

24/80
200

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT ELECTRICITE

PROJET DE FIN D'ETUDES

L'ELECTRONIQUE:

DE LA THEORIE A LA PRATIQUE

LES ELEMENTS A RESISTANCE DYNAMIQUE NEGATIVE

Proposé par :

M. KACIMI

Etudié par :

N. LAIEB

M.F. MESBAH



Juin 1980



UNIVERSITE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE D'ALGER

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

DEPARTEMENT ELECTRICITE



PROJET DE FIN D'ETUDES



L'ELECTRONIQUE: DE LA THEORIE A LA PRATIQUE

LES ELEMENTS A RESISTANCE
DYNAMIQUE NEGATIVE

Proposé par :

M. KACIMI

Etudié par :

N. LAIEB

M.F. MESBAH

Juin 1980



/) /ous dédions cet ouvrage à nos plus chers parents
et amis .

Nous remercions également tous ceux qui d'une manière
ou d'une autre nous ont aidé dans nos études.

LAÏEB Nouredine

MESBAH Mohamed-Fayçal.

TABLE DES MATIERES

INTRODUCTION :

I : LE TRANSISTOR UNIJONCTION OU U.J.T :

I.A : ETUDE THEORIQUE :

- I.A.1 : Présentation de l'U.J.T.
- I.A.2 : Caractéristique statique d'un U.J.T
- I.A.3 : Paramètres caractérisant l'U.J.T.
- I.A.4 : Le relaxateur à U.J.T.

I.B : APPLICATIONS :

- I.B.1 : Généralités .
- I.B.2 : Générateur de dents de scie et d'impulsions.
- I.B.3 : Ohm-mètre, capacimètre
- I.B.4 : Générateur de signaux en marches d'escalier.
- I.B.5 : Comparateur **de tensions.**
- I.B.6 : Utilisation de l'U.J.T dans les montages astable, monostable et bistable.
 - I.B.6.a : Utilisation en astable
 - I.B.6.b : Utilisation en monostable
 - I.B.6.c : Utilisation en bistable.

II : LE THYRISTOR :

- II.1 : Introduction
- II.2 : Principe de fonctionnement
- II.3 : Caractéristique de commande de la gâchette
- II.4 : Amorçage des thyristors

II.4.a : Dynamique de l'amorçage

II.4.b : Vitesse de croissance de la tension d'anode

II.4.c : Vitesse de croissance du courant d'anode

$$\frac{dV_{AK}}{dt}$$

$$\frac{dI}{dt}$$

II.4.d : Déclenchement des thyristors.

II.4.d.1 : Généralités

II.4.d.2 : Déclenchement par **résistance**

II.4.d.3 : Déclenchement par circuit R-C

II.4.d.4 : Déclenchement par dispositifs à seuil.

II.5 : Blocage des thyristors

II.5.a : Dynamique de blocage

II.5.b : Mode de désamorçage des thyristors

II.6 : Anti-parasitage des thyristors.

III : LE TRANSISTOR UNIJONCTION PROGRAMMABLE OU P.U.T :

III. 1 : Présentation du P.U.T

III. 2 : Polarisation d'un P.U.T.

III. 3 : Applications .

IV : LE TRIAC :

IV.1 : Introduction.

IV.2 : Caractéristique du triac

IV.3 : Déclenchement du triac

IV.3.a : Déclenchement par courant continu

IV.3.b : Déclenchement par courant alternatif

IV.3.c : Déclenchement par DIAC

IV.3.d : Déclenchement par S.B.S.

V : APPLICATIONS DES THYRISTORS ET TRIAC :

V.1 : Introduction

V.2 : Interrupteur synchrone de puissance

V.3 : Interrupteur automatique à surcharge.

V.4 : Alarme déclenchée par contacts.

V.5 : Alarme destinée à détecter la présence d'eau ou de vapeur.

V.6 : Système à retard en continu

V.7 : Temporisateur en alternatif.

V.8 : Clignotant .

V.9 : Contrôle automatique à cycle intégral d'un chauffage.

V.10: Commande à simple alternance d'un moteur universel.

V.11: Commande à double alternance d'un moteur universel.

V.12: Onduleur à thyristors.

BIBLIOGRAPHE :

ANNEXE :

Les éléments à résistance dynamique négative possèdent la propriété de présenter, dans un domaine de la caractéristique statique (I, V) une zone où la résistance dynamique ρ définie comme le rapport $\frac{\Delta V}{\Delta I}$ est négative.

Il existe deux catégories importantes d'éléments à résistance dynamique négative.

- Les uns, dits éléments pilotés en courants, possèdent des caractéristiques dont l'allure générale est donnée figure 1. Cette caractéristique montre que, dans ce type de circuit, il correspond pour une valeur de courant donnée, une tension et une seule. Dans la pratique, ces circuits doivent être commandés en courant c'est à dire par des sources ayant une forte impédance interne. C'est à cette catégorie de composants qu'appartiennent le Transistor Unijonction ou U.J.T, le transistor unijonction programmable ou P.U.T, la diode SHOCKLEY dénommée aussi diode P.N.P.N ou encore diode à quatre couches, le Thyristor; le Triac, le Diac; le Commutateur Unilatéral ou S.U.S, le Commutateur Bilatéral ou S.B.S. etc...

- Les autres, dits éléments pilotés en tension, possèdent des caractéristiques dont l'allure générale est donnée figure 2. Cette caractéristique montre que dans ce type de circuit, il correspond pour une valeur de tension donnée, un courant et un seul. Dans la pratique, ces circuits doivent être commandés en tension c'est à dire par des sources ayant une faible impédance interne. C'est à cette catégorie de composants qu'appartient la diode tunnel.

L'existence de la résistance dynamique négative est largement utilisée en électronique comme nous nous proposons de le montrer dans la suite.

Notre étude sera divisée en cinq parties.

Dans une première partie nous décrirons le principe de fonctionnement de l'U.J.T ainsi que certaines applications courantes réalisées à l'aide de ce circuit.

Dans la deuxième partie nous ~~descri~~ons théoriquement le principe de fonctionnement du thyristor.

La troisième partie a été réservée à l'étude théorique du transistor U.J.T programmable.

Dans la quatrième nous présenterons théoriquement le principe de fonctionnement du triac.

La cinquième et dernière partie a été consacrée à la description de certains montages pratiques utilisant les propriétés des éléments à résistance dynamique négative présentés précédemment et plus particulièrement l'U.J.T, le thyristor, le triac, le diac et le SUS.

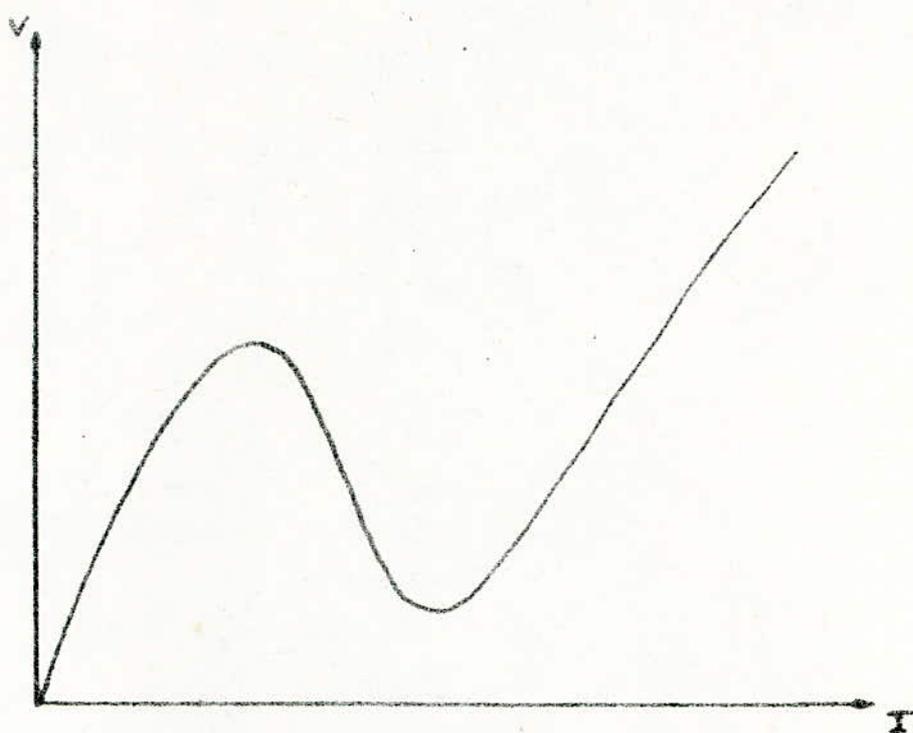


Fig. 2. Caractéristique statique d'un élément à résistance dynamique négative piloté en courant.

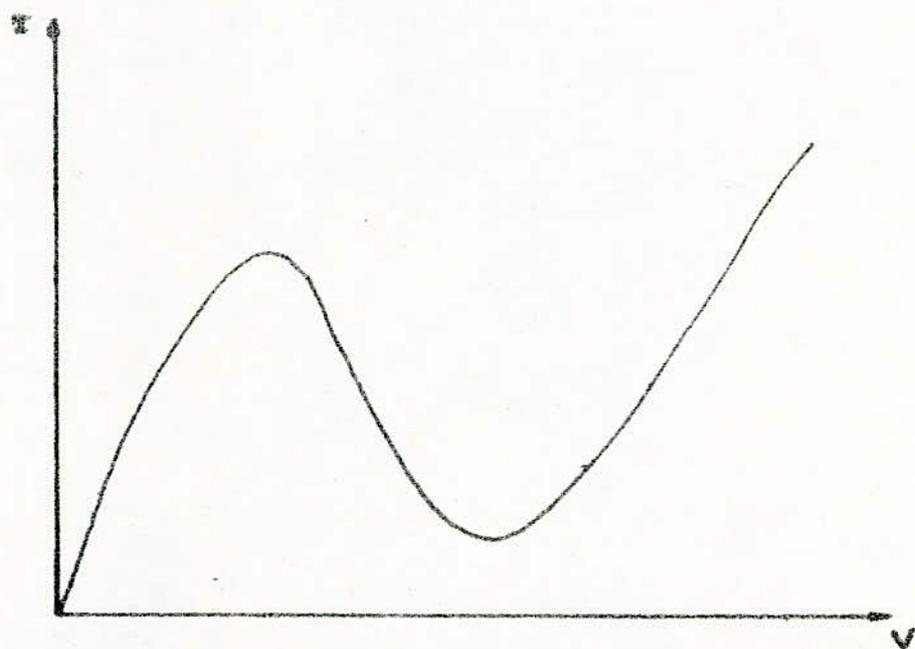


Fig. 2. Caractéristique statique d'un élément à résistance négative piloté en tension.

I. LE TRANSISTOR UNIJONCTION OU U.J.T

I.A. ETUDE - THEORIQUE

I.A.1 PRESENTATION DE L'U.J.T.

"Le transistor unijonction" dénommé "unijonction transistor" ou U.J.T. dans la littérature anglosaxonne est aussi connu sous la dénomination de "diode à deux bases".

L'U.J.T est, essentiellement constitué d'un mince barreau de silicium, généralement, de type N aux extrémités duquel sont soudées deux connections ohmiques B_1 et B_2 appelées bases. Une troisième électrode E dénommée émetteur constituée d'un petit barreau de silicium de type P est réalisée latéralement en un point M situé au voisinage du milieu de $B_1 B_2$. L'émetteur de type P forme, avec le barreau principal de type N, une jonction P N au niveau de l'émetteur, d'où les deux noms donnés à ce composant :

- diode à deux bases pour rappeler que l'U.J.T est une diode de deux bases B_1 et B_2 ,
- transistor unijonction pour spécifier qu'il s'agit d'un transistor spécial possédant une seule jonction.

Les figures I-1 donnent, respectivement, la présentation, le schéma symbolique et la disposition de trois électrodes vues côté connexions.

L'U.J.T décrit, précédemment est le plus populaire : c'est la raison pour laquelle, nous ne considérerons, dans la suite, que ce type de composant, sauf mention contraire.

Il existe, en effet, un autre type d'U.J.T dit U.J.T complémentaire dans lequel le barreau principal est du type P et l'émetteur de type N.

La figure I-2 en donne le schéma symbolique.

I.A.2. CARACTERISTIQUE STATIQUE D'UN U.J.T :

Le principe de fonctionnement de l'U.J.T peut s'expliquer à partir de la figure I-3 dans laquelle nous avons admis que le barreau principal peut être assimilé à une résistance R_{BB} dite résistance interbase définie par la relation:

$$R_{BB} = R_{B1} + R_{B2} \quad (I.1)$$

Compte tenu de ce qui précède, on déduit que l'étude des caractéristiques du montage donné figure I-3 peut être faite à partir du schéma équivalent donné figure I-4.

Cette figure montre que la diode D reste bloquée tant que la tension V_E est inférieure au seuil V_P dit tension de pic définie par la relation :

$$V_P = \eta V_{BB} + V_D \quad (I-2)$$

expression dans laquelle :

V_D représente la tension directe aux bornes de la diode et η appelée rapport intrinsèque de l'U.J.T est donné par la relation :

$$\eta = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} \quad (I-3)$$

Compte tenu de ce qui précède, on déduit que :

- tant que la tension d'entrée V_E est inférieure au seuil V_P , il ne circule qu'un faible courant inverse dans l'émetteur,

- dès que la tension d'entrée V_E atteint un seuil égal à ηV_{BB} la diode commence à conduire. Des trous majoritaires sont, alors, injectés dans le barreau principal. Sous l'effet du champ électrique longitudinal dû à la tension de polarisation V_{BB} , ces trous sont dirigés vers la partie inférieure du barreau contribuant à réduire la valeur effective de la résistance R_{B1} ce qui entraîne une diminution de potentiel au point M. Ceci se traduit par une augmentation de la tension directe aux bornes de la diode, phénomène qui conduit à une injection plus importante de trous,

- dès que la tension d'entrée atteint un seuil égal à V_P , il s'établit un véritable phénomène d'avalanche qui aura pour effet de faire tendre la résistance R_{B1} vers une valeur pratiquement nulle entraînant une diminution de potentiel V_E jusqu'à une valeur voisine de V_D .

Compte tenu des effets précédents, on déduit que l'U.J.T devrait présenter une caractéristique ayant une forme donnée par la courbe (a) représentée figure I-5.

En réalité, il faudra tenir compte de la caractéristique statique de la diode D située entre émetteur et barreau principal. Celle-ci est représentée par la courbe (b) indiquée figure I-5.

Compte tenu de ces deux effets, on déduit que la caractéristique statique de l'U.J.T se présente sous la forme donnée par la courbe (c) représentée figure I-5.

Cette caractéristique met en évidence l'existence de trois zones délimitées par deux points P et V définis par leurs coordonnées :

$$(I_P, N_P) \text{ et } (I_V, V_V).$$

- une zone de blocage, où l'U.J.T présente une résistance positive élevée dans laquelle l'U.J.T présente une forte résistance équivalente.
- une zone à résistance dynamique négative,
- une zone de saturation où l'U.J.T présente une résistance positive relativement faible.

I.A.3. PARAMETRES CARACTERISANT L'U.J.T.

Le tableau suivant donne la liste ainsi que les significations des paramètres qui caractérisent le fonctionnement d'un U.J.T.

- I_{b2} : Courant modulé inter-base (interbase modulated current)
 Courant de base 2 dans la zone de Saturation, mesuré pour $V_{BB} = 10V$ et $I_E = 50 \text{ mA}$. Ce paramètre indique le gain en courant effectif entre émetteur et base 2.
- I_p : Courant de pic (ou de sommet) (Peak current)
 Courant d'émetteur minimal pour provoquer l'amorçage de l'U.J.T.
- Leo : Courant inverse d'émetteur (Emitter reverse current)
 Courant mesuré en appliquant une tension inverse entre l'émetteur et la base 2, la base 1 étant en l'air. Ce courant varie avec la température, de la même manière que le courant I_{CBO} d'un transistor ordinaire au silicium.
- I_v : Courant de vallée (Valley current)
 Courant d'émetteur au point de vallée, c'est-à-dire à la limite entre la zone de résistance négative et la zone de saturation.
- η : Rapport de tension intrinsèque (Intrinsic Stand - Off ratio)
 Ce paramètre est le plus important d'un transistor unijonction. Il est déterminé par la géométrie du transistor. Il est pratiquement indépendant de la tension interbases et de la température. Il permet de calculer la tension de pic selon la formule : $V_p = \eta V_{BB} + V_p$.
- $R_{B1}; R_{B2}$: Résistances de base 1, de base 2 (Base 1, Base 2 résistances).
 Résistance du barreau comprise entre l'émetteur et la base 1 ou la base 2. On utilise parfois les mêmes symboles pour désigner les résistances extérieures montées en série avec les bases.
- R_{BB} : Résistance interbases (Interbase resistance)
 C'est le rapport du courant interbases à la tension interbases l'émetteur étant en l'air. Ce paramètre varie avec V_{BB} et la température.

V_d : Tension de diffusion d'émetteur.

Tension équivalente d'émetteur. Sa valeur, à 25°C, est voisine de 0,7V, Elle diminue avec la température d'environ 3mV/°C.

V_{bb} : Tension interbases (Interbase voltage)

Tension appliquée entre les bases B_1 et B_2 .

V_p : Tension de pic(ou de sommet) (Peak voltage)

Tension d'émetteur pour laquelle s'amorce le phénomène de résistance négative; V_p décroît quand la température s'élève du fait de la diminution de V_D . Cette variation peut être compensée au moyen d'une petite résistance montée en série avec B_2 .

V_v : Tension de vallée (Valley voltage)

C'est la tension de l'émetteur au point de vallée. Ce paramètre croît avec la tension interbases et décroît avec la résistance de base 1 ou de base 2.

V_{sat} : Tension de saturation d'émetteur (Emitter saturation voltage)

Tension mesurée sur l'émetteur, pour une tension interbase de 10 V et un courant d'émetteur de 50 mA.

V_{obi} : Tension d'impulsion de base 1 (Base 1 peak pulse voltage)

Amplitude minimale de l'impulsion recueillie aux bornes de la résistance montée en série avec la base 1, dans les conditions fixées par le constructeur.

I.A.4. LE RELAXATEUR A U.J.T :

L'U.J.T est généralement montée en relaxateur conformément au schéma représenté figure (I-6.a). Dans ce montage la résistance R_2 est prévue pour minimiser l'effet de la température sur le fonctionnement du dispositif. En effet la tension V_D a un coefficient de température négatif; elle décroît de 3 mV quand la température s'élève de 1°C. Toute augmentation de la température entraîne une augmentation de la résistance du barreau de silicium. La tension interbase aura alors tendance à augmenter. Le choix de R_2 est tel que l'augmentation de cette tension compense exactement la diminution de V_D . La valeur de R_2 est généralement donnée par la relation I-4.

$$R_2 = \frac{0,7}{\eta} \frac{R_{EB}}{V_{EB}} + \frac{1 - \eta}{\eta} R_1 \quad (I-4)$$

Ce circuit fonctionne de la façon suivante :

- tant que la tension aux bornes du condensateur est inférieure à la tension de pic de l'U.J.T, la diode formée par la jonction émetteur barreau principal est bloquée. Dans ce cas, le condensateur C se charge à travers la résistance R avec une constante de temps $\tau = RC$. La tension de V_c aux bornes de C évaluée, alors, selon :

$$V_C = E \left\{ 1 - \exp \left(- \frac{t}{\tau} \right) \right\} \quad (I-5)$$

Lorsque l'U.J.T est bloqué, la figure I-6.b, montre que les résistances R_1 , R_2 et R_{BB} sont parcourues par un courant I_0 tel que :

$$I_0 = \frac{E}{R_1 + R_2 + R_{BB}} \quad (I-6)$$

Etant donnée la valeur relativement élevée de la résistance R_{BB} par rapport à R_1 , R_2 , on pourra, généralement, admettre avec une bonne approximation que :

$$I_0 \approx \frac{E}{R_{BB}} \quad (I-7)$$

Compte tenu de la contribution de I_0 la tension de V'_P est donnée par la relation :

$$V'_P = \frac{R_{B1} + R_1}{R_1 + R_2 + R_{BB}} E + V_D \quad (I-8)$$

Etant donné les valeurs relativement faibles des résistances R_1, R_2 par rapport à R_{B1} et R_{BB} , on pourra généralement admettre que les grandeurs V_P et V'_P sont égales.

- dès que la tension aux bornes du condensateur atteint le seuil V_P , l'U.J.T s'amorce entraînant la décharge du condensateur dans R_2 avec une constante τ' voisine de $R_1 C$. La tension aux bornes de C évolue, alors, selon :

$$V_C = V_P \cdot \exp \left(- \frac{t}{\tau'} \right). \quad (I-9)$$

L'U.J.T se bloque dès que la tension aux bornes de C est inférieure à la tension de vallée V_V . L'U.J.T étant bloqué un nouveau cycle identique au précédent reprend.

Compte tenu de ce qui précède on déduit les signaux disponibles au niveau de l'émetteur E et des deux bases B_1 et B_2 se présentent sous la forme indiquée figure I-7. Ces figures mettent en évidence l'existence d'un phénomène périodique dont la période T égale à la somme des périodes de charge T_1 et de décharge T_2 du condensateur peut être obtenue à partir des équations. La période T_1 peut être obtenue à partir de l'équation I.5 dans laquelle on pose :

$$V_C (T_1) = V_P \quad (I-10)$$

De même la période T_2 peut être obtenue à partir de l'équation I-9 dans laquelle on pose :

$$V_C (T_2) = V_V \quad (I-11)$$

Si l'on tient compte des approximations généralement justifiées :

$$V_P \approx \eta E \quad (I-12)$$

on obtient :

$$T_1 \approx RC \operatorname{Log} \left(\frac{1}{1-\eta} \right) \quad (\text{I-13})$$

$$T_2 \approx R_1 C \operatorname{Log} \left(\frac{V_P}{V_V} \right) \quad (\text{I-14})$$

ce qui donne :

$$T = RC \operatorname{Log} \left(\frac{1}{1-\eta} \right) + R_1 C \operatorname{Log} \left(\frac{V_P}{V_V} \right) \quad (\text{I-15})$$

Etant donné la valeur relativement faible de R_1 on pourra admettre dans toute la suite que :

$$T = T_1.$$

Pour que le relaxateur fonctionne de façon sûre il sera nécessaire que la droite de charge coupe la caractéristique statique en un point situé sur la zone à résistance dynamique négative. Il conviendra pour ce faire de prendre pour R une valeur fixée par la double inéquation :

$$\frac{E - V_V}{I_V} \leq R \leq \frac{E - V_P}{I_P} \quad (\text{I-16})$$

I.B. APPLICATIONS

I.B.1. GENERALITES :

Les montages pratiques réalisés à l'aide de l'U.J.T sont très nombreux. Dans notre travail nous nous sommes contentés de réaliser ceux qui nous paraissent être très classiques. Nous nous proposons de décrire dans la suite les montages suivants :

- Générateur de dents de scie et d'impulsions,
- Ohmmètre, capacimètre,
- Générateur de marches d'escalier,
- Comparateur,
- Multivibrateur astable, monostable et bistable.

Avant de passer à l'étude détaillée des applications précédentes nous nous proposons de décrire les méthodes permettant la détermination expérimentale de la résistance interbase R_{BB} et de la fréquence de relaxation de l'U.J.T.

La mesure de R_{BB} consiste à appliquer une tension V entre les deux bases et mesurer le courant I qui passe dans le barreau principal lorsque l'émetteur est en l'air. Le rapport des deux grandeurs précédentes donne la valeur de R_{BB} . Nous avons ainsi déterminé que R_{BB} vaut $6,3 \text{ K}\Omega$ le constructeur donne une valeur moyenne de $7 \text{ K}\Omega$ pour $V = 3 \text{ V}$.

La figure I.8 donne le schéma de principe d'un fréquencemètre permettant d'afficher la fréquence du relaxateur à UJT. Le principe consiste à mesurer durant un temps T égal à une seconde fixé par un astable à ampli op le nombre N_0 d'impulsions, préalablement mises en forme à l'aide d'un ampli op, issues du relaxateur à UJT. Après décodage et affichage de l'information contenue au niveau du compteur on obtient directement la fréquence f_0 .

Le signal S_1 issu de l'astable à ampli op, permet de synchroniser les trois phases suivantes :

- comptage des impulsions ,
- memorisation de l'information contenue dans le compteur enfin de comptage ,
- remise à zéro de l'information contenue dans le compteur après lecture de l'information.

Le signal de mémorisation S_2 est déclenché par les fronts de montée du signal issu de l'astable.

Le signal de remise à zéro S_3 est déclenché par les fronts descendants du signal issu de l'astable.

Le chronogramme donné figure I.9 montre que :

- Le comptage est fait durant un temps $T = 1$ s,
- L'affichage est fait durant un temps τ .

Le schéma de principe de l'astable à ampli-op est donné figure I.10. La résistance R_3 permet en réglant la contre-réaction de l'ampli d'agir sur la période de l'astable qui dépend de C , de R_1 et du gain. La diode zener permet d'écrêter la partie négative du signal.

La figure I.11 donne le schéma de principe du montage à ampli op, permettant la mise en forme du signal issu du relaxateur à U.J.T.

La figure I.12 donne le schéma de principe du monostable délivrant soit le signal S_2 soit le signal S_3 . Le choix du front de déclenchement se fait en appliquant le signal provenant de l'astable, soit sur l'entrée A (front montant) sur l'entrée B (front descendant).

I.B.2 . GENERATEUR DE DENTS DE SCIE ET D'IMPULSIONS .

C'est l'application la plus classique de l'U.J.T.

Elle a été décrite en I.A.3. Nous y avons indiqué que le relaxateur pouvait fournir une dent de scie aux bornes du condensateur et deux impulsions de signes opposés au niveau de chacune des deux bases. Il convient cependant de remarquer que dans le cas étudié, la dent de scie croît exponentiellement entre les deux limites V_B et V_P . Si l'on désire linéariser cette dent de scie il conviendra de charger le condensateur à courant constant le schéma généralement utilisé est donné figure I.13. La source de courant est constituée par les éléments T_1, R_3, R_4, R_5, ρ .

Pour que le relaxateur fonctionne de façon convenable, il conviendra de choisir le courant constant I_0 entre $0,4 \mu A$ et 6 m A dans le cas d'un 2N2646.

