L'ELECTRONIQUE AUX EXAMENS

Générateur de dents de scie

ENONCE

Les amplificateurs opérationnels utilisés sont parfaits avec des tensions de saturation notées $\pm V_{sat}$, et le montage réalisé est représenté figure 1.

1° Le premier étage est constitué d'un amplificateur opérationnel fonctionnant en régime de commutation et de résistances R_1, kR_1 ($k < 1$). Déterminer la caractéristique $v = f(v_e)$ pour $-V_{sat} \leqslant v_e \leqslant V_{sat}$. Quel est le rôle de cet étage ?

2° Le second étage est constitué d'un amplificateur opérationnel fonctionnant en régime linéaire, d'une résistance R_2 et d'une capacité C_2. En supposant qu'à l'instant initial le condensateur C_2 soit chargé et que la ddp à ses bornes soit v_2 (0), déterminer la tension de sortie $v_s(t)$ appliquée à l'utilisation Z_u, dans l'hypothèse d'une tension d'entrée constante $v = +V_{sat}$, puis $v = -V_{sat}$.

3° On considère maintenant la totalité du montage, constitué des étages 1 et 2, de l'utilisation Z_u et de la liaison SE réalisée par un fil sans résistance. Décrire le signal $v_s(t)$ délivré par le montage et déterminer ses principales caractéristiques, sachant qu'à $t = 0$ le condensateur C_2 est déchargé.
Application numérique :
$V_{sat} = 13,5$ V ; $k = 0,65$; $R_2 = 10$ kΩ ; $C_2 = 0,1$ µF.

4° On remplace R_2 par le dipôle de la figure 2, constitué de deux diodes idéales D_1 et D_2, de deux résistances identiques r placées en série avec les diodes et d'un potentiomètre de résistance totale $R'_2 = 2(R_2 - r)$.
a) On place le curseur M au milieu de R'_2 ($\alpha = 0,5$). Observe-t-on une modification du signal $v_s(t)$ délivré par le nouveau montage par rapport à celui délivré par le montage précédent ?
b) Quelles caractéristiques de $v_s(t)$ peut-on contrôler en agissant sur le curseur ?

5° Quels éléments du montage faudrait-il rendre variables si on désire agir :
a) sur la période des signaux $v_s(t)$?
b) sur l'amplitude de ces signaux ?

(Problème proposé par V. ORSINI.)

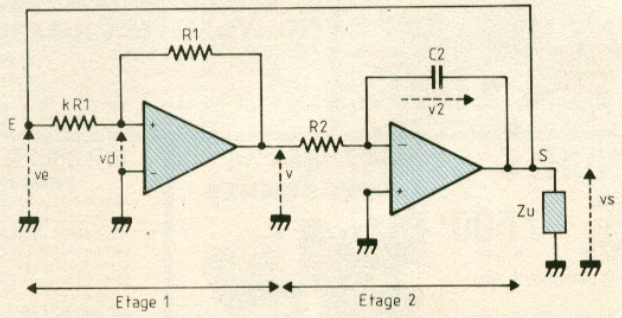


Figure 1

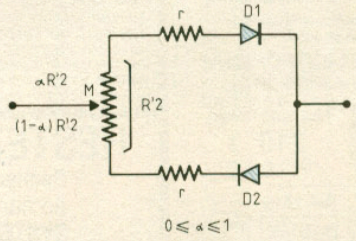


Figure 2

SOLUTION

1° Dans les axes (v_e, v), le point figuratif de l'état de l'étage 1 se trouve à l'intérieur du carré de sommets ($\pm V_{sat}$, $\pm V_{sat}$).
Par application du théorème de Millman à l'entrée non inverseuse, on relie v_d à v et v_e :

$$v_d = \frac{v_e/kR_1 + v/R_1}{1/kR_1 + 1/R_1} = \frac{v_e + kv}{1+k} \qquad (1)$$

Cela étant, soit $v_e = -V_{sat}$, si $v = +V_{sat}$, on aurait, d'après (1) :

$$v_d = \frac{1}{1+k}(-V_{sat} + kV_{sat}) < 0$$

ce qui est incompatible avec l'hypothèse de l'A. Op saturé positivement ($v = +V_{sat}$).
Donc $v = -V_{sat}$ et, d'après la relation (1) :

$$v_d = \frac{1}{1+k}(-V_{sat} - kV_{sat}) = -V_{sat} < 0$$

ce qui est tout à fait conforme à l'hypothèse faite. En conclusion, pour $v_e = -V_{sat}$, le point figuratif de l'état de l'étage 1 est M_1 (fig. 3).

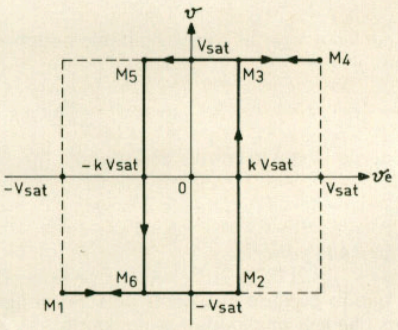


Figure 3

Faisons croître v_e de $-V_{sat}$ jusqu'à kV_{sat}. Pendant cette étape :

$$v_d = \frac{1}{1+k}(v_e - kV_{sat}) \leqslant 0$$

et l'A. Op conserve son état de saturation négative. On obtient ainsi le segment $M_1 M_2$ de la caractéristique.

Dès que v_e dépasse kV_{sat}, la tension différentielle v_d change de signe, et l'A. Op change d'état de saturation en se saturant positivement. Le basculement $M_2 M_3$ est très rapide et, de surcroît, il se trouve confirmé par la valeur nettement positive de v_d dans l'état M_3. En effet, on a alors :

$$v_d = \frac{1}{1+k} \cdot [(kV_{sat} + \varepsilon) + kV_{sat}] \simeq \frac{2k}{1+k} V_{sat} \gg \varepsilon$$

Si on continue à faire croître v_e, la tension différentielle v_d devient de plus en plus positive, et l'A. Op reste, *a fortiori*, saturé positivement. On obtient ainsi le segment $M_3 M_4$.

Faisons maintenant décroître v_e de V_{sat} à $-kV_{sat}$. On observe une suite d'états symétriques de ceux décrits plus haut. En particulier, pour $v_e = kV_{sat}$, la tension différentielle :

$$v_d = \frac{1}{1+k}(v_e + kV_{sat})$$

s'annule, et un basculement $M_5 M_6$ se produit avec accentuation en M_6 de la production négative de l'A. Op.

En deçà de $-kV_{sat}$ et jusqu'à $-V_{sat}$, l'A. Op reste saturé négativement (segment $M_6 M_1$).

En conclusion, l'étage 1 est un comparateur à hystérésis.

2° L'application de la loi des nœuds à l'entrée inverseuse de l'A. Op de l'étage 2 donne :

$$\frac{v}{R_2} = -C_2 \frac{dv_2}{dt} = -C_2 \cdot \frac{dv_s}{dt} \text{ car } v_2(t) = v_s(t).$$

Donc

$$\int_{v_s(0)}^{v_s(t)} dv_s = -\frac{v}{R_2C_2} \cdot \int_0^t dt \Rightarrow v_s(t) = v_s(0) - \frac{v}{\tau_2} \cdot t \qquad (2)$$

L'étage α est un intégrateur, et la relation (2) est valable quelle que soit l'utilisation Z_u, si l'A. Op utilisé est parfait.

Si $v = +V_{sat}$, alors, d'après (2) : $v_s(t) = v_s(0) - \frac{V_{sat}}{\tau_2} \cdot t$ (3)

et on obtient en sortie une rampe de tension de pente négative.
Si, au contraire, $v = -V_{sat}$, alors, toujours d'après la relation (2) : $v_1(t) = v_s(0) + \frac{V_{sat}}{\tau_2} \cdot t$ (4)

et on observe en sortie une rampe de tension de pente positive.
Remarquons que les deux rampes ont même pente en valeur absolue et que les phénomènes observés sont ceux décrits par les relations (3) et (4) tant que l'A. Op de l'intégrateur n'est pas saturé (fig. 4).

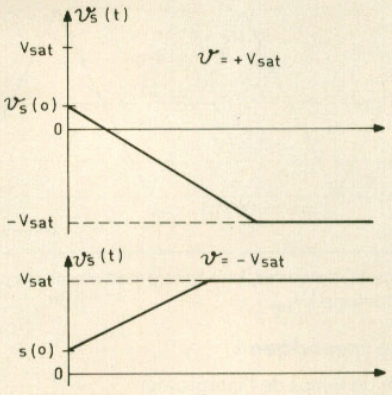


Figure 4

3° Le condensateur C_2 étant déchargé à t = 0, cela implique $v_2(0) = v_s(0) = 0$. Quant au comparateur, il est au même instant dans un état de saturation soit positive ($v = +V_{sat}$), soit né-

gative ($v = -V_{sat}$). Les deux éventualités se traitant de la même façon, faisons l'hypothèse d'une saturation initiale positive : $v = +V_{sat}$.
La tension $+V_{sat}$ étant appliquée à l'entrée de l'intégrateur, ce dernier élabore le signal de sortie :

$v_s(t) = v_s(0) - \frac{V_{sat}}{\tau_2} . t$, d'après la relation (3).

A $t = t_1$, la tension de sortie atteint la tension de basculement $-kV_{sat}$. La date t_1 se calcule aisément en écrivant :

$-kV_{sat} = 0 - \frac{V_{sat}}{\tau_2} . t_1$, d'où $t_1 = k\tau_2$.

Le comparateur bascule alors en saturation négative ($v = -V_{sat}$)
et l'intégrateur élabore la tension de sortie :

$v_s(t') = -kV_{sat} + \frac{V_{sat}}{\tau_2} t'$, en posant $t' = t - t_1$.

A $t = t_2$, la tension de sortie atteint la tension de basculement kV_{sat}. En utilisant la relation précédente, on calcule t'_2 :
$kV_{sat} = -kV_{sat} + V_{sat} / \tau_2 . t'_2$
d'où $t'_2 = 2k\tau_2$ et $t_2 = t'_2 + t_1 = 3k\tau_2$.
A cette même date, le comparateur bascule en saturation positive ($v = +V_{sat}$), et l'intégrateur délivre la tension :

$v_s(t) = kV_{sat} - \frac{V_{sat}}{\tau_2} . t''$, en posant $t'' = t - t_2$.

Un nouveau basculement se produit à $t = t_3$ quand $v_s(t)$ atteint la tension de basculement $-kV_{sat}$. On a donc :

$-kV_{sat} = kV_{sat} - \frac{V_{sat}}{\tau_2} . t''_3$

d'où $t''_3 = 2k\tau_2$ et $t_3 = t''_3 + t_2 = 5k\tau_2$.
Ensuite, les phénomènes continuent à se produire périodiquement comme indiqué sur la figure 5, avec une période $T = t_3 - t_1 = 4k\tau_2$.

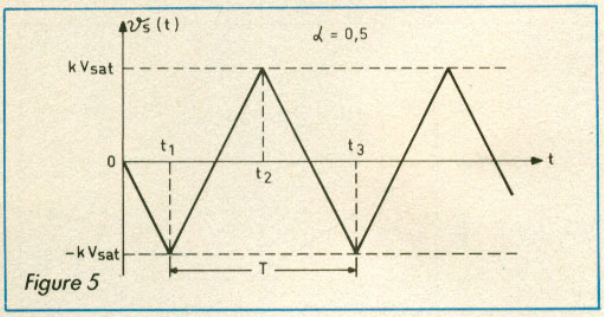


Figure 5

On obtient ainsi, en sortie, une tension en dents de scie symétriques d'amplitude kV_{sat}.

