentiel que la masse. Le condensateur est alors court-circuité par la résistance R_2 il va donc se décharger à travers cette dernière et la tension aux bornes de C devient nécessairement inférieure à $(2/3)V_{cc}$.

L'état actuel de l'entrée de la bascule RS est : $R = 0$ et $S = 0$, la sortie du circuit astable garde l'état antérieur qui était rappelons le, le niveau bas.

La décharge du condensateur va se poursuivre jusqu'à l'instant où la tension à ses bornes devient légèrement inférieure à $(1/3)V_{cc}$ (d'où la nécessité d'avoir $R_1 > 2R_2$).

A ce moment les états des entrées de la bascule RS deviennent $R=0$ et $S=1$.

L'état de sortie du circuit astable bascule du niveau bas vers le niveau haut. Par contre on a bien évidemment l'inverse qui se produit pour la sortie complémentaire.

On applique ainsi sur la base de transistor une tension nulle qui va l'emmener dans un état de blocage. Il n'y aura plus de courant sur son collecteur et tout se passe comme si la connexion qui lie la résistance R_2 et le collecteur du transistor T_1 a été supprimée. Le condensateur va donc voir une impédance infinie de côté de la résistance R_2 et ne va plus se décharger davantage.

Par contre il va se recharger à travers R pour arriver à la valeur $(2/3) V_{cc}$ qui assure le changement de l'état de sortie (3) du niveau haut vers le niveau bas. Ensuite, le cycle décrit ci-dessus se répète indéfiniment, tant qu'on alimente le dispositif astable.

On aura en sortie un signal de forme rectangulaire de période, et rapport cyclique imposés les composants externes R_1 , R_2 et C .

Pour mieux cerner l'explication du fonctionnement de ce dispositif astable, on donne sur la figure (III.3) l'allure des divers signaux mis en jeu.

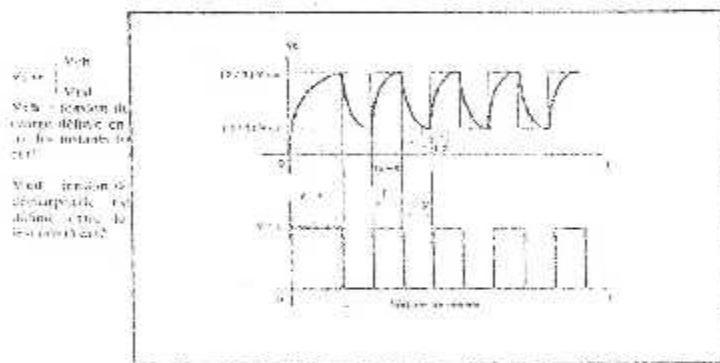


Fig. 3-12. Les divers signaux en jeu au travail d'un circuit astable.

Calcul de la période du signal de sortie :

Pour calculer la période T du signal de sortie, on calcule la durée T_1 de l'état haut et la durée T_2 de l'état bas

$$T = T_1 + T_2$$

Calcul de la durée T_1 de l'état haut :

On suppose que le régime permanent est atteint. L'origine des temps est prise à l'instant $T = t_0 = 0$ (voir figure III.3).

La durée T_1 est le temps que met le condensateur C pour se charger au potentiel $(2/3) V_{cc}$ en partant d'une tension initiale égale à $(1/3) V_{cc}$.

Donc la période sera :

$$T_1 = R_1 \cdot C \cdot \ln(2) \approx 0,69 \cdot R_1 \cdot C$$

Calcul de la durée T_2 de l'état bas :

La durée T_2 est représentative du temps que met la tension de décharge du condensateur pour passer d'une tension initiale égale à $(2/3) V_{cc}$ à une tension finale égale à $(1/3) V_{cc}$.

La décharge du condensateur C s'effectue à travers la résistance R_2

Donc la période est

$$T_2 = R_2 \cdot C \cdot \ln(2) \approx 0,69 \cdot R_2 \cdot C$$

Finalement la période du signal de sortie est exprimée par

$$T = (R_1 \cdot C + R_2 \cdot C \cdot \ln(2) \approx 0,69 \cdot C \cdot (R_1 + R_2))$$

III.5.2 Les amplificateurs Opérationnels.

III.5.2.1 Principes de base et application :

Les amplificateurs opérationnels, ont été conçus à l'origine pour réaliser des opérateurs d'additions, d'intégration...

On les utilise actuellement dans de nombreuses applications comme les amplificateurs à courant alternatif ou continu, les appareils de mesures, les oscillateurs.

III.5.2.2 Circuit Est Caractéristiques de Base :

La plupart des amplificateurs opérationnels sont des amplificateurs de différence qui comportent deux bornes d'entrée et une borne de sortie. L'appareil fonctionne avec eux alimentations qui possèdent une masse commune ainsi la tension de sortie potentielle évolue entre des valeurs positives ou négative par rapport à la masse. L'amplificateur opérationnel de type courant possède aux fréquences basses un gain d'environ 100.000. Il a une impédance d'entrée d'environ $1 \text{ M}\Omega$ et une impédance de sortie de quelques centaines d'ohms.

L'une des bornes d'entrée du système est affectée du signe moins car elle donne une tension de sortie en opposition de phase avec la tension d'entrée. si les signaux identiques sont appliqués simultanément aux deux entrées, la tension de sortie sera nulle pour amplificateur idéal car les deux signaux s'équilibrent mutuellement. Pour des signaux d'entrée quelconque la tension de sortie est proportionnelle à la différence entre les deux signaux, à savoir :

$$E_0^{(1)} = A_0 (e_1 - e_2).$$

A_0 – gain en boucle ouverte de l'amplificateur op.
(soit $A_0 = 100.000$)

e_1 – tension appliquée à la borne plus

e_2 – tension appliquée à la borne moins

On dit que cet amplificateur possède ses deux bornes d'entrée une masse virtuelle le mot <<virtuel>> est utilisé pour bien montrer que si la tension d'entrée est nulle ($v_i = 0$), le court circuit n'est traversé par aucun courant.

L'amplificateur opérationnel peut fonctionner comme un suiveur de tension de précision en le branchant comme un amplificateur non inverseur de gain unité.

III.5.2.3 Paramètres de l'amplificateur -opérationnel :

Un A.O idéal devrait avoir une impédance d'entrée infinie, une impédance de sortie faible, un gain infini, une bande passante infinie.

Les performances indiquées sur les fiches signalétiques sont les suivantes :

Gain En Tension A_0 En Chaîne ouverte :

Cette valeur qui exprime le gain de tension entre les bornes d'entrée et de sortie est exprimée le plus souvent en décibels. Les valeurs courantes du gain sont de 100.000 soit : 100 dB.

Impédance d'Entrée Z_{in} :

C'est l'impédance vue des deux bornes d'entrée. Sa valeur courante est de 1M.

Impédance d'Entrée Z_0 :

Sa valeur est de quelques centaines d'ohms.

Courant de Polarisation I_0 :

La plupart des amplificateurs opérationnels utilisent des étages d'entrée à transistor bipolaires qui utilisent des courants de polarisation très faibles. La grandeur de ces courants n'est qu'une fraction de microampère.

Tension d'Alimentation :

Les amplificateurs opérationnels utilisent deux alimentations distinctes dont les tensions sont comprises entre des limites maximale et minimale. Si ces tensions sont trop élevées, l'amplificateur peut être mis hors d'usage et si elles sont trop basses il ne fonctionne pas correctement. Des limites courantes sont de - 3v à + 15v.

Tension d'Entrée Maximale :

$V_{i (Max)}$ la tension d'entrée appliquée à l'amplificateur opérationnel ne doit pas dépasser les tensions d'alimentation sinon l'amplificateur risque d'être mis hors d'usage. Cette tension $V_{i (Max)}$ est en général inférieure à la tension d'alimentation de 1 à 2v.

Tension de Sortie Maximale :

$V_{o (Max)}$ si l'amplificateur est surchargé, il est alors à l'état saturé. Dans ces conditions sa tension de sortie est limitée par la tension d'alimentation, sa valeur $V_{o (Max)}$ étant inférieure à celle-ci de 1 à 2v.

Tension résiduelle d'entrée (tension d'offset V_{io}) dans l'amplificateur idéal, le signal d'entrée est parfaitement reproduit à la sortie, et la tension de sortie est nulle quand les deux entrées sont à la masse.

III.5.3 LES COMPAREURS :

III.3.3.1 Définition :

Le comparateur est un montage à deux entrées $e_1(t)$ et $e_2(t)$ et une seule sortie $s(t)$.

La tension $s(t)$ prend l'une ou l'autre des deux tensions de polarisation du montage, suivant le signe de la différence $[e_1(t) - e_2(t)]$ la représentation symbolique d'un comparateur à base d'amplificateur opérationnel est donnée en fig (III.5.2).

Si une des deux entrées est reliée à un potentiel fixe, est qu'on applique à l'autre un signal analogique (état haut ou bas) ; C'est ce qui constitue le principe de base d'un <<convertisseur analogique numérique>>.

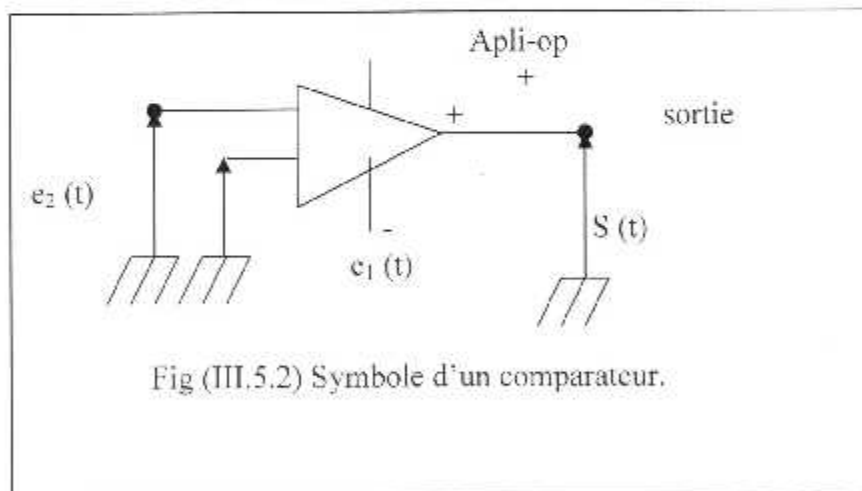


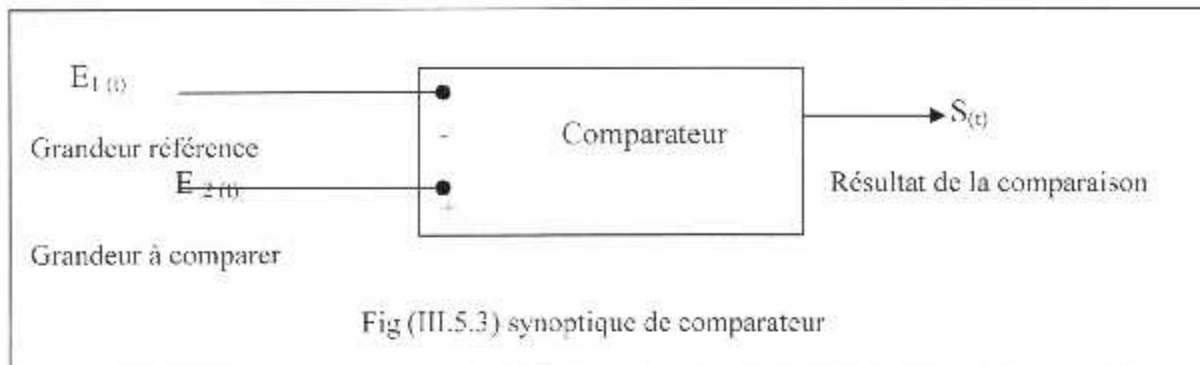
Fig (III.5.2) Symbole d'un comparateur.

III.5.3.2 Caractéristiques :

On distingue deux types de comparateur :

- 1- Les comparateurs inverseurs.
- 2- Les comparateurs non inverseurs.

Le comparateur se dit généralement d'un système à deux entrées, tel que la première représente la grandeur de référence (courant ou tension), et sur la deuxième, on applique la grandeur à comparer une sortie qui peut avoir deux états possibles.



Les comparateurs sont généralement conçus à base d'amplificateur opérationnel vu les caractéristique de ces derniers (impédance d'entrée élevées, impédance de sortie petit et la disponibilité de deux entrées on distingue deux types de comparateurs :

– Comparateurs inverseurs.

– Comparateurs non inverseurs.

La fig (III.5.3) représente les caractéristiques de transfert (les chronogrammes de $e(t)$ et $s(t)$ de ces deux types de comparateurs).

Niveau bas c.à.d (v) chaque fois que la tension $e(t)$ inférieur à V_{ref} . La tension de référence peut être positive ou négative si $V_{ref} = 0$, le comparateur est appelé <<détecteur de passage par zéro, on détecteur de polarité>>

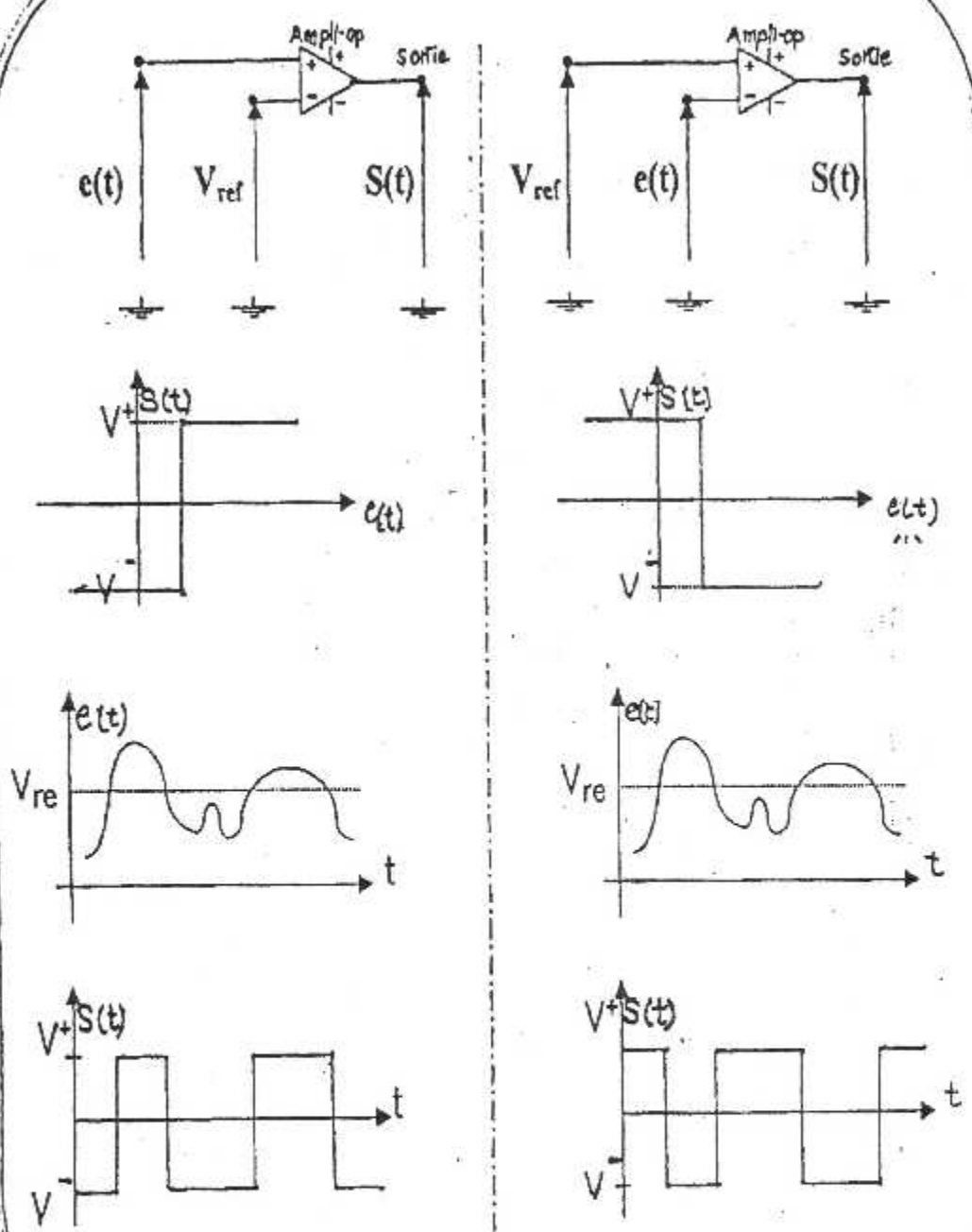
III.5.3.3 Limitation des comparateurs à des amplificateurs opérationnels:

Dans la majorité des cas, les comparateurs sont conçus à partir d'amplificateurs opérationnels, les transitions du signal de sortie $s(t)$ ne se fait pas de façon instantanée, mais prennent un certain temps pour passer d'un état à un autre, la durée de la transition est principalement en fonction du SLEWRATE de l'amplificateur utilisé.

III.5.3.4 Quelques applications du comparateurs :

a- Détecteur de niveau.

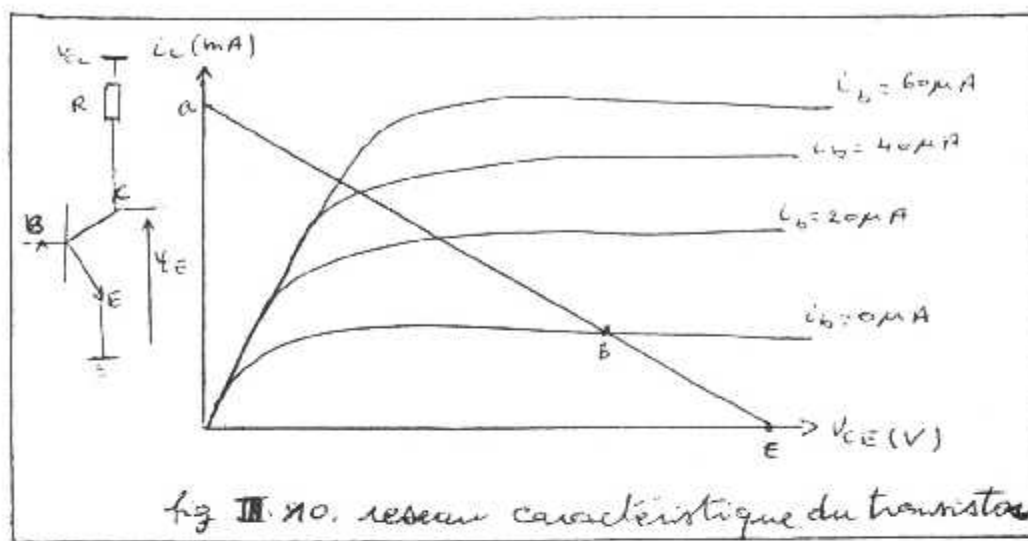
b- Double indicateur de niveau.



a- Comparateur non-inverseur | b- Comparateur inverseur

Figure (1.8) : Caractéristiques des deux types de comparateurs

III.5.4 Transistor en régime de commutation :



> Etats du transistor :

Etat bloqué :

C'est un état tel que $V_{CE} = U$, et $I_c = I_{CBO}$

C'est l'état est obtenu pour un courant de base nul ;

Etat saturé :

Le courant du collecteur est limiter par la $I_c = \frac{U - V_{CESAT}}{R_{charge}}$ charge

Cet état est obtenu pour une intensité $I_b > \frac{I_c}{\beta}$, pour un transistor de type

2N17111, la tension V_{CESAT} aux bornes du transistor est de l'ordre de 0,3v

Condition de saturation :

Soit le réseau de caractéristique d'un transistor branché en émetteur commun, figure 2. On put distinguer plusieurs zones de fonctionnement sur la droit de la charge. Si la tension base-émetteur est nul ($I_b = 0$ et $V_{CE} = E$, (E tension d'alimentation).