Les paramètres C, I_0, T et V_P sont liés par la relation :

$$C V_P = I_0 T \quad (I.17)$$

Cette égalité montre que pour C et E donnés la période T varie d'une façon inversement proportionnelle à I_0 . Le calcul des éléments de la source de courant peut se faire de la façon suivante. Pour un transistor T_s donné on se fixe un courant de pont I nettement supérieur à $I_{B \text{ max}}$. La figure I.13 nous permet d'écrire :

$$(R_4 + R_5 + \rho) I = E \quad (I.18)$$

$$R_4 I = V_{BE} + R_3 I_0 \text{ min} \quad (I.19)$$

$$(R_4 + \rho) I = V_{BE} + R_3 I_0 \text{ max} \quad (I.20)$$

Aux équations précédentes il conviendra d'ajouter l'inéquation suivante :

$$\frac{E - V_{CE \text{ sat}} - V_V}{I_V} < R_3 < \frac{E - V_{CE \text{ sat}} - V_P}{I_P} \quad (I.21)$$

Nous avons utilisé un transistor 2N2905 dont le β est voisin de 100. L'ensemble du circuit étant alimenté sous 12 V. Nous avons imposé :

$$I = 10 I_{B \text{ max}} = 10 \frac{I_0 \text{ max}}{\beta} = 0,6 \text{ m A} \quad (I.22)$$

ce qui donne d'après I.18 :

$$R_4 + R_5 + \rho = 20 \text{ K } \Omega.$$

La valeur de R_3 a été obtenue en tenant compte de l'inéquation I.21 et en prenant $V_{CE \text{ sat}} = 0$.

Nous obtenons :

$$1,66 \text{ K}\Omega < R_3 < 10 \text{ M}\Omega . \quad (\text{I.23})$$

Nous avons pris :

$$R_3 = 1,8 \text{ K}\Omega \text{ (Valeur normalisée)} \quad (\text{I.24})$$

Compte tenu de la valeur précédente et de la valeur de V_{BE} prise égale à 500 mV, les équations précédentes nous permettent de tirer :

$$R_4 = 1,16 \text{ K}\Omega \text{ (Valeur normalisée } 1,2 \text{ K}\Omega \text{)} \quad (\text{I.25})$$

$$\rho = 18 \text{ K}\Omega \text{ (Valeur normalisée } 20 \text{ K}\Omega \text{)} \quad (\text{I.26})$$

$$R_4 = 10 \text{ }\Omega \text{ (Valeur normalisée)} \quad (\text{I.27})$$

Le relaxateur précédemment décrit nous permet de déterminer expérimentalement les grandeurs V_p et V_v . La relation liant V_p et E nous permet de tirer la grandeur η . La courbe $V_p = f(E)$ donnée figure I.14 nous permet de tirer :

$$\eta = 0,63 \quad (\text{I.28})$$

$$V_p = 0,3 \text{ v} \quad (\text{I.29})$$

I.B.3. ~~Ohm-mètre~~, capacimètre .

La relation I.15 montre que la période est proportionnelle au produit RC d'où la possibilité de déterminer expérimentalement dans un domaine limité soit des résistances, soit des capacités en mesurant la fréquence de relaxation de l'U.J.T.

I.B.4. Générateur de signaux en marches d'escalier .

La figure I.15 donne le schéma de principe utilisé pour générer un signal en marches d'escalier. Le principe consiste à charger un condensateur à travers une diode à très haute résistance inverse par un signal carré. La charge de la capacité se fait par paliers dont la durée est égale à la période du signal d'entrée. Sous l'effet de cette charge, la tension aux bornes de C s'élève jusqu'à une tension de pic de l'U.J.T. Lorsque le seuil V_p est atteint l'U.J.T s'amorce et la tension aux bornes de C tombe à une valeur voisine de zéro. Le cycle précédent recommence. Comme on peut le constater la période T de l'UJT est un multiple de la période T' du signal d'entrée. Dans la pratique ce montage est rarement utilisé car il conduit à un signal dont la hauteur des marches diminue au fur et à mesure que la tension aux bornes de C augmente.

Pour égaliser les marches, il suffira de charger la capacité C à courant constant. On utilise pour ce faire le montage donné en figure I.15.b. Le montage fonctionne de la façon suivante : A chaque impulsion positive issue de la base 1 du 1^{er} relaxateur le transistor T_1 se sature assurant la charge du condensateur à travers le transistor T_2 selon le même principe que celui décrit en I.B.2. Chaque fois que le signal de base B_1 du premier relaxateur tombe à zéro le transistor T_1 se bloque de sorte que son potentiel au collecteur remonte vers une tension voisine de E entraînant le blocage de la source de courant ce qui permet de maintenir la charge du condensateur à la valeur précédente. Le cycle précédent recommence à chaque impulsion qui apparaît en B_1 .

Le calcul des éléments de la source de courant étant fait en I.B.2, nous n'y reviendrons pas .

I.B.5. Comparateur de tensions .

La figure I.16 donne le schéma de principe d'un comparateur de tensions utilisant deux UJT. Ce montage fonctionne de la façon suivant : Lorsque la tension V_x est supérieure à la tension de référence V_R . la tension de pic de T_2 est inférieure à celle de T_1 . Il s'ensuit que c'est le transistor T_2 qui amorce entraînant la génération d'une impulsion au niveau de la base B_1 de T_2 . Dans le cas contraire c'est le transistor T_1 qui amorce entraînant la génération d'une impulsion au niveau de la base B_1 de T_1 . Ainsi il y aura une génération d'impulsions au niveau de S_1 chaque fois que V_x est supérieur à V_R .

Sous réserve que V_R et V_x restent positives leurs formes peuvent être quelconques.

On notera au passage que lorsque V_x et V_R sont égales on recueille des impulsions en S_1 et S_2 dans la mesure où la symétrie est parfaite. Le calcul des éléments est le même que pour le relaxateur simple.

I.B.6. Utilisation de l'UJT dans les montages astable, monostable et **bistable**.

La figure I.17 montre que selon la droite de charge choisie, le montage à UJT peut fonctionner soit en astable, soit en monostable soit en bistable.

I.B.6.a. UTILISATION EN ASTABLE.

Le montage astable utilise un relaxateur à U.J.T suivi d'un transistor de mise en forme . La figure I.18 donne le schéma de principe du montage utilisé . Ce dernier fonctionne de la façon suivante :

- Le transistor Q_2 de mise en forme se sature chaque fois qu'il y a apparition d'une impulsion positive au niveau de la base B_1 de l'U.J.T.

Pour que ce circuit fonctionne correctement, il sera nécessaire que le transistor soit bloqué en l'absence d'impulsions. La tension continue apparaissant en B_1 en l'absence d'impulsions étant voisine de :

$$V_{B1} = \frac{R_1}{R_{BB} + R_1 + R_2} E \approx \frac{R_1}{R_{BB}} E \quad \text{I.29}$$

il faudra veiller à ce que :

$$V_{B1} < V_{BE} \text{ (bloc)} \quad \text{I.30}$$

Lors de la saturation du transistor de mise en forme, il conviendra de respecter les relations suivantes :

$$V_{B1} + \Delta V_{B1} \geq R_4 I_{Bsat} + 0,6 \quad \text{I.31}$$

$$E = R_5 I_{C sat} + V_{CEsat} \approx R_5 I_{C sat} \quad \text{I.32}$$

La hauteur de l'impulsion ΔV_{B1} étant connue il suffira de se fixer I_{Csat} pour calculer les résistances R_4 et R_5 pour un transistor dont le β_{min} est donné .

Avec une tension d'alimentation de 12V et une résistance R_1 de 100 Ω on obtient pour un U.J.T 2N2646 :

$$V_{B1} = 0,17 \text{ V} \quad \text{I.33}$$

$$\Delta V_{B1} = V_P = \eta E \approx 7,6 \text{ V} \quad \text{I.34}$$

ce qui donne :

$$V_{B1} + \Delta V_{B1} \approx 8 \text{ V.} \quad \text{I.35}$$

Le transistor de mise en forme un 2N2219 A possède un $I_{C max}$ de 0,8 A et un β_{min} de 100. En fixant I_{Csat} à 100 mA on obtient :

$$R_4 = 5,6 \text{ K}\Omega \text{ (Valeur normalisée)} \quad \text{I.36}$$

$$R_5 = 120 \Omega \text{ (Valeur normalisée)} \quad \text{I.37}$$

Le calcul de la durée T_1 de saturation du transistor peut-être fait à partir de la figure I-19. Dans cette figure :

$-V_{B1}$ représente la composante continue;

$-V_R$ la tension nécessaire pour saturer le transistor.

$-V_0$ voisin de $V_p - 0,7$ est l'amplitude de l'impulsion compte-tenu de V_{B1} .

Comme pour $t > t_0$:

$$V_B = V_0 \exp\left(-\frac{t}{\tau}\right) \quad \text{I.38}$$

On obtient pour $V_B = V_R$:

$$V_B = V_R = V_0 \exp\left(-\frac{T_1}{\tau}\right) = R_4 I_{Bsat} + V_{Bsat} \quad \text{I.39}$$

avec :

$$\tau = \frac{R_1 R_4}{R_4 + R_1} C \quad \text{I.40}$$

$$I_{Bsat} = \frac{I_{Csat}}{\beta_{min}} \quad \text{I.41}$$

$$V_{Bsat} = 700 \text{ mV} \quad \text{I.42}$$

Compte tenu des valeurs numériques précédentes la relation I.39 donne en prenant C de 10 μF et R_1 de 100 Ω :

$$T_1 = 0,24 \text{ m s.} \quad \text{I.43}$$

I.B.6.b. UTILISATION EN MONOSTABLE :

La figure I.20 donne le schéma de principe d'un monostable utilisant un U.J.T.

Le dispositif fonctionne de la façon suivante :

- La droite de charge de l'U.J.T étant fixée comme le montre la figure I.17.b il s'ensuit que dès qu'une impulsion positive est appliquée sur l'émetteur l'U.J.T s'amorce . Au bout d'un certain temps appelé période du monostable le point de fonctionnement revient de lui-même au point X. Une impulsion positive est en même temps générée et mise en forme par le transistor Q_2 . Les résistances variables R_3 et R_6 servent à fixer la droite de charge comme l'indique la figure I.17.b. Le circuit de mise en forme est identique à celui de l'astable. On notera que le condensateur se charge à travers une résistance :

$$R = \frac{R_3 R_6}{R_3 + R_6} \quad \text{I.44}$$

sous une tension :

$$E' = \frac{R_6}{R_3 + R_6} E \quad \text{I.45}$$

Nous avons pris $R_3 = R_6 = 50 \text{ K}\Omega$ ce qui nous permet d'obtenir une grande plage de variation de R.

I.B.6.c. UTILISATION EN BISTABLE :

La figure I.21 donne le schéma de principe d'un bistable à U.J.T. Le montage fonctionne de la façon suivante :

- Dès la mise sous tension du montage le condensateur C se charge à **travers** une résistance :

$$R' = \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} \quad \text{I.46}$$

à une tension :

$$E' = \frac{R_4}{R_3 + R_4} E \quad \text{I.47}$$

Le point de fonctionnement tend alors à se stabiliser en X_1 ou X_3 . Admettons que le point de départ soit X_1 . Dans ce cas dès qu'une impulsion positive est appliquée à l'émetteur le point de repos décrit le trajet $X_1 \text{ PA } X_3$ pour se stabiliser en X_3 . Lorsqu'on applique une nouvelle impulsion négative sur l'émetteur le point de repos retourne en X_1 décrivant le trajet $X_3 \text{ VB } X_1$. On notera que dans ce montage on n'utilise pas de transistor de mise en forme.

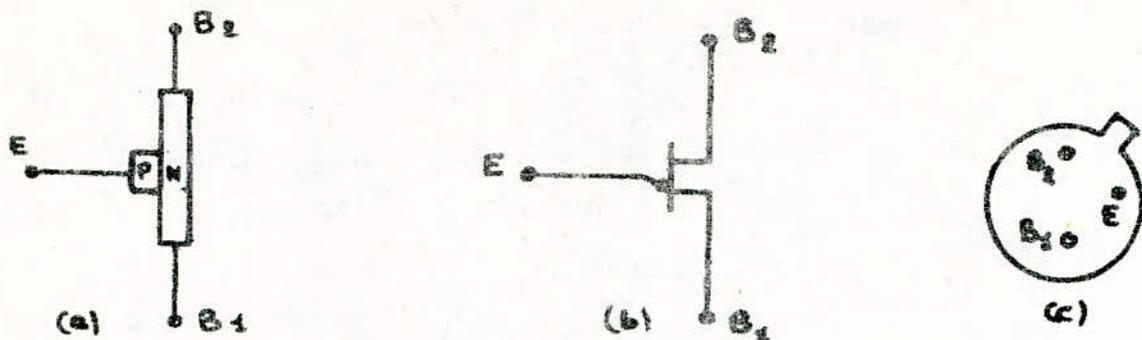


Fig. I.1. Présentation (a), symbole (b) et disposition des électrodes (c) de l'UJT.

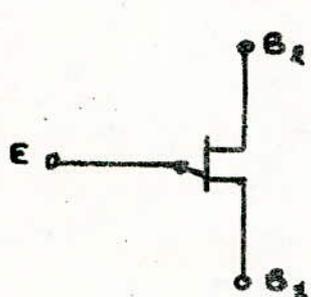


Fig. I.2. Symbole de l'UJT complémentaire.

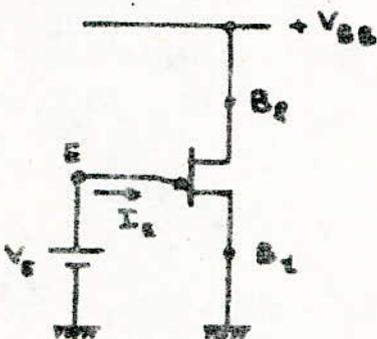


Fig. I.3. Polarisation de l'UJT.

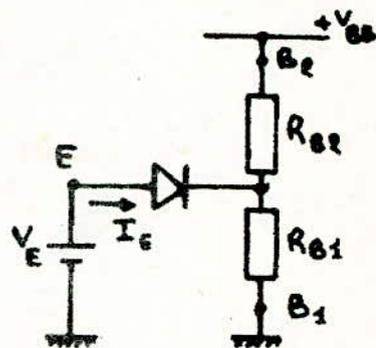


Fig. I.4. Schéma équivalent.

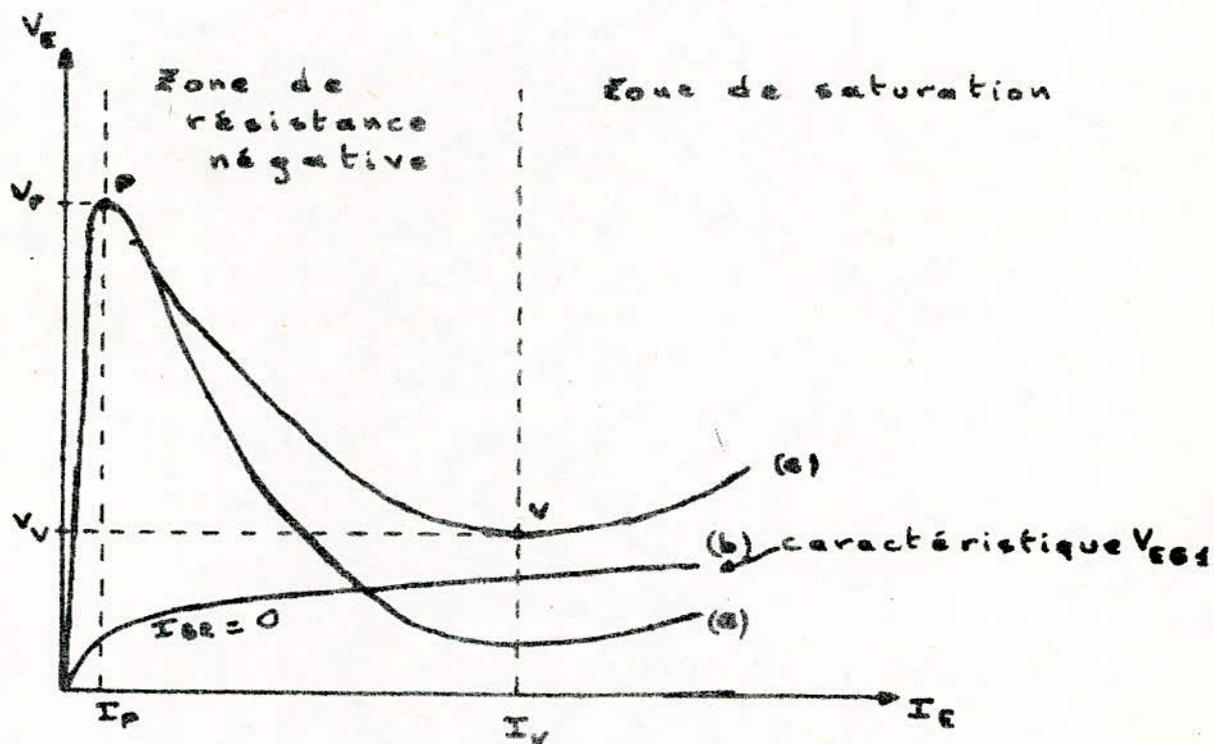


Fig. I.5. Caractéristique statique de l'UJT.

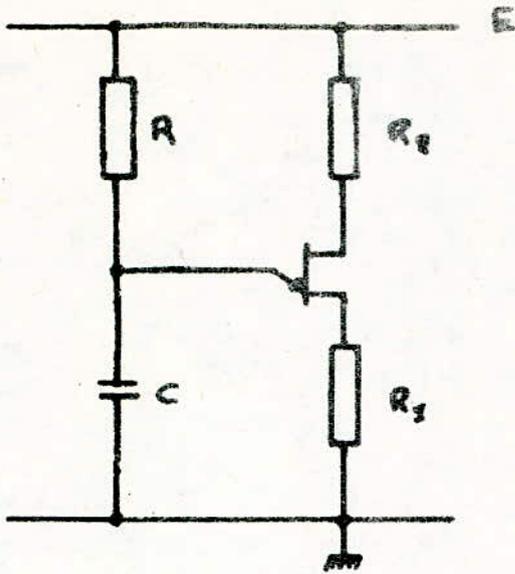


Fig. I. 6.a. Relaxateur à UJT.

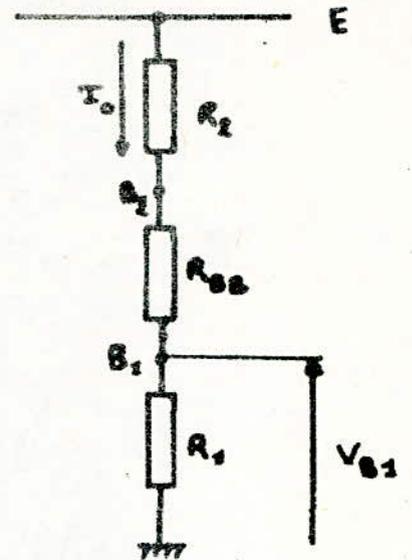


Fig. I. 6.b. Fonctionnement dans la zone de blocage.

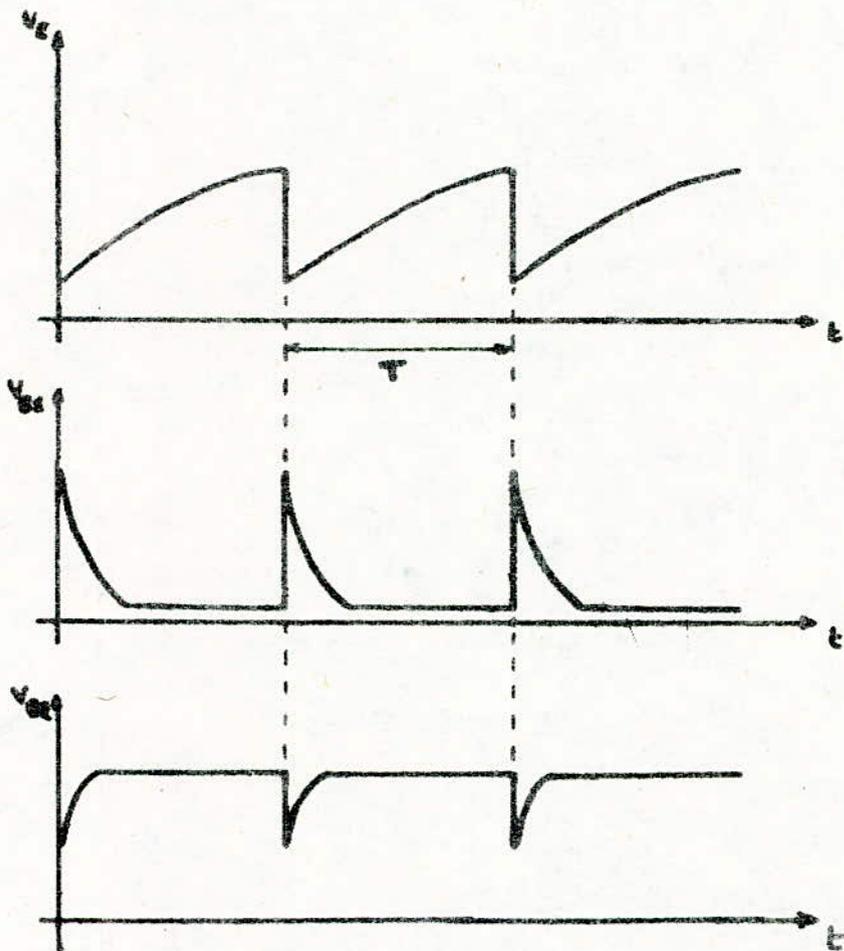


Fig. I. 7. Les différents signaux délivrés par le relaxateur à UJT.

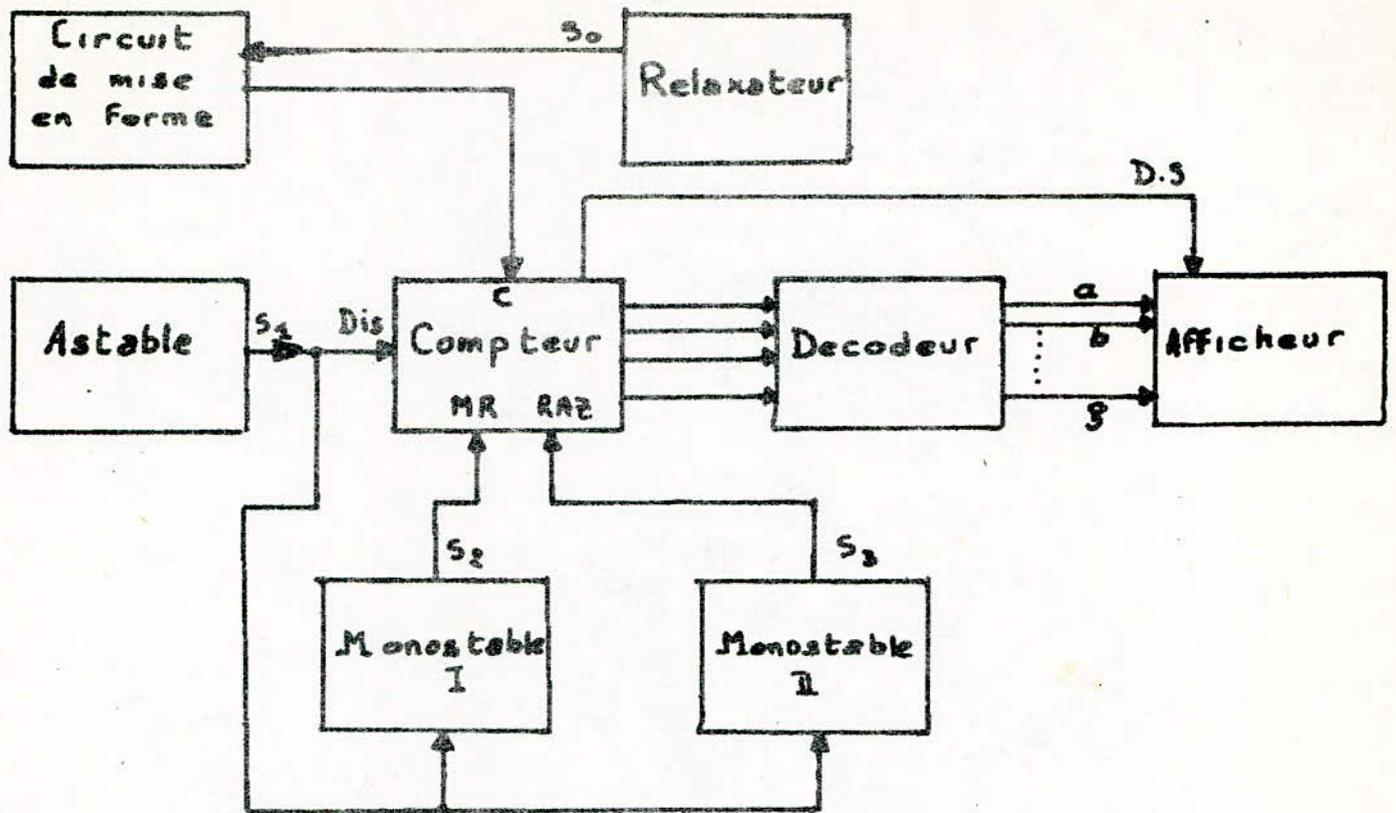


Fig: I-8. Schéma de principe du Fréquence-mètre

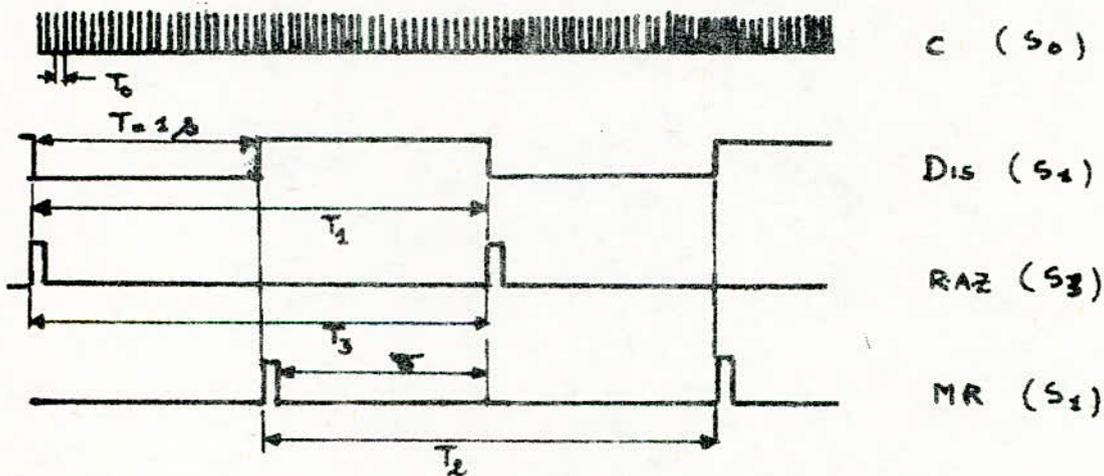


Fig: I-9 Chronogramme des différents signaux.

