

RADIO PLANS

ELECTRONIQUE *Loisirs*

N° 439 Juin 1984

13 f

**La mesure
des températures**

**Alimentation réglable
pour glow plug**

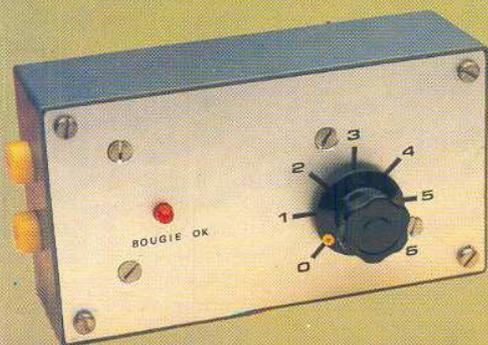
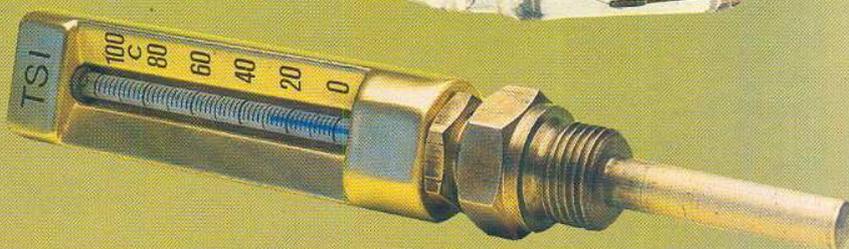
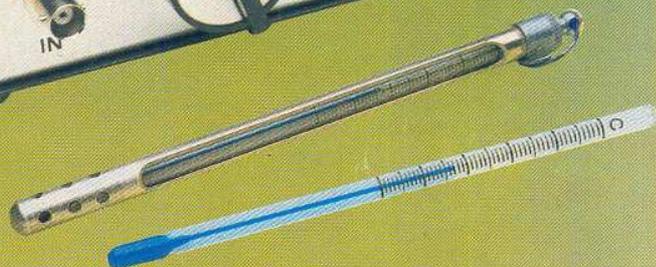
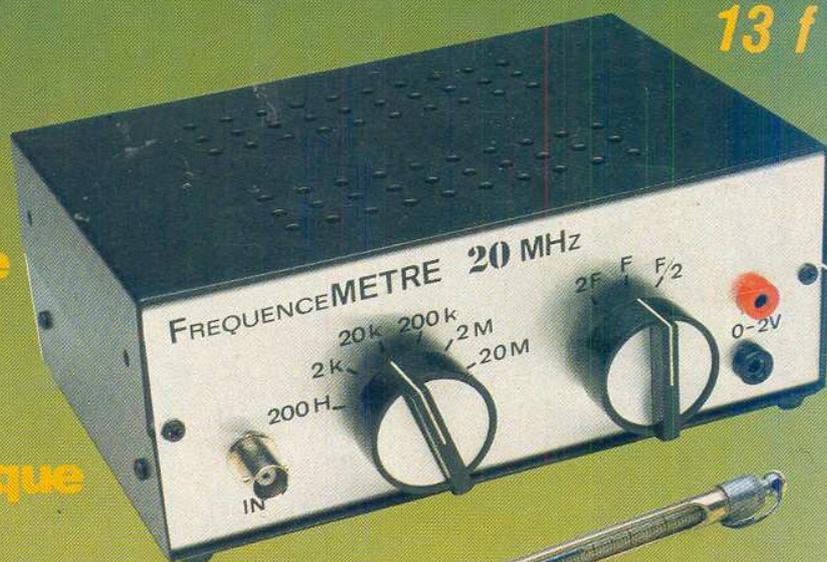
**MELTEM 99
thermostat électronique**

**Adaptateur fréquemètre
pour multimètre numérique**

**Alarme hyperfréquences
à effet Doppler**

**Synthétiseur FM
bande 88-108 MHz**

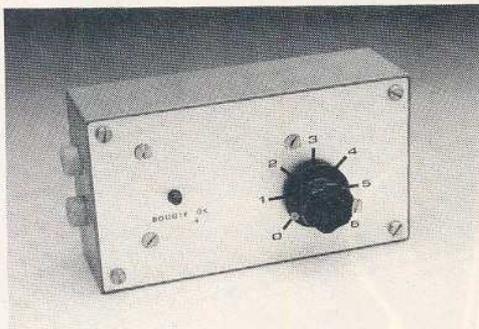
**Découvrons
le MINITEL**



Réalisation

19 | Alarme hyperfréquences

35 | Alimentation pour glow-plug



49 | Meltem 99 : thermostat à affichage numérique

75 | Adaptateur fréquencesmètre pour multimètre numérique

77 | Bloc de mesures pour émetteur R/C (fin)

95 | Synthétiseur FM bande 88-108 MHz

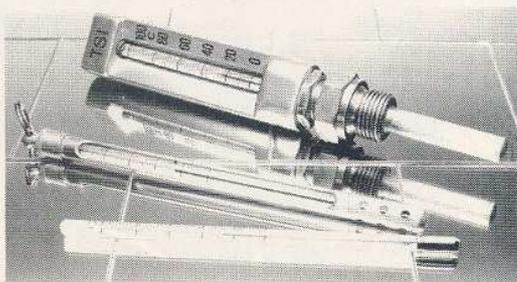


Ont collaboré à ce numéro :

M. Barthou, S. Bresnu,
J. Ceccaldi, C. Couillec, Crescas,
Cyrillia, M. Debraine,
F. de Dieuleveult, P. Gueulle,
M.-A. de Jacquilot, F. Jongbloët,
X. Montagutelli, Ch. Pannel, M. Rateau,
R. Rateau, J. Sabourin, D. Yole.

Technique

61 | La mesure des températures



91 | Initiation au calcul matriciel : les quadripôles

Télématique

67 | Découvrons le MINITEL



Micro-Informatique

29 | Traitement de textes avec ORIC-1

Divers

27 | Fiche de commande circuits imprimés

34 | Page circuits imprimés

41 | La fabrication des tubes TVC : le centre RTC de Dreux

84 | Infos

temps: 
 difficulté: 
 dépense: 

Alarme hyperfréquence

Lors de notre précédent article nous avons dénombré quatre fabricants de modules Doppler : Siemens, RTC, Plessey et Microwaves Associates.

Nous avons retenu, chez les deux premiers, le module SMX 5 de Siemens et le module CL 8964 de RTC normalement distribués dans le circuit grand public. Les deux derniers : Plessey et Microwaves Associates disposaient d'excellents produits mais leur diffusion était du type quasi-confidentielle.

Dans ces quatre cas l'oscillateur était constitué par une diode GUNN. Comme par le passé, nous avons essayé aujourd'hui de dresser une liste des industriels disposant d'un module Doppler équipé d'un oscillateur fonctionnant grâce à un transistor à effet de champ en technologie Arseniure de Gallium

Nous ne pouvons malheureusement vous présenter qu'une liste incomplète faute de documentation chez certains constructeurs.

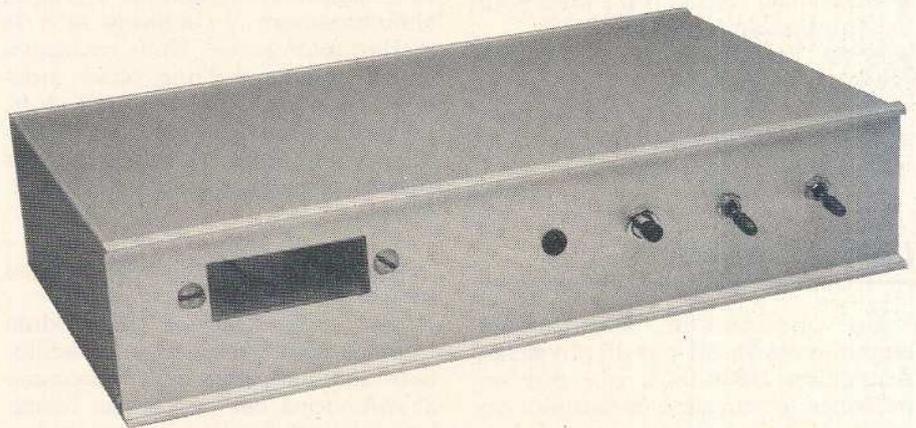
Cette liste en effet se limite, à notre connaissance, à deux constructeurs : RTC et Mitsubishi. Le premier dispose d'une gamme complète, CL 8060 à CL 8071. Chaque référence correspond à une fréquence centrale. Chaque pays ayant délivré une bande de fréquences différente pour les systèmes de détection et d'alerte on a :

CL 8060	10,687 GHz	Royaume Uni
CL 8062	9,47 GHz	Allemagne
CL 8063	10,525 GHz	USA
CL 8064	9,900 GHz	France
CL 8065	10,565 GHz	Suède
CL 8068	9,520 GHz	Danemark

Quant à Mitsubishi il ne dispose que d'un module travaillant à 10,525 GHz USA et Japon. Il présente, à notre avis au moins un avantage sur son concurrent: la miniaturisation mais c'est là un domaine où l'industrie nipponne excelle. Malheureusement ce géant d'extrême Orient ne semble pas intéressé par le marché Français, ce

Plus de deux ans se sont écoulés depuis la dernière parution, dans les colonnes de Radio-Plans, d'un système d'alerte fonctionnant grâce au phénomène Doppler dans la bande X.

Depuis, les techniques employées en hyperfréquences ont considérablement évolué, surtout grâce au formidable développement de l'Arseniure de Gallium. Pour ces raisons, nous avons décidé, dans ce numéro, de vous présenter un système d'alarme hyperfréquence équipé d'un module Doppler, dont l'oscillateur à FET Ga As fonctionne en mode pulsé. Cet ensemble RTC est référencé CL 8064.



module n'existe donc pas en version 9900 MHz et il y a fort peu de chances pour qu'il existe un jour.

Ces considérations nous amènent tout naturellement à la législation en vigueur. L'emploi des modules Doppler est réglementé par l'administration des PTT.

La réglementation en vigueur

Les lignes suivantes sont extraites du Bulletin Officiel des PTT. Instruction du 18 août 1982, intitulé : Matériels de radiolocalisation de faible puissance pour la détection des mouvements et pour l'alerte.

Fréquences autorisées : Les fréquences 2450 MHz, 9900 MHz et 24125 MHz pourront être utilisées pour la détection de mouvements et pour l'alerte. La fréquence 10590 MHz pourra éventuellement être attribuée lorsque la fréquence de 9900 MHz ne peut être utilisée.

La puissance de crête, (P.I.R.E.)

La Puissance Isotrope Rayonnée Équivalente, est le produit de la puissance crête de l'émetteur, telle qu'elle est fournie à l'antenne par le gain de cette antenne par rapport à une antenne isotrope, dans la direction de l'intensité de champ maximale.

Limites sur la puissance

La puissance de crête (PIRE) devra être inférieure à : 500 mW pour les appareils fonctionnant à 2450 MHz, 9900 MHz et 24125 MHz.

20 mW pour les appareils fonctionnant à 10590 MHz.

Largeur de bande totale utilisée

La bande totale utilisée est la bande limitée par les fréquences où la densité spectrale de l'émission est telle que la puissance résiduelle dans une bande fixée reste inférieure à 10 μ W PIRE et ce, compte tenu des variations de température et de tension d'alimentation.

Compte tenu des variations simultanées de température et de tension d'alimentation, la bande totale occupée par l'émission doit être comprise :

- entre 2430 MHz et 2470 MHz pour les équipements à 2450 MHz,
- entre 9880 MHz et 9920 MHz pour les équipements à 9900 MHz,
- entre 24075 MHz et 24175 MHz pour les équipements à 24125 MHz.

Tous les systèmes d'alerte reposent sur l'effet Doppler que nous allons décrire simplement.

L'effet Doppler

Ce phénomène, maintenant connu, a été étudié par un physicien Autrichien (1809-1853) qui mis en évidence la variation de hauteur du son perçu lorsque la source sonore se déplace par rapport à l'observateur. Nous avons tous pu constater le phénomène en nous plaçant au bord d'une route, ou au bord d'un circuit où le phénomène est flagrant, l'effet étant proportionnel à la vitesse relative de la source par rapport à l'observateur.

On a donc une source émettrice de fréquence f_T , la fréquence perçue diffère de f_T et vaut $f_T \pm f_D$. Le décalage de fréquence f_D s'exprime simplement par la relation :

$$f_D = 2 \cdot v \cdot f_T \cdot \cos \theta / c.$$

f_T est la fréquence transmise : 9 900 MHz dans notre cas,

c , la vitesse de propagation des ondes électromagnétiques : $2,997 \cdot 10^8$ m/s ;

v , la vitesse relative de la cible par rapport à l'émetteur en m/s ;

θ l'angle entre le faisceau radar et la direction de la cible.

Si $\theta = 90^\circ$ la cible se meut perpendiculairement au pinceau, $f_D = 0$ et il n'y a pas d'effet Doppler, si $\theta = 0$, la trajectoire de la cible est confondue avec l'axe du pinceau et le décalage de fréquence f_D est maximal.

Pour un système de détection de mouvements, le décalage en fréquence maximal est de l'ordre de 100 Hz, vitesse de la cible de l'ordre d'1 m/s. Le module Doppler délivre directement un signal à la fréquence f_D , les circuits électroniques de traitement travailleront alors en très basse fréquence, ce qui limite les problèmes pouvant être rencontrés.

Le module Doppler

Le module Doppler RTC CL 8064 consiste en l'association d'un oscillateur à FET Ga As oscillant dans une portion de guide d'onde et une diode Schottky mélangeuse placée dans une cavité réceptrice.

Le système oscille à une fréquence f_T , le signal d'émission est appliqué simultanément à l'antenne et à la diode mélangeuse. Nous avons vu qu'en présence d'une cible mouvante le signal réfléchi vaut $f_T + f_D$. La diode Schottky étant par définition, non linéaire, on retrouve à ses bornes tous les produits d'intermodulation :

$$mf_T = n(f_T + f_D)$$

Soit pour le produit de plus basse fréquence avec $m = n = 1$: f_D .

Les caractéristiques du module Doppler sont excellentes. L'oscillateur alimenté sous 6 V consomme 25 mA, dans ces conditions l'oscillateur fournit 8 mW à l'antenne. Les chiffres sont à comparer avec ceux que l'on obtenait avec des oscillateurs à diode GUNN : 7 à 8 V pour la tension d'alimentation, 100 à 120 mA pour le courant absorbé et 10 mW environ pour la puissance émise.

Pour une plus grande sécurité, les systèmes de détection de mouvements devront soit être alimentés par des accus, soit comporter des accus de sauvegarde en cas de coupure secteur. La diminution de la consommation du module Doppler peut donc se traduire, pour un poids d'accus identique, par une augmentation du temps d'autonomie, soit en conservant le même temps d'autonomie par une réduction de la taille des accus donc finalement une diminution du coût.

Le gain de l'antenne fournie avec le module CL 8064 vaut 5 dB, la puissance isotrope rayonnée équi-

valente vaut donc 25,3 mW, et est très inférieure à la limite maximale autorisée.

Le signal à la fréquence f_D est disponible aux bornes de la diode Schottky. En parallèle sur cette diode on remarquera trois éléments de protection, deux diodes et un condensateurs. Ces composants ne pourront être dessoudés qu'en dernier lieu, lorsque toutes les connexions aboutissant au module Doppler seront effectuées. On prendra avec ce module les mêmes précautions que l'on prend avec les circuits CMOS.

En parallèle sur les bornes d'alimentation de l'oscillateur FET, on remarquera une diode Zener de 7,5 V qui ne devra pas être dessoudée. Aux bornes de la diode Schottky la tension de bruit vaut 4 μ V et l'on dispose de 25 μ V à la fréquence f_D pour une puissance reçue inférieure de 100 dB par rapport à la fréquence émise.

Cette puissance reçue correspond à une cible de 1 m² placée à 15 m de l'émetteur.

Une portée plus importante peut être obtenue en adoptant un rapport $(S + B)/B$ plus faible à condition que l'environnement soit parfaitement stable : pas de mouvements parasites ou objets soumis à des vibrations. Par exemple pour un signal réfléchi et reçu à -110 dB de la fréquence émise, correspondant à une cible de 1 m² placée à 25 m, le rapport $(S + B)/B$ est réduit de 10 dB et la tension de sortie vaut 10 μ V.

Le risque de fausse alerte dans ce cas est à considérer avec attention et il est préférable d'augmenter le gain de l'antenne dans les mêmes proportions : 10 dB. Cette augmentation se fait malheureusement au détriment de la taille. Avant d'aborder la réalisation pratique, nous verrons les schémas de principe et les quelques équations permettant de déterminer les performances du système.

Les équations du radar

Ces équations sont des équations simples. Bien que l'on puisse théoriquement prédéterminer la portée maximale, ces équations ont surtout un intérêt analytique : elles montrent comment se comporte la puissance reçue en fonction des autres paramètres.

On pose :

P_E : puissance émise en W, P_R puissance reçue en W

λ : longueur d'onde (m) = c/f soit 3,03 cm pour $f = 9,9$ GHz

α : distance séparant le radar et l'obstacle

D : fraction de puissance effectivement transmise par le milieu.

S : la surface apparente de l'obstacle en m^2 .

Si G est le gain en puissance de l'antenne, la puissance interceptée par la cible vaut :

$$\frac{P_E \cdot G \cdot S \cdot D}{4\pi d^2}$$

Soit Q le facteur de rerayonnement de l'obstacle dans la direction du radar. Si le radar recueille parfaitement l'énergie et si l'antenne de gain G supposée parfaitement adaptée au récepteur transmet à ce dernier la puissance contenue dans une surface sphérique centrée sur l'obstacle de section : $G\lambda^2/4\pi$, la puissance P_R recueillie finalement par le récepteur vaut :

$$P_R = \frac{G^2 D^2 \lambda^2 QS}{(4\pi)^3 d^4}$$

et si pour de faibles distances on prend $D = 1$, on commet une faible erreur et l'on peut écrire :

$$\frac{P_R}{P_E} = \frac{G^2 \lambda^2 QS}{(4\pi)^3 d^4}$$

Et c'est P_R , puissance recueillie par le récepteur qu'il faut comparer à la puissance de bruit de fond radio-électrique afin de déterminer la distance maximale à laquelle peut se situer l'obstacle et être détecté. Si on appelle K le rapport devant exister entre la puissance de crête du signal et la puissance moyenne de bruit pour assurer une probabilité acceptable de détection, N le facteur de bruit du récepteur qui exprime le rapport existant entre la puissance de bruit apparente engendrée effectivement dans ce récepteur et la puissance de bruit minimale déterminée par les lois thermodynamiques classiques : kTB où k est la constante de Boltzmann : $1,37 \cdot 10^{-23}$

$J^\circ K$, T la température absolue des circuits d'entrée du radar et B la bande passante totale du récepteur.

La puissance minimale de signal détectable vaut alors :

$$P_R \text{ mini} = P_E \frac{G^2 \lambda^2 QS}{(4\pi)^3 (d \text{ max.})^4} = KNkTB$$

D'où finalement la portée maximale :

$$d \text{ max.} = \frac{1}{4\pi} \sqrt{G\lambda} \cdot \sqrt[4]{\frac{P_E QS}{4\pi KNkTB}}$$

Cette expression est connue sous le nom d'équation au radar. Elle est intéressante car elle permet de se rendre compte de l'influence des divers paramètres relatifs à l'équipement sur la portée de l'appareil. Elle doit être interprétée avec précaution car certains paramètres ne sont pas totalement indépendants.

— la portée croît comme la racine carrée de la surface radio-électrique de l'aérien, en effet :

$$\frac{1}{4\pi} \sqrt{G\lambda} = \sqrt{\frac{G\lambda^2}{(4\pi)^2 \lambda}} \text{ et } \frac{G\lambda^2}{4\pi^2}$$

représente la surface radio électrique de l'antenne.

— La portée croît comme l'inverse de la racine carrée de la longueur d'onde λ .

— La portée croît comme la racine quatrième de la puissance de crête émise, ce qui signifie qu'il faut multiplier la puissance par 16 pour doubler la portée.

— La portée varie en raison inverse de la racine quatrième du facteur de bruit du récepteur et de la bande passante de ce récepteur.

Le produit QS que l'on rencontre dans les formules ci-dessus représente la faculté de l'obstacle à renvoyer l'énergie électromagnétique vers le radar ; on appelle généralement ce produit : surface radar équivalente. On ne doit pas confondre surface apparente et surface radar équivalente. Pour un être humain la surface radar équivalente (QS) peut varier entre 0,2 et 1 m^2 .

En utilisant la relation :

$$\frac{P_R}{P_E} = \frac{G^2 \lambda^2 QS}{(4\pi)^3 d^4}$$

précédemment donnée il est facile de comprendre les données annoncées par le constructeur. Si on a QS = 1 m^2 et que P_R est inférieure de 100 dB à P_E , que vaut la distance ?

Dans ce cas le rapport P_R/P_E vaut 10^{-10} , λ vaut $3,03 \cdot 10^{-2}$ m, G le gain de

l'antenne vaut 5 dB et sans unité ce gain correspond à 3,16. En remplaçant ces valeurs dans la relation précédente on trouve bien $d = 14,67$ m arrondie à 15 m.

A cette puissance reçue, environ 2,5 pW correspond une tension de 25 μV que les circuits électroniques seront chargés de détecter.

Le schéma synoptique

Le schéma synoptique de l'alarme détectrice de mouvement est représenté à la figure 1. Ce schéma est excessivement simple et repose sur la théorie précédemment énoncée. L'oscillateur FET Ga As est alimenté par un générateur délivrant un signal carré. Les spécifications du constructeur annoncent un fonctionnement parfait pour des fréquences inférieures à 50 kHz et des rapports cycliques de 50 %. Il est probable que le module CL 8064 fonctionne au delà de ces caractéristiques, fréquences supérieures à 50 kHz, rapport cyclique inférieur à 50 % mais le constructeur précise qu'aucun essai n'a été effectué dans ces conditions.

La tension de commande de l'oscillateur à FET aura une amplitude de 6 V et une fréquence comprise entre 15 et 30 kHz.

En présence d'une cible en mouvement, on recueille aux bornes de la diode Schottky, une très faible tension, de l'ordre de quelques dizaines de micro volts dans le pire des cas. Cette tension, bien évidemment, ne peut être détectée directement. Le signal présent aux bornes de la diode Schottky est appliqué à l'entrée d'un amplificateur à grand gain dont la bande passante est très limitée : environ 50 Hz. A la sortie de cet amplificateur, les signaux doivent avoir une amplitude suffisante pour attaquer un comparateur. Un amplificateur dont le gain est compris

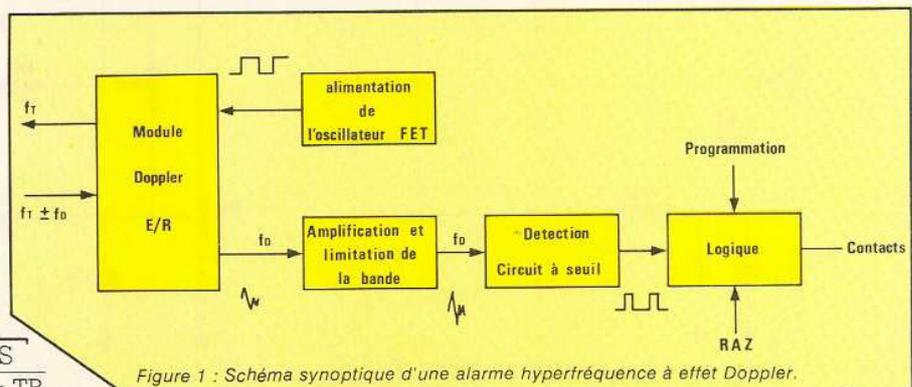


Figure 1 : Schéma synoptique d'une alarme hyperfréquence à effet Doppler.