Dans ces condition, on dit que le point de fonctionnement se trouve en (B). Si la tension base-émetteur, est supérieur à la tension de seuil, le courant de (I_b) bas commence à circuler, si (I_b) à une valeur suffisamment élevée. Le point de fonctionnement se fixe en (a) : on dit alors que ke transistor est à l'état saturé. le courant du collecteur (I_b) prend la valeur maximale (I_{CSAT}) et $V_{ce} = v_{Vesat} = 0V$. A l'état bloqué, le transistor se comporte comme un Interrupteur ouvert a l'état saturé, le transistor se comporte comme un interrupteur fermé non parfait.

III.5.5 Les Coupleurs Optiques :

III.5.5.1 Introduction :

Le premier but optique est d'éliminer les retours de masse ou de parer à l'effet néfaste du bruit électrique dans une multitude d'application. Il est donc utilisé comme élément d'interface sur les lignes de transmission de données entre un circuit logique et les périphériques, comme commutateur ou détecteur pour les lignes téléphoniques

Dans les systèmes de commande industriels, on le retrouve comme composant pour servir à l'isolation de masse entre les blocs d'alimentation, au changement de niveau logique entre différents appareils, ou comme relais statique pour les circuits de puissance.

Dans le domaine des applications linéaires, l'opto coupleur sert d'isolateur pour les signaux analogiques ; il sert aussi dans les appareils médicaux électroniques ou dans d'autres appareils comme les convertisseurs, analogique à numérique ou vice versa.

III.5.5.2 Principe et Pertinence d'Utilisation du Coupleur Optique :

III.5.5.2.1 Principe :

La figure (III.5.1) illustre le principe d'un coupleur optique un signal électrique, reçu d'un appareil de commande, est transformé en signale lumineux (ou infrarouge) et devient alors émetteur optique.

Il se propage dans l'air, le plastique ou le verre jusqu'au récepteur optique. C'est à dire un photo détecteur, qui le retransformé en signale électrique.

Le signal électrique sera transmis à la machin commandée.

La réparation physique, par l'air, le plastique ou le verre entre l'émetteur et le récepteur optique, permet une isolation électrique entre le signal à l'entrée et le signal à la sortie.

Il ne doit y avoir aucune connexion de fils pour relier les deux circuits. Le transfert de signal se fait entièrement de manièreée optique.

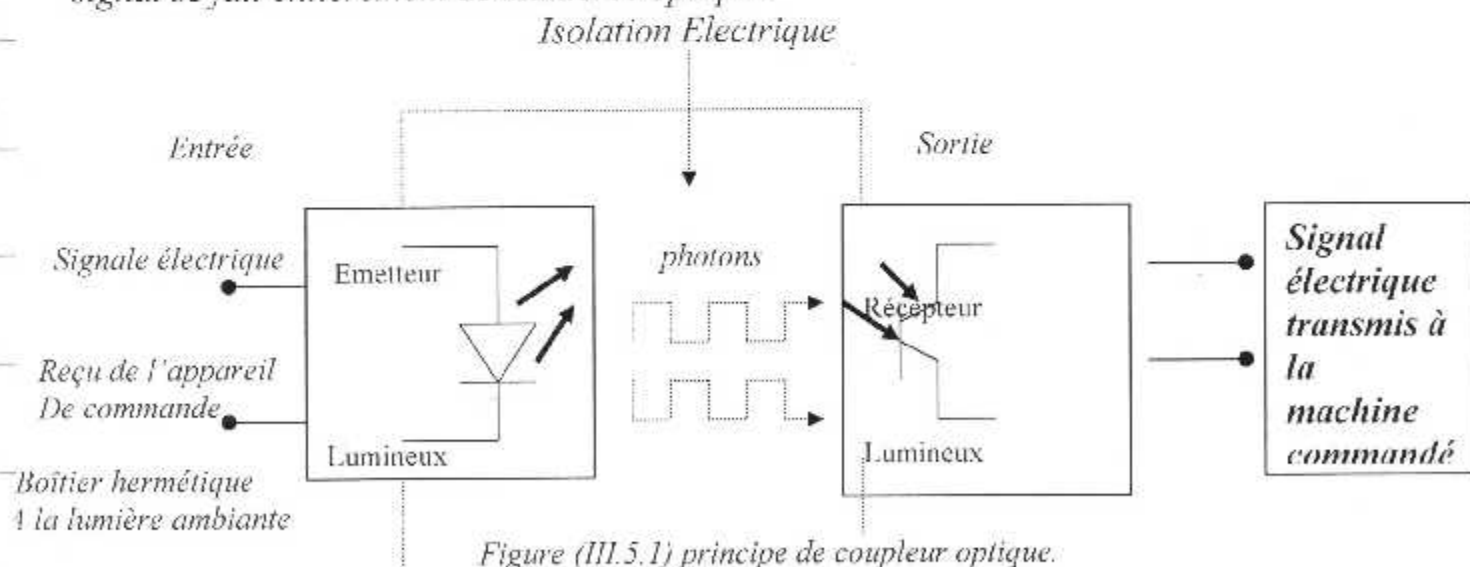


Figure (III.5.1) principe de coupleur optique.

III.5.5.2.2 Isolation électrique :

Un des avantages de l'opto coupleur est l'isolation électrique entre les deux circuits en question. Dans le montage traditionnel de la figure (III.5.2), on connecte directement la sortie du signal de commande à l'entrée du circuit de puissance. La protection du circuit de commande à l'occasion d'un bris du circuit de puissance, est difficile.

Un cas de bris possible du trias est le suivant (fig III.5.2) : le terminal MT_1 est directement connecté de la jonction et il y a un court circuit entre terminal MT_1 et grille de commande. Inévitablement le transistor T_2 de la sortie se brise à cause de la surtension. Si T_2 se brise ouvert (entre les jonctions collecteur et émetteur). La surtension de 110v se répercute, à travers T_1 , sur le régulateur de tension de + 5v et plusieurs circuits précédents. Les protections par diodes, en plus de R_1 , s'errèrent insuffisantes.

Grâce au couplage optique, l'isolation entre le circuit de commande électrique, est transformée en un signal lumineux par une diode électroluminescente.

La photo détectrice du circuit de puissance détecte le signal lumineux et le retransforme en signal électrique pour actionner le trias.

L'isolant est constitué par la source lumineuse ; En éloignant suffisamment l'un de l'autre ces deux éléments, on peut assurer l'isolation jusqu'à 5000v. Si on les éloigne trop, on diminue la sensibilité du système pour certains types d'opto coupleurs, l'isolation atteint 50 KV.

III.5.5.2.3 Isolation Contre le Bruit Electrique :

Pour plus de sécurité, on utilise deux sources d'alimentation ainsi que deux masses différentes pour les deux circuits. Il n'y a aucune connexion électrique commune entre le circuit de commande et le circuit de puissance. Dans la figure <<C>>, la masse 1 est différente de la masse 2. L'une des deux masses ou les deux sont flottantes par rapport à la mise à la terre. Les alimentations 1 et 2 ne proviennent pas de la même source : on n'utilise pas le même transformateur, sinon l'isolation se limite à l'isolation entre les bobinages secondaires du transformateur.

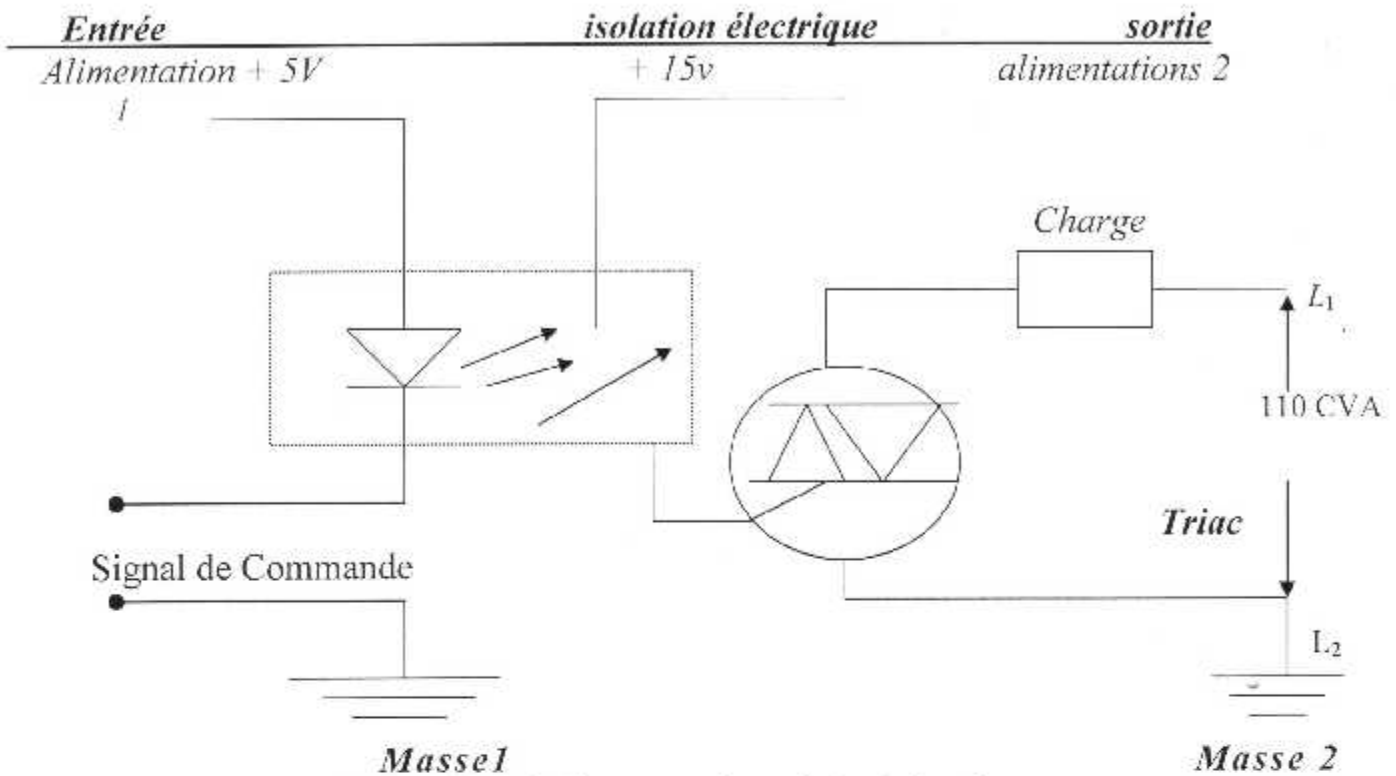


Fig. (III.5.2) Opto coupleur à base de triac

Un avantage évident des deux masses différentes est l'isolation contre le brut électrique causé par le retour de masse. En effet, une différence de potentiel entre deux points de masse d'énormes dans le milieu industriel : le courant de boucle qui se crée dérange le signal.

III.5.5.3 Description de l'opto coupleur.

III.5.5.3.1 description :

L'opto coupleur doit être considéré comme un élément de transfert de signal dont l'entrée et la sortie sont électriquement isolées l'une de l'autre par un couplage optique. En général, l'entrée est composée d'une diode électroluminescente (D.E.L) opérant dans l'infrarouge. La sortie est un photo détecteur, c'est à dire une photodiode, un phototransistor, un photo Darlington ou un photo thyristor (la photo résistance est peu employée) ; La diode électroluminescente et le photo détecteur sont reliés optiquement, mais l'espèce qui les sépare, composé de plastique ou de verre, n'est pas accessible.

III.5.5.4 Critères de Performance et de Sélection :

Les trois paramètres clés la sélection de l'opto coupleur sont :

- Le rapport de transfert de courant (current transfer ration), qui est le gain en courant exprimé en pourcentage.
 - La vitesse d'opération, donnant la rapidité de la réponse de la sortie
 - La tension d'isolation, la force d'électrique entre l'entrée et la sortie.
- Les valeurs paramètre pour différents types d'opto coupleurs. (voir annexe).

III.5.5.4.1 Rapport de Transfert de Courant :

Sauf pour le cas du photo thyristor, le rapport du transfert de courant est le quotient du courant de sortie par le courant de la diode électroluminescent à l'entrée (en %). Dans l'exemple de la figure (III.5.3), le courant à l'entrée $I_i = 2mA$; le courant au collecteur $I_c = 15mA$.

Soit le rapport de transfert de courant CTR (%) :

$$CTR (\%) = \frac{I_{\text{sortie}}}{I_{\text{entrée}}} \times 100 = \frac{I_c}{I_i} \times 100 = \frac{15mA}{2mA} \times 100 = 750\%$$

Il faut porter une attention particulière à la saturation, dans les calculs d'application. Le photo Darlington de la figure (III.5.3) : à une tension de saturation $V_{CEsat} = 1V$, d'où : $V_{RLmax} = V_{CC} - V_{CEsat} = 4V$

$$Et I_{cmax} = I_{Rimax} = \frac{V_{RL}}{R_L} = \frac{4V}{100\Omega} = 40mA$$

Dans l'exemple de la figure (iii.5.4)

Même si le courant I_i augmente à $10mA$, on ne peut avoir plus que $40mA$ à la sortie. Ainsi pour $I_i = 10mA$ par exemple.

$$CTR\% = \frac{I_c}{I_i} \times 100 = \frac{40mA}{10mA} \times 100 = 400\%$$

Lorsque l'élément de sortie se sature, le rapport de courant baisse.

