

Un montage électronique pour la classe de Seconde

par R. MOREAU, Bordeaux.

REGULATION THERMIQUE D'UNE ENCEINTE ET AFFICHAGE DE LA TEMPERATURE (*)

Le montage dont il est question dans cet article a fait l'objet pendant l'année scolaire 1985-1986, de cinq P.A.E. multi-établissements dans l'Académie de Bordeaux.

Ces P.A.E. scientifiques, du type C (histoire et évolution de..., ici d'une technique de régulation thermique) reçoivent l'aide directe de l'A.N.V.A.R. et de la Mission académique à l'action culturelle (P.A.E.). En outre, la délégation régionale de l'Agence Française pour la Maîtrise de l'Energie a financé la fabrication d'une présérie de chaînes didactiques de régulation thermique et a permis l'organisation de stages de formation de professeurs participant aux P.A.E.

L'étude de la chaîne elle-même, de ses fonctions, servira donc de point de départ à une réflexion plus large et à une ouverture sur la vie industrielle.

C'est le Centre de Fabrication de Matériel Scientifique du L.T.E. d'Agen qui a construit la plus grande partie des maquettes de régulation où, sur un support unique, quatre modules indépendants, correspondant aux quatre fonctions étudiées et assemblées, peuvent s'enficher.

Dix-neuf lycées de l'Académie — nombre qui n'a été limité que par la capacité de fabrication du centre — ont participé à ces P.A.E.

(*) *N.D.L.R.* : Cet article est le texte d'un exposé qui a eu lieu le 22 mai 1985 à Partenay, dans le cadre de la journée académique de Poitiers. Le matériel qui y est décrit avait été auparavant présenté lors des Journées Nationales de Strasbourg en 1984.

I. QUELQUES CONSIDERATIONS SUR L'ELECTRONIQUE ET LA NECES-SITE DE SON ENSEIGNEMENT PAR LES PROFESSEURS DE SCIENCES PHYSIQUES.

L'Electronique est, à mon avis, une branche des Sciences physiques d'accès plus facile que bien d'autres comme, par exemple, la Mécanique ou la Thermodynamique.

Le nombre des concepts spécifiques qu'on y rencontre, à un niveau certes élémentaire mais déjà opératoire, est assez limité (amplification, comptage, multiplication, addition algébrique, retards, dérivation, intégration) et ces concepts ont des traductions mathématiques simples, particulièrement adaptées aux programmes de Mathématiques des Lycées.

La seule grande loi de la Physique dont on fasse un usage réel, dès qu'interviennent des condensateurs, est la conservation de la charge. Or il est possible, actuellement, avec un matériel très simple (voir la fin de cet article), de familiariser les élèves, très tôt, avec cette loi.

L'Electronique est également plus gratifiante car on peut, avec un budget limité, et un matériel assez rudimentaire, réaliser des montages intéressants : alarmes, régulateurs divers, flux-mètres, radio et télécommande, radio émission et réception, wobulateurs, traceurs de caractéristiques de transistors, analyseurs de spectres, etc. peuvent être construits, testés, améliorés et les grandes lignes de leur fonctionnement comprises et assimilées.

Le nombre de revues spécialisées qui, brochant sur le thème de l'Electronique — avec des bonheurs divers — s'adressent aux jeunes, est impressionnant. Les jeunes (et les moins jeunes) sont attirés par cette discipline parce qu'elle suscite à la fois une réflexion intellectuelle et une activité pratique qui se confortent mutuellement.

Les professeurs savent bien que leurs élèves leur posent volontiers des questions au sujet du fonctionnement de tel ou tel composant, de tel ou tel dispositif. Quand on a le temps d'approfondir ces questions, on s'aperçoit que, le plus souvent, c'est un problème de physique fondamentale (induction électromagnétique, calcul d'impédance, analyse de circuit, notion de résistance thermique, etc.) qui est cause de la difficulté rencontrée par l'élève.

C'est pourquoi je suis certain que l'initiation à l'Electronique doit être, tant au collège qu'en classe de Seconde, le fait du professeur de Sciences physiques.

Cela implique de notre part, certes, un changement d'attitude. Il faut accepter d'utiliser diodes et transistors sans

connaître, *a priori*, la théorie des bandes d'énergie dans les cristaux ! Mieux, il faut utiliser les circuits intégrés courants du commerce (amplificateurs opérationnels, opérateurs logiques, bascules, compteurs, afficheurs numériques, multiplieurs, convertisseurs numériques-analogiques et analogiques-numériques, etc.), selon le montage qu'on aura choisi, sans vouloir, *a priori*, en détailler le fonctionnement.

En appliquant à ces composants les signaux de commande appropriés, on fera constater qu'ils se comportent comme le prévoit le constructeur, et, dès lors, l'activité intellectuelle des élèves devra être aiguillée vers l'association de différentes fonctions élémentaires, réalisées à partir de ces composants, en vue de confectionner une chaîne électronique à la fonction globale plus élaborée.

Cette attitude ne constitue pas un renoncement à la « rigueur », un glissement vers la facilité ; elle consiste au contraire à se donner les moyens de rencontrer effectivement des situations où la résolution de problèmes de Physique ne sera pas gratuite mais permettra de conduire une progression pratique basée sur des réalisations effectives.

Tout professeur de Sciences physiques, quelque peu épaulé par un collègue, un centre académique, un I.P.R., une Mission académique, etc., est largement capable de dominer les petits problèmes posés par la réalisation d'un montage électronique de la classe de Seconde. Il suffit, me semble-t-il, d'analyser ces petits problèmes et de procéder à des expériences systématiques. L'Electronique et l'Informatique, en effet, sont des disciplines dans lesquelles on ne peut progresser qu'en manipulant. Mais ne disions-nous pas, justement, que les Sciences physiques sont, avant tout, d'essence expérimentale ?

II. CONCEPTION GENERALE DU MONTAGE PROPOSE ; TECHNOLOGIE UTILISEE.

L'exemple proposé peut être traité dans le cadre du programme actuel en quatre semaines (horaire : 2 h + 1,5 h hebdomadaires).

Il a pour objet, certes, de faire utiliser par les élèves leurs connaissances fraîchement acquises lors du traitement du volet « Electricité » du programme de Physique, mais aussi de les faire réfléchir à la conception générale d'une chaîne électronique en analysant *a priori* son fonctionnement et en tâchant d'identifier les fonctions qu'il est nécessaire d'associer pour que la chaîne satisfasse au cahier des charges proposé.

Cette phase d'analyse est garante de la transposabilité du montage sur le plan technologique. Nous montrerons, au cours

de l'exposé qui va suivre que la décomposition du fonctionnement de la chaîne en fonctions se prêterait très bien à un pilotage informatique du processus étudié.

En revanche, je propose, en Annexe 3, la lecture d'un texte que j'avais rédigé en 1974 sur le même sujet. C'était à propos d'un recyclage. On y verra très nettement que le fait de rester trop près du matériel utilisé, de ne pas identifier et nommer les fonctions mises en jeu conduit à ne pas élucider totalement le rôle joué par le relais (qui est toutefois mentionné comme essentiel quelques lignes avant les fig. 5 et 6 de l'Annexe 3) et qui, outre son intervention dans le circuit de puissance, est celui de comparateur à hystérésis. Il me semble, maintenant, que l'étude d'un montage, conduite de cette manière, ne prépare pas suffisamment à l'éventualité d'un changement de technologie.

Dans le montage que nous proposons ici, au contraire, l'accent sera mis sur les fonctions, et, une fois la nécessité de l'une d'elles reconnue, on mettra entre les mains des élèves une « boîte noire » qui, justement, assume cette fonction. A charge pour eux d'apprendre à l'identifier par des mesures, d'en déterminer quelques limites et d'en fixer les paramètres. Il va de soi qu'on ne leur cachera pas la manière dont cette fonction est réalisée (nature des composants, etc.), surtout s'ils en sont demandeurs, mais cela sera tout à fait accessoire.

On utilise pour cela les circuits intégrés analogiques que sont les « amplificateurs opérationnels ». Ils permettent de bien séparer les fonctions de la chaîne — ce qui, pour des raisons d'économie, est loin d'être toujours le cas dans la pratique industrielle, bien que l'abaissement du coût des composants favorise actuellement cette démarche — alors que dans le montage décrit dans l'Annexe 3, la situation est moins simple, bien que la « circuiterie » le soit davantage.

De plus, chaque étage, une fois mis au point n'est pas remis en cause par l'adjonction de l'étage suivant grâce à la propriété des amplificateurs opérationnels permettant de disposer d'étages à impédance de sortie très faible et à impédance d'entrée assez élevée. Ce n'est pas, non plus, le cas du montage de l'Annexe 3 où la tension v_{BE} aux bornes du capteur de température varie beaucoup selon que le transistor amplificateur est branché ou non.

Dans la chaîne que nous allons étudier on traitera différemment les étages d'entrée et de sortie (le capteur et le circuit de puissance) des étages intermédiaires qui constituent en quelque sorte les étages de traitement du signal.

Les deux premiers cités (l'étage d'entrée constitué par un capteur délivrant une tension image de la température θ , expri-

mée en degrés Celsius, et proportionnelle à celle-ci, et l'étage de sortie permettant de chauffer ou non l'enceinte dont on désire réguler la température) peuvent être présentés aux élèves dans leur fonctionnement détaillé, en cours, T.P. - cours, ou T.P. Nous y reviendrons.