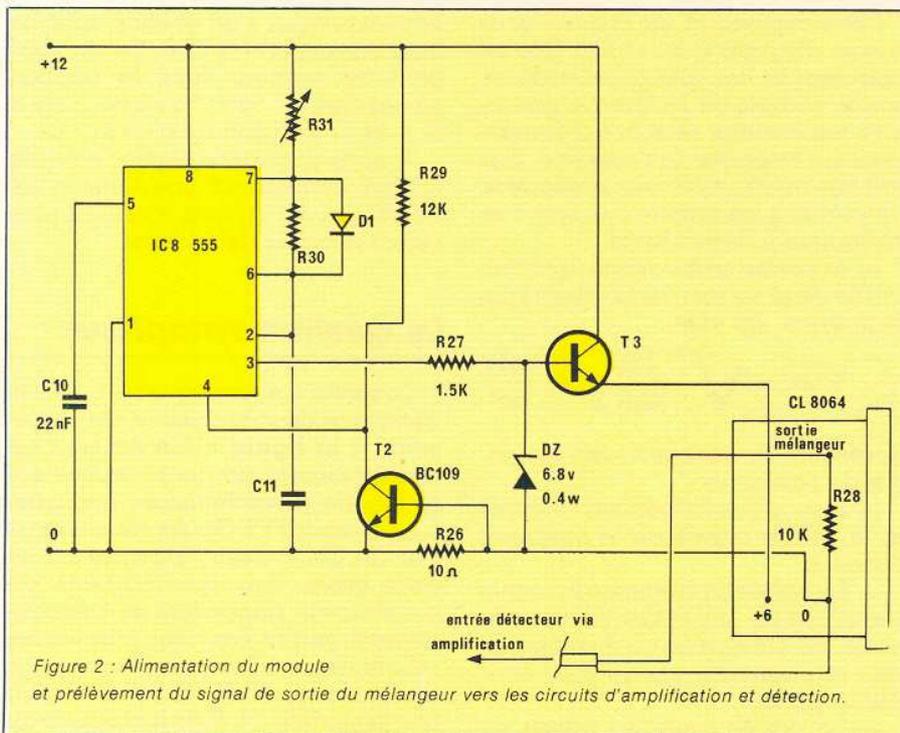


Figure 2 : Alimentation du module et prélèvement du signal de sortie du mélangeur vers les circuits d'amplification et de détection.

entre 80 et 100 dB est nécessaire à une bonne détection. Les impulsions issues du comparateur sont au standard logique et on dispose une circuiterie réalisant un traitement sommaire, diminuant les fausses alertes. La circuiterie logique est constituée par une base de temps et un compteur d'impulsions, tous deux programmables. Soit T la durée active du signal de la base de temps et

N un nombre à programmer. Si au bout du temps T le compteur d'impulsions n'a enregistré qu'un nombre d'impulsions inférieur à N l'alarme n'est pas donnée, le compteur est remis à zéro et un nouveau cycle démarre. Si au contraire le nombre d'impulsions est supérieur à N l'alarme est donnée.

Ces circuits permettent un seuil minimal. On autorise ainsi un bruit

de fond détectable de N impulsions par T secondes. On pourra donc utiliser l'alarme en milieu légèrement agité sans pour cela perdre en sensibilité, il suffira de programmer N et T en conséquence.

Nous reviendrons à la fin de cet article sur la programmation de N et T. Il nous reste maintenant la description des circuits de l'alarme.

Description des circuits

L'alimentation de l'oscillateur à FET

Le schéma de principe du générateur alimentant l'oscillateur à FET est représenté à la figure 2. L'oscillateur est un classique NE 555 dont la fréquence est fonction des éléments R30, R31, D1 et C11.

On remarquera simplement le circuit de protection contre les surintensités constitué par R26, T2 et R29. En fonctionnement normal le courant circulant dans la résistance R26 engendre une tension insuffisante pour saturer le transistor T2, la broche 4 du NE 555 est à l'état haut. Dès que le courant devient trop important, le transistor T2 est saturé, le circuit NE 555 par l'action sur la broche 4 Reset est inhibé et la sortie passe à zéro. Ce circuit protège l'oscillateur des surintensités et surtensions. L'oscilla-

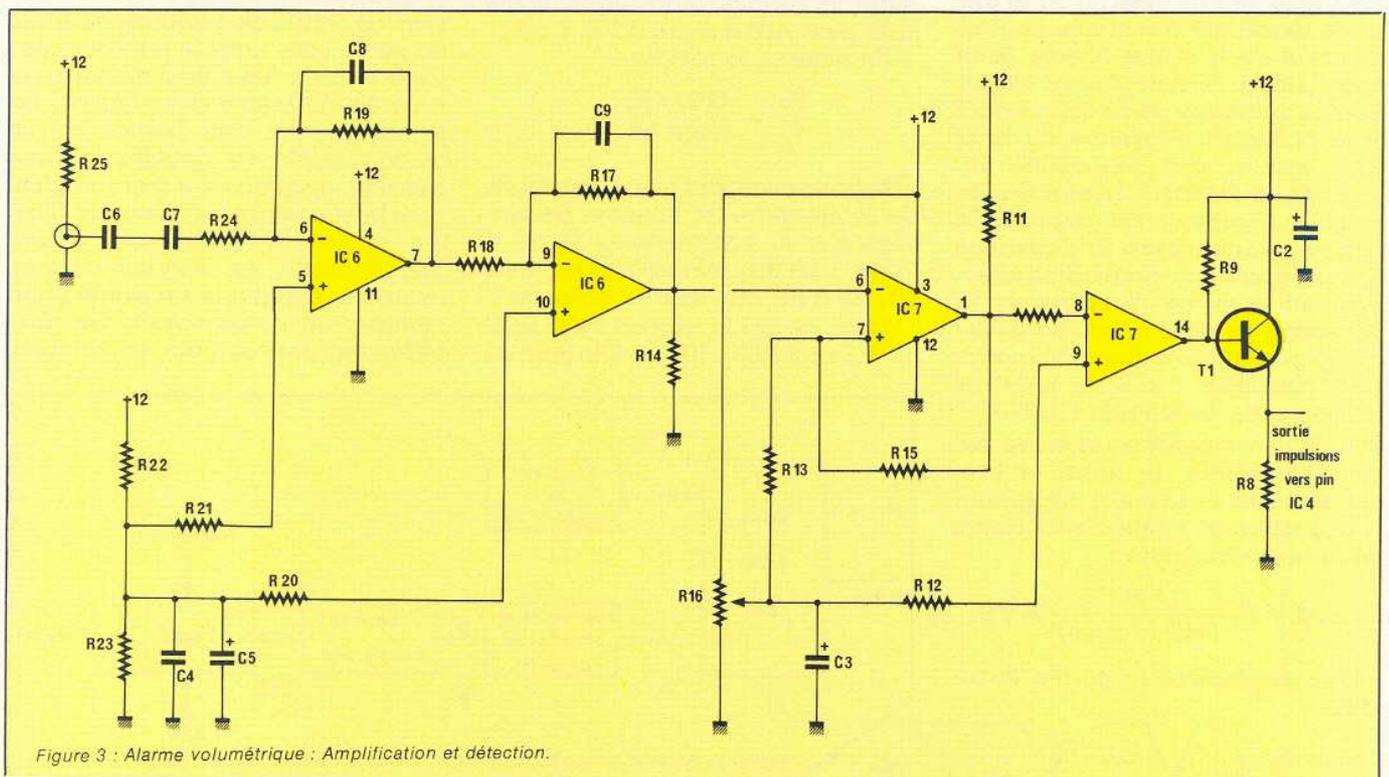


Figure 3 : Alarme volumétrique : Amplification et détection.

teur doit impérativement être alimenté par un tel procédé. Le module CL 8064 est métallique, si ce module est monté sur une paroi métallique il va de soi que la masse : zéro de l'alimentation ne devra en aucun cas être reliée au boîtier. Cette connexion met le circuit de protection hors service. En effet, on remplace, dans ce cas, la résistance R_{25} de 10Ω par un court-circuit.

Amplification, filtrage et détection

Le schéma correspondant est représenté à la figure 3. La résistance R_{25} est la résistance de polarisation de la diode Schottky. Le courant traversant la résistance R_{25} vaut $35 \mu A$ lorsque l'oscillateur à FET n'est pas en service. Ce courant augmente avec la mise en service de l'oscillateur et avec l'augmentation du couplage oscillateur local-mélangeur.

Les signaux, à la fréquence f_0 , issus de la diode Schottky sont amplifiés dans un premier étage à fort gain : 330. La fréquence de coupure basse est déterminée par R_{24} , C_6 et C_7 et vaut 0,3 Hz, $R_{24} = 10 k\Omega$ et $C_6 = C_7 = 100 \mu F$. La fréquence de coupure haute est déterminée par R_{19} et C_8 et vaut 48 Hz, $R_{19} = 33 M\Omega$ et $C_8 = 1 nF$. À la mise sous tension, après la charge des divers condensateurs, la sortie du premier amplificateur opérationnel est portée à un potentiel

valant environ 6 V. A la sortie de cet étage les signaux utiles ont une amplitude trop faible pour pouvoir être détectés directement, ils sont donc appliqués à l'entrée d'un deuxième étage amplificateur de gain voisin de 50. La deuxième fréquence de coupure haute est déterminée par les composants R_{17} et C_9 et vaut 72 Hz pour $R_{17} = 220 k\Omega$ et $C_9 = 10 nF$.

Le gain, global, en tension de ces deux étages vaut finalement 15500, ce qui correspond à environ 84 dB et est compris dans la fourchette 80-100 dB précédemment annoncée.

La sortie du deuxième amplificateur opérationnel est portée à un niveau continu proche du zéro mais légèrement supérieur. Le seuil du discriminateur suivant les étages amplificateurs sera placé au-dessus du niveau continu présent sur la broche 8 de IC_5 .

Le circuit IC_7 n'appelle que peu de commentaires. Une résistance R_{15} est placée entre la sortie et l'entrée non inverseuse, celle-ci fixe une hysteresis et évite d'éventuels rebondissements du signal de sortie. Noter qu'il aurait été possible de se passer de cette résistance mais que l'on aurait dû placer un monostable, non réarmorable, délivrant une impulsion suffisamment large pour qu'il n'y ait aucun doute possible.

Les impulsions, au standard logique 0, + 12 sont finalement disponibles aux bornes de la résistance R_5 .

En absence de signal, ou de cible mouvante, le transistor T_1 n'est pas conducteur et la tension aux bornes de R_5 est quasi-nulle. Les impulsions sont finalement traitées par la circuiterie logique.

La logique du circuit

Le schéma de principe de la circuiterie logique est représenté à la figure 4. L'horloge est réalisée par le circuit IC_1 . On dispose à la broche 11 d'un signal carré de période 200 ms. En fonctionnement normal, sans cible mouvante, la broche 1 de IC_4 est à zéro et les broches 3 et 8 sont au 1 logique. Les impulsions d'horloge sont donc appliquées sur l'entrée horloge de IC_2 : CD 40103. Supposons que IC_2 soit programmé de la manière suivante :

$$J_0 = J_2 = J_5 = J_6 = J_7 = 0 \text{ et} \\ J_1 = J_3 = J_4 = 1.$$

Au départ le compteur 40103 contient donc 25. A chaque impulsion d'horloge le compteur est décrétement jusqu'à ce que le contenu soit nul. Lorsque le contenu atteint 0, la broche 14 de IC_2 : « zéro détect » passe à l'état bas pendant un temps très court et cette impulsion est utilisée pour repositionner le compteur à la valeur programmée : soit 25 dans notre exemple. Le diagramme des temps de la figure 5 rend compte du fonctionnement du circuit en ce qui concerne le compteur temps.

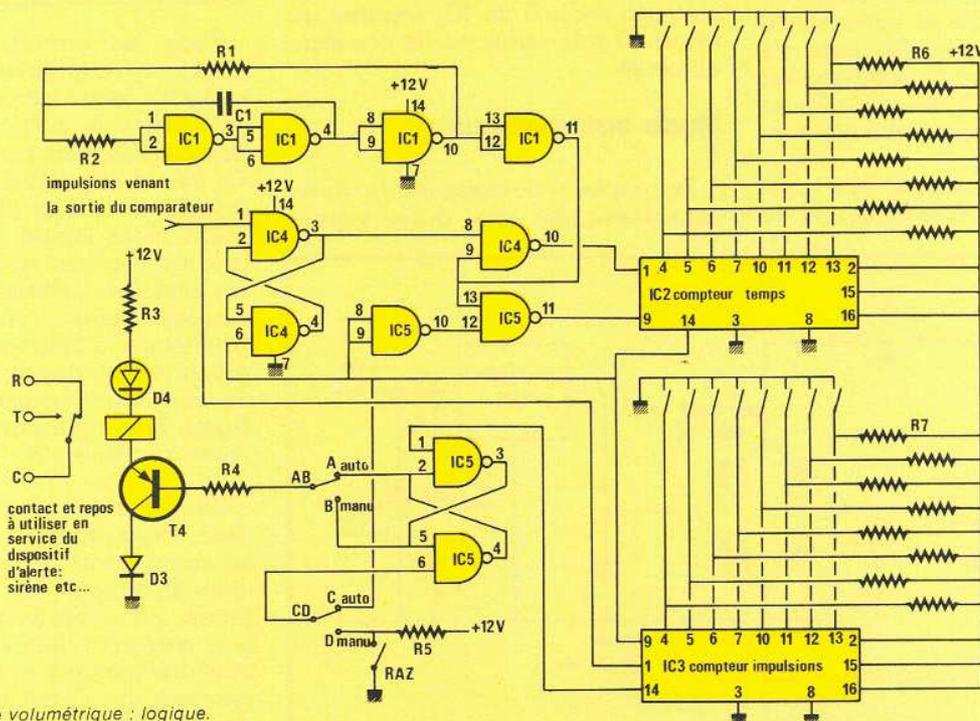


Figure 4 : Alarme volumétrique : logique.

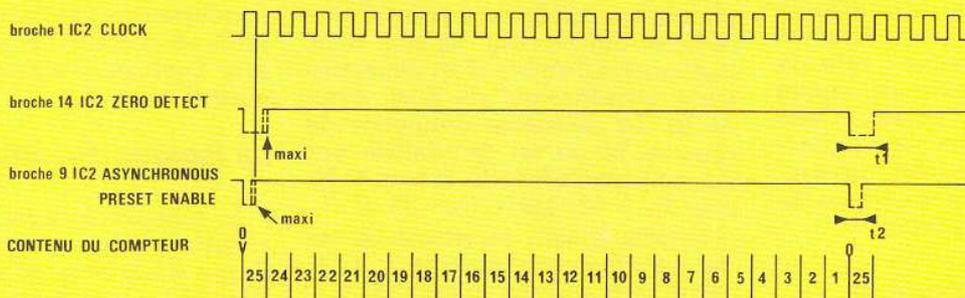


Figure 5 : Diagramme des temps, compteur temps.

La largeur des impulsions de détection de zéro et de repositionnement n'est fonction que du temps de transfert dans les portes IC₃ placées entre les bornes 14 et 9 de IC₂. t_1 vaut au maximum une période d'horloge et t_2 est égal au maximum du temps pendant lequel l'horloge est à l'état haut. On réalise ainsi, très simplement, une base de temps programmable de durée comprise entre T et 25 T où T représente la période du signal issu de la broche 11 de IC₂. Supposons maintenant que le système soit en mode manuel.

Mode manuel

Les impulsions sont envoyées directement sur l'entrée horloge du compteur d'impulsions IC₃. Supposons encore que celui-ci soit prépositionné à 9. Chaque nouvelle impulsion provenant d'un objet en mouvement modifie le contenu du compteur 9-8-7... etc. Au bout de 25 T (4 s), le contenu du compteur est compris entre 0 et 9. 0 si il y a eu au moins 9 impulsions et 9 si il n'y a eu aucune impulsion.

Si au bout du temps 25 T programmé, le contenu est différent de

zéro, le compteur d'impulsions est repositionné à 9, l'alarme n'est pas déclenchée. On considère, dans ce cas, que l'on est en présence du bruit de fond ambiant, et qu'il n'y a pas eu assez d'impulsions pour donner l'alerte. Si par contre le contenu du compteur est égal à zéro, la sortie détection de zéro, broche 14 du circuit 40103 IC₃, passe à zéro et agit sur la bascule RS IC₅.

La broche 3 de IC₅ passe alors à 1, le transistor T₄ n'est plus saturé et le relais tombe. Le contact s'établit alors entre contact C et repos R. L'alerte est aussi donnée s'il y a coupure, volontaire ou non de l'alimentation, et ceci pour des raisons évidentes de sécurité. La remise à zéro s'effectue en modifiant le niveau présent sur la seconde entrée de la bascule Rs, broche 6 de IC₅. On applique un créneau de tension +V, +0 +V modifiant l'état de la bascule : la sortie 3 de IC₅ repasse au niveau 0 et le relais est de nouveau alimenté.

Mode automatique

En mode automatique, le fonctionnement est tout aussi simple

mais la remise à zéro a lieu automatiquement à chaque fin de cycle, toutes les 25 T dans l'exemple que nous avons utilisé.

Dans ce cas le signal de repositionnement du compteur temps est utilisé non seulement pour le repositionnement du compteur impulsions mais aussi pour la remise à zéro de l'alarme. Cette clé : automatique/manuel est utile au moment de l'installation. En mode automatique on peut se déplacer dans le local à surveiller et se rendre compte de l'effet combiné mouvement-distance sur le fonctionnement de l'alarme. En fonctionnement normal, la diode électroluminescente D₄ est alimentée, en alerte, le transistor T₄ n'étant pas conducteur, elle est éteinte.

Réalisation pratique

Tous les circuits électroniques ainsi que l'alimentation de la figure 6 sont regroupés sur un seul circuit imprimé simple face d'assez grandes dimensions : 250 x 145 mm. Ce circuit imprimé est spécialement adapté au coffret ISKRA référencé 55255, dans lequel il s'installe sans aucun problème grâce aux glissières latérales. Cette solution réduit les risques d'erreur en éliminant les problèmes d'interconnexions entre divers circuits imprimés. Le tracé des pistes de ce circuit est représenté à la figure 7 et l'implantation des composants à la figure 8.

On procédera, comme d'habitude, avec ordre et méthode. Tous les composants peuvent être placés immédiatement sur le circuit imprimé, on câble ensuite l'interrupteur arrêt/marche, l'inverseur manuel/automatique et le poussoir de remise à zéro. Il est inutile, et même déconseillé, de câbler le module Doppler CL 8064 dans un premier

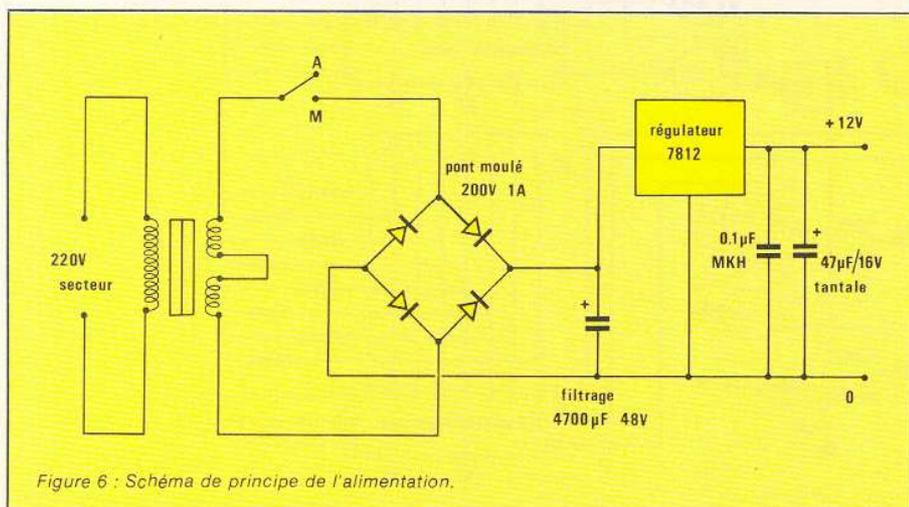


Figure 6 : Schéma de principe de l'alimentation.

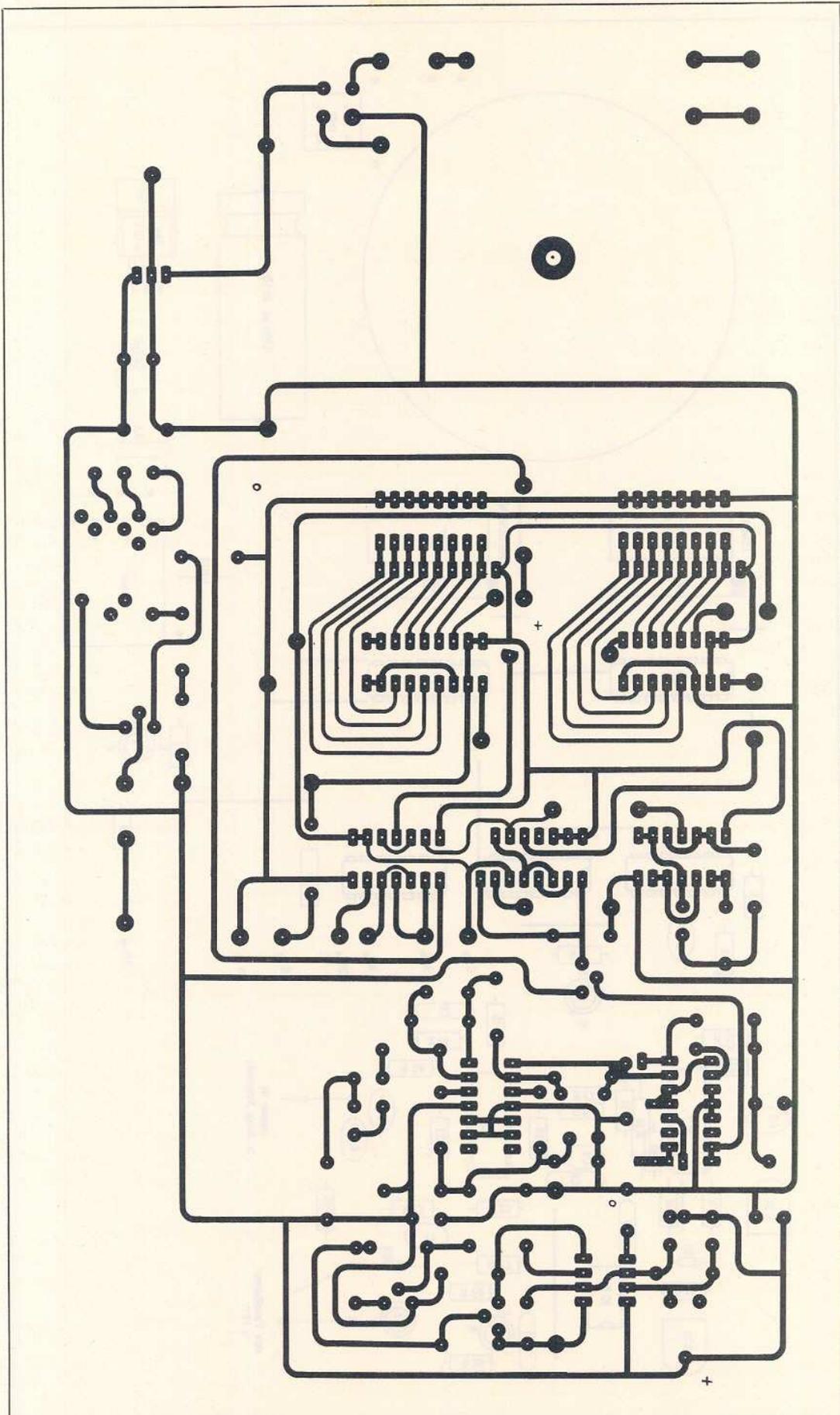


Figure 7 : Tracé des pistes.