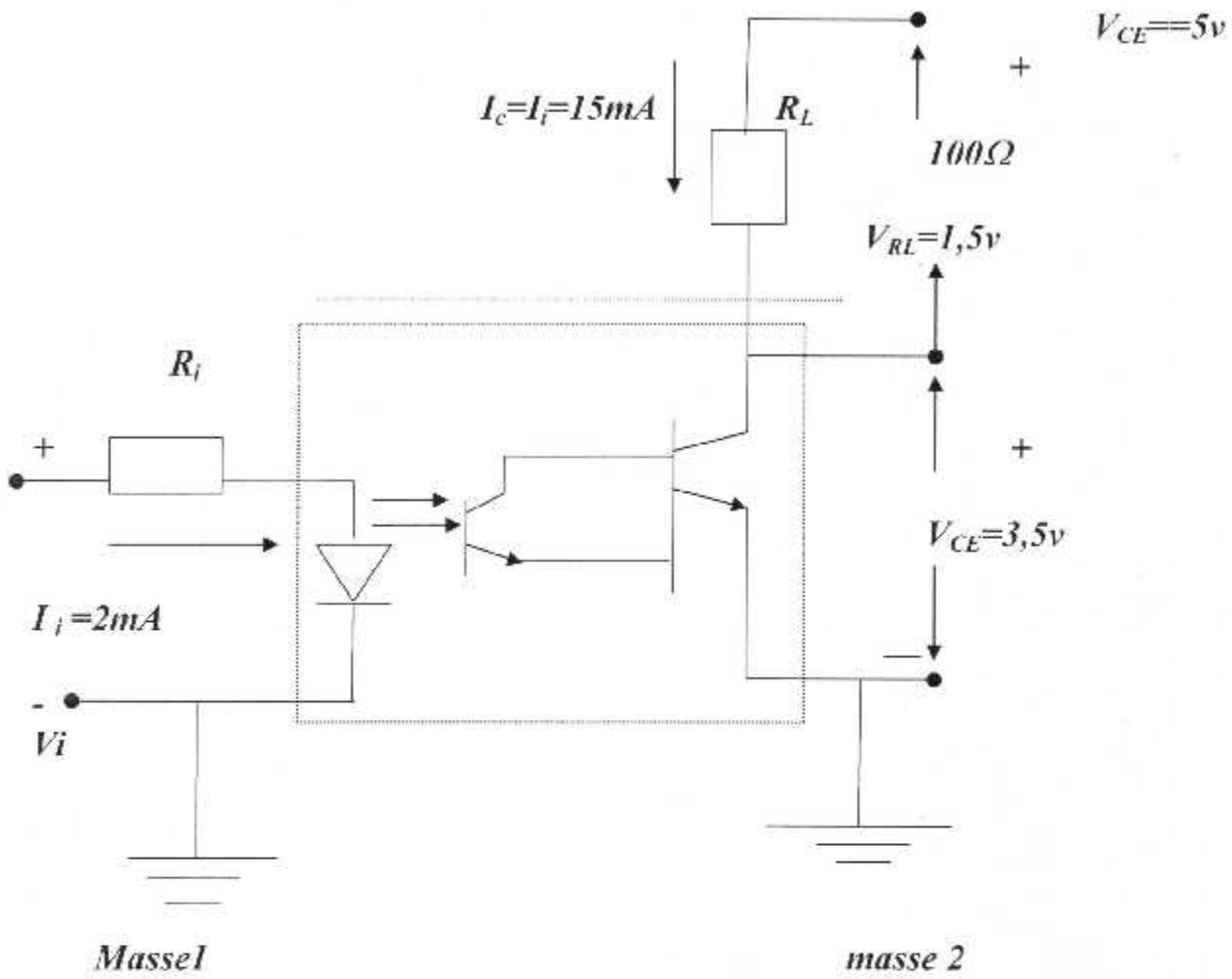


Fig. (III.5.3) sortie non saturée

$$CTR (\%) = \frac{LO}{Li} \times 100 = \frac{15mA}{2mA} \times 100 = 720\%$$

$$V_{CE} = 5V$$

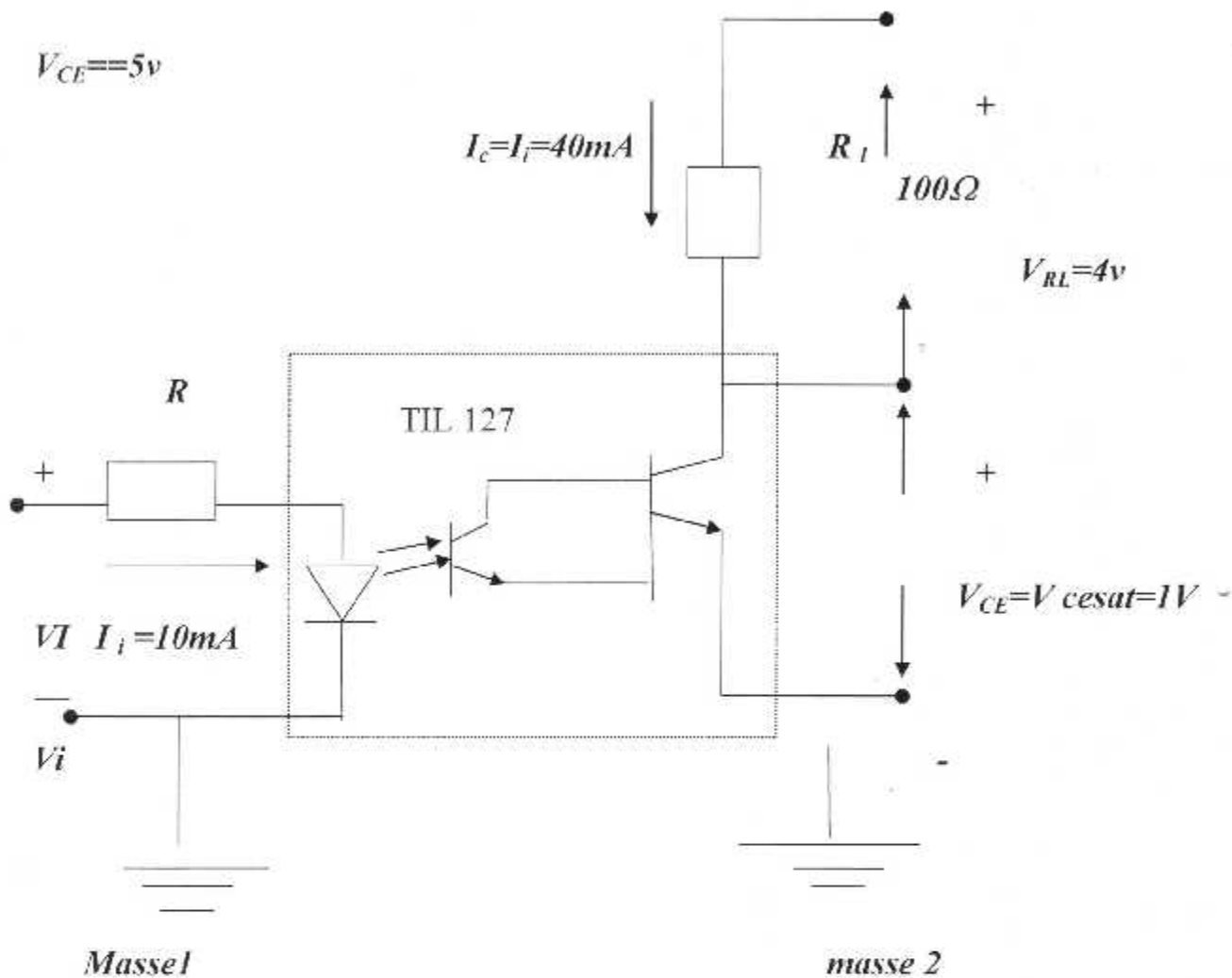


Fig (III.5.4) sortie non saturée

Le courant I_i étant élevé, la sortie peut saturer et le rapport de transfert de courant baisse.

$$CTR (\%) = \frac{I_o}{I_i} \times 100 = \frac{40mA}{10mA} \times 100 = 400\%$$

Les opto coupleur avec sortie à photodiode accusent des portes de transfert plutôt que des gains. En pratique, ces photodiodes sont reliées à un amplificateur (à un ou deux transistors) ou à des portes logiques, pour permettre de grands rapports de transfert (de 7% à 400% pour les amplificateurs à transistor, de 400% à 700% pour les portes logiques) et obtenir inhérente à la photodiode.

Les opto coupleurs avec sortie à phototransistor occasionnent aussi des pertes de transfert (rapport de transfert : 10% à 100%). Avec une sortie Darlington, ils donnent des gains de transfert de 100% à 800%, mais la réponse est lente.

Les opto coupleurs avec sortie à photo thyristor ont des rapports de gain de transfert qui atteignent théoriquement l'infini lorsqu'ils y a déclenchement. On exprime le gain plutôt sous forme de courant minimum de déclenchement à l'entrée (10 à 30mA). Les opto coupleurs permettent de très grands gains en courant et peuvent actionner de petites charges (200 à 300mA) ou déclencher un triac.

III.5.8.4.2 Vitesse d'opération :

La vitesse de commutation dépend de la charge. Elle est exprimée sous plusieurs formes : temps de montée et de descente ; largeur de bande fréquence maximum d'opération, taux de bits par seconde.

Dans de dernier cas : chaque transistors du niveau de logique de 0 à 1 ou de 1 à 0 est considérée comme un bot. Ainsi, un taux de 10 millions de bits par seconde est Oéquivalent à une fréquence de 5MHZ.

Les opto coupleurs les plus rapides sont à photodiode, avec sortie à amplificateur à transistors (150 KHZ à 1 MHz) ou à porte logique (100KHZ à 5 MHz soit 0,2 mégabits/s à 10 mégabits /s).

La sortie à phototransistor permet des fréquences d'opération jusqu'à 500 KHZ la sortie à Darlington, jusqu'à 10 KHZ.

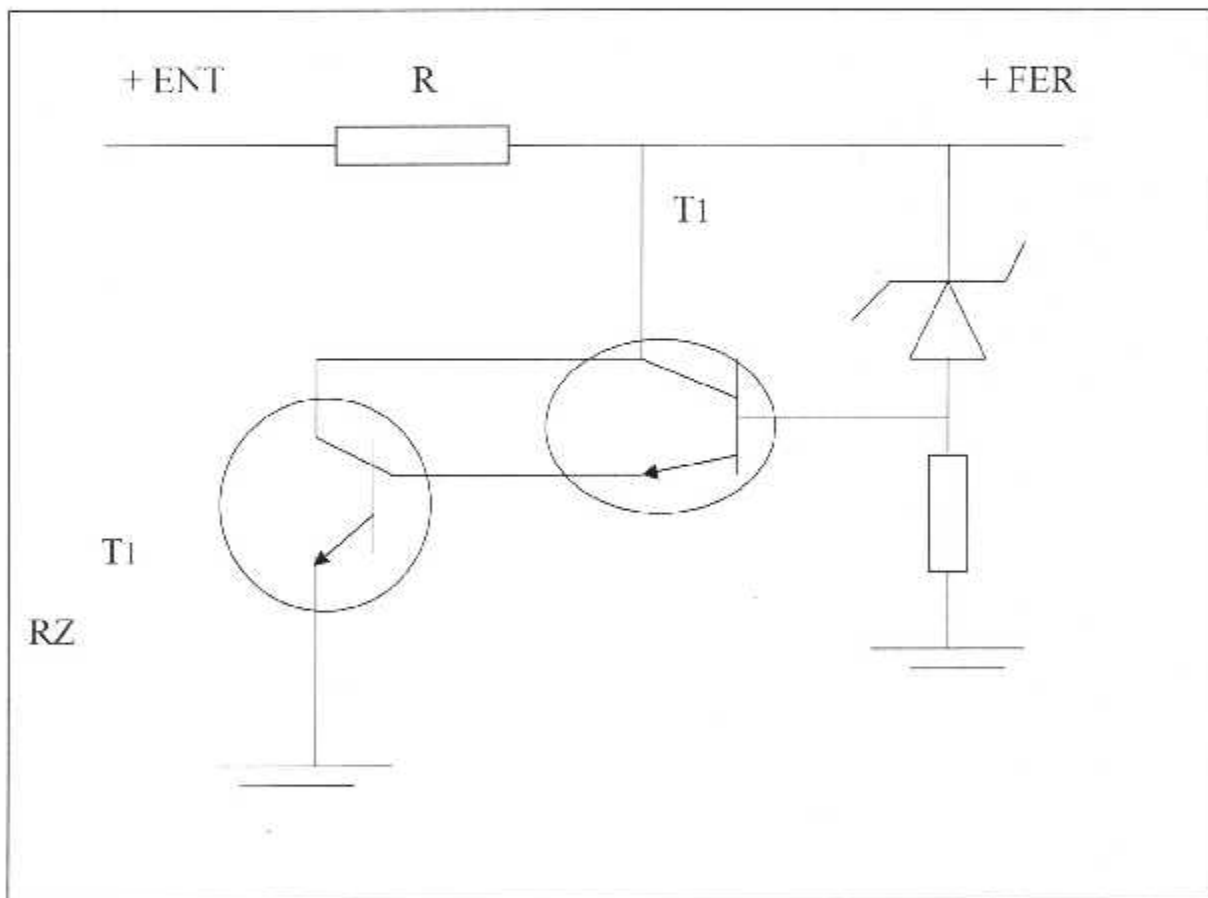
Pour les sorties à photo thyristors, on parle plutôt de temps déclenchement -2 à 20 ms), soit le retard du signal à la sortie sur le signal à l'entrée.

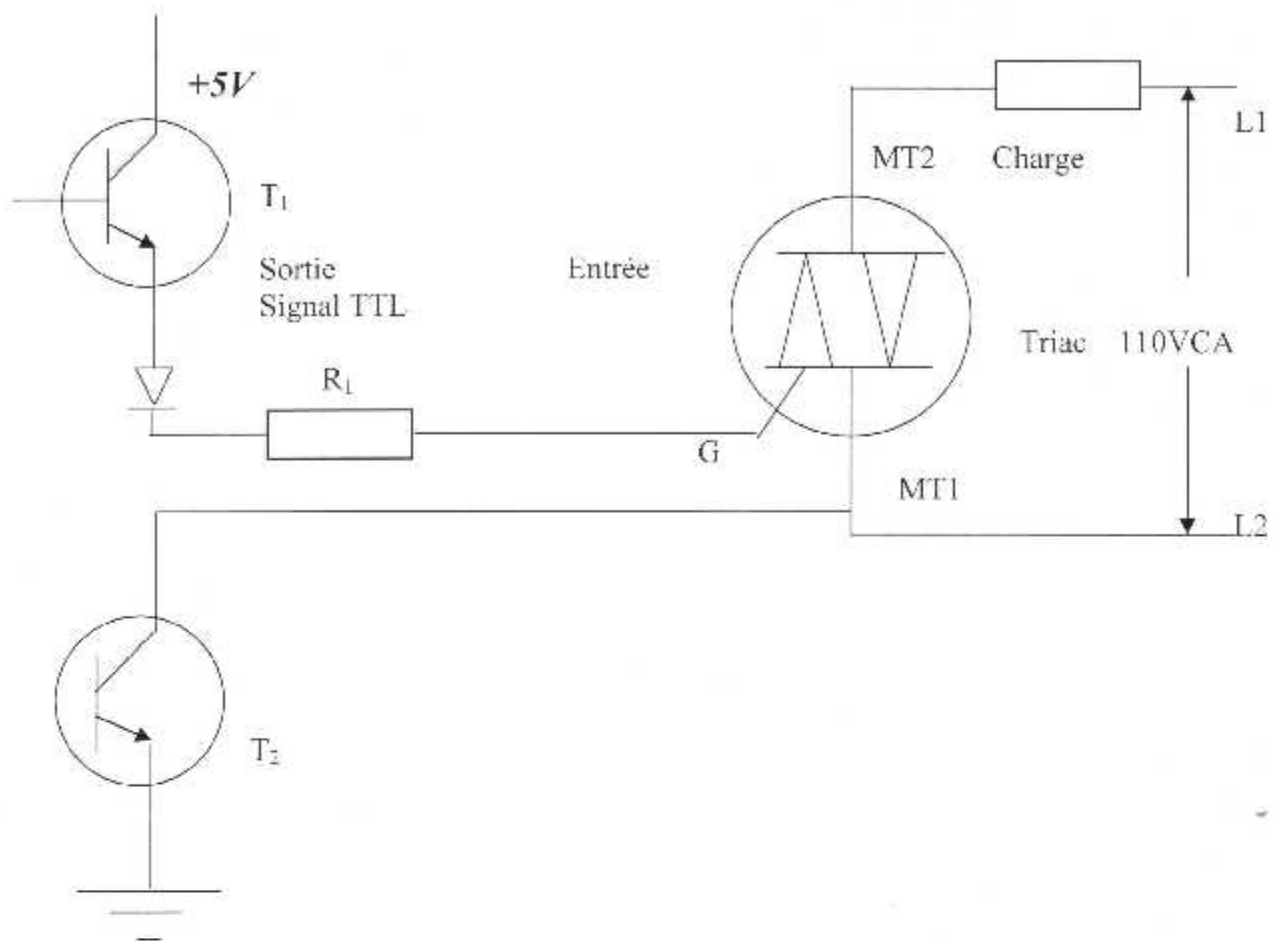
III.5.8.4.3 Tension d'Isolation :

Les opto coupleurs ans les petits boîtiers de plastique (D.I.L) permettent des isolations électriques de 1000 volts à 5000 volts, ou le peu d'espacement entre l'émetteur et le récepteur. Avec des boîtiers spéciaux, l'isolation est indiquée soit en tension continue soit en tension alternateur.

III.5.7 Montage DARLINGTON :

Lorsqu'il est nécessaire de régler des courants plus importants, ou si le gain du transistor est trop faible, en configuration, Darlington (fig III.5.7), le gain total en courant est sensiblement égal au produit des gains des deux transistors, ($\beta_{\text{total}} = T_1 \cdot \beta T_2$). on constat que dans un régulateur SHUNT, la partie << électronique >> à rein à craindre d'un court-circuit en sortie ER puisque dans ce cas la dissipation de cette section sera réduit à zéro, seul la résistance R devra dissiper toute la puissance et il suffit qu'elle en soit capable (ainsi que l'alimentation non régulée située en amont : (Transformateur, redresseur).

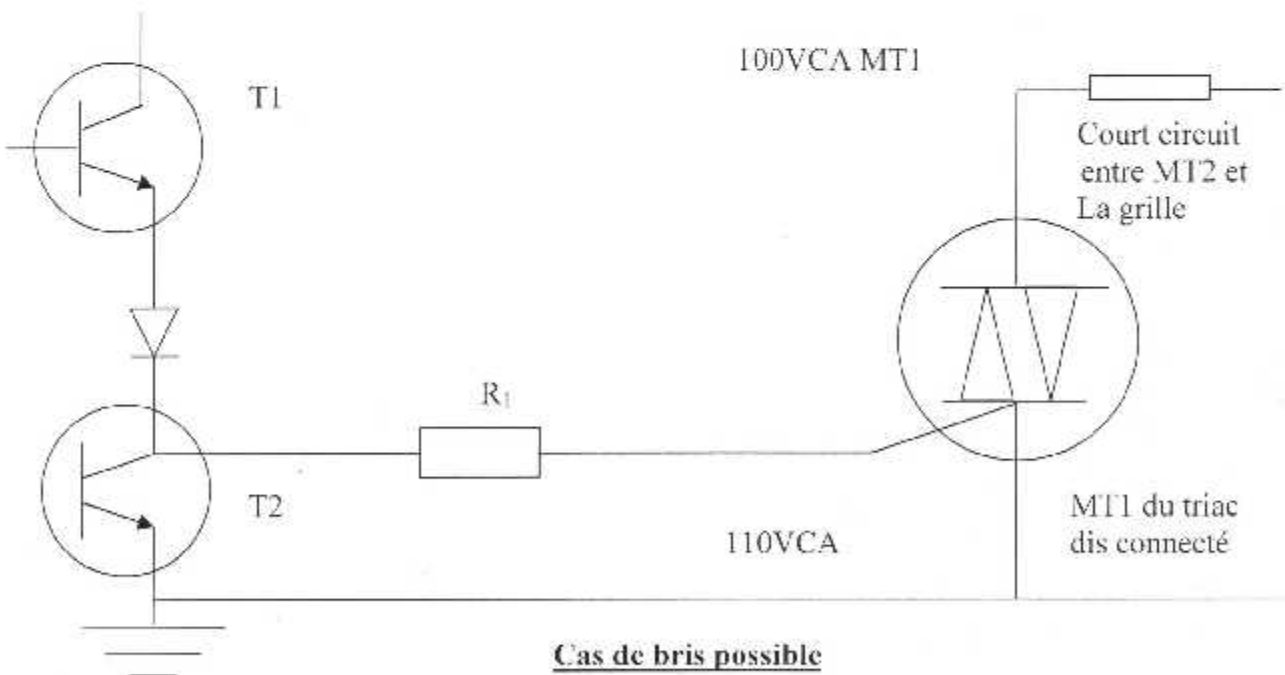




Circuit de commande

Circuit de puissance

Connections directes charge



Cas de bris possible

Fig(III.5.5) Couplage entre deux circuits

CHAPITRE IV

ANALYSE THEORIQUE

IV. 1 Calcul de période du générateur de signaux (Astable NE555) :

Pour calculer la période T du signal de sortie, il suffit de calculer la durée T_1 de l'état haut et la durée T_2 de l'état bas

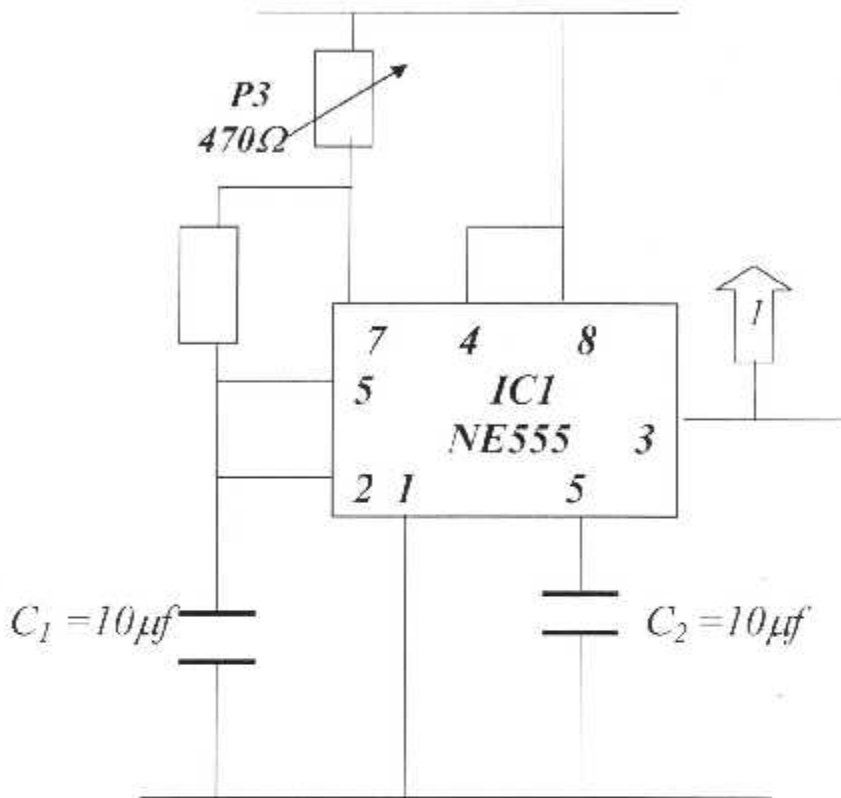


Fig iv.1 – Schéma interne du NE555-

A/ Evaluation de la durée T_1 maximale et minimale de l'état haut :

$T_1 = 0,69 (R_1 + P_1) C \dots \dots \dots (4.1)$

P_1 : ajustable.