Les deux étages intermédiaires seront construits à l'avance, et, comme je l'ai déjà dit précédemment, les élèves n'auront pas à en connaître le détail.

Il faudrait disposer d'une maquette globale, précâblée, en état de fonctionnement, pour présenter le montage à la classe, en discuter l'aspect fonctionnel et montrer le but à atteindre.

Il faudrait ensuite disposer de suffisamment de matériel (à la fois du matériel à assembler pour les deux étages d'entrée et de sortie, et des sous-ensembles précâblés pour les étages intermédiaires) pour que les différents groupes d'élèves puissent effectivement constituer leur montage, procéder aux réglages, et vérifier son fonctionnement.

Enfin la comparaison entre ce montage et celui qui est donné à l'Annexe 3 pourrait fournir la matière à des exercices de contrôle et d'évaluation.

III. ETUDE GENERALE DE LA MAQUETTE.

Elle fait apparaître que l'enceinte (qui peut être une petite boîte en carton ou une boîte métallique) est chauffée par effet Joule grâce à une ou deux ampoules dont la puissance totale doit être de l'ordre d'une dizaine de watts si l'on désire obtenir des basculements assez rapides, de l'état passant à l'état bloqué, pour le circuit de chauffage.

Un transistor (seul ou associé à un autre en un montage classique appelé montage Darlington, de type habituel à jonctions ou, plus moderne, à effet de champ) joue le rôle d'intercepteur commandé.

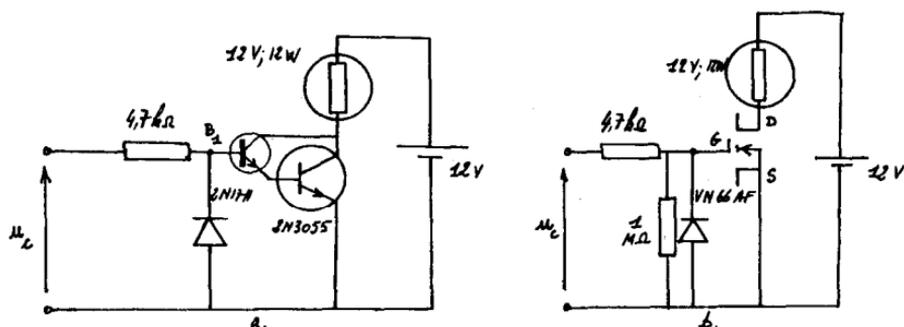


Fig. 1

Dans tous les cas, sur l'électrode de commande (G ou B₁, fig. 1), protégée par une résistance de 4,7 kΩ, on applique une tension de commande u_c , quand on veut fermer le circuit de puissance. Cette tension doit être de l'ordre de plusieurs volts.

Pour ouvrir le circuit de puissance, il suffit que la tension de commande u_c soit négative ou nulle.

L'ouverture ou la fermeture du circuit de puissance doit s'opérer en fonction de la température de l'enceinte. A l'intérieur de celle-ci se trouve donc un capteur.

Ce capteur est constitué principalement d'une diode à jonction, au silicium, parcouru par un courant dont l'intensité I est maintenue constante par un générateur de courant (fig. 2).

Dans ces conditions, la tension aux bornes de la diode décroît d'environ 2 mV par degré C dans un large intervalle de température (de 0 à 100°C notamment). Cette valeur varie d'une diode à l'autre, elle est d'autant plus importante que l'intensité I est plus faible.

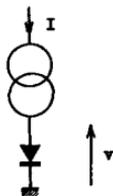


Fig. 2

On dispose donc d'une tension v de la forme $v = v_0 - k\theta$.

A partir de cette tension, il faut : 1° construire un thermomètre, c'est-à-dire élaborer une grandeur qui varie en fonction de la température comme $K \cdot \theta$; 2° élaborer une tension de commande u_c (fig. 1), qui soit positive et de l'ordre de 10 V quand la température de l'enceinte est trop basse, et qui soit négative quand cette température est suffisante ou trop élevée.

Nous voyons donc se préciser le montage : il comportera essentiellement quatre parties :

a : Réalisation d'un capteur linéaire de température : passage de la tension $v = v_0 - k\theta$ à une tension de la forme $u = k\theta$.

b : Amplification de cette tension pour obtenir une tension V qui varie de 0 à 10 V pour la gamme de températures 0-100°C, tandis que $u = k\theta$ ne varie que de 0,2 V environ dans cet intervalle.

c : Elaboration à partir de $V = K\theta$, image finale de la température, de la tension de commande u_c du transistor déterminant l'état du circuit de chauffage.

d : Mise au point du circuit de chauffage ou « circuit de puissance ».

IV. ETUDE DES DIFFERENTES FONCTIONS DE LA CHAÎNE.

a) Le capteur linéaire de température.

Nous avons dit précédemment que nous choisissons pour élément thermosensible une diode ordinaire alimentée à courant constant. Nous donnons en Annexe 1 quelques ordres de grandeur montrant que dans un intervalle de température assez restreint, (de 0 à 100°C par exemple), on peut considérer que le

coefficient $k = - \left(\frac{dv}{d\theta} \right)_I$ est pratiquement constant et de l'ordre de 2 mV par kelvin.

On peut se demander (la question m'a effectivement été posée) si le passage d'une intensité dans la diode, cause d'une dissipation de puissance par effet Joule, ne perturbe pas l'indication de ce type de capteur.

Nous montrons, en Annexe 2, qu'étant donné le mode d'étalonnage adopté, (nous réaliserons en fait une échelle centésimale, à deux points fixes, et non une échelle Celsius, qui, déduite par translation de l'échelle Kelvin, n'en comporterait qu'un seul), et pourvu que le coefficient k mentionné précédemment, et la résistance thermique entre le boîtier de la diode et le milieu ambiant soient constants, ce courant est sans influence sur les indications du thermomètre ainsi réalisé.

Cependant, il vaudra mieux limiter l'intensité I correspondante à quelques milliampères, ou, même, à un mA. Ainsi, même le fait de changer de milieu ambiant, plus ou moins bon conducteur thermique, n'altèrera pas la qualité du thermomètre.

Dans le cas où l'on utiliserait ce capteur pour mesurer la température d'un liquide conducteur de l'électricité, il faudrait veiller à isoler (en les peignant), les fils de connexions de la diode. Pour l'eau du robinet, c'est inutile, car le courant de fuite existant entre ces deux connexions, de potentiels très voisins, ($v \simeq 0,6$ V), n'excède pas quelques micro-ampères.

Le générateur de courant alimentant la diode sera le plus simple possible. Il n'a pas à être performant, car la tension aux bornes de la diode ne varie pas beaucoup (0,25 V au maximum). Un simple transistor PNP, trois résistances radio (1/2 W) et une

source de tension constante (pile, accumulateur, ou alimentation stabilisée), suffiront (fig. 3).

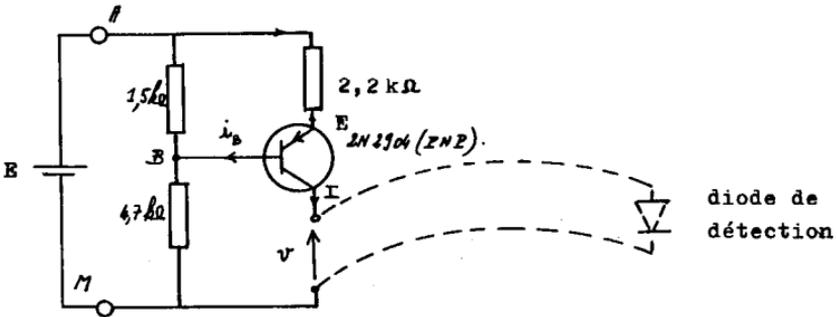


Fig. 3

Ce montage n'a pas à être étudié en tant que tel par les élèves. Il serait bon qu'il soit lui aussi précablé. On fera constater qu'en insérant, à la place de la diode de détection, un court-circuit diverses résistances (de 0 à 3 kΩ) et même une pile, quelle que soit sa polarité, l'intensité délivrée par ce montage est constante.

Calculons cette intensité dans le cas où $E = 15 \text{ V}$ et où les diverses résistances ont les valeurs indiquées sur la fig. 3.

Si :

$$V_A - V_M = E = 15 \text{ V},$$

alors :

$$V_B - V_M = 15 \cdot \frac{4,7}{4,7 + 1,5} = 11,4 \text{ V}.$$

(On peut en effet négliger l'intensité i_B devant celle du courant qui circule de A vers M dans les deux résistances, soit 2,2 mA.)

La diode émetteur-base du transistor étant polarisée dans le sens passant, on a $V_{EB} \approx 0,7 \text{ V}$, et donc :

$$V_E - V_M = V_E - V_B + V_B - V_M \approx 12,1 \text{ V}.$$

La tension $V_A - V_E = V_{AM} - V_{EM}$ vaut donc 2,9 V.

Le courant qui parcourt la résistance de 2,2 kΩ (courant d'émetteur), a donc pour intensité $I = 1,3 \text{ mA}$. Le courant de collecteur lui est sensiblement égal, si bien que tant que la tension v (fig. 3) reste inférieure à 12 V, l'intensité I reste égale à 1,3 mA. Avec $E = 9 \text{ V}$ et les mêmes résistances, on vérifiera que la valeur constante de I s'établirait à 0,67 mA, et avec $E = 6 \text{ V}$, $I = 0,34 \text{ mA}$.