Application numérique :

- Constante de temps de l'intégrateur
  $\tau_2 = R_2 C_2 = 10^4 \times 10^{-7} = 10^{-3}$ s.
- Période de la tension de sortie
  $T = 4k\tau_2 = 4 \times 0{,}65 \times 10^{-3} = 2{,}6 . 10_{-3}$.
- Amplitude du signal de sortie
  $kV_{sat} = 0{,}65 \times 13{,}5 = 8{,}78$ V.

4° L'entrée inverseuse de l'intégrateur est virtuellement à la masse. Lorsque le comparateur est saturé positivement, la diode D_2 est bloquée et la diode D_1 conduit en série avec la résistance ($\alpha R'_2 + r$). Quand, au contraire, le comparateur est saturé négativement, la diode D_1 est bloquée, et la diode D_2 conduit en série avec la résistance $(1 - \alpha) R'_2 + r$.

a) Si le curseur M est placé au milieu de R'_2, alors $\alpha = 0{,}5$ et, quel que soit l'état de saturation du comparateur, la résistance placée en série avec la diode qui conduit vaut $0{,}5 . R'_2 + r = R_2$. En conséquence, le dipole est équivalent à la résistance R_2 qu'elle remplace, et aucune modification n'est apportée au signal $v_s(t)$ délivré par le montage.

b) Pour toute autre position du curseur ($\alpha \neq 0{,}5$), la constante d'intégration de l'intégrateur est différente selon l'état de saturation du comparateur.
Ainsi, pour $v = -V_{sat}$, les rampes de tension à pente positive auront pour équation :

$v_s(t) = -kV_{sat} + \frac{V_{sat}}{\tau'_2} . t$ avec $\tau'_2 = [(1 - \alpha)R'_2 + r]$

Elles ont une durée T' qui se calcule en écrivant

$kV_{sat} = -kV_{sat} + \frac{V_{sat}}{\tau'_2} . T'$, soit $T' = 2k\tau'_2$.

Par contre, pour $v = +V_{sat}$, les rampes à pente négative auront pour équation

$v_s(t) = kV_{sat} - \frac{V_{sat}}{\tau''_2} . t$ avec $\tau''_2 = [\alpha R'_2 + r] C_2$.

Elles ont une durée T'' qui se calcule en écrivant

$-kV_{sat} = kV_{sat} - \frac{V_{sat}}{T''_2} . T''$, soit $T'' = 2k\tau''_2$.

Calculons la nouvelle période
$T' + T'' = 2k(\tau'_2 + \tau''_2) = 2k(R'_2 + 2r)C_2 = 4kR_2C_2 = 4k\tau_2 = T$.
On constate que la période des dents de scie est inchangée, ainsi d'ailleurs que leur amplitude ; seule, leur forme est modifiée (fig. 6).

5° a) Pour agir commodément sur la période des signaux $v_s(t)$, il faut pouvoir agir simultanément sur les constantes de temps τ'_2 et τ''_2. Pour cela, il suffit de remplacer la capacité fixe C_2 par une capacité variable.

b) Pour agir sur l'amplitude kV_{sat} des signaux, il suffit de remplacer la résistance fixe kR_1 du comparateur par une résistance variable.

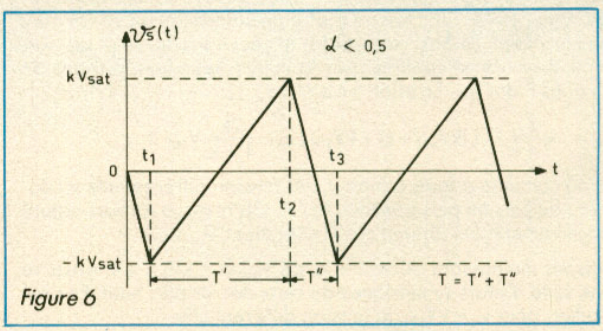


Figure 6

L'ABC DE LA MICRO-INFORMATIQUE

LIAISON PARALLELE 8 BITS OU LIAISON CENTRONICS

Après avoir vu, dans nos deux précédents numéros, les diverses utilisations possibles des interfaces parallèles en tant qu'organes d'entrées/sorties banalisés, il nous reste à vous présenter leur emploi comme interfaces Centronics ce qui représente, en micro-informatique, la majorité des cas. En effet, à de très rares exceptions près, les imprimantes connectées sur des micro-ordinateurs utilisent une liaison parallèle 8 bits encore appelée liaison Centronics.

UN PEU DE TERMINOLOGIE

Si l'appellation liaison parallèle 8 bits est on ne peut plus vague et ne fait référence à aucune norme, il en est de même de son synonyme « liaison Centronics ». En effet ce nom est directement issu de celui d'un des plus célèbres fabricants d'imprimante qui a eu l'idée de proposer le premier un type particulier de liaison parallèle pour relier ses machines aux ordinateurs de l'époque. Ses choix étant judicieux, ils ont été repris par l'immense majorité des fabricants, mais n'ont jamais fait l'objet d'aucune normalisation par un organisme officiel. Malgré cela, il est rare que deux équipements se réclamant de ce type de liaison ne puissent être connectés. Sans trop exagérer, on pourrait même affirmer qu'il est plus facile d'établir une liaison Centronics qu'une liaison série RS 232 qui, elle, est parfaitement normalisée, comme nous l'avons vu dans nos précédents numéros !

NIVEAUX ELECTRIQUES

La liaison Centronics est aussi appelée liaison parallèle 8 bits car elle travaille en parallèle avec 8 bits de données utiles. Du fait de ce parallélisme et du grand nombre de fils qu'il implique, cette liaison est généralement très courte et ce d'autant plus que les signaux utilisés sont des signaux aux normes TTL. Il est donc hors de question de les faire transiter sur plus de quelques mètres car la dégradation qu'ils subissent alors en raison des capacités parasites des câbles de liaison les rendent inutilisables.

Contrairement à la liaison série asynchrone étudiée dans nos précédents articles, la liaison parallèle Centronics est unidirectionnelle, ce qui est logique puisqu'elle a été conçue à l'origine pour relier un ordinateur à une imprimante. De plus, il n'existe aucune notion de vitesse de transmission prédéfinie car elle utilise un mode de fonctionnement appelé pompeusement « handshaking » dans certaines littératures dites spécialisées. En fait, on peut traduire cela en disant que c'est une liaison qui travaille en mode dialogue de la façon suivante.

Avant d'envoyer une donnée à l'imprimante, le calculateur teste une ligne d'état de la liaison qui indique si la machine est prête. Si ce n'est pas le cas, il attend, sinon il envoie sa donnée et signale cela à l'imprimante grâce à une ligne de validation. Cette dernière lit la donnée et signale qu'elle a terminé la lecture grâce à une ligne d'acquittement. Dès lors le calculateur sait qu'il peut envoyer la donnée suivante. En procédant de la sorte on réalise une adaptation automatique de vitesse de transmission ; le calculateur envoie en effet les données à la vitesse de prise en compte maximum permise par l'imprimante. Avec des machines récentes munies d'une mémoire tampon, une vitesse de transmission de 1 000 caractères par seconde au maximum peut être atteinte.

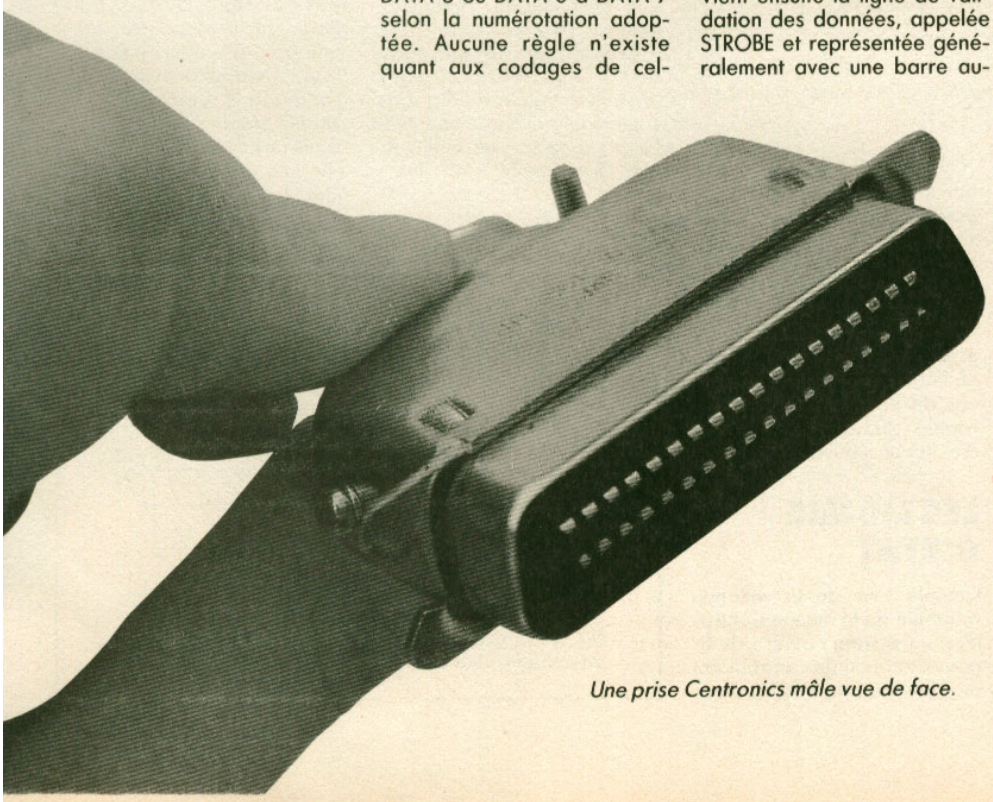
Ce grand principe de fonctionnement étant vu, nous allons détailler le rôle des signaux d'un peu plus près.

LES SIGNAUX PRINCIPAUX

Pour pouvoir fonctionner, une liaison Centronics n'a besoin que de quelques signaux principaux dont nous allons parler maintenant. Sur les micro-ordinateurs et les imprimantes les plus économiques, ces signaux sont souvent les seuls présents. Sur les micro-ordinateurs dignes de ce nom et sur les bonnes imprimantes, un certain nombre d'autres informations peuvent être échangées grâce à des lignes supplémentaires dont nous verrons la fonction plus avant dans cet article. Attention ! Contrairement à ce qui se passe pour les signaux de contrôle d'une liaison série RS 232, il n'est pas nécessaire ici de forcer à tel ou tel niveau ces signaux supplémentaires. S'ils sont présents, ils sont exploités, s'ils sont absents, la liaison fonctionne quand même.

A tout seigneur tout honneur, une liaison Centronics utilise une liaison de masse ou, plus exactement, plusieurs masses. En effet, vu les problèmes de transport des signaux TTL sur de longues distances, évoqués ci-avant, toute prise Centronics dispose d'un nombre de broches de masses suffisant pour permettre de câbler tous les signaux importants sous forme de paires torsadées (un signal – une masse). Un tel mode de câblage permet une meilleure immunité aux bruits, diminue les interférences entre les signaux et leur permet donc d'aller plus loin.
Compte tenu du brochage des prises Centronics et de la répartition des masses, l'utilisation de câble plat est également possible en bénéficiant, dans une moindre mesure bien sûr, des avantages ci-avant ; en effet, on obtient alors, pour presque tous les signaux, une alternance signal – masse – signal – masse, etc.
Les données sont au nombre de 8 et s'appellent DATA 1 à DATA 8 ou DATA 0 à DATA 7 selon la numérotation adoptée. Aucune règle n'existe quant aux codages de celles-ci mais il est évident que lorsque du texte est échangé entre ordinateur et imprimante, le code ASCII est toujours utilisé. Pour ce qui est des symboles ou fonctions non prévues par ce code, la plus complète pagaille règne avec, toutefois deux règles principales :
– Sur les micro-ordinateurs IBM PC et compatibles et donc sur toutes les imprimantes dites, elles aussi, compatibles, ce sont les choix IBM qui sont respectés pour ce qui est de l'utilisation des codes au-delà de 128 (au-delà du code ASCII de base donc, qui va de 0 à 127).
– Sur les imprimantes EPSON (qui sont les plus répandues sur le marché et qui sont devenues une sorte de standard) et sur les imprimantes dites compatibles EPSON, ce sont les choix faits par ce grand constructeur japonais qui sont utilisés.
Dans un cas comme dans l'autre, il ne saurait être question de parler de norme, bien entendu.
Vient ensuite la ligne de validation des données, appelée STROBE et représentée généralement avec une barre au-dessus car elle est active au niveau bas. C'est avec elle que le micro-ordinateur signale à l'imprimante que des données valides se trouvent sur DATA 1 à DATA 8.
La ligne ACKNOWLEDGE, souvent abrégée en ACK et revêtue aussi de la barre est une sortie de l'imprimante, active au niveau bas, qui indique à l'ordinateur que cette dernière a pris en compte le code présent sur DATA 1 à DATA 8.
La ligne BUSY enfin, active à l'état haut, est une sortie de l'imprimante qui indique à l'ordinateur qu'elle est occupée et qu'elle ne peut donc pas accepter de données.
Le petit chronogramme fort simple de la figure 1 va concrétiser tout cela.