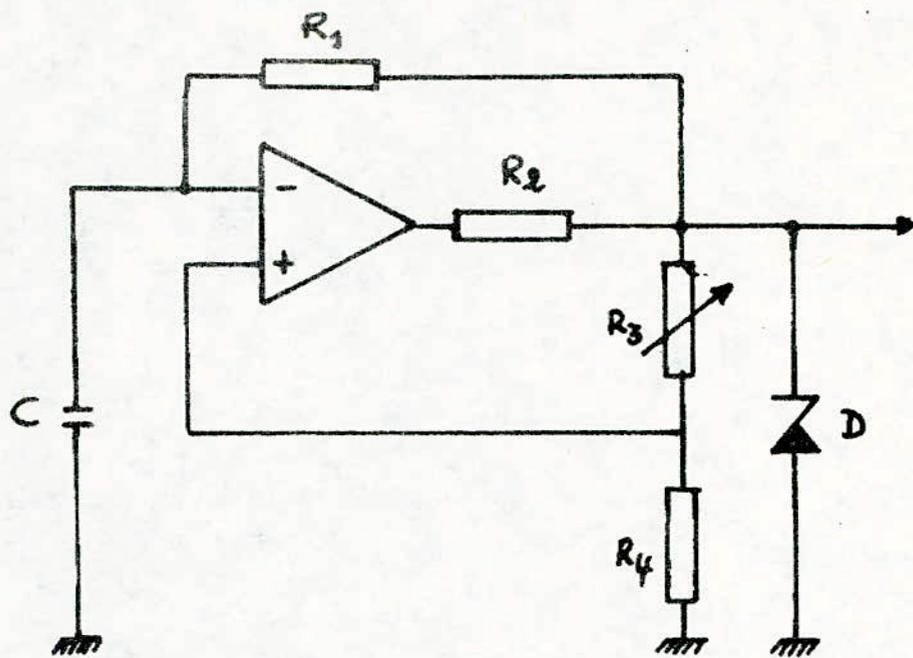


Fig. I-10. Astable à ampli. op.

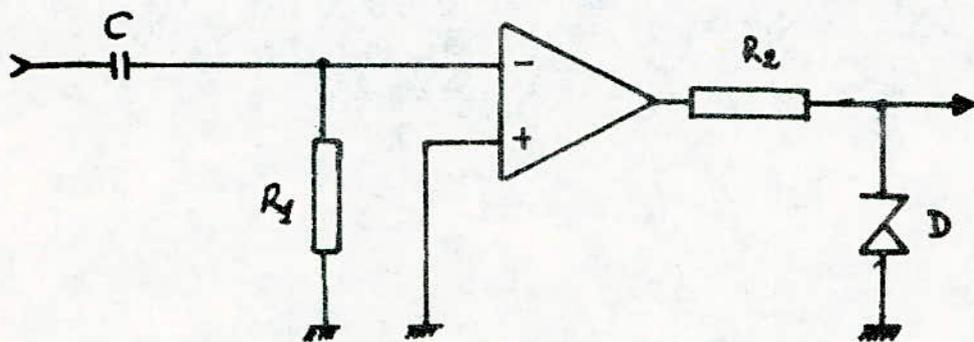


Fig. I-11. Mise en forme à ampli. op.

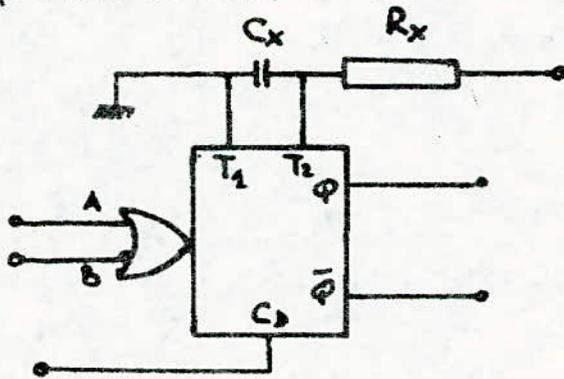


Fig: I-12. Monostable.

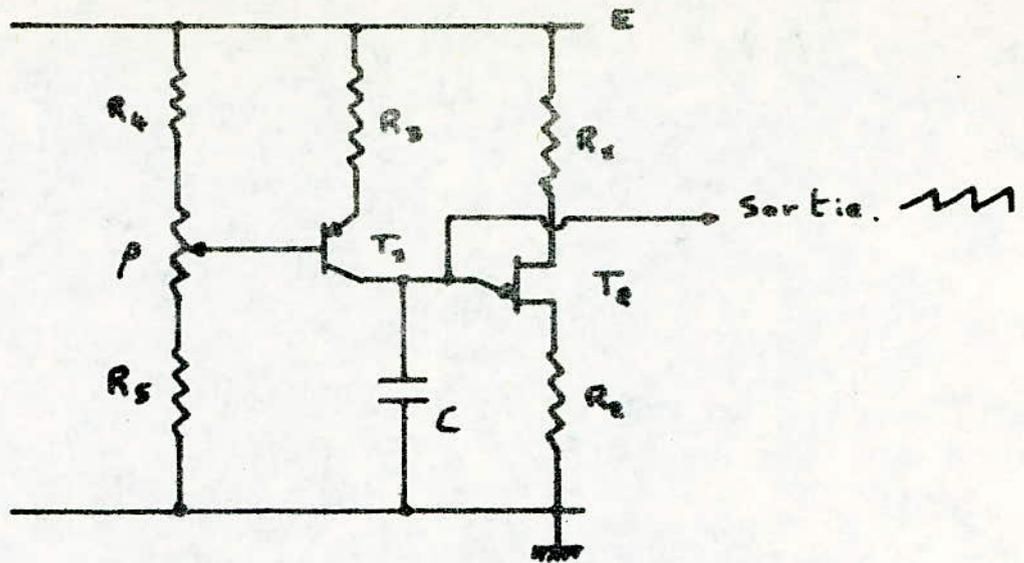


Fig. I. 13. Générateur de signaux en dents de scie.

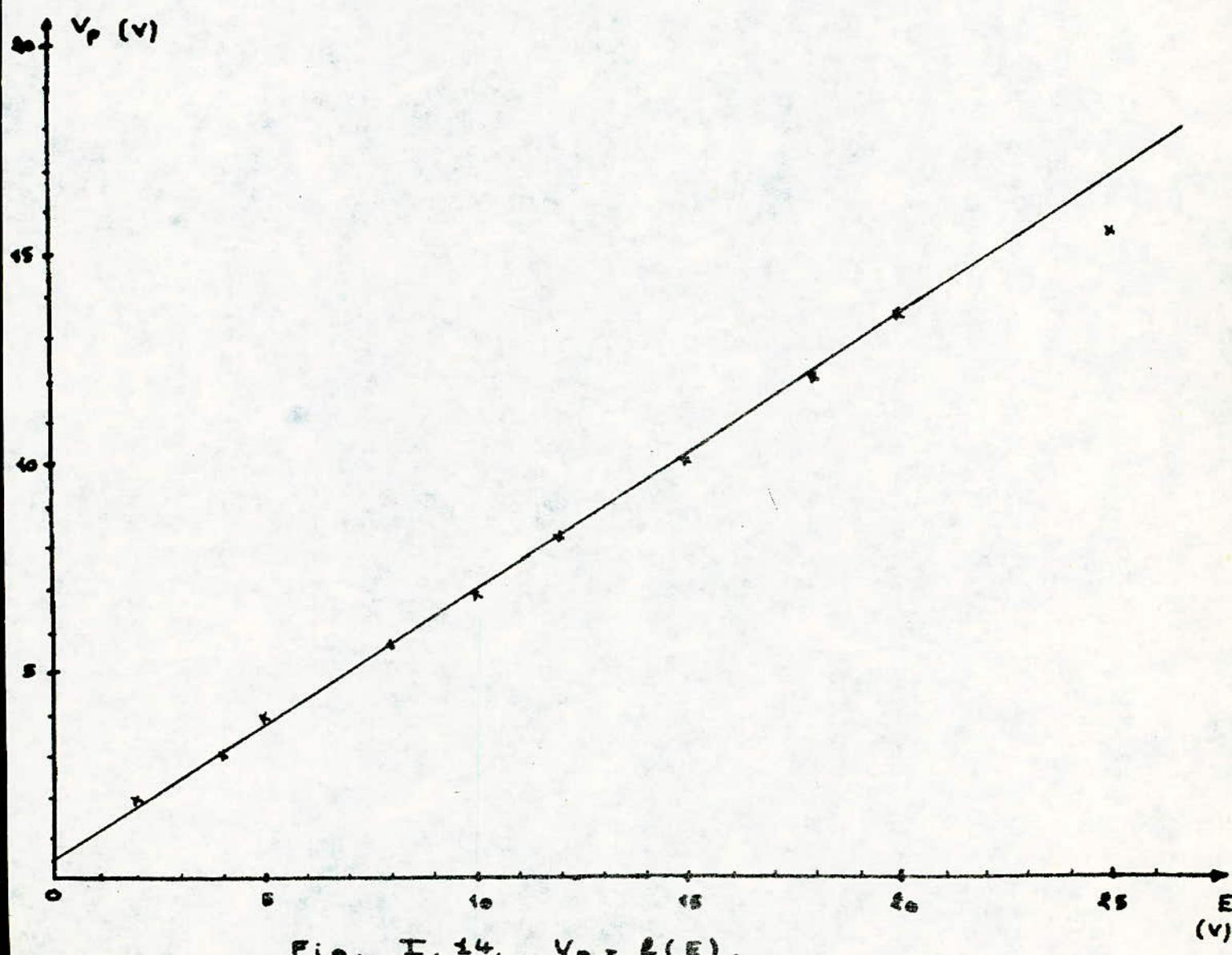


Fig. I. 14. $V_p = f(E)$.

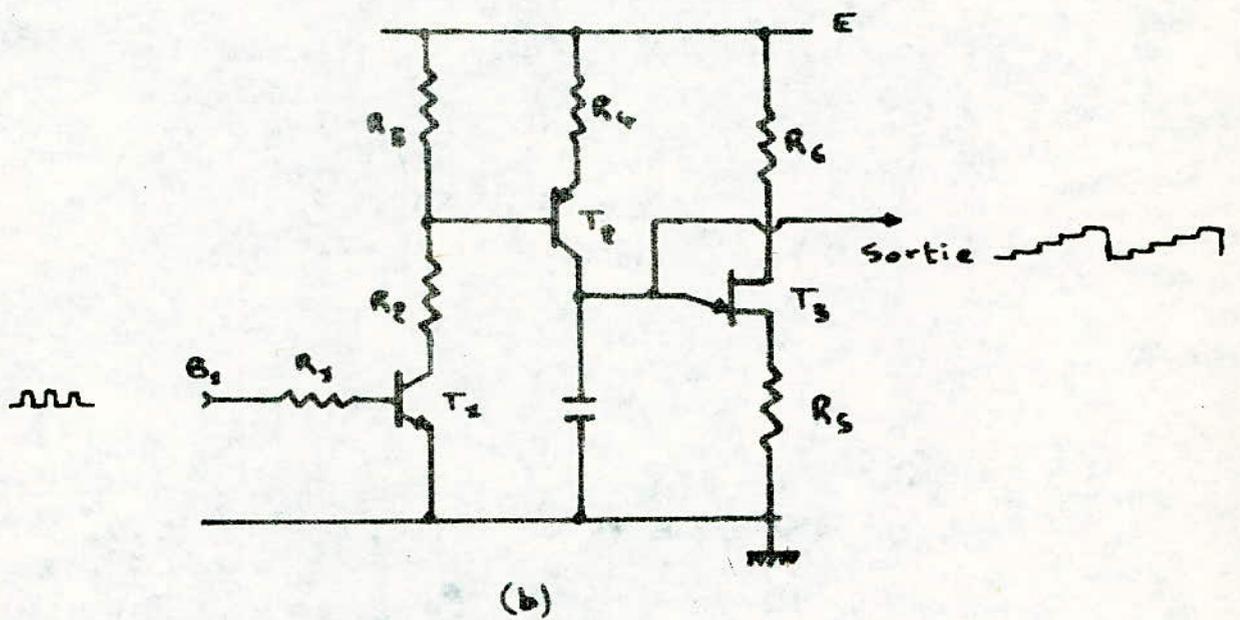
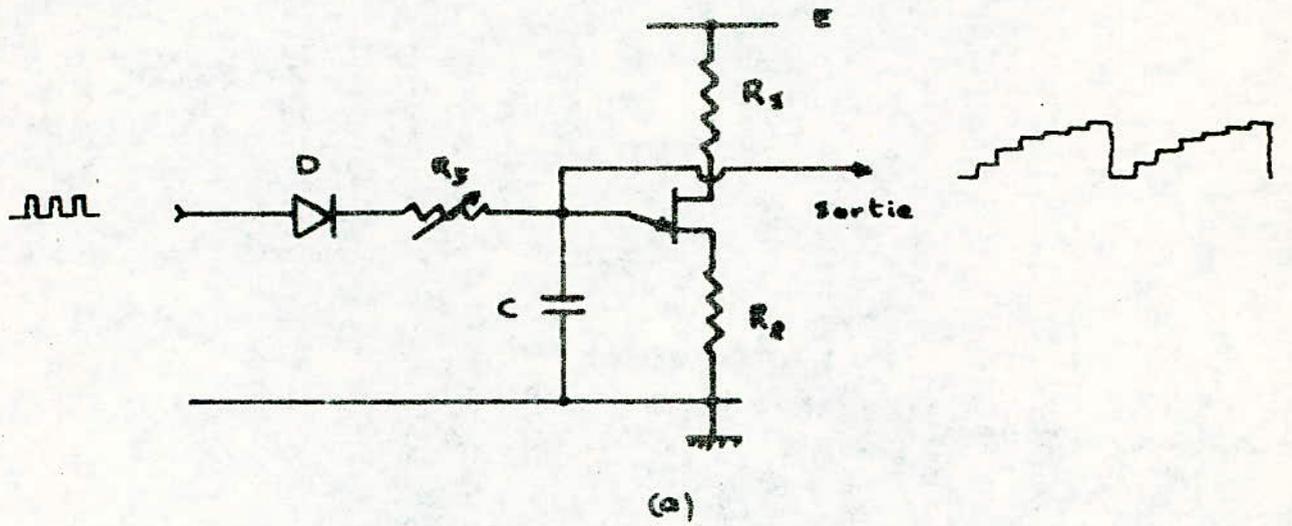


Fig. I. 15. Générateur de signaux en marches d'escalier:

(a) Schéma de principe

(b) Montage permettant d'obtenir des marches de même amplitude.

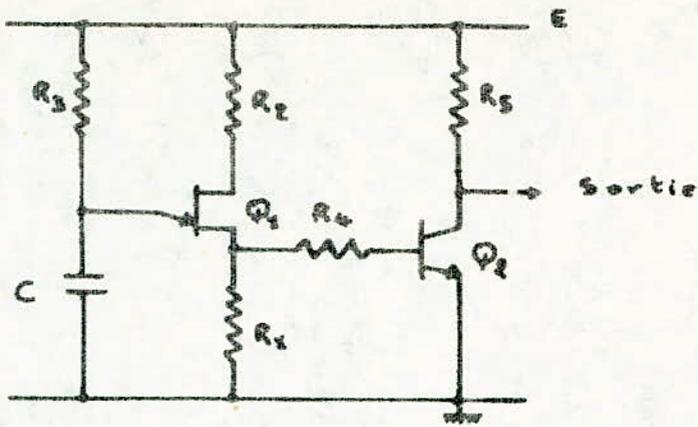


Fig. I. 18. Astable à UJT.

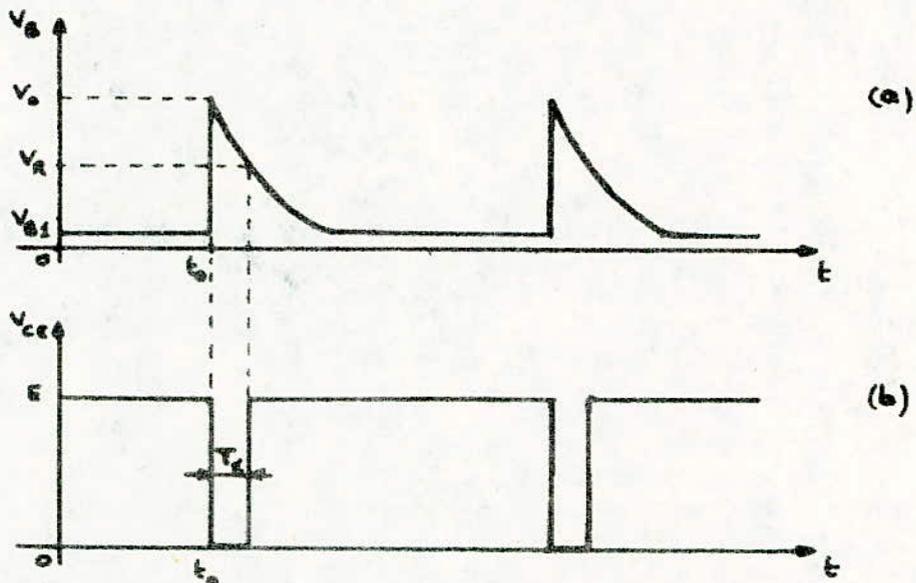


Fig. I. 19. Les signaux de l'astable à UJT :

(a) Tension de la base 1 de l'UJT ; (b) Tension de sortie.

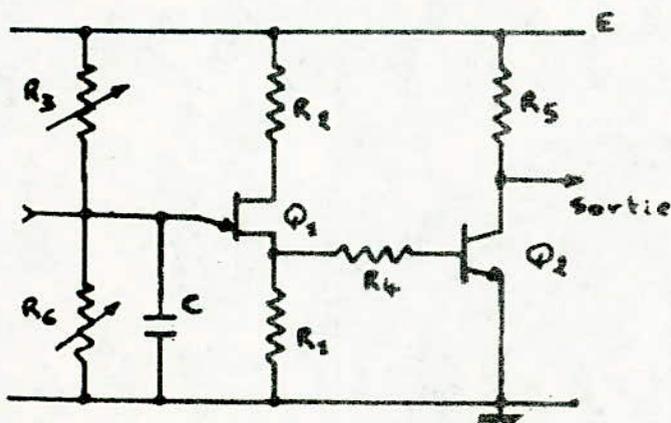


Fig. I. 20. Monostable à UJT

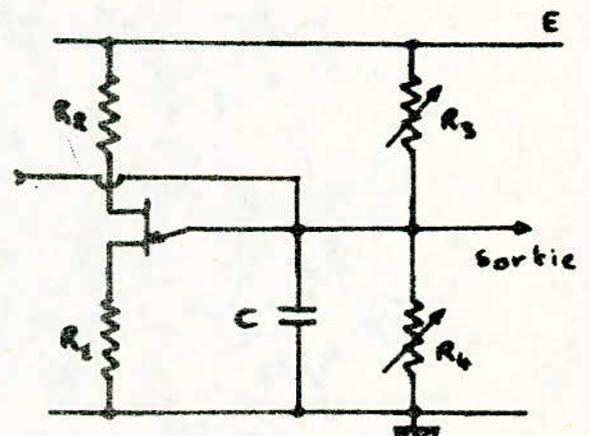


Fig. I. 21. Bistable à UJT.