En plaçant la diode entre le collecteur et la masse (fig. 3), et en la trempant successivement dans un mélange eau-glace fondante en équilibre thermique, puis dans de l'eau bouillante, à la pression ordinaire, on vérifiera que la tension v décroît d'environ 200 mV.

Remarque n° 1.

En plaçant la diode thermosensible dans un circuit comprenant simplement, en série, un générateur de f.é.m. $E = 15$ V et une résistance de 15 k Ω , l'intensité I qui la traverse, voisine de 0,96 mA, varie très peu lorsque sa température passe de 0 à 100 °C (d'une quinzaine de μ A). Cette variation n'entraîne pas de modification sensible de la fonction $v = v(\theta)$ qui reste de la forme $v_0 - k\theta$.

On pourra donc, si on le désire, simplifier encore la réalisation du générateur de courant fournissant I .

Remarque n° 2.

Il existe des composants (ex. : le circuit intégré LM 135 de N.S.) qui fournissent une tension v diminuant exactement de 10 mV par K. Nous disposons donc d'une tension de la forme $v = v_0 - k\theta$ sur laquelle nous devons effectuer une opération permettant d'en dégager une tension $u = k\theta$, proportionnelle à la température exprimée en degrés Celsius.

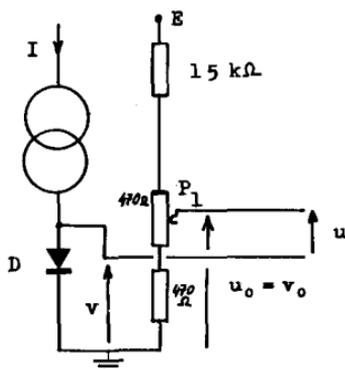


Fig. 4

Cette double opération (suppression de la composante constante v_0 , par différence avec une tension fixe, et changement de signe), peut être très simplement réalisée à l'aide du montage de la fig. 4 (où l'on a, de nouveau, supposé que la tension E d'alimentation de la chaîne potentiométrique, était égale à 15 V).

Avec les valeurs indiquées sur la fig. 4, la tension u_0 est ajustable, avec $E = 15$ V, entre 0,44 V et 0,88 V. La valeur de v_0 doit se situer entre ces deux limites.

En trempant par exemple la diode D dans un mélange d'eau et de glace fondante en équilibre thermique, on règlera la tension u_0 à la valeur souhaitée v_0 en agissant sur le potentiomètre P_1 de manière à ce que la tension u soit nulle.

A 0°C , on a en effet : $v = v_0$; $u = u_0 - v$, et si $u(0^\circ\text{C}) = 0$, c'est bien que l'on a réalisé l'égalité $u_0 = v_0$.

Dès lors, la tension u , différence entre u_0 et v , est bien une fonction linéaire de la variable ϑ que nous souhaitons appréhender.

On a réalisé un capteur linéaire de température dont le fonctionnement peut être contrôlé avec un voltmètre.

b) L'amplificateur de différence.

La tension u (fig. 4) est faible : 200 mV environ pour une plage de 100°C .

Si l'on branche une charge quelconque (résistive par exemple) entre les points où elle est disponible, cette tension diminue. Elle ne dépend donc seulement de la température qu'à vide.

Cette tension u est fournie entre deux points « volants ». En électronique, on aime bien disposer de tensions utilisables entre un point source et la masse dont le potentiel sert de référence.

Pour disposer d'une tension plus importante, ne dépendant que de la température et utilisable entre une sortie et la masse, il faut amplifier la tension de différence u .

Comme l'on souhaite disposer d'une tension $V = K\vartheta$ variant de 10 V entre 0 et 100°C (c'est une échelle de correspondance commode — 1 V pour 10°C — et elle est tout à fait compatible avec les possibilités d'un amplificateur opérationnel alimenté entre +15 et -15 V, puisqu'un tel circuit peut fournir des tensions variant entre +13 et -13 V environ), le coefficient A d'amplification n'est pas difficile à calculer : il est voisin de 50. Voisin, car il n'est pas certain que la diode utilisée possèdera un coefficient k de sensibilité thermique exactement égal à 2 mV/K.

Il faudra donc ajuster le coefficient A pour disposer effectivement d'une tension V variant exactement de 10 V entre 0 et 100°C .

Le montage de la fig. 5 permet de réaliser un tel amplificateur de différence.

S'il comprend quatre amplificateurs opérationnels (disponibles sur le même boîtier de circuit intégré), c'est pour que son fonctionnement autonome (indépendamment du reste du montage) soit assez satisfaisant.

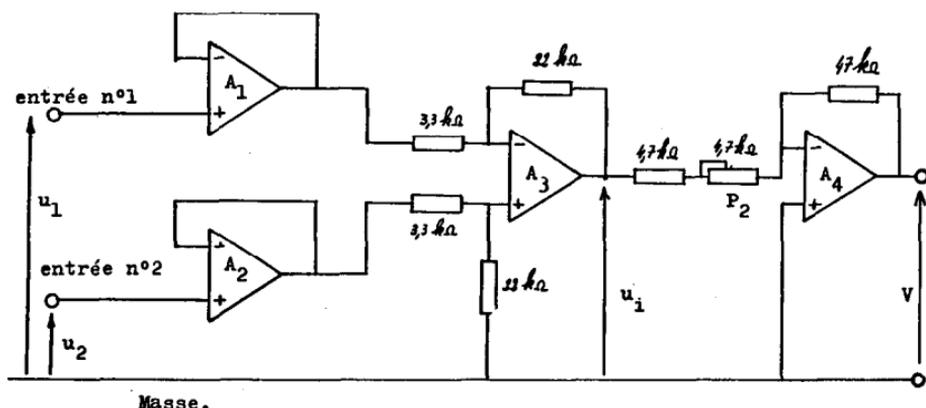


Fig. 5. — Amplificateur de différence.

Les deux premiers amplificateurs opérationnels, (A_1 et A_2), sont montés en adaptateurs d'impédance : quelles que soient les impédances de sorties des générateurs fournissant, à vide, les tensions d'entrées u_1 et u_2 , la tension de sortie V sera égale à $K \cdot (u_1 - u_2)$.

Le véritable amplificateur de différence est monté autour de A_3 . Son coefficient d'amplification est égal au rapport $\frac{22}{3,3} = 6,7$.

La tension intermédiaire qu'il fournit vaut $u_i = 6,7 (u_2 - u_1)$.

Il vaut mieux, pour limiter les dérives, construire un amplificateur de gain 50 à l'aide de deux étages de gains voisins de 7, que de réaliser cette amplification avec un seul étage.

Le deuxième amplificateur (inverseur), de gain réglable entre -5 et -10 , grâce au potentiomètre P_2 , est construit autour de A_4 .

L'ensemble du montage est donc un amplificateur de différence assurant la fonction $V = A \cdot (u_1 - u_2)$, avec A réglable entre 38 et 67.

Nous conseillons de construire cet amplificateur à partir du circuit intégré TL084 dont le brochage est donné ci-après sur la fig. 6.

Le travail à effectuer sur les élèves sur cette « boîte noire » pourrait consister à vérifier que la fonction annoncée est effectivement remplie (u_1 et u_2 étant des tensions continues, ou des signaux synchrones issus d'un même générateur de fonctions, ou encore des signaux sinusoïdaux de fréquences très différentes

— 50 Hz et 2000 Hz par exemple —), tout d'abord de manière qualitative puis quantitative.

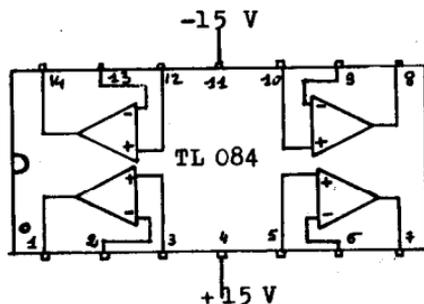


Fig. 6

Dans ce dernier cas en prenant par exemple $u_1 = 0,6$ V et $u_2 = 0,5$ V, on apprendrait à régler le coefficient A de l'amplificateur à telle ou telle valeur (50 par exemple).

La constitution d'un thermomètre résulte de l'association de ces deux premiers étages et de l'adjonction d'un galvanomètre de tableau, de calibre 100 microampères (parce que cette graduation se prêtera mieux que celle d'un voltmètre de calibre 10 V à la réalisation d'un thermomètre centésimal). Le prix d'un tel galvanomètre est de l'ordre de 100 F; il doit bien entendu être associé à une résistance de 100 k Ω placée en série.

La fig. 7 montre l'association d'étages au niveau de cette première réalisation.

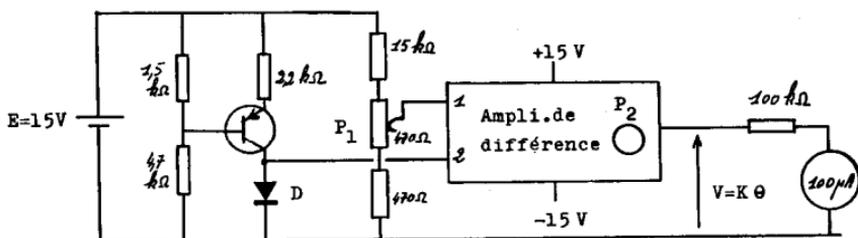


Fig. 7 . — Etat du montage
au niveau de la constitution d'un thermomètre

L'étalonnage le plus simple du thermomètre consiste à tremper la diode détectrice dans le mélange eau-glace et à agir sur P_1 pour que le galvanomètre indique zéro, après quoi, en plaçant la diode dans de l'eau bouillante, on actionne P_2 (fig. 5), pour que le microampèremètre indique 100 divisions.

