

UNIVERSITÉ D'ALGER
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

6/74

2 ex

Département : **Electricité**

Section : **Electronique**

PROJET DE FIN D'ÉTUDES



**Etude et réalisation d'un appareil permettant
l'étude du comportement des semi-conducteurs
en température**

Étudié et Réalisé par :

M. OUERDI Mohamed

Proposé par :

M. SINTÈS

PROMOTION 1974

UNIVERSITÉ D'ALGER
ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

Département : **Electricité**

Section : **Electronique**

PROJET DE FIN D'ÉTUDES

**Etude et réalisation d'un appareil permettant
l'étude du comportement des semi-conducteurs
en température**

Etudié et Réalisé par :

M. OUERDI Mohamed

Proposé par :

M. SINTÈS

PROMOTION 1974

P R E F A C E

Cette étude comporte une première partie consacrée aux rappels intéressant directement le sujet, une deuxième à la description de l'enceinte à l'intérieur de laquelle, on produit la chaleur nécessaire pour chauffer le semi-conducteur.

Dans la troisième partie, nous donnons deux variantes de systèmes essayés, et permettant une régulation de température.

La quatrième, enfin est consacrée au système que nous avons adopté.

Mais avant d'entamer cette étude, je tiens à remercier de tout mon coeur, tout le personnel enseignant, sans exception, ayant contribué à ma formation, et en particulier mon promoteur Monsieur SIMES, pour tous ses conseils, vis à vis de la réalisation pratique.

I N T R O D U C T I O N

Les semi-conducteurs ont opéré une véritable révolution dans le domaine de l'Electronique.

Aujourd'hui, leur utilisation se rend de plus en plus indispensable, et et touche pratiquement toutes les branches de ce vaste domaine.

Leur étude peut être envisagée, sous des angles divers, et dans cette optique, l'étude en température, n'est pas des moins négligeables.

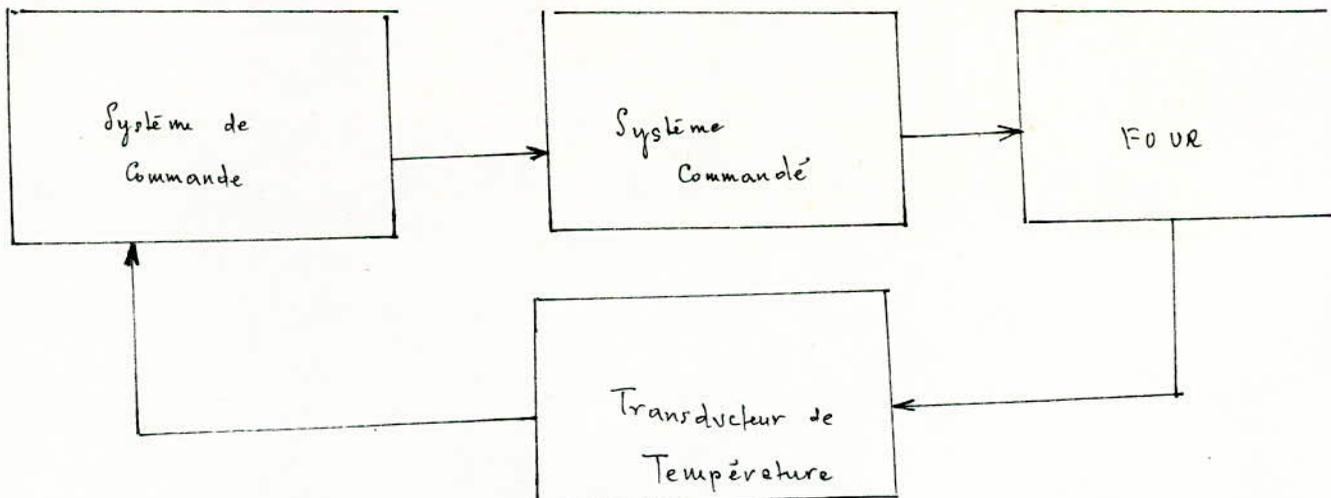
En ce qui nous concerne, nous nous intéresserons précisément, à cette étude en température, sans toutefois entrer dans le détail de la question.

L'essentiel, pour nous, n'est en effet, point l'Etude directe, de ces semi-conducteurs eux-même, mais celle d'un appareil susceptible de permettre leur étude.

Nous devons, dans ce contexte, préciser, que notre travail doit se limiter à la considération des semi-conducteurs du type diode, transistor, F.E.T, les amplis opérationnels et les circuits intégrés étant exceptés, et ceci dans une plage de température allant de l'ambiante jusqu'a 150 ° C.

Indiquons en outre, que notre température est ajustable, par le réglage continu, d'un bouton gradué.

Nous pouvons dès maintenant esquisser le shema synoptique global ci-dessous qui sera détaillé, par la suite:



Rappelons brièvement que les paramètres des semi-conducteurs, variant en fonction de la température et susceptibles, par conséquent, d'être mesurés à l'aide de cet appareil sont respectivement:

1) cas de la diode:

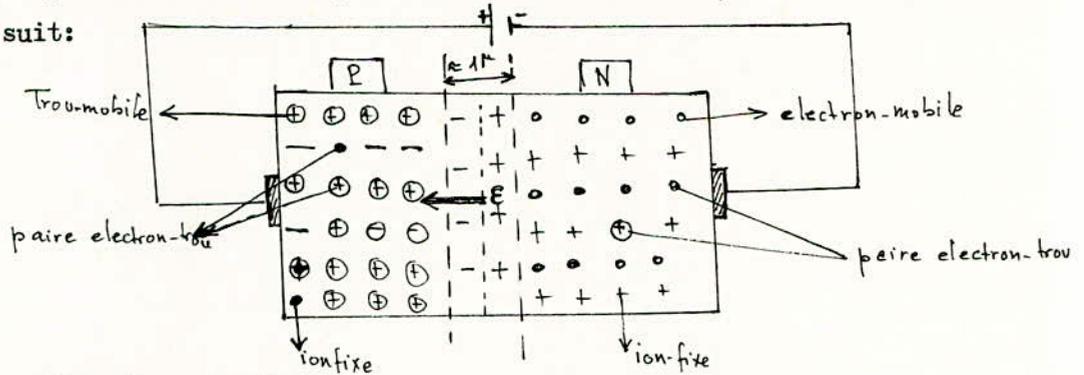
Il s'agit du courant dans le sens bloquant, donc de la tension inverse, proportionnelle à ce dernier.

Ce courant inverse est égal au courant de saturation I_s

tel que

$$I_s = I_0 \exp(-eV_0/kT)$$

où I_0 représente l'intensité du courant résultant des porteurs majoritaires lorsqu'il n'y a pas de barrière de potentiel, elle même due à l'accumulation de charges de ces porteurs majoritaires dans la jonction (P.N) par exemple, que l'on peut schématiser comme suit:



V_0 = barrière de potentiel.

e = charge de l'électron telle que : $e = -1,59 \times 10^{-19}$ Coulombs

K = constante de Boltzmann $K = 1,38 \times 10^{-23}$ J/°K

T^0 = température absolue.

2) cas du transistor bipolaire:

Ce sont les courants de fuite I_{cbo} , I_{ceb} , et I_{beo} qui sont sensibles au variation de la température.

I_{cbo} doit s'interpréter comme le courant entre base, et collecteur quand l'émetteur est ouvert.

I_{ceb} : courant entre collecteur et émetteur, lorsque la base est ouverte.

et enfin:

I_{beo} : courant entre base et émetteur quand le collecteur est ouvert.

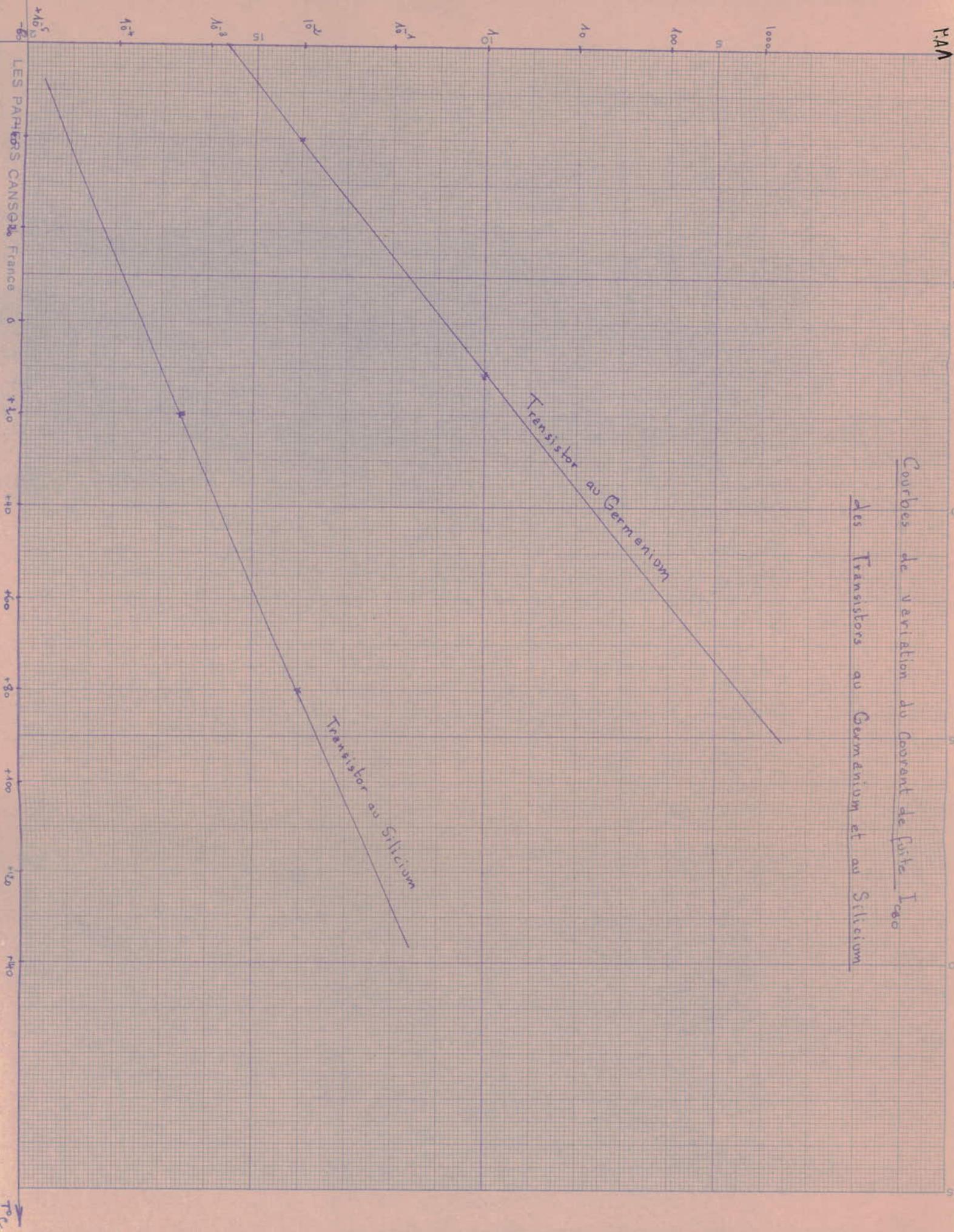
Entre ces divers courants de fuite nous avons les relations:

$$I_{ceb} = (\beta + 1) I_{cbo} \quad I_{ceb} \approx I_{beo}$$

Il faut savoir que I_{cbo} double environ tous les 10° C dans le cas du silicium.

.../...

Curbes de variation du courant de fuite I_{co} des Transistors au Germanium et au Silicium



$\times 10^{-5}$

LES PARTIERS CANSOZL France

0

+20

+40

+60

+80

+100

+120

+140

$T^{\circ}C$

Et tous les ~~10~~ degrés environ dans le cas du germanium.

Nous avons représenté les courbes de variation de $I_{C_{\beta_0}}$ en fonction de la température dans le cas du germanium et du silicium.

3) cas du transistor à effet de champ (F.E.T):

La température agit de 3 manières différentes sur un T.E.C.

a) la jonction grille-canal à polarisation inverse donne lieu à un courant de fuite qui dépend de la température suivant la loi exponentielle habituelle:

$$I_f = I_0 e^{\frac{-kT}{q}}$$

Ce courant passe à travers une résistance de retour de grille, il peut modifier la valeur de la tension de polarisation si la résistance est importante.

Cet effet est particulièrement important aux températures élevées.

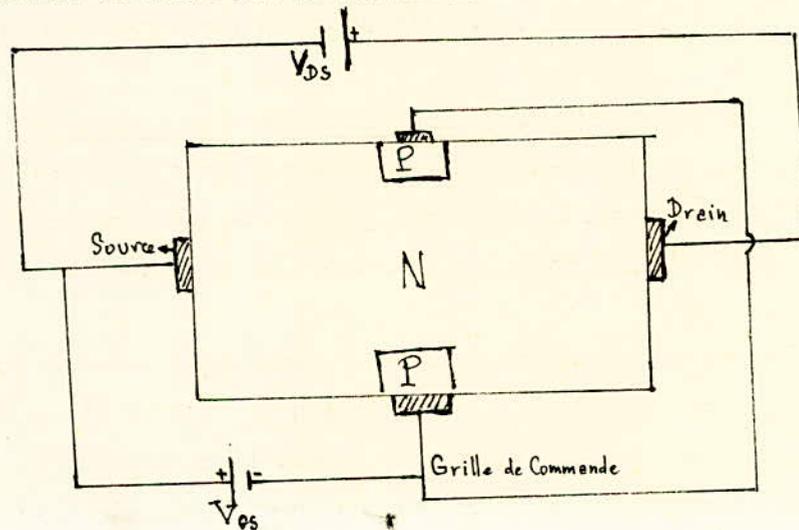
b) le courant de plaque pour une polarisation déterminée dépend également de la température.

c) l'autre effet important est la variation de la mobilité des porteurs de charge qui se traduit par un coefficient de température positif de la résistivité.

Ceci entraîne un coefficient négatif du courant.

Les T.E.C au silicium ont un coefficient de température positif si $V_{GS} = 0V$ et négatif si $V_{GS} = 1,5V$

La structure du T.E.C est la suivante:



C H A P I T R E

Avant de commencer l'étude proprement dite, du sujet, faisons quelque rappels sur les éléments fondamentaux de la réalisation.

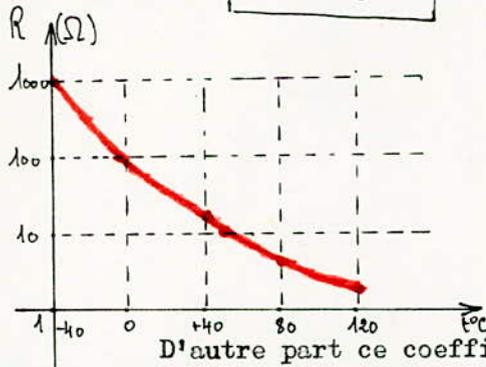
I.THERMISTANCE: les thermistances sont formées par une agglomération de petits grains de semi-conducteurs, que l'on obtient par frittage d'oxydes métalliques (oxydes de fer, de manganèse, de titane.....).

L'ensemble est fortement comprimé, puis chauffé à une température légèrement inférieure au point de fusion.

On réalise ainsi des résistances de différente formes (bâtemets, disques etc.....).

On peut utiliser une thermistance en courant continu ou alternatif si on la maintient à une température fixe, sa résistance demeure constante et la thermistance obéit à la loi d'Ohm ($V = R I$) si l'on augmente sa température, sa résistance diminue dans des proportions importantes (suivant l'allure du graphe ci-dessous), alors que la résistance d'un conducteur croît linéairement avec la température suivant la loi:

$$R_t = R_0(1 + \alpha t)$$

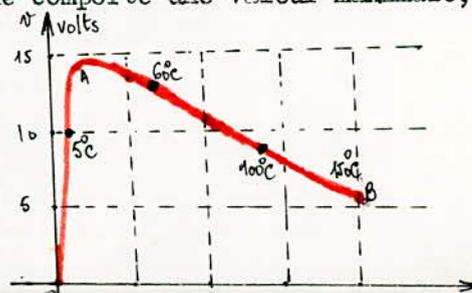


Cette propriété de ce semi-conducteur qu'est la thermistance conduit à considérer comme négatif le coefficient de température (résistance C.T.N)

D'autre part ce coefficient suit la loi $\alpha = \frac{b}{T^2}$, dans laquelle b est une constante indiquée par le constructeur, T étant la température absolue de la thermistance.

Si on alimente une thermistance à intensité croissante, la résistance demeure sensiblement constante, tant que l'effet joule est insuffisant pour élever notablement sa température, aussi en vertu de la loi d'Ohm, la tension appliquée, commence t-elle à croître linéairement.

Ensuite l'effet joule provoque une diminution importante de la résistance et la chute de tension ($V = RI$) diminue. C'est pourquoi comme on peut le voir sur la courbe $V = F(I)$ ci-dessous, le graphe comporte une valeur maximale, que l'on appelle; point de basculement.



Enfin, au delà certaine température, soit 150 ° C ce qui correspond au point B de la courbe, la thermistance est détériorée.

Pour éviter de dépasser ce point, on doit brancher en série une résistance de protection qui limite le courant qui la traverse.

On les utilise pour 2 types différents d'application=

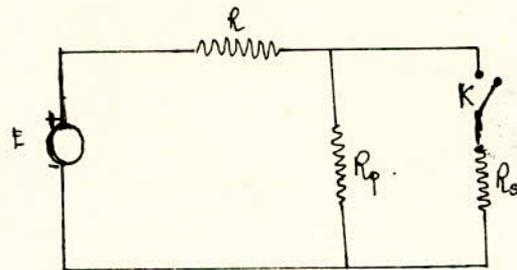
-1) le courant de mesure est faible, il est insuffisant pour élever la température de la thermistance, on réalise ainsi des sondes destinées à la mesure et à la régulation de température: fours, chaudières, enroulements de machines..

-2) le courant est important, il élève la température de la thermistance, on l'utilise à la protection des filaments incandescents contre les surintensités, à la régulation des tension.

TRANSISTORS EN COMMUTATION

Notion de commutateur parfait:

Raisonnons sur le schéma ci-dessous:



Un commutateur est parfait lorsque ;

-A la fermeture de K. la résistance série R_s est nulle.

-Le temps de fermeture est infiniment bref.

A l'ouverture :

-La résistance parallèle est infinie.

-Le temps d'ouverture est infiniment bref.

Critère de puissance/

Il n'y a jamais de puissance dissipée dans le commutateur.

Comme commutateurs, on connaît en plus des commutateurs à transistors:

-Les tubes à vide

-Les tubes à gaz.

Les tubes à vide (triodes):

-A l'ouverture ils sont parfaits.

-A la fermeture ils présentent une résistance assez élevée.

Les tubes à gaz:

Ils présentent les mêmes qualités que les tubes à vide; ils n'ont cependant pas une ouverture assez instantanée car le gaz a besoin d'une désionisation (qq. μs).

A la fermeture : il y a l'homologue d'une résistance interne qui prend la forme d'une tension variable de (20 à 30^V).

Cette forme de tension est fixe pour un tube, ceci montre que le tube à gaz n'est pas un commutateur parfait.

Commutateurs à transistors:

Ils ne sont pas parfaits non plus; ils sont suffisamment correctes à l'ouverture et ne sont pas mal à la fermeture.

Ils sont dits à saturation, à la fermeture.

On peut dire, en résumé, que le transistor, est suffisamment correct, en tant que commutateur. Son utilisation, dans ce domaine, ne pose, en effet aucun problème.

Ces transistors de commutation doivent cependant avoir, un faible courant de saturation, et on s'arrange en outre, en cours de fabrication, pour qu'à la fermeture, la tension de déchet, soit inférieure à 100 m V.