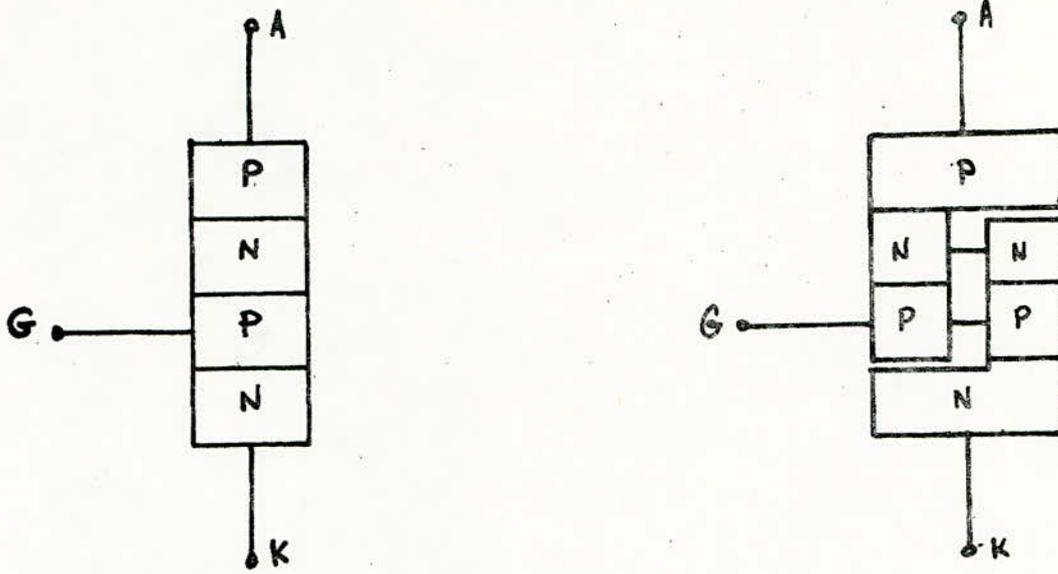


Fig II-1. Schema de principe et structure equivalente d'un thyristor



Fig II-2: Symbole du thyristor

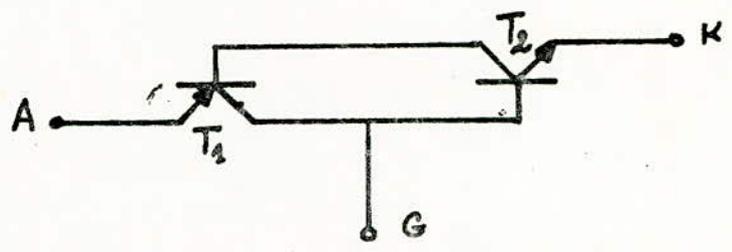


Fig II-3: Schema equivalent d'un thyristor

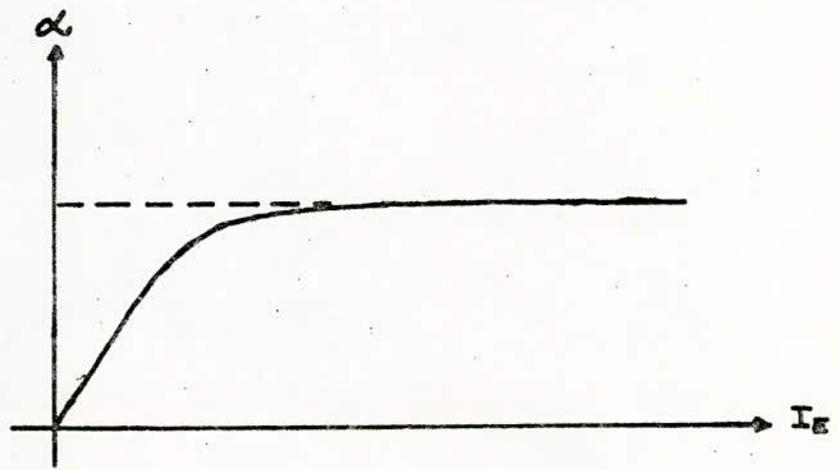


Fig II-4: $\alpha = f(I_E)$

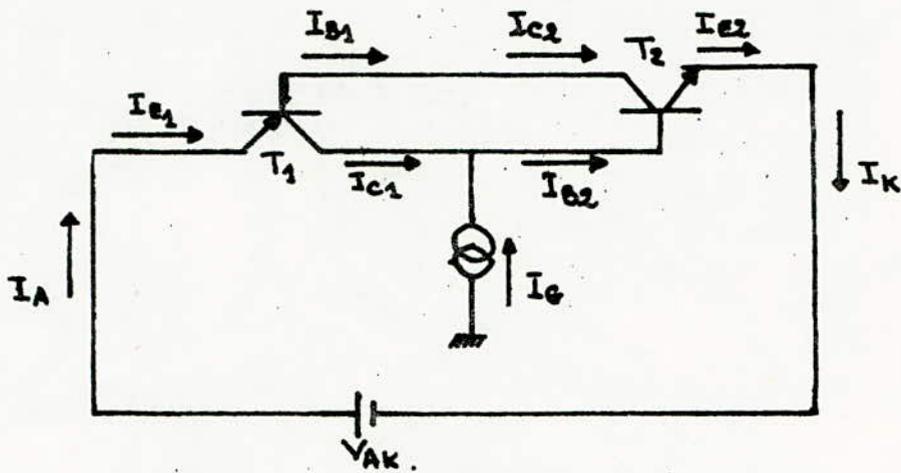


Fig I-5 : Polarisation d'un thyristor

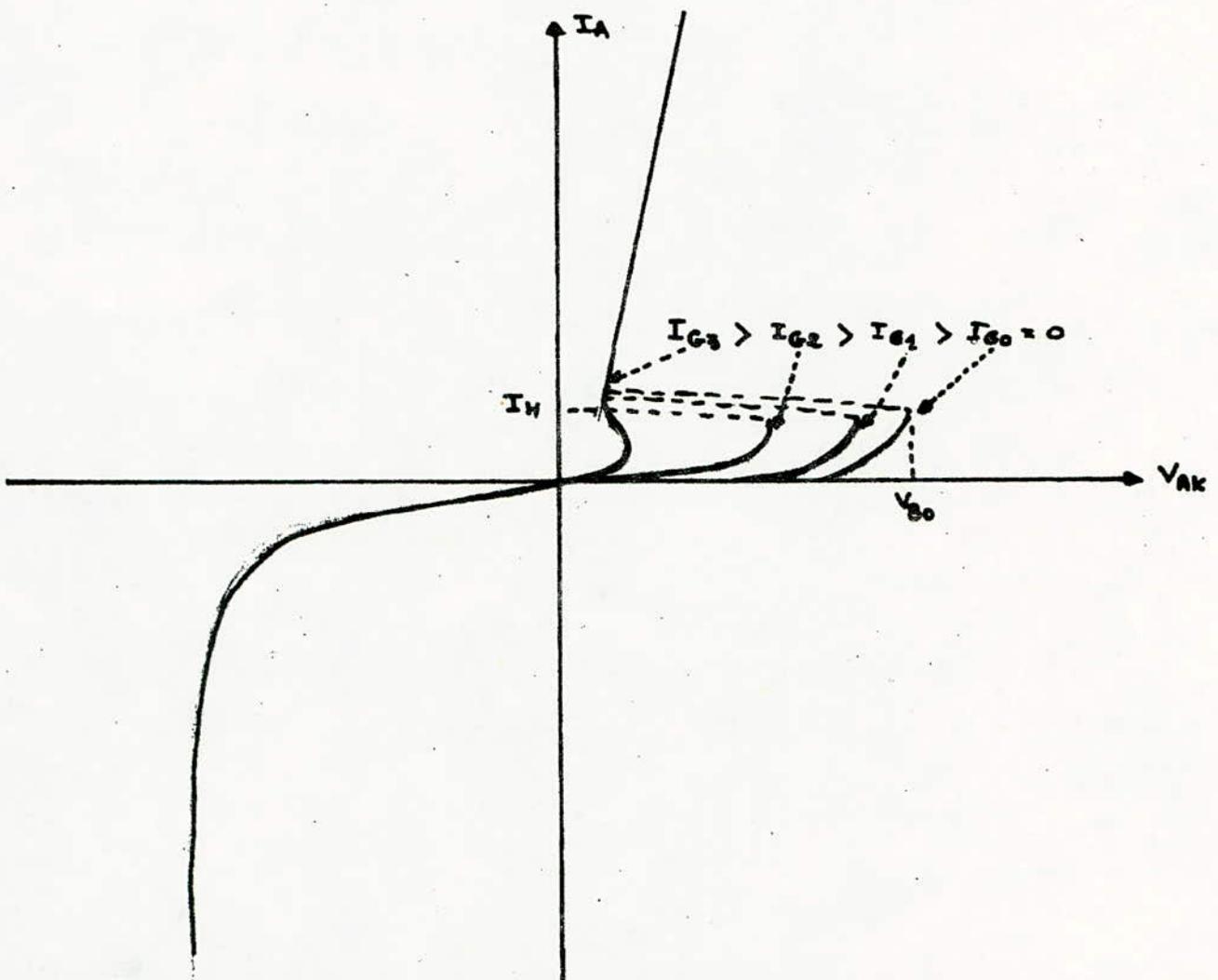


Fig II-6: Caracteristiques statiques d'un thyristor

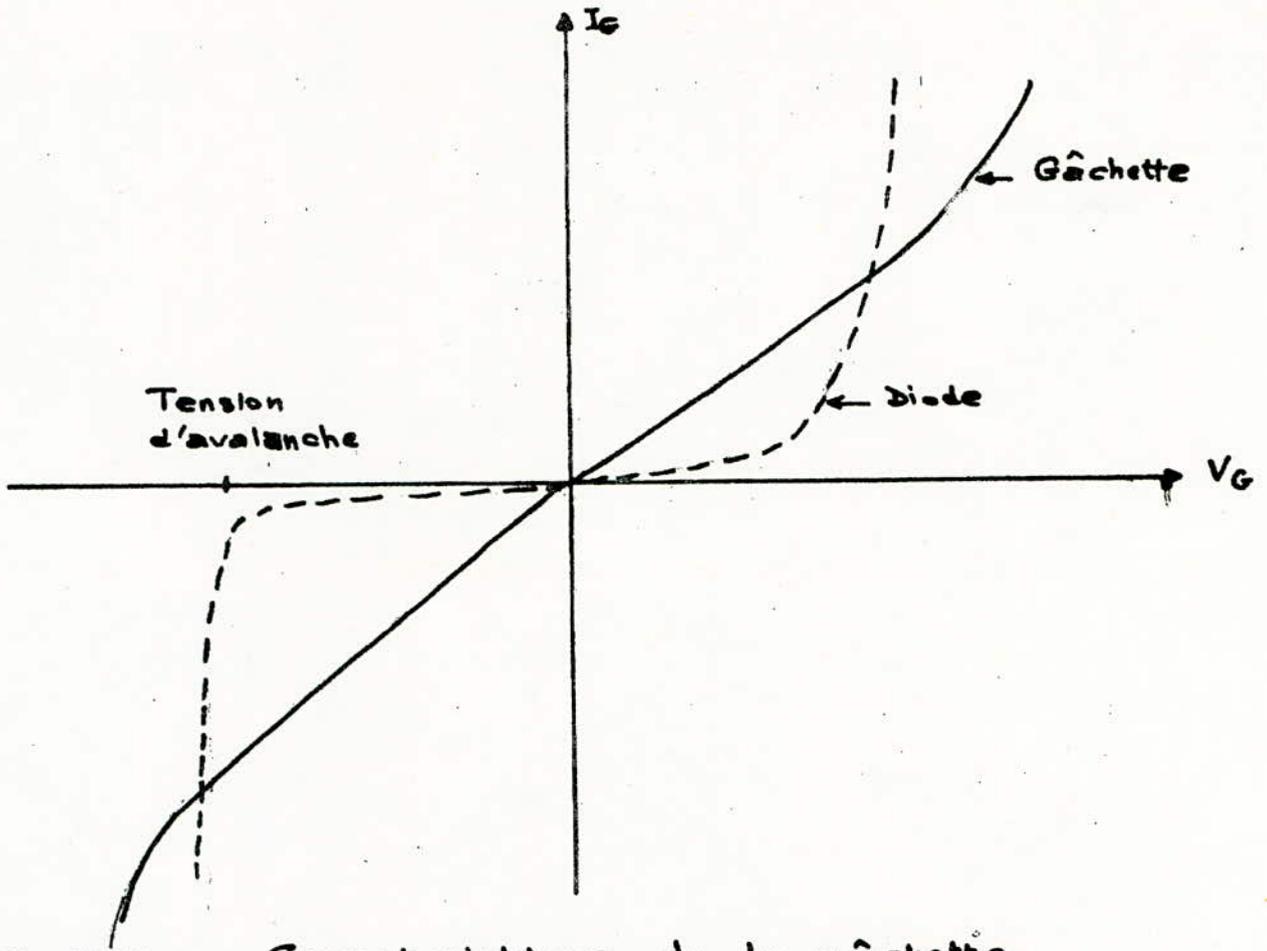


Fig II-7 : Caractéristique de la gâchette

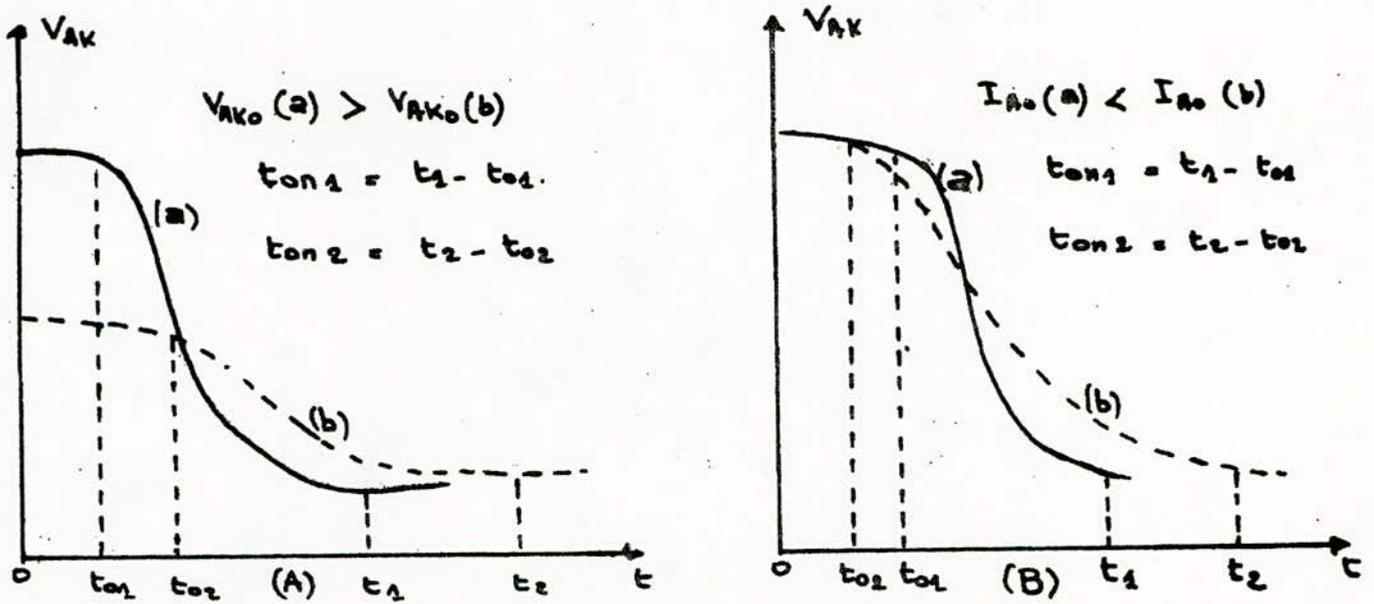


Fig: II-8 : Allures de t_{on} en fonction de V_{AK} à l'état bloqué (A) et de I_A à l'état passant (B)

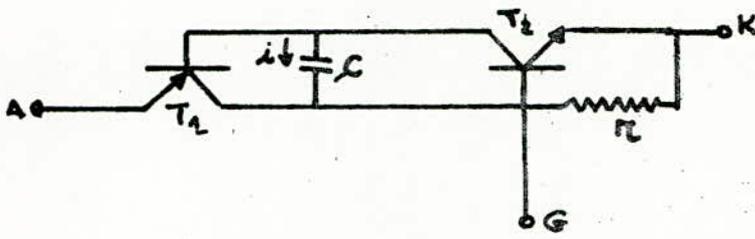


Fig II-9 : Effet de la capacité parasite C

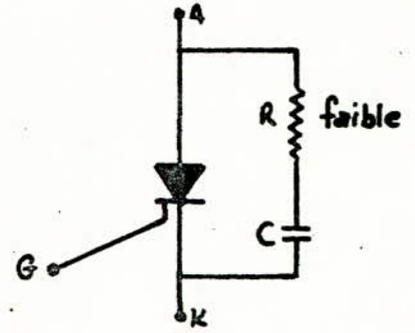


Fig I-10. Circuit de protection du Thyristor contre Les dV/dt

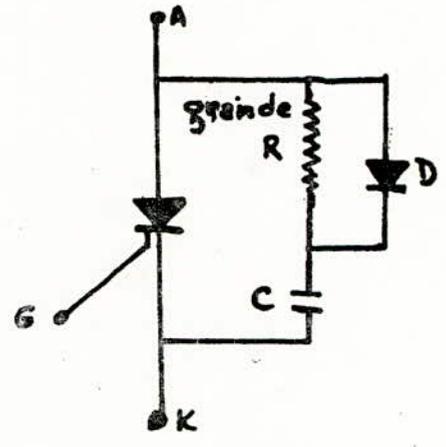
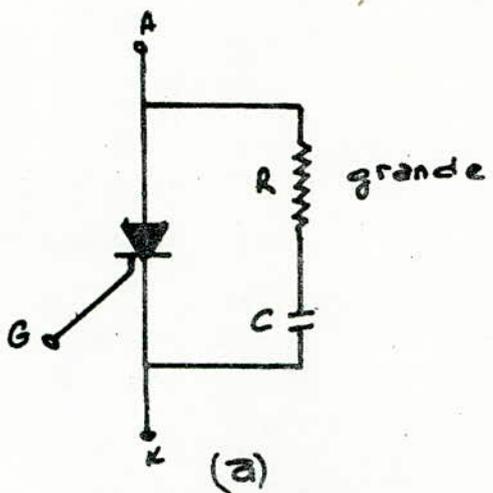


Fig I-11 (a) circuit de protection du thyristor contre Les dI/dt
 (b) Protection contre dI/dt et dV/dt

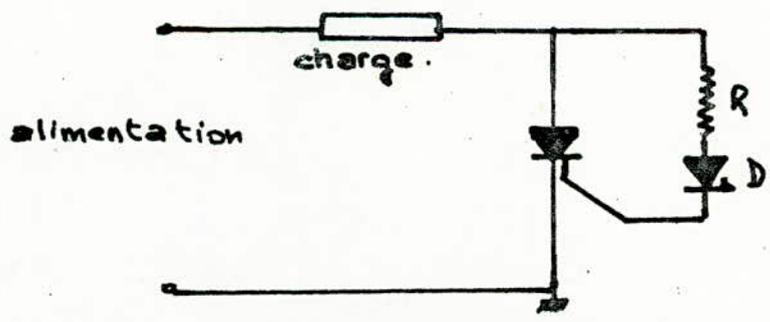


Fig I-12 Declenchement par resistance.

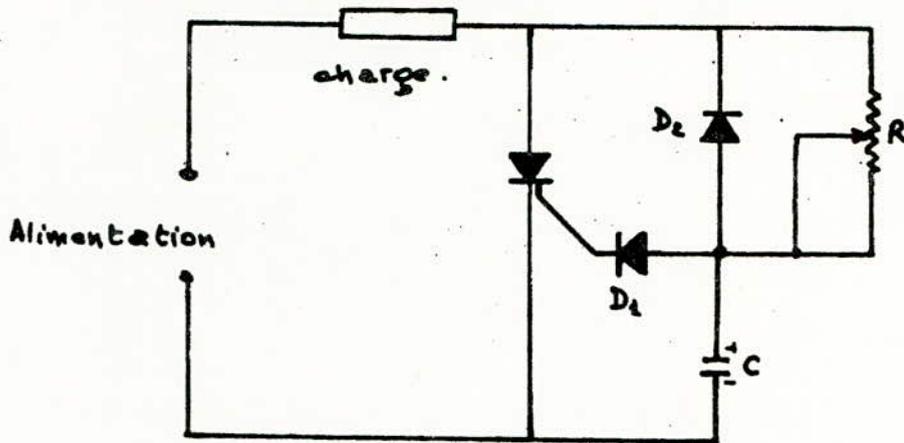


Fig II-13: Declenchement par circuit R-C

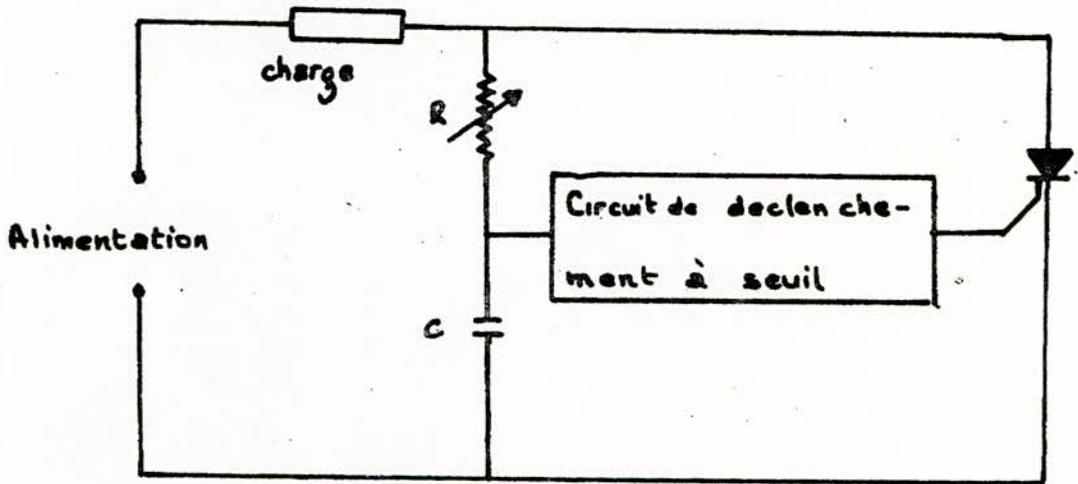


Fig II-14 : Declenchement par dispositif à seuil.

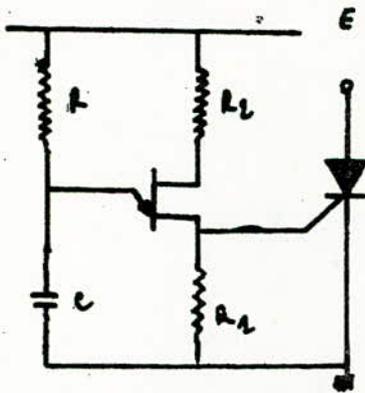


Fig II-15: Declenchement par U-J-T

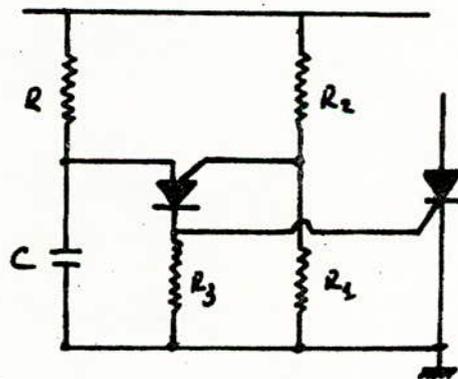


Fig II-16. Declenchement par P.U.T

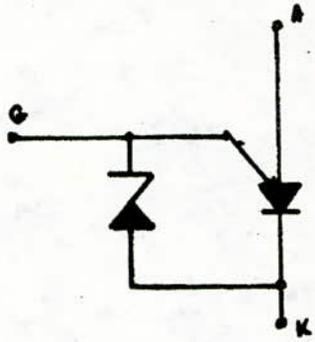


Fig II-17: structure d'un S-U-S

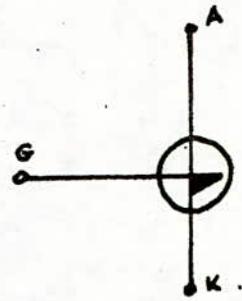


Fig II-18: symbole d'un S-U-S

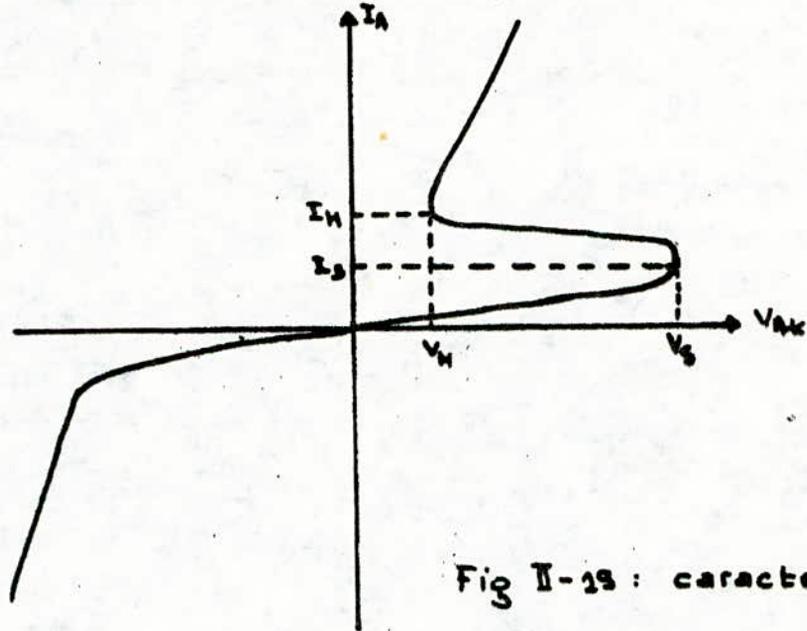


Fig II-19: caractéristique statique d'un S-U-S

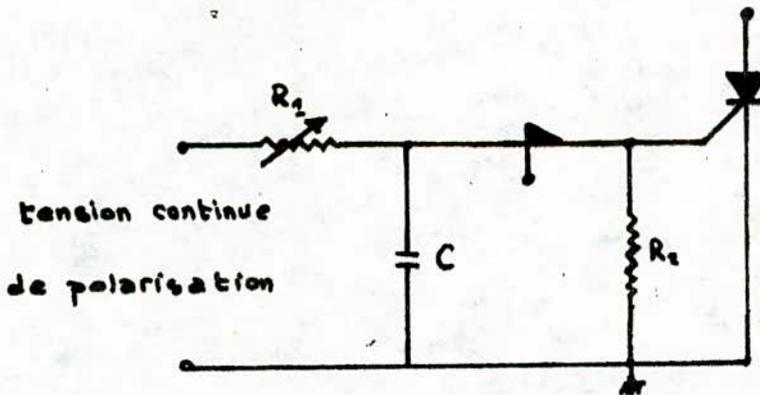


Fig II-20. Montage utilisé pour le déclenchement des thyristors

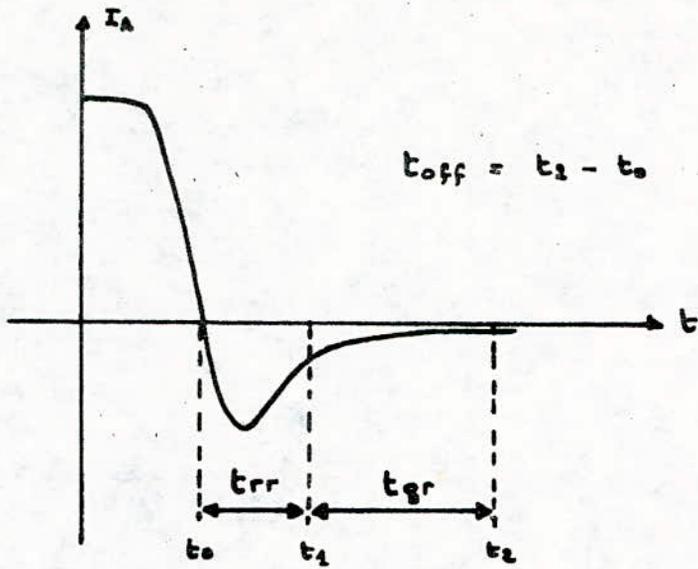


Fig II-21: Allure du t_{off} d'un thyristor.

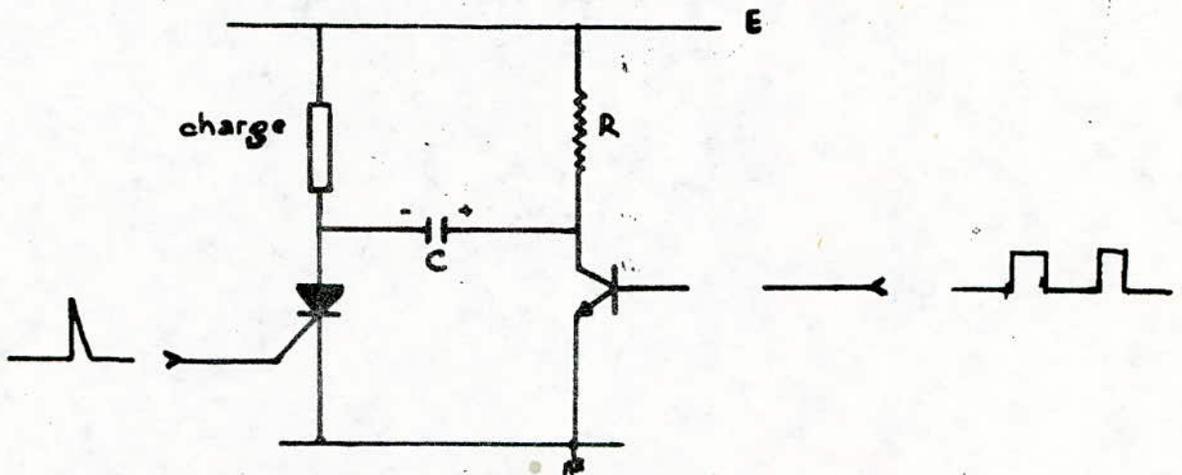


Fig II-22: Circuit de blocage du thyristor.

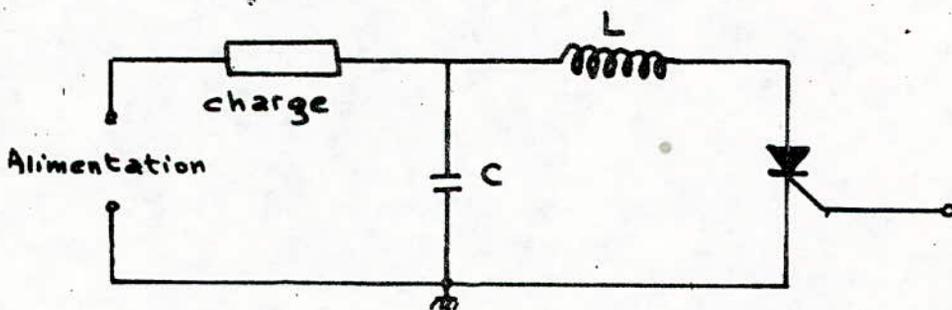


Fig: II-23: Protection anti-parasite des thyristors

III. LE TRANSISTOR UNIJONCTION PROGRAMMABLE OU P.U.T :

III.1. PRESENTATION DU P.U.T :

Le transistor unijonction programmable appelé "P.U.T" ou "Programmable Unijonction Transistor" dans la littérature englosaxonne est connu sous d'autres dénominations telles que thyristor complémentaire et thyristor à gâchette d'anode.

Dans la pratique le P.U.T peut avantageusement remplacer l'U.J.T sur lequel il présente des avantages certains tel que :

- possibilité de fonctionner sous une tension faible ;
- grande sensibilité ;
- tension de claquage élevée ;
- production d'impulsions hautes fréquences et hautes énergies ;
- faible courant de fuite ;
- possibilité de programmer à volonté et facilement les divers paramètres caractérisant son fonctionnement tels que : résistance inter-base R_{BB} ; rapport intrinsèque η ; courant de vallée I_V et de pic I_p ; tension de vallée V_v et de pic V_p .

La figure III.1 donne la structure d'un P.U.T à partir de laquelle on peut déduire que cet élément est équivalent à l'association de deux transistors P.N.P et N.P.N associés conformément à la figure III.2. La figure III.3 donne le schéma symbolique utilisé en électronique. La figure III.1 montre que le P.U.T n'est autre chose qu'une diode P.N.P.N munie d'une gâchette d'anode .

III.2. POLARISATION D'UN P.U.T :

La figure III.4 qui donne le schéma de polarisation d'un P.U.T montre que la tension de pic V_p et la résistance interbase R_{BB} du P.U.T sont données par les relations suivantes :

$$V_p = \eta V + V_{EB1} \tag{III.1}$$

$$R_{BB} = R_1 + R_2 \tag{III.2}$$

expressions dans lesquelles le rapport intrinsèque η est donné par :

$$\eta = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \tag{III.3}$$

Les relations précédentes montrent que par un choix judicieux des éléments R_1 , R_2 et V , est possible de fixer à volonté les caractéristiques du P.U.T.

Les caractéristiques données figures III.5 et III.6 montrent que les courants de pic et de vallée sont inversement proportionnels à la résistance :

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad \text{III.4}$$

Ces caractéristiques montrent que les tensions de pic et de vallée varient, quant à elles dans le même sens que la tension de polarisation V.

III.3. APPLICATIONS :

Compte tenu de ce qui précède on déduit que :

- Si l'on désire obtenir des courants de pic et de vallée très faibles, il suffira de donner à R_1 et R_2 des valeurs très élevées.

- Si l'on désire obtenir un courant de pic faible et un courant de vallée élevé, il suffira de donner à R_1 et R_2 des valeurs très faibles et de mettre en série avec la gâchette une résistance R' élevée shuntée par une diode D montée comme l'indique la figure III.7 . Dans ce cas lorsque le P.U.T est bloqué la diode se trouve polarisée en inverse. La gâchette "voit", alors une résistance élevée voisine de R' ce qui conduit à un courant de pic faible . Lorsque le P.U.T est amorcé, la diode D se trouve polarisée en directe. Dans ce cas l'électrode de commande "voit" une résistance équivalente à la mise en parallèle de R_1 et R_2 en série avec la résistance directe de la diode dont la valeur est très faible. La résistance totale équivalente étant alors très faible, on déduit que le courant de vallée est élevé. Notons que le même **résultat** peut être obtenu en plaçant la résistance R' élevée non pas en parallèle sur la diode mais entre l'électrode de commande G et la cathode comme le montre la figure III.3. Ce dernier montage augmente la stabilité en fonction de la température.