Il semble (au premier professeur expérimentateur, M. BASSO, d'Agen, et à moi-même) que ces deux premiers étages peuvent être pratiquement présentés ensemble.

c) Le comparateur à hystérésis.

A partir de la tension V fournie par l'amplificateur de différence (fig. 7), il faut élaborer la tension de commande u_c (fig. 1 et 13) qui permet au transistor utilisé d'établir ou de couper le chauffage.

Bien que nous abordions l'étude du troisième étage maintenant, il nous semble pédagogiquement meilleur, après avoir construit le thermomètre, d'étudier le circuit de puissance afin de connaître la nature des signaux qui sont nécessaires à son bon fonctionnement.

Dans tous les cas (fig. 1 *a*, 1 *b* et 13), une tension u_c de 10 V est largement suffisante pour provoquer la saturation du transistor (ou du montage Darlington équivalent).

Par ailleurs, les diodes placées entre B_1 et la masse (fig. 1 *a*) ou G et la masse (fig. 1 *b*), évitent que la tension de commande ne devienne trop négative, ce qui peut se révéler néfaste pour les transistors.

Dans ces conditions, nous admettrons qu'une tension U_1 positive, supérieure à 10 V est suffisante pour établir le chauffage, tandis qu'une tension $u_c = -U_2$, négative, suffit à l'arrêter.

Avec cette hypothèse, nous allons chercher à caractériser la fonction que doit remplir le troisième étage de ce montage qui, à partir de la tension V fournie par le second (fig. 5 et 7), doit élaborer la tension de commande u_c .

Rappelons que la tension V est proportionnelle à la température θ , à raison d'un volt pour 10 degrés Celsius.

Supposons que l'on veuille maintenir la température de l'enceinte entre les températures de références $\theta_1 = 40^\circ\text{C}$ et $\theta_2 = 50^\circ\text{C}$.

A θ_1 correspond $V_1 = 4\text{ V}$, et à θ_2 , $V_2 = 5\text{ V}$.

Pour $\theta < \theta_1$, (ou $V < V_1$), il est évident qu'il faut chauffer l'enceinte dont la température est trop faible.

Pour $\theta > \theta_2$, si d'aventure cela se produit, il faut au contraire couper le chauffage, puisque la température de l'enceinte est trop forte.

Nous en déduisons une partie du graphe de la correspondance entre les grandeurs d'entrée V et de sortie u_c du troisième étage que nous cherchons à définir (fig. 8).

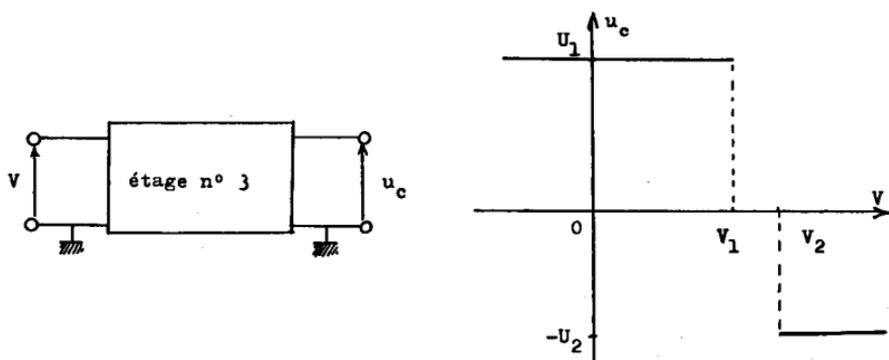


Fig. 8

Revenons à une température $\vartheta < \vartheta_1$ et supposons qu'elle croisse.

Au passage de la référence $V = V_1$, on ne doit pas arrêter le chauffage car la température de l'enceinte, inférieure à ϑ_2 , peut encore être élevée.

Supposons au contraire que la température ϑ_2 ait été atteinte, alors il faut couper le chauffage et ne le rétablir que pour $V = V_1$.

Nous pouvons compléter le graphe de la correspondance entre V et u_c (fig. 9).

Il montre que la fonction remplie par le troisième étage est celle d'un *comparateur à hystérésis*.

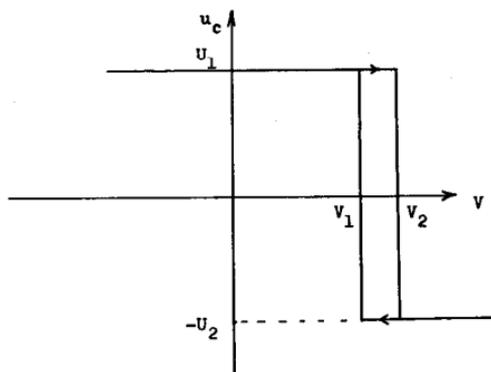


Fig. 9

Il s'agit d'un comparateur car le système doit en permanence comparer la tension V soit au seuil V_1 soit au seuil V_2 ; et c'est un comparateur à hystérésis car lorsque le seuil V_2 a été atteint,

c'est la tension V_1 qui devient la tension de référence, tandis que lorsque la tension V devient égale à V_1 , c'est V_2 qui devient le nouveau seuil de référence.

On peut mettre le graphe de la fig. 9 sous forme d'organigramme, peut-être plus adapté à un traitement informatique de l'information fournie par le capteur. Ainsi l'organigramme de la fig. 10 est équivalent au graphe de la fig. 9, (à ceci près qu'au

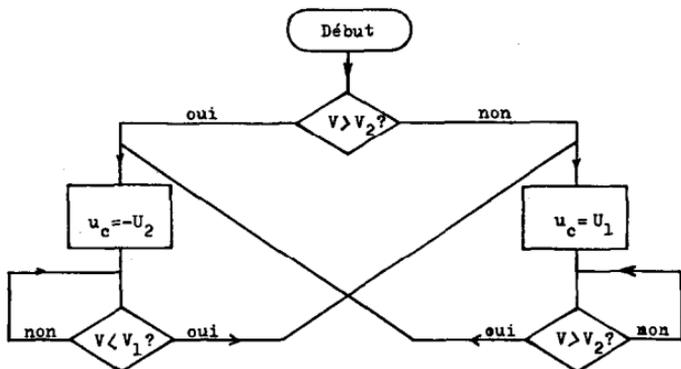


Fig. 10

début de l'opération, si la tension V se trouve comprise entre les seuils V_1 et V_2 , on a choisi de prendre $u_c = U_1$, autrement dit de chauffer l'enceinte, alors que le graphe de la fig. 9 laisse le choix entre les deux possibilités $u_c = U_1$ ou $-U_2$.

Le dispositif qui permet de réaliser cette « fonction » de comparateur à hystérésis, de manière analogique, est représenté sur la fig. 11. Il est construit autour d'un circuit intégré linéaire

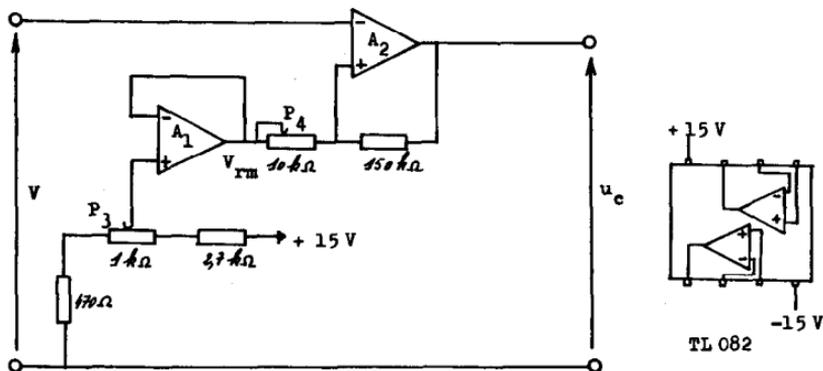


Fig. 11

comportant deux amplificateurs opérationnels, disponibles sur un même boîtier TL 082. Le premier, A_1 , monté en adaptateur d'impédance, sert à élaborer une tension de référence moyenne

$$\left(V_{rm} = \frac{V_1 + V_2}{2} \right), \text{ grâce au potentiomètre } P_3.$$

Le second, A_2 , est le véritable comparateur à hystérésis. Sur son entrée positive, il reçoit une combinaison linéaire (de coefficients variant avec la valeur de P_4) des tensions V_{rm} et u_c . Or, à cause de la réaction positive appliquée à l'amplificateur A_2 , la tension u_c ne peut prendre que les valeurs correspondant aux saturations positive ou négative de cet élément (± 13 V).

De ce fait les tensions seuils, V_1 et V_2 , telles que :

$$V_1 = \alpha V_{rm} + \beta V_{sat} \quad \text{et} \quad V_2 = \alpha V_{rm} - \beta V_{sat}$$

sont symétriques par rapport à V_{rm} .

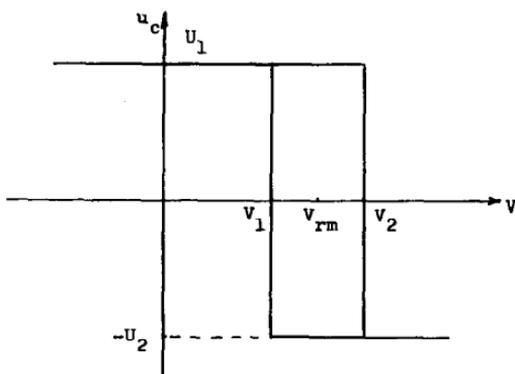


Fig. 12

Ainsi l'action sur P_3 permet de fixer V_{rm} , autrement dit la température moyenne de fonctionnement de l'enceinte, et l'action sur P_4 règle la différence $V_2 - V_1$, autrement dit, la largeur de la plage de température autorisée. Quand on réduit cette plage, le rythme de mise en service de la lampe chauffante s'accélère.