Réalisation

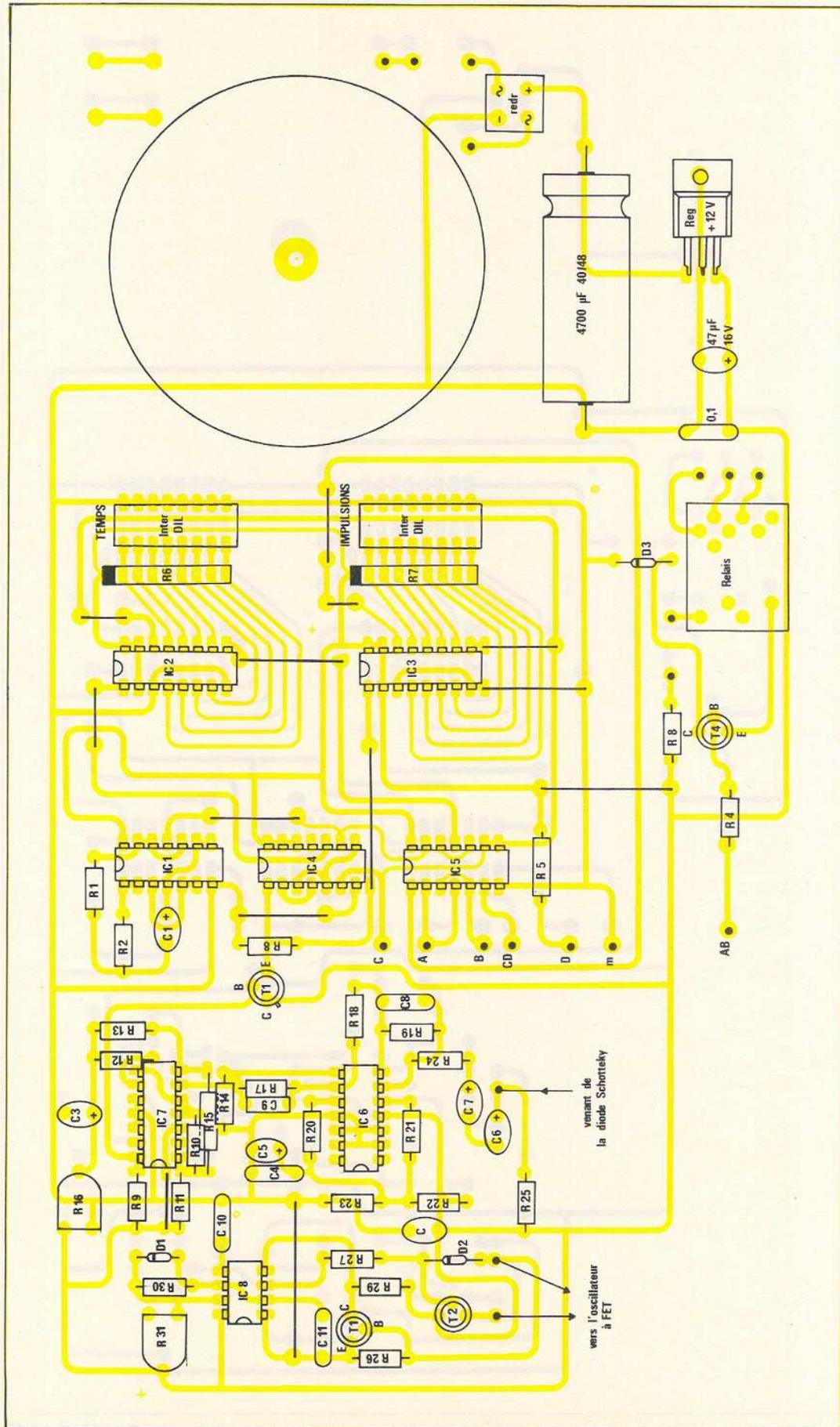
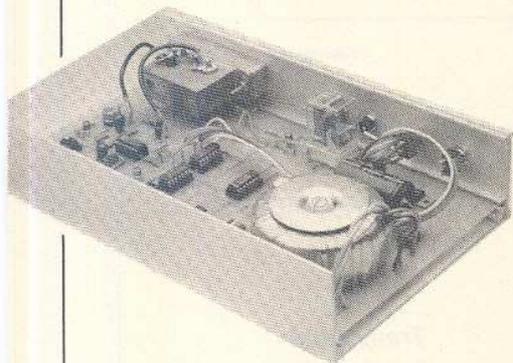


Figure 8 - Implantation des composants.

temps. A ce stade du montage on peut effectuer les vérifications classiques : fonctionnement de l'alimentation, et tension présente aux bornes des circuits pour déceler une éventuelle coupure de piste.



Le préamplificateur peut être testé avec un générateur BF ordinaire. On applique à l'entrée du préamplificateur une tension de l'ordre de $100 \mu\text{V}$ à une fréquence voisine de 30 Hz. Il est peu probable que votre générateur dispose d'un tel calibre, on intercale alors entre le générateur et le préampli un atténuateur adéquat. Celui-ci n'ayant pas besoin d'être adapté peut être réalisé par une cellule en L, $1 \text{ M}\Omega$, $1 \text{ k}\Omega$ par exemple qui donne 60 dB d'atténuation — un millième de la tension primaire en sortie.

Avec une tension d'entrée de $100 \mu\text{V}$, et le gain de 84 dB déterminé par la valeur des composants, le signal de sortie vaut environ 1,5 V. On placera le seuil, résistance ajustable R_{16} , de manière à obtenir les impulsions correspondantes aux bornes de R_8 . Cette manipulation sera complétée en déconnectant le générateur, en principe la tension aux bornes de R_8 sera nulle mais on peut admettre que certains parasites

soient amplifiés et réussissent à déclencher le discriminateur. Ces éventuelles impulsions parasites n'ont que peu d'importance et seront comptées par la logique mais assimilées à un bruit de fond.

La programmation de la circuiterie logique

On commence par choisir la valeur de la période de scrutation, exemple 10 secondes, 10 secondes sont égales à 40 fois 250 ms et on positionne les interrupteurs DIL du compteur temps en conséquence : $J_2 = J_4 = 1$, $J_0 = J_1 = J_3 = J_5 = J_6 = J_7 = 0$.

Choisissons maintenant le seuil de déclenchement. Ceci revient à choisir un nombre d'impulsions au-delà duquel l'alarme entre en action. Fixons 25 pour exemple. Cela nous donne $J_0 = J_3 = J_4 = 1$ et $J_1 = J_2 = J_5 = J_6 = J_7 = 0$ pour la programmation du compteur d'impulsions.

On peut dès lors reconnecter le générateur BF, positionner l'alarme en mode manuel puis ensuite en mode automatique. On se rend compte au cours de ces deux manipulations du fonctionnement du système. Si la fréquence est inférieure à 2,5 Hz, le circuit compte moins de 25 impulsions toutes les 10 secondes. Si la fréquence est supérieure à 2,5 Hz l'alerte est donnée.

Pour mettre en évidence la différence en mode automatique, choisir une fréquence voisine de 20 ou 30 Hz : dès que le système a enregistré 25 impulsions, le relais tombe (au bout d'une seconde si $f = 25 \text{ Hz}$) le système avertisseur est actif pendant 9 s et la remise à zéro a lieu (période de 10 s).

Si toutes ces manipulations sont

concluantes on achève le montage : module Doppler en prenant les précautions d'usage avec la diode Schottky. Les composants de protection ne seront otés qu'après la mise en place de la résistance de $10 \text{ k}\Omega$ et après câblage — module Doppler — circuit imprimé.

Conclusion

La réalisation de cette alarme ne doit poser aucun problème. La plupart des composants sont d'un coût tout à fait raisonnable. Le transformateur torique Metalimphy peut éventuellement être remplacé par un modèle à tôles, moins coûteux. Le prototype ne comporte pas d'alimentation de secours et dans ce cas le dispositif sonore ou visuel doit être alimenté à partir d'une source autonome. L'adjonction de batteries de secours est bien sûr envisageable, le volume disponible à l'intérieur du coffret est suffisant pour loger des accus Cd Ni assurant une autonomie d'une dizaine d'heures. En fonctionnement normal, la consommation est inférieure à 100 mA sous 12 V.

Finalement la portée pourra être augmentée en intercalant un préamplificateur à faible bruit de gain 10 à 15 dB entre la diode Schottky et le préamplificateur existant.

F. de Dieuleveult

Le module Doppler RTC peut parfaitement fonctionner en continu mais il est évident que la consommation est moindre en fonctionnement impulsionnel.

Les éléments de protection, diodes Zener et condensateur 10 nF , n'altèrent en rien le fonctionnement du module et, dans ces conditions, il est préférable de les laisser en place.

RADIO PLANS

Veillez me faire parvenir les circuits imprimés ci-contre à l'adresse suivante :

Nom :

Prénom :

Rue :

N° :

Ville :

Complément d'adresse :

Code Postal :

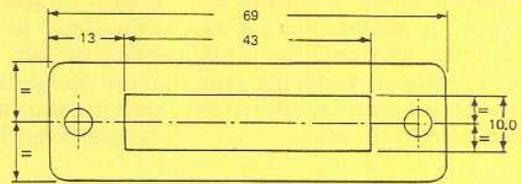
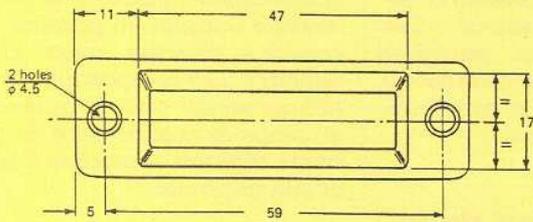
Je joins à cette commande mon règlement par :

Chèque bancaire

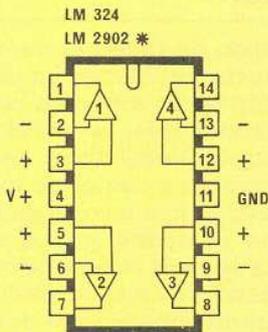
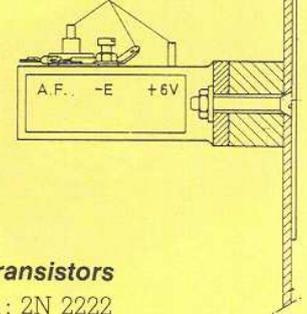
C.C.P. (sans n° de compte)

Eurochèque

Réalisation



Soldering connection points



Nomenclature

Résistances

- R₁ : 3,6 kΩ
- R₂ : 15 kΩ
- R₃ : voir texte
- R₄ : 2,2 kΩ
- R₅ : 10 kΩ
- R₆ : réseau 10 kΩ SIL
- R₇ : réseau 10 kΩ SIL
- R₈ : 10 kΩ
- R₉ : 10 kΩ
- R₁₀ : 10 kΩ
- R₁₁ : 10 kΩ
- R₁₂ : 10 kΩ
- R₁₃ : 10 kΩ
- R₁₄ : 10 kΩ
- R₁₅ : 1 MΩ
- R₁₆ : 4,7 kΩ ajustable
- R₁₇ : 220 kΩ
- R₁₈ : 4,7 kΩ
- R₁₉ : 3,3 MΩ
- R₂₀ : 10 kΩ
- R₂₁ : 1,2 kΩ
- R₂₂, R₂₃ : 5,6 kΩ
- R₂₄ : 10 kΩ
- R₂₅ : 220 kΩ

- R₂₆ : 10 Ω
- R₂₇ : 1,5 kΩ
- R₂₈ : 10 kΩ
- R₂₉ : 12 kΩ
- R₃₀ : 150 kΩ
- R₃₁ : 100 kΩ ajustable

Circuits intégrés

- IC₁ : CD 4093
- IC₂ : CD 40103
- IC₃ : CD 40103
- IC₄ : CD 4011
- IC₅ : CD 4011
- IC₆ : LM 2902/LM 324
- IC₇ : LM 3302/LM 339
- IC₈ : NE 555

Condensateurs

- C₁ : 4,7 μF/16 V tantale
- C₂ : 47 μF/16 V tantale
- IC₃ : 10 μF/16 V tantale
- C₄ : 10 nF MKH
- C₅ : 47 μF/16 V tantale
- C₆ : 100 μF/4 V tantale
- C₇ : 100 μF/4 V tantale
- C₈ : 1 nF MKH
- C₉ : 10 nF MKH
- C₁₀ : 22 nF MKH
- C₁₁ : 2,2 nF MKH

Transistors

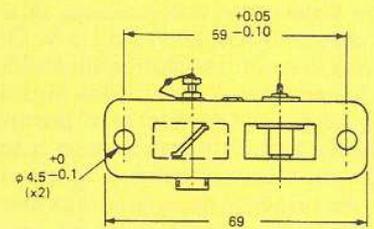
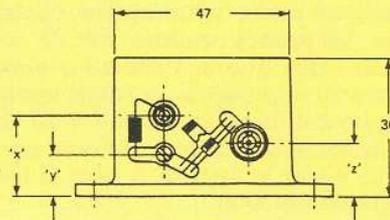
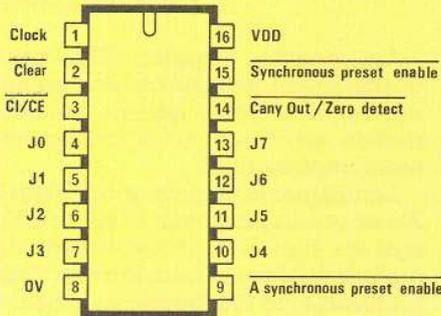
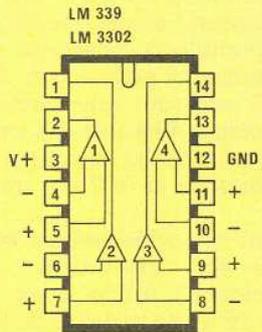
- T₁ : 2N 2222
- T₂ : 2N 2222
- T₃ : BD 115
- T₄ : 2N 2907

Diodes

- D₁ : 1N 4148
- D₂ : Zener 6,8 V 400 mW
- D₃ : 1N 4148
- D₄ : LED Ø 5

Divers

- Relais
- Interrupteurs dual in line
- Pont redresseur.
- Transfo (si alim. secteur)



Cotes et aspect du module Doppler et de son antenne.

carte de commande « circuits imprimés »

Référence du circuit	Prix unitaire	Quantité demandée	Prix total
EL			
EL			+

Prix total TTC →
Ajouter sur cette ligne les frais de port (10 F pour la France →
métropolitaine ; 15 F pour DOM-TOM et étranger)
Pas d'envoi contre remboursement Total à payer →

=
+
=

pour oric 1



Un petit traitement de textes

L'un des avantages déterminants des machines de traitement de textes sur les machines à écrire réside dans la possibilité de stocker sur support magnétique, des textes « standards » que l'on peut personnaliser à volonté.

Le gain de temps est très important par rapport à la dactylographie individuelle de plusieurs documents fort voisins. Nous avons déjà eu l'occasion de décrire ici différents sous-programmes utilisables en traitement de textes, et nous allons compléter cette série de logiciels par un procédé permettant l'enregistrement sur cassette et le rappel de portions de texte, qui pourront constituer une véritable « bibliothèque » dans laquelle il suffira de puiser pour obtenir très rapidement toute une variété de documents imprimés.

L'ORIC 1 et les sauvegardes sur cassette

Parmi toutes les possibilités de l'interface cassette décrites dans le manuel de l'ORIC 1, seule la sauvegarde puis la relecture d'un programme fonctionne vraiment correctement. Encore faut-il déplorer que les variables (numériques ou de chaînes) soient détruites au cours de l'opération.

La sauvegarde de zones spécifiées de la mémoire ne fonctionne pas dans toutes les situations, notamment lorsque l'on cherche à préserver le contenu de l'écran : lors du rechargement en machine, le programme présent se trouve bloqué

par l'apparition intempestive de compte-rendus d'erreur du type « OUT OF MEMORY ».

Les choses ne vont guère mieux si l'on charge d'abord l'écran, puis un programme, sauf... si ledit programme est du type « à auto-lancement » (ordre AUTO émis lors de sa sauvegarde).

Si l'on arrive ainsi à conserver des écrans sur cassette, il est bien évident que l'on parviendra facilement à archiver des textes, à condition de les faire transiter par l'écran. Or, c'est précisément ce qui se passe en traitement de textes, puisque le travail dactylographique a lieu sur l'écran, avant toute impression sur papier.

La capacité de l'écran de l'ORIC est un peu faible (27 lignes de 38 à

40 caractères), mais permet, moyennant des artifices économe cette place, de traiter convenablement l'équivalent d'un demi-feuille de format A4, ce qui est souvent suffisant en pratique.

Un programme, deux fonctions

Le programme de la figure 1 se charge entièrement, malgré sa faible longueur, des opérations de mise au point et d'impression du texte, avec ou sans échanges entre l'ordinateur et le magnétophone.

La conception générale de l'ORIC 1 facilite beaucoup l'édition de textes sur l'écran : en effet, les

```

10 GET A$ : C=C+1
15 IF C=60 THEN PING
20 IF A#=CHR$(27) THEN 1000
22 IF LEN(A#)<>1 THEN A#=CHR$(39)
25 IF A#=CHR$(13) THEN PRINT "!" : C=0 : GOTO 10
30 IF A#="" THEN 2000
40 PRINT A$;
50 GOTO 10
100 REM COPYRIGHT 1984 P. GUEULLE
1000 CSAVE "TEXTE",A48000,E49119
1002 WAIT 100
1005 CSAVE "PROG",AUTO
1010 GOTO 10
2000 F=48040
2005 K=PEEK(F)
2007 IF K=92 THEN 2030
2010 IF K=124 THEN 2050
2020 K#=K#+CHR$(K)
2030 F=F+1
2040 IF F<49120 THEN 2005 ELSE 10
2050 LPRINT CHR$(16);CHR$(1);CHR$(5);K#
2060 K#="" : GOTO 2030

```

Figure 1

touches fléchées et la touche DEL (effacement) sont liées à des codes « de contrôle » qu'il suffit d'incorporer dans un ordre PRINT pour agir sur l'écran.

A la limite, une bonne illusion de machine à écrire serait obtenue avec un programme aussi simple que :

```

10 GET A$
20 PRINT A$;
30 GOTO 10

```

Les touches fléchées continueraient bien à agir, mais l'action sur RETURN ne renverrait pas vraiment « à la ligne ». C'est là qu'apparaît toute la différence entre le « carriage return » (retour chariot) CHR\$(13) émis par RETURN, et le « line feed » (avance papier) CHR\$(10) émis par la touche fléchée vers le bas.

Un véritable retour à la ligne exige la combinaison de ces deux codes, normalement émis automatiquement par le moniteur de l'ORIC lorsque cela est nécessaire (fin d'une ligne ou ordre PRINT non muni d'une virgule ou d'un point-virgule). Également, on pourrait constater que la touche « apostrophe » reste absolument sans effet, bien qu'en mode SHIFT, le guillemet soit bien imprimé...

L'ORIC traite précisément l'apostrophe avec une légèreté peu commune : essayons ce petit programme, utile pour déterminer le code ASCII de n'importe quelle touche :

```

10 GET A$
20 PRINT ASC(A$)
30 GOTO 10

```

Si tout va bien avec la plupart des touches, que se passe-t-il donc avec l'apostrophe ?

Essayons de comprendre en remplaçant la ligne 20 par :

```
20 PRINT LEN (A$)
```

Normalement, l'appui sur n'importe quelle touche doit faire apparaître 1 sur l'écran. Avec l'apostrophe, notre ORIC répond 0, et celui d'un de nos lecteurs annonce 15 ! Qui dit mieux ?

Voilà en tout cas la raison d'être de la ligne 22, qui « reconstitue » l'apostrophe, dont il ne saurait être question de se passer en traitement de textes !

La ligne 15, quant à elle, simule la petite clochette dont sont munies les machines à écrire : le signal sonore est émis au soixantième caractère, compte-tenu du fait qu'une marge de quinze colonnes est respectée à gauche lors de l'impression (ligne 2050). Comme sur une machine à écrire, on peut encore frapper trois ou quatre caractères avant de « revenir à la ligne ».

L'action sur RETURN ne déclenche en fait aucun retour à la ligne sur l'écran, puisque la place y est comptée : simplement, une petite barre verticale (CHR\$(124)) est insérée. Cette petite barre sera identifiée par le sous-programme d'impression

comme une demande de retour à la ligne.

Pour sauter une ligne, il suffit de presser deux fois RETURN, ce qui introduit deux petites barres au lieu d'une. Le repérage est ainsi garanti lors de la « relecture ».

La ligne 20 détecte l'appui sur la touche ESCAPE, destinée à déclencher la sauvegarde du texte sur cassette. Le programme lui-même est enregistré à la suite de l'écran, puisqu'il faudra le recharger en machine lors de l'exploitation ultérieure du document. La mention AUTO est bien sûr fondamentale dans la ligne 1005. Dès la fin de ces sauvegardes, le programme reprend son déroulement normal, ce qui permet d'enchaîner n'importe quelle opération : seconde sauvegarde, nouvelle frappe de texte, modification du texte précédent, etc., ou même impression.

C'est la touche 2 en position SHIFT qui commande la sortie sur imprimante. Pourquoi ce choix, tout simplement parce que le caractère correspondant ne sert pas en français.

La routine d'impression débute donc à la ligne 2000, et fonctionne par « balayage » pur et simple de l'écran (ligne de service supérieure exceptée), avec transfert sur papier dès qu'une ligne est complète (rencontre d'un CHR\$(124)).

Un cas particulier est celui de CHR\$(92) : cette petite barre oblique est purement et simplement ignorée lors de l'impression, ce qui est précieux lorsque l'on souhaite réserver de la place dans le texte pour des insertions futures (la raison d'être du traitement de textes !).

La ligne 2040 permet d'arrêter les opérations lorsque le balayage atteint le bas de l'écran : le programme reprend alors son cours normal, ce qui permet de demander une nouvelle impression, une sauvegarde, mais surtout de modifier le texte avant la prochaine impression (personnalisation). Les facilités offertes par le curseur mobile permettent en effet d'intervenir, à ce stade, n'importe où sur l'écran pour effacer ou remplacer un caractère, ou en insérer de nouveaux si de la place a été réservée à cette fin.

La ligne 2050 est spécifique de l'imprimante GP 100 A SEIKOSHA, et serait donc à modifier pour une autre machine : elle permet d'indiquer à quelle colonne doit commencer l'impression.

CHR\$(16) annonce qu'une position va être spécifiée, les deux chiffres de cette position (ici 1 et 5 pour la

Lorsque le texte devra être sauvegardé sur cassette, mettre d'abord le magnétophone en enregistrement, puis presser la touche ESC. Attendre la fin des deux sauvegardes (TEXTE et PROG) pour arrêter le magnétophone.

Le rechargement d'un texte nécessite un peu plus de précautions :

L'ORIC venant d'être mis sous tension, on descendra le curseur à trois lignes du bas de l'écran, au moyen de la touche fléchée correspondante. Lancer un CLOAD "" (sans autre indication même si la chose peut surprendre) et charger l'écran. Dès l'apparition du message « Ready » (hors du texte si le curseur a bien été descendu), arrêter le ma-

gnétophone, lancer un second CLOAD "", et le remettre en route.

Il n'y aura pas de second message « Ready », puisque le programme se lance seul : dès la disparition de « Loading », une impression peut être demandée, à moins que des modifications du texte ne soient à effectuer.