Si $P_1 = 0$ alors : $T_1 = R_1 C \ln (2)$

$T_1 = 32,43 \mu s$

$T_1 = (R_1 + P_1) C 0,69$

$T_1 = 3275,43 \mu$

B/ Evaluation de la durée T_2 de l'état bas :

$T_2 = R_1 C 0,69 \dots \dots \dots (4.2)$

$T_2 = 32,43 \mu s$

La période total :

$T = 3307,86 \mu s$

Donc on aura une fréquence

$$F = \frac{1}{T}$$

$F = 302,31 \text{ Hz (si } P_1 = 470k)$

$$F = 15417,82 \text{ Hz (si } P12=0)$$

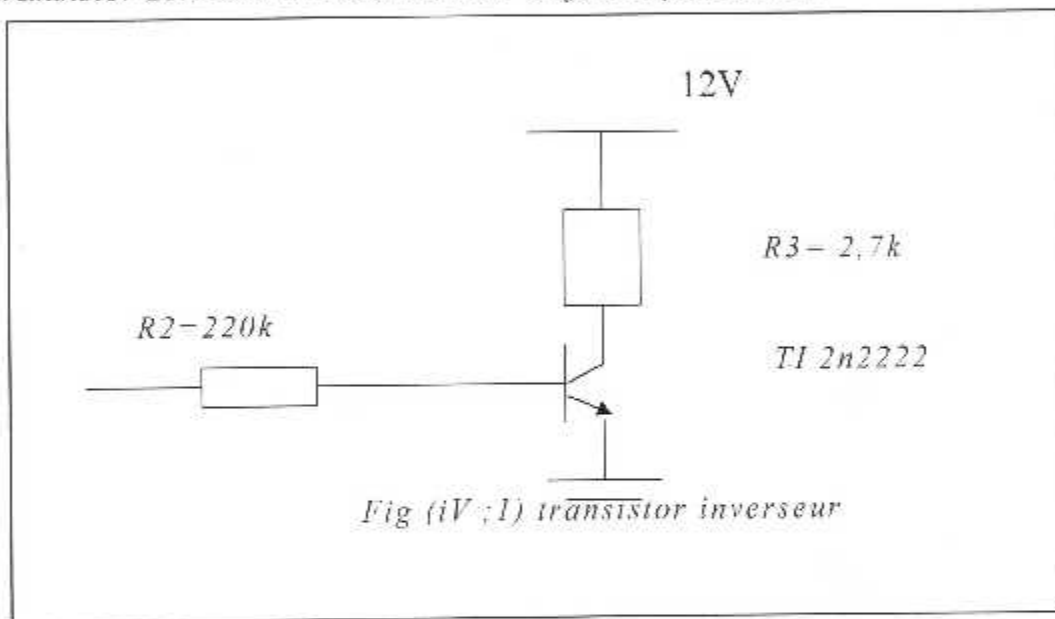
Rapport cyclique :

$$(4.3) \quad R = \frac{T_1}{T} = \frac{(R_f + P_f) C \ln(2)}{(2R_f + P_f) C \ln(2)} = \frac{R_f + P_f}{2R_f + P_f}$$

done on aura : $0,5 < r < 0,99$

IV. 2 calculs du Courant de base I_B de T_1 :

Le transistor 2N2222 est un transistor de faible puissance.



On a :

$$V_{cc} = R_2 I_B = V_{BE} \quad (4.4)$$

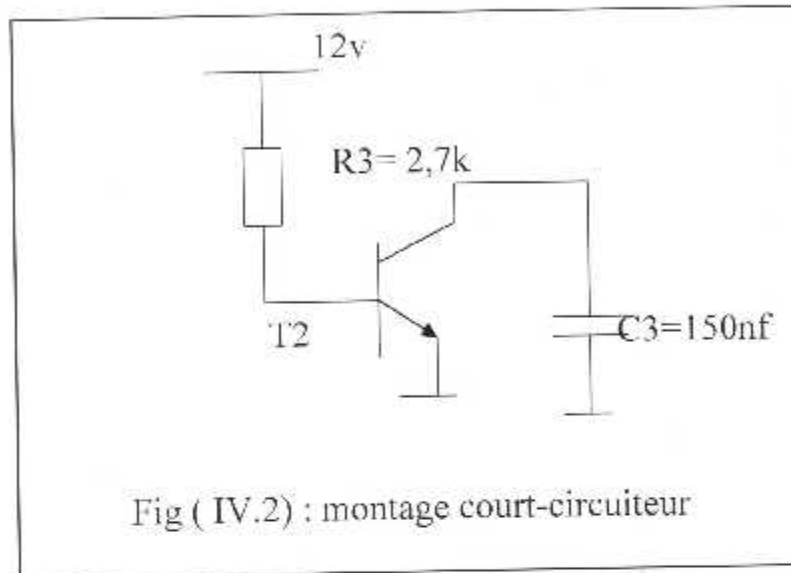
$$I_B = \frac{V_{cc} - V_{BE}}{R_2}$$

$$I_B = \frac{12 - 0,7}{220 \cdot 10^3} = 51,36 \text{ mA}$$

$I_B = 52 \text{ mA}$

IV.3 calculs du Courant de base T_2 :

Le transistor T_2 2N1711 a le rôle d'un court-circuiteur du condensateur C_3 .



On à :

$$I_B = \frac{V_{cc} - V_{BE}}{R_3}$$

$$I_B = \frac{12 - 0,7}{2,7 \cdot 10^3} = 4,18 \text{ mA}$$

$$I_B = 4,18 \text{ mA}$$

IV.4 : Evaluation de l'étage du Générateur de Courant Constant.

Le générateur de courant constant est construit autour du transistor T_3 , la diode zener et le condensateur C_3 .

On peut régler l'intensité donc la fréquence des oscillations grâce à la variation de P_2

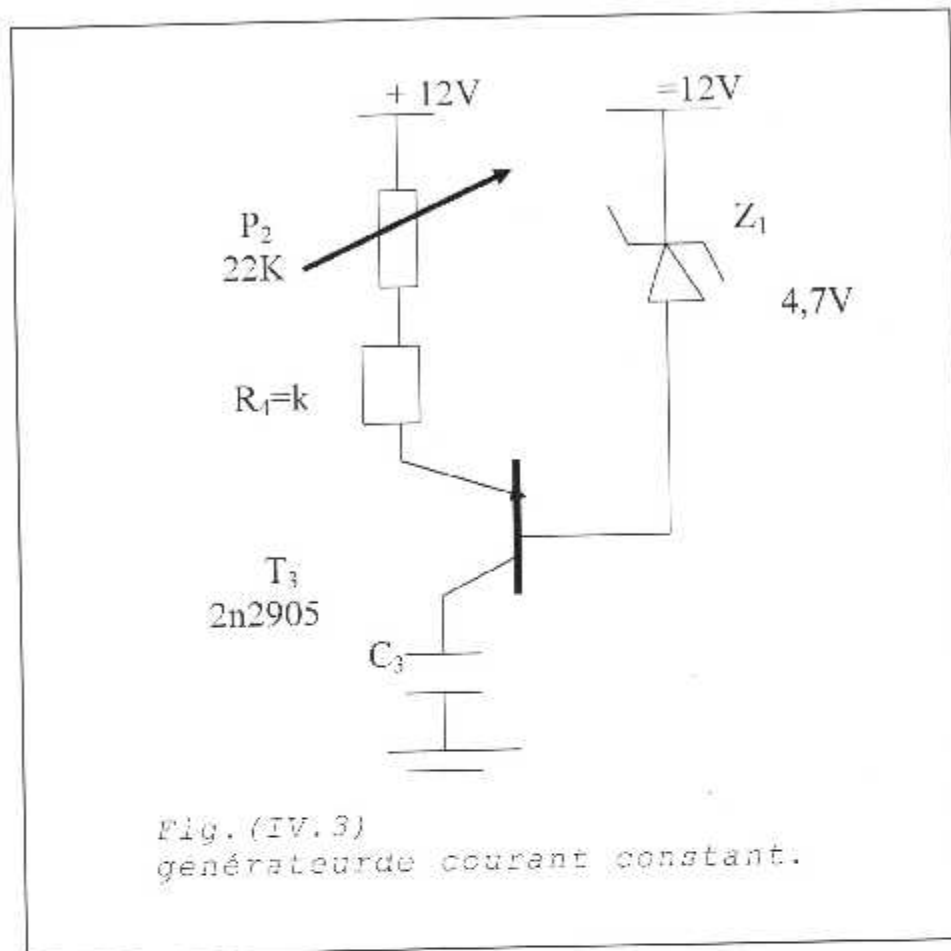


Fig. (IV.3)
générateur de courant constant.

Calcul du courant I_C de T_3 :

On a : $I_C = I_E = \frac{V_E}{R_1 + P_2} \dots \dots \dots (4.5)$

$V_E = V_Z - V_{EB} = 4,7 - 0,7 = 4v.$

$V_E = 4v$

Don on a :

$I_C = \frac{4}{(22 + 1)10^3} = 0,17 \text{ mA}$

$I_C = 17,4 \mu A$

on peut charger C3 avec un courant constant

preuve :

$V_{CC} = V_Z + R I \dots \dots \dots (4.6)$

Or : $I = I_B + I_{dz} \dots \dots \dots (4.7)$

$V_{CC} = V_{dz} + R I_B + R I_{dz} \dots \dots \dots (4.8)$

Mais : $V_{dz} = V_{EB} + R_E I_E \dots \dots \dots (4.9)$

$$\text{Or : } I_E = I_C + I_B = (\beta + 1) I_B = \left(\frac{\beta + 1}{\beta} \right) I_C$$

$$(I_B = \frac{I_C}{\beta})$$

$$V_{dz} = V_{EB} - R_E \left(\frac{\beta + 1}{\beta} \right) I_C$$

$$\text{Mais : } V_{CC} = V_{dz} + I_C R_{L DZ} \dots \dots \dots (4.10)$$

$$\Rightarrow I_C = \frac{V_{dz} - V_{EB}}{R_E}$$

Il vient :

$$V_{CC} = V_{dz} + \frac{R}{\beta R_E} (V_{dz} - V_{EB}) \quad (V_{dz} - V_{EB} = -R I_{DZ})$$

$$V_{CC} = V_{dz} \left[1 + \frac{\beta R_E}{R} \right] - \frac{R}{\beta R_E} V_{EB} + R I_{DZ}$$

L'équation est de la forme :

$$I_{DZ} = -a V_{DZ} + b \dots \dots \dots (4.11)$$

$$\text{avec } a = \frac{1}{R} \left(1 + \frac{R}{\beta R_E} \right) = \frac{1}{R} + \frac{1}{\beta R_E} ; b = \frac{V_{CC}}{R} - \frac{V_{EB}}{\beta R_E}$$

Donc :

$$a = \frac{1}{R} + \frac{1}{\beta R_E}$$

$$b = \frac{V_{CC}}{R} + \frac{V_{EB}}{\beta R_E}$$

$$R \quad \beta R_E$$

Donc :

$$R_{E, \min} = \frac{V_Z - V_{EB}}{V_{CC} - V_Z} \cdot \frac{R}{\beta} \quad R_E > R_{E, \min}$$

Donc nous avons une régulation :

$$V_{DZ} = V_Z \quad \forall R_E > R_{E, \min}$$

$$\text{Donc : } I_c = \frac{V_Z - V_E}{R_E}$$

V_E : cste

R_E : cste

V_Z : cste

Donc : le constant

$$I_c = I_c(t) = \frac{V_c(t)}{R_E}$$

$$\Rightarrow V_c(t) = \frac{I_c}{C} \int I_c dt = \frac{I_c}{C} \int dt$$

$$V_c(t) = At + B$$

$$\text{Avec : } A = \frac{I_c}{C}$$

$$B = V_c(0)$$

C'est une rampe.

IV.5 Etage de Comparaison :

Cette partie est à base d'un $\mu A 741$. Utilisé en comparateur de deux tension.

A la sortie du comparateur on aura un signal carré complexe.

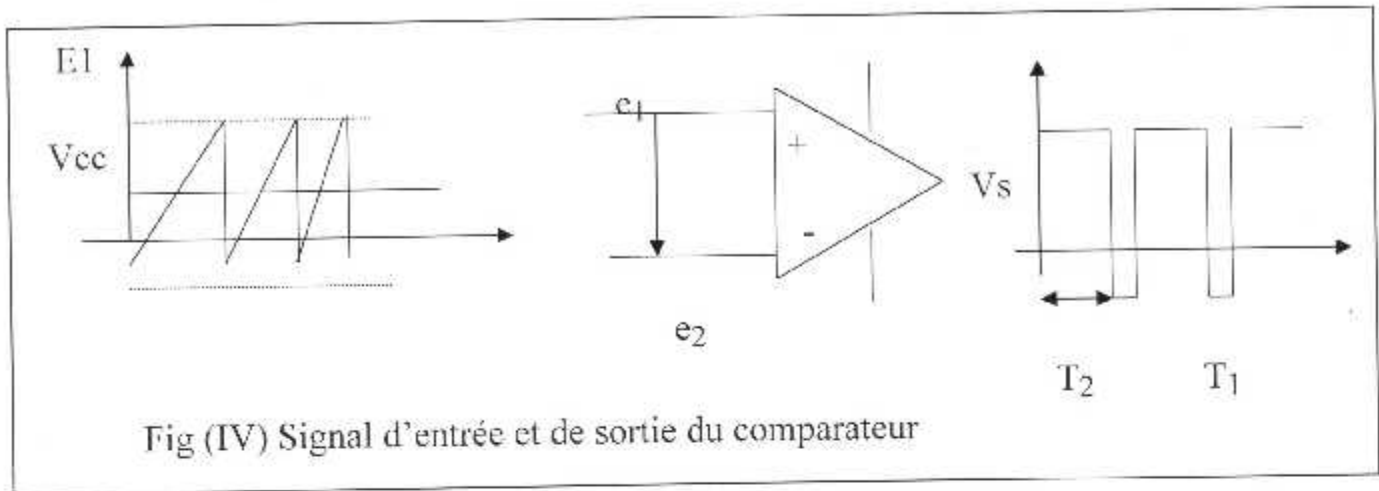


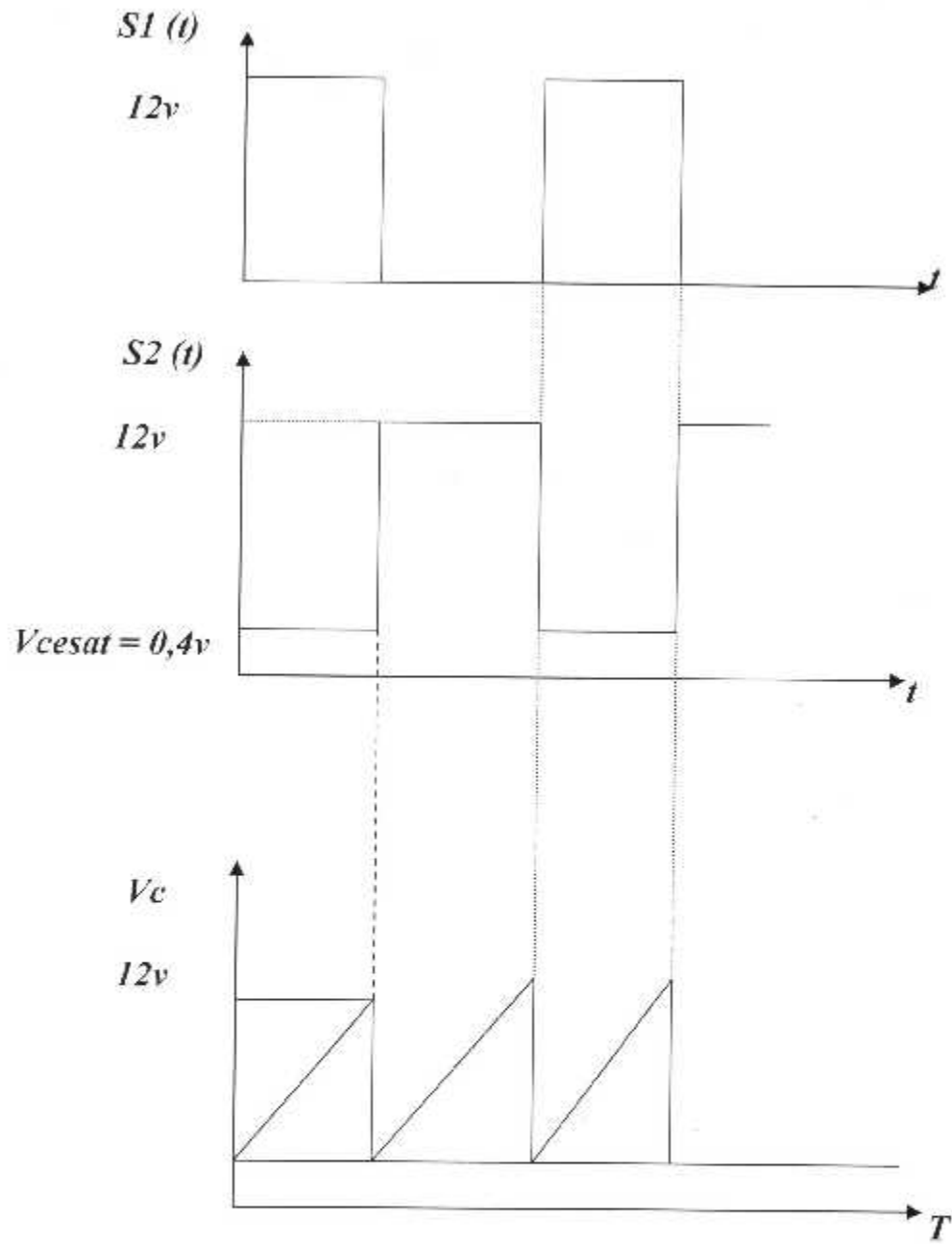
Fig (IV) Signal d'entrée et de sortie du comparateur

IV.6 Générateur de dents de scie :

Lorsque la sortie du NE555 est à l'état haut (point 1) le transistor T_1 se sature, et donne à sa sortie (point 2) un état bas $V_{ce\ sat} = 0,4V$. Et quant la sortie au point (1) bascule à l'état bas, alors le transistor se bloque et donne à sa sortie un état haut (12v).