Le travail des élèves, à qui l'on remettra le comparateur à hystérésis tout monté, pourra consister à relever la caractéristique de la fig. 12, soit en courant continu, point par point, soit à l'oscillographe. Dans ce cas, la tension d'entrée V aura une fréquence assez faible (50 Hz), afin que des phénomènes annexes, comme la vitesse limite de montée ou de descente (slew-rate) de la tension u_c , ainsi que des retards liés à la saturation (temps de stockage) ne viennent pas perturber l'allure du graphe obtenu.

Elle aura aussi une amplitude suffisante (9 V environ), de manière à bien encadrer les limites variables de la plage de régulation.

Les élèves pourront, à l'oscillographe, agir sur P_3 et P_4 afin de fixer les limites ϑ_1 et ϑ_2 de la plage de régulation.

d) L'étage de puissance.

Il faut pouvoir fournir, pendant les phases de chauffage, une puissance de l'ordre d'une dizaine de watts à l'enceinte dont le volume est de l'ordre d'une centaine de centimètres cubes.

L'ampoule (ou les ampoules — en parallèle ou en série —) que l'on utilisera pour le chauffage seront déterminées par la source d'énergie dont on disposera : batterie d'accumulateurs, alimentation stabilisée, redresseur du commerce ou bloc de redressement préparé au laboratoire et assemblé par les élèves.

Dans ce dernier cas, on disposera, par exemple, d'un transformateur 220 - 12 V, 48 V.A., suivi d'un pont redresseur (exemple : Thomson B20C 3200 2200) et d'un condensateur électrochimique de 4 700 μ F, 25 V, en parallèle (fig. 13).

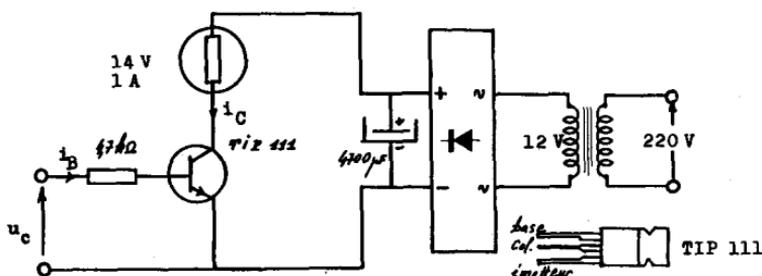


Fig. 13

La fig. ci-dessus représente ainsi un aspect possible de ce circuit de puissance et de son alimentation.

L'élément de puissance utilisé (TIP 111) est, en fait, un montage Darlington, capable de supporter un courant de 2 A, et dont

le gain en courant minimal $\left(\frac{i_C}{i_B} \right)$ est égal à 1 000.

Puisque l'intensité maximale que peut débiter le montage dans l'ampoule est voisine de 1 A, il suffit donc d'une intensité i_B proche de 1 mA pour obtenir la « saturation » du transistor.

Comme la tension u_c , lorsqu'elle est positive, est de l'ordre de 13 V, on obtiendra donc une intensité de commande $\left(i_B \approx \frac{u_c}{R_B} \right)$ largement supérieure à cette valeur minimale.

Le « transistor » TIP 111, ou l'un des éléments de la fig. 1, sera monté sur un petit dissipateur thermique.

Le travail des élèves pourrait consister à mesurer l'intensité i_C obtenue lorsque l'on remplace le transistor par un court-circuit, puis à placer le transistor dans le circuit en faisant $i_B = 0$ (on a alors $i_C = 0$), enfin à faire croître u_c . L'intensité i_C cesse de croître (elle est alors très proche de la valeur obtenue en remplaçant le transistor par un court-circuit) lorsque u_c atteint la valeur u_{cm} . Le transistor est alors « saturé », et il faut seulement veiller, par la suite, à ce que la tension de commande u_c , lorsqu'elle est positive (et donc destinée à établir le chauffage), soit supérieure à cette valeur minimale u_{cm} .

La constitution d'une source de courant continu à partir d'éléments simples séparés (fig. 13) peut également se révéler intéressante.

Lorsque chacun des étages, réglé de manière autonome, fonctionne correctement, leur association ne pose aucun problème.

Nous donnons ci-après (fig. 14), un schéma général du montage qui ne comporte finalement que 2 circuits intégrés et deux transistors et le schéma-bloc (fig. 15).

On peut également disposer différemment les étages de manière à faire mieux apparaître que le système étudié est un système asservi, c'est-à-dire un système de commande avec amplification de puissance et boucle de réaction.

Dans ce cas, c'est la tension V_{rm} , tension de référence moyenne, que l'on considère comme la grandeur d'entrée, image de la température moyenne désirée, tandis que le comparateur à hystérésis proprement dit possède deux entrées : V_{rm} et V .

Cette manière de voir les choses est, en fait, encore plus générale et se prête mieux, certainement, à la comparaison du montage étudié et réalisé en classe avec les dispositifs réels mis en œuvre dans différents domaines de la vie industrielle (régulation thermique de serres, d'aquariums, d'enceintes diverses).

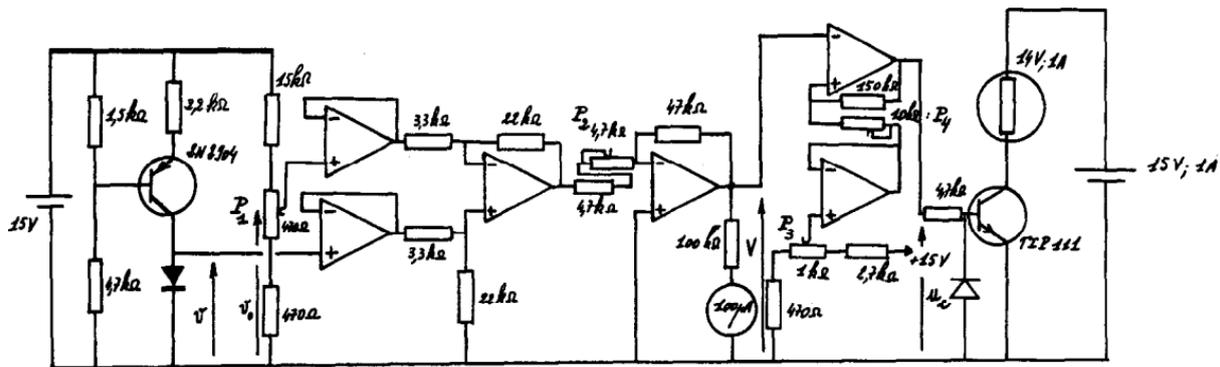


Fig. 14

Diode alimentée à courant constant et placée dans l'enceinte à réguler.

Les quatre amplificateurs opérationnels font partie du même boîtier TL 084.

Les deux amplificateurs sont dans le même boîtier TL 082.

Le composant TIP 111 est un Darlington.

1^{er} étage : Réalisation de $u = v_0 - v = k\theta$.

P_1 permet d'atteindre la tension v_0 .

2^e étage : Amplification de différence.

On obtient $V = k\theta$. On construit un thermomètre.

P_2 permet d'ajuster A.

3^e étage : Comparateur à hystérésis.

P_3 règle la température moyenne, P_4 la largeur $\theta_2 - \theta_1$.

4^e étage : Circuit de puissance, à adapter selon les possibilités.

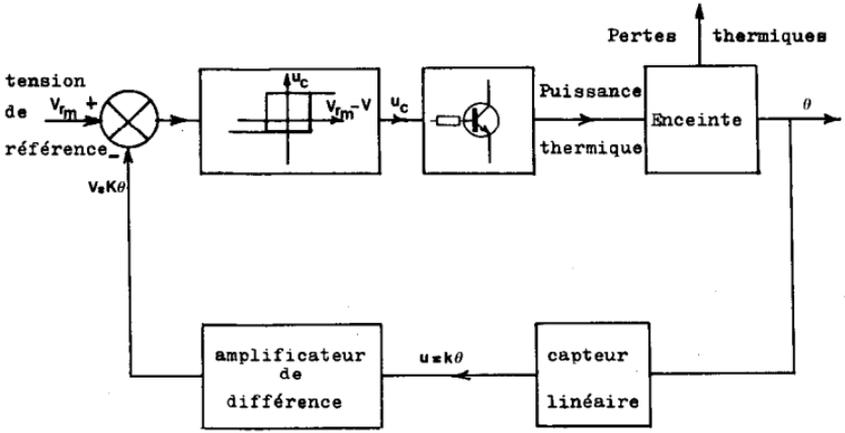


Fig. 15. — Schéma-bloc.

ANNEXE 1

**EFFET DE LA VARIATION DE TEMPERATURE
SUR LA TENSION D'UNE DIODE A JONCTION,
ALIMENTEE A INTENSITE CONSTANTE I**

Pour la plupart des diodes étudiées, les mesures font apparaître une remarquable linéarité de la courbe donnant la tension v en fonction de la température θ , exprimée en degrés C, entre 0 et 100 °C, lorsque l'intensité I est maintenue constante (fig. 2).