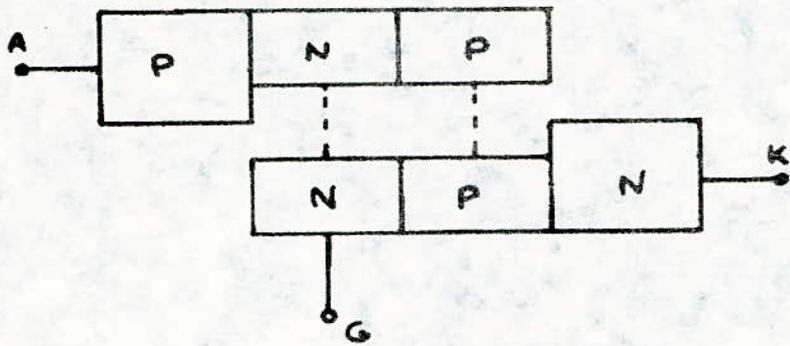


Fig. III. 1. Structure d'un P.U.T.

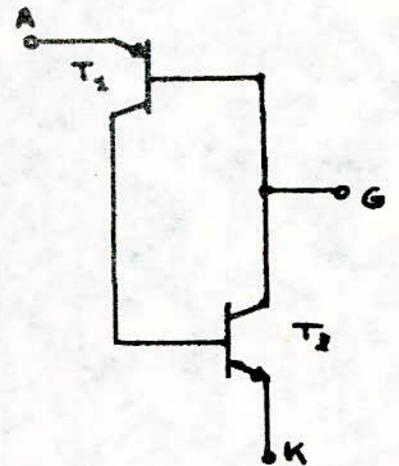


Fig. III. 2. Schéma équivalent d'un P.U.T. obtenu par association de 2 transistors complémentaires.

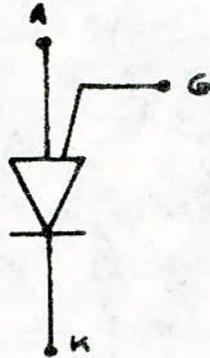


Fig. III. 3. Schéma symbolique d'un P.U.T.

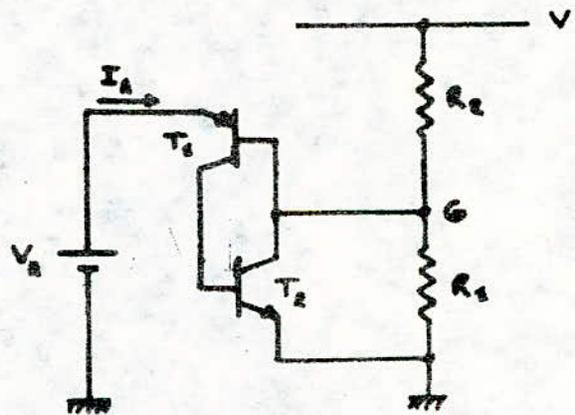


Fig. III. 4. Polarisation d'un P.U.T.

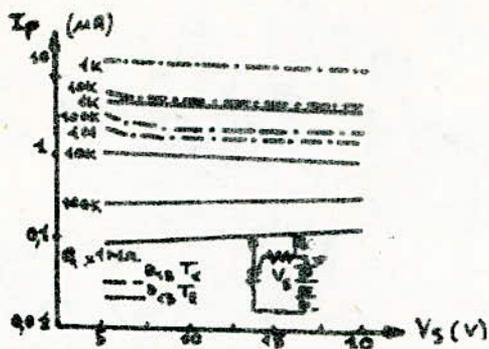


Fig. III.5. I_{pic} fonction de tension d'électrode de commande.

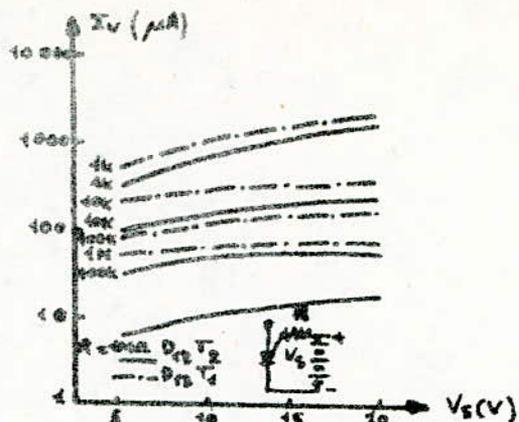


Fig. III.6. I_v fonction de la tension d'électrode de commande.

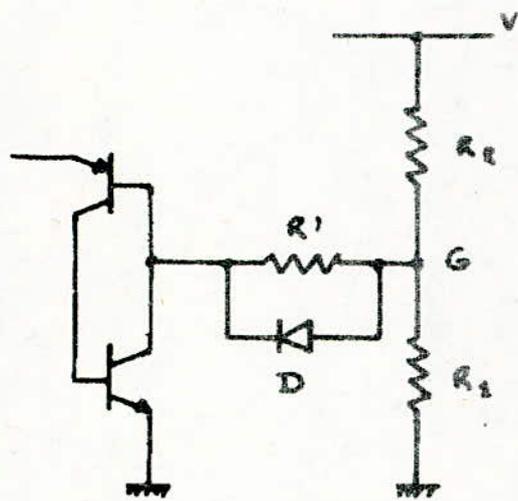


Fig. III.7. Montage permettant d'obtenir un courant de pic faible et un courant de vallée élevé.

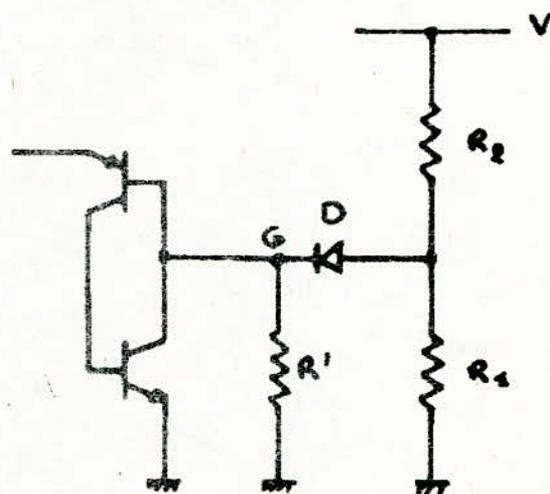


Fig. III.8. Variante du montage donné en fig. III.7.

IV - II E II R I A C

IV.1. INTRODUCTION :

Le thyristor est un élément unidirectionnel. Il ne travaille, de ce fait, que sur une alternance lorsqu'il est alimenté en alternatif.

L'association de deux thyristors montés tête-bêche pourrait être utilisée sur les deux alternances. Dans la pratique, cet assemblage est jugé non fiable. C'est la raison pour laquelle on a été conduit à réaliser le triac ou " Triode Alternative current " dont la figure IV.1. donne la structure. Cet élément comporte deux bornes MT_1 et MT_2 et une gâchette. La figure IV.2 en donne le symbole. Les associations $N_4 P_1 N_1 P_2$ et $P_1 N_1 P_2 N_2$ constituent les deux thyristor complémentaires.

On notera que la gâchette est prise au niveau de N_3 et P_2 .

IV.2. CAPACTERISTIQUES DU TRIAC :

Les caractéristiques courant-tension d'un triac sont semblables à celles d'un thyristor symétrique. La figure IV.3 en donne l'allure générale dans le cas où la borne MT_1 est prise comme référence. Le triac peut s'amorcer sur un signal de gâchette de polarité quelconque.

Le tableau suivant donne les différents modes de déclenchement du Triac .

$$\begin{array}{l}
 \text{Premier quadrant} \\
 V_{MT2} > V_{MT1}; I_{MT2} > 0
 \end{array}
 \left\{
 \begin{array}{l}
 \text{mode I}^+ = I_G > 0 \\
 \text{mode I}^- = I_G < 0.
 \end{array}
 \right.$$

$$\begin{array}{l}
 \text{Troisième quadrant} \\
 V_{MT2} < V_{MT1}; I_{MT2} < 0
 \end{array}
 \left\{
 \begin{array}{l}
 \text{mode III}^+ = I_G > 0 \\
 \text{mode III}^- = I_G < 0.
 \end{array}
 \right.$$

Les caractéristiques statiques du triac données figure IV.3 permettent de comprendre les différents modes de fonctionnement.

On notera l'allure symétrique de la caractéristique. Le mode I^+ correspond au fonctionnement du thyristor. Le mode III^- correspond au fonctionnement du thyristor complémentaire.

Dans le mode I^- le triac fonctionne comme thyristor mais le déclenchement est plus complexe. Le signal de déclenchement étant négatif, le courant de commande de I_G circule latéralement dans la couche P_2 de MT_1 vers la gâchette.

La couche N_3 injecte donc des électrons qui vont diffuser à travers P_2 vers N_1 puis, sous l'effet du champ électrique extérieur, vers MT2. Ce processus amorce le thyristor formé par les couches $P_1 N_1 P_2 N_3$. Le courant traversant celui-ci provoque une chute de tension dans la partie résistive de P_2 voisine de N_2 . Lorsque ce gradient de tension devient supérieur à la tension de seuil de la jonction $P_2 N_2$ celle-ci conduit. On a alors un courant circulant vers MT1 de sens convenable pour déclencher le thyristor $P_1 N_1 P_2 N_2$.

Dans le mode III^+ le triac fonctionne de façon symétrique au mode I^- . Ce mode fait appel au thyristor complémentaire $P_2 N_1 P_1 N_4$.

La caractéristique de gâchette du triac est identique à celle de la gâchette d'un thyristor. Son allure est cependant symétrique. On retrouve les mêmes paramètres que dans le cas du thyristor.

De même on devra prendre les mêmes précautions ($\frac{dV}{dt}$, $\frac{dI}{dt}$) que pour le thyristor.

IV.3. DECLENCHEMENT DU TRIAC :

Il est possible d'utiliser les mêmes circuits de déclenchement que pour le thyristor ou son complément dans les modes I^+ et III^- mais comme le triac est un élément bidirectionnel il est plus intéressant de prévoir des dispositifs de déclenchement bidirectionnels.

IV.3.a. DECLENCHEMENT PAR COURANT CONTINU :

La figure IV.4 donne le schéma de principe d'un dispositif permettant de déclenchement dans les modes I^- et III^- lorsque S est fermé.

IV.3.b. DECLENCHEMENT PAR COURANT ALTERNATIF :

La figure IV.5 donne le schéma de principe d'un dispositif permettant de déclenchement dans les modes I^+ et III^- lorsque S est fermé.

IV.3.c. DECLENCHEMENT PAR DIAC (DIODE ALTERNATIVE CURRENT) :

C'est une diode symétrique qui ne devient passante qu'à partir d'un seuil de tension dans les deux sens. Elle présente une zone à résistance dynamique négative comme le montre sa caractéristique statique donnée figure IV.6.

La figure IV.7 donne le schéma de principe du déclenchement par diac dans les mode I^+ et III^-

IV.3.d. DECLENCHEMENT PAR SBS (SILICON BILATERAL SWITCH) :

Constitué par deux SUS montés en antiparallèle, le commutateur bilatéral SBS a une caractéristique symétrique. Il présente une tension de retournement beaucoup plus faible que celle du diac. La figure IV.8 donne le symbole et la caractéristique statique d'un SBS. Comme pour le SUS la gâchette permet la synchronisation ou l'amorçage forcé du SBS.

La figure IV.9. donne le schéma de principe du déclenchement du triac par SBS.

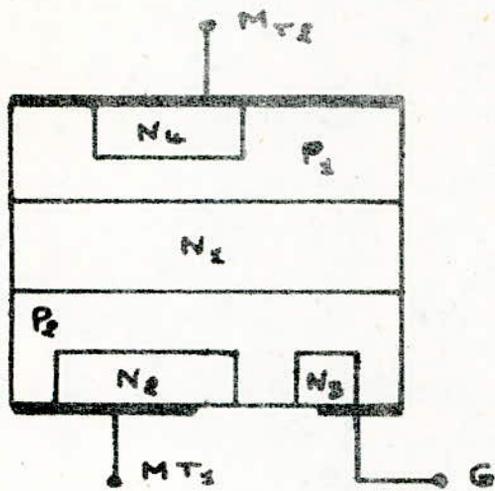


Fig. IV.1. structure du triac.

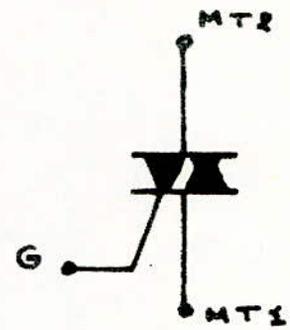


Fig. IV.2. Symbole du triac.

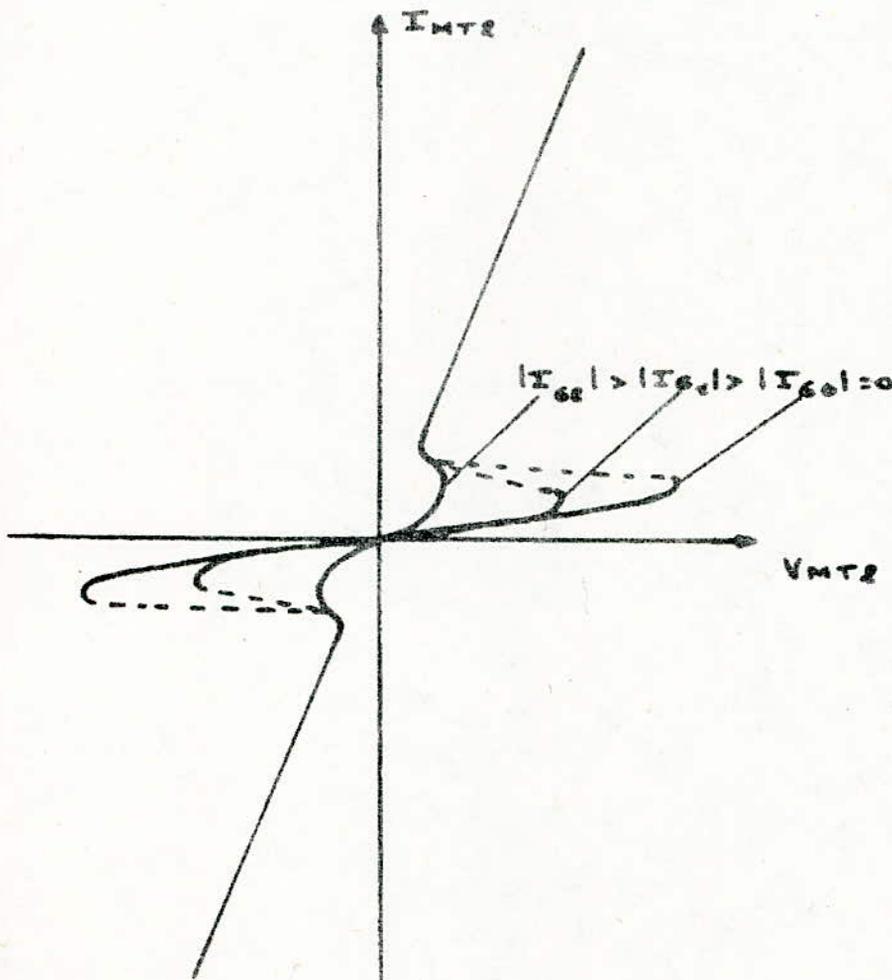


Fig. IV.3. Caractéristiques statiques du triac.

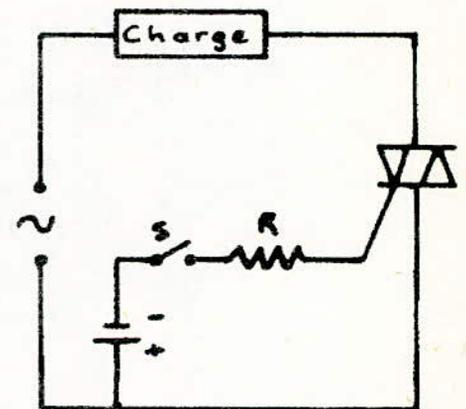


Fig. IV.4. Déclenchement par courant continu.

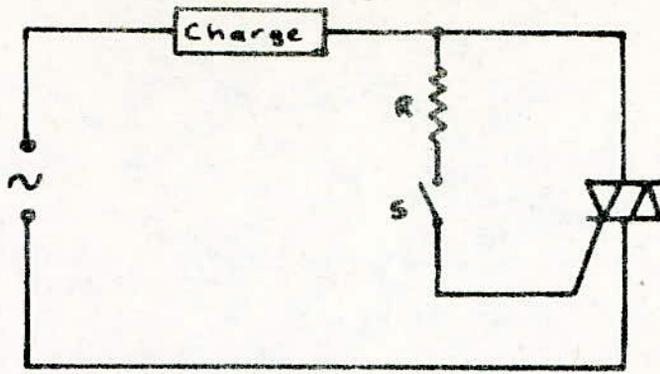


Fig. IV. 5. Déclenchement par courant alternatif.

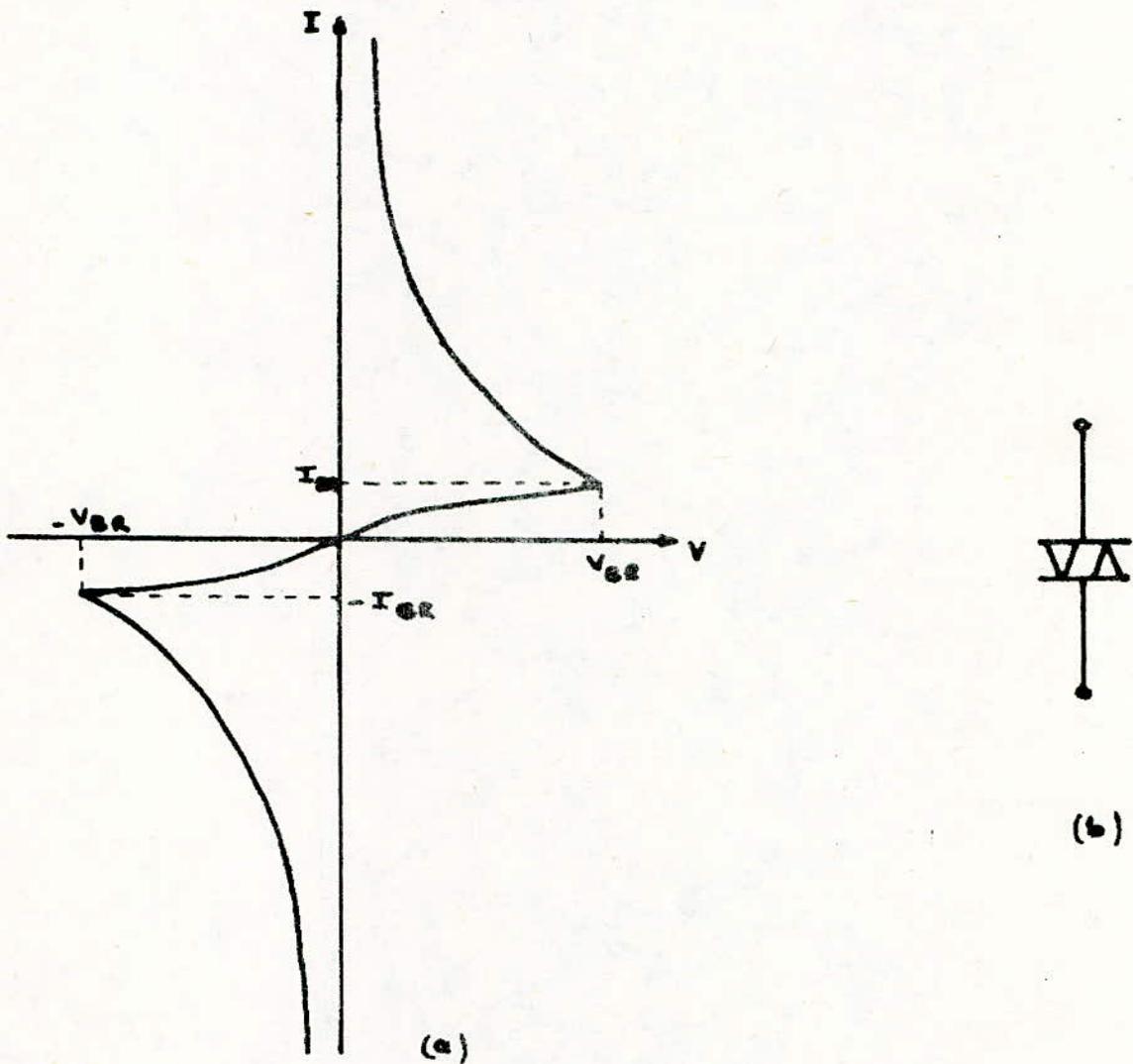


Fig. IV. 6. Caractéristique statique (a) et symbole (b) du diac.

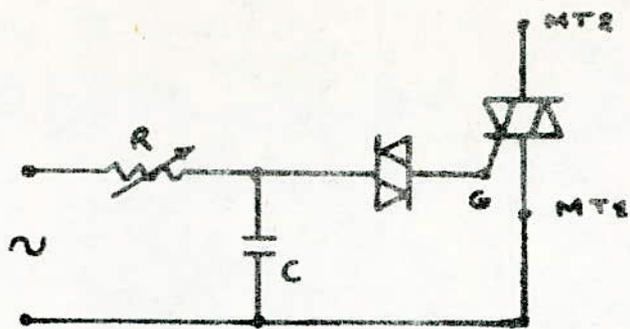


Fig. IV.7. Déclenchement par diac.

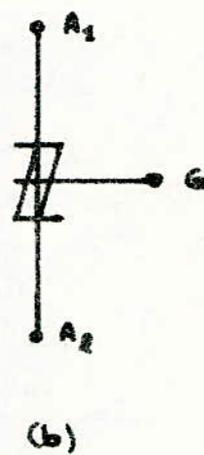
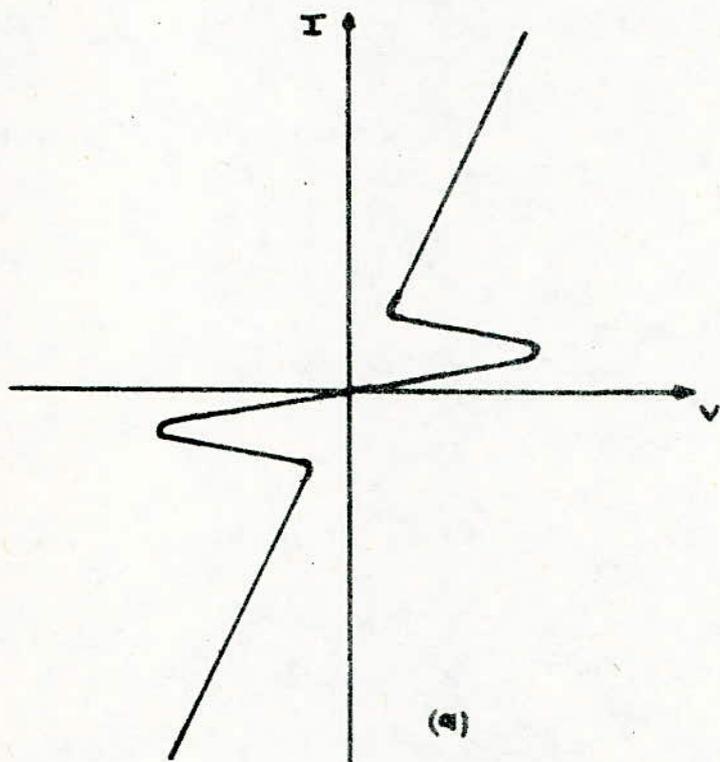


Fig. IV.8. Caractéristique statique (a) et symbole (b) du S.S.S.

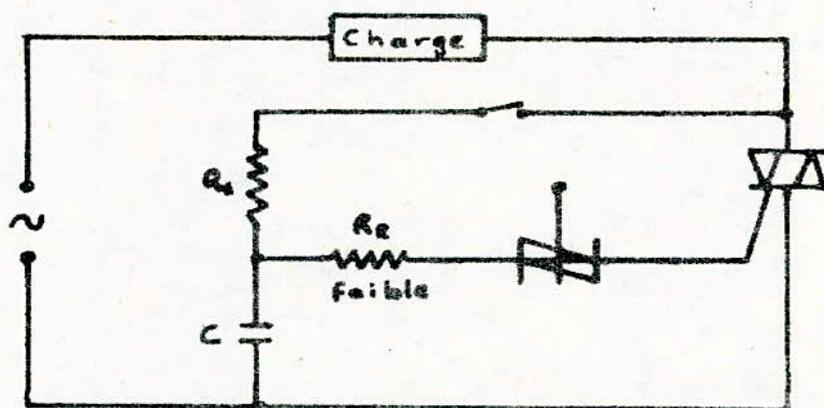


Fig. IV.9. Déclenchement par S.S.S.

V. APPLICATIONS DES THYRISTORS ET TRIACS .

V.1. INTRODUCTION :

Les deux applications les plus importantes des thyristors et triacs sont :

- la commutation statique ;
- la commande de phase .

Dans la commutation statique, le triac ou le thyristor jouent le rôle de relais statiques permettant d'envoyer ou de supprimer un courant dans une charge.

Dans la commande de phase, le triac ou le thyristor peuvent être amorcés sur une fraction de la période.

Les figures V.1 précisent l'utilisation du triac et du thyristor dans les deux applications précédentes.

Nous nous proposons de décrire dans la suite certains dispositifs électroniques mettant à profit les caractéristiques des triacs et thyristors. Les applications dans lesquelles les deux éléments précédents sont utilisés étant en nombre pratiquement illimité, nous avons été conduits à la description des circuits les plus courants dont la liste est fournie ci-dessous :

- Interrupteur synchrone de puissance ;
- Interrupteur automatique à surcharge ;
- Alarme déclenchée par contacts ;
- Alarme destinée à détecter la présence d'eau ou de vapeur ;
- Système à retard en continu ;
- Temporisateur en alternatif ;
- Clignotant ;
- Contrôle automatique à cycle intégral d'un chauffage ;
- Commande simple alternance d'un moteur universel ;
- Commande double alternance d'un moteur universel ;
- Onduleur .

I.2. INTERRUPTEUR SYNCHRONE DE PUISSANCE :

La figure V.2 donne le schéma de principe d'un interrupteur synchrone de puissance. Les éléments R_1 , D_1 , D_2 , C_1 assurent l'alimentation en continu de la gâchette du triac.

Les transistors Q_2 et Q_3 constituent un détecteur de zéro.

Le circuit fonctionne de la façon suivante :

Lors de l'alternance positive et lorsque l'interrupteur S_1 est fermé les deux transistors Q_2 et Q_3 sont bloqués tant que la tension de référence V_A est inférieure à un seuil que nous avons fixé arbitrairement à un volt. Dans ce cas le transistor Q_4 est bloqué, Q_5 saturé ce qui assure la conduction du triac. Ce dernier reste amorcé pendant le reste de l'alternance.

Lorsque le seuil précédemment indiqué est dépassé, le transistor Q_2 conduit entraînant la saturation de Q_4 et le blocage de Q_5 d'où la suppression du courant de gâchette du triac. Au début de l'alternance suivante le triac se désarmore dès que la tension de secteur s'annule. Pour le reste de l'alternance le triac fonctionne de façon identique à celle décrite précédemment étant donné le rôle symétrique joué par Q_2 et Q_3 .