Le micro-ordinateur commence par tester l'état de BUSY. Comme elle est au niveau bas, il place la donnée à envoyer sur DATA 1 à DATA 8 puis, quelques centaines de nanosecondes après, génère une impulsion sur STROBE ; impulsion d'une durée au moins égale à 500 ns. Voyant descendre STROBE, l'imprimante fait immédiatement monter BUSY indiquant ainsi qu'elle est occupée. Elle procède alors à la prise en compte des données et, lorsque c'est terminé, elle génère une impulsion sur ACKNOWLEDGE tout en faisant redescendre BUSY. Aucune relation de phase ou de temps précise n'existe ou n'est imposée pour ces deux événements qui peuvent être simultanés ou se succéder. Le micro-ordinateur peut alors envoyer la donnée suivante en respectant le même cycle. C'est facile, n'est-ce pas ?



Une prise Centronics mâle vue de face.

UN FONCTIONNEMENT TOUJOURS ASSURÉ

La présence des signaux que nous venons de décrire est obligatoire sur toute interface

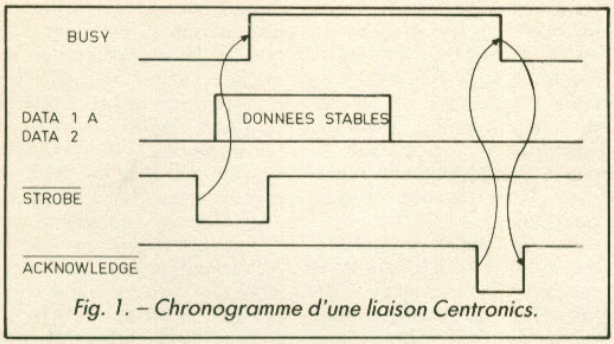


Fig. 1. – Chronogramme d'une liaison Centronics.

N° de norme	Signal
1	STROBE
2	DATA 1
3	DATA 2
4	DATA 3
5	DATA 4
6	DATA 5
7	DATA 6
8	DATA 7
9	DATA 8
10	ACKNOWLEDGE
11	BUSY
12	PE
13	–
14	AUTO FEED XT
15	ERROR
16	INIT
17	–
18 à 25	MASSE ELECTRIQUE

Fig. 3a. – Appellations des broches d'une prise Centronics DB 25.

Centronics même réduite à sa plus simple expression. Si tel est le cas, la liaison fonctionnera toujours sans qu'il soit nécessaire de faire quoi que ce soit de particulier.
Bien qu'il ne faille pas beaucoup de logique ou de logiciel pour gérer tout cela, certains fabricants cherchent à faire des économies, surtout sur du matériel bas de gamme ou grand public et, constatant que BUSY et ACKNOWLEDGE font un peu double emploi, suppriment parfois une de ces deux lignes. Ils parlent alors de liaison Centronics avec protocole utilisant ACKNOWLEDGE ou avec protocole utilisant BUSY. De tels appareils sont des sources d'ennuis car si l'équipement qui leur est connecté est conforme à ce que nous avons expliqué au paragraphe précédent, la liaison ne fonctionnera pas.
A notre connaissance, aucune imprimante de grande marque n'est dans ce cas, mais certains micro-ordinateurs simples commercialisés il y a quelques années le sont. En cas de doute, un coup d'œil rapide sur la notice permet d'éviter un mauvais achat.

LES LIGNES D'ETAT

Compte tenu de la vocation originale de la liaison Centronics, un certain nombre de lignes d'état ou de contrôle ont été définies afin que l'ordinateur puisse savoir à tout instant ce que fait l'imprimante. La présence de ces lignes est facultative et leur prise en compte par le logiciel l'est aussi. Ce qui est dommage, en revanche, c'est que nombre de logiciels ignorent ces dernières alors que les cartes d'interface bien faites savent les gérer. Voyons leurs appellations et leurs fonctions.
– PE (Paper Empty) est une sortie qui, lorsqu'elle est à l'état haut, indique que l'imprimante n'a plus de papier.
– AUTO FEED XT barre est une entrée qui, lorsqu'elle est mise à l'état bas, fait ajouter automatiquement par l'imprimante un saut ligne après chaque retour-chariot.
– CHASSIS GROUND est une liaison de masse mécanique. Dans la majorité des matériels micro-informatiques, elle est confondue avec la masse électrique à laquelle elle est reliée.
– INIT barre est une entrée de l'imprimante. Une impulsion à l'état bas de 50 µs de large au minimum provoque une initialisation de l'imprimante.
– ERROR barre est une sortie de l'imprimante qui, lorsqu'elle passe à l'état bas, signale une erreur empêchant l'impression (absence de papier, imprimante « off line », etc.).
– SLCT IN barre est une entrée de l'imprimante. Lorsque ce signal est à l'état haut, l'imprimante peut être mise « on line » ou « off line » par les codes normalisés DC_1 et DC_3 envoyés par les lignes de données. Dans le cas contraire, le passage de « on line » à « off line » ne peut avoir lieu que par le poussoir dont est munie la machine.
Sur nombre de machines, il est généralement possible de fixer en interne, grâce à des straps amovibles, l'état des lignes AUTO FEED XT barre et SLCT IN barre qui sont les deux seules entrées qui pourraient éventuellement poser problème si elles ne sont pas gérées par l'équipement qui est connecté à l'imprimante.

PRISE ET BROCHAGE

Lors de la définition de cette liaison, Centronics a également défini un connecteur que l'on retrouve sur l'immense majorité des imprimantes. Ce connecteur est le modèle Amphénol type 57-30360 à 36 contacts, plus connu maintenant sous le nom de connecteur... Centronics bien sûr !
La figure 2 précise le brochage standard de la prise Centronics officielle (la numérotation des broches est toujours la même, quel que soit le fabricant de la prise). Cette prise est toujours présente et

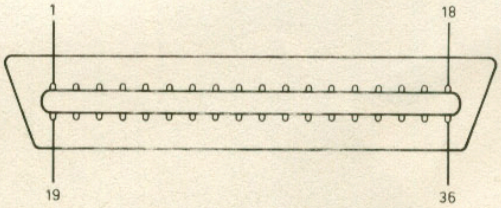


Fig. 2. – Brochage et appellations des signaux d'une prise Centronics 36 points.

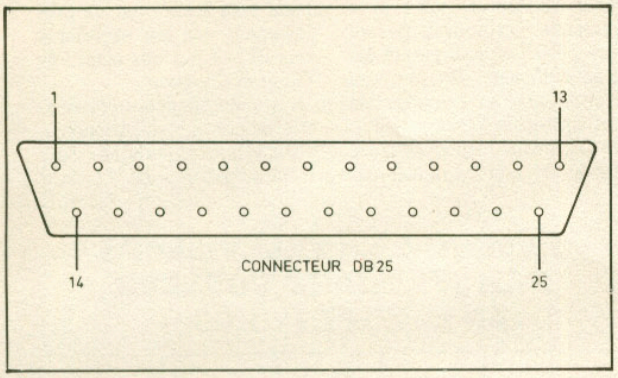


Fig. 3. – Le brochage de la prise Centronics utilisée sur les IBM PC et compatibles.

conforme à ce brochage sur les imprimantes, en revanche, côté ordinateur, la pagaille la plus complète règne, chacun faisant un peu ce qu'il veut. La seule solution pour établir la connexion consiste alors à se munir de la prise adéquate et du brochage de cette dernière et à réaliser le cordon « sur mesure » nécessaire. A titre indicatif, les micro-ordinateurs compatibles IBM PC utilisent, pour leur liaison Centronics, un connecteur... Canon 25 points (analogue à celui employé pour les liaisons série RS 232). Son brochage vous est indiqué figure 3 à titre d'information.

AUTRE CHOSE QUE DES IMPRIMANTES

Vu sa vocation initiale, la liaison Centronics est utilisée en grande partie pour connecter des imprimantes sur des ordinateurs ou micro-ordinateurs. On peut néanmoins la rencontrer aussi sur certains équipements qui sont uniquement récepteurs de données (puisqu'elle est unidirectionnelle) tels que des tables traçantes par exemple ou certains synthétiseurs vocaux pour micro-ordinateurs tels que celui que nous avons décrit ces derniers mois dans le *Haut-Parleur*.

CONCLUSION

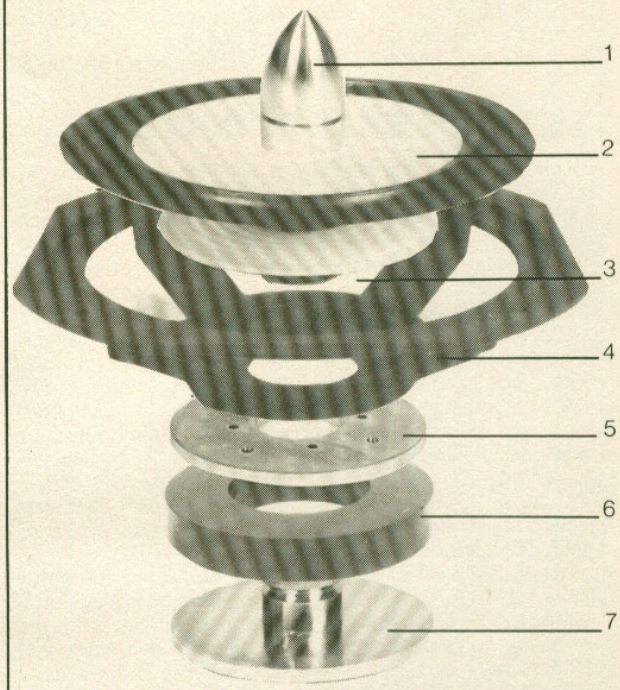
Nous en avons fini, dans le cadre de cette initiation, avec la présentation des liaisons parallèles. Le mois prochain, nous aborderons un sujet quelque peu différent avec tout ce qui concerne les conversions analogiques/digitales et digitales/analogiques.

C. TAVERNIER

LE HAUT-PARLEUR SUR MINITEL :
36 15 code HP

DAVIS ACOUSTICS

FABRICANT FRANÇAIS
UNE TECHNOLOGIE DE POINTE AU SERVICE DE LA MUSIQUE



La musicalité des haut-parleurs DAVIS ACOUSTICS s'explique :

1. Ogive centrale, diminue la directivité, régularise la courbe de réponse, entraînant une meilleure diffusion spatiale du message sonore.
2. Membrane en Kevlar associant légèreté et rigidité tout en étant parfaitement amortie. A l'écoute, absence de coloration, timbre respecté, haute définition.
3. Bobine mobile sur support Kapton haute température, fil aluminium plat. Grande tenue en puissance, très grande capacité dynamique.
4. Saladier en alliage d'aluminium anti-résonnant, parfaite rigidité, dégagement arrière important, absence de résonance, très grande précision sur les attaques instrumentales.
5. Plaque de champ magnétique usinée avec précision. Parfaite linéarité de fonctionnement.
6. Aimant ferrite de baryum, lignes de force concentrées, fermeté des attaques, puissance, rendement, dynamique.
7. Noyau dirigé, bagué cuivre. Maintien de l'impédance constante, adaptation optimale avec les amplificateurs, parfait amortissement, réduction de la distorsion.