Aux erreurs de mesures près, il est impossible, pour des diodes courantes telles que la diode de signal 1N 4148 ou les diodes de redressement 1N 4002, 1N 4004, 1N 4007, etc. de mettre en évidence des écarts significatifs à la « loi » $v = v_0 - k\theta$.

On note cependant que le coefficient $k = - \left(\frac{dv}{dT} \right)_I$ est une fonction décroissante de l'intensité choisie I .

Ainsi, pour les quatre diodes citées précédemment, on obtient sensiblement les résultats suivants :

Diode	I (mA)	v_0 (mV)	k (mV/K)
1N 4148	0,2	586	2,35
	1,0	652	2,09
	5,0	720	1,84
1N 4002	0,2	549	2,42
	1,0	620	2,23
	5,0	692	2,00
1N 4004	0,2	468	2,83
	1,0	529	2,50
	5,0	590	2,14
1N 4007	0,2	534	2,46
	1,0	611	2,25
	5,0	689	1,98

La justification théorique de ce comportement est difficile. Souvent, les auteurs qui traitent de ce sujet considèrent des diodes idéales, construites à partir de cristaux parfaits, sans dislocations, ou bien ils ne prennent pas en considération l'incidence de la technologie planar, de l'épitaxie, de la passivation, etc. La discussion suivante, inspirée par la lecture de « Electronic devices and circuits », de MILLMAN et HALKIAS, chez McGraw-Hill, p. 123 à 133 est un peu approximative, mais rend compte de la plupart des phénomènes observés et des ordres de grandeur rencontrés dans l'étude expérimentale.

Pour I de l'ordre de 1 mA, et donc très supérieure à I_s , on a

sensiblement $I = I_s \cdot e^{\frac{e \cdot v}{\eta kT}}$ avec : k constante de BOLTZMANN = $1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K, $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ C et η coefficient sans dimension voisin de 1,9 pour le silicium.

Si l'on considère le coefficient η comme constant (il passe de 1,90 à 0°C à 1,99 à 100°C pour la diode 1 N 4148, mais il décroît de 1,96 à 0°C à 1,80 à 100°C pour la diode 1 N 4002. Pour le même intervalle de température, il croît de 1,90 à 2,01 pour la diode 1 N 4004 et décroît de 2,01 à 1,95 pour la diode 1 N 4007), on peut écrire, en maintenant $I = c^{te}$:

$$\frac{1}{I_s} \cdot \frac{dI_s}{dT} - \frac{ev}{\eta kT^2} + \frac{e}{\eta kT} \left(\frac{dv}{dT} \right)_I = 0.$$

On a donc :

$$- \left(\frac{dv}{dT} \right)_I = - \left(\frac{dv}{d\phi} \right)_I = \frac{\eta kT}{eI_s} \cdot \frac{dI_s}{dT} - \frac{v}{T}.$$

Or l'intensité I_s (due essentiellement, pour une diode au silicium, au courant de recombinaison dans la zone de charge d'es-

pace), est de la forme : $I_s = K \cdot T^m \cdot e^{-\frac{ev_g}{\eta kT}}$, expression dans

laquelle K est une constante, m un exposant qui vaut $\frac{3}{2}$ (et

non 3!), et ev_g est la largeur de la bande interdite, soit 1,21 eV pour le silicium à 300 K (cette largeur varie assez peu avec la température, elle est encore égale à 1,18 eV à 400 K).

En supposant K , m et η constants, on a :

$$\frac{1}{I_s} \cdot \frac{dI_s}{dT} = \frac{m}{T} + \frac{ev_g}{\eta kT^2},$$

et donc :

$$-\left(\frac{dv}{dT}\right)_I = \frac{\eta m k}{e} + \frac{v_g - v}{T}.$$

Prenons le cas de la diode planar 1 N 4148 pour laquelle nous prenons $\eta = 1,95$ (valeur moyenne entre 0 et 100 °C), et, pour $I = 1$ mA, les valeurs expérimentales $v_0 = v(0^\circ\text{C}) = 652$ mV et $v(100^\circ\text{C}) = 443$ mV.

Avec les valeurs numériques données précédemment, ($v_g = 1,21$ V, $m = 1,5$), on trouve $-\left(\frac{dv}{dT}\right)_I = 2,26$ mV/K à 0 °C et 2,28 mV/K à 100 °C.

Ces valeurs, bien que légèrement supérieures à celle du coefficient déterminé expérimentalement, sont en bon accord avec elle.

On peut d'ailleurs écrire différemment l'expression de $-\left(\frac{dv}{dT}\right)_I$ en remplaçant v par $\frac{\eta k T}{e} \cdot \ln\left(\frac{I}{I_s}\right)$ et en tenant compte de l'expression de I_s .

$$\text{On trouve : } -\left(\frac{dv}{dT}\right)_I = \frac{\eta m k}{e} \left(1 + \frac{1}{m} \ln \frac{K}{I} + \ln T\right).$$

Cette expression appelle deux remarques. En ce qui concerne la variation de ce coefficient avec la température, on constate que si la valeur de K est telle qu'il vaille 2,10 mV/K à 0 °C, alors la présence de $\ln T$ dans la parenthèse entraîne une valeur de 2,18 mV/K à 100 °C. Cette variation est donc très lente ; elle peut, de plus être masquée par les variations de η et de v_g , que nous avons négligées, et cela explique qu'on ne la décèle pas expérimentalement.

En ce qui concerne la variation de $-\left(\frac{dv}{dT}\right)_I$ avec I , l'expression précédente, qui décroît comme $-\frac{1}{m} \cdot \ln I$, montre que le

coefficient de sensibilité thermique, que nous avons noté k^* dans le reste de l'exposé, diminue de 0,54 mV/K quand l'intensité I est multipliée par 25.

Expérimentalement, pour les quatre diodes testées, nous avons trouvé des diminutions respectives de 0,51, 0,42, 0,69 et 0,48 mV/K. Ces résultats, en bon accord avec la théorie simplifiée que nous avons utilisée, montrent que l'intensité I doit être choisie assez faible (1 mA semble une bonne valeur).

(*) Ne pas confondre avec la constante de BOLTZMANN.

ANNEXE 2

**INFLUENCE DE LA DISSIPATION THERMIQUE
PRODUITE PAR LE PASSAGE DE I**

Nous allons montrer que le passage du courant constant d'intensité I à travers la diode, n'altère pas forcément la qualité du thermomètre que l'on veut réaliser, alors même qu'il chauffe la jonction.

Procédons à quelques considérations quantitatives : soit une diode très courante, au silicium, la diode 1N4148. Supposons qu'on lui impose un courant direct de 5,0 mA ; alors, à 0°C , sa tension directe v est égale à 730 mV soit 0,73 V. La puissance qui se trouve dissipée dans la diode vaut donc 3,63 mW tandis qu'à 100°C , la tension étant ramenée à 555 mV, pour la même intensité, la puissance dissipée dans la diode n'est plus que de 2,77 mW.

Quelle est l'influence de cette puissance dissipée sur la température de la jonction ?

Celle-ci se trouve à une température ϑ_J supérieure à la température ambiante ϑ_a , et le constructeur nous dit que pour $\vartheta_a = 25^\circ\text{C}$ et une puissance dissipée maximale égale à 500 mW, la température de la jonction est égale à 200°C .

De la relation $\vartheta_J - \vartheta_a = R_{th} \cdot P$, définissant la résistance thermique entre la jonction et l'air ambiant, on déduit la valeur de R_{th} lorsque, effectivement, le milieu ambiant est de l'air :

$$R_{th} = 0,35 \text{ K/mW} \quad \text{ou} \quad 350 \text{ K/W.}$$

Comme la résistance thermique entre la jonction et le milieu ambiant est surtout due à la contribution de la résistance thermique entre le boîtier et le milieu ambiant :

$$(R_{th_{J-a}} = R_{th_{J-b}} + R_{th_{b-a}}),$$

il est certain que si le milieu ambiant est un liquide, meilleur conducteur thermique que l'air, la résistance thermique $R_{th_{J-a}}$ se trouve considérablement réduite.

Continuons notre discussion en conservant $R_{th} = 0,35 \text{ K/mW}$.

Si $\vartheta_a = 0^\circ\text{C}$, on a $\vartheta_J = \vartheta_a + R_{th} \cdot P_0 = 1,28^\circ\text{C}$.

Si $\vartheta_a = 100^\circ\text{C}$, on a $\vartheta_J = \vartheta_a + R_{th} \cdot P_1 = 100,97^\circ\text{C}$.

Mais le fait que ϑ_J soit différente de ϑ_a et que cette différence ne soit pas tout à fait constante, n'entraîne pas forcément d'er-

reur dans la température qu'indiquera notre thermomètre. En effet, soit ϑ_t la température indiquée par ce dernier : si nous imposons à ϑ_t d'être égale à zéro lorsque $\vartheta_a = 0^\circ\text{C}$, et à 100 lorsque $\vartheta_a = 100^\circ\text{C}$, il suffit que les variations de ϑ_a et de ϑ_J soient proportionnelles pour qu'il n'y ait aucune différence, si le coefficient k de sensibilité thermique de la diode est constant, entre ϑ_a et ϑ_t .

Montrons que c'est bien le cas, et qu'en définitive, tout est lié à la constance de ce coefficient k .

La véritable température à considérer, pour la tension aux bornes de la diode, est évidemment celle de la jonction.