Le transistor T_2 est utilisé comme court-circuiteur pour le condensateur C_3 , il travaille en saturation blocage.

Quant T_1 est saturé T_2 est bloquée, donc le condensateur se charge et lorsque T_1 est bloqué, T_2 conduit alors C_3 se décharge à travers la résistance du transistor qui est très faible.



IV.7 Comparaison avec la consigne :

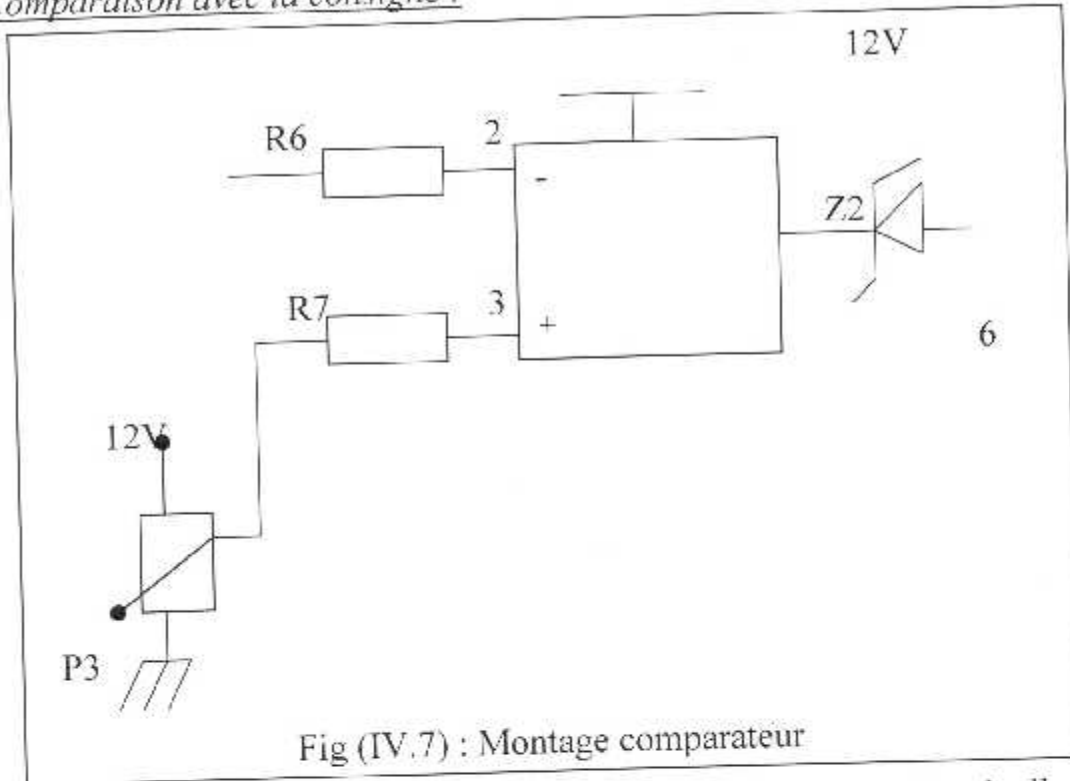


Fig (IV.7) : Montage comparateur

C'est la partie la plus importante dans le montage, parce que grâce à elle, on à le réglage du rapport cyclique, d'où la puissance moyenne du signal carré. L'ampli-op travaille en comparateur. Cette comparaison, entre la consigne et le signal de dent de scie, à la sortie, on à un signal de sortie rectangulaire de rapport cyclique variant.

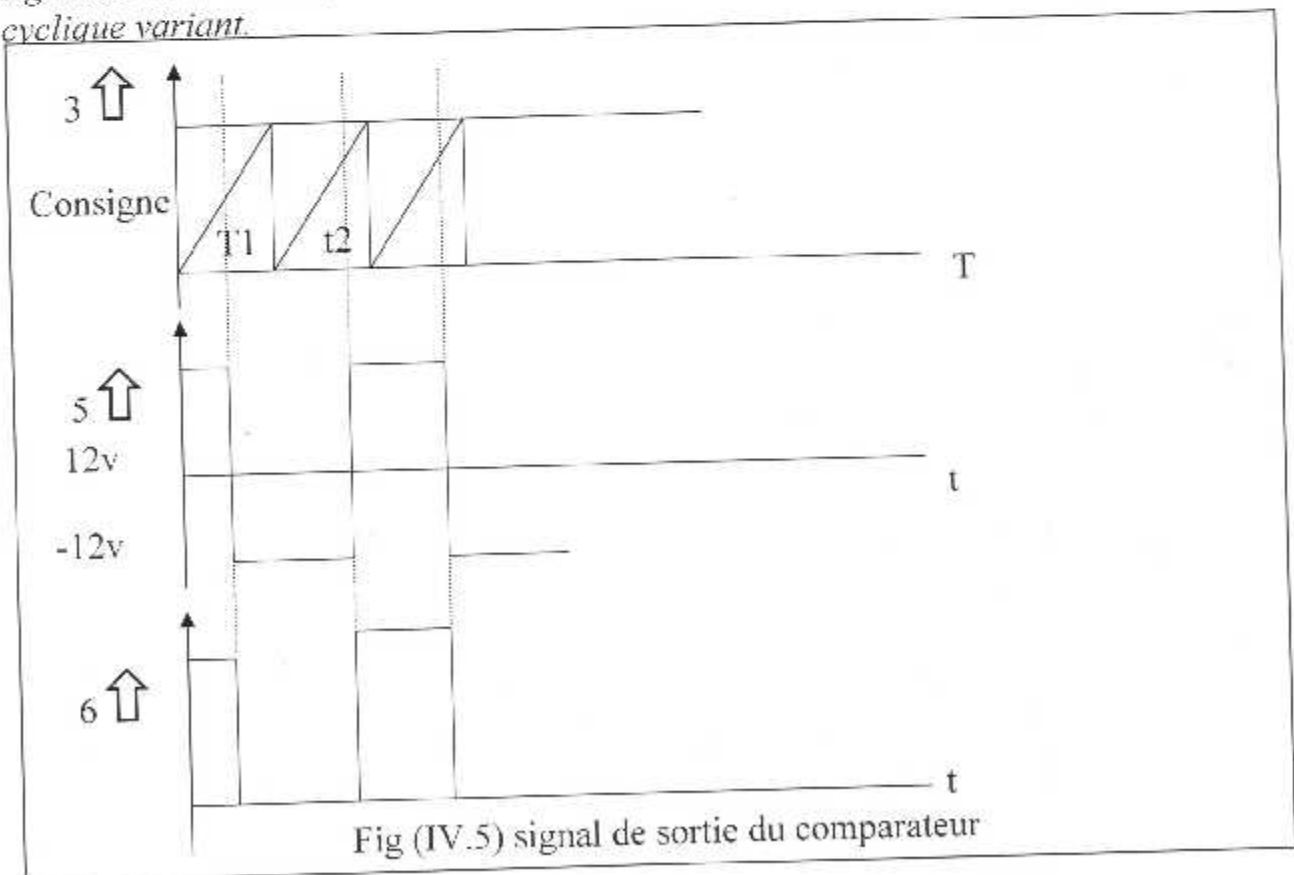


Fig (IV.5) signal de sortie du comparateur

IV.8 Calcul du Rapport cyclique :

Le plus important dans ce montage, c'est le rapport cyclique. Puisque la consigne est variante de 0v à 12v ce qui va varier le rapport cyclique d'où la puissance qui va être amplifiée

$$R = \frac{\text{Etat haut}}{T}$$

$$R = \frac{T_1}{T} = \frac{T - T_2}{T}$$

T_1 : état haut

T_2 : état bas

$$T_1 = T_2 - t_1 \quad x(t) = at \quad a = \frac{2}{1,66 \cdot 10^{-3}} = 1204,81$$

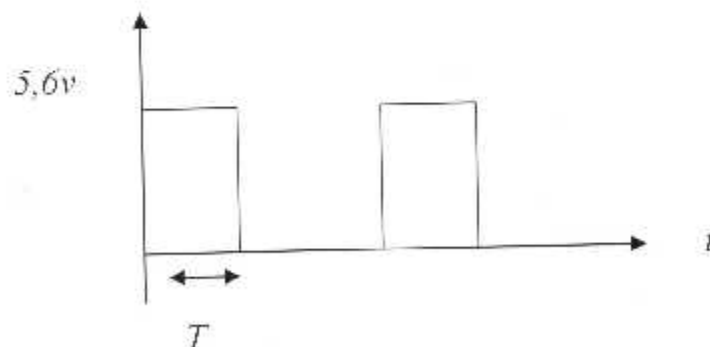
$$t_1 = 0 \quad x(t_1 - 0) = 0,$$

$$T_2: V_{ref} = a t_2 \Rightarrow t_2 = \frac{V_{ref}}{a} = \frac{X}{1204,81} = 8,20 \cdot 10^{-4} X$$

$$T_1 = t_2 - t_1 = 8,30 \cdot 10^{-4} X$$

$$R = \frac{8,30 \cdot 10^{-4}}{1,22 \cdot 10^{-3}} = 0,5 X$$

$$V_{moy} = \frac{5,6}{T} \cdot a$$



IV.9 Transistor de Commutation :

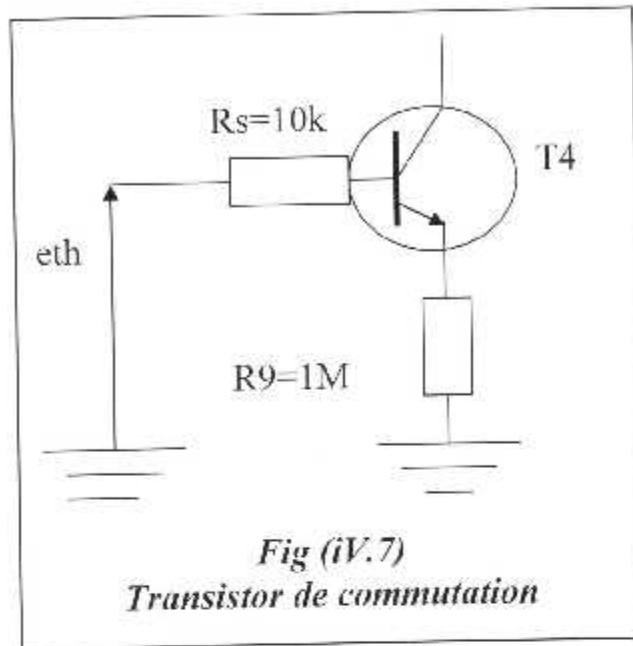


Fig (iV.7)
Transistor de commutation

Le courant maximal qui traverse la diode est 50 mA

$$V_{ce} = R_{10} I_c + V_{ce SAT} \dots \dots \dots (4.12)$$

$$12 = R_{10} I_c + 2,6 \Rightarrow R_{10} = 240 \Omega$$

la condition de saturation oblige que $I_B \geq I_{Bmin}$

Avec

$$I_{Bmin} = \frac{I_c}{\beta_{min}}, I_{Bmin} = 166,66 \text{ mA}$$

On calcul I_B :

$$E_{th} = R_{th} I_B + V_{BE} \dots \dots \dots (4.13)$$

$$\Rightarrow I_B = \frac{5,6 - V_{BE}}{R_{th}} = \frac{5,6 - 2,6}{10 \cdot 10^3} = 300 \text{ mA}$$

$I_B = 300 \text{ mA}$

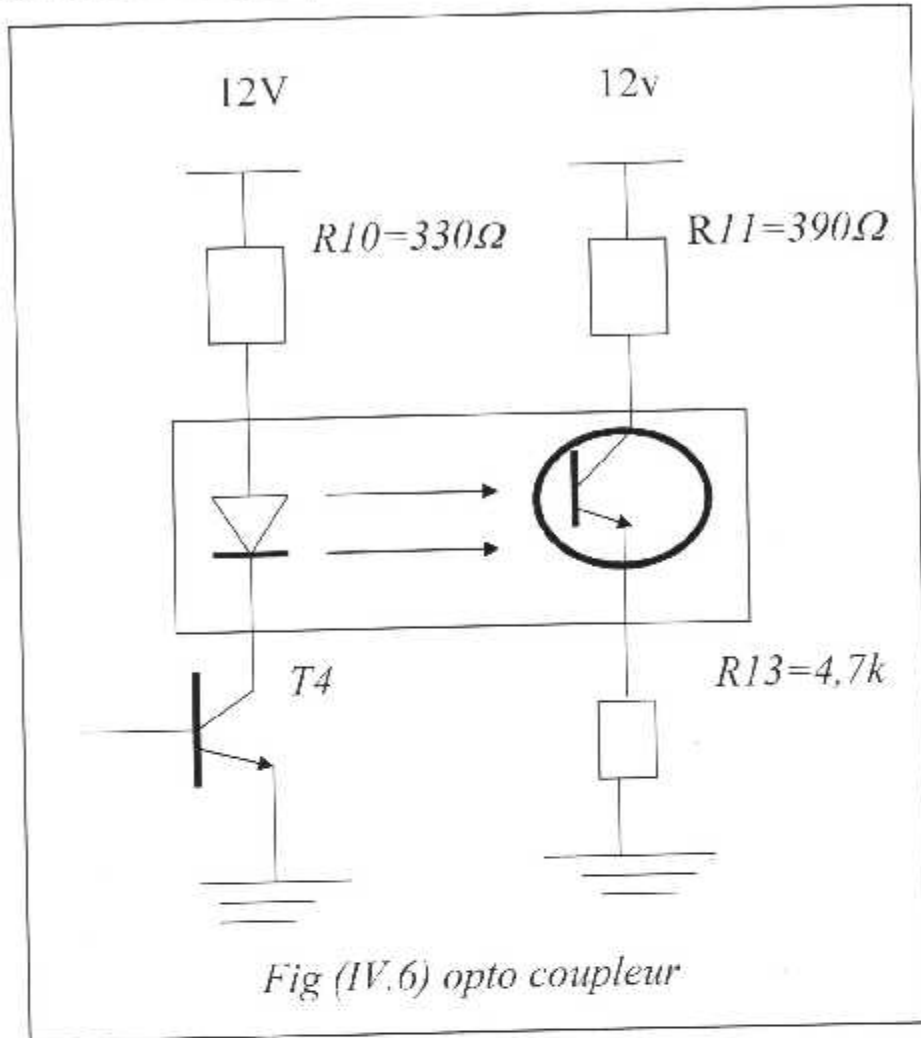
Donc : $I_B = 300 \text{ mA}$, et $I_{Bmin} = 166,66 \text{ mA}$, $I_B > I_{Bmin} \Rightarrow$ le transistor est saturé.

$$\beta_2 \frac{V_{BE2}}{R_{16}} = (\beta_1 + 1) (\beta_2 + 1) I_{C_{BA}} = (\beta_2 + 1) I_{C_{B2}}$$

D'ou en tire R_{16} est de la même manière R_{15}

$$R_{16} = R_{15} = 2,12 \text{ K}\Omega, I_c = 12 \text{ A}$$

IV.10 Isolation Galvanique :



Le photo coupleur est utilisé pour séparer la partie commande de la partie puissance,

Le transistor T_4 travail en saturation blocage.

On a :

$$R_{th} = \frac{R_9}{e(t) \dots \dots \dots (4.14)}$$

$$R_9 + R_8$$

$$E_{th} = 5,54v$$

$$R_{th} = 9,9k = 10k\Omega$$

IV.11 Montage Darlington :

Un des problèmes majeures pour l'utilisateur de transistor est de maintenir le point de fonctionnement qu'il s'est choisi stable.

Car β , I_C , V_{BE} sont très sensibles aux changements de température, ainsi le courant de saturation de la diode J_c , I_c double à chaque fois que la température croît de 10°C , cette augmentation, entraîne une augmentation de I_c , par récurrence un effet cumulatif prend naissance qu'il conduit très vite à la distraction du transistor, pour diminuer ce phénomène et maintenir le point de repos $\ll Q \gg$ stable, on utilise un circuit de base à faible résistance, et des résistances importantes dans les circuits d'émetteur et du collecteur.