La figure 2 donne un exemple de « fond de texte » tel qu'il apparaît à l'écran avant ou après sa sauvegarde sur cassette. Sur la figure 3, une personnalisation est introduite, qui conduit à une impression conforme à la figure 4.

Les figures 5 et 6 montrent quant à elles comment une version différente peut être préparée en très peu d'instant.

Conclusion

Malgré son encombrement « minimum », ce logiciel remplit l'une des fonctions essentielles de tout système de traitement de textes. Il ne prétend nullement être tout-puissant, bien qu'il soit capable de rendre de réels services.

Il serait facile de le perfectionner en lui adjoignant divers autres sous-programmes, notamment de justification. Nous n'avons pas incorporé cette facilité à ce logiciel, car son fonctionnement s'en serait trouvé ralenti alors que le but de la manœuvre est précisément de gagner du temps.

La justification n'est d'ailleurs pas indispensable au niveau d'une lettre.

Toutefois, nos lecteurs intéressés pourront se reporter à notre article paru dans le n° 435 de cette même revue.

La fusion des deux programmes ne pose pas de problèmes majeur, bien qu'il faille supprimer certaines routines faisant double emploi.

Enfin, nous ne voudrions pas conclure sans remercier les lecteurs qui, intéressés par nos premiers programmes de traitement de textes, nous ont fait part de suggestions fort judicieuses, et tout particulièrement Messieurs BACHY et TROTIN qui pourront constater qu'ils ont été entendus !

Patrick GUEULLE

```
RADIO PLANS 12 a 12 Rue de Bellevue 1759
40 PARIS CEDEX 19 Tel: (1) 200 33 05
Paris, le 8/3/84 !!! Monsieur
ieur et Cher Lecteur, !! Nous vous r
emercions des suggestions que vous ave
z bien voulu nous adresser quant a l
a Presentation de notre revue. \\\N
ous vous tiendrons informe de la suite
donnee. !! Dans cette attente, nous
vous Prions de croire en nos meill
eurs sentiments. !!!
La Redaction \\\N
\\\\N
```

Figure 5

```
RADIO PLANS
2 a 12 Rue de Bellevue
75940 PARIS CEDEX 19
Tel: (1) 200 33 05 Paris, le 8/3/84
```

Monsieur et Cher Lecteur,

Nous vous remercions des suggestions que vous avez bien voulu nous adresser quant a la Presentation de notre revue. Nous vous tiendrons informe de la suite donnee.

Dans cette attente, nous vous Prions de croire en nos meilleurs sentiments.

La Redaction

Figure 6

SERVICE

CIRCUITS IMPRIMÉS

Les circuits imprimés dont les références figurent sur cette page correspondent à des réalisations sélectionnées par la rédaction suivant deux critères :

- 1) difficulté de reproduction,
- 2) engouement présumé (d'après votre courrier et les enquêtes précédemment effectuées).

Nous sommes contraints d'effectuer un choix car il est impossible d'assurer un stock sur toutes les réalisations publiées. Par ailleurs, cette rubrique est un service rendu aux lecteurs et non une contrainte d'achat : les circuits seront toujours dessinés de façon à ce qu'ils soient aisément reproductibles avec les moyens courants.

Circuits imprimés de ce numéro :

Références	Article	Prix estimatif
EL 439 A	Alarme hyperfréquences	156 F
EL 439 B	Alimentation pour glow-plug	22 F
EL 439 C	Meltem 99, carte principale	68 F
EL 439 D	Meltem 99, carte affichage	12 F

Circuits imprimés des cinq numéros précédents :

Références	Article	Prix estimatif
EL 409 A	Voltmètre digital (affichage)	10 F
EL 409 B	Voltmètre digital (convertisseur A/D)	10 F
EL 414 A	Sécurité pour modèles réduits	14 F
EL 414 B	R.I.A.A. 2310	28 F
EL 414 E	Adaptateur 772	16 F
EL 414 F	Alimentation +	18 F
EL 415 C	Inverseur 772	20 F
EL 415 D	Ampli de sortie à 2310	20 F
EL 417 A	Préampli guitare	86 F
EL 418 A	Récepteur IR + affichage	80 F
EL 418 C	Platine clavier pour l'émetteur I.R. ...	12 F
EL 418 E	Carte ampli RPG 50	46 F
EL 419 B	Système d'appel secteur, émet.	20 F
EL 419 C	Système d'appel secteur, récept.	26 F
EL 419 D	Système d'appel secteur, répét.	14 F
EL 421 A	B. Sitter, platine de puissance	20 F
EL 421 B	B. Sitter, platine de commande	24 F
EL 422 G	Platine synthèse Em. R/C	20 F
EL 424 A	Cinémomètre, carte principale	130 F
EL 424 B	Cinémomètre, carte affichage	28 F
EL 424 F	Programmation d'Eprom, carte aff. ...	36 F
EL 425 B	Connecteur	16 F
EL 425 D	CR 80, platine principale (n° 424) ...	122 F
EL 425 E	CR 80, carte vu-mètre	24 F
EL 426 A	Interface ZX81	48 F
EL 426 B	Synthé de fréquence ZX81	32 F

EL 426 C	Platine TV Siemens	112 F
EL 426 D	Clavier (Platine TV)	40 F
EL 426 E	Affichage (Platine TV)	18 F
EL 427 A	Carte de transc. (TV-SDA210)	60 F
EL 427 B	Commutateur bicourbe Plat. princ. ...	114 F
EL 427 C	Commutateur bicourbe Alimentation ..	30 F
EL 427 D	Comm. bicourbe Ampli de synch. ...	16 F
EL 428 A	Platine décodeur PAL-SECAM	102 F
EL 428 B	Carte Péritel	48 F
EL 428 D	Extension EPROM ZX81	18 F
EL 428 E	Ampli téléphonique	24 F
EL 429 A	Carte de transcodage	36 F
EL 429 B	Bargraph 16 LED	66 F
EL 430 A	Ventilateur thermostatique	30 F
EL 430 A	Ventilateur thermostatique	30 F
EL 430 B	Synthétiseur RC	50 F
EL 430 C	Tête HF 72 MHz	34 F
EL 430 D	HF 41 MHz	34 F
EL 431 A	Alim. et interface pour carte à Z 80 ..	42 F
EL 431 B	Booster 2 x 23 W	44 F
EL 432 A	Centrale de contrôle batterie	20 F
EL 432 B	Centrale convertisseur	14 F
EL 432 C	Centrale shunt	8 F
EL 432 D	Séquenceur caméra 1	26 F
EL 432 E	Séquenceur caméra 2	36 F
EL 432 F	Milliohmètre	40 F
EL 433 A	Préampli (carte IR de base)	28 F
EL 433 B	Préampli (carte IR codage)	38 F
EL 433 C	Synthé: alimentation	46 F
EL 433 D	Synthé: carte oscillateur	58 F
EL 434 A	Préampli (carte alim.)	46 F
EL 434 B	Préampli (carte de commutation) ...	66 F
EL 434 C	Préampli (correcteur de tonalité)	22 F
EL 434 D	Préampli (carte récept. linéaire)	82 F
EL 434 E	Synthétiseur (carte VCF, VCA, ADSR) ..	72 F
EL 434 F	Synthétiseur (carte LFO)	32 F
EL 434 G	Mini-chaîne (carte amplificateur)	58 F
EL 435 A	Synthé gestion clavier	114 F
EL 435 B	Synthé extension clavier	30 F
EL 435 C	Synthé interface D/A	38 F
EL 435 D	Générateur pour tests sono	24 F
EL 436 A	Testeur de câbles CT 3	48 F
EL 436 B	Préampli carte logique	68 F
EL 436 C	Préampli carte façade	102 F
EL 437 A	Carte codeur SECAM	100 F
EL 437 B	Mini-signal tracer	22 F
EL 438 A	Synchrodià	30 F
EL 438 B	Convertisseur élévateur	20 F

Alimentation réglable pour Glow Plug

temps: 
 difficulté: 
 dépense: 

Les joies du modèle réduit se trouvent souvent gachées par le refus du démarrage d'un moteur dû à la défectuosité de l'allumage de la bougie (glow plug). Le montage proposé permet à partir d'une batterie de 12 V de réaliser une source d'énergie réglable pour chauffer le filament de nos bougies.

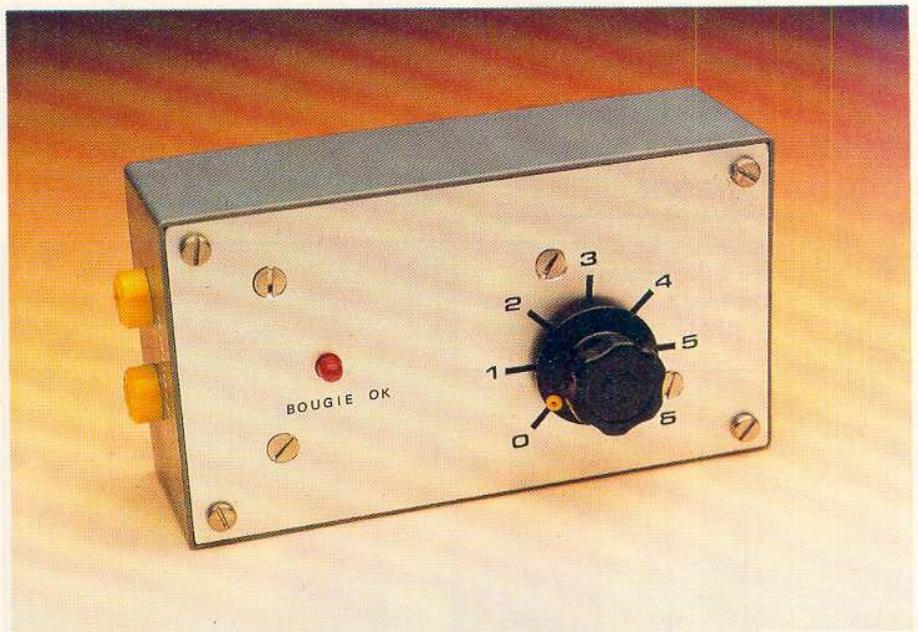
Choix du principe

Pour alimenter la bougie d'un moteur, le modéliste dispose généralement d'une batterie Cadmium-Nickel de forte puissance (6 à 7 Am-pères heure), ou d'une batterie au plomb de 2 volts, ou à défaut une grosse pile de 1,5 V, les tensions s'échelonnant suivant la charge, de 1,2 V à 2,4 V. Ces sources d'énergie coûteuses se déchargent rapidement abandonnant le modéliste au beau milieu de son passe temps favori. Ce mode d'alimentation est donc mal adapté à ce type d'utilisation.

De plus les caractéristiques des « glow plug » sont très différentes d'un modèle à l'autre. A titre d'exemple voici quelques relevés réalisés sur différentes bougies du commerce.

Sur ce tableau sont consignés, pour différentes tensions, le courant débité, ainsi que la couleur du filament de la bougie.

En observant ce tableau on constate qu'un modéliste équipé d'une batterie Cadmium Nickel de 1,2 V peut démarrer son moteur équipé de la bougie n° 3, grillera



certainement la bougie n° 2 et n'arrivera jamais à allumer les bougies n° 1 et n° 4. Avec une batterie au plomb de 2 volts, seule la bougie n° 4 pourrait être allumée sans dommages, les autres ne brillant que quelques secondes avant de

s'éteindre éternellement. Bien sûr on peut toujours faire chuter un peu la tension en ajustant la résistance des fils par leur longueur et leur section, mais cette solution est hasardeuse car aléatoire, étant fonction de la charge de la batterie.

Bougie n°1			Bougie N° 2			Bougie N° 3			Bougie N° 4		
Culasse à bougie intégrée			Bougie à barrette			Bougie type Enya 3			Bougie type Enya 6		
U	I	Couleur filament	U	I	Couleur filament	U	I	Couleur filament	U	I	Couleur filament
0,3 V	1 A		0,2 V	1 A		0,1 V	1 A		0,5 V	1 A	
1,2 V	3 A	début de rouge	0,7 V	3 A	début de rouge	0,7 V	3 A	début de rouge	1,3 V	3 A	
1,5 V	3,5 A	rouge	0,8 V	4 A	rouge	1 V	4 A	rouge	1,5 V	4 A	Début de rouge
1,8 V	4,5 A	rouge blanc	0,9 V	5 A	rouge blanc	1,2 V	4,5 A	rouge blanc	1,9 V	5 A	rouge

Réalisation

Nous constatons donc qu'il est possible de rencontrer des « glow plug » fonctionnant entre 1 volt et 2 volts, le courant se situant entre 3 et 6 Ampères. La résistance de ces bougies diminuant très rapidement aux environs de leur point de fonctionnement.

Avec le montage que nous allons décrire, il est possible de régler, quelque soit le type de bougie, le chauffage du filament, permettant un rendement optimum de l'allumage. Il existe une énergie peu coûteuse, pratiquement inépuisable, la batterie de la voiture qui a servi à venir sur le terrain, ou également la batterie 12 volts du démarreur électrique. Nous emploierons donc cette source d'alimentation pour activer ce montage.

Principe de fonctionnement

Le synoptique de fonctionnement est représenté à la figure 1.

Le montage étant alimenté à travers la glow plug, celui-ci ne sera

sous tension que lors de la présence de la bougie, permettant de réaliser l'économie d'un interrupteur. Lorsque la bougie est connectée au montage, le circuit de découpage est alimenté à travers D_2 ; C_1 assurant un filtrage efficace. Le circuit de découpage ferme pendant un très court instant (ajustable) le commutateur électronique commutant à la masse la bougie. Celle-ci voit pendant une fraction de seconde, 12 volts à ses bornes; l'inertie thermique empêchant le filament d'atteindre sa température de destruction. Le phénomène décrit ci-dessus se répète périodiquement tant que la bougie est présente.

Afin que le circuit de découpage soit alimenté par une tension non hachée, D_2 empêche C_1 de se décharger, assurant ainsi le filtrage du montage. D_3 a pour rôle d'indiquer si le montage est sous tension (donc que la bougie n'est pas coupée), R_1 limitant le courant dans la diode D_3 .

Le schéma

Le schéma de principe est représenté à la figure 2.

La fréquence de découpage est générée par IC_1 (NE 555) monté d'une façon un peu inhabituelle. En effet, celui-ci est monté en monostable, la durée de l'impulsion étant déterminée par R_2 , P_1 , C_2 . Le déclenchement de ce monostable est réalisé au niveau de la patte 2 de IC_1 (trigger).

À la mise sous tension, la patte 2 de IC_1 est considérée comme à la masse. Le condensateur C_2 se charge; une impulsion positive sur la sortie 3 de IC_1 apparaît, la durée de celle-ci étant déterminée par la valeur de C_2 et $R_2 + P_1$.

Dès l'apparition de l'impulsion en sortie 3 de IC_1 , C_4 se charge instan-

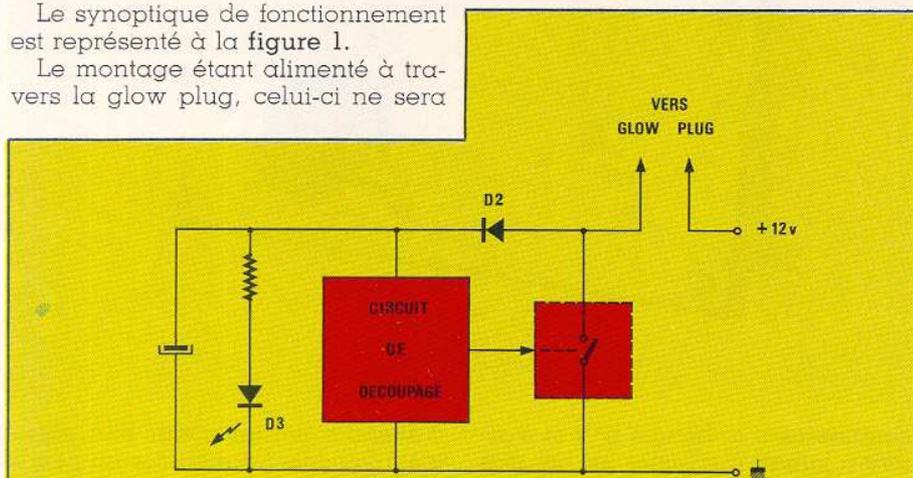
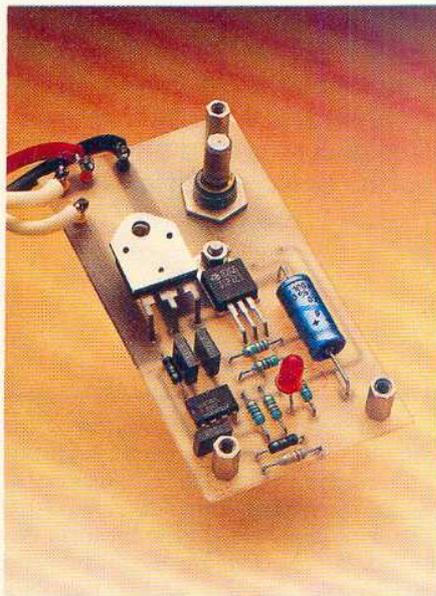


Figure 1

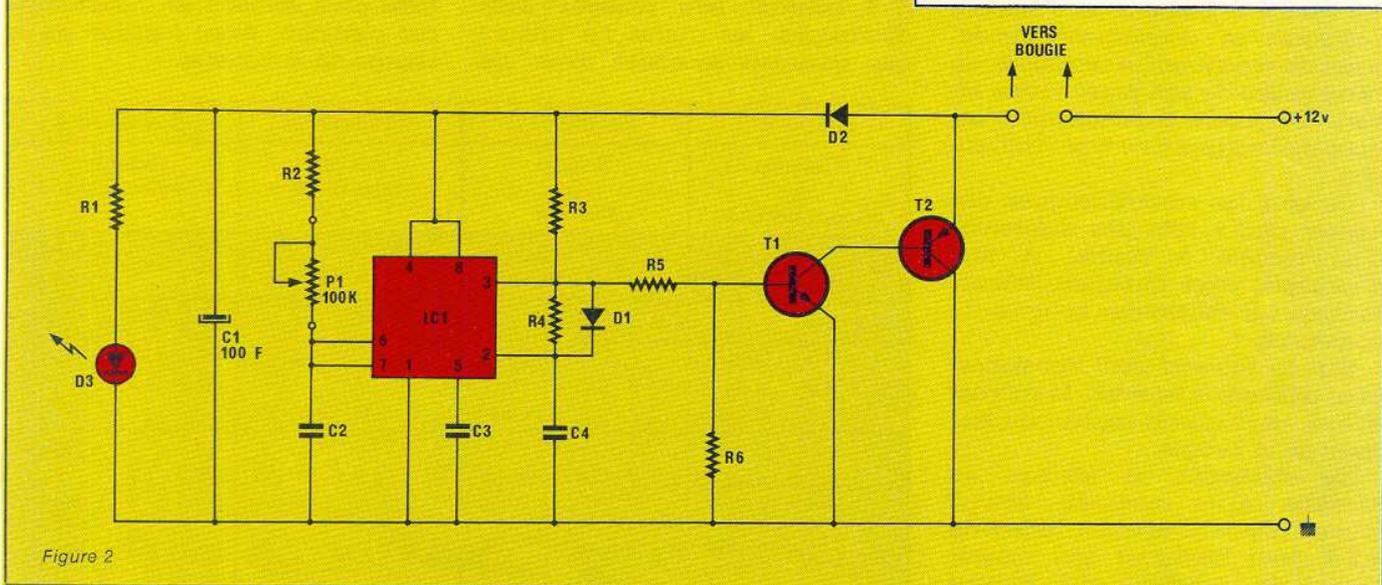


Figure 2

tanément à travers la diode D_1 la patte 2 devient donc positive. A la fin de l'impulsion du monostable la sortie 3 de IC_1 devient de nouveau nulle ; C_4 se décharge à travers R_4 , la diode D_1 empêchant la décharge instantanée de C_4 . Lorsque sur la patte 2 de IC_1 le seuil de trigger est atteint, le monostable se déclenche, sur la sortie 3, on constate la présence d'une impulsion positive, qui charge C_4 , puis décharge de celui-ci, etc.

Le montage global se comporte donc comme un oscillateur astable dont la fréquence est réglée par la constante de décharge $R_4 C_4$, et la durée de la 1/2 période positive réglée par C_2 , $R_2 + P_1$.

La figure 3 représente la forme du signal en sortie 3 de IC_1 .

Celui-ci est prélevé par l'intermédiaire de la résistance R_5 et dirigé vers la base de T_1 . Le pont diviseur R_5 , R_6 assurant l'amplitude convenable pour la base de T_1 .

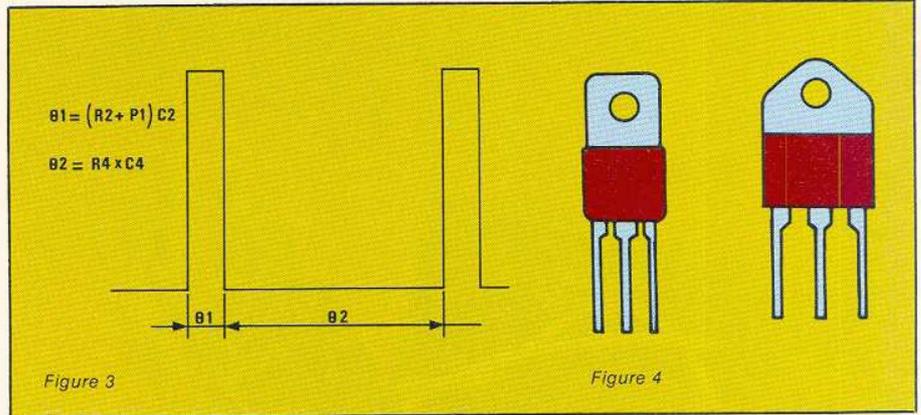
T_1 est un transistor Darlington offrant un grand gain utilisé ici pour piloter T_2 .

Le brochage de ces deux transistors est représenté à la figure 4. L'ensemble T_1 , T_2 se comporte comme un amplificateur en courant de grand gain. Nous obtenons ainsi une commutation avec des fronts très raides garantissant un très bon rendement et un minimum d'échauffement de T_2 .

Choix de T_2

T_2 est un transistor du type TIP 36. Les caractéristiques de ce transistor sont bien adaptées à ce type de montage puisque le courant qu'il peut commuter est de 40 Ampères maximum. Ce courant peut apparaître très élevé mais nous allons constater que nous nous approchons de cette valeur. En effet, si l'on regarde le tableau des différentes « glow plug », nous pouvons constater que la bougie n° 4 consomme 5 Ampères sous 1,9 V. Elle a donc une résistance en fonctionnement de $1,9/5 = 0,38 \Omega$. Lorsque la bougie voit à ses bornes 12 volts, le courant instantané est donc de $12/0,38 = 31,5$ A. En conclusion si vous étiez tenté de substituer le transistor préconisé par un équivalent, vérifiez bien que le paramètre I_{max} est compatible avec celui-ci mis en jeu dans ce montage.

Nous aurions pu diriger notre choix vers des transistors en technologie MOS FET qui répondent bien



aux critères vitesse-courant mais leur rareté et leur prix sont un obstacle à leur utilisation actuellement.