Supposons que l'on ait effectivement $v = v_0 - k \vartheta_J$. La puissance dissipée dans la diode, P , vaut $v \cdot I = v_0 \cdot I - k \cdot I \cdot \vartheta_J$. Or, d'après la définition de la résistance thermique :

$$\vartheta_J = \vartheta_a + R_{th} \cdot P = \vartheta_a + R_{th} \cdot v_0 \cdot I - R_{th} \cdot k \cdot I \cdot \vartheta_J.$$

On en déduit l'égalité :

$$\vartheta_J = \frac{\vartheta_a + R_{th} \cdot v_0 \cdot I}{1 + R_{th} \cdot k \cdot I}.$$

Les variations de ϑ_J et de ϑ_a sont donc bien proportionnelles.

Si $v = v_0 - k \cdot \vartheta_J$, on peut également écrire $v = v'_0 - k' \vartheta_a$, avec :

$$v'_0 = v_0 - \frac{k \cdot R_{th} \cdot v_0 \cdot I}{1 + R_{th} \cdot k \cdot I}, \quad \text{et} \quad k' = \frac{k}{1 + R_{th} \cdot k \cdot I}.$$

Autrement dit, la dissipation, sous l'effet de I , d'une puissance variable dans la diode considérée, n'a pour effet que de remplacer la relation $v = v_0 - k \cdot \vartheta_J$, relative à la température non accessible ϑ_J , par une relation du même type, aux coefficients extrêmement proches puisque, en effet, le coefficient $R_{th} \cdot k \cdot I$ vaut, avec les valeurs numériques considérées précédemment, $3,5 \cdot 10^{-3}$, et la correction apportée à v_0 vaut, quant à elle, 2,6 mV.

De la relation définitive : $v = v'_0 - k' \cdot \vartheta_a$ et de la définition classique de la température centésimale ϑ_t , que nous définissons à l'aide de notre thermomètre, soit :

$$\vartheta_t = 100 \frac{v(\vartheta_a) - v(\vartheta_a = 0^\circ\text{C})}{v(\vartheta_a = 100^\circ\text{C}) - v(\vartheta_a = 0^\circ\text{C})},$$

on déduit bien l'égalité entre ϑ_a exprimée en degrés Celsius, et ϑ_t , à la seule condition que k' soit une constante, ce qui, étant donnée l'expression de k' , suppose que k et la résistance thermique R_{th} soient des constantes.

ANNEXE 3

**MONTAGE AYANT MEME FONCTION GLOBALE
MAIS UTILISANT UNE TECHNOLOGIE DIFFERENTE**

Il y a de cela une dizaine d'années, lors d'une série de recyclages des professeurs de Sciences physiques de l'Académie de Bordeaux, j'avais proposé, pour étayer les notions, nouvelles alors, de thermistances, de transistor amplificateur, etc., d'étudier le montage suivant qui a, depuis, été choisi par plusieurs professeurs de lycée pour illustrer le montage du programme de Seconde.

Ce montage n'avait donc pas tout à fait la même finalité que celui qui vient d'être présenté. On peut d'ailleurs le préférer, car on peut tout — ou presque tout — expliquer à propos de son fonctionnement.

Personnellement, aujourd'hui, je ne conseillerais pas son étude, qui me semble moins générale et finalement moins simple que la précédente...

UN MONTAGE D'ELECTRICITE POUR LA CLASSE DE SECONDE (1974)

Le montage, dans son ensemble, se propose de simuler la régulation de la température d'un four. C'est là, tout au moins, l'objectif maximal.

Mais on pourra également viser des buts plus modestes, comme la constitution d'un thermomètre, ou, plus précisément, celle d'un capteur de température.

Le matériel qu'il faut réunir pour cela consiste en un composant sensible à la température, ce sera une thermistance dont la résistance à la température ordinaire sera de l'ordre du kilo-ohm ; un potentiomètre linéaire de 470Ω , de dissipation maximale 1 W ; deux résistances radio de $4,7 \Omega$ et $1/2 \text{ W}$ de dissipation maximale ; un transistor NPN quelconque (2N1711 par exemple) ; un petit relais ordinaire dont la tension de commande est inférieure à 9 V, deux piles (ou petits accumulateurs alcalins) de 9 V et enfin les éléments d'un circuit de chauffage « miniature » : une source de tension capable de débiter un courant d'intensité 1 A dans une résistance bobinée de 10Ω (10 W).

Le montage général sera celui de la fig. 4.

Nous nous intéresserons tout d'abord à la réalisation d'un capteur de température à partir d'un élément thermosensible qui est ici la thermistance.

I. REALISATION D'UN CAPTEUR DE TEMPERATURE.

Le rôle du capteur est de délivrer une information électrique qui est fonction de la température de l'enceinte considérée.

Supposons, dans un premier temps, que cette information soit une tension disponible entre deux points. Il faut que cette tension varie quand la température que l'on désire réguler varie elle-même. Mais on peut désirer que la fonction $V = f(\theta)$ soit croissante — V augmente quand θ croît — ou décroissante, et, de plus, il sera bon de pouvoir régler la valeur de cette tension à une constante près : on peut désirer que cette tension soit nulle pour la température $\theta_0 = 25^\circ\text{C}$, ou, au contraire, qu'elle ne s'annule que pour la température $\theta_1 = 50^\circ\text{C}$.

Disposons simplement en série une résistance de valeur R_3 et la thermistance T dont la résistance sera notée R_2 (fig. 1).

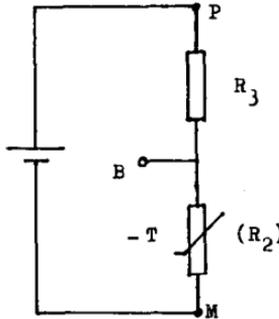


Fig. 1

L'ensemble est alimenté par une source de tension de f.é.m. E et de résistance interne négligeable.

Si, comme nous le supposerons, la thermistance est à coefficient de température négatif, la résistance R_2 diminue lorsque la température θ augmente.

Sur la fig. 1, on voit que la tension $V_{BM} = \frac{R_2}{R_2 + R_3} E$. E décroît

lorsque la température augmente ; au contraire, V_{PB} augmente dans les mêmes circonstances.

Comme nous désirons commander un élément de puissance lorsque la température de l'enceinte à réguler devient trop basse (par rapport à une certaine valeur de consigne), nous faisons le choix d'un capteur qui délivre une tension d'autant plus grande que la température considérée est plus faible. Il suffira de comparer cette tension à un seuil pour commander le chauffage. C'est donc de la tension V_{BM} que l'on partira.

Cependant, cette tension n'est jamais nulle. Pour disposer d'un signal dont on peut fixer la valeur nulle à une température donnée θ_0 , on peut réaliser le montage en pont de la fig. 2 :

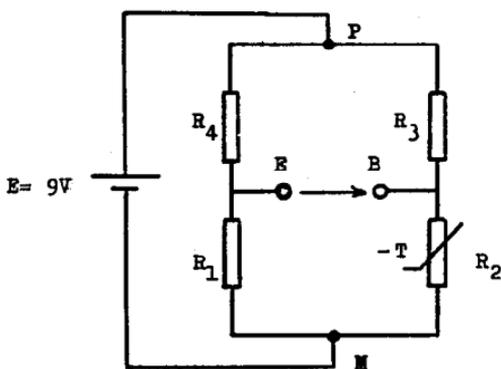


Fig. 2

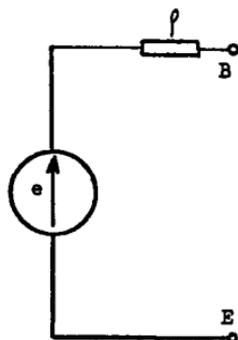


Fig. 3

Le montage ci-dessus, en ce qui concerne les points B et E, est en effet équivalent à un générateur unique (fig. 3), dont la f.é.m. e est égale à :

$$E \cdot \left(\frac{R_2}{R_2 + R_3} - \frac{R_1}{R_1 + R_4} \right)$$

et dont la résistance interne, ρ , vaut :

$$\frac{R_2 \cdot R_3}{R_2 + R_3} + \frac{R_1 \cdot R_4}{R_1 + R_4}$$

La structure en pont permet d'élaborer la tension différentielle v_{BE} en retranchant la tension fixe $v_{EM} = \frac{E \cdot R_1}{R_1 + R_4}$ de la tension variable (en fonction de la température) v_{BM} .

Ainsi, la tension à vide délivrée par le capteur décroît bien lorsque la température augmente, mais, en jouant sur R_1 , par exemple, on peut régler sa valeur à une constante près. C'est ce que l'on réalisera en prenant pour R_3 et R_4 des résistances fixes de valeur commune égale à 4,7 k Ω et en faisant varier manuellement R_1 .

La résistance R_1 permet alors de fixer la température à laquelle la tension v_{BE} s'annule.

En posant $R_1 = 470 \Omega$ et en prenant pour thermistance à C.T.N. l'élément B8 32001 P/1 k3, cette température est de l'ordre

de 50 °C. Au-delà, v_{BE} change de signe car le produit $R_2 \cdot R_4$ est inférieur à $R_1 \cdot R_3$.

(La tension v_{EM} est alors supérieure à la tension v_{BM}).