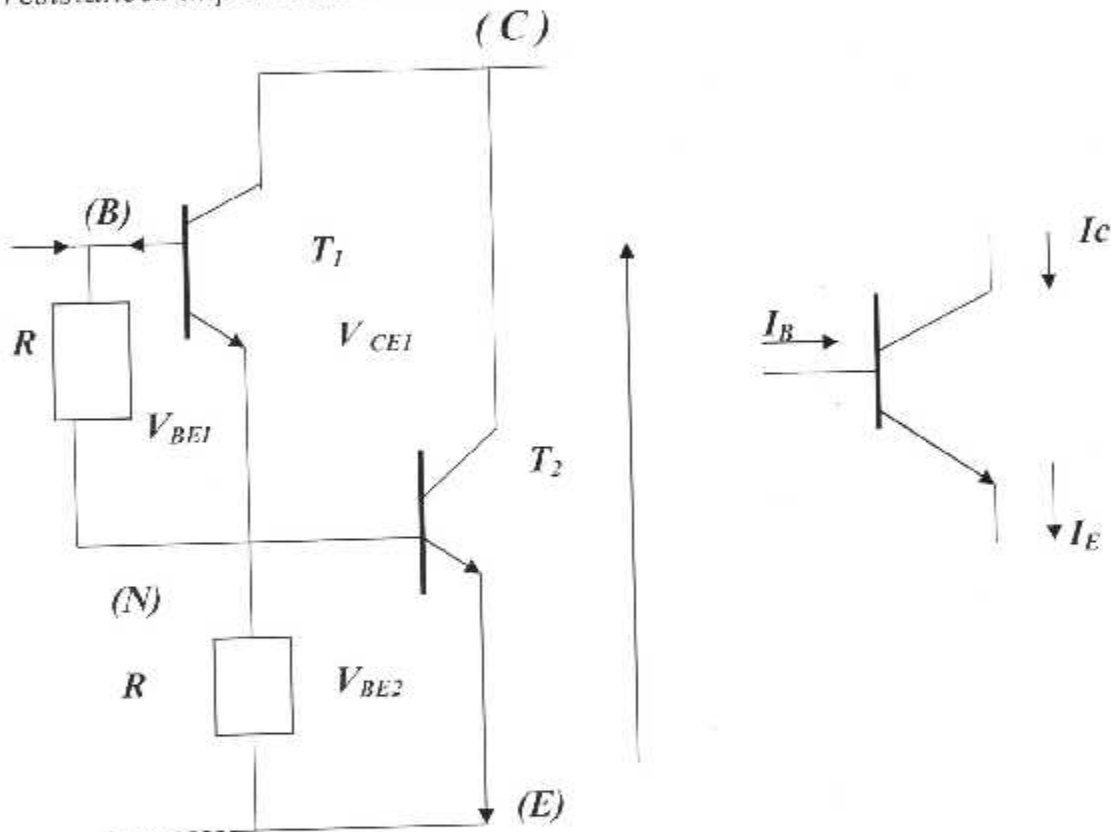


Fig (IV.7) montage DARLONGTON

Au nœud (C) :

$$I_c = I_{c1} = I_{c2} \dots \dots \dots (4.15)$$

Au nœud (B) : $I_B = I_1 + I_{B(1)} \rightarrow I_1 = \frac{V_{BE(1)}}{R} \dots \dots \dots (4.16)$

Au nœud (E) : $I_E = I_{E(2)} + I_2 \quad I_2 = \frac{V_{BE(2)}}{R} \dots \dots \dots (4.17)$

Au nœud (N) : $I_E = I_{E(2)} + I_2 \dots \dots \dots (4.18)$

$$I_{C(1)} = \beta_1 I_{B1} ; I_{C2} = \beta_2 I_{B2} ; I_{E(1)} = (\beta_1 + 1) I_{B(1)}$$

$$I_{E(1)} = \frac{\beta_1 + 1}{\beta_1} I_{C1} \approx I_{C1}$$

$$I_{E(2)} = (\beta_2 + 1) I_{B(2)} = \frac{\beta_2 + 1}{\beta_1} I_{C2} \approx I_{C2}$$

soit à résoudre :

$$I_C = \beta_1 I_{B1} = \beta_2 I_{B2} \dots \dots \dots (4.19)$$

$$\Leftrightarrow I_{B(1)} = I_{B1} = \frac{V_{BE(1)}}{R}$$

$$I_B = \frac{V_{BE(1)}}{R} + I_{B1}$$

$$\frac{V_{BE(1)}}{R} + \beta_1 I_{B1} = I_{B(2)} = \frac{V_{BE(2)}}{R}$$

$$I_B = \beta_2 I_{B(2)} = \frac{V_{BE(2)}}{R}$$

$$I_C = \beta_1 \beta_2 \left(I_B - \frac{V_{BE}}{R} \right)$$

CHAPITRE V

REALISATION PRATIQUE

V-1 Introduction

La réalisation est une opération nécessaire pour valider les résultats théoriques.

V-2 Présentation des éléments

Comme l'indique la fig. (III.4), le montage est constitué essentiellement d'un oscillateur Astable à base du circuit intégré NE555. le transistor 2N2222 est utilisé comme inverseur. Le transistor 2N1711 agit en tant que court-circuiteur de condensateur C_3 . On a aussi le dispositif qui est par le transistor 2N2905, la diode zener DZ1 et les résistances : c'est un générateur de courant constant.

On trouve ensuite l'amplificateur opérationnel μA 741 qui sert à comparer la consigne avec le signal en dents de scie. Il y a aussi l'opto coupleur 4N25 qui est commandé par le transistor BC337, le photo transistor entre les broches 4 et 5 est chargé de mettre en œuvre l'étage Darlington construit autour des transistors 2N1711 et 2N3055 (transistor de puissance).

V-3- le circuit imprimé :

Les différents étages du système sont incorporés dans un seul circuit imprimé dont les dimensions sont (150x60)mm.

Les pistes (largeur) et les connexions (diamètre) ont été réalisés pour supporter une intensité maximale de courant (fig. V.1).

V.-4- Implantation des composants :

On a implanté d'abord les différents straps de liaison puis les diodes et les résistances, par la suite, on a soudé les condensateurs et les transistors. Bien entendu, il est absolument indispensable de vérifier l'orientation des composants polarisés. Les deux ajustables et le potentiomètre sont les suivants.

En dernier, on a implanté les différents supports des circuits intégrés (voir la figure V.2).

V-5-Essais et fonctionnement :

Après la mise en place des composants, le réglage se fera en présence d'un moteur : on s'appliquera à obtenir une allure très lente à l'aide de p_3 en laissant, au préalable, p_1 et p_2 en position médiane. On pourra d'ailleurs brancher utilement un voltmètre aux bornes de la tension avec la vitesse du moteur.

L'ajustable p_1 modifie la fréquence de découpage et par-là, le bruit ou sifflement caractéristiques de l'hacheur. L'élément p_2 configure la forme et l'amplitude de la dent de scie qui ne doit pas comporter de palier haut sous peine de vitesse de constants dès la mi-course du potentiomètre p_3 . Avec un peu de patience, vous parviendrez à doser facilement les divers réglages de ce convertisseur.

Enfin on a pu relever les différents signaux au niveau de chaque point test (figure V-3).

v.6 les chronogrammes

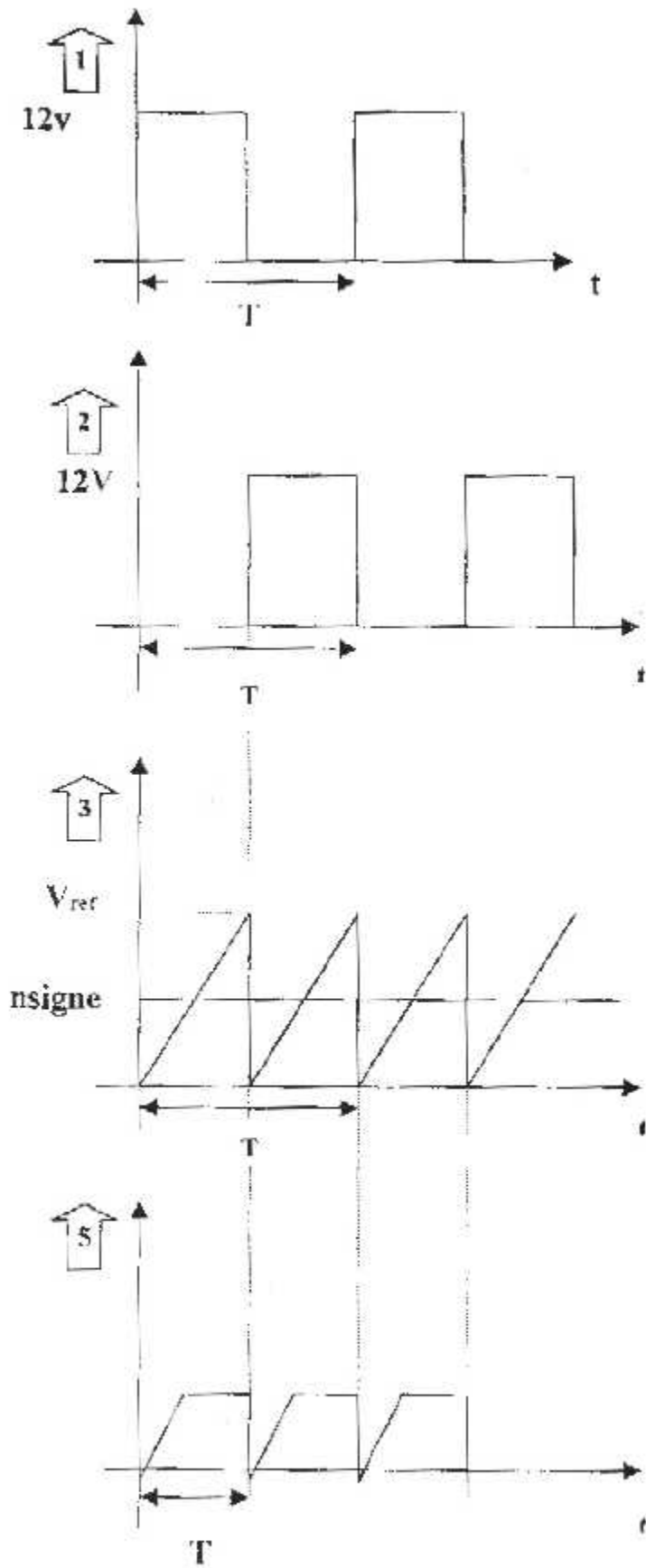


Fig (V.3) Les chronogrammes.

Conclusion Générale

Après présentation et étude théorique, nous avons réalisé le circuit et testé

La partie la plus importante du circuit repose sur la structure du hacheur, montage qui s'appuie sur la manière de faire varier la valeur moyenne d'un signal en « comparant » une consigne et un signal en dent de scie. Ce qui fait son originalité.

Ce circuit pourrait être amélioré pour le contrôle de vitesse et pourquoi pas de position des moteurs à courant continu.

Notre projet a été réalisé et testé sur plaquette avant l'implantation des composants sur circuit imprimé. Finalement, il faut remarquer qu'à l'aide d'un circuit aisé, il est possible de modifier la vitesse d'un moteur à courant continu de 0 à 100%.

ANNEXE

L'Horloge de précision le NE555

Le circuit interne nE555 a été conçu pour fonctionner comme une horloge (TIMER) à précision. Le NE555 peut être alimenté par une tension comprise entre 4,5v et 16v, il peut fournir un courant de charge de l'ordre de 200mA.

Le circuit intégré a été conçu pour fonctionner comme un trigger, un monostable, un astable. On retrouve ce composant grand public sous forme de boîtier (circuit intégré) à 8 pattes ;

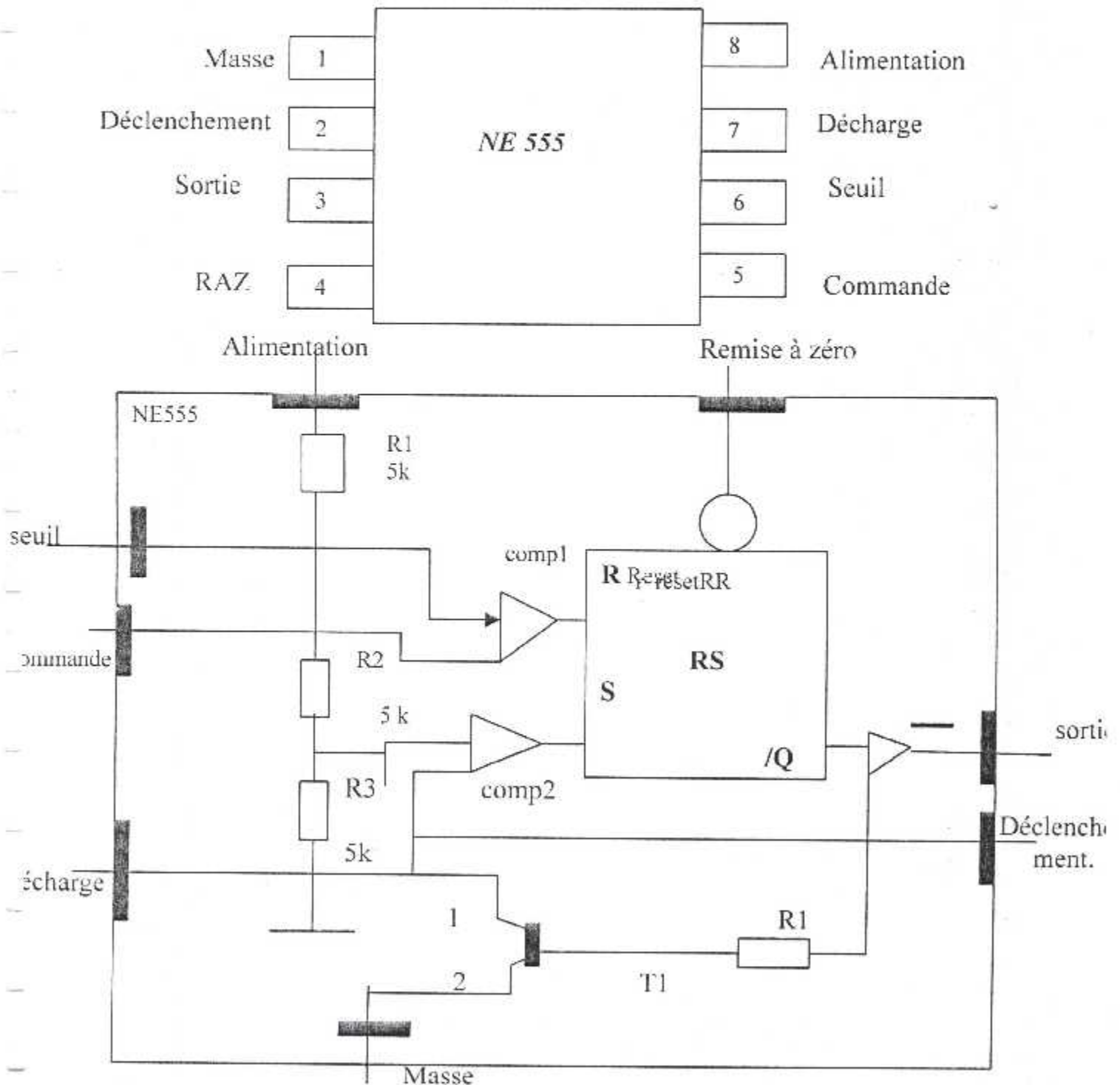


Schéma interne du NE555

ANNEXE

Borne 1 : Masse.

Borne 2 : déclenchement ; cette borne est une entrée à haute impédance donc très sensible aux parasites, le déclenchement s'effectue sur le front descendant d'une impulsion, c'est-à-dire que le niveau de repos est le niveau haut.

Le seuil de déclenchement est égale à $\frac{1}{3} V_{cc}$ lorsque la borne 5 n'est pas utilisée

La tension de référence peut être modifier en agissant sur la borne 5.

Borne 3 : sortie l'étage de sortie utilisé permet des courants élevés (200mA) aussi bien c niveau bas, qu'au niveau haut.

Borne 4 : Remise à zéro. En raison de son impédance relativement élevée, il donc conseillé de relier cette à + Vcc, lorsqu'elle n'est pas utilisée afin d'éviter des déclenchements parasites. Elle permet lorsqu'on lui applique une tension à VBE, de décharger le condensateur, en même temps, elle ramène la bistable 1 en position de repos c'est-à-dire la sortie à l'état bas.

Borne 5 : Tension de référence ; cette borne permet d'imposer la tension de référence à l'aide d'un circuit extérieur.

Borne 6 : Entrée du comparateur. Pendant la charge du condensateur, pour très for valeurs de R, le courant d'entrée peut ne pas être négligeable devant le courant de charge donner lieu à une erreur dans le calcul de la temporisation ; On ne peut dépasser, pour , résistance de charge du condensateur.

Borne 7 : décharge du condensateur.

Borne 8 : Alimentation. Peut varier de 4,5 à 15v

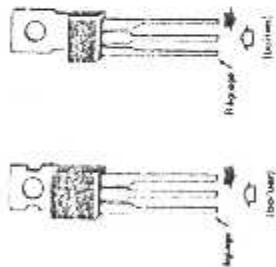
DESCRIPTION :

Les LM137/LM237/LM337 sont des régulateurs de tension négative capables de débiter -1.5 A sous une tension allant de -1.2 V à -37 V. Ils ne nécessitent que deux résistances extérieures. Ces circuits offrent une limitation de courant interne et une protection thermique.

Valeurs limites

Puissance dissipée	40 W
Tension différentielle entrée l'entrée et la sortie	40 V
Plage de températures de jonction en fonctionnement	0 °C à +125 °C
Températures de stockage	-55 °C à +150 °C
Température d'une broche (soudage, 10 s)	300 °C

Boîtier TO-220

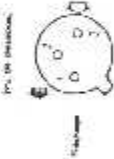


Brochages (d'après PUBLITRONIC)

Boîtier métallique TO-3

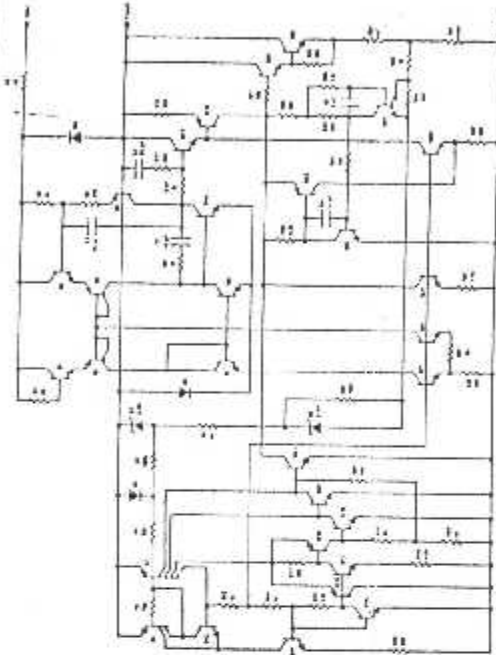


Boîtier TO-39



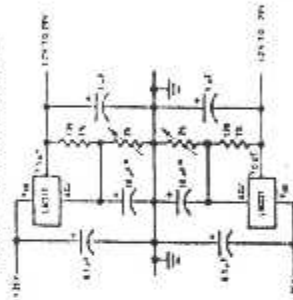
Caractéristiques électriques

Paramètres	Conditions	LM237		Unités
		Min.	Typ. Max.	
Régulateur de ligne	$T_A = 25^\circ\text{C}, 5\text{ V} \leq V_{in} - V_{out} \leq 40\text{ V}$	0.01	0.04	%/V
Régulation en charge	$T_A = 25^\circ\text{C}, 10\text{ mA} \leq I_{out} \leq I_{max}$ $V_{in} \leq 5\text{ V}$ $V_{in} \geq 5\text{ V}$	1.5	5.0	mV %
Régulation thermique	$T_A = 25^\circ\text{C}, P_{diss} \text{ en } 10\text{ ms}$	0.003	0.04	%/W
Courant au la broche de réglage	$10\text{ mA} \leq I_{reg} \leq I_{max}$ $2.5\text{ V} \leq V_{in} - V_{out} \leq 40\text{ V}, T_A = 25^\circ\text{C}$	2	5	μA μA
Tension de référence	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $3 \leq V_{in} - V_{out} \leq 40\text{ V}$ $10\text{ mA} \leq I_{out} \leq I_{max}, P \leq P_{max}$	-1.213	-1.250	V
Régulateur de ligne	$5\text{ V} \leq V_{in} - V_{out} \leq 40\text{ V}$ $V_{in} \leq 5\text{ V}$ $V_{in} \geq 5\text{ V}$	-1.200	-1.250	V
Régulation en charge	$10\text{ mA} \leq I_{out} \leq I_{max}$	0.02	0.07	%/V
Sélecteur en basse fréquence	$V_{in} \leq T_A \leq T_{max}$	20	70	mV
Courant de charge minimal	$V_{in} - V_{out} \leq 40\text{ V}$ $V_{in} - V_{out} \leq 10\text{ V}$	0.3	1.5	mA
Limite en courant	$V_{in} - V_{out} \leq 15\text{ V}$ Boîtier K et T Boîtier H et P $V_{in} - V_{out} = 40\text{ V}$ Boîtier K et T Boîtier H et P	1.5	2.2	A
Blind de sortie RMS, en % de V_{out}	$T_A = 25^\circ\text{C}, 10\text{ Hz} \leq f \leq 10\text{ kHz}$	0.5	0.9	%
Taux de réjection de la réductrice	$V_{in} = 10\text{ V}, f = 120\text{ Hz}$ $C_{reg} = 10\text{ }\mu\text{F}$	60	60	dB
Stabilité à long terme	$T_A = 125^\circ\text{C}, 100\text{ heures}$	1.6	7.7	%
Réponse thermique de jonction	Boîtier H	0.3	1	$^\circ\text{C}/\text{W}$
Réponse thermique de jonction par rapport au boîtier	Boîtier K	12	15	$^\circ\text{C}/\text{W}$
	Boîtier T	2.3	3	$^\circ\text{C}/\text{W}$
	Boîtier F	4	5	$^\circ\text{C}/\text{W}$
		12	12	$^\circ\text{C}/\text{W}$