Caractéristiques d'un transistor en commutation:

Le point de fonctionnement oscille entre les points A et B de la droite de charge, ceci théoriquement. En fait la tension V_{ce} , ne peut pas descendre au dessous de la tension de déchet, et $I_c \geq I_{c0}$ qui correspond au courant de blocage I_b .

Conclusions:

A L'ouverture:

$$\left. \begin{aligned} (V_A - V_B)_0 &= \frac{E}{R + R_p} \cdot R_p \\ I_{c0} &= \frac{E}{R + R_p} \end{aligned} \right\} \Rightarrow P_0 = \frac{E^2}{(R + R_p)^2} \times R_p$$

A la fermeture:

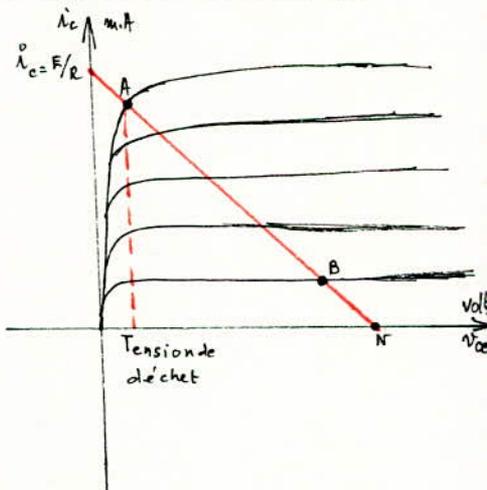
$$\left. \begin{aligned} (V_A - V_B)_F &= \frac{E}{R + R_s} \times R_s \\ I_{cF} &= \frac{E}{R + R_s} \end{aligned} \right\} \Rightarrow P_F = \frac{E^2}{(R + R_s)^2} \times R_s$$

COMPARAISON DE P_0 et P_F PAR RAPPORT à P_u

$$P_0 = P_u \cdot \frac{R_p}{R}$$

$$P_F = P_u \times \frac{R_s}{R}$$

avec $P_u = \frac{E^2}{R}$



Les transistors de commutation sont tels que la tension de déchet matérialisée sur la caractéristique précédente doit tendre le plus possible vers zéro.

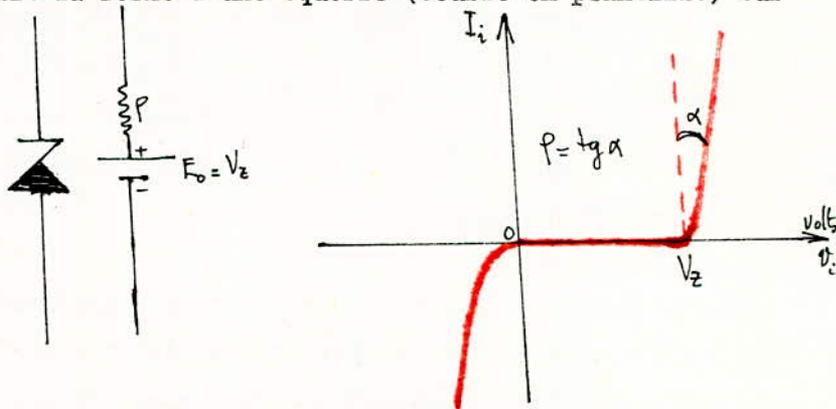
On peut enfin conclure que le transistor à l'état:

- de saturation se comporte comme un circuit fermé
- bloqué se comporte comme un circuit ouvert.

LA DIODE ZENER

La diode zener utilise le phénomène d'avalanche (ou tension-zener) d'une diode à jonction polarisée dans le sens inverse ou bloquant.

Une courbe idéale aurait la forme d'une équerre (courbe en pointillé) sur le graphe ci-dessous.



En pratique, la courbe n'est pas parallèle à l'axe des intensités, ce qui montre que la résistance interne de la diode en régime dynamique ($p = \Delta v / \Delta i$) = $\tan \alpha$ n'est pas nulle.

Le circuit équivalent d'une diode zener est une résistance en série avec une batterie, dont la f.e.m est égale à la tension de zener ($E_0 = V_Z$);

En plus de la caractéristique, le constructeur signale les conditions restrictives à son emploi, soit:

1) le courant maximal inverse (ou courant de zener) et courant maximal direct.

2) la température maximale de la jonction.

Comme ce sont des diodes au silicium elle est élevée ($t_j = 150^\circ\text{C}$).

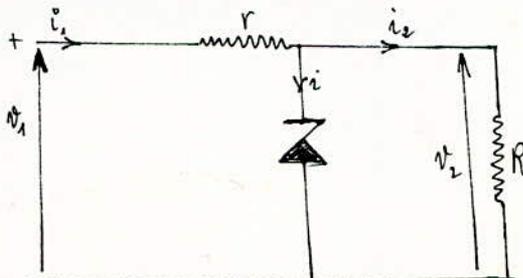
3) la résistance thermique K .

On peut alors calculer comme pour les transistors la puissance maximale qu'elle peut dissiper en tenant compte de la température ambiante.

$$P_d = (t_j - t_a) / K$$

UTILISATIONS:

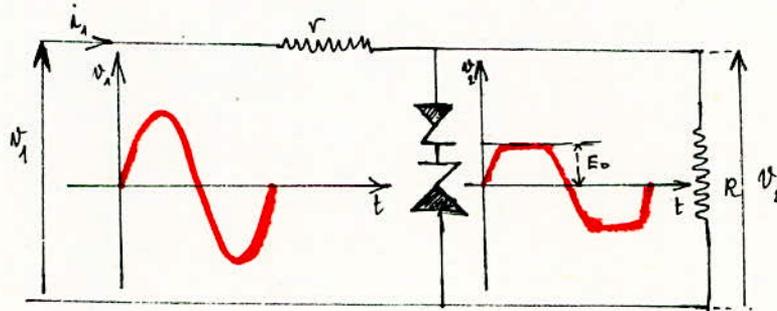
On les utilisent comme stabilisateurs de tension comme la schématise la figure suivante:



Elles s'utilisent encore comme écrêteurs pour protéger des éléments d'un montage contre les surtensions.

C'est ainsi qu'avec deux diodes montées en tête bêche (fig ci-dessous), on peut transformer une onde sinusoïdale d'entrée d'amplitude variable en une tension de sortie de forme plus carrée et d'amplitude constante.

Cette tension de sortie peut encore être redressée par des diodes montées en pont ce qui donne une tension continue stabilisée.



R E L A I S

DESCRIPTION:

Un relais est essentiellement composé d'un noyau magnétique sur lequel est enfilée la bobine (comportant un ou plusieurs enroulements); et d'une armature qui pivote autour d'une charnière et qui pousse un empilage de lames de contact lorsqu'elle est attirée par le noyau.

La force d'attraction est fonction du nombre total d'ampères-tours des courants circulant dans la bobine.

Comme on désire généralement un fonctionnement par tout ou rien, le relais est caractérisé par les ampères -tours d'attraction (valeur minimale assurant l'excitation complète à partir du repos) et les ampères -tours de maintien (valeur minimale assurant de maintien au travail avec l'entrefer minimal) dans des conditions de charges données (nombre de lames à entraîner).

-La vulnérabilité du relais tient à deux causes; son réglage et la qualité de ses contacts.

Certains relais, exigent en effet, un réglage individuel de chaque contact et de chaque entrefer, qui doit être repris périodiquement.

-Les contacts de relais sont sensibles, à la poussière, à l'érosion par l'arc électrique, et à la qualité des métaux employés.

On réduit les risques de mauvais de contact en constituant ces relais de pastilles rapportées en métaux précieux, en utilisant des lames fendues à doubles contacts et en étouffant les arcs dus aux extra-courants de rupture, par l'emploi d'une varistance en parallèle sur les bobines, ou par une disposition judicieuse du schéma (réduction des inductance, localisation des coupures de courants sur certains contacts).

Les contacts de relais sont de trois types:

-contact de travail (ouvert au repos, fermé au travail)

-contact de repos (fermé au repos, ouvert au travail)

-contact inverseur au repos-travail à trois lames (combinaison des deux précédents).

A côté du relais simple, fonctionnant par tout ou rien on rencontre également:

.../...

Les relais à attraction ou relâchement différé, ordinairement constitué d'un relais à plusieurs enroulements dont l'un est mis en court-circuit (ou remplacé par une bague de cuivre).

Ils servent à échelonner des événements dans le temps ou simplement à introduire une marge de sécurité pour couvrir les irrégularités de fonctionnement.

Les relais à sensibilité accrue, capable de fonctionner sur des courants réduits .

CONCLUSION:

Les relais sont plus avantageux que les transistors, en commutation, en raison, de leur temps de réponse beaucoup plus faible, et surtout parce qu'ils peuvent supporter sans se détériorer, des courants plus forts.

ETUDE DU FOUR

La nécessité de monter en température nous impose l'utilisation d'une source de chaleur, qui sera, pour nous un four chauffé par une résistance.

DESCRIPTION ^{de la} CARCASSE.

Le four se présente sous la forme d'une boîte parallèle pipédique en tôle simple, car les valeurs des températures qui nous intéressent ne nécessitent aucun choix particulier sur la nature du métal devant constituer la carcasse.

En effet, en métallurgie, dans les fours de traitements thermiques, où la température monte jusqu'à 1500° C et davantage, l'examen de la nature du métal est indispensable, et du point de vue de la raideur en raison des charges qu'ils doivent supporter et du point de vue de la température elle-même.

Par contre, nous avons bien songé à réaliser une étanchéité aussi parfaite que possible, de la carcasse, ceci en posant des soudures partout où elle est susceptible de laisser passer de l'air.

RESISTANCE CHAUFFANTE :

Elle a aussi la forme d'un parallélépipède qui s'adopte exactement dans la carcasse du four dont elle occupe la base.

Elle est constituée d'éléments métalliques enroulés sur deux baguettes réfractaires, montées entre deux flasques, l'ensemble étant capoté par une grille perforée.

La chaleur dissipée par effet-joule dans cette résistance se propage dans l'enceinte par rayonnement.