Calcul des éléments :

Les transistors utilisés sont :

$$Q_2, Q_3 : 2N2905 (I_{\max} = 0,6 \text{ A}, \beta_{\min} = 100)$$

$$Q_4 : 2N3144 (I_{\max} = 2 \text{ A}, \beta_{\min} = 30)$$

$$Q_5 : 2N1308 (I_{c \max} = 0,3 \text{ A}, \beta_{\min} = 80)$$

Nous avons pris $I_P = 10 I_B$ pour Q_2 et Q_3 et nous avons fait en sorte que I_P soit inférieur à $40 I_B \max$ ce qui donne en choisissant $I_B \max$ égal à 6 mA :

$$R_2 + R_3 > \frac{311}{60 \cdot 10} \cdot 3 = 5,2 \text{ K}\Omega \quad (\text{V.1})$$

Nous avons choisi comme seuil au point B une valeur de 5V. Nous obtenons alors :

$$R_2 = 18 \text{ K}\Omega \quad (2,2 \text{ W}) \quad (\text{V.2})$$

$$R_3 = 10 \text{ K}\Omega \quad (\text{V.3})$$

La résistance R_4 qui limite le courant $I_{B \max}$ de Q_4 à 40 μA a été choisie égale à :

$$R_4 = \frac{E - 0,7}{I_{B \max}} = 270 \text{ K}\Omega \quad (\text{V.4})$$

La résistance R_5 est prévue pour assurer la conduction de Q_5 lorsque Q_4 est bloqué. Sa valeur doit être telle qu'elle limite le courant de collecteur de Q_4 à une valeur $I_{C \max} = 0,1 \text{ A}$; ce qui donne :

$$R_5 > \frac{12}{0,1} = 120 \Omega \quad (\text{V.5})$$

Comme le courant de gâchette maximal du triac 2N 6348 est de 50 mA; il s'ensuit que le courant de base maximum de Q_5 est de 0,5 mA; ce qui donne pour R_5 :

$$R_5 \geq 22,6 \text{ k } \Omega \quad (\text{V.6})$$

Nous avons pris la valeur normalisée de 24 K Ω ce qui conduit à un courant de gâchette de 47 mA. En tenant compte du fait que la tension V_{GMT1} est de l'ordre de 2V ou en déduit que :

$$R_6 = 47 \Omega \quad (\text{V.7})$$

Le courant traversant la zener de 12 V étant fixé à 20 mA nous obtenons :

$$R_1 = \frac{\frac{220 \times \sqrt{2}}{\pi} - 12}{20 \times 10^{-3}} = 4,3 \text{ K}\Omega \text{ (Valeur normalisée } 4,7 \text{ K}\Omega; 10,4 \text{ W)} \quad (\text{V.8})$$

Le circuit de protection du triac constitué par les éléments C_2, R_7 a été choisi de sorte que :

$$C_2 = 0,22 \mu \text{ F (} 30 \text{ V)} \quad (\text{V.9})$$

$$R_7 = 100 \Omega \quad (\text{V.10})$$

V.3. INTERRUPTEUR AUTOMATIQUE A SURCHARGE :

La **figure** V.3 donne le schéma de principe d'un interrupteur automatique à surcharge constitué d'un interrupteur synchrone de puissance auquel on a adjoint un système de coupure composé des éléments $Q_6, R_9, R_{10}, R_{11}, C_3, D_3, R_8$. Le dispositif fonctionne de la façon suivante :

La résistance R_8 de faible valeur prélève une tension proportionnelle à la valeur crête du secteur. Cette tension redressée et filtrée par les éléments D_3 et C_3 assure la polarisation de base du transistor Q_6 au moyen du pont R_9, R_{10} . Dès que cette tension dépasse un seuil que nous avons fixé à 5 V, le transistor Q_6 conduit assurant la conduction de Q_4 et le blocage de Q_5 ; ce qui empêche l'amorçage du triac à l'alternance suivante. Le triac pourra à nouveau être amorcé dès que la tension aux bornes de C_3 passe par une valeur ^(inférieure) au seuil précédemment fixé.

CALCUL DES ELEMENTS :

La résistance R_8 doit être prévue pour supporter le courant crête traversant la charge lorsque la tension à ses bornes est de l'ordre de 5 V, sa valeur dépend de ce fait de la charge.

Dans notre étude la charge est constituée d'une lampe de 25 W; ce qui donne :

$$R_8 = 31 \Omega \quad (V.11)$$

Les résistances R_9 et R_{10} qui polarisent la base de Q_6 doivent être prévues pour bloquer ce dernier lorsque la tension aux bornes V_{C_3} est inférieure à 5 V; ce qui donne :

$$\frac{R_{10}}{R_9 + R_{10}} = \frac{0,7}{5} \quad (V.12)$$

La résistance R_{11} doit être calculée de façon à limiter le courant collecteur de Q_6 ainsi que celui de la base de Q_4 lorsque ce dernier est saturé. Un calcul identique à celui fait pour R_4 en V.2. donne :

$$R_{11} = 330 \text{ K } \Omega \quad (V.13)$$

Le courant I_C traversant R_{11} lorsque Q_6 est conducteur est égal à :

$$I_C = \frac{12 - 0,7}{R_{11}} = 34 \mu\text{A}. \quad (V.14)$$

ce qui donne :

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = 0,34 \mu\text{A}. \quad (V.15)$$

Nous avons pris un courant de pont R_9, R_{10} supérieur à $10I_B$ ce qui donne :

$$R_9 + R_{10} \leq 4,7 \text{ M } \Omega. \quad (V.16)$$

Compte tenu des relations V.12 et V.16 on obtient :

$$R_9 = 2,2 \text{ K } \Omega \quad (V.17)$$

$$R_{10} = 47 \text{ K } \Omega \quad (V.18)$$

La capacité C_3 doit être d'assez forte valeur de sorte que l'action de Q_6 se fasse en synchronisme avec le déclenchement du triac.

V.4. ALARME DECLENCHEE PAR CONTACTS :

La figure V.4. donne le schéma de principe d'une alarme déclenchée par contacts. Ce dispositif fonctionne de la façon suivante :

Au repos les contacts S_1, S_2, S_3 sont fermés, alors que les contacts S_4, S_5, S_6, S_7 sont ouverts. Dans ce cas les transistors Q_1, Q_2 montés en Darlington sont bloqués.

Dès que l'un des interrupteurs S_1, S_2, S_3 s'ouvre le condensateur C_1 se charge entraînant la conduction de Q_1 et de Q_2 qui tendent à se saturer.

La tension d'alimentation est alors appliquée à la gâchette du thyristor à travers le pont P_2, P_3 entraînant l'amorçage du thyristor et la mise sous tension de l'alarme.

Pour désamorcer le thyristor il suffira de fermer momentanément S_7 .

La fermeture des contacts S_4, S_5, S_6 provoque un effet similaire à l'ouverture des contacts S_1, S_2, S_3 .

CALCUL DES ELEMENTS :

Les transistors utilisés sont des 2N2905 avec un β_{min} de 100 et un $I_{C\ max}$ de 0,6 A. Le thyristor est un 2N6398. Sa tension de gâchette maximum et son courant maximal de gâchette sont de 1,5 V et de 30 mA respectivement. Il s'ensuit que :

$$12 \frac{R_3}{R_2 + R_3} = 1,5 \text{ V.} \tag{V.19}$$

$$\frac{12}{R_2 + R_3} \leq 0,3 \text{ A.} \tag{V.20}$$

Le courant I_{Csat} du transistor Q_2 est fixé à 5 mA.: ce qui donne :

$$R_2 + R_3 = 2,4 \text{ K}\Omega . \tag{V.21}$$

Compte tenu des relations précédentes, nous obtenons :

$$R_2 = 2,2 \text{ K}\Omega \tag{V.22}$$

$$R_3 = 220 \Omega . \tag{V.23}$$

Un calcul simple montre que :

$$I_{Esat} = 20 \mu\text{A.}$$

ce qui donne :

$$R_1 = \frac{12 - 1,4}{20 \cdot 10^{-6}} = 560 \text{ K}\Omega \text{ (Valeur normalisée).}$$

C_1 est choisi de 0,1 μF pour permettre une réponse assez rapide du dispositif.

La diode D est utilisée pour amortir la charge en raison de sa nature inductive.

V.5. ALARME DESTINEE A DETECTER LA PRESENCE D'EAU OU DE VAPEUR :

La figure V.5 donne le schéma de principe d'un montage permettant de déceler la présence d'eau ou de vapeur.

On notera au passage la similitude entre ce montage et le précédent. Ce circuit fonctionne de la façon suivante. Dès que l'espace compris entre les deux électrodes contient soit de l'eau ou un gaz, il s'établit un contact entre les deux électrodes du fait de la résistance finie due aux impuretés contenues dans les fluides précédents. la résistance R_1 est prévue pour limiter le courant de base de Q_1 en cas de court circuit entre les deux électrodes. Les transistors utilisés étant identiques à ceux utilisés dans le montage précédent, on en déduit que :

$$\frac{12 - 1,4}{R_1} = I_{B \max} = \frac{I_{C \max}}{\beta_{\min}} = 6 \text{ mA} \quad (\text{V.24})$$

D'où l'on tire :

$$R_1 \geq 1,8 \text{ K}\Omega . \quad (\text{V.25})$$

Nous avons pris la valeur normalisée de 2,2 K Ω .

La capacité C a été prise de 0,05 μ F de manière à obtenir une réponse rapide. La résistance R_4 variable de 1 M Ω a été prévue pour faire varier la sensibilité du montage.

V.6. SYSTEME A RETARD EN CONTINU :

La figure V.6 donne le schéma de principe d'un système à retard en continu. Ce dispositif fonctionne de la façon suivante :

La fermeture momentanée de l'interrupteur S assure l'alimentation de la charge et de la bobine du relais . Celle-ci entraîne la fermeture du contact RL1 du relais assurant l'alimentation ultérieure du dispositif. Au bout d'un certain temps T fonction de la constance de temps $R_5 C_2$ L'U.J.T délivre une impulsion au niveau de sa base B_1 , impulsion qui entraîne l'amorçage du thyristor, amorçage qui contribue à **court-circuiter** la bobine du relais déconnectant ainsi le dispositif de l'alimentation.

La capacité C_2 a été utilisée pour éviter un déclenchement intempestif du thyristor.

CALCUL DES ELEMENTS :

Nous avons prévu un retard d'environ 5 mn . Nous avons alors été conduits à prendre :

$$C_1 = 470 \text{ }\mu\text{F} \quad (\text{V.26})$$

$$R_5 = 560 \text{ K}\Omega . \quad (\text{V.27})$$

Nous avons de même choisi :

$$R_3 = 150 \Omega \quad (V.28)$$

$$R_4 = 100 \Omega. \quad (V.29)$$

Le thyristor utilisé étant du même type que ceux utilisés précédemment nous avons pris :

$$R_2 \geq \frac{V_{B1} - V_9}{I_9} = \frac{7,6 - 1,5}{30 \cdot 10^{-3}} = 200 \Omega. \quad (V.30)$$

La résistance R_1 prévue pour limiter le courant traversant le thyristor lorsque ce dernier est saturé doit avoir une valeur faible devant celle de l'enroulement du relais prévu pour amorcer sur 12 V. Ceci nous a conduit à prendre une valeur de 12Ω (2,5 W) pour R_1 .

Le montage précédent peut être modifié de façon à alimenter la charge après T secondes après la mise sous tension du dispositif. La figure V.7. précise les transformations à effectuer.

V.7 . TEMPORISATEUR EN ALTERNATIF :

La figure V.8. donne le schéma de principe d'un temporisateur en alternatif. Ce dispositif fonctionne de la façon suivante :

Dès que l'on ferme l'interrupteur S_1 le dispositif de déclenchement est alimenté sous 12 V. Les éléments R_1, R_2, R_3, R_4, R_6 ont été choisis de façon que lorsque C_2 est déchargée les transistor Q_1 et Q_2 , soient bloqués. Lorsque le condensateur C_2 se charge et que la tension V_{B1} dépasse d'environ 1,4 V la tension V_{E1} fixée par R_3, R_4 le transistor Q_1 conduit entraînant la conduction de Q_2 . Un phénomène de **retroaction** introduit par R_5, R_2 entraîne la saturation rapide de Q_2 . L'U.J.T est alors alimenté. Au bout d'un certain temps fixé par la constance de temps $R_7 C_3$, l'U.J.T génère une impulsion sur la base B_1 ce qui entraîne l'amorçage du triac et la mise sous tension de la charge.

CALCUL DES ELEMENTS :

Le calcul de R_{10} est identique à celui fait en V.2. les transistors utilisés sont des 2N2905 et 2N1308 dont les caractéristique ont été données précédemment.

Nous avons admis un courant de collecteur dans Q_1 égal à 0,3 mA et une tension au point E_1 voisine de 6 V ce qui donne :

$$R_6 = 20 K\Omega . \quad (V.31)$$

Nous avons pris un courant de pont dans R_3 et R_4 égal à $10 I_{E1}$ ce qui donne :

$$R_3 = R_4 = 2 \text{ K}\Omega \quad (\text{V.32})$$

Si l'on désire bloquer Q_1 lorsque C_2 est déchargé, on devra choisir R_1, R_2 de telle sorte que :

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} E \ll 7,4 \text{ V} \quad (\text{V.33})$$

Nous avons pris :

$$R_1 = 75 \text{ K}\Omega \quad (\text{V.34})$$

$$R_2 = 1 \text{ K}\Omega \quad (\text{V.35})$$

La valeur de C_2 fixe la temporisation, nous l'avons prise égale à $470 \mu\text{F}$.

La valeur de R_5 tient compte du taux de contre-réaction choisi. Dans le cas où ce dernier est pris égal à $1/10$ on obtient :

$$R_5 = 12 \text{ K}\Omega .$$

Le calcul des éléments associés à l'U.J.T ayant été fait plus haut nous n'y reviendrons pas . Nous nous contentons de donner les valeurs choisies :

$$R_7 = 22 \text{ K}\Omega$$

$$C_3 = 0,01 \mu\text{F}$$

$$R_8 = 120 \Omega$$

$$R_9 = 100 \Omega .$$

V.8. CLIGNOTANT :

La figure V.9 donne le schéma de principe d'un clignotant dont le fonctionnement peut s'expliquer comme suit :

La capacité C_5 étant initialement déchargée, la fermeture de S_1 entraîne l'envoi d'une impulsion au niveau de la gâchette de Q_1 à travers C_5 et R_9 entraînant l'amorçage de ce dernier et de la mise sous tension de la lampe L_1 . La capacité C_4 se charge alors rapidement à une tension V_{A2} voisine de 12 V . Au bout d'un certain temps fonction de la constante de temps $R_1 C_1$ l'U.J.T génère sur sa base B_1 une impulsion qui est acheminée vers la gâchette de Q_2 à travers la diode D_2 . Cet aiguillage vient du fait que le potentiel en A est voisin de V_{A2} qui vaut pratiquement 12 V alors que le potentiel au point B est voisin de celui du point A_1 qui est voisin de zéro.

De ce fait seule la diode D_2 est conductrice. L'impulsion précédente entraîne l'amorçage de O_2 de sorte que le potentiel V_{A2} passe brutalement à zéro. Ce basculement entraîne l'envoi d'une impulsion de l'ordre de 12 V sur l'anode de O_1 qui se bloque. Le cycle précédent se reproduit à chaque amorçage de l'U.J.T.

Les condensateurs C_2 et C_3 assurant le découplage entre l'alimentation et les gâchettes des deux thyristors ce qui permet d'éviter tout amorçage intempestif des deux thyristors.

CALCUL DES ELEMENTS :

Les caractéristiques de l'U.J.T et des thyristors étant données précédemment nous pouvons écrire :

$$\frac{R_7}{R_9 + R_7} \quad 12 \leq 1,5 \text{ V} \quad (V.36)$$

$$R_9 + R_7 \geq \frac{12}{30 \cdot 10^{-3}} = 400 \Omega \quad (V.37)$$

ce qui donne :

$$R_7 = 1 \text{ K}\Omega \quad (V.38)$$

$$R_9 = 1,2 \text{ K}\Omega \quad (V.39)$$

La résistance R_8 doit être telle que le thyristor O_1 reste bloqué une fois que C_5 est chargé ce qui impose :

$$\frac{R_7}{R_7 + R_8 + R_9} E \ll 1,5 \quad (V.40)$$

Nous avons pris une valeur de 33 K Ω qui vérifie largement la relation précédente. La résistance R_5 a été prise pour des raisons de symétrie égale à R_7 .

Les résistances R_4 et R_6 assurent la polarisation en inverse des diodes D_1 et D_2 lorsque le thyristor correspondant est bloqué. Nous les avons prises égale à 12 K Ω .

Le calcul des éléments de l'U.J.T ayant été fait plus haut nous n'y reviendrons pas. Nous avons pris :

$$R_2 = 120 \Omega \quad (V.41)$$

$$R_3 = 100 \Omega \quad (V.42)$$

$$R_1 = 33 \text{ K}\Omega \quad (V.43)$$

$$C_1 = 10 \mu\text{F}. \quad (V.44)$$

Ce qui donne un éclair par seconde environ.

V.9. CONTROLE AUTOMATIQUE A CYCLE INTEGRAL D'UN CHAUFFAGE:

La figure V.10 donne le schéma de principe d'un contrôle automatique. On notera au passage que ce circuit est constitué d'un interrupteur synchrone de puissance auquel on a associé un circuit constitué par les éléments $R_8, R_7, R_{10}, R_{11}, TH_1, R_{13}, Q_6$ et Q_7 . Ce circuit fonctionne de la façon suivante :

- Supposons que partant d'un équilibre la température du milieu dans lequel a été introduite la thermistance TH_1 du type CTN diminue. Dans ce cas le potentiel B de Q_6 diminue entraînant l'augmentation de la conduction de Q_6 et par voie de conséquence celle de Q_5 . Dans ce cas la conduction du triac est plus importante de sorte que le chauffage fournit une puissance plus élevée ce qui permet de ramener la température du milieu à sa température de consigne. Dans le montage pratique réalisé nous avons modifié le circuit précédent de façon à permettre un contrôle automatique à cycle intégral. La figure V.11 donne le détail des modifications réalisées. Les figures V.11.b et V.11.c indiquent les signaux disponibles à l'entrée de l'ampli d'erreur ainsi que ceux destinés à la commande du chauffage. On remarquera au passage que la durée de ces signaux dépend fortement de la température.

CALCUL DES ELEMENTS :

Le calcul des éléments de l'interrupteur synchrone, de l'U.J.T et de la source continue de polarisation ayant été fait plus haut nous n'y reviendrons pas .

Nous avons admis un courant de collecteur de 1 mA pour les transistors Q_7 et Q_6 quand ils conduisent ce qui donne un courant de base voisin de 10 μ A. Nous avons pris un courant de pont R_8, R_9, R_{10} égal à 10 I_B ce qui donne :

$$R_8 + R_9 + R_{10} = 120 \text{ K } \Omega \quad (V.45)$$

Nous avons fixé une tension de référence en B_7 de 6 V. Ce qui donne :

$$R_8 + \frac{R_9}{2} = R_{10} + \frac{R_9}{2} = 60 \text{ K } \Omega. \quad (V.46)$$

La valeur de R_9 prévue pour obtenir un réglage fin a été prise égale à 5 K Ω ce qui donne :

$$R_8 = R_9 = 56 \text{ K}\Omega \quad (V.47)$$

Le courant de collecteur imposé pour Q_6 et Q_7 donne :

$$R_{13} = 12 \text{ K}\Omega \quad (V.48)$$

La résistance R_5 est prévue pour limiter le courant de base de Q_5 et par voie de conséquence celui de la gâchette du triac.

Ce dernier ayant été fixé à 30 mA, on déduit que :

$$R_5 = 22 \text{ K}\Omega. \quad (\text{V.49})$$

La résistance R_{12} joue pratiquement le même rôle que R_{13} : c'est la raison pour laquelle elle a été prise égale à 12 K Ω .

La thermistance utilisée possède une résistance de 110 Ω à 60°C et de 1,3 K Ω à 25°C. Le potentiel en B_6 étant voisin de 6V nous devons prendre $R_{11\text{max}}$ voisin de $TH_1 \text{ max}$. Nous avons pris la valeur normalisée de 2,5 K Ω .

Le relaxateur à U.J.T a été prévu pour délivrer un **signal** de période égale à une seconde. Nous avons pris :

$$C_3 = 10 \mu\text{F} \quad (\text{V.50})$$

$$R_{16} = R_{17} = 100 \text{ K}\Omega \quad (\text{V.51})$$

La résistance R_{17} a été prévue pour que la tension appliquée en B_7 soit voisine de 300mV. La tension sur l'émetteur de Q_8 étant de l'ordre de 6V nous déduisons que :

$$\frac{R_{17}}{R_{16} + R_{17}} = \frac{1}{20} \quad (\text{V.52})$$

d'où l'on tire :

$$R_{16} = 95 \text{ K}\Omega \quad (\text{V.53})$$

$$R_{17} = 5 \text{ K}\Omega \quad (\text{V.54})$$

La capacité de liaison C_4 a été choisie égale à 100 μF .

V.10 COMMANDE A SIMPLE ALTERNANCE D'UN MOTEUR UNIVERSEL :

La figure V.13 donne le **schéma** de principe d'une commande à **simple alternance** d'un moteur universel. Ce circuit fonctionne de la façon suivante :

La tension aux bornes de C_1 est proportionnelle à la différence entre la tension aux bornes de R_2 et la tension de cathode du thyristor. Dès que la tension aux bornes de C_1 dépasse la tension d'amorçage du SUS d'une valeur égale à la tension de gâchette du thyristor le SUS amorce entraînant la décharge dans la gâchette de Q_1 qui amorce à son tour entraînant la mise sous tension du moteur.

L'amorçage se fait avec un déphasage compris entre 0° et 90° . Le réglage de celui-ci est assuré par R_1 .

Le SUS utilisé est un MUS 4987 dont la tension de déclenchement est comprise entre 6 et 10 V. Par l'intermédiaire du pont diviseur R_2, R_4 il est possible de le déclencher pour une tension de 3 V environ.

CALCUL DES ELEMENTS :

Le pont R_1, R_2 est calculé de façon que la tension maximale au point A soit de l'ordre de 30 V. La tension crête du secteur étant de 310 V on en déduit que :

$$310 \frac{R_2}{R_1 + R_2} = 30 \text{ v} \quad (\text{V.55})$$

Le courant maximal imposé dans le pont étant de 30 mA, il s'ensuit que :

$$R_1 + R_2 = 10 \text{ K}\Omega \quad (\text{V.56})$$

Nous avons choisi les valeurs normalisées :

$$R_1 = 10 \text{ K}\Omega \quad (2 \text{ W}) \quad (\text{V.57})$$

$$R_2 = 1 \text{ K}\Omega \quad (2 \text{ W}) \quad (\text{V.58})$$

Les résistances R_3 et R_4 ont été choisies égales à 1 K Ω alors que la capacité C_1 a été choisie égale à 0,1 μF .

V.11. COMMANDE A DOUBLE ALTERNANCE D'UN MOTEUR UNIVERSEL :

La figure V.14 donne le schéma de principe d'un montage permettant la commande à double alternance d'un moteur universel. Les éléments R_1, R_2 et C_1 permettent d'obtenir aux bornes de C_1 une tension déphasée par rapport à la tension d'alimentation. La résistance R_1 permet de faire varier le déphasage dans une certaine plage.

Le circuit fonctionne de la façon suivante :

- Dès que la tension aux bornes de C_1 atteint le seuil de déclenchement du diac C_2 , celui-ci amorce et génère une impulsion au niveau de la gâchette du triac O_1 entraînant l'amorçage de ce dernier et la mise sous tension du moteur. Dans ce circuit le filtrage des signaux radiofréquences générés par le dispositif est assuré par la self que présente l'enroulement du moteur. Les éléments R_3 et C_2 limitent le temps de montée de la tension de blocage du triac évitant ainsi tout réamorçage intempestif de ce dernier.

CALCUL DES ELEMENTS :

Nous avons choisi :

$$R_5 = 100 \Omega \quad (V.59)$$

$$C_2 = 0,1 \mu F (400 V) \quad (V.60)$$

Les résistances R_1 et R_2 ainsi que la capacité C_1 déterminent l'angle de conduction du triac qui est réglable de 0° à 180° . Nous avons pris :

$$R_1 = 500 K \Omega \quad (V.61)$$

$$R_2 = 4,4 K \Omega \quad (V.62)$$

$$C_1 = 0,1 \mu F (400 V) \quad (V.63)$$

L'ensemble constitué par les résistances R_3 et R_4 et par la capacité C_3 sert à réduire l'effet de courant inverse causé par le changement de tension instantanée de C_1 dès l'amorçage du triac .

Nous avons pris :

$$R_3 = 15 K\Omega \quad (V.64)$$

$$R_4 = 47 K\Omega \quad (V.65)$$

$$C_3 = 0,01 \mu F \quad (V.66)$$

V.12. ONDULEUR A THYRISTORS :

La figure V.15 donne le schéma de principe d'un onduleur utilisant des thyristors. On notera au passage que la majorité des éléments contenus dans le circuit précédent sont identiques à ceux utilisés dans le clignotant décrit en V.8. C'est la raison pour laquelle nous nous contentons de donner la valeur des éléments choisis.

$$R_{10} = R_{11} = 5,1 \Omega \quad (5 W) \quad (V.67)$$

$$R_{12} = R_{13} = 100 \Omega \quad (V.68)$$

$$C_5 = C_6 = 10 \mu F \quad (V.69)$$

$$R_1 = 150 K \Omega \quad (V.70)$$

$$C_1 = 68 \mu F. \quad (V.71)$$

Le dispositif fonctionne de façon identique à celle qui a été décrit dans la description du fonctionnement du clignotant. Le rôle des lampes dans le circuit précédent est remplacé par une partie du primaire du transformateur. La self est prévue pour assurer l'isolation de l'alimentation par rapport au point milieu du transformateur.

Le transformateur a été étudié et réalisé par nous-même. Nous l'avons prévu pour délivrer une tension de 220 V au secondaire pour une alimentation continue de 18 V.

Nous donnons ci-dessous les caractéristiques du transformateur :

Puissance délivrée : 25 W.