Éventualité d'un court-circuit

Lors de notre calcul du courant instantané nous avons tenu compte uniquement de la résistance propre de la bougie. Mais la résistance des fils reliant le montage à la batterie ainsi qu'à la pince à bougie est non négligeable, compte-tenu des courants instantanés mis en jeu. La résistance des fils double bien souvent la valeur de la résistance de la bougie. Si un court-circuit survient, la

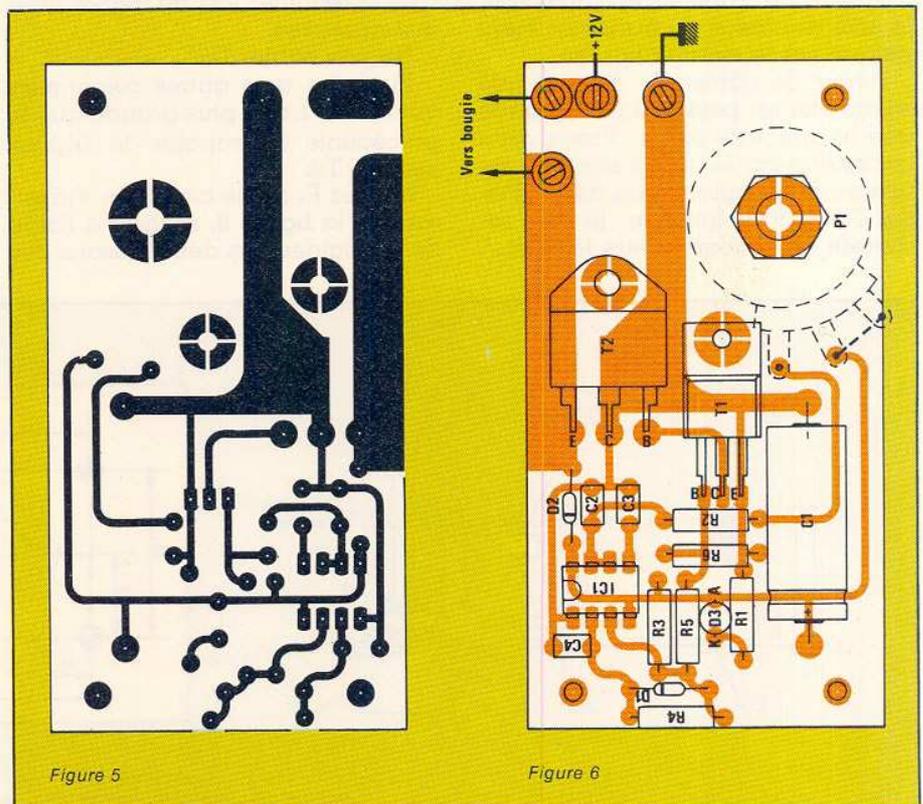
résistance de la bougie serait nulle mais la résistance des fils limiterait le courant. Il n'y a donc aucun danger de destruction du montage. Lors d'un court-circuit, la longueur et la section des fils de la pince à bougie offrant toujours assez de résistance pour protéger le circuit.

Remarque : Lors d'un court circuit, la diode D_3 indiquera une bougie bonne puisque le montage sera sous tension.

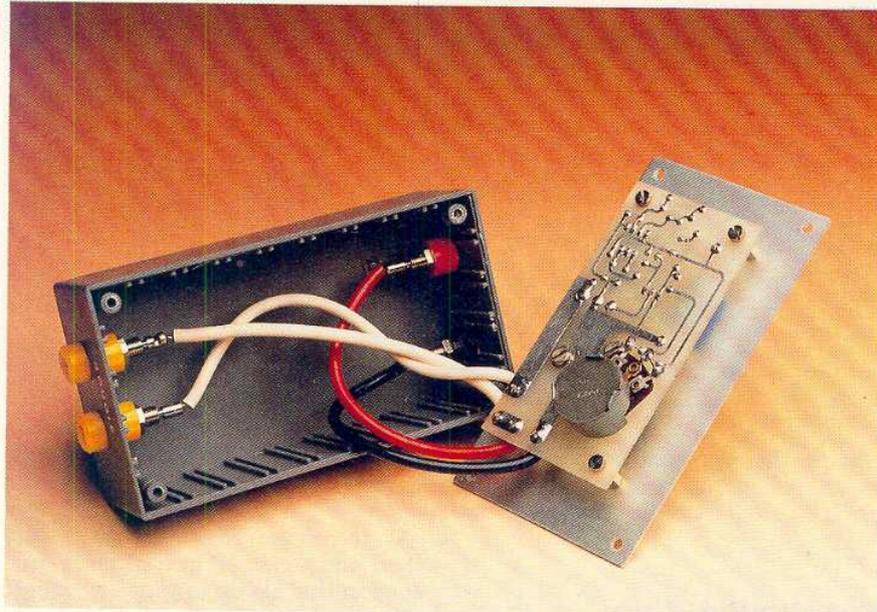
Réalisation

Le tracé du circuit imprimé est représenté à la figure 5.

Les trous de fixation de T_1 et T_2 seront percés à un \varnothing de 1 mm. Tous les



Réalisation



autres trous seront percés à un \varnothing de 0,8 mm.

Le schéma d'implantation des composants est représenté à la figure 6.

Nous commencerons par câbler les diodes D_1 et D_2 ainsi que le circuit intégré IC_1 en respectant bien le sens de ceux-ci. Câbler ensuite les résistances puis les condensateurs en respectant la polarité de C_1 .

Le transistor T_1 sera câblé à plat sur le circuit avant de le souder, le fixer à l'aide d'une vis et d'un écrou, le côté radiateur du transistor étant plaqué sur le circuit imprimé.

Avant de câbler T_2 , choisir une colonnette un petit peu plus grande que le diamètre de C_1 . Vissez cette colonnette sur le circuit imprimé au niveau de l'implantation de T_2 . Vissez T_2 sur la colonnette, le côté radiateur étant tourné vers le haut.

S'inspirer des figures 7 et 8.

Replier les pattes du transistor vers le circuit et souder celles-ci. Si les pattes du transistor s'avèrent trop courtes, prolonger celles-ci à l'aide de fils.

La disposition de T_2 est réalisée ainsi afin que lors du montage définitif, le radiateur de celui-ci s'appuie sur la face avant de la réalisation pour augmenter la surface de dissipation. Le collecteur de T_2 étant à la masse, aucun danger de destruction n'est à redouter lors de manœuvres intempestives.

Ne pas câbler D_3 .

Fixer les trois autres colonnettes qui seront 1 mm plus grande que la précédente (rattrapage de l'épaisseur de T_2).

Montez P_1 sur le circuit en s'inspirant de la figure 8, réaliser à l'aide de fils rigides, les deux liaisons des

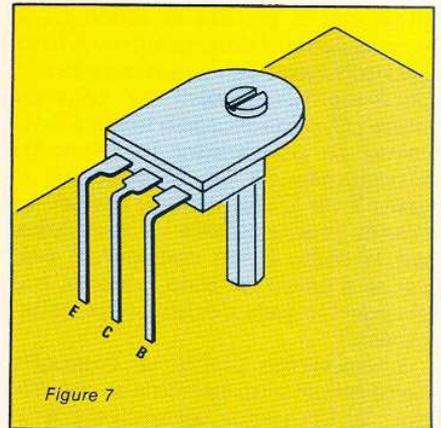


Figure 7

cosses du potentiomètre P_1 au circuit imprimé. Relier le curseur à la cosse libre de P_1 (voir figure 6).

Bien vérifier une dernière fois le sens des diodes, de IC_1 , C_1 , T_1 et T_2 .

Le circuit ainsi câblé peut être soit mis dans un petit coffret possédant une face avant métallique, soit directement être incorporé dans la caisse de terrain en veillant toutefois à ce que la face de T_2 repose sur une partie métallique afin de favoriser la dissipation. Quel que soit le mode choisi, percer les trous de fixation du circuit ainsi que le passage pour D_3 et P_1 , suivant le plan de la figure 9. Le diamètre de passage de la diode D_3 dépendra du type de diode choisie. Une fois cette préparation réalisée, introduire en respectant le sens, la diode D_3 dans le circuit imprimé. Fixer celui-ci sur la face avant en ayant soin d'avoir retiré la vis maintenant T_2 . S'inspirer toujours de la figure 8.

Faire dépasser la diode D_3 de quelques millimètres de la face avant, souder D_3 .

Redémonter le circuit imprimé de la face avant, afin de vérifier le bon fonctionnement du montage.

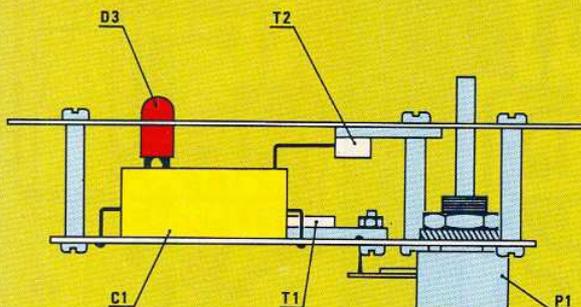


Figure 8

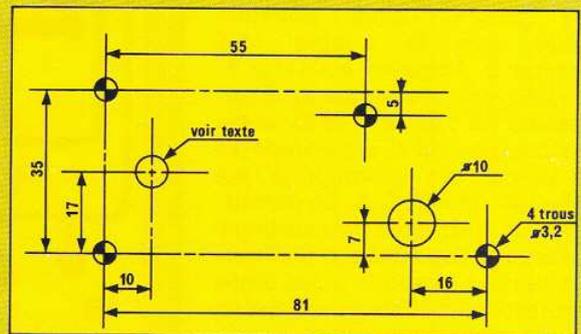


Figure 9

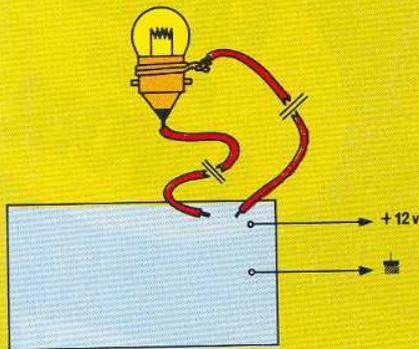


Figure 10

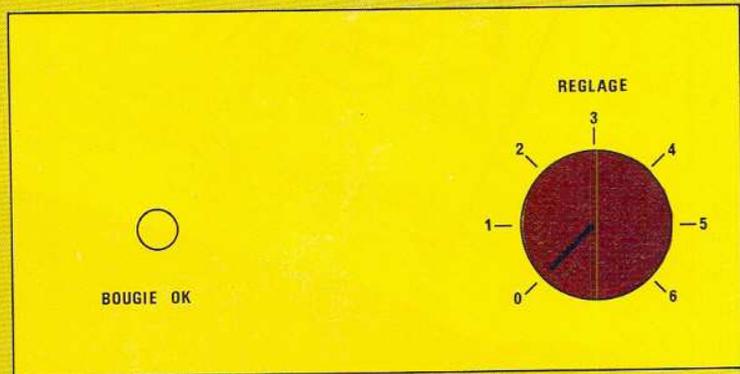


Figure 11

Essais de la réalisation

Souder deux fils d'environ 1 mètre sur le circuit imprimé (scindex pour rallonge) pour aller vers la bougie.

Afin de tester le montage sans danger pour nos chères et précieuses bougies, nous allons brancher en simulation une lampe 12 V de voiture (lampe de code, stop ou autre). Afin de se raccorder plus facilement sur le culot, entourer celui-ci d'un fil rigide, la connexion du fil se trouvant grandement facilitée, l'autre connexion se réalisant avec précaution sur l'extrémité de la lampe. S'inspirer de la figure 10. Le montage étant ainsi réalisé, si une défektivité survenait à la mise sous tension (T_2 saturé en permanence), la tension de 12 V permanente aux bornes des sorties ne sera pas destructrice pour notre bougie simulée.

Vérifier que le potentiomètre P_1 se trouve au milieu de sa course.

Alimenter à partir d'une batterie le montage en 12 volts en respectant les polarités.*

Dès la mise sous tension, le filament de la lampe doit rougir d'une façon certaine. En agissant sur le potentiomètre P_1 , on doit faire varier l'intensité de la lampe, la diode D_3 devant également s'allumer. Si tout se passe comme décrit ci-dessus, vous pouvez considérer que le montage fonctionne correctement.

Si vous êtes courageux, vous pouvez tester la résistance du montage au court-circuit. Court-circuitez quelques secondes la lampe 12 volts de simulation bougie à l'aide d'un fil au niveau de la lampe même. Celle-ci doit s'éteindre. La diode D_3 reste allumée. En retirant le strap, la lampe reprend son éclat initial. Le transistor T_2 ne dissipant pas sur la face avant, ne pas maintenir le court circuit plus de deux secondes.

Mettre le potentiomètre P_1 au minimum. Remplacer la lampe par une « glow plug », le filament doit s'éclairer ; ajuster sa couleur à l'aide de P_1 pour obtenir un rouge vif ; le réglage est terminé.

Il ne vous reste plus qu'à réaliser la mise en boîte définitive et de graduer les repères pour P_1 en fonction des différentes bougies que vous possédez. Un exemple de face avant vous est donné à la figure 11.

Si vous ne possédez qu'un seul type de bougie, vous pouvez faire affleurer l'axe du potentiomètre P_1 au ras de la face avant, et à l'aide d'un trait de scie, pratiquer une fente dans le bout de l'axe. Cette opération évite tous dérèglages par des mains étrangères, toutefois un ajustement ultérieur pourra être fait à l'aide d'un tournevis.

Dans le cas où vous posséderiez des « glow plugs » encore plus gourmandes en puissance, et que le potentiomètre P_1 étant au maximum l'éclat de votre bougie reste faible, il est possible d'augmenter la valeur de la résistance R_2 afin de pouvoir donner l'éclat voulu. (R_2 environ 51 k Ω).

Conclusion

Les modélistes ayant décidé de réaliser ce montage, seront toujours assurés d'avoir un allumage correct sans risque de détruire leurs bougies par surcharge, ce qui est vital pour un week-end de télécommande agréable. Par expérience, avec ce montage, il n'est pas rare de voir une bougie tenir une saison complète sans donner de signes de faiblesse, la régularité d'alimentation assurant une durée de vie bien plus longue.

D. YOLE

* **NOTA.** Il est possible de protéger le circuit contre d'éventuelles inversions de polarité en connectant une diode en série dans l'alimentation 12 volts.

Cette diode devra passer au minimum 10 ampères permanents. Une indication de branchement est donnée à la figure 12.

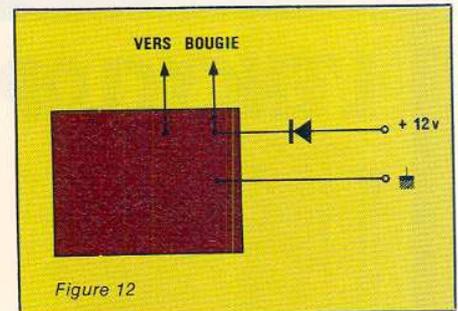


Figure 12

Nomenclature

Résistances

R_1 : 750 Ω 1/4 W
 R_2 : 27 k Ω 1/4 W
 R_3 : 1 k Ω 1/4 W
 R_4 : 820 k Ω 1/4 W
 R_5 : 100 Ω 1/4 W
 R_6 : 1 k Ω 1/4 W
 P_1 : 100 k Ω lin

Condensateurs

C_1 : 100 μ F/25 V
 C_2 : 10 nF
 C_3 : 10 nF
 C_4 : 10 nF

Semiconducteurs

D_1 : 1 N4148
 D_2 : 1 N4001
 D_3 : LED rouge
 IC_1 : NE 555
 T_1 : TIP 121 ou TIP 122
 T_2 : TIP 36

Le centre industriel RTC de Dreux : fabrication des tubes TVC 22 et 26 pouces

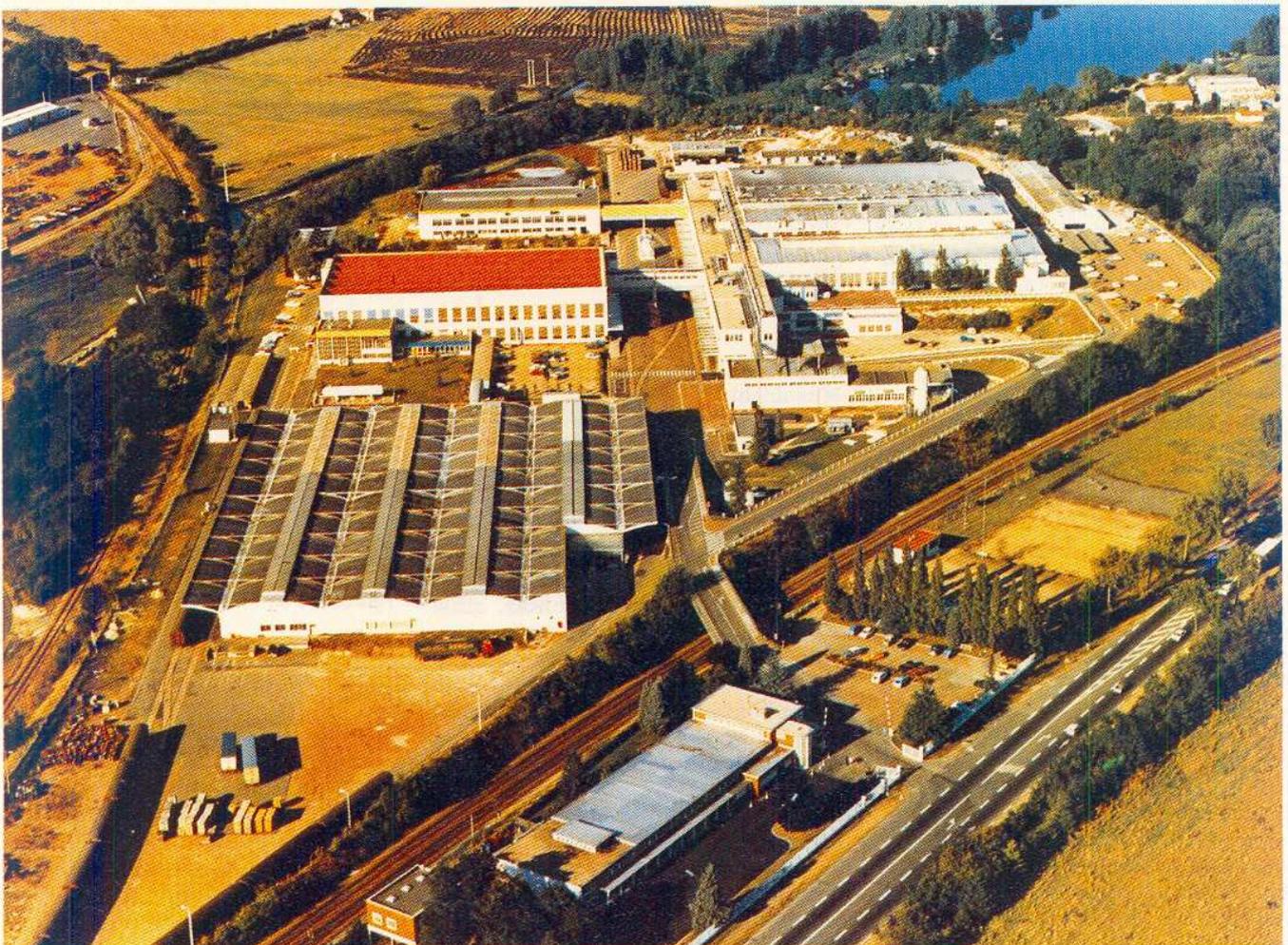
Le tube couleur est certainement l'élément, sinon le plus important, certainement le moins évident à industrialiser parmi les maillons constitutifs d'un téléviseur couleur.

Nous nous devons de poursuivre l'ensemble des articles consacrés à la télévision par les problèmes industriels et par la description du tube couleur.

L'occasion nous a été donnée de répondre à ce double souhait grâce à l'amabilité de « La Radiotechnique » en la personne de M. E. Falck ainsi que celle du personnel du centre RTC et plus particulièrement de son directeur M. Garreau.

L'usine de Dreux est un centre de production uniquement, et ce, pour les tubes couleur de 22 et 26 pouces (diagonale de l'écran, soit respectivement 56 cm et 66 cm). La recherche et le développement sont assurés par les laboratoires Philips à Eindhoven.

N'oublions pas, en effet, que la Radiotechnique est une filiale du groupe Philips (à 51 %) et que RTC est elle-même une des filiales de La Radiotechnique, dont l'activité est essentiellement axée sur les composants électroniques et les sous-ensembles.



Technique

Le Marché du tube couleur dans le monde

La production de tubes couleur entre dans la catégorie des industries « lourdes ». Ce type d'industrie ne peut, à l'heure actuelle, que s'envisager dans un contexte mondial, que ce soit en termes de marché, d'investissements ou de productivité... Il est évident que le marché du tube couleur dépend lui-même de celui du téléviseur couleur.

Le graphe de la figure 1 précise les taux de pénétration de la télévision couleur dans les cinq grands pays industrialisés occidentaux. On y constate en particulier que la France accuse un certain retard ; si l'on admet que tôt ou tard elle rattrapera le Japon et les USA, le marché français apparaît comme très intéressant.

Le tableau 1 fournit la répartition des parts de marché des différents constructeurs de tubes couleur. Philips (le groupe) occupe la première place, mais si l'on additionne les parts respectives des fabricants japonais (en gras), on s'aperçoit que ceux-ci détiennent près de la moitié de la capacité de production mondiale. Les européens doivent donc être particulièrement vigilants. Dans ce domaine comme dans d'autres, qui n'avance pas recule, et par conséquent cela explique le degré de maîtrise technologique qu'il faut posséder, de même que l'ampleur des investissements tant matériels qu'humains qu'il faut consentir. Nous verrons plus loin que les efforts du centre RTC de Dreux s'inscrivent dans cette logique.

Le tableau 2 donne la répartition des parts des fabricants en Europe. Ces chiffres concernent la production tous types de tubes couleurs confondus.

Philips arrive en tête avec 6 160 000 tubes par an qui se répartissent comme suit :
 Allemagne: 1 650 000 tubes TVC 26 pouces uniquement
 Angleterre: 1 450 000 tubes TVC 20 et 22 pouces
 France : RTC Dreux, 1 400 000 tubes TVC 22 et 26 pouces
 Autriche: 780 000 tubes TVC 14 et 16 pouces

Le reste, concernant les fabrications spéciales (tubes haute définition entre autres) est assuré par l'usine d'Eindhoven mais ne représente que de faibles quantités.

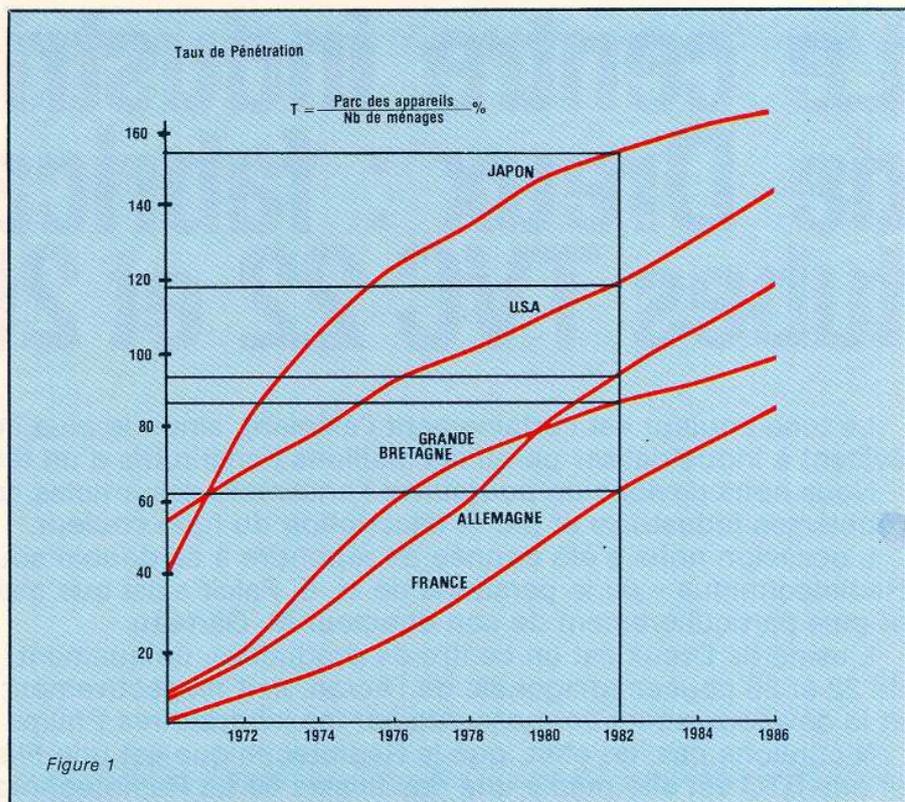


TABLEAU 1 Principaux fabricants mondiaux

Les fabricants japonais représentent la moitié de la capacité mondiale de tubes cathodiques couleur.