L'ENCEINTE :

Les conditions de notre étude nous obligent à réaliser une enceinte parfaitement adiabatique car à un instant quelconque, la température doit être uniforme partout à l'intérieur.

Nous avons par conséquent tapissé toutes les surfaces internes du four à l'aide de l'amiante dont les propriétés de calorifugation sont bien connues, et qui supporte sans inconvénients des températures même très élevées.

Le semi-conducteur à étudier est déposé à l'intérieur de cette enceinte, sur une plaquette d'aluminium, solidaire de la portière du four.

Les électrodes du semi-conducteur sont fixées sur des fiches que nous avons installées sur cette plaquette, et auxquelles nous faisons correspondre, à chacune respectivement, une prise extérieure, de façon à pouvoir, prendre à partir de là une mesure voulue.

UTILISATION DE L'EFFET-JOULE :

L'intérêt de l'utilisation d'une résistance chauffante pour produire la chaleur nécessaire à l'enceinte réside d'abord dans le rendement de la transformation de l'énergie électrique en énergie calorifique, et ensuite, dans les commodités que procurent cette forme d'utilisation.

Ce rendement est en effet toujours égal à l'unité.

L'effet-joule produit dans la résistance, se traduit par les équations suivantes:

En monophasé, nous avons:

$$W = P \times t$$

avec

$$P = UI = RI^2 = \frac{U^2}{R}$$

où:

W = énergie dissipée par effet-joule dans R exprimée en joules (J).

P = puissance en wattes (W).

T = durée pendant laquelle le courant traverse R en secondes (S).

U = tension aux bornes de R en volts (V).

R = Valeur de la résistance chauffante en OHMS (Ω).

CALCUL DE LA RESISTANCE CHAUFFANTE :

Nous avons supposé le cas idéal où l'enceinte est rigoureusement adiabatique.

Dans cette hypothèse, où R désigne la valeur de la résistance chauffante, et V la tension du secteur, nous avons pour l'Énergie dissipée par effet-joule dans R, l'expression suivante:

$$W = RI^2t$$

(t = temps pendant lequel le courant traverse R) .

D'autre part la transformation de cette énergie électrique en énergie calorifique s'opérant à volume constant, nous avons en vertu du premier principe de la thermodynamique $dU = dQ - d\mathcal{E}$

où dU est la variation d'énergie interne du système entre deux états 1 et 2 donnés. dQ et d \mathcal{E} sont les quantités de chaleur et de travail, respectivement, mis en jeu, entre ces deux mêmes états.

OE dans le cas d'une transformation isochore $dE = p dv = 0$ (puisque V est constant).

Il reste alors : $dU = dQ = m C_v dT$

où m est la masse d'air contenue dans l'enceinte C_v : le coefficient calorifique de l'air à volume constant.

$\Delta T = T_f - T_i$ = variation de la température entre l'état initial et l'état final.

Dans le cas qui nous intéresse, nous avons : $(C_v)_{\text{air}} = 0,172 \text{ kcal/kg/}^\circ\text{C} = 0,172 \text{ cal/g/}^\circ\text{C}$.

$$\Delta T = 150^\circ$$

$m = \rho \cdot V$ où ρ = volumique de l'air 1,3 G/ litre

V = volume de l'enceinte = (16 X 17 X 10) cm³

Ce volume est égal à 2720 cm³, donc $V = 2,72 \text{ l}$

et :

$$m = 2,72 \times 1,3 = 3,54 \text{ g}$$

Nous obtenons donc avec les applications numériques :

$$dQ = 3,54 \times 0,172 \times 150 = 91,3 \text{ Calories}$$

soit en joules :

$$dQ = 4,18 \times 91,3 = 382 \text{ Joules}$$

Ceci est la quantité de chaleur nécessaire pour élever de 150 ° C, la température de l'enceinte supposée donc totalement adiabatique.

Si nous admettons que cette quantité de chaleur est produite en un temps égal à 60 secondes, nous aurons pour R à partir de :

$$\frac{V^2 \times t}{R} = Q$$
$$R = \frac{V^2 \times t}{Q}$$

Soit avec $V = 110^V$

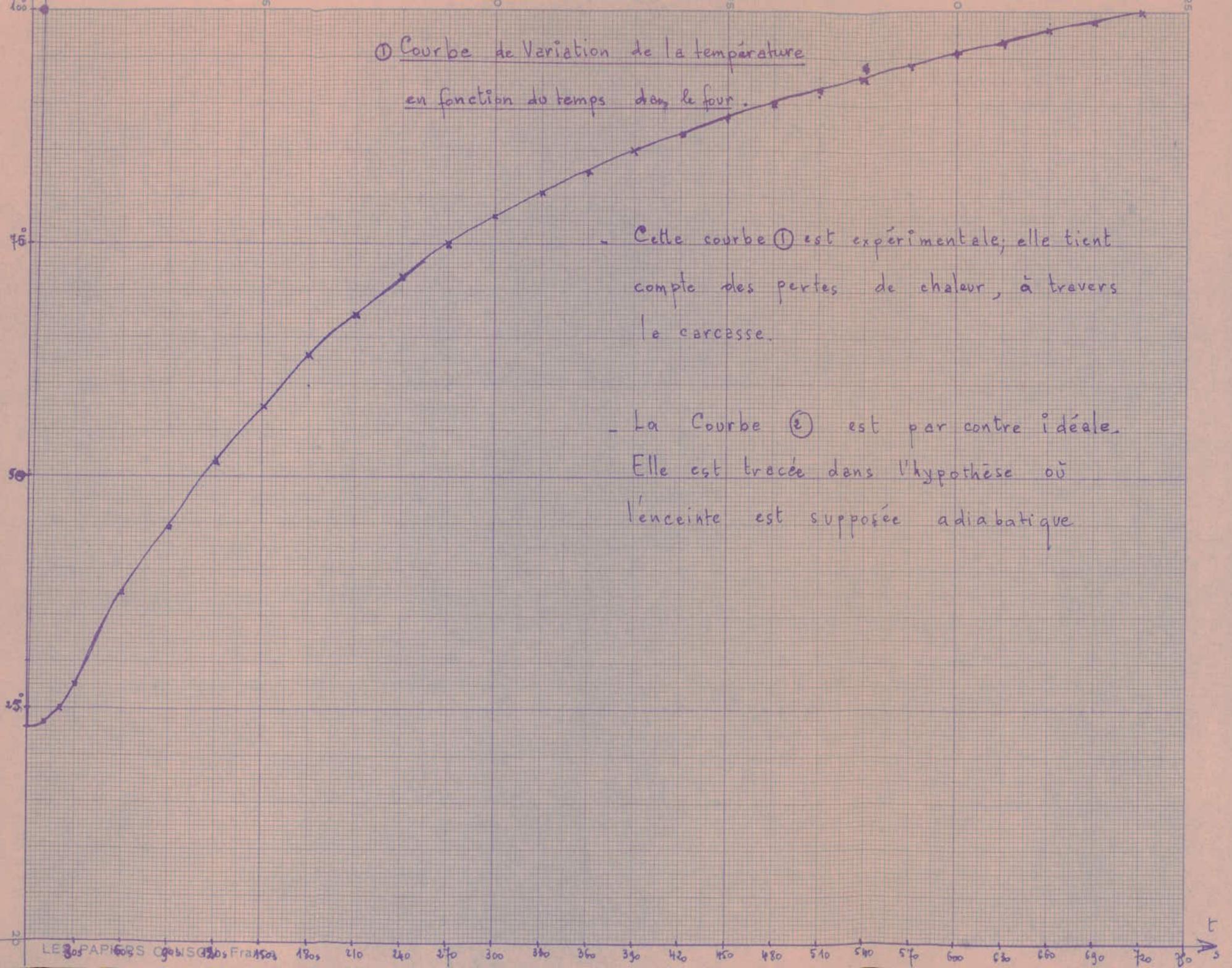
$$R = \frac{110^2 \times 60}{382} = 1,9 \text{ K}\Omega$$

En pratique, notre enceinte n'est pas entièrement adiabatique, malgré toutes les précautions prises.

La carcasse transmet en effet, une bonne partie de l'énergie calorifique

.../...

① Courbe de Variation de la température
en fonction du temps dans le four.



- Cette courbe ① est expérimentale; elle tient compte des pertes de chaleur, à travers la carcasse.

- La Courbe ② est par contre idéale. Elle est tracée dans l'hypothèse où l'enceinte est supposée adiabatique

produite par la résistance vers l'extérieur.

Le caractère de notre chauffe du four devient ainsi adiabatique.

Avec la valeur de notre résistance chauffante égale à 187,5 , l'allure de la courbe de variation, de la température en fonction du temps, compte tenu des des pertes de chaleur par rayonnement est la *suivante*. figure ci-contre

La courbe théorique dans le cas d'une enceinte parfaitement adiabatique, est la droite , tracée en bleu, et dans la pente exprimant la vitesse de variation de la température est égale à : $\frac{V^2}{R J_m C_v} = 25^\circ\text{C/s}$

REMARQUE :

Nous voyons sur le graphe ci-dessus, qu'avec notre résistance chauffante, la température met environ 700 s, soit un peu plus de 10 mn pour s'élever de la valeur ambiante jusqu'à 100° C.

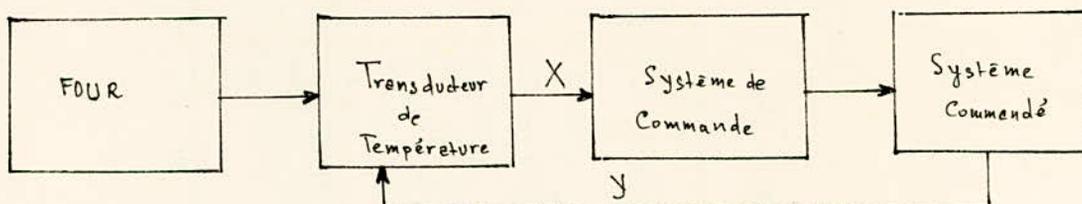
Nous pouvons signaler dès maintenant, que du fait de la thermistance, que nous utilisons comme transducteur de température, nous ne dépassons pas, pour notre étude, 100° C, ceci en raison-même de la pente de la caractéristique de cette thermistance qui tend vers zéro ou voisinage de 100°C.