Section du fer :

$$S_{fe} = 1,4 \sqrt{P} = 7 \text{ cm}^2. \quad (\text{V.72})$$

Nombre de spires par volts :

$$N = \frac{50}{S_{fe}} \times \text{Volts} = 7,14 \text{ spires par volts}. \quad (\text{V.73})$$

Intensité du courant :

Primaire :

$$I_1 = \frac{P}{V_1} = \frac{25}{18} = 1,4 \text{ A}. \quad (\text{V.74})$$

Secondaire :

$$I_2 = \frac{25}{220} = 0,11 \text{ A}. \quad (\text{V.75})$$

La section du fil a été prévue pour un courant de 3 A par mm^2
de section:

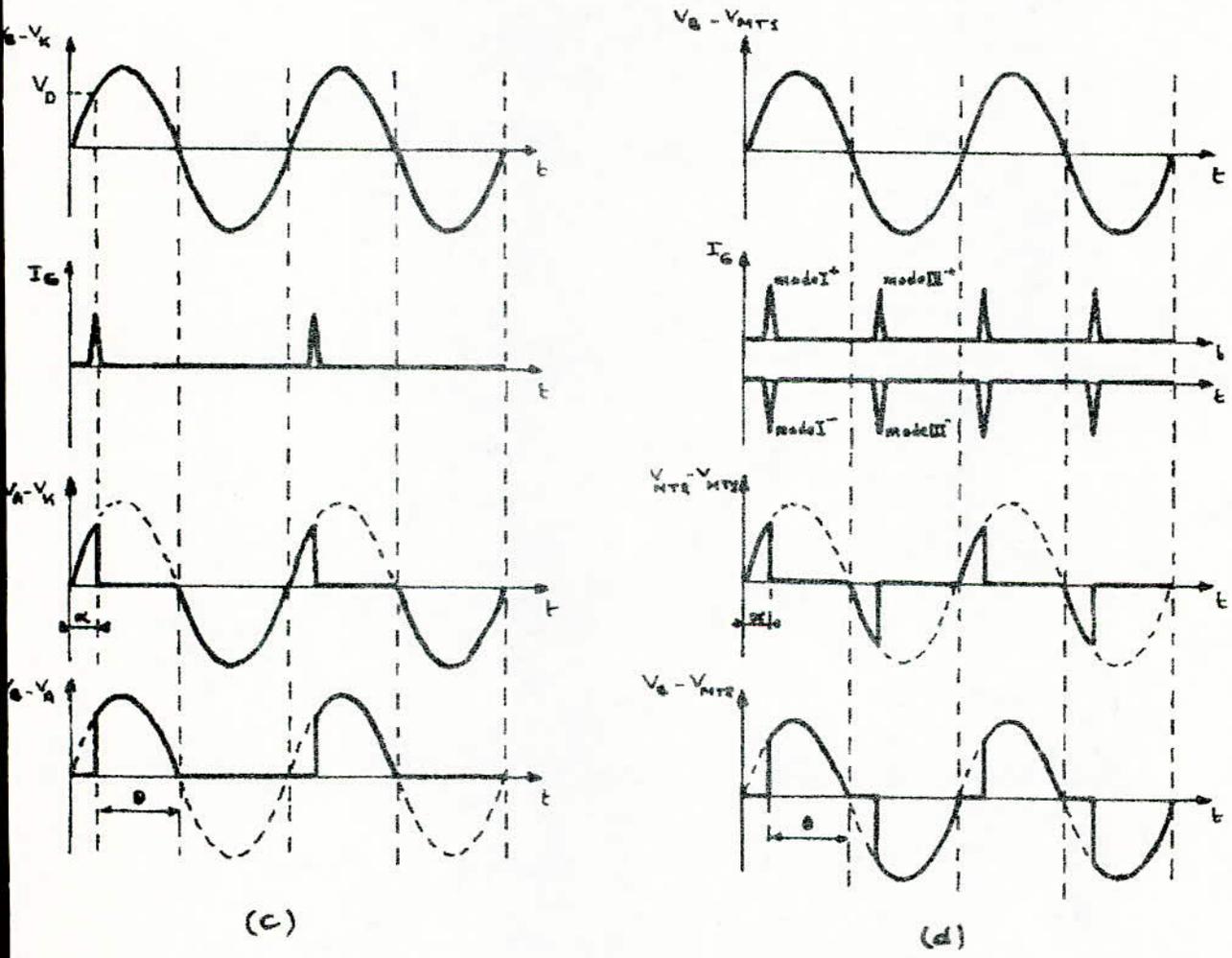
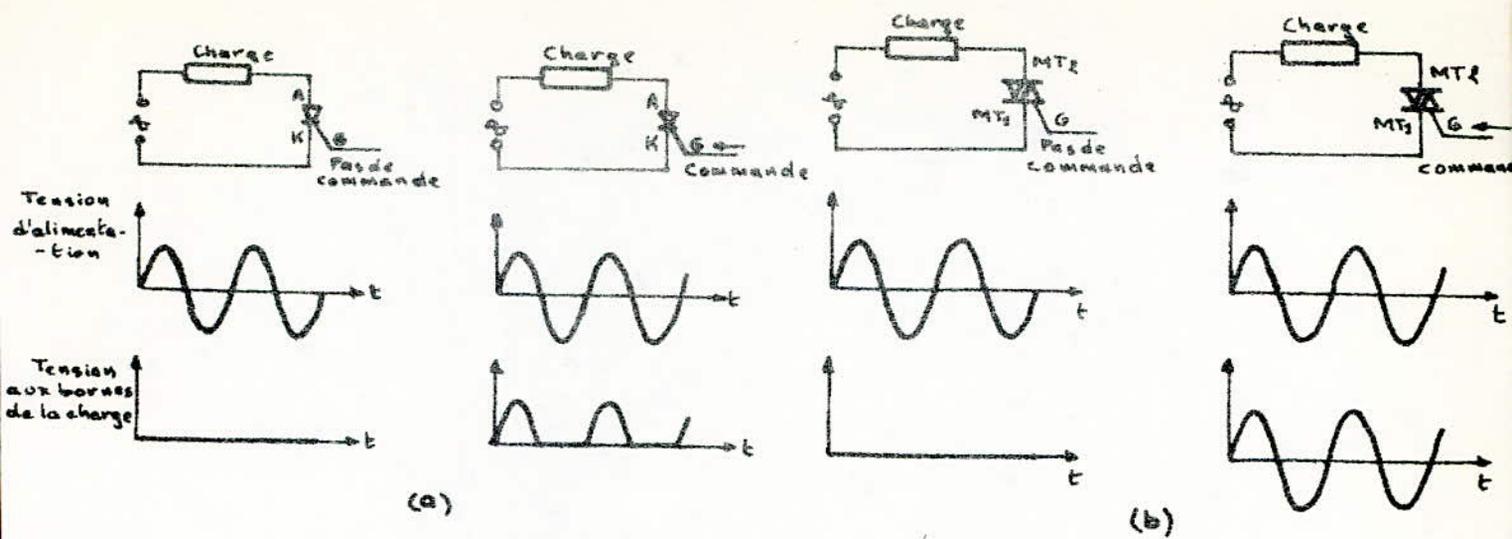


Fig. V.3. Commutation statique et commande de phase:
 (a) le thyristor en commutation statique;
 (b) le triac en commutation statique;
 (c) le thyristor en commande de phase;
 (d) le triac en commande de phase.

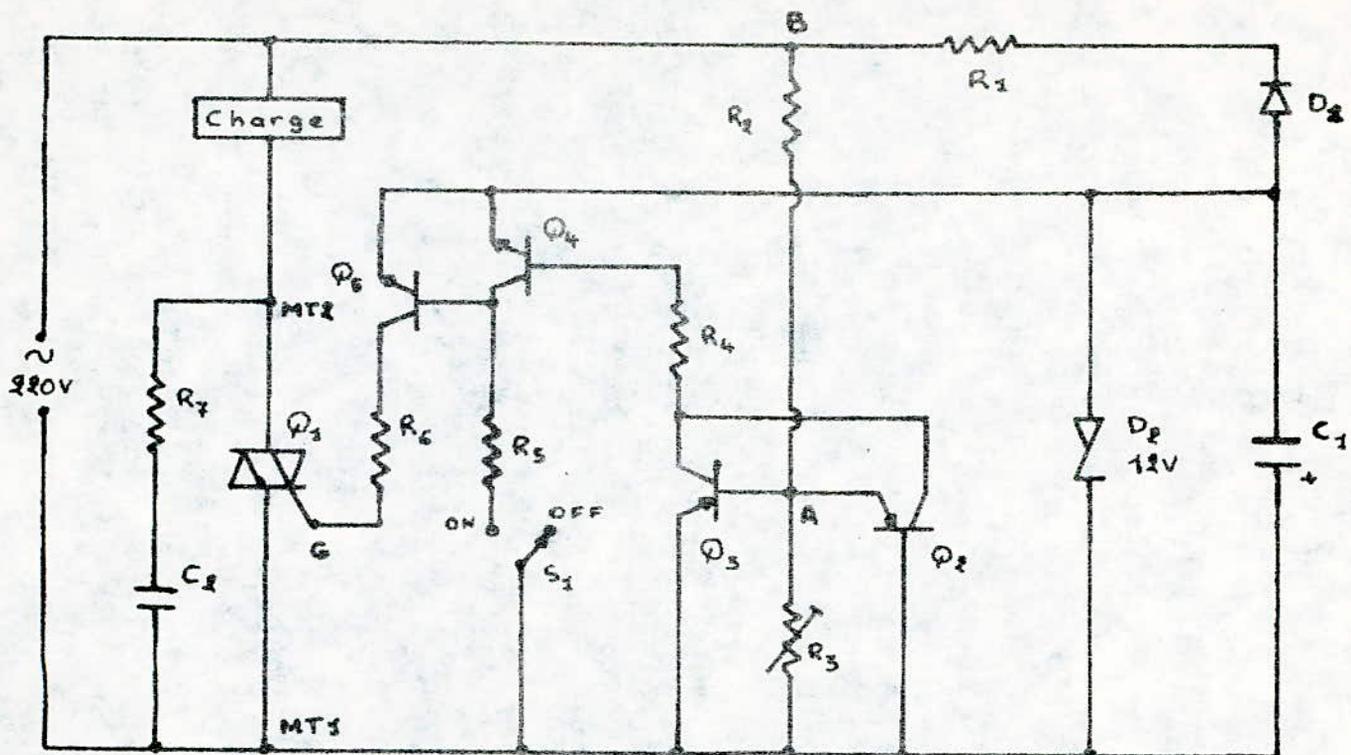


Fig. V.2. Interrupteur synchrone de puissance.

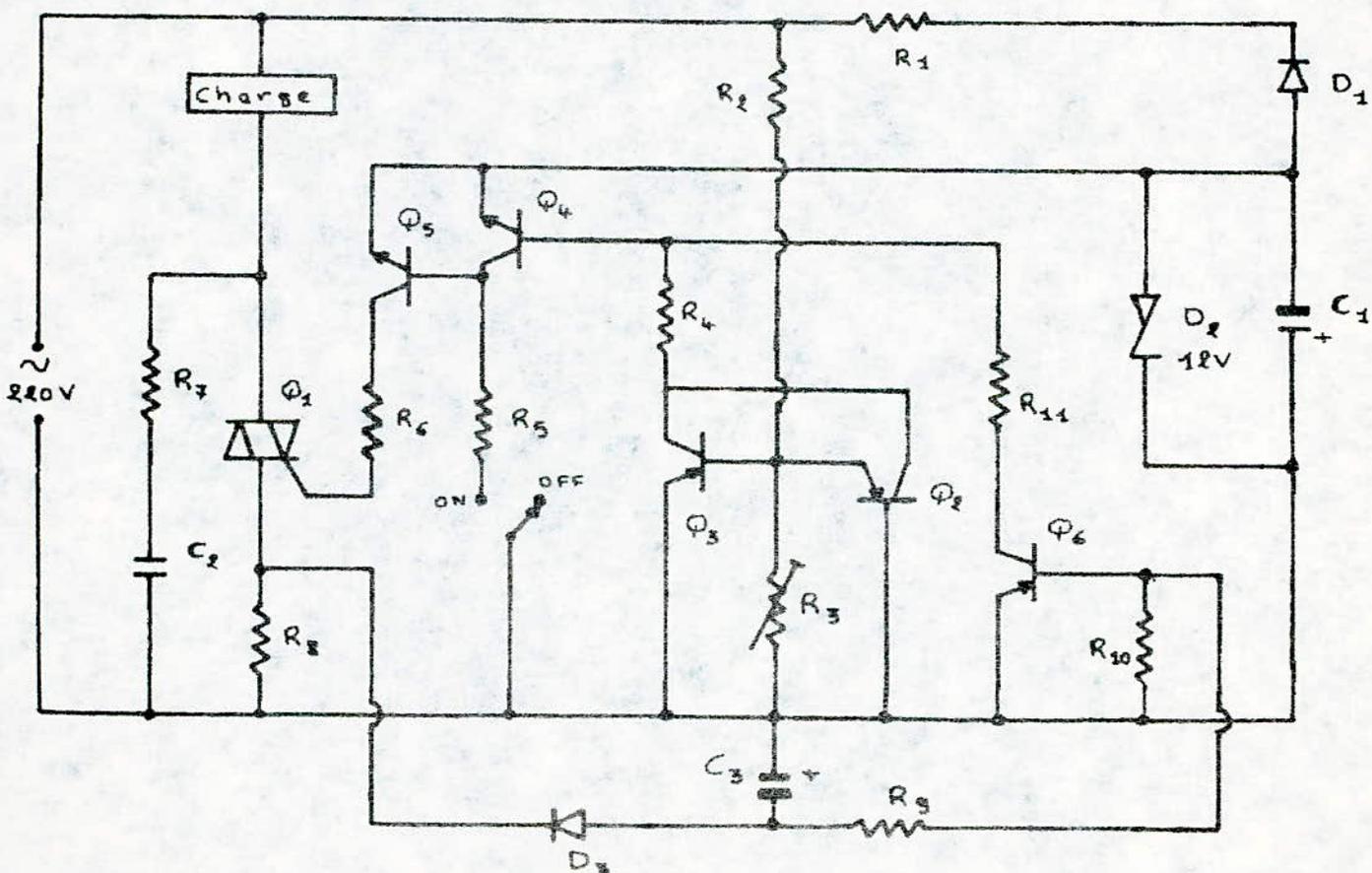


Fig. V.3. Interrupteur automatique à surcharge.

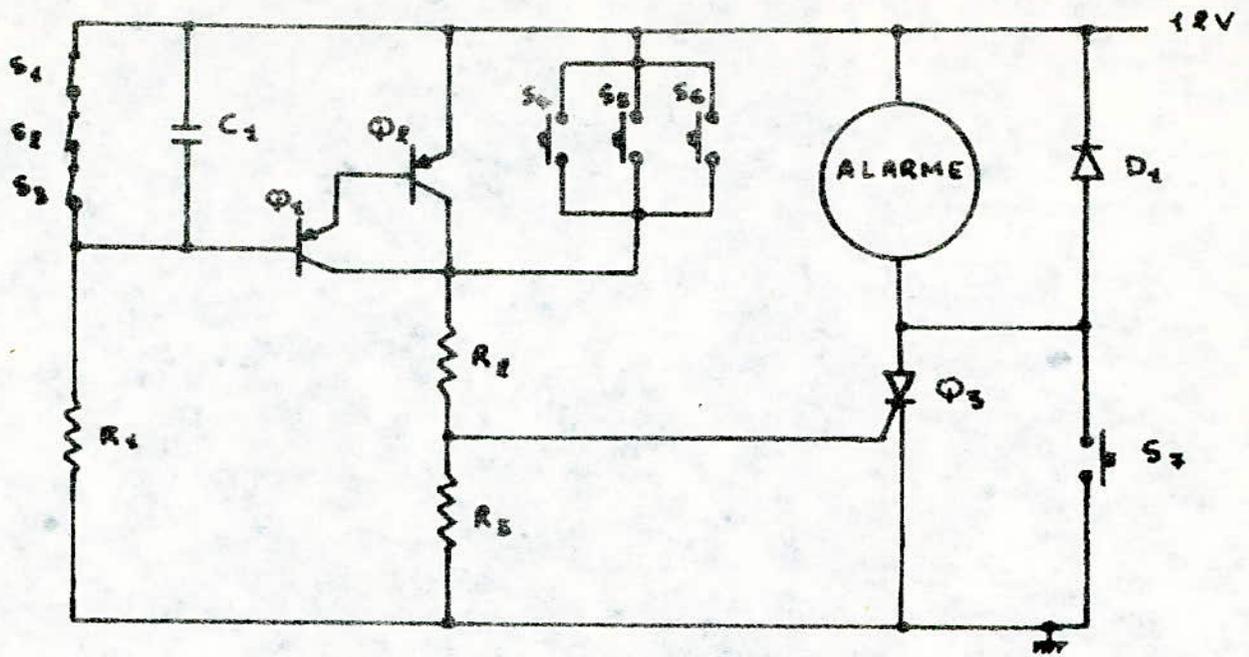


Fig. V.4. Alarme déclenchée par contacts.

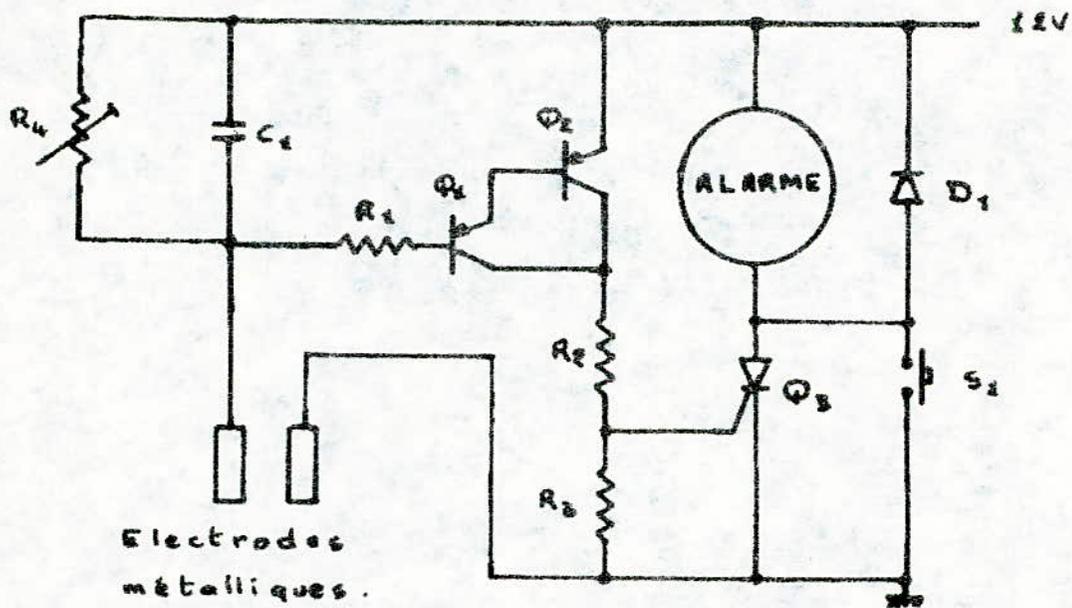


Fig. V.5. Alarme actionnée par l'eau et par la vapeur

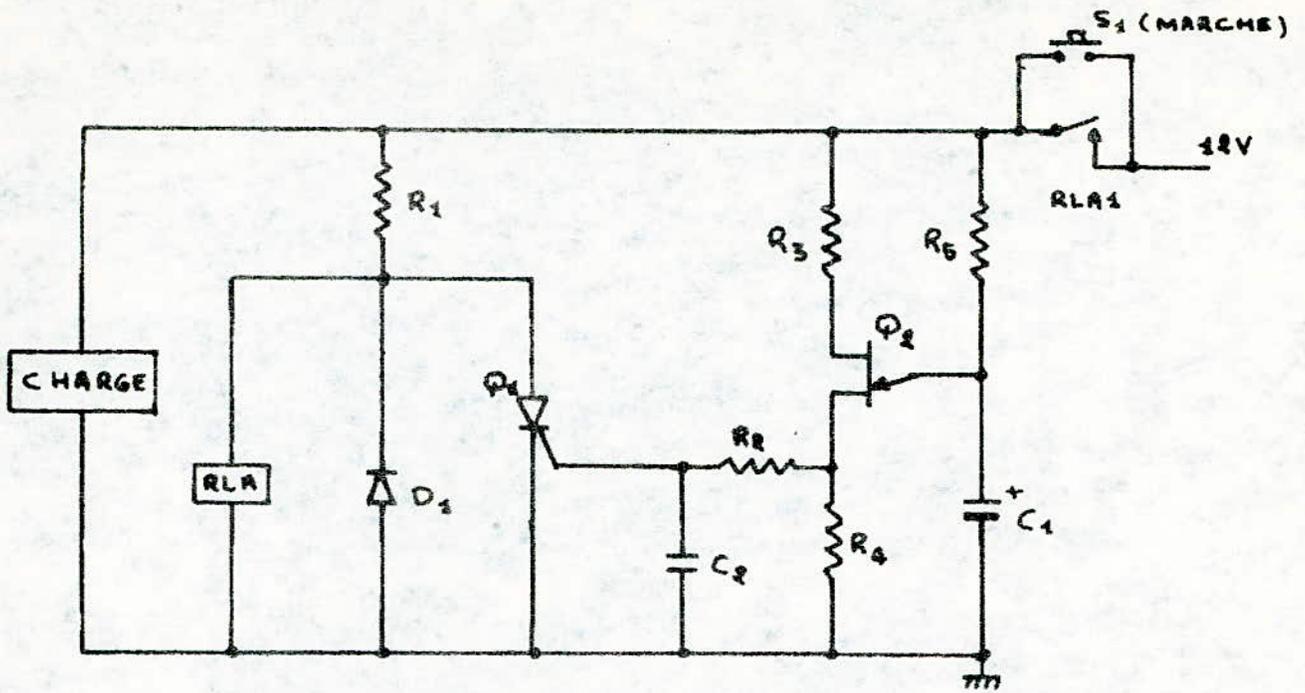


Fig. V. 6. Interrupteur automatique à courant continu.

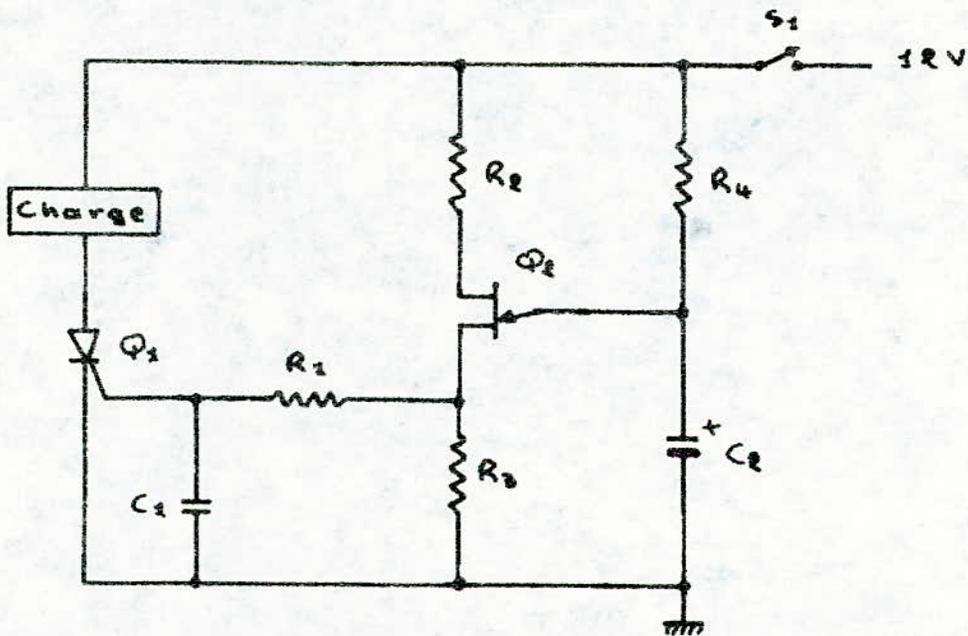


Fig. V. 7. Fermeture retardée en continu.

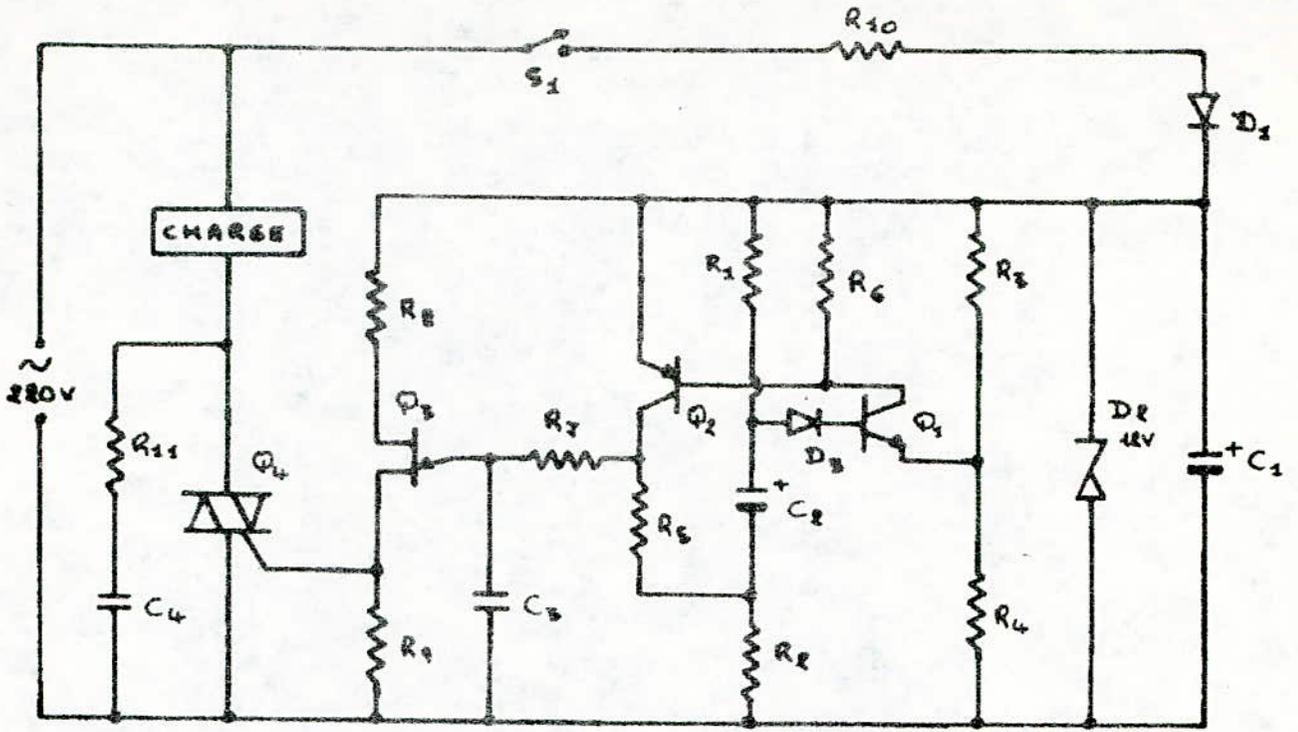


Fig. V.8. Temporisateur à courant alternatif.