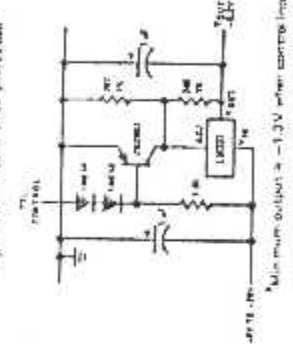


Applications

Régulateur de tension ajustable

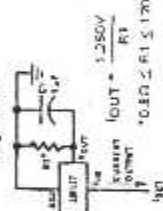


Régulateur -5.2 V avec protection

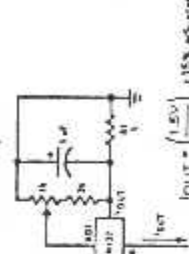


Thy 10 μF (capacité en option) se impose après sélection

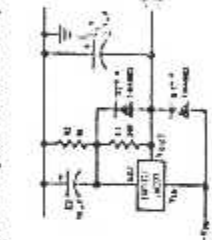
Régulateur



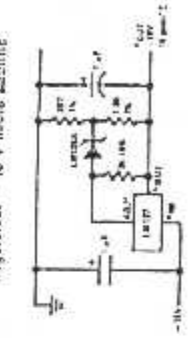
Régulateur ajustable



Régulateur ajusté avec diodes de protection



Régulateur -10 V haute stabilité



GENERAL INSTRUMENT

OPTOCOUPLED DARLINGTON-OUTPUT

LISTED BY INCREASING I_F AND DECREASING $CTR_{(CEISAT)}$ MIN.

EQUIVALENT CIRCUIT	PART NUMBER	$CTR_{(CEISAT)}$ MIN.		0-70°C CTR	$CTR_{(CE)}$ MIN.		V_{CE0} MIN. VOLT.	CMR TYP.	VDE ¹ AVAIL.	WITHSTAND TEST VOLTAGE	COMMENTS
		@ $I_F = 10 \text{ mA}$	$V_{CE(SAT)}$		@ $I_F = 10 \text{ mA}$	$V_{CE(SAT)}$					
	6N130	400%	0.5	0.4 V	—	—	18	10 kV/us		2500 VAC RMS	Hi-Speed
	MCL2731	400%	0.6	0.4 V	See Data			10 kV/us		7500 VAC RMS	Hi-Speed
	MCA2231Z	200%	1.0	1.0 V	500%	10	30		⊠	7500 VAC PEAK	
	MCA231	200%	1.0	1.0 V	200%	10	30	—		2500 VAC RMS	
	(MCT5211)	75%	1.0	0.4 V			30	5 kV/us	2	7500 VAC PEAK	See Transistor Output Couplers
	6N133	500%	1.6	0.4 V			18	10 kV/us		2500 VAC RMS	Hi-Speed
	MCL2731	500%	1.6	0.4 V	See Data		18	10 kV/us		2500 VAC RMS	Hi-Speed
	6N135	300%	1.6	0.4 V			7	10 kV/us		2500 VAC RMS	Hi-Speed
	(MCT5211)	100%	1.6	0.4 V			30	5 kV/us	2		See Transistor Output Couplers
	MCA2231Z	200%	5.0	1.0 V	500%	10	30	—	⊠	7500 VAC PEAK	
	MCA231	200%	5.0	1.0 V	200%	10	30	—		2500 VAC RMS	
	4N33	25%	8.0	1.0 V	500%	10	30	—		2500 VAC RMS	
	4N32	25%	8.0	1.0 V	500%	10	30	—		2500 VAC RMS	
	MCA11G1	1000%	10	1.0 V	500%	1.0	100	—		2500 VAC RMS	H11G1 HI-VOLT
	MCA11G2	1000%	10	1.0 V	500%	1.0	80	—		2500 VAC RMS	H11G2 HI-VOLT
	MCA2231Z	500%	10	1.2 V	500%	10	30	—	⊠	7500 VAC PEAK	
	MCA231	500%	10	1.2 V	200%	10	30	—		2500 VAC RMS	
	MCA11G3	250%	20	1.2 V	200%	1.0	55	—		2500 VAC RMS	H11G3 HI-VOLT
	MCA225G	100%	50	1.1 V	500%	10	55	—	⊠	7500 VAC PEAK	
	MCA255	100%	50	1.0 V	100%	10	55	—		2500 VAC RMS	
	MCA2230C	170%	50	1.0 V	500%	10	30	—	⊠	7500 VAC PEAK	
	MCA230	170%	50	1.0 V	170%	10	30	—		2500 VAC RMS	

GENERAL INSTRUMENT

OPTOCOUPERS TRANSISTOR-OUTPUT LOW SPEED %

LISTED BY INCREASING I_F AND DECREASING $CTR_{CE(SAT)}$

EQUIVALENT CIRCUIT	PART NUMBER	$CTR_{CE(SAT)}$ MIN		0-70°C CTR	CTR_{CE} MIN OF $V_{CE} 25 V$		CTR_{CE} MIN. I_F	BV_{CEO} MIN. VOLT.	C_{MTR} TYP.	VDE ¹ AVAIL.	WITHSTAND TEST VOLTAGE	
		@ I_F	mA		I_F	mA						
	MCT5211	75%	1.8		110%	1	0.25%	30	5 kV/μs	†	2500 VAC RMS	
	MCT5211	100%	1.4		150%	1.5	0.3%	30	5 kV/μs	†	2500 VAC RMS	
	Also See Darlington											
	MCT5210	80%	3.0		70%	3.0	0.2%	30	5 kV/μs	‡	2500 VAC RMS	
	MCT210	50%	3.3		150%	10	—	30	—	—	2500 VAC RMS	
	MCT5201	120%	5.0		1 YP 200%	5.0	0.28%	30	5 kV/μs	‡	2500 VAC RMS	
	(MCT6)	See Datas										2500 VAC RMS
	MCL2501 ¹	14%	8.0		See High Speed				15	10 kV/μs		2500 VAC RMS
	MCL2503	11%	8.0		See High Speed				15	10 kV/μs		2500 VAC RMS
	(MCL2530/31) See Datas				See High Speed				15	10 kV/μs		2500 VAC RMS
	MCT5200	75%	10		1 YP 200%	10	0.2%	30	5 kV/μs	‡	7500 VAC PEAK	
	4N435	40-160%	10		—	—	—	30	—	—	4400 VDC	
	MCT2000	35%	10		20%	10	—	30	—	⊠	7500 VAC PEAK	
	MCT2201	25%	10		100%	10	—	30	—	⊠	7500 VAC PEAK	
	MCT2202	25%	10		50-125%	10	—	30	—	⊠	7500 VAC PEAK	
	4N17-1	25%	10		40-80%	10	—	30	—	⊠	7500 VAC PEAK	
	4N17-7	25%	10		80-125%	10	—	30	—	⊠	7500 VAC PEAK	
	4N17-3	25%	10		100-200%	10	—	30	—	⊠	7500 VAC PEAK	
	4N17-4	25%	10		100-320%	10	—	30	—	⊠	7500 VAC PEAK	
	MCT270	20%	10		50%	10	—	30	—	—	2500 VAC RMS	
	4N35	20%	10		740%	10	—	30	—	—	2500 VAC RMS	
	4N36	20%	10		740%	10	—	30	—	—	2500 VAC RMS	
	4N27	20%	10		740%	10	—	30	—	—	2500 VAC RMS	
		4-PIN										
		4N165	10%	10		50%	10	—	30	—	⊠	11.8 kVDC
H11A1		5%	10		30%	10	—	30	—	⊠	7500 VAC PEAK	
H11AA1, 2, 3, 4 See AC-Type												
H11D1 ²		5%	10		20%	10	—	300	—	⊠	7500 VAC PEAK	
H11D2 ²		5%	10		20%	10	—	300	—	⊠	7500 VAC PEAK	
H11D3 ²		5%	10		20%	10	—	200	—	⊠	7500 VAC PEAK	
MCT277		40%	16		100%	10	—	30	—	—	2500 VAC RMS	
MCT2		12.5%	16		20%	10	—	30	—	—	2500 VAC RMS	
MCT0E		12.5%	16		20%	10	—	30	—	—	2500 VAC RMS	
MCT271		12.5%	16		40-90%	10	—	30	—	—	2500 VAC RMS	
MCT272		12.5%	16		75-150%	10	—	30	—	—	2500 VAC RMS	
MCT274		12.5%	16		220-400%	10	—	30	—	—	2500 VAC RMS	
MCT275 ³		2.5%	16		10-210%	10	—	60	—	—	2500 VAC RMS	
MCT276		12.5%	16		15-80%	10	—	30	—	—	2500 VAC RMS	
MCT277		4%	20		100%	10	—	30	—	—	2500 VAC RMS	
MC126		1.25%	20		5%	10	—	30	—	—	2500 VAC RMS	
4N25		4%	20		20%	10	—	30	—	—	2500 VAC RMS	
4N26		4%	20		20%	10	—	30	—	—	2500 VAC RMS	
4N27		4%	20		10%	10	—	30	—	—	2500 VAC RMS	
4N23	4%	20		10%	10	—	30	—	—	2500 VAC RMS		

¹ Guaranteed Switching Times Over 0-70°C

² H-11D Series

³ At $T_A = -55$ to $+100$ °C

⁴ To Order VDE Device, Add 2 Suffix To Part Number Except 4N165

⁵ Inquire About Pending VDE Qualification

High Speed Optocouplers

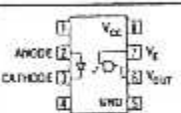
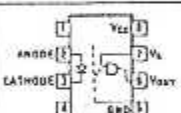
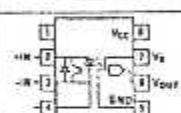
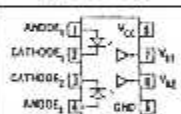
Device	Description	Application ⁽¹⁾	Typical Data Rate (NRZ)	Current Transfer Ratio	Specified Input Current	Withstand Test Voltage	Page No.	
	6N137	Optically Coupled Logic Gate	Line Receiver, High Speed Logic Ground Isolation	10M bit/s	700% Typ.	5.0mA	3000Vdc ⁽³⁾	54
	HCPL-2601	High Common Mode Rejection, Optically Coupled Logic Gate	Line Receiver, High Speed Logic Ground Isolation In High Ground or Induced Noise Environments	10M bit/s	700% Typ.	5.0mA	3000Vdc ⁽³⁾	58
	HCPL-2602	Optically Coupled Line Receiver	Replace Conventional Line Receivers In High Ground or Induced Noise Environments	10M bit/s	700% Typ.	5.0mA	3000Vdc ⁽³⁾	62
	HCPL-2630	Dual Channel Optically Coupled Gate	Line Receiver, High Speed Logic Ground Isolation	10M bit/s	700% Typ.	5.0mA	3000Vdc ⁽³⁾	68

Figure 7.2.8. Optocoupleurs avec sortie logique — Représentation et fiche technique (Gracieuseté de Hewlett-Packard)

Type de sortie	Rapport de transfert de courant	Vitesse d'opération	Tension d'isolation
Phototransistor	10% à 100% min.	100 à 500 kHz typ.	1,5 à 5 kV _{CC} (D.I.L.) 5 kV à 50 kV (axial)
Photodarlington	100% à 800% min.	2,5 à 10 kHz typ.	1,5 à 5 kV _{CC} (D.I.L.) 5 kV à 50 kV (axial)
Photothyristor	Courant de déclenchement: 11 à 30 mA max.	Délai de conduction 2 à 20 μs typ.	1,5 à 2,5 kV
Ampli à transistors	7% à 400% min.	150 kHz à 1 MHz typ.	3 kV _{CC}
Portes logiques	400% à 700% typ.	100 kHz à 5 MHz typ.	1,5 à 3 kV _{CC}

Figure 7.2.9. Tableau de la performance de divers types d'optocoupleurs

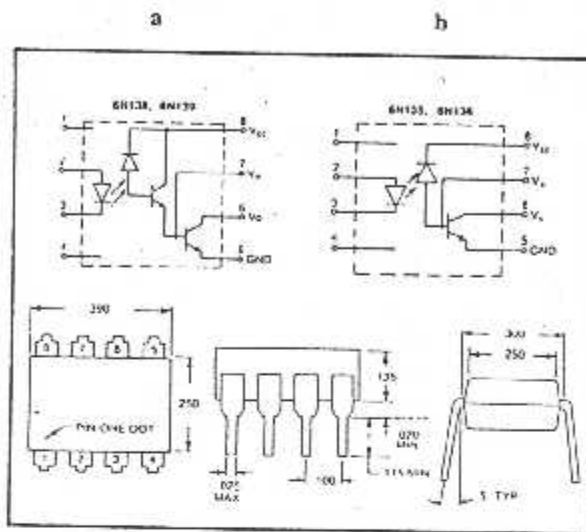


Diagram 1

- a) Sortie à photodiode avec amplificateur à deux transistors
 b) Sortie à photodiode avec amplificateur à un transistor

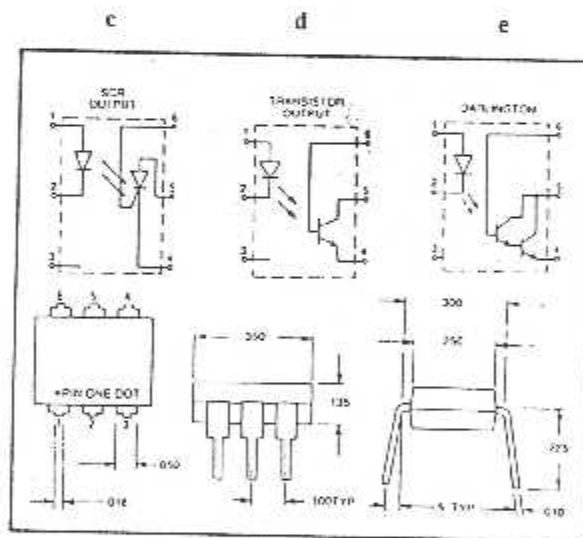
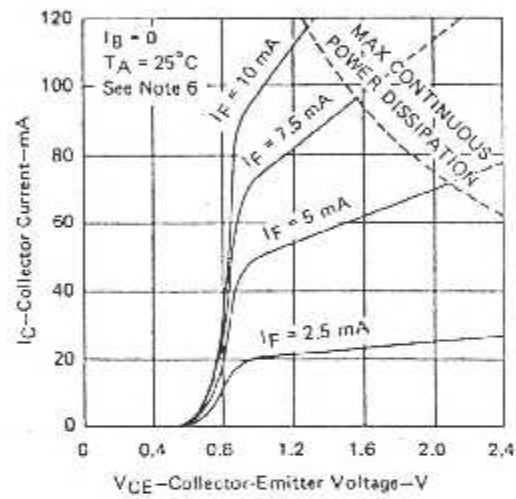
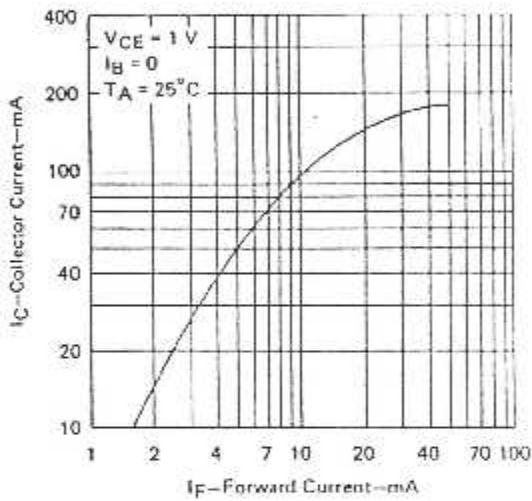
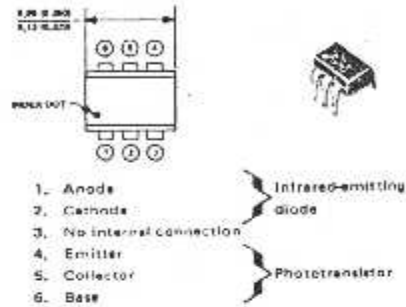
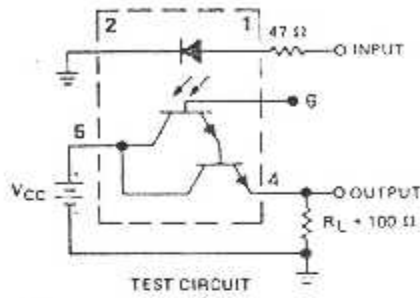


Diagram 2

- c) Sortie à photothyristor
 d) Sortie à phototransistor
 e) Sortie à photodarlington

Figure 7.2.4. Optocoupleurs — divers types
 (Gracieuseté de Spectronics, Honeywell Inc.)*

* La compagnie Honeywell précise que ces données sont maintenant dépassées, mais que pour des fins de publication scolaire, elle en accepte la reproduction.



a) Courant de collecteur en fonction du courant d'entrée de la diode

b) Courant de collecteur en fonction de la tension collecteur-émetteur

Figure 7.2.11. Caractéristiques de l'optocoupleur TIL 127 (Gracieuseté de Texas Instruments)

(6 Pin Dual-in-Line)