Demande de documentation à : **DAVIS ACOUSTICS**
14, RUE BERANGER 94100 SAINT-MAUR-DES-FOSSES
TÉL. : 48.83.07.72

RETOUR AUX SOURCES

vieilles idées, nouvelles réalisations

2e PARTIE
suite voir nº 1756

ENCEINTE ACOUSTIQUE FILTRE DE BANDE

Brevet Henry C. Lang pour un dispositif dénommé « Sound Reproducing System », déposé le 14 avril 1953, accordé le 14 septembre 1954, sous le numéro 2.689.016.

Il s'agit bien du même M. Lang, qui collabora avec M. Baruch. L'histoire de son brevet du 14 avril 1953 est assez curieuse, ainsi d'ailleurs que son destin ; car il y avait là une idée neuve pour l'époque (bien qu'il lui fut opposé une conception signée Benecke, datant d'août 1940, enregistrée sous le numéro 2.210.477) qui fut, par la suite, reprise et précisée par divers continuateurs, et qui demeure toujours d'actualité.

En 1952, lors d'une des premières « Audio Fair » new-yorkaise, une modeste firme de Cambridge (Massachusetts) la Kelton Company exposait une petite enceinte acoustique à deux voies, aux performances assez étonnantes pour ses dimensions et son prix (la figure 13 donne d'après *Audio* d'août 1954 le plan coté d'un modèle offert sous forme de kit). Parallélépipédique à base carrée (30 x 30 cm), haute de 60 cm, elle était divisée intérieurement en deux sections spécialisées. La partie supérieure constituait un coffret clos, bien amorti, d'environ 8,5 dm^3, pour un haut-parleur de diamètre 15 cm rayonnant (directement vers l'avant) les fréquences supérieures à 160 Hz environ. A l'intérieur, le volume restant (30 dm^3 environ) était divisé horizontalement par une cloison, supportant un haut-parleur de diamètre 20 cm (le classique 8 pouces), rayonnant vers une cavité inférieure également bien amortie, dont le volume était à peu près 1,5 fois celui chargeant l'arrière du haut-parleur. Finalement, le son était émis vers l'avant (les fréquences comprises entre 50 et 160 Hz à peu près) par un évent réparti, constitué de 16 trous de diamètre 12,5 mm, aux centres espacés de 5 cm. Aussi bien en 1952 qu'en 1953 et en 1954 (la Kelton Company s'était transportée à Boston), cette petite enceinte ne fit l'objet que de jugements flatteurs. Après 1954, il n'en fut plus question, sans doute un exemple de mauvais *timing* et, aussi, quelques difficultés de fabrication, tenant aux tolérances assez étroites imposées au haut-parleur interne.

Curieusement, ce n'est qu'en 1953, alors que les affaires de la Kelton Company n'étaient pas très brillantes, que M. Lang se décide à déposer un brevet, fort bien rédigé et remarquablement explicité (il est diplômé du MIT). Finalement, n'ayant pas obtenu les succès commerciaux espérés, aussi bien avec Kelton qu'avec Baruch, M. Lang abandonne la haute fidélité et s'enrôle parmi les techniciens de la firme Bolt Beranek et Newman de Boston (grande réputation en acoustique architecturale ; pas toujours couronnée de succès), où l'on perd sa trace.

Or, M. Lang avait parfaitement compris qu'en n'utilisant que le rayonnement de l'évent d'un bass-reflex, il obtenait un filtre de bande acoustique (1,6 à 1,7 octave de bande passante) atténuant à 12 dB/octave de part et d'autre de celle-ci (alors qu'un

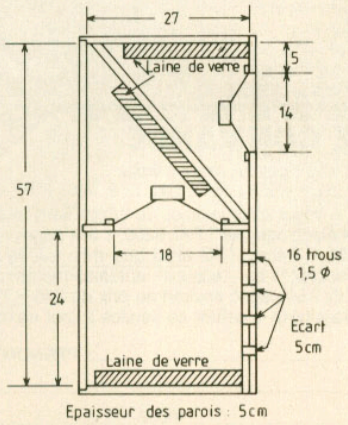


Fig. 13. – Coupe schématique, selon brevet Lang, d'une enceinte Kelton proposée en kit, par Audio, *en août 1954. Les dimensions intérieures sont données en cm. L'évent réparti se compose de 16 trous de diamètre 1,5 cm, aux centres écartés de 5 cm, disposés en carré. Puisqu'on travaille toujours les structures de Carlisle-Pierson ou de Baruch-Lang, on pourrait peut-être encore exploiter cette formule simplifiée, pour une petite enceinte acoustique. Nous disposons de meilleurs haut-parleurs qu'en 1954 ; le filtre répartiteur peut se limiter à peu de chose. Une précaution cependant, augmenter l'épaisseur des parois et bien les raidir ; le contre-plaqué américain d'épaisseur 1,5 cm, classique pour la plupart des enceintes au cours des années 50, n'a pas d'équivalent sur le marché français. L'enceinte commercialisée dans une belle ébénisterie, « De Luxe », était exactement conforme, intérieurement, au schéma du kit.*

bass-reflex classique atténue à 18 dB/octave, au-dessous de sa résonance inférieure) et conservant toujours une sérieuse charge acoustique du haut-parleur aux fréquences les plus basses par sa cavité close à l'arrière. M. Lang affirme même qu'il améliore les performances du haut-parleur interne, dont il réduit les distorsions audibles, qui tombent en dehors de la bande passante. Ayant parfaitement compris ce qu'il faisait, M. Lang donne à partir du schéma équivalent (fig. 14) – on y notera la curieuse conception de figurer en parallèle les composants de l'impédance de rayonnement, comme avec Baruch – un exemple de calcul qui est exactement calqué sur celui admis à l'époque pour le bass-reflex, afin (à partir d'un haut-parleur de 20 cm résonnant naturellement à 60 Hz, équipé d'un coffret clos de 15 dm^3 environ, qui remonte sa résonance à 104 Hz) d'obtenir un émetteur sonore, couvrant la bande 50-160 Hz.

Ces calculs n'ont plus guère d'intérêt aujourd'hui ; d'autant que l'on en trouve des exemples dans tous les traités d'électro-acoustique. Les remarques expérimentales de M. Lang sont par ailleurs intéressantes ; car il observe que la réduction de distorsion harmonique due à la limitation de bande passante est plus prononcée si l'évent ne se trouve pas sur une paroi directement opposée à l'émission du haut-parleur, et que les résultats sont encore meilleurs si cette dernière paroi est recouverte de matériau absorbant. Il note aussi que les performances sont pratiquement identiques selon que l'émission s'effectue par les faces arrière ou avant du diaphragme. M. Lang insiste beaucoup sur la facilité d'adapter son invention à une très large gamme d'enceintes acoustiques, la seule règle importante étant que le rapport du volume du compartiment, accordé à l'aire de l'évent, dépasse la racine carrée de l'aire de cet évent. Le terme « évent » est pris dans un sens très large ; en particulier, M. Lang marque une préférence certaine pour l'évent « réparti ». La construction du coffret sera évidemment très rigide ; comme il était d'usage, au début des années 50, du contre-plaqué de 15 mm d'épaisseur fait l'affaire.

Et voilà l'invention de M. Lang concrétisée par l'enceinte Kelton. Les courbes de réponse (fig. 15, 16, 17) présentent la répartition des fréquences entre les deux hauts-parleurs s'opérant naturellement par le filtre passe-haut, constitué par le coffret clos du haut-parleur de 15 cm. Tous les commentateurs qui ouïrent l'enceinte Kelton, lors de diverses expositions, en firent l'éloge et, cependant, elle n'eut guère de succès, en dépit de son prix modéré (comparable à la concurrence). Peut-être mauvais *timing* ; peut-être, aussi, difficultés de fabrication : le haut-parleur de 20 cm devait, paraît-il, admettre un débattement plus important qu'il n'était d'usage pour ce type de matériel. M. Lang, reconverti dans le domaine professionnel, fut totalement oublié, au point de ne jamais figurer parmi les références citées par des auteurs (les Américains sont moins excusables que d'autres) qui proposèrent également des enceintes travaillant comme filtre de bande dans le registre grave, comme par exemple Peter W. Tappan, avec son « Transflex » de 1959. Cependant Edgar Villchur obtenait en 1954 un remarquable succès avec sa « suspension acoustique », qui n'est qu'un coffret clos, bien amorti, associé à un haut-parleur résonnant très bas, sans pour autant cesser d'être fiable. Y avait-il beaucoup à breveter ? Cela paraît mince. Villchur fonda la firme A.R « Acoustic Research », qui existe toujours mais qu'il quitta rapidement. Il se sépara assez vite de l'un de ses associés, qui devint son concurrent, sous la bannière K.L.H. Simultanément, les ingénieurs de Jensen Manufacturing Co. de Chicago, en particulier James R. Novak, mettaient au point (en 1959) toute une série de haut-parleurs de grande élasticité et de résonance très abaissée.

M. Lang aurait sans doute trouvé là les transducteurs qui lui manquèrent en 1953.

Curieusement, même si le fonctionnement n'est pas aussi simple que le pensait M. Lang, personne ne semble avoir exploité la même voie ; sauf peut-être Hitachi (1969) et, en France, notre vieil ami Joseph Léon, qui déposa le 27 septembre 1968 un brevet décrivant un dispositif très voisin, dont il ne paraît pas avoir saisi la principale caractéristique, relative au filtre de bande, ne s'intéressant qu'à la symétrie des charges acoustiques, de part de d'autres du diaphragme du haut-parleur. Il constatait l'effet filtre de bande, comme sous-produit de sa symétrie acoustique ; alors que c'était cela qu'il eut fallu interpréter et optimiser. De toute façon, l'antériorité du brevet Lang (dont il ignorait certainement l'existence) restreignait considérablement la validité de ses revendications d'originalité.

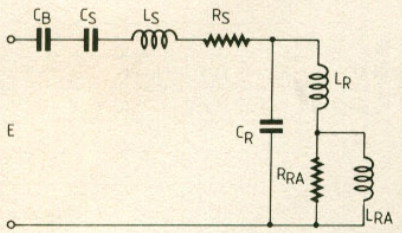


Fig. 14. – Schéma analogique simplifié accompagnant le brevet de M. Lang. C_B est l'élasticité de la cavité close à l'arrière du haut-parleur ; C_S, L_S et R_S sont respectivement l'élasticité, la masse et la résistance acoustiques directement associées au haut-parleur ; C_R est l'élasticité de la cavité antérieure, L_R la masse acoustique des trous constituant l'évent réparti (qu'il faudrait compléter d'une résistance en série) ; quant à R_{RA} et L_{RA}, ce sont les masse et résistance de rayonnement, encore une fois figurées en parallèle, comme avec Baruch-Lang (autre remarque, l'élasticité arrière est représentée en série dans le circuit, alors que le condensateur équivalent devrait avoir une armature à la masse ; un point de détail sur lequel insistent aussi bien M. Olson que M. Beranek. D'autres sont aussi négligents ; sans conséquence pour les calculs). Les frontières du filtre de bande sont grossièrement, pour l'inférieure : résonance la plus grave de la section de l'enceinte constituant un bass-reflex ; pour la supérieure : résonance du haut-parleur chargé par son coffret, à l'arrière. Entre les deux se situe la résonance parallèle de C_R et L_R qui freine les mouvements du diaphragme. Toute la mise au point consiste à choisir les composants, pour réduire au minimum le creux lié à cette résonance parallèle.