Fabricants	Quantité en milliers	% de la production mondiale
Philips	8 675	19,2
Hitachi	6.500	14,4
Toshiba	6.050	13,4
Matsushita	5.250	11,6
R.C.A.	4.350	9,7
Sony	2.700	6
Zenith	2.500	5,5
Vidéocolor (Thomson)	2.000	4,4
Mitsubishi	1.600	3,6
I.T.T.	1.200	2,7
Divers	4.075	9,5
TOTAL	44.900	100

Données fin 1982.

Cette « décentralisation » de la production ainsi que le choix, ciblé en fonction des marchés nationaux, des produits fabriqués par les différents centres, autorisent une meilleure flexibilité, une meilleure maîtrise de la production et partant un meilleur rendement des investissements.

Le centre de Dreux par exemple exporte 70 % de la production. Les 30 % restant, équipent sur le marché français, les téléviseurs 56 et 66 cm commercialisés sous les trois marques : Radiola, Philips et Schneider.

TABLEAU 2 Production en 1983 en Europe de l'Ouest

Fabricants	Quantité en milliers
Philips	6.160
Vidéocolor (Thomson)	2.400
I.T.T.	1.300
Sony	100
TOTAL	9.960

Données fin 1983.

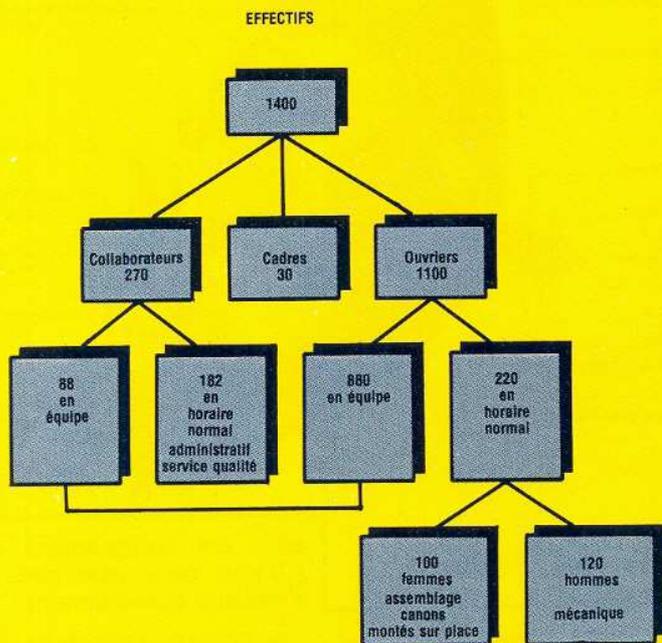


Figure 2 - Organigramme des effectifs à Dreux.

L'usine de Dreux et son organisation

Cette implantation a été créée en 1956 sur une surface de 17 ha. Au début, il existait deux pôles d'activité : fabrication des tubes N et B et assemblage de téléviseurs.

La branche téléviseurs fut transplantée à 2 km (toujours à Dreux) quelques années plus tard. Puis en 1968 la construction de premiers tubes couleur apparut. Depuis 1973, date à laquelle la fabrication des tubes N et B a été arrêtée, le centre de Dreux est exclusivement consacré à la production de tubes couleur, système 20 puis 30 AX, en 22 et 26 pouces. D'abord commencée par M. Tripiet, la restructuration — plan de 12 ans — fut continuée par M. Garreau, son successeur à partir de fin 1982.

Depuis le 1^{er} janvier 1982, le travail est organisé en quatre équipes travaillant 6 h par jour, ce, 6 jours par semaine. Cette organisation a permis d'abaisser le temps de travail conformément aux accords sociaux (et même au delà) tout en augmentant le temps d'utilisation des machines. De la sorte, le personnel travaille 34 heures et demie par semaine au lieu de 39 h sans diminution de salaire. Un inconvénient : la présence le samedi.

Une rotation des horaires de travail des équipes est effectuée chaque semaine. La figure 2 fournit l'organigramme des effectifs. Sur les 1 400 employés du centre, 60 % sont français et 40 % étrangers, (nous sommes à Dreux !). Tout le personnel étranger pratique couramment la langue française, et sait en particulier lire et écrire notre langue, ce qui est absolument nécessaire dans une implantation de ce genre.

Tout le personnel a une ancienneté dans l'entreprise d'au moins 12 ans.

Pour fixer les idées, la nouvelle répartition du travail a permis de gagner 14 % sur le temps homme en augmentant de 18 % le temps machine. Ceci conduit à un accroissement non négligeable de la productivité tout en améliorant les conditions de travail.

La décentralisation existe aussi sur le plan des responsabilités. En effet, chaque ouvrier est responsable de son travail. Chaque ingénieur responsable d'une équipe se comporte comme un directeur de PME. Il peut gérer son propre budget, faire appel ou non à des services extérieurs...

Étant donné que toute la production est contrôlée par un système informatique « réparti », il est facile de voir les résultats obtenus par chaque

équipe et même par chaque ouvrier dans chaque atelier.

Il ne s'agit pas là d'instaurer des méthodes « policières » mais au contraire d'augmenter la motivation de chacun et de pouvoir retrouver rapidement la cause de petits défauts. En effet, une pièce valant quelques centimes mal positionnée peut occasionner le retour, et la mise au pilon d'un tube. On comprend donc aisément que le coût total n'est plus du tout en rapport avec celui de la pièce en question.

L'information circule de bas en haut, avec possibilité d'aller rechercher certaines données dans l'ordinateur central pour chaque mini-ordinateur d'atelier, notamment dans le cas de problèmes liés à la qualité.

Tous les sous-ensembles, et tous les produits finis sont suivis par codage optique (lecture laser) au cours de l'évolution des travaux menés dans chaque atelier.

Cette procédure autorise l'aiguillage correct des pièces nécessaires, nous le verrons plus loin, à la fabrication mais aussi le contrôle dont nous avons parlé plus haut.

La production des tubes

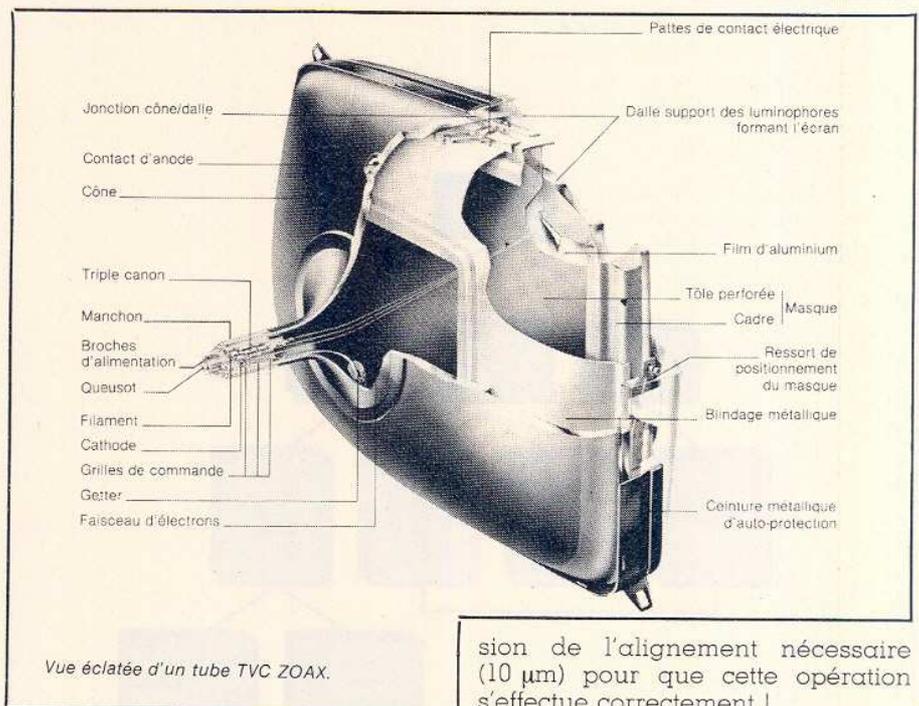
Constitution d'un tube TVC, système 30 AX

Avant de suivre les différentes étapes de fabrication qui concourent à l'élaboration finale du produit, peut-être vaut-il mieux revenir d'abord sur la constitution d'un tube TVC. A l'heure actuelle tous les tubes sont auto-convergeants, c'est-à-dire que la convergence statique, recouvrement des trois faisceaux R, V B pour illuminer un point élémentaire d'image donné vers le centre de l'écran, est assurée par construction. Pour arriver à ce résultat, différentes méthodes existent, spécifiques au constructeur.

Chez Thomson (Vidéocolor), on parle de système PIL (précision in line), qui nécessite un appariement stricte du tube et de son déviateur. Chez RTC, il s'agit du système 30 AX où cette convergence est réalisée grâce à un anneau plus ou moins magnétisé placé dans le manchon du tube. Dans ces conditions l'appariement avec le déviateur n'est plus nécessaire, et ce dernier peut être élaboré dans un autre centre de production.

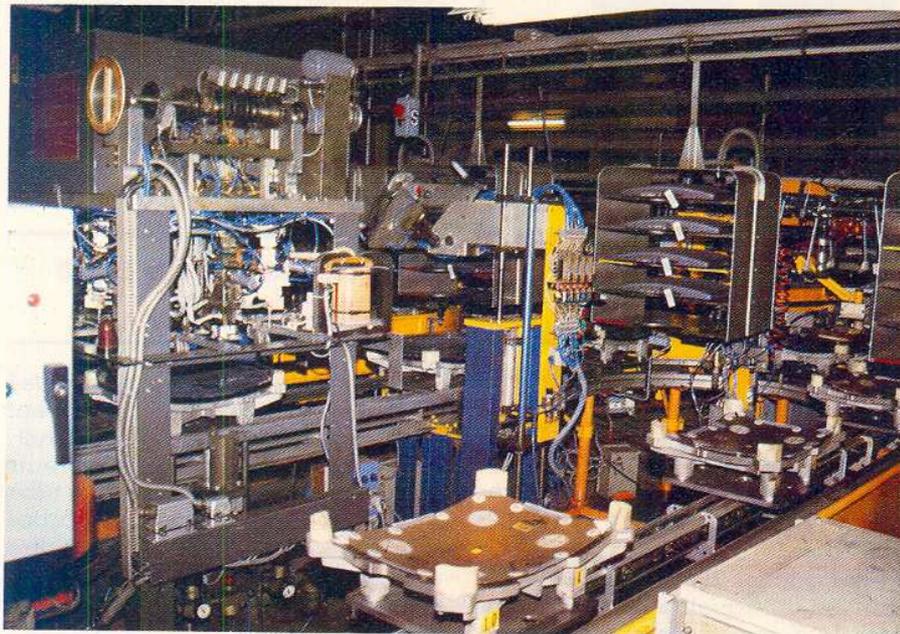


Étuvage des cadres métalliques (masque).
Sortie du four.



Vue éclatée d'un tube TVC ZOAX.

sion de l'alignement nécessaire (10 µm) pour que cette opération s'effectue correctement !



Préformage du masque en fonction d'une dalle.

Schématiquement, un tube couleur, peut-être scindé en trois grands sous-ensembles :

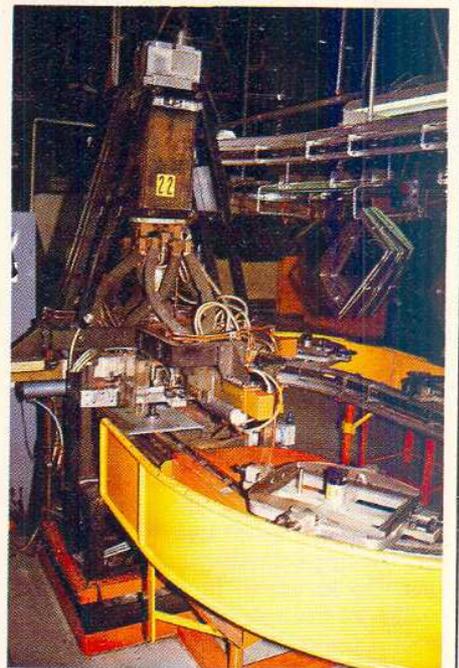
- La dalle et son masque perforé associé,
- Le cône et son manchon,
- Le canon à électrons.

• La dalle est recouverte intérieurement de luminophores (phosphores) qui, bombardés par un faisceau électronique, s'illuminent en rouge, vert, bleu, selon leur nature, avec une intensité dépendant de celle du faisceau électronique incident. La « supersposition »* partielle ou totale de ces trois couleurs fonda-

mentales peut restituer presque tout le spectre des couleurs visibles. A 15 mm en retrait de la dalle se trouve le masque, grille perforée de 400 000 fentes oblongues, solidaire mécaniquement de la dalle, grâce à un cadre métallique. Les faisceaux issus des cathodes des trois canons à électrons coplanaires doivent à chaque instant élémentaire passer par une fente du masque pour frapper la triade de phosphores R, V, B correspondant à cette fente. Intuitivement on se rend déjà compte de la pré-

*En fait, il n'y a pas superposition, puisque les luminophores sont juxtaposés mais le faible pouvoir séparateur de l'œil le fait croire à notre système visuel.

• Le cône et la dalle sont assemblés par vitrification (passage au four). Ce dernier est enduit à l'intérieur d'oxyde de fer (ferrique) qui assure d'une part la circulation des électrons recueillis vers l'anode finale (THT) et d'autre part un blindage magnétique vis-à-vis des champs externes. Un passage verre-métal est ménagé sur sa périphérie pour la connexion de l'anode (ventouse THT). Ce sous-ensemble est enduit extérieurement d'une couche de graphite qui sert de connexion de masse avec le cerclage extérieur de



Fixation des ressorts d'ancrage sur les médianes du cadre.

l'ampoule (Dalle + cône). Enfin, le cône reçoit un manchon, cylindre de verre qui prolonge le col et réalise la liaison cône-canon. Ce manchon est soudé au cône, après rectification, par fusion.

• Le canon à électrons rassemble les trois cathodes émissives et les différentes électrodes de concentration et d'accélération. Il est muni d'un culot qui autorise les différentes connexions à l'électronique de commande. L'assemblage canon-cône, s'effectue aussi par fusion. Auparavant, dans le système 30 AX, on insère un anneau magnétique, qui sera magnétisé ultérieurement, en fin de chaîne, pour assurer l'auto-convergence et la pureté.

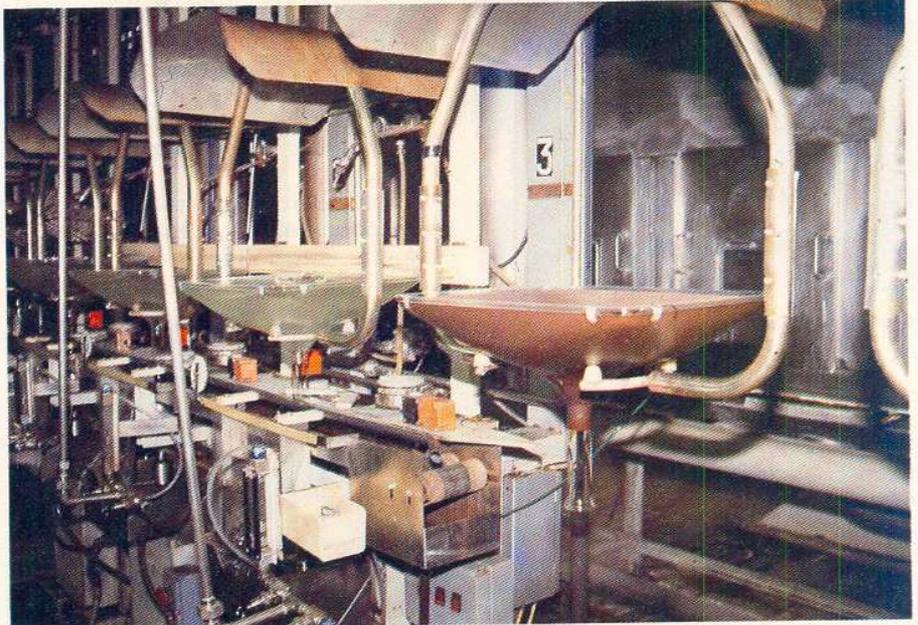
La fabrication

La dalle, le cône, le cadre métallique du masque, ainsi que la tôle perforée viennent de l'extérieur. Pour la dalle et le cône, 50 % de l'approvisionnement provient des verreries de Corning (Sovirel), et 50 % des verreries du groupe Philips. La tôle perforée est obtenue par gravure chimique.

Avant d'utiliser ces différents éléments, il est nécessaire de les nettoyer, opération faite par étuvage pour le cadre et par rinçage dans une solution acide pour la dalle et le cône. En fait, toutes les opérations de surfacage du cône et de la dalle, et d'appariement dalle-cadre ont été réalisées au préalable. Les masques sont préformés en fonction d'une



Association dalle-masque complet et codage.



Dépôt de l'oxyde ferrique sur la surface interne du cône.



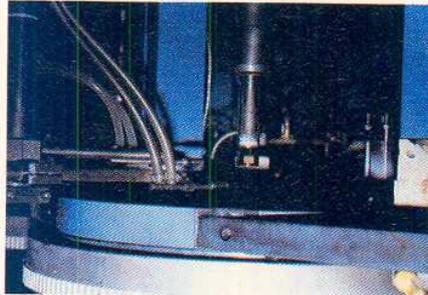
Abrasion, surfacage des cônes, le manchon est déjà soudé au cône.

dalle. En effet, il est impossible sur une pièce de l'épaisseur de la dalle, de garantir des tolérances géométriques très strictes. Par conséquent on adapte la courbure de la toile à une dalle donnée. Les deux composants seront par la suite indissociables, ils portent un même codage, lu, nous le rappelons, par laser. Les cotes sont d'ailleurs, elles aussi, vérifiées par rayon laser. Toutes ces informations caractéristiques d'une dalle et de son masque, transitent dans le système informatique au fur et à mesure de l'avancement des travaux. Les liaisons entre les diffé-

rents ateliers sont assurés par des convoyeurs (C.F.C. français !) eux aussi gérés par informatique.

Les dalles nettoyées, associées à leur masque — on a au préalable soudé la toile perforée sur le cadre — arrivent par deux convoyeurs différents dans l'atelier de flow-coat.

Le flow-coat consiste à enduire l'intérieur de la dalle des phosphores R, V, B. La salle de flow-coat est éclairée en lumière inactinique, car les solutions rouge, verte et bleue sont sensibles à la lumière blanche et particulièrement aux rayons ultraviolets.



Découpe thermique du manchon.

Chaque dalle en provenance du convoyeur est placée sur une « centrifugeuse », face vers le bas. La fixation s'effectue par ventouse, et dépression. On verse une quantité définie de solution de phosphore vert; cette solution est répartie uniformément sur l'intérieur de la dalle sous l'action combinée de la force centrifuge (la dalle tourne sur elle-même) et de l'inclinaison de l'axe de maintien.

Cette opération terminée, on procède au séchage, puis au développement. Cette phase est particulièrement délicate, car d'elle dépend la qualité « visuelle » du tube. La dalle est d'abord réassociée à son masque, puis on illumine par le travers du masque la couche de phosphore par une source ponctuelle d'ultraviolets placée dans la position fictive de la cathode verte. On développe ensuite comme pour un circuit imprimé; seules subsistent les parcelles de phosphore vert qui ont été impressionnées. On procède ensuite à un lavage puis à un séchage. Cette procédure est répétée de manière identique pour la couche bleue puis pour la couche rouge. On enduit ensuite l'intérieur de la dalle d'une fine couche de laque transparente dont le double but est de bien fixer les phosphores et d'améliorer l'adhérence de la couche d'aluminium que l'on dépose juste après. Cette couche d'aluminium permet d'améliorer la brillance par réflexion de la lumière générée par les phosphores éclairés sous l'impact du faisceau électronique. Par ailleurs, les électrons du faisceau sont collectés par cette couche et renvoyés vers l'anode finale. Le circuit électrique est ainsi bouclé.

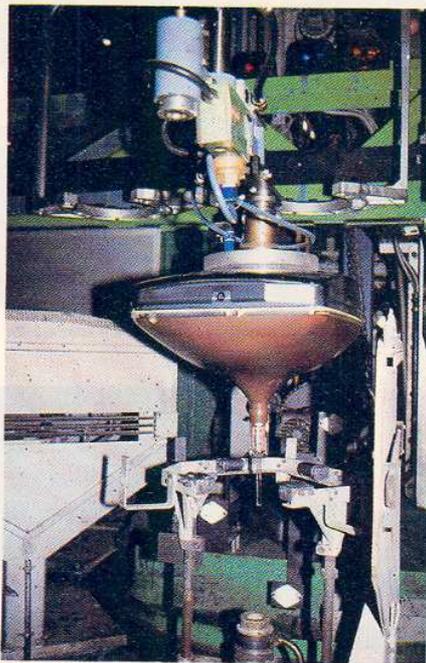
Durant ce temps, les cônes ont subi différents traitements que nous allons détailler :

- Surfaçage côté dalle à l'aide d'un matériau abrasif.
- Lavage.
- Soudure du manchon par fusion.

— Dépôt interne d'une couche d'oxyde ferrique (Fe_3O_4) dont le rôle a été expliqué dans le paragraphe précédent.

— Passage verre-métal et métallisation pour la connexion d'anode (THT).

Cette opération est réalisée par fusion ponctuelle et contrôlée par caméra et écran vidéo.



La pâte vitrifiable vient d'être déposée, l'ensemble dalle + cône va passer au four (on distingue le queusot de pompage).

— Graphitage de l'extérieur du cône.

Le cône ainsi travaillé, et la dalle à laquelle le masque est définitivement fixé à l'aide de quatre points d'ancrage sur le verre et de quatre ressorts, positionnés sur les médianes du cadre, sont ensuite assemblés par vitrification.

L'ensemble, les deux pièces ayant été enduites au préalable d'une pâte vitrifiable, est placé dans un four asservi dans lequel on fait un vide de l'ordre de 10^{-7} Torr. On ajuste alors la longueur totale de l'ampoule par une découpe (thermique) du manchon. Cette pièce permet de rattraper les dispersions sur la longueur totale du tube qui est bien entendu, très critique.

L'ampoule est alors terminée, il reste à fixer le canon sous-ensemble construit à Dreux.