ETUDE DE LA REALISATION

PRINCIPE :

Le principe de l'étude repose sur une régulation de température, la régulation consistant elle-même en un moyen permettant de cerner une valeur de la variable de sortie pour une valeur définie de la variable d'entrée, par une oscillation du système commandé (ou de commutation) autour de deux valeurs encadrant la valeur réelle de la variable de sortie.

Le schéma bloc de cet ensemble de régulation peut se présenter sous la forme suivante:



Les solutions permettant d'obtenir une régulation de température peuvent être diverses.

Elles ne dépendent que de la nature du capteur qui peut-être par exemple , une thermistance, un thermocouple, une sonde de platine etc...

Elles dépendent également outre le capteur, du système de commande et du système de commutation, par leurs modes d'utilisation.

EXEMPLES DE SOLUTIONS

C'est ainsi que dans un premier temps, nous avons étudié le cas d'un système de régulation de température où le capteur est une thermistance, le système de commande, un U.J.T, et le système de commutation, un thyristor.

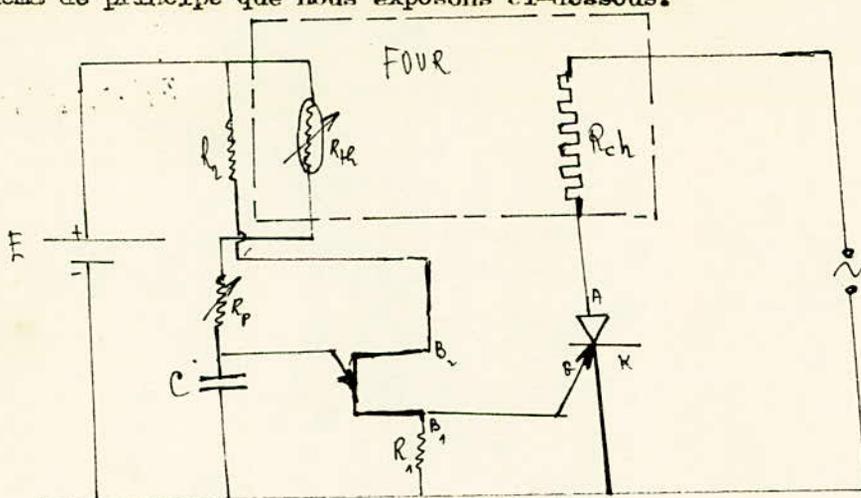
II-1 PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT:

Il est basé sur une commande en fréquence de la puissance de charge du thyristor, dont l'anode est reliée au secteur, par l'intermédiaire d'une résistance chauffante disposée à l'intérieur d'un four, et la gachette à l'autre borne du secteur.

Cette commande en fréquence, revenant exactement à une commande de l'angle θ , de déphasage des impulsions sur la tension d'alimentation, est exploitable à partir de la relation:

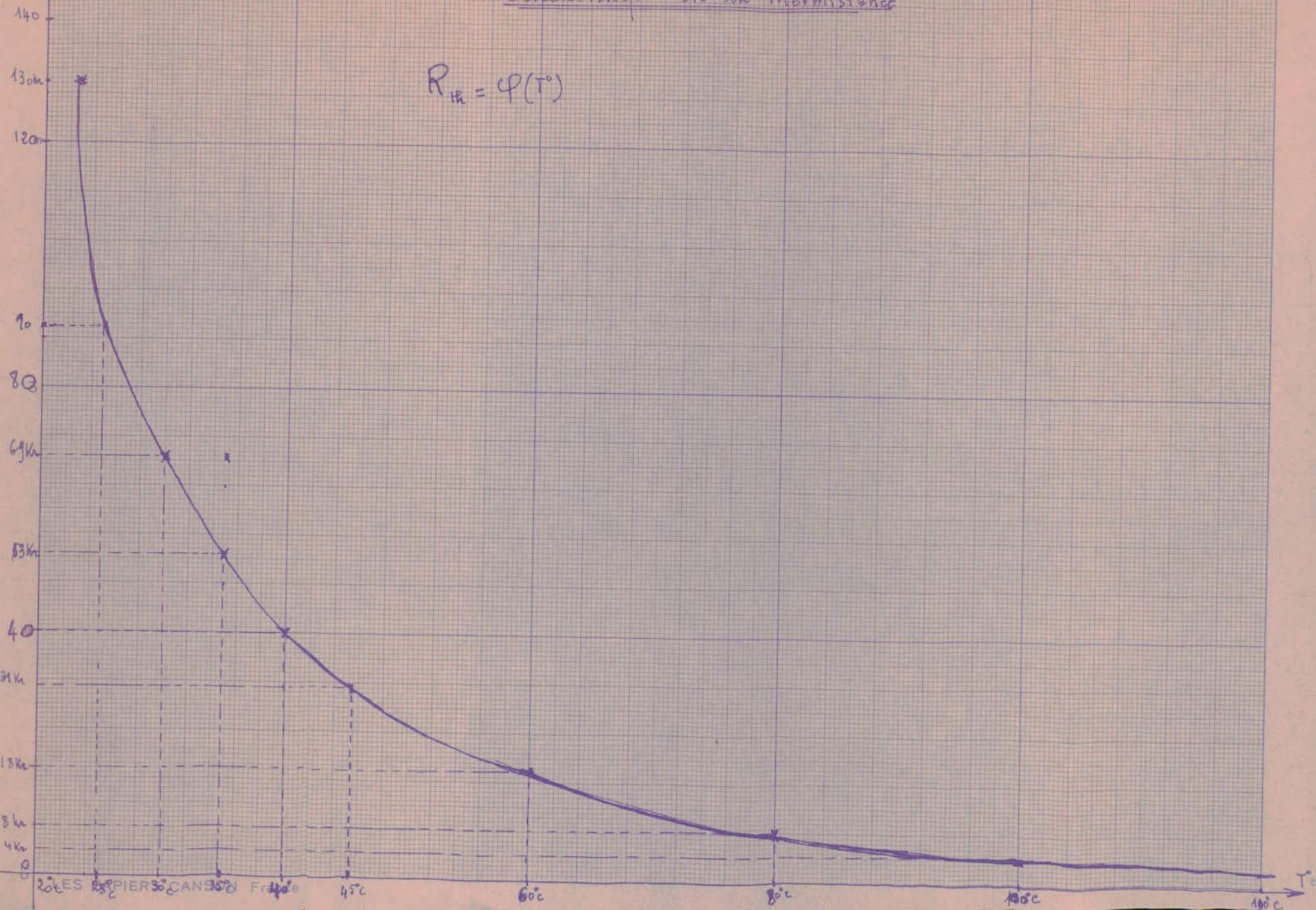
$$f = \frac{1}{R_x C L_n \frac{1}{1-\eta}}$$

où f désigne la fréquence des oscillations de relaxation de l'U.J.T, η étant son coefficient intrinsèque compris entre 0,45 et 0,75 et R_x et C , une résistance variable et une capacité qui seront explicitées sur le schéma de principe que nous exposons ci-dessous:



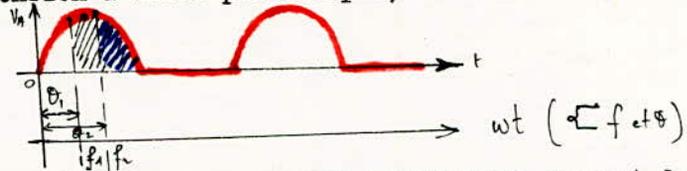
Caractéristique de la Thermistance

$$R_{TH} = \varphi(T^{\circ})$$



Pour une valeur bien déterminée de la température, il correspond une valeur déterminée de la thermistance, donc une valeur également bien déterminée de $R_x = R_e + R_{th}$ soit de la fréquence F qui est environ égale à $\frac{1}{R_x C}$ puisque $L_n \frac{1}{1-\eta}$ est très peu différent de l'unité.

Nous savons d'autre part que dans son état de fonctionnement normal (état de conduction) le thyristor conduit pendant une alternance du secteur, et se bloque pendant l'autre, ce qui donne la tension d'anode par exemple, la courbe ci-dessous:



Cependant la commande en fréquence dont nous avons parlé plus haut, permet de faire varier l'instant d'amorçage, donc l'angle d'amorçage du thyristor, et par suite sa puissance de charge.

Il apparaît d'après les courbes ci-dessus que pour deux valeurs différentes de la fréquence F correspondent deux valeurs différentes de θ , avec $\theta = \omega t = 2\pi f t$ on voit donc d'après cette relation que:

$$f_2 > f_1 \Rightarrow \theta_2 > \theta_1 \Rightarrow P_2 < P_1 \quad \text{avec:} \quad P_i = R_d I_i^2$$

Montrons maintenant à partir des inégalités logiques ci-dessus, que le système en question, réalise bien une régulation de température.

Pour ceci, partons de l'hypothèse concrète que la température augmente, ce fait se traduit au niveau du capteur, par la diminution de la valeur de la R_{th} , donc de $R_x = R_e + R_{th}$ donc en une augmentation de la fréquence, soit encore, de l'angle de retard des impulsions, de gâchette sur la tension d'alimentation, donc en une diminution de la puissance de charge, impliquant une diminution du courant de charge, soit une diminution de la température. Ce qui montre bien, l'obtention d'une régulation. On peut résumer cela sous la forme des implications logiques ci-dessous:

$$T \uparrow \Rightarrow R_{th} \downarrow \Rightarrow R_x = (R_e + R_{th}) \Rightarrow f = \frac{1}{R_x C} \Rightarrow \theta \uparrow \Rightarrow P = R_d I^2 \Rightarrow I \downarrow$$

INCONVENIENT DE CETTE UTILISATION:

Le système étudié précédemment est très intéressant en ce sens qu'il réalise bien une régulation de température et présente également l'avantage d'un temps de réponse faible, caractéristique, de l'U.J.T et du thyristor à la fois.