UL RECOGNIZED TO 3500 VDC — FILE E68873

Type	Current transfer ratio At specified forward current (I _f) and V _{CE}				Input to output isolation voltage V _{iso} (volts DC)	Collector breakdown (I _C = 100 μA)		Saturation voltage at specified LED and collector current			Response time		Collector dark current (I _C = 0, V _{CE} = 10V)	LED forward voltage (I _F = 10mA)	Output type	Diagram	Package style
	CTR (%) min.	max.	I _F (mA)	V _{CE} (volts)		min.	typ.	V _{CE} (volts) max.	I _F (mA)	I _C (mA)	t _r (μsec)	t _f (μsec)					
SPX 26	10		10	5	3500	30	70	0.6	15	2	2	100	1.7 I	Transistor	2		
SPX 33	30		10	5	3500	30	70	0.4	15	2	2	50	1.5 I	Transistor	2		
SPX 53	50		10	5	3500	30	70	0.4	16	2	2	50	1.5 I	Transistor	2		
SPX 103	100		10	5	3500	30	70	0.4	16	2	2	50	1.5 I	Transistor	2		
SPX 2E	30		10	5	5000	30	70	0.4	16	2	2	50	1.5 I	Transistor	2		
SPX 6	50		10	5	5000	30	70	0.4	16	2	2	50	1.5 I	Transistor	2		
SPX 35**	100		10	5	5000	30	70	0.4	16	2	2	50	1.5 I	Transistor	2		
SPX 7110	10	50	1	5	5000	30	70	0.4	16	2	2	50	1.5 II	Transistor	2		
SPX 7130	30	80	1	5	5000	30	70	0.4	16	2	2	50	1.5 II	Transistor	2		
SPX 7150	50	125	1	5	5000	30	70	0.4	16	2	2	50	1.5 II	Transistor	2		
SPX 7270	10	50	10	5	5000	30	70	0.4	16	2	2	50	1.5 II	Transistor	2		
SPX 7271	45	90	10	5	5000	30	70	0.4	16	2	2	50	1.5 II	Transistor	2		
SPX 7272	75	150	10	5	5000	30	70	0.4	16	2	2	50	1.5 II	Transistor	2		
SPX 7273	125	250	10	5	5000	30	70	0.4	16	2	2	50	1.5 II	Transistor	2		
SPX 7530	30	75	5	5	5000	30	70	0.4	16	2	2	50	1.5 II	Transistor	2		
SPX 7550	50	125	5	5	5000	30	70	0.4	16	2	2	50	1.5 II	Transistor	2		
SPX 7571	90	200	5	5	5000	30	70	0.4	16	2	2	50	1.5 II	Transistor	2		
SPX 74A1	Special TTL Compatible				5000	15	30				4	50	1.5	Transistor	2		
4N25	20		10	10	2500	30	70	0.5	50	2	2	50	1.5	Transistor	2		
4N25A	20		10	10	1775	30	70	0.5	50	2	2	50	1.5	Transistor	2		
4N26	20		10	10	1500	30	70	0.5	50	2	2	50	1.5	Transistor	2		
4N27	10		10	10	1500	30	70	0.5	50	2	2	50	1.5	Transistor	2		
4N23	10		10	10	1500	30	70	0.5	50	2	2	100	1.5	Transistor	2		
4N29	100		10	10	2500	30	90	1.0	8	2	0.6	17	100	1.5 I	Darlington	2	
4N29A	150		10	10	1775	30	90	1.0	8	2	0.6	17	100	1.5 I	Darlington	2	
4N30	100		10	10	1500	30	90	1.0	8	2	0.6	17	100	1.5 I	Darlington	2	
4N31	50		10	10	1500	30	90	1.2	8	2	0.6	17	100	1.5 I	Darlington	2	
4N32	500		10	10	2500	30	90	1.0	8	2	0.6	45	100	1.5 I	Darlington	2	
4N32A	500		10	10	2500	30	90	1.0	8	2	0.6	45	100	1.5 I	Darlington	2	
4N33	500		10	10	1500	30	90	1.0	8	2	0.6	45	100	1.5 I	Darlington	2	
4N35	100		10	10	3550	30	70	0.3	10	0.5	2	50	1.5	Transistor	2		
4N36	100		10	10	2500	30	70	0.3	10	0.5	2	50	1.5	Transistor	2		
4N37	100		10	10	1500	30	70	0.3	10	0.5	2	50	1.5	Transistor	2		
4N38	10		10	10	1500	80(I _C = 1mA)		1.0	20	4	2	50	1.5	Transistor	2		
4N38A	10		10	10	2500	80(I _C = 1mA)		1.0	20	4	2	50	1.5	Transistor	2		
SCD 1101	500		1	5	5000	30	90	1.0	50	50	0.6	17	100	1.5 I	Darlington	2	
SCD 1102	200		1	5	5000	30	90	1.0	50	50	0.6	17	100	1.5 I	Darlington	2	
SCD 1103	100		1	5	5000	30	80	1.0	50	50	0.6	17	100	1.5 I	Darlington	2	
SCD 2555	100		10	5	5000	55	100	1.0	50	50	0.6	17	100	1.5 I	Darlington	2	

(*) When transistor output is operated as a photodiode, t_r = t_f = 330 nsec.
 (†) BV_{CEO} > 10V available on request.
 (‡) I_F = 200 mA (pulse), I_C = 50 mA, V_{CE} = 10V (Emitter follower configuration).

Figure 7.2.7. Fiche technique d'optocoupleurs avec sortie à phototransistor et à photodarlington (Gratificat de Spectronics, Honeywell Inc.)



OPERATIONAL AMPLIFIERS

SINGLE OPERATIONAL AMPLIFIERS

Type	Temperature Range (°C)	Frequency Compensat.	CMR (dB)	Input Bias Current (nA)	Slew Rate (V/μs)	Max Supply (V)	Package
LM201 AD	-25 to 85		95	30	—	±22	SO-8
LM301 AD	0 to 70		90	70	—	±18	
LM741 CD	0 to 70	•	90	80	0.5	±13	SO-8
LM741 ID	-25 to 85	•	90	80	0.5	±10	
LM748 CD	0 to 70		90	80	—	±22	SO-8
LM748 ID	-25 to 85		90	80	—	±22	
MC1775 CD	0 to 70	•	90	15	0.8	±18	?
MC1775 ID	-25 to 85	•	90	15	0.8	±18	
LM201 AN	0 to 70		95	30	—	±22	Plastic Minidip
LM301 AN	0 to 70		90	70	—	±18	
LM741 CN	0 to 70	•	90	80	0.5	±18	Plastic Minidip
LM741 EN	0 to 70	•	90	80	0.5	±18	
LM748 CN	0 to 70		90	80	—	±22	TO-99
MC1775 CP1	0 to 70	•	90	15	0.8	±18	
LS709 CB	0 to 70		90	300	0.25	±18	Plastic DIP-14

STANDARD QUAD OPERATIONAL AMPLIFIERS

Type	Temperature Range (°C)	Input Bias Current (nA)	Input Offset Voltage (mV)	Slew Rate (V/μs)	Supply Current (mA)	Max Supply (V)	Package
LM224 O	0 to 70	45	2	—	1.5	±18	SO-14
LM324 O	0 to 70	45	2	—	1.5	±18	
LM2902 D	-40 to 85	45	2	—	1.5	±13	SO-14
LS404 CM	0 to 70	100	1	1	1.5	±18	
LS404 M	-25 to 85	50	1	1.5	1.3	±18	SO-14
MC3403 O	0 to 70	200	2	0.5	2.9	±13	
LM724 N	-25 to 85	45	2	—	1.5	±18	SO-14
LM324 AN	0 to 70	45	2	—	1.5	±18	
LM324 N	0 to 70	45	2	—	1.5	±18	Plastic DIP-14
LM2932 N	-40 to 85	45	2	—	1.5	±13	
LS404 CB	0 to 70	100	1	1	1.5	±18	Plastic DIP-14
MC3303 P	-40 to 85	200	2	0.6	2.9	±13	
MC3403 P	0 to 70	200	2	0.6	2.9	±18	

Type	Temperature Range (°C)	Frequency Compensat.	CMR (dB)	Input Bias Current (nA)	Slew Rate (V/μs)	Max Supply (V)	Package
LM101 AJ	-55 to 125		95	30	—	±22	Ceramic DIP-14
LM201 AJ	-25 to 85		90	30	—	±22	
LM301 AJ	0 to 70		90	70	—	±18	
LM741 CJ	0 to 70	•	90	80	0.5	±13	Ceramic Minidip
LM741 EJ	0 to 70	•	90	80	0.5	±13	
LM741 J	-55 to 125	•	90	80	0.5	±18	
LM748 CJ	0 to 70		90	80	—	±22	TO-99
LM748 J	-55 to 125		90	80	—	±22	
MC1775 CU	0 to 70	•	90	15	0.8	±18	TO-99
MC1775 U	-55 to 125	•	90	15	0.8	±18	
LM301 AH	-55 to 125		94	30	—	±22	TO-99
LM301 EH	-55 to 85		94	30	—	±22	
LM301 AH	0 to 70		90	70	—	±18	TO-99
LM301 EH	0 to 70		90	70	—	±18	
LM741 CH	-55 to 125	•	95	30	0.7	±22	TO-99
LM741 EH	0 to 70	•	90	80	0.5	±18	
LM741 H	0 to 70	•	90	80	0.5	±18	
LM748 CH	0 to 70		90	80	—	±22	TO-99
LM748 H	-55 to 125		90	80	—	±22	
MC1775 CG	0 to 70	•	90	15	0.8	±18	TO-99
MC1775 G	0 to 70	•	90	15	0.8	±18	
LS709 ATB	-55 to 125		110	100	0.25	±18	Ceramic DIP-14
LS709 CTB	0 to 70		90	300	0.25	±18	
LS709 TB	-55 to 125		90	200	0.25	±18	

Type	Temperature Range (°C)	Frequency Compensat.	CMR (dB)	Input Bias Current (nA)	Slew Rate (V/μs)	Max Supply (V)	Package
LM124 AJ	-55 to 125		1	—	1.5	±15	Ceramic DIP-14
LM124 J	-55 to 125		1	—	1.5	±15	
LM324 AJ	-25 to 85		2	—	1.5	±15	Ceramic DIP-14
LM324 J	-25 to 85		2	—	1.5	±15	
LM224 AJ	-55 to 125		2	—	1.5	±15	Ceramic DIP-14
LM224 J	-55 to 125		2	—	1.5	±15	
LM2922 J	-40 to 85		2	—	1.5	±15	Ceramic DIP-14
LM2922 J	-40 to 85		2	—	1.5	±15	
MC3303 L	-40 to 85	200	2	0.6	2.8	±18	Ceramic DIP-14
MC3403 L	0 to 70	200	2	0.6	2.8	±18	
MC3303 L	-55 to 125	200	2	0.6	2.8	±18	

LM741/LM741A/LM741C/LM741E Operational Amplifier
General Description

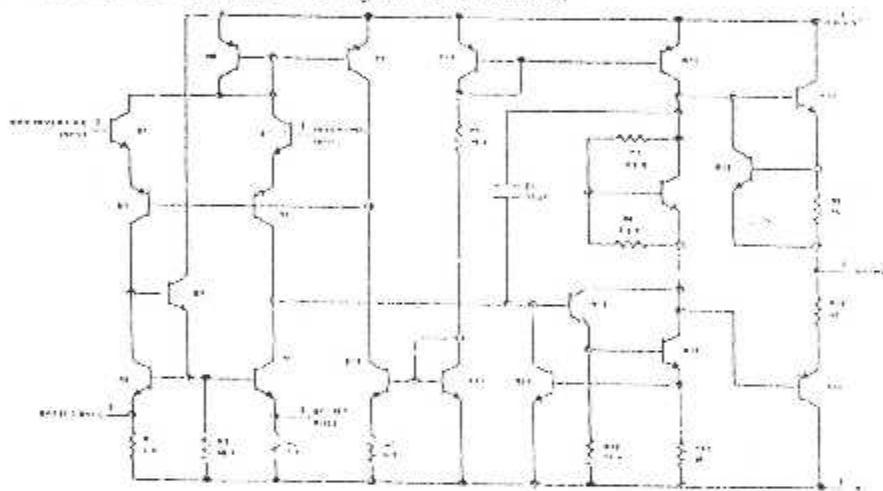
The LM741 series are general purpose operational amplifiers which feature improved performance over industry standards like the LM709. They are direct, plug-in replacements for the 709C, LM201, MC1409 and 748 in most applications.

The amplifiers offer many features which make their application nearly foolproof: overload protection on the input and output, no latch up when the common mode range is exceeded, as well as freedom from oscillations.

The LM741C/LM741E are identical to the LM741/LM741A except that the LM741C/LM741E have their performance guaranteed over a 0°C to 125°C temperature range, instead of -55°C to 125°C.

The LM741C/LM741E are identical to the LM741/LM741A except that the LM741C/LM741E have their performance guaranteed over a 0°C to 125°C temperature range, instead of -55°C to 125°C.

Schematic and Connection Diagrams (100 Vpp)



Metal Can Package



See NS Package 100C

Order Number LM741, LM741A, LM741C or LM741E
 See NS Package 100C

Dual In-Line Package



Order Number LM741C or LM741E
 See NS Package 100B
 Order Number LM741A
 See NS Package 100A

Dual In-Line Package



Order Number LM741C-14
 See NS Package 114A
 Order Number LM741A-14, LM741C-14
 or LM741E-14
 See NS Package 114A

Specifications de l'amplificateur opérationnel 741 (documentation National Semiconductor)

LM741/LM741A/LM741C/LM741E



Absolute Maximum Ratings

	LM741A	LM741E	LM741	LM741C
Supply Voltage	±17V	±22V	±22V	±18V
Power Dissipation (Note 1)	500 mW	600 mW	500 mW	500 mW
Differential Input Voltage	±30V	±30V	±30V	±30V
Input Voltage (Note 2)	±15V	±15V	±15V	±15V
Output Short-Circuit Duration	Indefinite	Indefinite	Indefinite	Indefinite
Operating Temperature Range	-55°C to +125°C	0°C to +170°C	-55°C to +125°C	0°C to +100°C
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C	-65°C to +160°C	-65°C to +150°C	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C	300°C	300°C	300°C

Electrical Characteristics (Note 3)

PARAMETER	CONDITIONS	LM741A/LM741E			LM741			LM741C			UNITS	
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
Input Offset Voltage	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$ $R_F \leq 50\text{ k}\Omega$ $T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$ $R_S \leq 50\text{ k}\Omega$ $R_F \leq 10\text{ k}\Omega$		0.8	3.0		1.0	5.0		2.0	5.0	mV	
												mV
				4.0								mV
							6.0				7.5	mV
Average Input Offset Voltage DRift			15								$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$	
Input Offset Voltage Adjustment Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 120\text{V}$	±10			±15			±15			mV	
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$		3.0	30		20	200		20	200	μA	
				70			65	500			150	μA
Average Input Offset Current DRift			0.5								$\mu\text{A}/^\circ\text{C}$	
Input Bias Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$		30	80		80	500		60	600	μA	
				230			1.5			0.5		μA
Input Resistance	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $V_S = \pm 120\text{V}$ $T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$ $V_S = \pm 120\text{V}$	1.0	6.0		0.3	2.0		0.3	2.0		M Ω	
		3.5									M Ω	
Input Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$				±12	±13		±12	±13		V	
											V	
Large Signal Voltage Gain	$T_A = 25^\circ\text{C}$, $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_S = \pm 120\text{V}$, $V_O = \pm 10\text{V}$ $V_S = \pm 110\text{V}$, $V_O = \pm 10\text{V}$ $T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_S = \pm 120\text{V}$, $V_O = \pm 10\text{V}$ $V_S = \pm 110\text{V}$, $V_O = \pm 10\text{V}$ $V_S = \pm 10\text{V}$, $V_O = \pm 2\text{V}$	60			50	200		30	200		V/mV	
											V/mV	
			32									V/mV
			10			75			15			V/mV
Output Voltage Swing	$V_S = \pm 120\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$ $V_S = \pm 110\text{V}$ $R_L \geq 10\text{ k}\Omega$ $R_L \geq 2\text{ k}\Omega$	±10			±12	±14		±12	±14		V	
		±15						±10	±13		V	
												V
						±10	±12		±10	±13		V
Output Short-Circuit Current	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_{\text{MIN}} \leq T_A \leq T_{\text{MAX}}$	0	25	35		75			25		mA	
		10		40							mA	
Common-Mode Rejection Ratio	$T_A = 25^\circ\text{C}$ $R_S \leq 10\text{ k}\Omega$, $V_{CM} = \pm 12\text{V}$ $R_S \leq 50\text{ k}\Omega$, $V_{CM} = \pm 12\text{V}$				70	60		70	60		dB	
					80	70					dB	

LES CIRCUITS INTEGRES :

I_m : oscillateur NE555 boîtier DIL8.

I_g : ampli - op. 741

I_o : opto - op. 4N25 ou équivalent

LES TRANSISTORS :

T₁ : transistor 2n2222

T₁, T₃ : transistor NPN BC 107

T₆ : NPN de puissance 2n3055

LES DIODES :

D₁ : diode redressement 1n4002

Z₁ : diode zener 4,7v

Z₂ : diode zener 5,6v

LES RESISTANCES :

R₁, R₁₃ : 4,7k $\frac{1}{4}$ w : (jaune - violet - rouge)

R₂ : 220K $\frac{1}{4}$ w : (rouge - rouge - marron)

R₃ : 2,2 K $\frac{1}{4}$ w : (rouge - violet - rouge)

R₄ : 1 K $\frac{1}{4}$ w : (marron - noir - rouge)

R₅ : 3,3 K $\frac{1}{4}$ w : (orange - orange - rouge)

R₆, R₇ : 100 K $\frac{1}{4}$ w : (marron - noir - jaune)

R₈, R₁₂ : 10 K $\frac{1}{4}$ w : (marron - noir - orange)

R₉, R₁₄ : 1 w : (marron - noir - vert)

R₁₀ : 330 $\frac{1}{4}$ w : (orange - orange - marron)

R₁₁ : 390 $\frac{1}{4}$ w : (orange - blanc - marron)

R₁₄ : 1,5m $\frac{1}{2}$ w : (marron - vert - vert)

R₁₅, R₁₆ : 220 $\frac{1}{4}$ w : (grn - rouge - marron)

P₁ : ajustable horizontale 22k π par 2,54mm

P₂ : potentiometre courbe à 500 k π + bouton

LES CONDENSATEURS :

C₁, C₂ : 10nf / 63v plastique

C₃ : 150mf / 63v

BIBLIOGRAPHIE :

- [1] *Electronique industrielle : mesures en milieu Industrie : HALVO - HO. RALPH MULLER. Edition Griffon d'argile. Paris decembre 1983.*
- [2] *Schéma d'électronique: JEAN MICRONARD :Edition dusod Paris 1986.*
- [3] *Electronique, concept de base. FRANCOIS DATTEE -Edition BYROLLESParis 1983.*
- [4] *Revue Electronique Pratique Août 2000.*