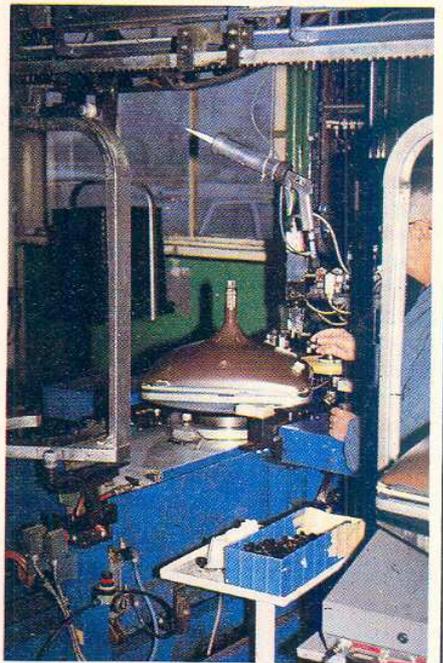
Le canon est fixé à l'ampoule par soudure verre-verre. Le tube est ensuite doté de sa ceinture métallique anti-implosion. Cette dernière fait aussi office de cadre de fixation pour

le futur châssis de téléviseur qui sera équipé.

Le tube est alors envoyé dans une arche de pompage. Lorsque le vide correct est atteint, le queusot de pompage est cassé puis soudé. On transforme alors les couches de carbonate sur les cathodes du canon en oxyde.

Viennent ensuite toutes les opérations de contrôle.

Tout d'abord le contrôle électrique. On vérifie les tensions et courants admissibles conformément aux caractéristiques du tube. Si ces contrôles ont donné satisfaction, le tube est placé dans un receptacle, doté d'un déviateur, pour magnétiser l'anneau à l'aide de la visualisation de mires de pureté et de convergence (quadrillage blanc).



Pose de la ceinture de fibre de verre à chaud et du culot sur l'embase.

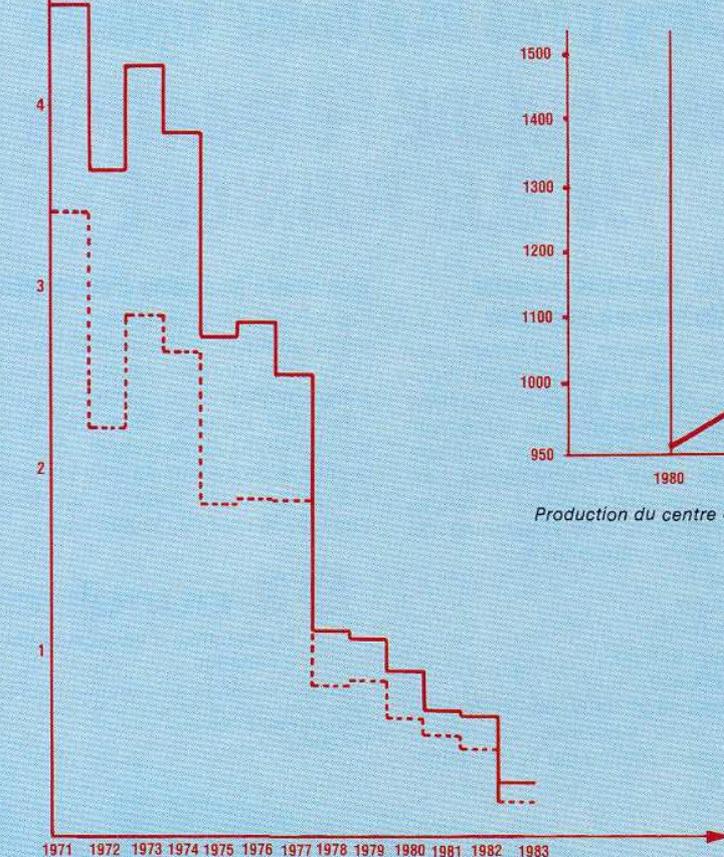
Le tube fini, ne restant que le contrôle final visuel et l'emballage. Tout au long de sa fabrication, le tube aura été suivi par le système informatique.

Dans le cas d'un retour client, fort improbable — voir figure 3 — tous les paramètres caractéristiques du tube pourront être ressortis afin d'analyser les causes de mauvais fonctionnement, et d'agir le cas échéant sur telle ou telle étape du procédé de fabrication.

Pour conclure

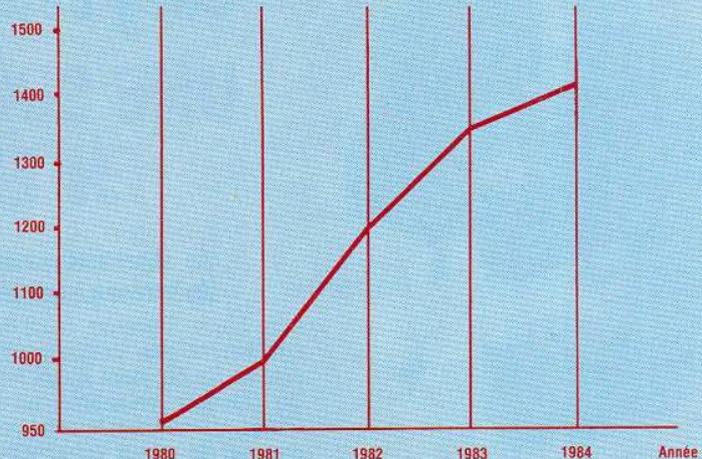
Une chaîne de fabrication, telle qu'elle vient d'être décrite, nécessite

Figure 3 - Evolution du pourcentage des retours clients depuis 71.



En pointillé retours acceptés.

PRODUCTION
(en milliers de tubes)



Production du centre de Dreux

programme sur sa véracité. La plupart des convoyeurs qui transportent les produits par dépression (ventouse), ainsi que les ordinateurs sont par ailleurs très sensibles aux microcoupures énergétiques, or, l'EDF ne peut garantir ni le taux, ni la durée de ces microcoupures. Le centre a donc été muni d'un filtre qui pour de telles énergies (1/3, environ de l'énergie consommée par l'agglomération de Dreux !) ne peut être qu'électromécanique. On actionne donc des moteurs munis de gros volants mécaniques entraînant eux-mêmes des alternateurs.

De même, pour des raisons plus dissuasives qu'économiques, le centre est-il doté de groupes assurant les 2/3 de sa consommation moyenne en énergie.

C. DUCROS

Magnétisation de l'anneau du système 30AX.



Le contrôle électrique : tensions d'isolement et émission.

de très lourds investissements, de l'ordre de 50 à 100 millions de francs actuels par an, pour garantir une productivité telle que le produit soit concurrentiel sur le marché. Ces taux d'investissements concernent, bien entendu, aussi bien le renouvellement du matériel de production que sa maintenance ou sa transformation.

Citons encore l'adaptation du travail humain dans un cadre bien précis, et ce en accord avec les données sociales existantes.

Bien des problèmes se posent, sur lesquels nous n'avons pas insisté, ou encore que nous n'avons pas abordés; par exemple, l'aspect circulation des données informatiques qui, dans un milieu aussi parasité, n'est

pas du tout évident à résoudre. A Dreux, ce problème a été contourné d'une manière élégante : les échanges entre mini-ordinateurs de contrôle de processus se font d'une manière répétitive pour un même groupe de données. L'information est donc redondante et il est donc facile d'établir une corrélation par



MELTEM 99

temps: 

difficulté: 

dépense: 



Module électronique de température et mémoire

Parallèlement à l'article « TEMPÉRATURE ET THERMOMÉTRIE » où nos lecteurs peuvent se rendre compte de la diversité des matériels employés ainsi que des capteurs sélectionnés, nous allons mettre à profit les caractéristiques de l'un d'entre eux en proposant la description d'un module thermostatique de qualité. Pour l'étude de cette réalisation, nous avons délibérément opté pour un appareil simple, fiable et précis, mais surtout fonctionnel. En effet, bon nombre de montages proposés relèvent davantage du gadget que d'un matériel réellement performant doublé d'utilitaire. Or, la pratique démontre qu'en ce domaine, un module thermostatique électronique se doit d'être avant tout quelque chose de moderne et d'universel, pouvant être utilisé aussi bien pour le chauffage que pour la climatisation, garantissant une utilisation des plus simples sans sacrifier pour cela aux performances. Ainsi donc, notre module se veut un modèle « CONFORT » pour la maison ou les loisirs. Qu'il soit utilisé pour la régulation d'un chauffage domestique, d'un aquarium de type tropical, la stabilisation de température des produits couleurs pour la photographie ou bien encore pour toute autre utilisation, nous garantissons un fonctionnement des plus souples, doublé d'une mise en œuvre des plus agréables.

Présentation

Elle est des plus sobre ! Le module est présenté dans un boîtier isolant RETEX enfichable sur prise de courant « CONFORT » soit 16 A + Terre. Sur la face avant de l'appareil, l'utilisateur trouvera les éléments suivants :

— Un commutateur de choix à deux positions « mesure » et « consigne »

permettant l'affichage en continu de l'une ou l'autre des grandeurs thermométriques et par là-même de pouvoir vérifier à tout moment que s'établit l'équivalence, mesure = consigne.

— Un potentiomètre de réglage de la température de consigne. Celle-ci, comme la température de mesure d'ailleurs, peut varier de 0° C à +99° C.

— L'affichage de la température en degré Celsius, résolution 1° C.

— Une prise de sortie 220 V ~ (16 A + T) alimentant un chauffage électrique ou un agrégat de climatisations dès lors que la température de consigne diffère de celle de mesure.

— Un voyant de signalisation indiquant que le secteur est présent sur la prise de sortie.

Réalisation

Sur le dessous de l'appareil, il n'y a qu'une seule prise qui correspond à la prise de sonde, celle-ci pouvant bien entendu être située à distance si besoin est. Enfin, sur l'arrière du module se trouve monté un élément mâle de prise secteur 220 V confort, permettant comme nous l'avons dit de rendre ce module thermostatique totalement indépendant.

Schéma synoptique

Il est donné à figure 1. Dès branchement sur le secteur, le module se trouve sous tension. Une alimentation stabilisée à sorties multiples réglées procure les différentes sources de tensions nécessaires aux différents circuits à savoir :

- Un circuit de consigne de 0° C à 99° C.
- Un circuit de mesure de température, même gamme
- Un circuit de comparaison et d'équivalence, consigne = mesure, avec sélection d'affichage
- Un circuit d'affichage de 0° C à 99° C.
- Enfin, un circuit de sortie interfacé basse tension/secteur permet la commutation d'un élément extérieur.

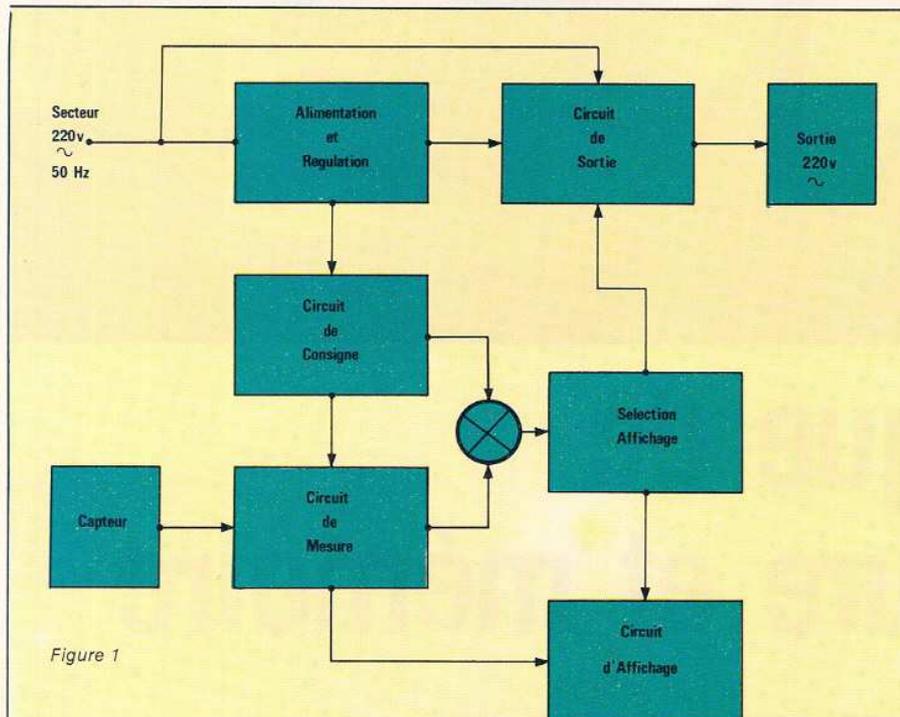


Figure 1

Le schéma de la figure 2 reprend les grandes lignes du schéma synoptique et éclaire du même coup divers points restés dans l'ombre. Le circuit de consigne de température formé autour d'un générateur de tension variable délivre en sortie une tension réglable de 2,73 V à 3,73 V soit très exactement après clamping et report d'échelle de 0 à 1 V. Les deux seuils précités peuvent être ajustés séparément par un potentiomètre. Le circuit de mesure est élaboré à partir d'un capteur Zéner à tension de sortie variable ayant une pente de 10 mV/° K. Le réglage du capteur s'effectue très précisément à 0° C pour obtenir en sortie une tension de + 2,73 V. Après une première sélection par strap selon qu'on veut utiliser son module à l'enclenchement ou au déclenchement du

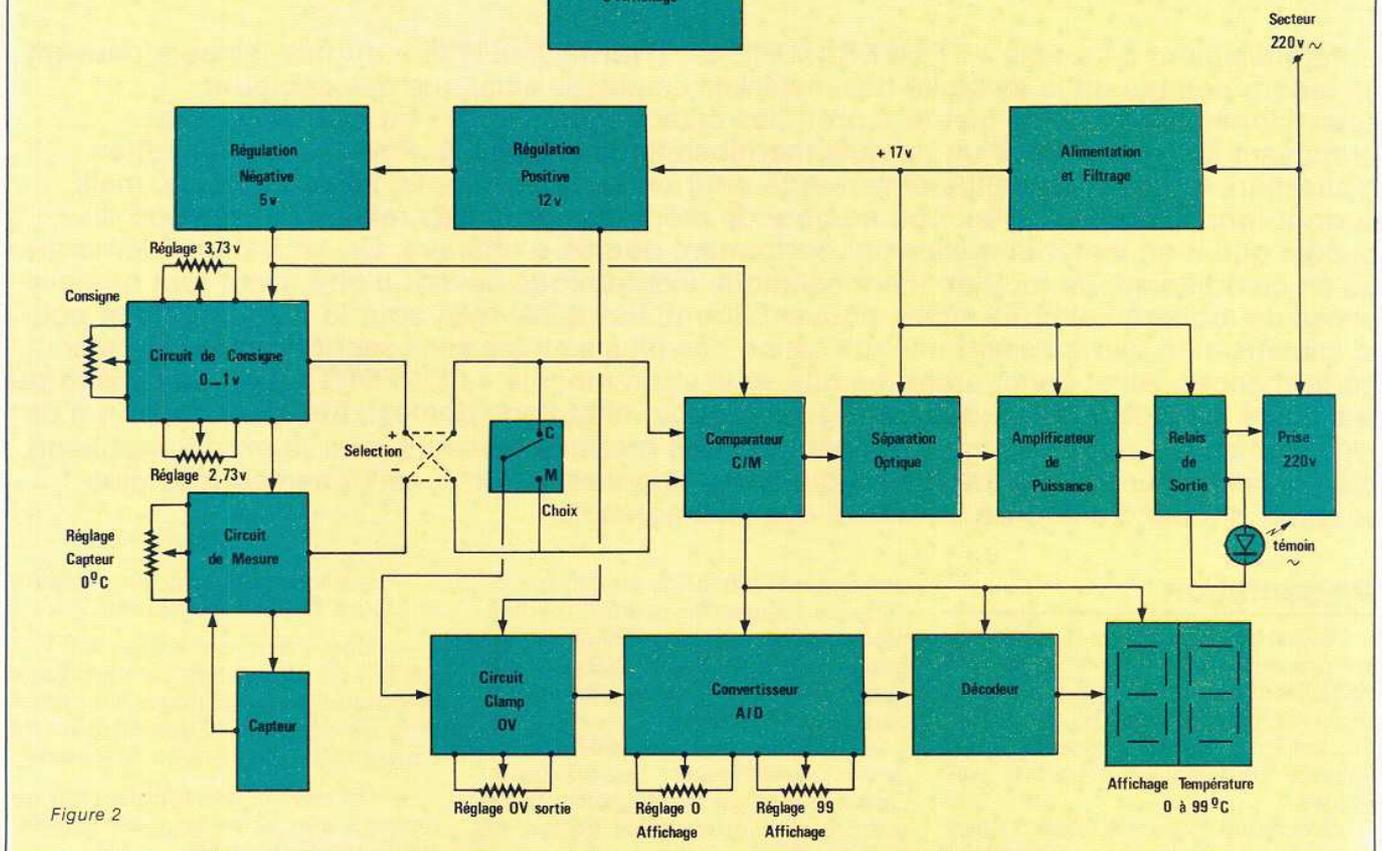


Figure 2

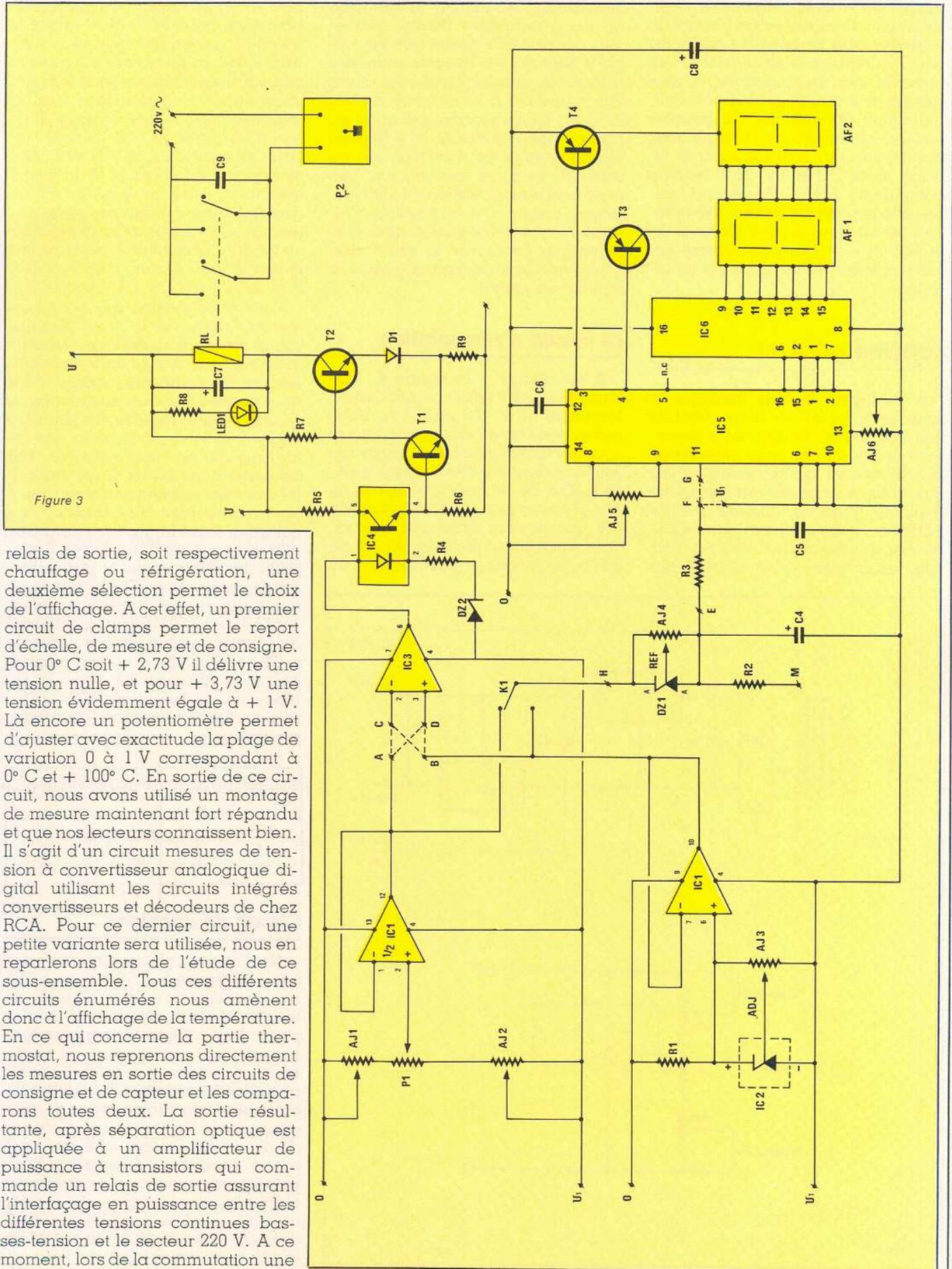


Figure 3

relais de sortie, soit respectivement chauffage ou réfrigération, une deuxième sélection permet le choix de l'affichage. A cet effet, un premier circuit de clamps permet le report d'échelle, de mesure et de consigne. Pour 0° C soit + 2,73 V il délivre une tension nulle, et pour + 3,73 V une tension évidemment égale à + 1 V. Là encore un potentiomètre permet d'ajuster avec exactitude la plage de variation 0 à 1 V correspondant à 0° C et + 100° C. En sortie de ce circuit, nous avons utilisé un montage de mesure maintenant fort répandu et que nos lecteurs connaissent bien. Il s'agit d'un circuit mesures de tension à convertisseur analogique digital utilisant les circuits intégrés convertisseurs et décodeurs de chez RCA. Pour ce dernier circuit, une petite variante sera utilisée, nous en reparlerons lors de l'étude de ce sous-ensemble. Tous ces différents circuits énumérés nous amènent donc à l'affichage de la température. En ce qui concerne la partie thermostat, nous reprenons directement les mesures en sortie des circuits de consigne et de capteur et les comparons toutes deux. La sortie résultante, après séparation optique est appliquée à un amplificateur de puissance à transistors qui commande un relais de sortie assurant l'interfaçage en puissance entre les différentes tensions continues basses-tension et le secteur 220 V. A ce moment, lors de la commutation une

diode électroluminescente servant de témoin de signalisation permet de s'assurer que la prise de sortie est bien, ou non, sous tension. Pour en terminer avec ce synoptique, il nous reste à dire quelques mots sur l'alimentation du module. En premier lieu une alimentation classique avec transformateur, redressement et filtrage nous procure une tension continue de + 17 V. En second lieu, de cette tension redressée, filtrée seront issues deux autres tensions de + 12 V et - 5 V respectivement positive et négative qui elles seront régulées.

Schéma général

À la figure 3 nous trouvons le schéma complet de notre module thermostatique. En fait, en y regardant de plus près, nous retrouvons les différentes parties constitutives que nous venons de voir sur le synoptique. Puisque, comme à notre habitude, nous allons étudier séparément chaque circuit, nous ne nous attarderons pas sur ce schéma qui

représente l'ensemble, la synthèse de notre montage. Disons simplement qu'une telle réalisation fait appel à sept circuits intégrés et quatre transistors, et donc qu'elle est tout à fait accessible à la majorité de nos lecteurs. Qu'ils se rassurent aussi au niveau des nombreux et différents réglages qu'ils peuvent voir sur ce schéma. Tous ont une fonction très précise et nous indiquerons ultérieurement comment il est possible d'effectuer tous les réglages en quelques minutes et ceci avec la seule aide d'un contrôleur de bonne qualité à aiguille ou digital.