Il offre toutefois l'inconvénient majeur d'une commande en fréquence (ou angle de retard) très étroite.

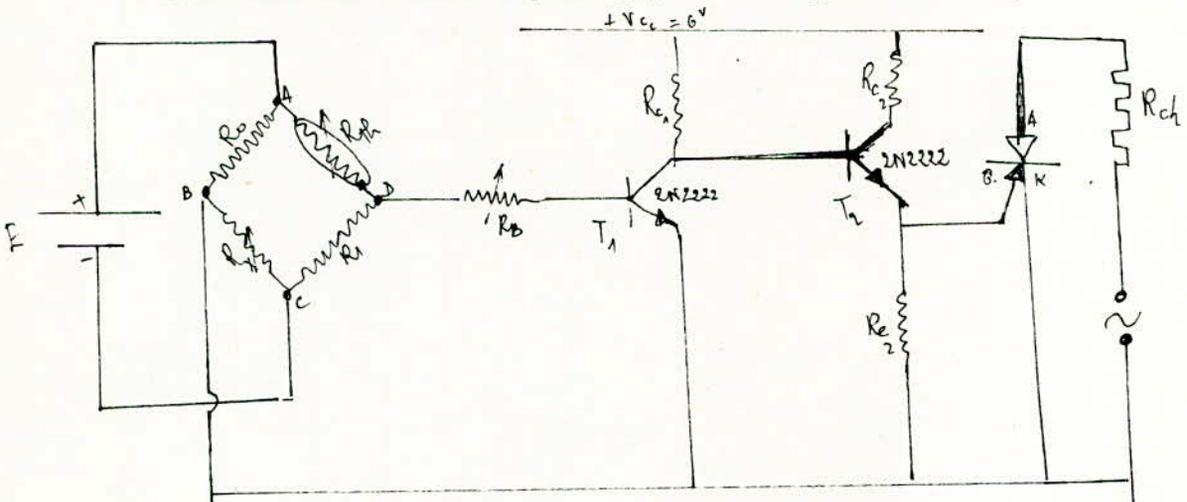
En effet la plage de fréquence qui correspond à la plage de température à décrire est limitée ce qui rend son utilisation impropre aux besoins de notre étude.

DEUXIEME EXEMPLE DE SYSTEME UTILISABLE:

Comme le précédent, il utilise une thermistance placée dans une branche d'un pont de wheatstone comme capteur, et la tension de déséquilibre de ce pont comme système de commande, et enfin deux transistors T1 et T2 montés en commutation avec un thyristor, constituent le système commandé.

Nous nous contenterons de donner de ce deuxième modèle des explications sommaires en raison de ses analogies avec le premier.

Donnons donc son schéma de principe; il se compose de la façon suivante:



PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT:

Le pont est équilibré au repos, de façon que la tension de déséquilibre susceptible d'apparaître entre les points B et D du pont soit nulle.

L'expression de cette tension est:

$$V_{des} = (V_B - V_D) = (V_B - V_A) + (V_A - V_D)$$

soit:

$$V_{des} = - \frac{E R_0}{R_0 + R_x} + \frac{E R_H}{R_H + R_1}$$

ou

$$V_{des} = V_B - V_D = E \left(\frac{R_H}{R_1 + R_H} - \frac{R_0}{R_0 + R_x} \right)$$

Mais cette tension est appliquée sur la base B1 de T1 qui est un transistor N.P.N, sa base est donc plus positive que l'émetteur, ce qui impose le calcul:

$$V_{des} = V_A - V_B = -(V_B - V_A).$$

ON a donc en définitive:

$$V_{des} = (V_D - V_B) = E \left(\frac{R_0}{R_0 + R_x} - \frac{R_H}{R_1 + R_H} \right)$$

Cette tension dépend de la valeur de la tension d'alimentation et de la valeur des résistances du pont.

La résistance variable R_b , permet de limiter la valeur de la proportion de tension de déséquilibre appliquée entre base et émetteur de T1.

Cette tension ne doit en aucun cas dépasser 5v sous peine de le claquer.

Dans le cas où cette tension de déséquilibre est nulle, le transistor T2 doit être bloqué et T1 saturé. T_2 bloqué $\Rightarrow V_{c_2 e_2} = 6V \Rightarrow V_{b_2 e_2} = 0$

$$\text{Or } V_{b_2 e_2} = V_{c_1 e_1} \Rightarrow T_1 \text{ saturé.}$$

Cet état de T1 et T2 entraîne le blocage du thyristor, donc la coupure du secteur alimentant la résistance chauffante, donc la diminution de la température, soit l'augmentation de la valeur de la thermistance.

L'écriture de la tension de déséquilibre sous la forme:

$$V_{des} = E \left(\frac{1}{1 + \frac{R_x}{R_0}} - \frac{1}{1 + \frac{R_b}{R_H}} \right)$$

et la condition d'équilibre:

$$R_0 R_1 = R_x R_H$$

équivalente à :

$$\frac{R_x}{R_0} = \frac{R_1}{R_H}$$

Montrentique lorsque R_H augmente, nous avons: $\frac{R_x}{R_0} > \frac{R_1}{R_H}$ donc que:

$$\frac{1}{1 + \frac{R_x}{R_0}} < \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_H}}$$

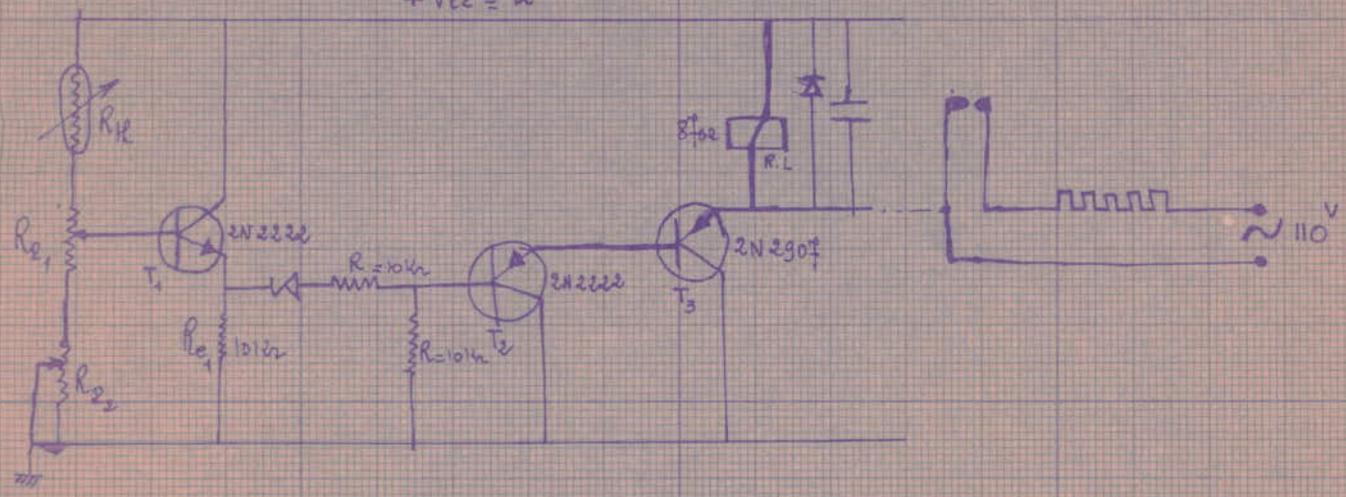
Ce qui entraîne que la tension de déséquilibre est négative, déterminant ainsi le blocage de T1, donc la saturation de T2 et la conduction du thyristor, et par suite l'augmentation de la température, ce qui permet d'obtenir une régulation de température.

Ce dernier moyen est un procédé aussi intéressant que le précédent, et encore plus avantageux, puisqu'il peut être opérant dans toute la gamme de température désirée.

Nous n'avons pas pu malheureusement l'exploiter entièrement, une inattention en cours de manipulation nous ayant privé définitivement de l'usage du thyristor.

Schema du Montage de Réalisation.

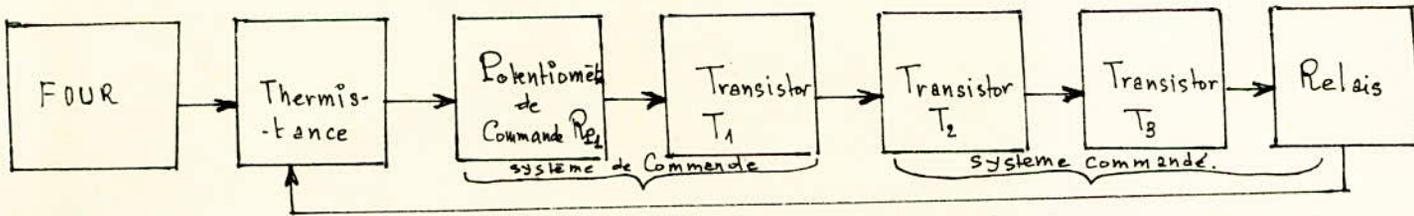
$+V_{CC} = 12V$



ETUDE DU SYSTEME CHOISI

Schéma synoptique :

Il se compose de la façon suivante:



Le transducteur de température est une thermistance, dont la caractéristique à l'allure indiquée sur le bleu.

Le système de commande comprend un potentiomètre R_{p1} qui permet de saturer T_1 .

Le système commandé est constitué de T_2, T_3 et du relais.

Composition des blocs:

a) Bloc de commande: il est formé de T_1 , qui est un transistor 2N 2222 comportant dans son pont de polarisation de base, la thermistance, les potentiomètres R_{p1} et R_{p2} en série.

R_{p1} permet d'ajuster une température déterminée choisie dans la plage (ambiante - 100°C).

Le potentiomètre R_{p2} fixe la plage de température.

Ajusté sur une position particulière, lorsque R_{p1} est développé à fond, il permet d'obtenir une température maximale bien définie dans l'enceinte.

b) Bloc commandé: il est formé de T_2, T_3 et du relais, placés en cascade.

Nous devons toutefois attirer l'attention, sur le fait important, que le relais est du type contact-inverseur à 3 lames.