Si V_1 est négative par rapport à l'émetteur de T_1, le courant I_{E1} tombe à zéro et le transistor T_2 conduira du fait que son collecteur se trouve relié au + Vcc par T_5 ou T_6.
Si V_2 est positive par rapport à l'émetteur de T_5 et si V_1 est négative, c'est le transistor T_5 qui conduira.
Si V_2 est négative par rapport à l'émetteur de T_3 et si V_1 est positive par rapport à l'émetteur de T_1, c'est le transistor T_4 qui sera conducteur. Après ce court rappel ne concernant que les tensions instantanées, faisons varier la phase de V_2 de 90°. Ce déphasage produira des impulsions de courant dans le transistor T_4 et dans le transistor T_5 suivant le rapport cyclique de la figure 7. Les impulsions de courant traversent la résistance de charge R_L et produisent après intégration une tension démodulée. La valeur moyenne du courant en sortie est fonction du déphasage φ.
Dans le cas de la figure 7, le déphasage est $\varphi = 90°$, d'où le courant $I_m = I_{5/2} = I_{4/2}$.
Ce courant varie suivant une fonction linéaire de φ. Une déviation de fréquence $-\Delta f$ produit une augmentation de φ (fig. 5c) avec une augmentation du courant I_m comme le montre la figure 8. Une déviation de fréquence $+\Delta f$ se traduira par une diminution de φ et de I_m comme le montre la figure 9.

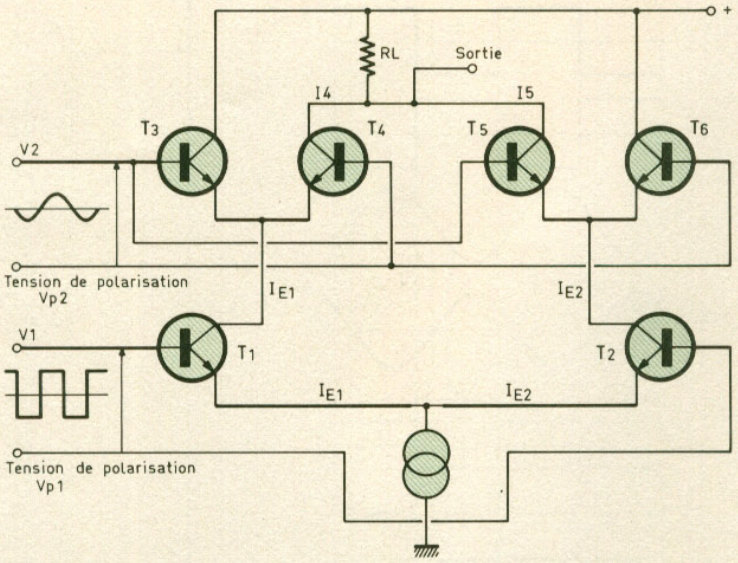


Fig. 6. – Synoptique du discriminateur à coïncidence.

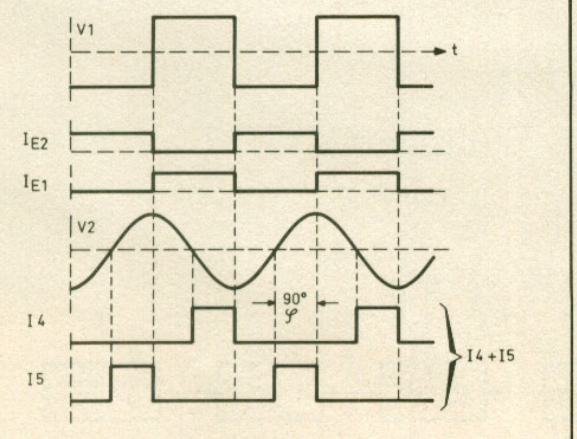


Fig. 7. – Discriminateur à coïncidence.

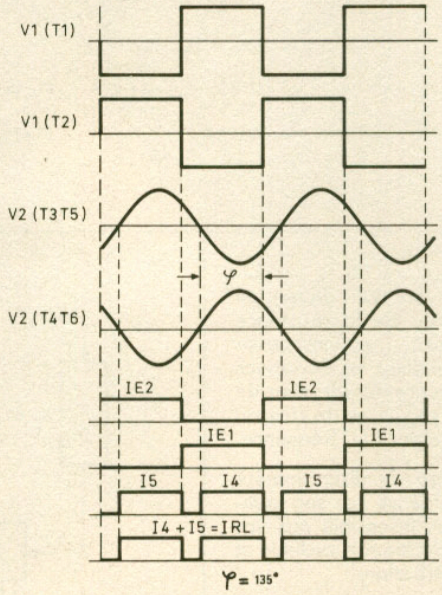
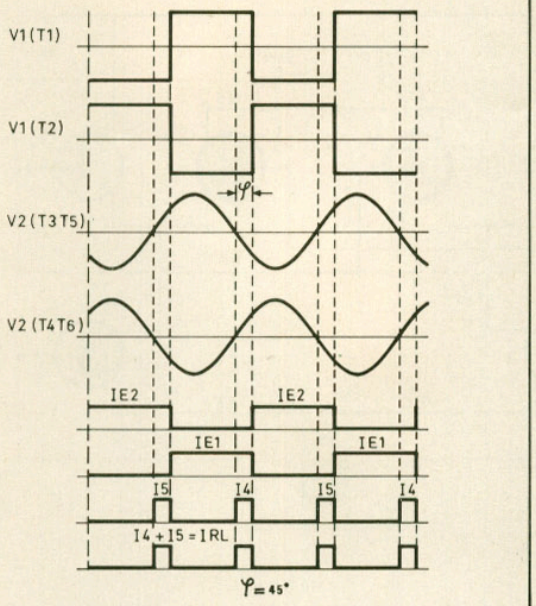


Fig. 8. – Discriminateur à coïncidence $\varphi = 135°$.



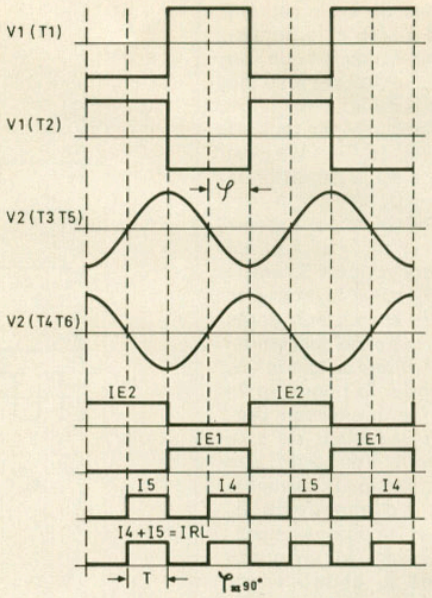
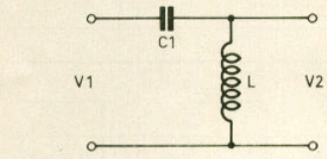


Fig. 10. (Ci-dessus). Discriminateur à coïncidence $\varphi = 90°$.

Fig. 9. (En haut à gauche). Discriminateur à coïncidence $\varphi = 45°$.



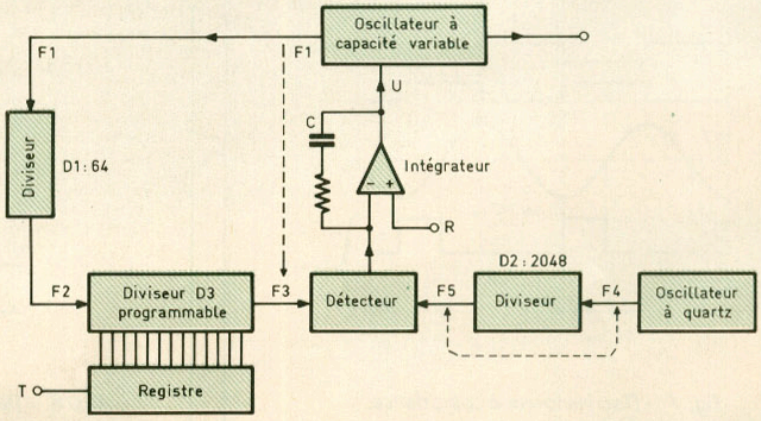
F_0 = 4,406 MHz	ΔF = 1 MHz	L ≃ 8,8 µH Q_0 = 75	C1 = 150 pF
F_0 = 4,250 MHz	ΔF = 0,9 MHz	L ≃ 9,4 µH Q_0 = 75	C1 = 150 pF

Fig. 11. Réseau de déphasage pour F_0 = 4,406 MHz et F_0 = 4,250 MHz.

Ces variations de I_m produisent des variations de tension aux bornes de la résistance de charge R_L. Il est ainsi possible de traduire les déviations de fréquence en variation de tension, ce qui est le rôle du discriminateur de fréquence.

L'avantage du discriminateur de coïncidence est son comportement insensible aux variations du rapport cyclique et aux perturbations.

Son emploi est également indiqué comme démodulateur Secam couleur 4,250 MHz et 4,406 MHz (fig. 11).



INITIATION
ELECTRONIQUE

SELECTION DES CANAUX PAR DIVISEUR DE FREQUENCE PROGRAMMABLE

La reconnaissance automatique des standards facilite la réception des stations proches et lointaines sans intervention manuelle. Afin de pouvoir mémoriser les fréquences des stations reçues, nous employons un programmateur de synthèse à boucle de phase désigné généralement par PLL. Son schéma synoptique est celui de la figure 12.

Il nous montre l'oscillateur à quartz suivi d'un diviseur de fréquence, l'oscillateur muni d'une diode à capacité variable suivi également d'un diviseur de fréquence, et le détecteur de fréquence et de phase suivi d'un intégrateur de tension qui commande la fréquence de l'oscillateur à diode. Les deux fréquences appliquées au détecteur provenant du quartz et de l'oscillateur à diode produisent en sortie du détecteur des impulsions qui chargent la capacité C de l'intégrateur. Chaque charge se traduira par la naissance d'une tension à la sortie de l'intégrateur, dont la valeur va augmenter progressivement. Cette tension est appliquée à la diode à capacité variable qui constitue l'oscillateur local du sélecteur d'entrée du récepteur.

L'augmentation de cette tension produira une augmentation de la capacité de la diode donc une diminution de la fréquence de l'oscillateur local.

La fréquence f_3 va se rapprocher de la fréquence f_5 (fig. 12). A l'instant précis où f_3 est égale à f_5, le nombre d'impulsions générées par le détecteur de fréquence et de phase ne variera plus ; la tension restera constante ainsi que la fréquence de l'oscillateur local f_1.

Application : Soit à mémoriser l'un des canaux U.H.F., par exemple les fréquences du canal 21.

Porteuse image : 471,25 MHz.
Porteuse son : 477,75 MHz.
Fréquence intermédiaire image : 38,9 MHz (fig. 1).
Fréquence intermédiaire son : 32,4 MHz (fig. 1).
Oscillateur local f_{OL} = 471,25 + 38,9 = 510,15 MHz.
Le diviseur D_1 par 64 fournira 510,15/64 = 7,971 MHz.
Le diviseur par N programmable fournira 510,15/64.N.

Le diviseur D_2 par 2 048 connecté après l'oscillateur f_4 à quartz 4 MHz produira 4/2 048 = 0,0019 MHz.
Pour que le détecteur puisse se stabiliser à zéro, nous devons obtenir l'équation 510,15/64.N = 4/2 048.
A l'aide du registre nous devons programmer le diviseur D_3 avec :

$$N = \frac{510{,}15 \cdot 2\,048}{4.64} = 4\,081{,}2$$

correspondant au canal 21.
Nous employons le même procédé pour l'accord du circuit d'entrée.
L'exemple choisi ci-dessus concerne un canal en norme L ou K avec 6,5 MHz d'écart son-image. N'oublions pas l'emploi d'une télécommande dans le récepteur complet à reconnaissance automatique des standards.