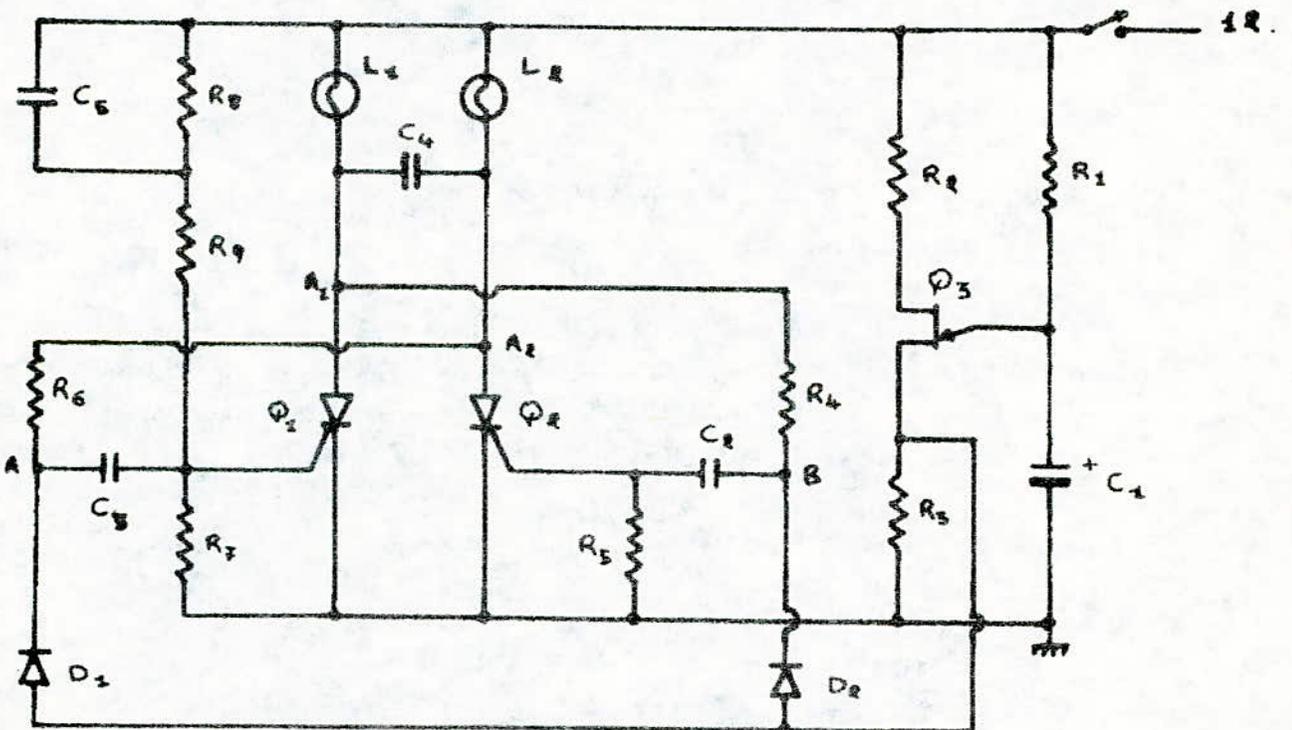


Fig. V.9. Lampes clignotantes à courant continu.

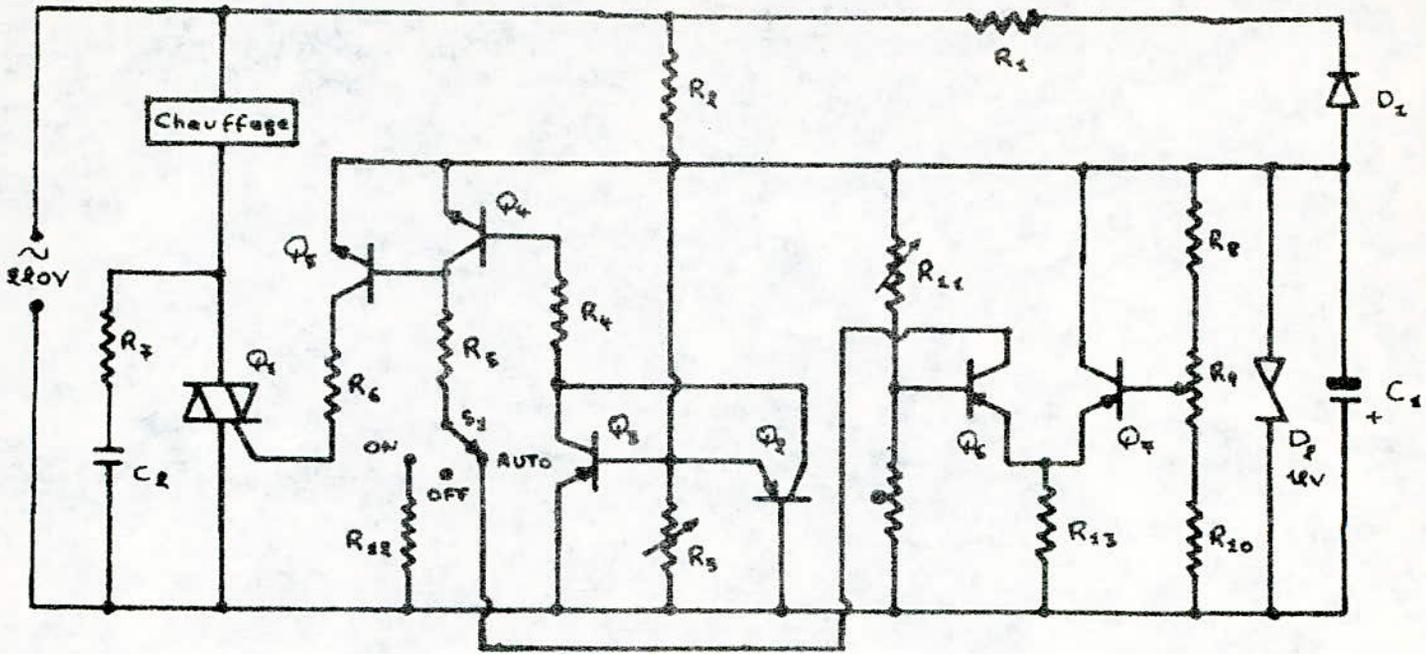


Fig. V.10. Contrôle automatique de chauffage.

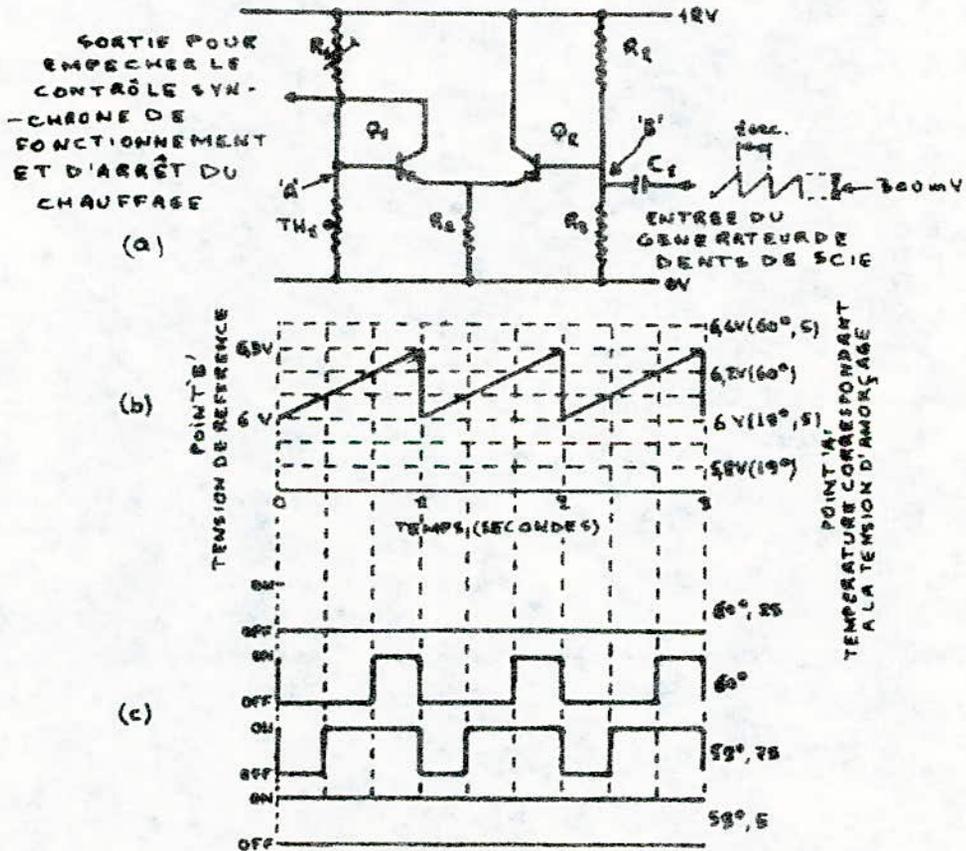


Fig. V.11. a. Circuit de base.
 b. Signaux d'entrée.
 c. Signaux de sortie.

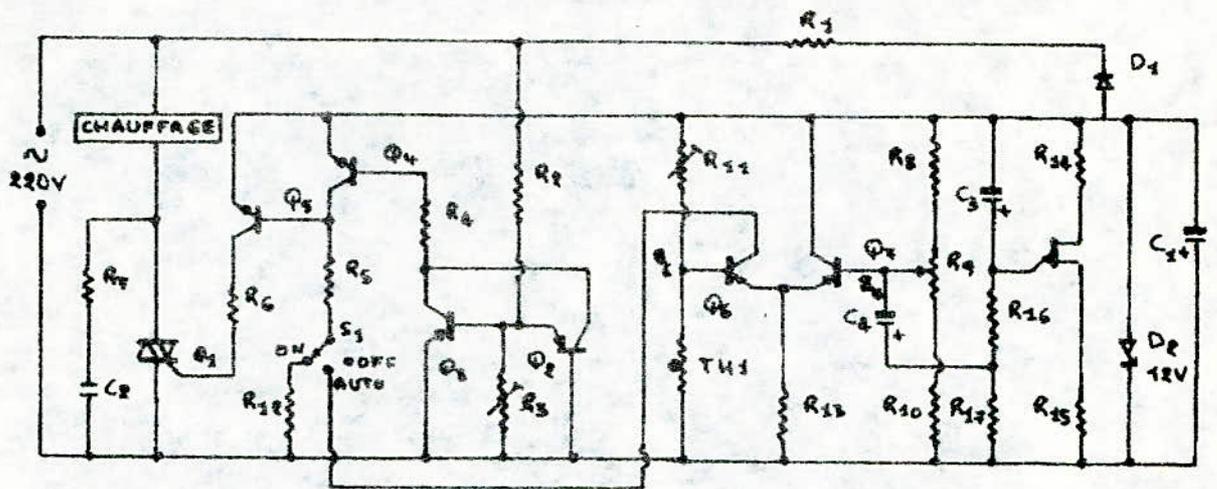


Fig. V-12. Contrôle automatique à cycle intégral de chauffage.

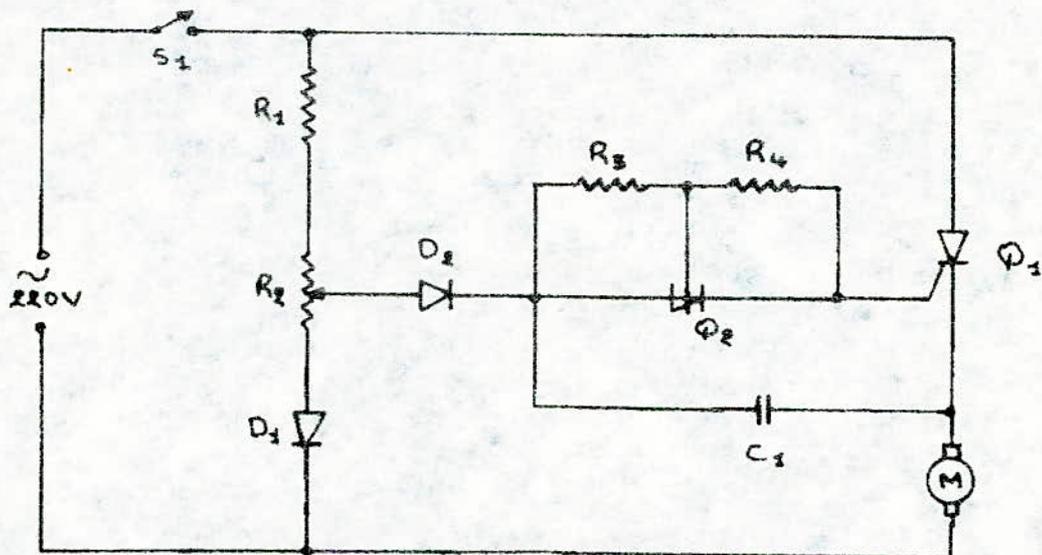


Fig. V-13. Commande à simple alternance d'un moteur universel.

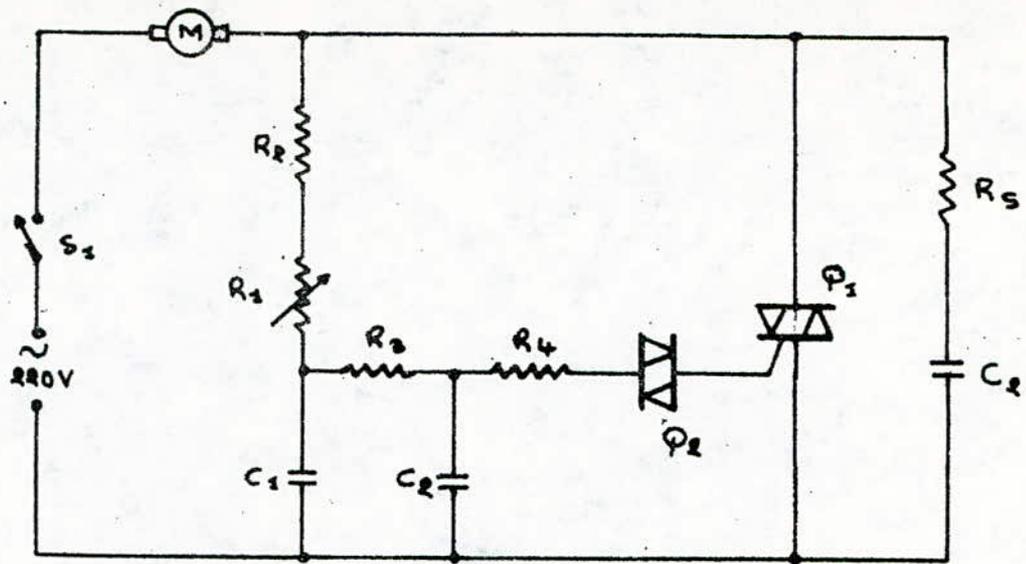


Fig. V. 14. Commande à double alternance d'un moteur universel.

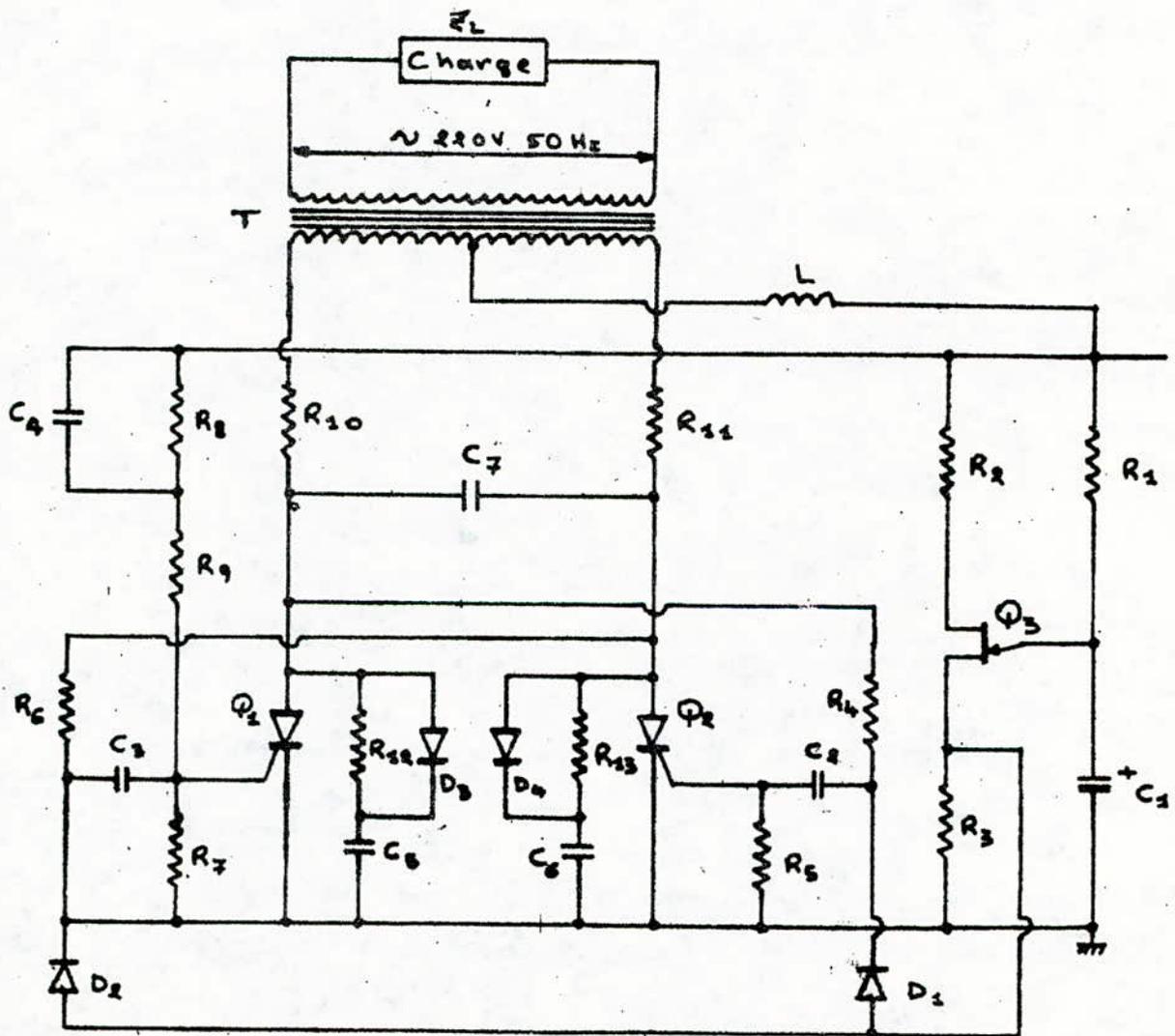


Fig. V. 15. Onduleur.

C O N C L U S I O N

Lorsque nous avons entamé notre travail sur les éléments à résistance dynamique négative nous n'avions strictement aucune idée sur les services que pouvaient rendre de tels éléments à un électronicien ou à un électrotechnicien et encore moins aux éventuels utilisateurs.

Au terme de notre travail nous pouvons affirmer que les éléments précédents peuvent être utilisés dans des applications très intéressantes dont le nombre est pratiquement illimité.

Pour notre part étant donné le temps imparti à notre travail et le manque de composants possédant les caractéristiques souhaitées nous avons été contraints à réduire au maximum les applications pouvant être réalisées à l'aide des circuits précédents.

Nous avons cependant veillé à étudier les applications les plus importantes ce qui permettra éventuellement de reprendre et de compléter l'étude déjà entreprise dès que les composants seront disponibles en quantité suffisante.

Dans les réalisations que nous avons faites, nous avons essayé de présenter les maquettes de façon qu'elles puissent être utilisées de façon didactique.

Sur le plan de notre formation, l'étude des composants utilisés n'étant pas au programme de nos études, nous pouvons dire qu'à la suite du travail effectué nous maîtrisons parfaitement le principe de fonctionnement. Nous souhaiterions dans la mesure du possible que l'étude de tels circuits fasse l'objet d'une proposition de création d'un module /^{ou} seraient enseignés ces éléments dans le cadre des études d'ingénieur option électronique.-

B I B L I O G R A P H I E

- M. GAUDRY : Redresseurs et thyristors (Bibliothèque technique Philips , Edition Dunod.)
- H. LILEN : Thyristors et Triacs (Edition Radio).
- R.M. MARSTON : 110 Etudes pratiques à thyristors et à triacs. (Edition Eyrolles).
- J.P. CHABANNE : Les triacs (Edition E.T.S.F.)
- R. RENUCCI : Les thyristors. (Edition Librairie Parisienne de la Radio).
- H. JARMOT : Alimentations (C.S.T.N.)
- MILLMAN And TAUB : Pulse, Digital and Switching Waveforme (Mc GRAW-HILL).
-
- Le haut Parleur : Numéros : 25 Août 1972
: 21 Septembre 1972
: 19 Octobre 1972
-
- Toute l'Electronique : Numéros : Septembre 1969
: Octobre 1969.

II-) N N E X E

Nous donnons ci-après les figures des maquettes qui ont été réalisées.

Les éléments non précisés sur la figure sont donnés dans ce qui suit ainsi que les connexions à faire pour obtenir les montages des différents dispositifs. Nous y précisons aussi les sorties et entrées ainsi que les points de réglage.

MAQUETTE I.

APPLICATIONS DE L'U.J.T.

IC₁ = MC 1458 CP

IC₂ = MC 14072 B

IC₃ = MC 14528 BAL

IC₄ = IC₅; IC₆ = MC 14553 B

IC₇; IC₈; IC₉ = MC 14543 B

T₁; T₅; T₈; T₉; T₁₀; T₁₁; T₁₂; T₁₃; T₁₄; T₁₅; T₁₆ = 2N2905

T₂; T₄; T₆ = 2N2646

T₃ = 2N 2219 A

T₇ = 2N 1711

D₁ = 0 A 202

D₂; D₃ = 1N 458

P₁ = 100 KΩ

P₂ = 20 KΩ

P₃; P₄; 5 KΩ

P₅; P₆; 50 KΩ

P₇ = 47 Ω.

CONNECTEUR D'ALIMENTATION :

N° 1 = - 12 V

N° 4 = + 12 V

N° 10 = Masse.

Relaxateur à U.J.T :

Pins à connecter : 6 avec 8 pour C = 68 nF

7 avec 8 pour C = 15 nF

25 avec 6 pour C = 56 pF

5 avec 4

10 = Base 1.

4 = Emetteur.

P₁ : REGLAGE DE FREQUENCE :

Fréquencemètre :

Pins à connecter : 29 avec 31.

Avec mise en forme: 22 avec 30 et entrée comptage en 9 .

Sans mise en forme: entrée comptage en 30 .

P₇ : réglage fin du temps de comptage (1 s.)

GENERATEUR DE DENTS DE SCIE :

Pins à connecter : 1 avec 2

3 avec 4

6 avec 8 pour C = 68 nF

7 avec 8 pour C = 15 nF

25 avec 6 pour C = 56 pF

10 : Base !

4 : Emetteur.

P₂ : REGLAGE DE FREQUENCE :

GENERATEUR DE MARCHES D'ESCALIER :

Pins à connecter :

Montage de principe : 14 avec 18

16 avec 17

12 avec 26 pour C = 68 nF

24 avec 26 pour C = 330 nF

13 entrée impulsions positives.

19 Emetteur.

Marches de même amplitude : 12 avec 18 pour C = 68 nF

24 avec 26 pour C = 330 nF

16 avec 17

27 avec 18

23 avec 15

11 entrée impulsions positives

19 Emetteur.

COMPARATEUR DE TENSIONS :

Pins à connecter : 4 avec 5

6 avec 8

4 avec 18

16 V_R

17 V_X

10 Sortie pour V_R < V_X.

ASTABLE :

Pins à connecter : 4 avec 5
6 avec 8
10 avec 11
15 sortie.

MONOSTABLE, BISTABLE :

Pins à connecter : 21 avec 16
28 sortie monostable

P₅, P₆ : réglage de la droite de charge de l'U.J.T.

MAQUETTE II.

APPLICATIONS DES THYRISTORS ET TRIACS.

TH₁; TH₂; TH₃; TH₄ = 2N6398

TR₁; TR₂ = 2N6348 A

T₁; T₂; T₅; T₈; T₉; T₁₀; T₁₁; T₁₂ = 2N2905

T₄; T₁₄ = 2N 1308

T₁₃ = 2N 3114

T₃; T₁₅; T₆; T₇ = 2N 2646

D₁; D₂; D₃; D₄; D₁₀; = 0 A 202

D₅; D₉ = 13 J 2936

D₆; D₈ = BZY 95C12

P₁ = 1 MΩ

P₂ = 10 KΩ

P₃ = 5 KΩ

P₄ = 2,5 KΩ.

Connecteur d'alimentation :

1 = Phase secteur 220V

6 = Masse

9 = Masse

11 = + 12 V.

INTERRUPTEUR SYNCHRONES DE PUISSANCE :

Pins à connecter : 34 avec 41
38 avec 40
35 et 37 à la charge

I₃ haut : ON
bas : OFF

I₄ position haute.

P₂ réglage du déclenchement synchrone .

INTERRUPTEUR AUTOMATIQUE A SURCHARGE

Pins à connecter : 1 avec 2
5 avec 7
8 avec 10
11 avec 13
15 et 14 à l'allarme

B.P.1. Contact à ouverture .

I₁ Contact à fermeture

B.P.2. Réenclenchement.

ALARME DESTINEE A DETECTER LA PRESENCE D'EAU OU DE VAPEUR :

Pins à connecter : 1 avec 2
8 avec 9
3 avec 4
11 avec 13
6 et 7 aux électrodes métalliques.
15 et 14 à l'allarme.

B.P.2. Réenclenchement.

P₁ . Réglage de la sensibilité

I₁ . B.P.1. ouverts.

SYSTEME A RETARD EN CONTINU :

Pins à connecter : 18 avec 17
19 et 20 à la charge

B.P.3 . Mise en marche.

TEMPORISATION EN ALTERNATIF :

Pins à connecter : 22 avec 41
25 avec 32
23 et 24 à la charge.

I₂ : Interrupteur de mise en marche

CLIGNOTANT :

Pins à connecter : 16 avec 2

CONTRÔLE AUTOMATIQUE A CYCLE INTEGRAL D'UN CHAUFFAGE :

Pins à connecter : 34 avec 41

38 avec 40

28 avec 31

29 avec 39

35 et 37 à la charge

26 et 27 à la thermistance.

I₃ : haut : ON

bas : OFF

I₄ : haut : ON

bas : AUTO

P₄ : réglage de la température

P₃ : réglage fin de la température.

MAQUETTE III.

APPLICATIONS DES THYRISTORS ET TRIACS.

TH₁ = 2N 6398

TH₂; TH₃ = 2N 6394

TR₁ = 2N 6348

S₁ = MUS 4987 (SUS)

S₂ = 1N 5759 (DIAC)

T₁ = 2N 2646

D₁; D₂ = 13 J 2939

D₃; D₄; D₅; D₆ = OA 202

P₁ = 50 KΩ

P₂ = 470 Ω.

COMMANDE SIMPLE ALTERNANCE D'UN MOTEUR UNIVERSEL :

Pins à connecter : 1 et 2 au secteur 220V

3 et 4 au moteur.

P₁ réglage de la vitesse du moteur .

COMMANDE DOUBLE ALTERNANCE D'UN MOTEUR UNIVERSEL :

Pins à connecter : 4 et 5 au secteur 220V
6 et 7 au moteur

P₂ réglage de la vitesse du moteur .

ONDULEUR :

Pins à connecter : 9 masse
8 + 18 V
10 et 11 sortie 220V, 50 H₂