Schéma pratique:

Il est représenté sur la figure ci-contre.

Le transistor T_1 (2N2222) est un collecteur commun monté en adaptateur d'impédances.

La diode zener, dont nous avons représenté le caractéristique, est une diode lumineuse de tension. Elle abaisse ^{le potentiel d'émetteur de T_2 de 5,6V} sur la base de T_2 par l'intermédiaire de deux résistances égales, formant un diviseur de tension par deux.

Le transistor T_2 est un (2N2222) monté en émetteur commun, est inverseur de phase, sa sortie est relié à la base de T_3 (190Ω). lui-même branché en sortie sur le relais, dont la résistance est de 870Ω .

.../...

PRINCIPE DE FONCTIONNEMENT.

Le potentiomètre RP1 est ouvert à fond (100 k Ω), on ajuste RP2 jusqu'à ce que la température dans l'enceinte monte jusqu'à 100°C.

Pendant tout ce temps le~~s~~ relais est fermé, c'est à dire qu'un courant traverse la résistance chauffante .

Cet état du relais correspond à un état de blocage de T_1 ($V_{B_1 E_1} \leq 0,55V$) ainsi que de T_2 et T_3 .

Quand la température dans l'enceinte, atteint 100°C, la valeur de la thermistance est voisine de 3 k Ω , le transistor T_1 se sature ;

Quand T_1 se sature, le potentiel d'émetteur de T_1 , $V_{E_1 M} \geq (5,6V + 1,4V)$ potentiel déterminent la saturation de T_2 dont $V_{B_2 E_2}$ est supérieure ou égale à 0,58 volt . D'autre part $V_{C_2 E_2} = V_{B_3 C_3}$ et quand T_2 est saturé $V_{C_2 E_2} \rightarrow 0$ ce qui implique $V_{B_3 C_3} \rightarrow 0$ et $V_{B_3 E_3} \neq 0$ et même assez grand. En d'autres termes, lorsque T_2 est saturé, T_3 l'est également, et le relais est ouvert, ce qui coupe le courant dans la résistance, et diminue la température dans l'enceinte, impliquant l'augmentation de la valeur de la thermistance, et par suite le blocage de T_1 ect... Nous obtenons ainsi la régulation de température souhaitée .

Le raisonnement est valable pour une autre position du potentiomètre de commande RP1.

Formulons bien le principe de cette régulation . Le transistor, T_1 se sature lui même, et sature T_2 et T_3 , lorsque la tension $V_{C_1 E_1} \rightarrow 0$ et $V_{B_1 M}$ augmente et tend vers 12V .

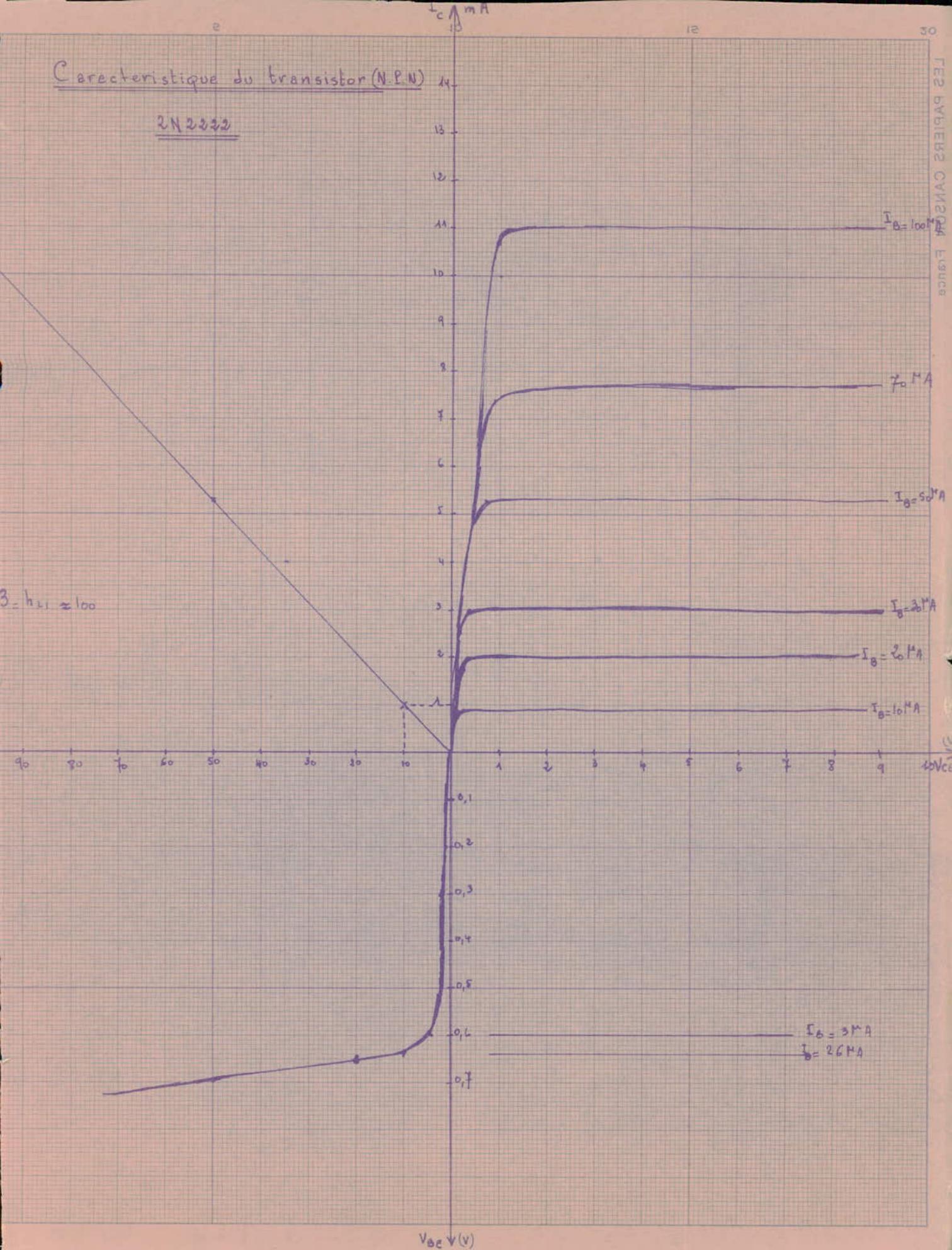
Or

$$V_{B_1 M} = \frac{E(R_{P_2} + R_{P_1})}{R_{P_1} + R_{P_2} + R_H}$$

Sur cette formule, nous pouvons voir que :
lorsque $T^{\circ} \uparrow \Rightarrow R_H \downarrow \Rightarrow V_{B_1 M} \uparrow \Rightarrow T_1$ se sature avec T_2 et T_3 donc que le relais coupe le courant, ce qui implique $T^{\circ} \downarrow$ et $R_H \uparrow$ ect....

Caractéristique du transistor (N.P.N)