R. ASCHEN

LE HAUT-PARLEUR SUR MINITEL :
3615 CODE HP

TOUT DOIT DISPARAITRE

Avant transformation commerciale

PRIX A DEBATTRE PAR QUANTITES

CHAUFFAGE ELECTRIQUE CONVECTEURS

RADIAL. Résistance blindée thermostat à bulbe.

Puissance	Tarif	Vendu
1 500 W	390 F	320 F
1 750 W	450 F	360 F
2 000 W	490 F	390 F

DIMPLEX. Extra-plat, résistance blindée à ailette.

Puissance	Tarif	Vendu
1 000 W	489 F	390 F
1 500 W	677 F	420 F
2 000 W	744 F	490 F

AIRELEC. Extra-plat, résistance blindée à ailette et bulbe.

500 W	prix sensass. 290 F
1 000 W	prix sensass. 370 F
1 500 W	prix sensass. 430 F
2 000 W	prix sensass. 490 F

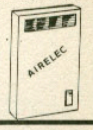
TERMELEC. Très beau matériel.

1 000 W	prix net 240 F
1 500 W	prix net 380 F
2 000 W	prix net 420 F

QUANTITE LIMITEE

AIRELEC. Double isolement, peut se placer près de la baignoire en toute sécurité. Sortie air frontale.

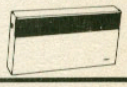
500 W	290 F
1 000 W	330 F
1 500 W	390 F
1 750 W	430 F
2 000 W	480 F



SERIE LUXE. Sortie frontale avec grille, angles arrondis, double isolement.

1 000 W	370 F
1 500 W	420 F
2 000 W	490 F

QUANTITE LIMITEE



SERIF série luxe. Sortie frontale à grille anodisée.

1 000 W	Net 390 F
1 500 W	Net 430 F
2 000 W	Net 490 F

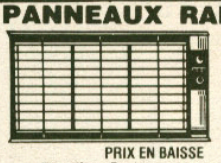
QUANTITE LIMITEE

CONVECTEUR SUR PIED - TRES BEL ARTICLE
2000 W 2 allures. Thermostat d'ambiance.

l'unité	290 F
par 2 l'unité	270 F
par 4 l'unité	250 F
par 8 l'unité	230 F

Photos non contractuelles — Port dû

PANNEAUX RADIANTS



ECONOMIE D'ENERGIE
TRES LUXUEUX EXTRA-PLAT FIXATION MURALE
Port dû
PRIX EN BAISSE

En option : Roulettes et programmateur.
2 allures de chauffe - Thermostat d'ambiance

1 000 W	790 F
1 500 W	890 F
1 800 W	990 F

CONVECTEURS APPLIMO

Thermostat électronique
Plusieurs puissances
290 F
A voir sur place - Pas d'expédition

NEUF en EMBALLAGE à encastrer

Plaques 4 feux gaz, vert	590 F
Plaque mixte 2 + 2, gaz, électricité	590 F
Plaques 2 feux, électricité	460 F
Réchaud 2 feux, électricité	220 F
Mini four - Thermostat	290 F

ACCESSOIRES et PIECES

Thermostat bulbe 16 A - 5° à 30°	80 F
Thermostat bulbe 16 A - 30° à 90°	140 F
Relais 3 × 16 A - Silencieux	130 F
Micro Switch 10 A	60 F
Thermostat ambiance mural 10 A	90 F
Thermostat ambiance mural 16 A	130 F
Thermostat ambiance mural SATCHWELL Modèle de précision	180 F
Résistances blindées ailettes 500 W	100 F
Résistances blindées ailettes 1 000 W	130 F

A SAISIR FONTE Résistances blindées en

1 000 W	90 F
1 500 W	120 F

ARTICLE DE QUALITE EXCEPTIONNELLE

RETOUR D'EXPO

- Chaudières Gaz et Fuel
- Générateur Air chaud pulsé
- Chaudières tous combustibles bois, etc.
- Poêles en fonte JOTUL et WATERFORD
- Cheminées complètes
- Inserts pour cheminées.

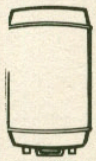
Et d'autres encore.

MATERIEL à voir sur place
PRIX TRES INTERESSANT

ARRIVAGE DE HOTTES de CUISINE

— 3 vitesses
— Eclairage.
DEPUIS **350 F**

CHAUFFE-EAU ELECTRIQUE A ACCUMULATION

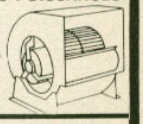


SERIE GARANTIE 10 ANS
Cuve émaillée 2 couches, 2 passages au four à 850°.
CARROSSERIE : ACIER PEINT à partir de résine époxy polyester en poudre appliqué par procédé électrostatique et polymérisée au four.
ANODE en magnésium - garantie de longévité THERMOSTAT REGLABLE.

GARANTIE : 10 ANS SUR LA CUVE 2 ANS Résistance et Thermostat

	VERTICAL	HORIZONTAL
75 litres	1 190 F	—
100 litres	1 380 F	1 480 F
150 litres	1 490 F	1 650 F
200 litres	1 690 F	1 980 F
300 litres	2 890 F	2 990 F

ARRIVAGE EXTRACTEURS
GROUPES COMPLETS de VENTILATION ou EXTRACTION TOUTES PUISSANCES
pour tous usages
de 600 à 1 800 m³/heure.
Pour particuliers - Restaurants
USAGES PROFESSIONNELS
de **700 F** à **1 400 F**



TURBINES TANGENTIELLES

Elément tournant ∅ 60, L 170 — 160 F
Elément tournant ∅ 60, L 300 — 200 F
TURBINES GRAND MODELE TRES GROS DEBIT
de 600 à 1 800 m³/h. NEUVES de **700 F** à **1 800 F** selon modèle.
A VOIR SUR PLACE

DERNIERE MINUTE

TURBINE SPECIALE pour hotte de cuisine avec gaine
l'unité **150 F** par 3 l'unité 110 F
Port 40 F pièce à joindre à la commande

ARRIVAGE TURBINES I.T.T.

Ultra silencieuse - Elément tournant
L 170 mm - ∅ 50 mm
L'unité : 160 F - Par 2 : **120 F l'unité**
Quantité limitée

FILTROCAL - THERMIC
9, avenue de Verdun,
94200 IVRY-sur-SEINE
LIMITE PARIS (à 20 m à gauche après le périphérique)
A 200 m, Métro : PORTE CHOISY
Tél. : (1) 46.58.42.08

BON DE COMMANDE EXPRESS

Nom . . . . . .
Adresse . . . . . .
. . . . . .
Veuillez m'expédier . . . . . .
. . . . . .
Ci-joint F : . . . . . .

CONDITIONS GENERALES : Nos prix s'entendent T.T.C. PHOTOS ET DESSINS NON CONTRACTUELS. **Règlement :** comptant à la commande. CREDIT GRATUIT sur 3 mois 40 % à la commande). A partir de 4 000 F d'achat. Carte Bleue acceptée. **EXPEDITION** dans toute la France. **PORT :** montant indiqué dans chaque RUBRIQUE, si non indiqué, PORT DÛ.
Nos prix sont valables jusqu'au 15.11.88 et dans la limite des stocks disponibles.
OUVERT de 10 h à 12 h 30 et de 15 h à 18 h 30 - Fermé le SAMEDI. LUNDI ouverture à 14 h 30

LA DOMOTIQUE OU L'ELECTRONIQUE A VOTRE SERVICE

UN ECLAIRAGE AUTOMATIQUE INTELLIGENT

Bien que notre série d'articles consacrés à la domotique n'ait parlé jusqu'à présent que de microcontrôleurs, il ne faudrait pas croire que ce sont les seuls circuits susceptibles d'être employés en ce domaine. L'article d'aujourd'hui en est une preuve éclatante puisque nous vous proposons de réaliser un éclairage automatique intelligent, qui ne fait appel qu'à de « vulgaires » circuits intégrés. Les possibilités du montage n'en sont pas moins intéressantes pour autant, comme vous allez pouvoir en juger.

Notre système est en fait un détecteur de présence destiné à commander un éclairage extérieur de villa. Son circuit de détection est conçu pour éviter au maximum les déclenchements parasites ; en outre, notre montage sait tenir compte de la luminosité ambiante pour ne commander l'éclairage que lorsque c'est nécessaire. Enfin, l'allumage de ce dernier n'a lieu que pendant un temps prédéterminé, que vous pouvez choisir entre quelques secondes et plusieurs heures. Et tout cela ne demande qu'une poignée de composants et peut être réalisé par tout amateur sachant tenir un fer à souder.

LA DETECTION DE PRESENCE

Pour détecter, en extérieur, la présence d'un être humain sans se lancer dans des réalisations très complexes de mise en œuvre, faisant appel, par exemple, à des barrières à infrarouge, la meilleure solution est d'utiliser un détecteur à infrarouge passif.

Le modèle le plus répandu sur le marché français actuel est le PID 11 de Siemens, que nous avons d'ailleurs déjà eu l'occasion d'utiliser, dans un montage plus simple que celui proposé aujourd'hui, il est vrai.

Ce détecteur transforme en signal électrique les radiations infrarouges émises par tout corps chaud et, donc, par tout être humain (ou aussi par tout animal de taille importante, hélas !). Son gros intérêt est d'être insensible aux variations de température ambiante et de détecter, en réalité, tout corps dont la température diffère de la température ambiante d'au moins 5° en plus ou en moins. Cette détection peut couvrir une plage relativement importante puisque l'on peut aller jusqu'à 7 mètres de distance.

Pour une utilisation dans des alarmes, un tel détecteur est particulièrement intéressant car, comme il est passif (il n'émet rien lui-même), il est indétectable.

La figure 1, extraite de sa fiche technique, donne ses caractéristiques directionnelles, qui sont assez marquées. Cela permet, dans notre cas, de choisir avec une bonne précision la zone de détection. La courbe de la figure 2, quant à elle, indique la variation de la tension de sortie en fonction de la distance entre détecteur et corps « chaud » et montre à l'évidence que l'on peut aller jusqu'à 7 mètres sans problème.

La figure 3 enfin va vous permettre de comprendre comment fonctionne notre montage, en donnant toutes les informations électriques relatives à ce composant. Il faut lui appliquer une tension d'alimentation positive par rapport à la masse, qui peut aller de 4 à 12 V (appelée VA sur la figure). Il délivre alors une tension de référence Vref égale à (VA-0,6)/2, comme indiqué, tandis que la patte VS délivre la tension de détection. Comme le montrent les deux courbes visibles sur cette même figure, cette tension VS est égale à Vref en l'absence de corps plus chaud ou plus froid que la température ambiante, pour s'en écarter dans un sens ou dans l'autre lorsque quelque chose de détectable s'approche du PID 11. L'amplitude de cet écart dépend bien évidemment de la différence entre les deux températures, et aussi de la distance du corps au détecteur.

Remarquez d'ailleurs que cette variation diminue avec le temps pour s'annuler au bout de quelques secondes. Dans notre cas, cela n'a aucune importance, comme vous allez le constater à l'analyse du schéma.

NOTRE SCHEMA

Notre schéma comporte deux parties : une partie détection, sur la gauche de la figure, qui est intégralement isolée du secteur et qui peut donc être placée n'importe où sans précaution particulière, et une partie commande de puissance, sur la droite, qui est reliée directement au secteur et qui doit donc être traitée avec précaution.