II. REGULATION DE LA TEMPERATURE D'UN FOUR (simulation).

Le montage est représenté ci-après sur la fig. 4. Il comprend, de gauche à droite :

- Le circuit de chauffage (électrique, par commodité, mais il pourrait fonctionner au gaz, par le jeu d'une veilleuse et d'une électrovanne...). Il est commandé par un contact N.O. actionné par le relais sur la partie gauche de la figure (N.O. signifie « normalement ouvert »).
- Le pont qui permet de transformer la variation de température de la résistance de chauffage, en variation de tension. C'est le dispositif qui vient d'être présenté au paragraphe précédent.
- Enfin le dispositif, classique pour nous, qui permet d'exciter le relais R à partir d'un circuit de commande ne pouvant fournir qu'une faible puissance (c'est le cas du générateur équivalent au pont).

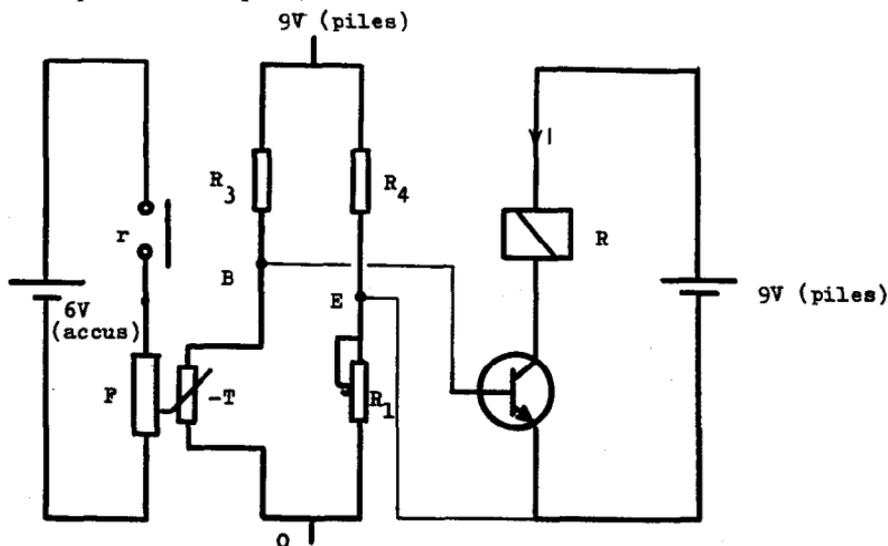


Fig. 4

F est une résistance bobinée, de 10 Ω , pouvant dissiper 10 W.

R_3, R_4 : résistances de 4,7 k Ω ; 1/2 W.

R_1 : potentiomètre de 470 Ω , ou résistances échelonnées entre 100 et 470 Ω .

Transistor NPN : 2 N 1711 ou équivalent.

Relais : Européen, résistance 110Ω ; tension d'excitation $5,6 \text{ V}$; pouvoir de coupure 1 A ; PR 16 C 09 marque ISKRA ou DO 715 F 104 marque SIEMENS. Thermistance : CTN ; $1,3 \text{ k}\Omega$ à 25°C ; B8. 32001 P/1 k3.

III. FONCTIONNEMENT DU DISPOSITIF ET CONSIDERATIONS PEDAGOGIQUES.

Ce montage est assez riche. On peut en décomposer le fonctionnement. Le rôle du relais, dont le courant de maintien est beaucoup plus faible que le courant « de collage », est essentiel...

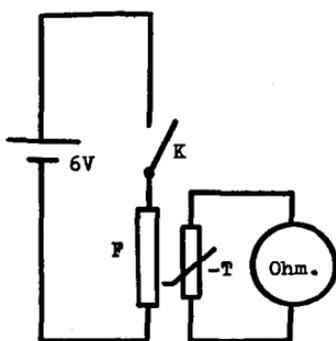


Fig. 5

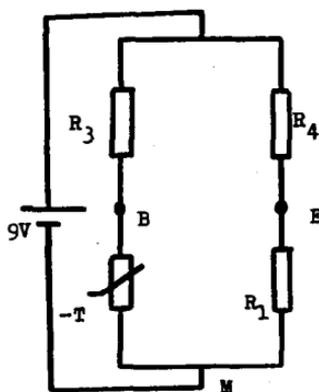


Fig. 6

Constituer d'abord le circuit de chauffage. Prévoir un interrupteur K, qui plus tard sera remplacé par le contact actionné par le relais.

Lorsque la thermistance est placée tout contre la résistance chauffante F, et que celle-ci est alimentée, on constate, à l'ohmmètre, que la résistance de la thermistance diminue. On peut repérer quelques valeurs : $1,4 \text{ k}\Omega$, 500Ω , etc.

Passer ensuite à l'étude du pont, dont la finalité est de transformer les variations de température en variations de tension.

En plaçant un voltmètre entre B et E, on constate qu'il en est bien ainsi. En cours d'année, et en prévision de ce montage, on peut avoir prévu des exercices visant à faire calculer la tension v_{BE} en fonction de la valeur R_{th} de la résistance de la thermistance.

On a en effet $v_{EM} = 0,82 \text{ V} : [E \cdot R_1 / (R_1 + R_4)]$ lorsque $R_1 = 470 \Omega$. Pour $R_{th} = 1,4 \text{ k}\Omega$, on trouve $v_{BM} = 2,07 \text{ V}$, donc

$v_{BE} = v_{BM} - v_{EM} = 1,45$ V. Lorsque R_{th} est égale à R_1 , on a évidemment $v_{BE} = 0$, etc.

On constate qu'en faisant varier la résistance R_1 , c'est pour des valeurs différentes de R_{th} que la tension v_{BE} s'annule, d'où la possibilité de se fixer, grâce à R_1 une plage moyenne de températures.

Brancher alors le circuit d'alimentation du relais. Il est bon d'y insérer un milliampèremètre (calibre 100 mA), pour suivre l'évolution du courant dans la bobine du relais.

Lorsque la température de F est faible, la tension v_{BE} est suffisante pour rendre le transistor conducteur et exciter le relais.

Si celui-ci commande à son tour un contact N.O. inséré dans le circuit de chauffage, (placer là aussi un ampèremètre), la température de F et donc celle de la thermistance se mettent bientôt à augmenter.

Par le jeu des phénomènes que nous avons analysés, l'intensité du courant I du relais diminue.

Ce courant n'est bientôt plus capable de maintenir le relais « collé » et le contact du circuit de chauffage s'ouvre. On voit alors le courant I augmenter à nouveau, puisque F et Th se refroidissent, etc.

Remarquons que le courant qui parcourt la thermistance Th, en série avec une résistance R_3 de $4,7$ k Ω , est trop faible pour être la cause d'un échauffement notable. Les variations de température de la thermistance sont donc uniquement dues à la proximité de la résistance de chauffage F.

Un montage apparemment plus simple mais ne permettant pas de faire varier la température de consigne est représenté sur la fig. 7 ci-après. Il a, par contre, le gros avantage de ne nécessiter qu'une seule source de tension qui peut être une batterie d'accumulateurs ou un redresseur.

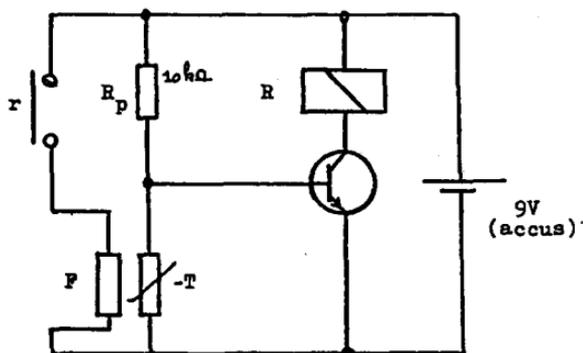


Fig. 7

BIBLIOGRAPHIE

I. L'U.d.P. publie chaque année les textes d'une partie des épreuves proposées en électronique dans les diverses séries (F_2 , F_5 , parfois F_3) des Baccalauréats de Techniciens, par nos collègues Physiciens enseignant dans ces sections.

Ces épreuves, issues de dispositifs réels, pourraient souvent servir de point de départ à la réalisation d'un montage pour la classe de Seconde. Les deux textes précédents sont proches de certaines d'entre elles.

II. Respectant les programmes actuels, nous n'avons pas utilisé, dans le montage proposé, les spectaculaires propriétés des condensateurs. Mais les professeurs qui, tant au collège qu'en classe de Seconde, enseigneront la Technologie, s'en serviront sûrement.

La présence, sur le marché, de manière courante, de condensateurs chimiques de très forte capacité (0,1 F ou même 1 F chez N.E.C.) peut faciliter une première approche de ces composants. D'autre part l'intégrateur décrit dans le N° 651 du B.U.P. (pages 551 et suivantes, et en particulier page 557, ce premier article étant modifié par l'erratum de la page 702 du N° 652), permet de « jouer » avec les charges des condensateurs, de les répartir, de les retrouver, etc.

III. Les professeurs désireux d'acquérir une culture à la fois pratique et théorique en Electronique, pourront, avec profit, lire l'excellent ouvrage de A.-P. MALVINO : « Principes de l'Electronique », édité chez McGraw-Hill et traduit en français.

Ce livre, assez moderne, (1979), destiné aux débutants, est remarquable par sa clarté et son réalisme.

IV. Pour la partie « Physique des dispositifs à semi-conducteurs », on pourra consulter, sous ce titre, le livre de A. VAPAILLE (Masson, 1970), ou, Electronique Physique de A. PETITCLERC (Gauthier-Villars, 1962) pour les aspects théoriques. Dans « Electronic Fundamentals and Applications for Engineers and Scientists, de MILLMAN et HALKIAS (McGraw-Hill, 1976, p. 28), on trouvera une démonstration des phénomènes que nous avons abordés.