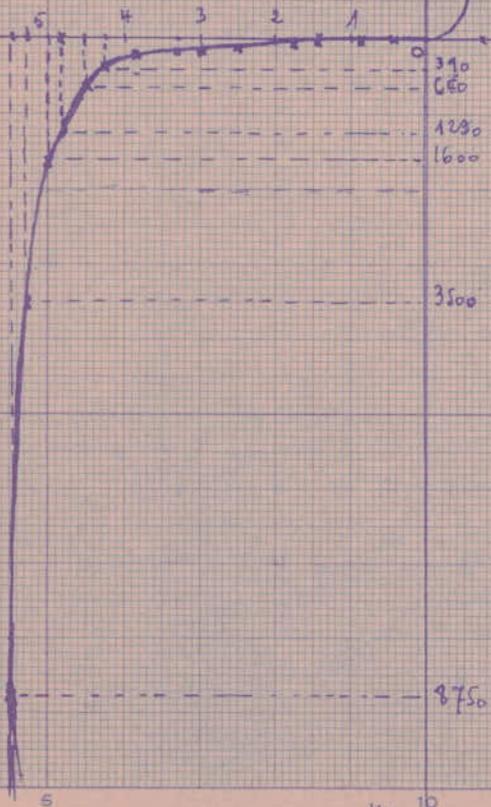
2N2222



I_2 AmA

100

50



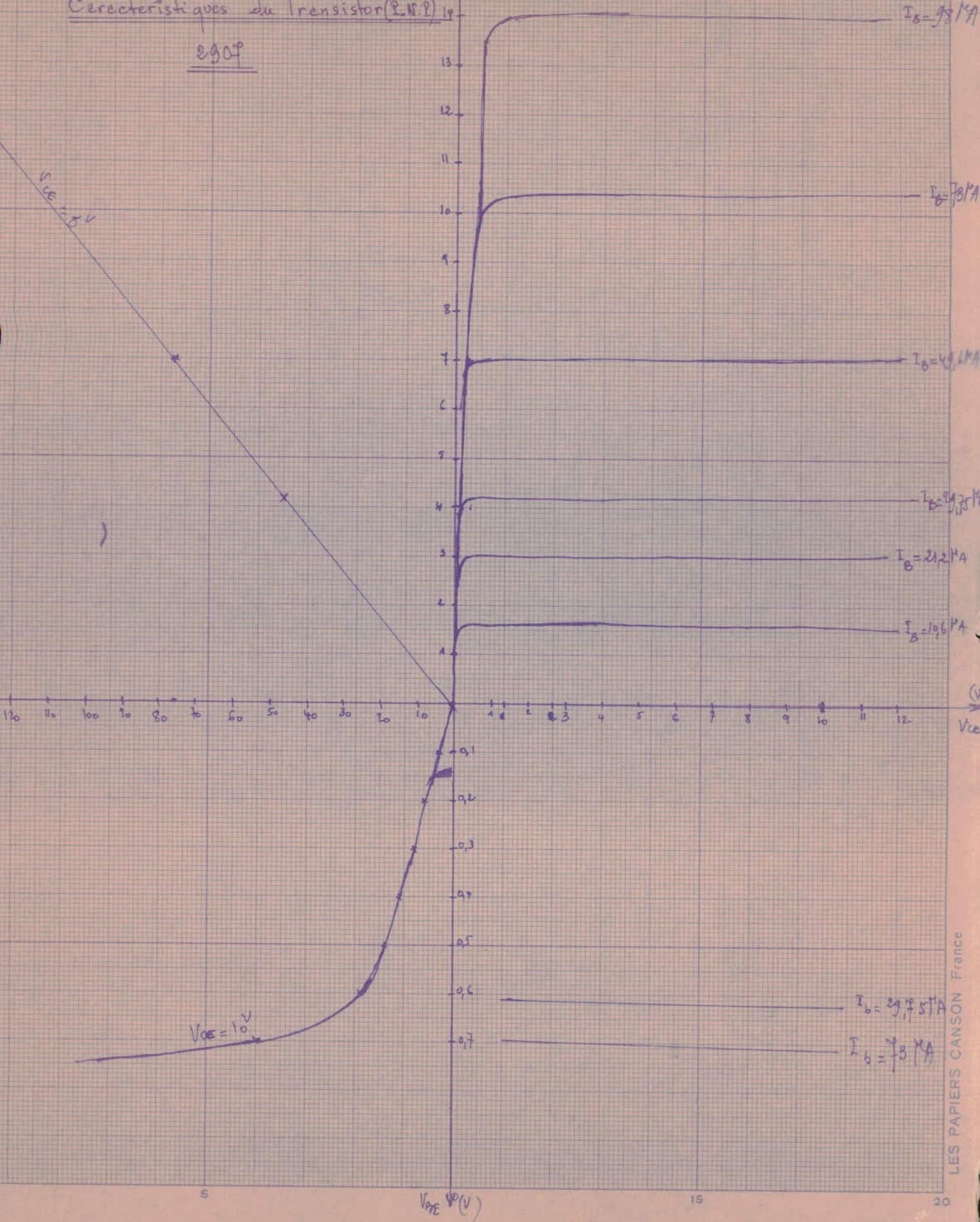
I_1 AmA

15

Caracteristiques du Transistor (R.N.P.)

2907

I_A en mA



CALCUL THEORIQUE

Nous avons les conditions suivantes pour les transistors T_1 , T_2 et T_3 :

À la saturation :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ce_i} \geq 0,58V \\ V_{ce_i} \neq 0V \end{array} \right.$$

Au blocage :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{ce_i} \leq 0,55V \\ V_{ce_i} \neq 12V \end{array} \right.$$

Une autre condition importante, à la saturation porte sur le courant de base I_b

On a :
$$I_{bi} \geq I_{ci} / \beta$$

Détermination de R_{E2}

Du point de vue des tensions, la saturation de T_1 , devant impliquer celle de T_2 et T_3 nous devons avoir d'une part : $V_{B_1E_1} \geq 0,58V$

et d'autre part $V_{B_2E_2} \geq 0,58V$. Ce qui impose, du fait du contrôle de T_2 , par la zener, dont la tension d'avalanche est de $5,6V$, $V_{B_1M} \geq [5,6 + (2 \times 0,58)]$

Le facteur 2, dans l'expression précédente intervient en raison des 2 résistances, serve égales, formant un diviseur de tension par deux, en sortie de la diode zener. Ce qui nous conduit à poser la condition nécessaire et suffisante de la saturation du système sous la forme :

$$V_{B_1M} \geq [5,6 + (3 \times 0,58)] = 7,36V$$

donc $V_{B_1M} \geq 7,36V$

Avec cette relation impliquant elle-même :

$$\begin{array}{l} \text{Avec:} \\ \left\{ \begin{array}{l} V_{B_1M} = \frac{E (R'_{E_1} + R_{E_2})}{R_{E_1} + R_{E_2} + R_H} \\ V_{C_1B_1} = \frac{E (R''_{E_1} + R_H)}{R_{E_1} + R_{E_2} + R_H} \end{array} \right. \end{array} \quad \text{et} \quad \boxed{R'_{E_1} + R''_{E_1} = R_{E_1}}$$

Dans le cas particulier où la température est de $100^\circ C$ par exemple,

$$R_H \approx 3 k\Omega \ll R_{E_1}$$

Détermination du courant de pont de polarisation de base

Nous avons établi précédemment que:

$$V_{c,b_1} = \frac{E(R_R + R'_{E_1})}{R_{E_1} + R_{E_2} + R_R} = 4,4V$$

cette chute de tension dans le cas où la température dans l'enceinte est de $100^\circ C$, peut se formuler suivant:

$$V_{c,b_1} = R_{E_1}(I_{B_1} + I_E) \text{ avec } R_{E_1} = R'_{E_1} + R''_{E_1} = 100K\Omega \text{ et } I_{B_1} = 10\mu A$$

$$\text{d'où: } (I_E + I_{B_1}) = \frac{4,4}{10^5} = 44\mu A$$

on a donc:

$$I_E = 44 - 10 = 34\mu A$$

Ceci nous permet de calculer R_{E_2} :

en effet

$$R_{E_2} = \frac{V_{B_1 M}}{I_E}$$

soit

$$R_{E_2} = \frac{7,36}{34 \times 10^{-6}} \# 216K\Omega$$

Le courant d'émetteur

$$I_{E_1} \approx I_{E_2} = 1,1m A$$

avec $\beta = 100$

Ce courant se répartit entre la résistance d'émetteur R_{E_1} , et la diode zener.

Le point de fonctionnement de la zener est le point de coordonnées $(3,5 ; 200\mu A)$.

Nous obtenons donc un courant dans la résistance R_{E_1} égal à $800\mu A$.

ce qui donne :

$$R_{E_1} = \frac{7,36}{800 \times 10^{-6}} \# 10K\Omega$$

La tension entre base et masse de T2 est:

$$V_{B_2 M} = \frac{(7,36 - 3,5) \times R}{2R} \approx 1,93V$$

$$\text{d'où } R = \frac{1,93}{200 \times 10^{-6}} \# 10K\Omega$$

En adoptant la règle pratique du dixième pour I_{B_2} , nous obtenons $I_{B_2} \approx 20\mu A$

Les autres courants $I_{C_2} = I_{B_3}$ et I_{E_3} ne sont soumis à aucune loi restrictive, si ce n'est que I_{E_3} ne doit pas dépasser la valeur $\frac{12}{870} = 13,7\mu A$
.../...

Affichage de la température :

Il est obtenu à l'aide du potentiomètre R_{p1} , celui-ci est d'abord réglé sur sa position maximale, soit: $R'_{p1} = 100k\Omega$ et $R''_{p1} = 0$

Puis nous recherchons la position du potentiomètre R_{p2} qui sature T1 lorsque la température dans l'enceinte est de $100^{\circ}C$, et nous adoptons définitivement cette position à laquelle nous ne devons plus y toucher.

D'après la relation:

$$V_{B1M} = \frac{E (R_{p2} + R''_{p1})}{R_{p1} + R_{p2} + R_H}$$

Il apparait que le facteur intervenant dans cette commande en température est le terme R''_{p1} .

R_{p1} et R_{p2} sont en effet fixes, et R_H est fonction de R''_{p1} .

On voit donc toujours d'après la formule ci-dessus, que T1 se sature d'autant plus vite que R''_{p1} augmente.

En effet T1 se saturant plus vite, le courant dans la résistance chauffante, est coupé plus vite ce qui diminue le temps de chauffage de l'enceinte et par suite la température atteinte.

Cet affichage est donc réalisé en étalonnant le potentiomètre selon le principe suivant:

Nous ajustons R_{p1} sur une certaine position; T1 se sature et la température se met à baisser jusqu'à une valeur $T_{c.min}^{\circ}$ (température de claquage, minimale). Puis à nouveau T1 se bloque et la température s'élève, jusqu'à une deuxième valeur $T_{c.max}^{\circ}$ (température, maximale, de claquage du relais) déterminant à nouveau la saturation de T1.

La valeur réelle que nous faisons correspondre à la position du potentiomètre, est la moyenne de ces 2 valeurs soit:

$$T_r = \frac{T_{c.min}^{\circ} + T_{c.max}^{\circ}}{2}$$

Interprétation:

Quand T1 se sature, la température s'abaisse, et pendant ce temps la valeur de la thermistance augmente, ce qui tend à diminuer $V_{B,M}$, donc à bloquer T1; l'instant précis où T1 passe de la saturation au blocage nous donne $T_{c, \min}^{\circ}$.

Puis T1 étant bloqué, la température augmente la valeur de la thermistance diminue, ce qui tend à saturer T1.

Le moment où le système commute du blocage à la saturation, définit une (température maximale, de claquage du relais) $T_{c, \max}^{\circ}$.

Remarque:

Ce mode opératoire concernant l'affichage de la température présente l'avantage d'être simple et donne des résultats assez satisfaisants dans le domaine des températures comprises entre 50° C et l'ambiante particulièrement.

Dans cette plage, l'écart entre température maximale et minimale de claquage est en effet, assez faible, pour pouvoir cerner avec assez d'exactitude la valeur réelle affichée.

Ce n'est, par contre, pas le cas, aux températures plus élevées.

Ceci s'explique par la forme de la caractéristique de la thermistance, dans la pente n'est sensible qu'entre 20° C et 50° C.

Quand la température augmente, la pente $\frac{\Delta R_R}{\Delta T} \rightarrow 0$.

Conclusion:

En conclusion, nous pouvons dire, que l'appareil peut être intéressant pour la mesure ^{des} paramètres des S.C, fonction de la température, signalés en introduction, et ceci, dans la plage de température, où il présente le maximum de sensibilité.

Un élargissement de cette zone de sensibilité est possible, en utilisant une thermistance, à pente linéaire, (à coefficient de température grand et devant rester constant).

Ceci impose une fabrication spéciale de la thermistance. Avec les thermistances modernes, fabriquées à base d'oxydes de manganèse, de nickel, cobalt et cuivre, en faisant varier les proportions des constituants, on arrive à changer la résistance, et le coefficient de température.

On augmente ces deux paramètres par exemple, en employant davantage de manganèse.