La partie détection est alimentée très classiquement par un transformateur, suivi d'un redressement et d'un filtrage, puis d'une régulation à 5 V par un banal régulateur intégré.
Cette tension alimente le détecteur PID 11 dont les sorties Vref et VS attaquent un comparateur à fenêtre réalisé grâce à deux comparateurs intégrés. Selon que le PID 11 détecte un corps plus chaud que l'ambiante ou un corps plus froid, c'est donc la sortie de l'un ou l'autre de ces comparateurs qui va passer au niveau haut. Une porte OU est réalisée grâce aux diodes D_2 et D_3 et permet ainsi l'alimentation de la LED contenue dans IC_2 par l'un quelconque des comparateurs.
Un autre comparateur, placé dans le bas de la figure, se charge de la mesure de la luminosité ambiante. Il utilise pour cela une LDR, c'est-à-dire une résistance dont la valeur dépend de l'éclairement (la résistance diminue en présence de lumière). Il est monté en comparateur à hystérésis afin d'offrir un basculement sans oscillation lorsque l'on se trouve au voisinage du seuil choisi, seuil réglable par le potentiomètre P_1.
Tant que la LDR est éclairée, l'entrée inverseuse du comparateur est à un niveau inférieur à celui de l'entrée non inverseuse, et la sortie de ce dernier est donc à l'état haut. Le transistor T_1 est saturé et court-circuite à la masse l'anode de la LED contenue dans IC_2 ; elle ne peut donc s'allumer, même si le PID 11 détecte quelque chose.
Dès que la luminosité baisse au-dessous du seuil choisi, le comparateur change d'état,

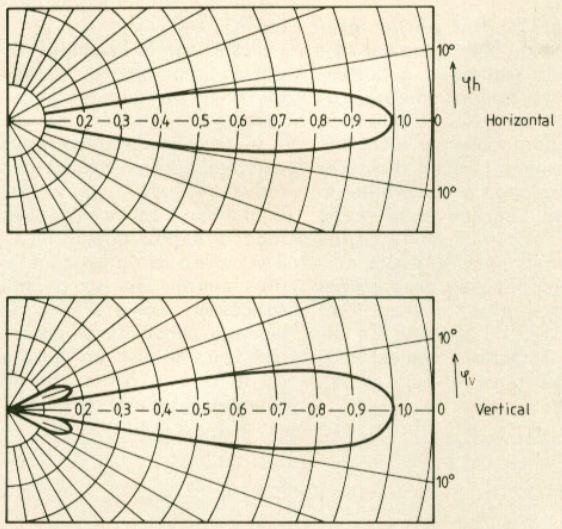


Fig. 1 Caractéristiques directionnelles du PID 11.

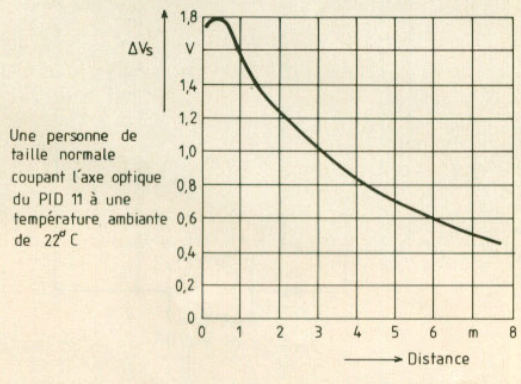


Fig. 2. – Sensibilité du PID 11 en fonction de la distance.

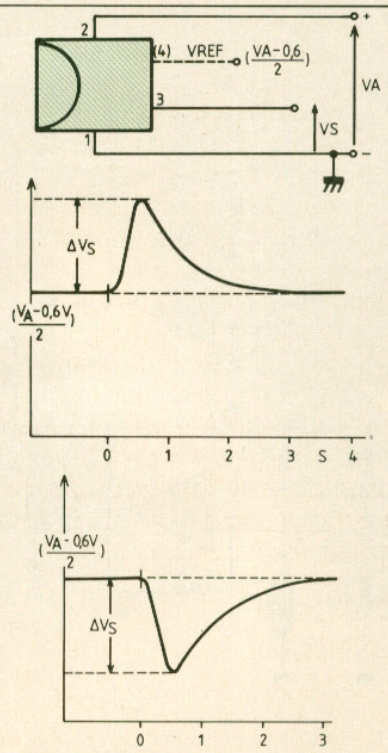


Fig. 3. – Utilisation du PID 11 et allure de la variation de la tension de sortie.

T_1 se bloque, et la LED est à nouveau sous le contrôle des comparateurs reliés au PID 11.
Cette LED fait partie intégrante du photocoupleur IC_2, dont la sortie sert à déclencher le temporisateur programmable IC_4. L'utilisation d'un photocoupleur à cet emplacement permet d'assurer une isolation parfaite entre la partie détection et la partie puissance, comme nous l'avons annoncé ci-avant.
Le temporisateur programmable IC_4 n'est autre qu'un SAB0529 de Siemens. Ce circuit est particulièrement intéressant pour les raisons suivantes :

– il s'alimente directement sur le secteur ;
– il peut générer des délais allant de 1 seconde à 31 heures 30 ;
– il commande la charge au passage par zéro du secteur afin de ne pas générer de parasite ;
– le nombre de composants externes nécessaires est très réduit ;
– et enfin, c'est un circuit très répandu et peu coûteux.

Il est utilisé ici de la façon la plus simple qui se puisse concevoir. Compte tenu du mode de connexion du photocoupleur, la mise en marche de la charge a lieu dès le changement d'état de ce dernier et elle reste en service pendant le temps programmé grâce à S_0 à S_5.
Compte tenu de l'application envisagée pour notre montage, nous n'avons pas exploité toute la plage de programmation permise par le SAB0529 et avons fixé, de manière permanente, les niveaux des pattes A, B et C. Nous vous indiquons néanmoins, dans le tableau de la figure 5, les règles de programmation complètes du SAB0529 afin de vous permettre de modifier nos choix si nécessaire. Ce tableau se lit de la façon suivante : on fixe d'abord la durée de base par choix des niveaux appliqués aux pattes A, B et C (10 secondes dans le cas de notre montage) et on choisit ensuite le multiplicateur de durée de base par action sur les pattes D à I, c'est-à-dire, dans notre cas, par action sur S_0 à S_5. Attention, ces multiplicateurs s'ajoutent si plusieurs sont sélectionnés simultanément. Ainsi, si l'on ferme S_0, S_1 et S_2, on programmera en fait un multiplicateur égal à : 1 + 2 + 4 soit 7 et on aura donc un temps de temporisation égal à 70 secondes (7 fois la durée de base de 10 secondes).
Notre SAB0529 attaque directement un triac, que nous avons choisi de 8 A sur notre maquette, ce qui est large-

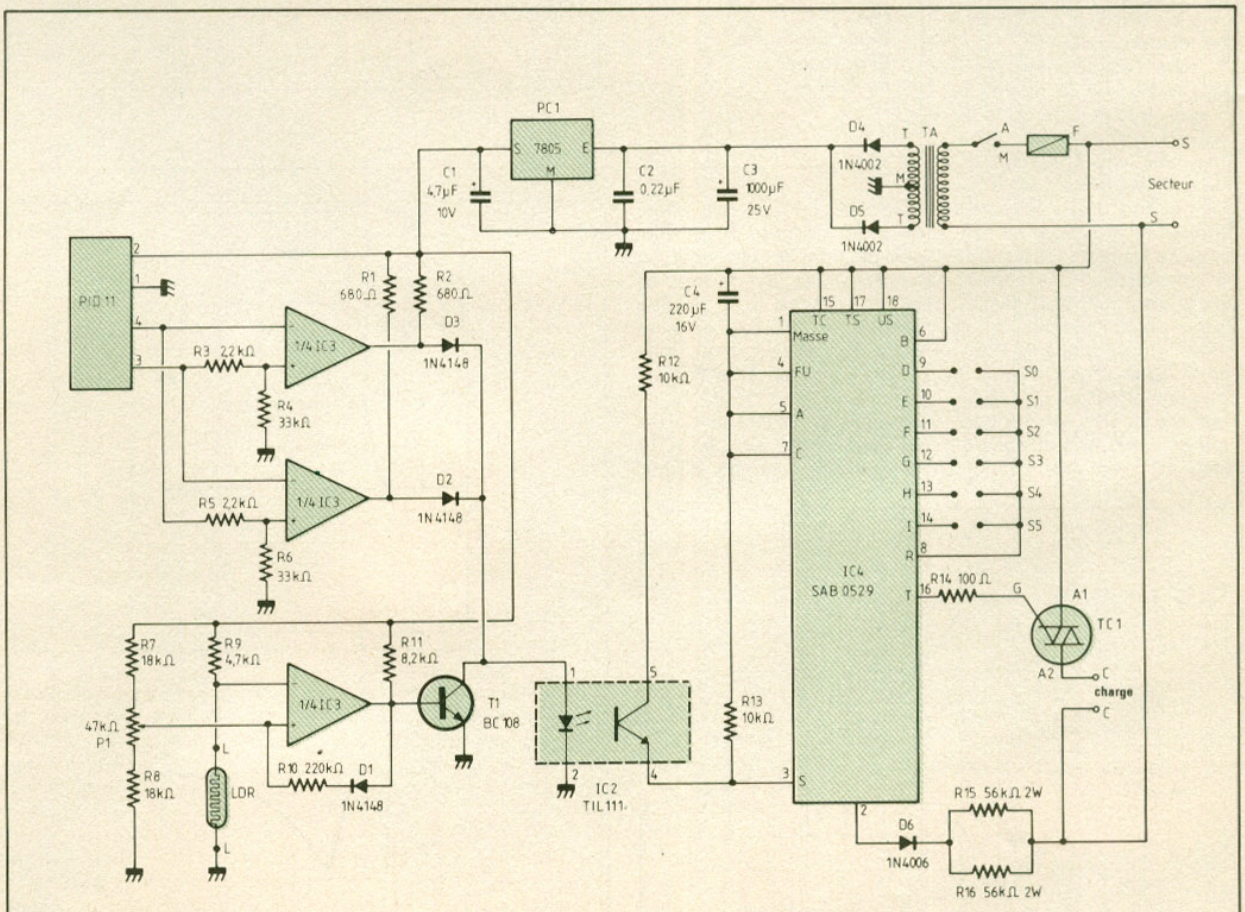


Fig. 4. – Schéma de notre montage.

ment trop, même pour un éclairage extérieur important, puisque l'on peut ainsi commander plus de 1 500 W.

LA REALISATION

Afin de faciliter au maximum la réalisation et de permettre son intégration dans quasiment n'importe quel boîtier, nous avons regroupé l'ensemble des composants, à l'exception du transformateur, sur un seul circuit imprimé au tracé fort simple. Ce dernier vous est proposé figure 6 et peut être réalisé par tout moyen à votre convenance : feutre, transferts directs ou méthode photo.

L'approvisionnement des composants ne présente aucune difficulté. Le PID 11 et le SAB0529 sont disponibles chez de nombreux revendeurs. Si le vôtre ne les tient pas en stock, il peut les commander chez tout distributeur agréé Siemens. A Paris, Erel Boutique (11 bis, rue Chaligny, 75012 Paris) en tient en principe en stock et pratique la vente par correspondance. Attention au prix du PID 11, qui peut varier dans de notables proportions d'un point de vente à un autre !

A	B	C	Durée de base
Masse	Masse	Masse	1 s
Masse	Masse	VS	3 s
Masse	VS	Masse	10 s
Masse	VS	VS	30 s
VS	Masse	Masse	1 mn
VS	Masse	VS	3 mn
VS	VS	Masse	10 mn
VS	VS	VS	30 mn

R relie A	Multiplicateur
D	× 1
E	× 2
F	× 4
G	× 8
H	× 16
I	× 32

Fig. 5. – Tableau de programmation de temps du SAB0529.

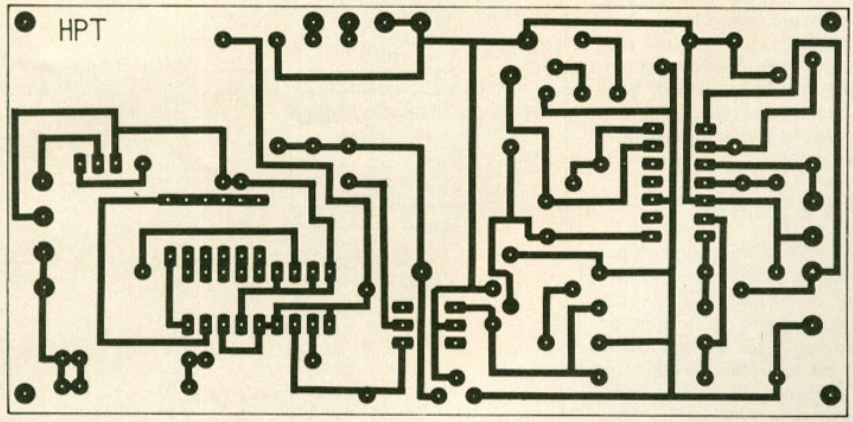


Fig. 6. – Circuit imprimé, vu côté cuivre, échelle 1.

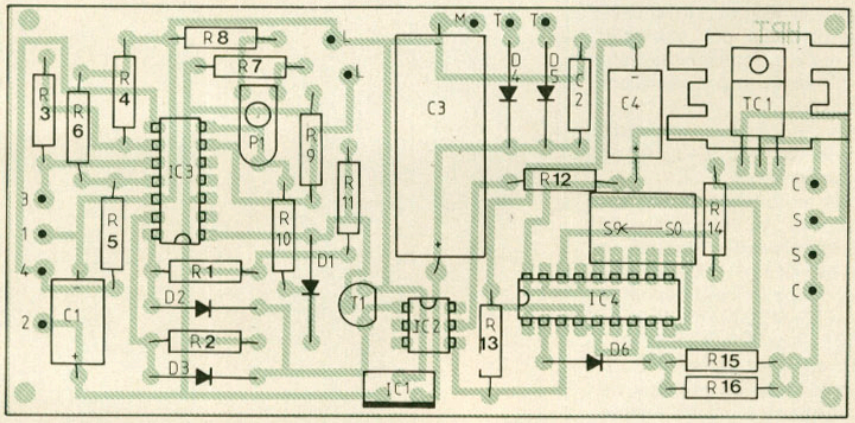


Fig. 7. – Implantation des composants.

Le montage ne présente aucune difficulté en suivant le plan d'implantation de la figure 7. Les supports ne sont pas obligatoires pour les circuits intégrés, mais nous les conseillons tout de même, au moins pour le SAB0529, car ce dernier est relié directement au secteur. En cas de catastrophe, il vaut mieux l'enlever de sur un support que le dessouder !

Le régulateur IC_1 sera muni d'un petit radiateur de quelques centimètres carrés. Il n'est pas nécessaire d'utiliser d'accessoire d'isolement puisque la patte de masse de ce régulateur est reliée à son boîtier.

Si votre triac ne commande que 100 à 200 W, il peut être monté sur le CI tel quel ; dans le cas contraire, il faut l'équiper lui aussi d'un radiateur de quelques centimètres carrés.

Si vous utilisez un modèle en U, il est possible de le loger sur le circuit imprimé, car nous avons laissé un peu de place autour du triac. Attention, la majorité des triacs sont des modèles non isolés, et leur languette métallique est reliée à l'anode A_2 et, donc, au secteur. Il faut donc isoler soigneusement le radiateur et veiller à ce qu'il ne puisse venir en contact avec quoi que ce soit (boîtier ou mains de l'utilisateur !).

Les straps S_0 à S_5 pourront être des petits fils soudés ou, si la programmation doit

changer souvent, des mini-interrupteurs en boîtier DIL. Nous avons prévu le tracé du CI pour ces derniers (qui sont d'ailleurs montés sur la maquette photographiée), et il n'y a donc rien à retoucher si vous choisissez cette option.

LES ESSAIS

Bien que le montage fonctionne du premier coup si aucune erreur de câblage n'a été commise, il est prudent de l'essayer « sur table » plutôt que de le mettre en place et de s'apercevoir qu'il ne fonctionne pas. Connectez donc provisoirement la LDR et le PID 11 au circuit imprimé par de courts fils souples, et branchez le tout.

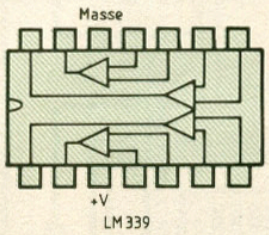
Placez le potentiomètre P_1 à mi-course, protégez la LDR de la lumière et agitez votre main devant le PID 11 ; la charge (une ampoule par exemple) doit alors être alimentée pendant le temps programmé par S_0 à S_5.

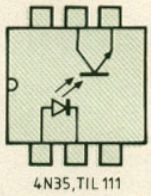
Faites le même essai, mais avec la LDR éclairée : rien ne doit se produire.

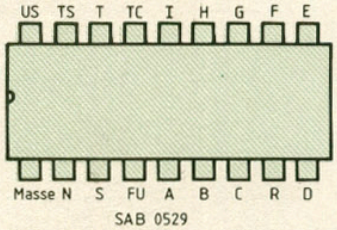
Si cela ne fonctionne pas, vérifiez, avec un voltmètre, si la LED est alimentée lorsque la LDR est dans le noir et que vous agitez la main devant le PID 11. Si oui, c'est côté SAB0529 qu'il faut chercher ; si non, c'est côté LM339. Compte tenu du principe de fonctionnement fort simple des comparateurs utilisés, une petite investigation avec votre voltmètre devrait permettre de trouver très vite d'où vient le problème.

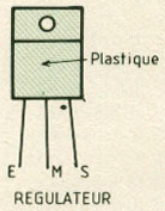
Si le défaut se situe côté SAB0529, court-circuitez avec un fil les bornes 4 et 5 de IC_2.

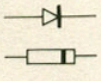
Le détecteur à infrarouge passif PID 11.

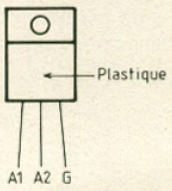












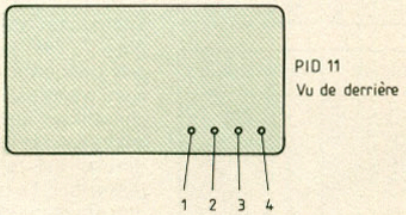


Fig. 8. – Brochages des semi-conducteurs.

Si la charge se met à fonctionner, c'est très probablement IC_2 qui est défectueux ; si elle ne fonctionne toujours pas, il faut soupçonner votre triac ou, en dernier ressort, le SAB0529 lui-même, mais c'est un cas très rare.
Rassurez-vous, il est peu probable que vous soyez confronté à ce genre de problème, surtout si vous avez travaillé correctement et avec des composants de bonne qualité. Si tel est votre cas, vous pouvez alors passer à l'installation, pour laquelle nous avons jugé bon de vous donner quelques conseils.

CONSEILS D'INSTALLATION

Le montage lui-même est évidemment à enfermer dans un boîtier qui le mette à l'abri des intempéries. Une boîte plastique pour câblage électrique de taille adéquate convient fort bien pour un tel usage.
Le détecteur PID 11 peut être déporté du montage de quelques mètres afin de pouvoir être placé à l'endroit le plus approprié pour une détection efficace. Avant de le fixer de manière définitive, livrez-vous à quelques essais.
La LDR est à placer de telle sorte qu'elle reçoive la lumière ambiante mais non celle de l'éclairage commandé. Le mieux est d'utiliser un tube en plastique (gaine de câbles électriques par exemple) braqué vers le ciel. Attention aussi à ce que ce tube ne puisse être obscurci de manière imprévue (chute de feuilles à l'automne par exemple), car cela rendrait la détection de luminosité sans effet. Le potentiomètre P_1 est à ajuster une fois cette mise en place réelle faite en fonction de vos convenances personnelles.

Compte tenu de l'isolement de la partie détection du montage, les câbles de liaison avec la LDR et le PID 11 n'ont pas besoin d'être spécialement isolés puisqu'ils n'ont aucun lien avec le secteur. Du fil multiconducteur, du type de celui employé en téléphonie par exemple, peut donc être utilisé pour ces liaisons.

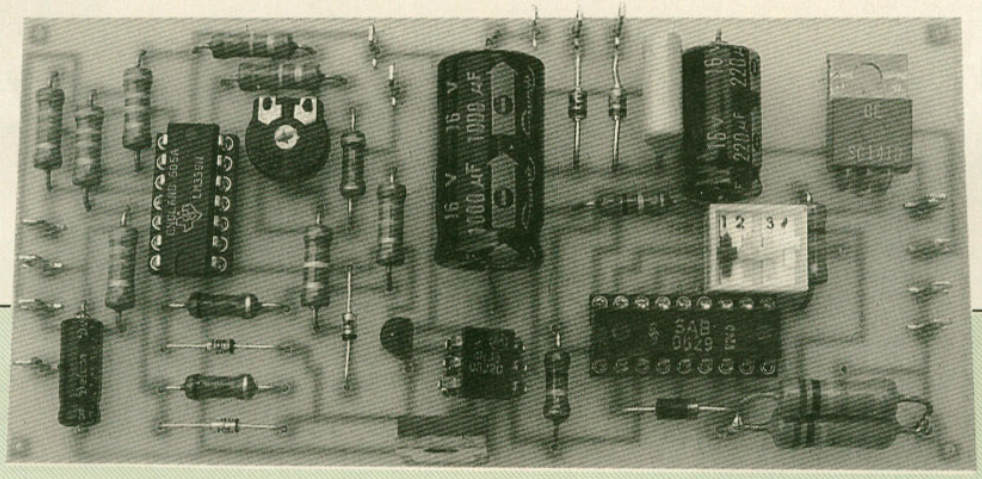
Si le montage doit rester sous tension en permanence, ce qui est le cas le plus fréquent, il faut impérativement prévoir en série, dans le primaire du transformateur qui l'alimente, un fusible sous tube verre qui sera un modèle retardé de 100 mA environ.

CONCLUSION

Nous en avons terminé avec cette application domotique qui, bien qu'elle n'utilise aucun circuit « intelligent », n'en est pas moins utile et particulièrement efficace. Nous avons d'ailleurs vu récemment, dans un grand magasin de bricolage, un système analogue commercialisé, à un prix notablement supérieur au prix de revient de notre montage d'ailleurs !

C. TAVERNIER

Bien qu'il supporte tous les composants du montage, notre circuit imprimé est très aéré.



NOMENCLATURE DES COMPOSANTS

Semi-conducteurs

PID 11 de Siemens
IC_1 : régulateur 5 V, 1 A en boîtier TO220 (7805)
IC_2 : 4N35, TIL 111
IC_3 : LM 339
IC_4 : SAB0529
D_1, D_2, D_3 : 1N914 ou 1N4148
D_4, D_5 : 1N4002 à 1N4007
D_6 : 1N4006 ou 1N4007
TC_1 : triac 8 A, 400 V (TIC226D, C226D, etc.)
LDR : LDR03, LDR05 ou LDR07
T_1 : BC 108, 109, 183, 184, 548, 549

Résistances 1/2 ou 1/4 W 5 %

R_1, R_2 : 680 Ω
R_3, R_5 : 2,2 kΩ
R_4, R_6 : 33 kΩ
R_7, R_8 : 18 kΩ
R_9 : 4,7 kΩ
R_{10} : 220 kΩ
R_{11} : 8,2 kΩ
R_{12}, R_{13} : 10 kΩ
R_{14} : 100 Ω
R_{15}, R_{16} : 56 kΩ 2 W ou une seule résistance de 27 kΩ 4 W

Condensateurs

C_1 : 4,7 µF 10 V
C_2 : 0,22 µF mylar
C_3 : 1 000 µF 25 V
C_4 : 220 µF 16 V

Divers

TA : transformateur 220-9 V 5 VA environ
Radiateur pour IC_1
Radiateur éventuel pour TC_1
Mini-interrupteurs en boîtier DIL (facultatifs)