Le circuit d'alimentation

Il est donné à la figure 4. Tout d'abord il nous fallait un petit transformateur 12 V, 0,3 ou 0,4 A. Nous avons donc opté pour un modèle se soudant directement sur circuit imprimé et dont les dimensions sont : 35 x 30 x 14. Le modèle utilisé est un 2 x 6 V avec prises intermédiaires à 3 V que nous n'utiliserons pas ici. Pour satisfaire à quelques esprits résolument chagrins se demandant où

trouver un tel mouton à cinq pattes, précisons pour leur être agréable qu'un tel composant n'est rien d'autre que le transformateur équipant la plupart des petits blocs secteurs pour calculatrice. Proposés dans tous les magasins spécialisés et sous différentes marques, le coût d'un tel matériel avoisine les 30 F à 40 F. Qui dit mieux ? En sortie 12 V du transformateur, nous trouvons un circuit classique avec pont de redressement bi-alternance et condensateur de filtrage. La tension U obtenue sur le positif de C_1 à donc pour valeur : $U = U_{\text{eff}} \sqrt{2} = 12 \times 1,414$ soit 17 V

C'est cette tension qui nous permettra d'alimenter le circuit de puissance ainsi que le réglage. Issue de cette tension, une première régulation par un circuit intégré positif 12 V nous permet d'obtenir aux bornes de C_2 une tension régulée évidemment égale à 12 V. A partir de là une remarque d'importance s'impose. Par nécessité nous allons devoir travailler avec des références différentes, il faudra donc bien faire attention aux polarités considérées en regard aux différents circuits à alimenter. Enfin, issue du 12 V régulée et par stabilisation sur le moins, une deuxième régulation par un circuit intégré négatif 5 V permet d'obtenir aux bornes de C_3 une tension de 5 V. Afin de pallier tout ennui, et surtout lors des essais, nous donnons dans le tableau ci-dessous les valeurs, polarités et références de ces différentes tensions :

Appellation	Valeur	Polarité	Référence
0	0 V	—	—
U_1	5 V	négative	0
M	12 V	négative	0
U	17 V	positive	M

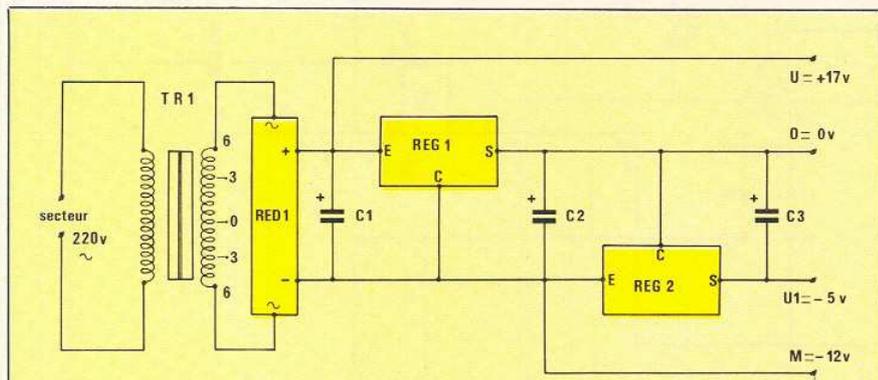


Figure 4

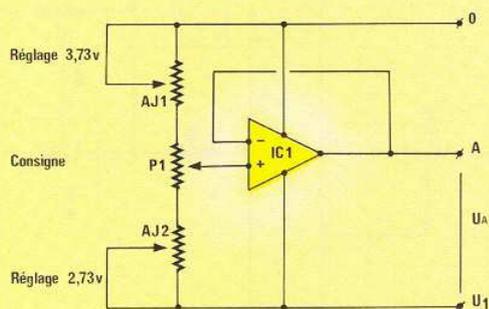


Figure 5

Circuit de consigne

Nous trouvons le schéma de ce circuit à la figure 5. En fait il ne s'agit rien de moins qu'un pont diviseur de tension réglable avec point haut et point bas réglables séparément. L'ajustement de tension du minimum au maximum se fait à l'aide du potentiomètre linéaire P_1 la variation obtenue sur le curseur étant ensuite appliquée à l'entrée non inverseuse d'un amplificateur opérationnel monté en suiveur de tension. Rappelons à nos lecteurs que dans un tel montage, la résistance de contre-réaction est nulle et celle d'entrée inverseuse infinie. Le gain est alors donné par la formule :

$$G = 1 - (1/G_0) \cong 1$$

Par ce montage à impédance d'entrée élevée et impédance de sortie faible, bien que le gain en tension vu précédemment soit proche de l'unité, celui en puissance est pratiquement égal au rapport des résistances d'entrée et de sortie. De telle sorte que nous allons pouvoir faire varier la tension de notre pont diviseur grâce à l'ensemble AJ_1 , P_1 et AJ_2 tout en minimisant la consommation du pont et obtenir en sortie A l'image exacte de cette variation sous impédance faible et courant plus important. Après réglage des potentiomètres AJ_1 et AJ_2 respectivement à + 3,73 V et à + 2,73 V.

Circuit de mesure

A la figure 6 a est indiqué le principe fondamental du circuit de mesure de température. Comme nous l'avons mentionné au début de cet article, nous avons utilisé pour capteur un de ceux qui ont fait l'objet d'une description particulière dans les fiches techniques. Il s'agit en fait du capteur LM 335Z de chez National semiconductor qui n'est rien d'autre qu'une zener de précision dont la tension varie en fonction de la température. Cette variation est très exactement de $10 \text{ mV}^\circ \text{K}$, la plage de température oscillant de -55°C à $+150^\circ \text{C}$ pour la série LM 135 et -40°C à $+100^\circ \text{C}$ pour le circuit LM 335 que nous utilisons. Or, comme nous l'avons vu lors de la représentation d'échelle des différentes mesures de thermométrie, à 0°C correspond $273,15^\circ \text{K}$. Avec notre pente de $10 \text{ mV}^\circ \text{K}$ nous pouvons donc en déduire aisément quelle sera la tension aux bornes du capteur pour une température de 0°Celsius :

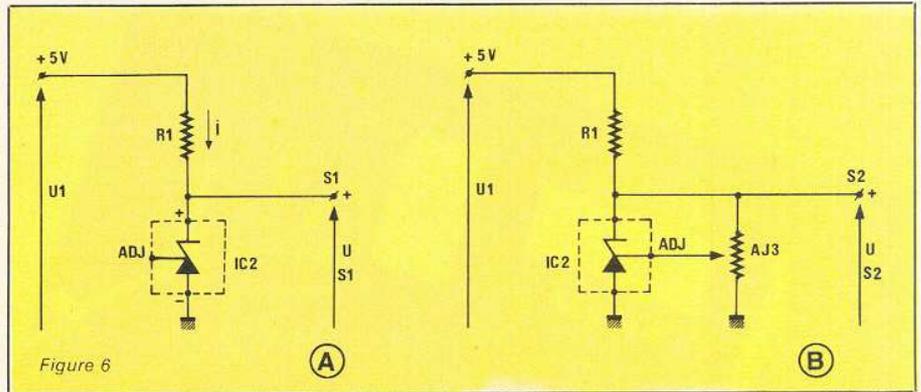
$$V^\circ \text{C} = 273,15 \times 10 \cdot 10^{-3} = 2,7315 \text{ V}$$

Valeur que nous arrondirons pour tous nos étalonnages à 2,73 V.

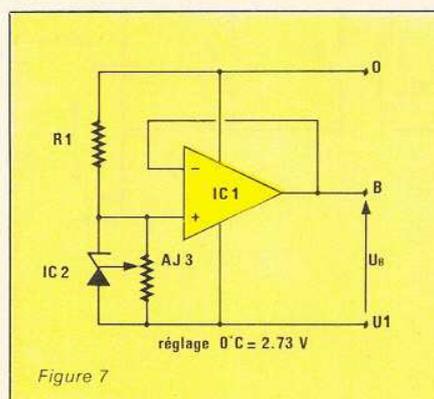
En réalisant le petit montage de la figure 6 a nous n'avons à déterminer qu'un seul élément, R_1 , pour pouvoir accéder à une telle mesure. Le constructeur du capteur préconisant un courant maximal $I = 10 \text{ mA}$ il nous est facile de déterminer la valeur de R_1 , en prenant pour I une valeur de $1,5 \text{ mA}$, le LM 335 fonctionnant à partir de $400 \mu\text{A}$ à 0°C nous avons :

$$R_1 = \frac{U_1 - U_{S1}}{I} = \frac{5 - 2,73}{1,5 \cdot 10^{-3}} = \frac{(2,27)10^3}{1,5}$$

d'où $R_1 = 1,5 \text{ k}\Omega$



En fait, nous avons été amené à prendre une valeur U_{S1} à 0°C de 2,73 V pour une question de commodité, mais pour la mesure exacte de la tension en fonction de la température, nous nous apercevons qu'à 0°C la sortie U_{S1} aux bornes du LM 335 n'est pas exactement de 2,7315 V. C'est pourquoi nous allons réaliser le montage de la figure 6 b en ajoutant au matériel précédent un petit potentiomètre AJ_3 de $10 \text{ k}\Omega$. De cette façon, à 0°C nous pouvons régler très exactement la sortie S_2 à $U_{S2} = 2,73 \text{ V}$. Il est donc clair que la pente étant de 10 mV° , à 100°C nous aurons donc en U_{S2} une tension de 3,73 V. Comme lors de la description du circuit de consigne, nous utilisons de nouveau un montage adaptateur d'impédance grâce au montage d'IC1 en suiveur de tension voir figure 7. De ce fait nous obtenons au point B, une tension U_B sous faible impédance variant linéairement avec la température de 2,73 V à 3,73 V dans la gamme 0°C - 100°C . Notons que les deux circuits intégrés suiveurs de tension des circuits consigne et mesure font appel à un seul boîtier du type $\mu\text{A} 747$.



Circuit de comparaison

Le schéma de la figure 8 qui parle tout seul, nous indique qu'il est fort simple. En l'occurrence nous utilisons un simple amplificateur opérationnel de type 741 monté en comparateur de tension. La valeur de la tension de consigne ayant été fixée au point A, il suffit que la valeur au point B comparée à A soit différente pour que le comparateur IC3 bascule. Comme nous désirons que le basculement s'effectue, soit dans un sens, soit dans l'autre, une simple commutation à straps nous permet de choisir le mode de régulation choisi. En reliant A à C et B à D le module thermostatique s'enclenchera pour une température de mesure inférieure à la température de consigne, ce qui permettra de thermostatier par chauffage et élément résistif, par contre en reliant A à D et B à C, il s'enclenchera pour une mesure supérieure à la consigne, la régulation s'effectuant cette fois par réfrigération par agrégats de réfrigération ou ventilateur.

Circuit d'interface

Comme nous l'avons vu lors de l'étude du circuit d'alimentation, trois tensions de valeurs absolues 5 V, 12 V et 17 V sont nécessaires pour le MELTEM. Or, la tension en sortie S_3 du montage précédent étant référencée par rapport à U_1 ou encore au 0 et la tension du circuit de puissance ou de commutation par rapport à M, il convient de séparer les deux cir-

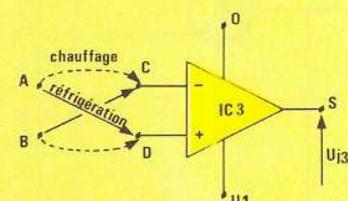


Figure 8



cuits n'ayant pas la même référence. A cet effet plusieurs solutions s'offraient à nous, mais nous avons choisi celle, moderne, du coupleur optique. A la **figure 9** nous trouvons le schéma d'un tel circuit. L'isolateur IC₄ en boîtier DIL 6 broches et un modèle standard du commerce de type TIL 116. Une petite remarque s'impose concernant l'alimentation de la LED d'IC₄. En fait, en sortie d'IC₃ nous avons un basculement de 0 à 5 V. En premier lieu nous devons donc limiter la valeur du courant dans la LED d'IC₄ par l'intermédiaire d'une résistance série. C'est le rôle dévolu à R₄. Par ailleurs, il nous a semblé opportun d'intercaler la diode zener DZ₂, évitant de cette façon tout déclenchement intempestif d'IC₄ si la sortie d'IC₃ ou la tension d'alimentation venaient à être perturbés par des impulsions parasites. Il faut en effet que la tension de commutation U_{S3} soit $\geq U_{DZ2}$ pour qu'il y ait commutation de IC₄. DZ₂ étant égal à 3,6 V, le seuil est donc sérieux et la barrière quasiment infranchissable aux parasites. En sortie d'IC₄ les résistances R₅ et R₆ nous permettent respectivement de charger le collecteur du transistor intégré, et de résistance de base pour le transistor d'entrée du circuit de puissance. En égard aux valeurs de 1 k Ω et 10 k Ω . Le courant I_T servant à saturer le transistor T₁ a pour valeur :

$$I_T = \frac{U - V_{CE\ sat}}{R_5 + R_6} = \frac{17 - 0,7}{(11) 10^3} = 1,48 \text{ mA}$$

$$I_T = I_R + I$$

I correspondant au courant de base du transistor T₁ pour la commutation du circuit de puissance.

Circuit de puissance

Le schéma de ce sous-ensemble est donné à la **figure 10**. Il s'agit d'un montage peu connu en « discret » et pourtant très intéressant : le montage « TOTEM POLE ». Comme nous venons de le voir, le courant I_T étant faible # 1,5 mA et égal à la somme de I_R + I, il suffit que ce dernier ait une valeur de quelques centaines de μA pour pouvoir commuter T₁. Or, le montage « TOTEM POLE » fonctionnant complètement différemment du « DARLINGTON », T₁ ne fonctionne pas en amplificateur à grand gain pour pouvoir saturer le transistor de puissance T₂, mais en simple commutation. Pour l'explication, faisons

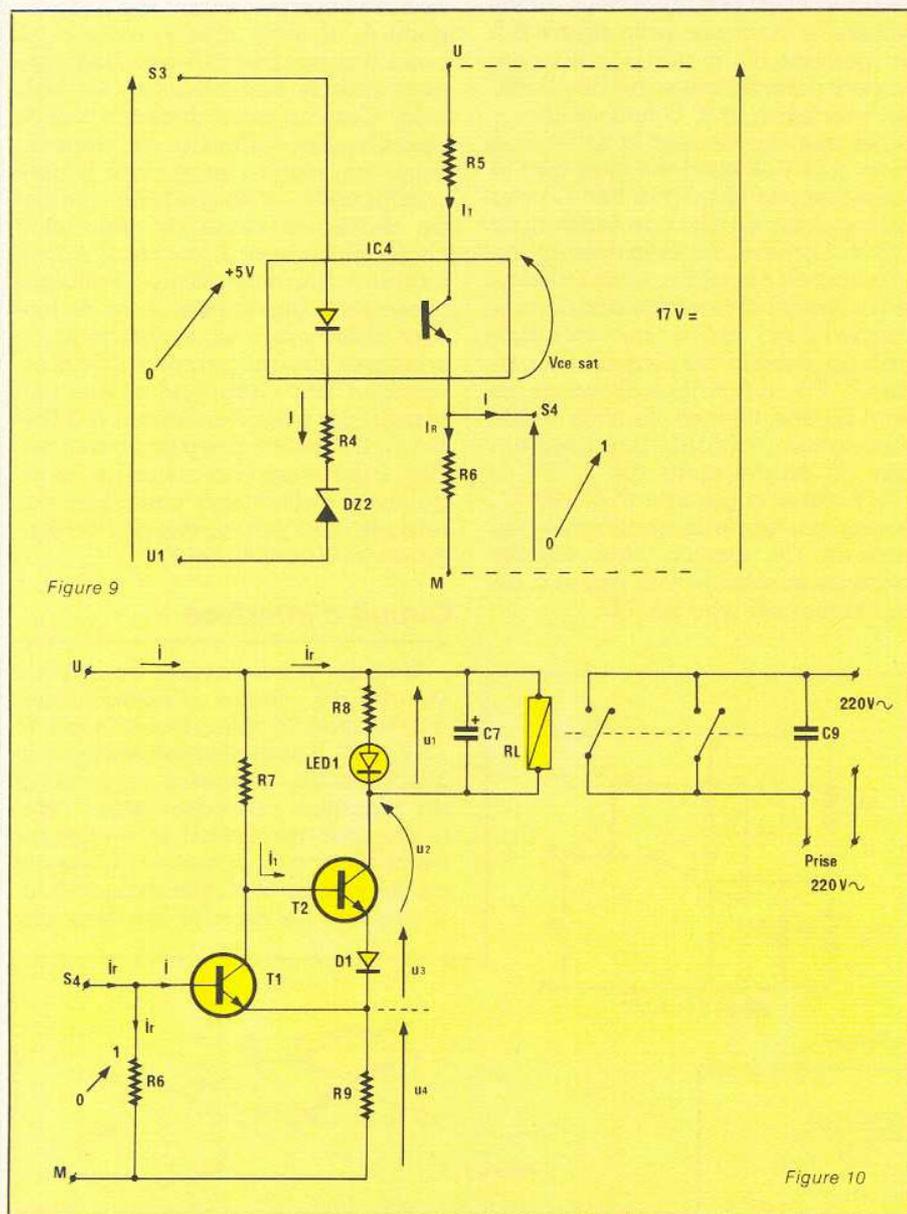


Figure 9

Figure 10

abstraction de la résistance R_9 qui est de très faible valeur ($4,7 \Omega$) et nous nous apercevons de suite que l'ensemble T_1, R_6, T_7 se décompose comme suit :

- T_1 = transistor de commutation.
- R_6 = Résistance de base.
- R_7 = Résistance de charge, sortie sur collecteur.

Nous voyons donc que dès la commutation de T_1 , la base du transistor T_2 va se trouver alimenter directement par l'intermédiaire de la résistance R_7 , qui, dans ce montage jouit d'une réelle importance. Dès que I_1 a saturé T_2 , le $V_{CE SAT}$ de ce transistor tombe à $0,17 V$. La diode D_1 voit alors un seuil d'environ $1 V$ à ses bornes et permet de compenser le V_{BE} du transistor. Quand à la résistance R_8 dont nous avons parlé précédemment, son rôle consiste à créer une chute de potentiel de $1,7 V$ à $2 V$ de façon à garantir une alimentation correcte de la bobine du relais. Pour ce dernier nous avons choisi un modèle $12 V 2RT/5A$ pour lequel le constructeur admet une surcharge bobine jusqu'à au moins $18 V$. Que les lecteurs se rassurent, c'est le cas d'à peu près tous les relais européens donc de la façon suivante : $U_1 = 15,3 V$. $U_2 = 0,17 V$. $U_3 = 1 V$. $U_4 = 0,53 V$. Dès que le relais R_2 colle, la résistance R_8 alimente alors la LED₁ qui s'allume, informant que la tension est bien présente sur la prise de sortie. Là encore il est aisé de déterminer la valeur optimale à donner à R_8 pour un fonctionnement correct de la LED de signalisation.

Soit $I_{LED} = 14 mA$ et $U_D = 1,3 V$

$$R_8 = \frac{U_1 - U_D}{I_d} = \frac{15,1 - 1,3}{14 \cdot 10^{-3}}$$

$$\cong \frac{14}{14} \cdot 10^3 = 1 k\Omega$$

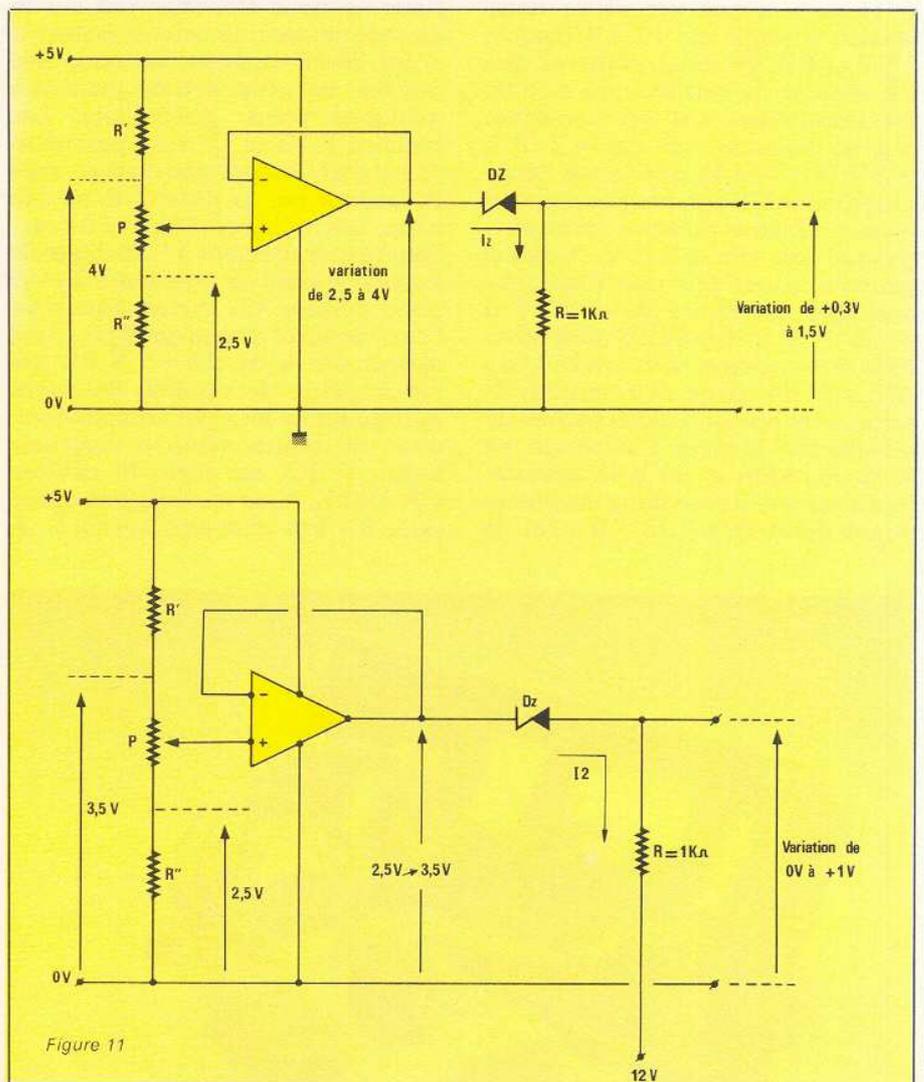
Il nous reste maintenant à expliciter le rôle joué par les deux condensateurs C_7 et C_9 . Ils ont leur importance ! C_7 crée une légère temporisation à la commutation du relais R_2 , et de ce fait empêche le « frémissement » de celui-ci à l'équilibre de comparaison. Nous avons déterminé une valeur optimale de $100 \mu F$ eu égard au rapport : frémissement/mollesse de commutation. Quant au condensateur C_9 , celui-ci, un modèle au polycarbonate de $0,1 \mu F / 400 V$ permet d'éliminer dans une large mesure les étincelles de rupture ne manquant pas de se produire aux bornes des contacts relais, surtout si la charge à commuter est de

nature selfique, cas d'un groupe de réfrigération par exemple.

Circuit de clamping

Comme nous l'avons vu lors de la description des deux circuits consigne et mesure, les tensions en sortie vont varier de $+ 2,73 V$ à $+ 3,73 V$ et ceci pour la gamme de température $0^\circ C$ à $100^\circ C$. Or, il va de soi bien évidemment qu'à $0^\circ C$ il faudrait avoir une tension nulle pour atteindre à $100^\circ C$, $1000 mV$ soit $1 V$ maximum, puisque la pente de notre capteur est de $10 mV/^\circ C$. Examinons alors le montage d'essai de la figure 11 a. Nous retrouvons un montage à pont diviseur variable identique au circuit de consigne attaquant un amplificateur suiveur. En sortie de l'amplificateur opérationnel nous avons inséré une diode zener de tension $2,5 V$ à $4 V$ nous obtenons en sortie une tension variable de $+ 0,3 V$ à $1,5 V$. Or, si cette dernière

tension se trouve vérifiée par la variation $2,5 V$ à $4 V$, il n'en est pas de même de la tension minimale de $0,3 V$ correspondant à une température de $30^\circ C$ et donc naturellement inadmissible avec notre gamme désirée. Considérons alors le montage de la figure 11 b pratiquement identique du précédent, mais la diode zener étant cette fois-ci polarisée à partir d'une source négative d'alimentation de $- 12 V$ de façon ce qu'aucun moment elle ne fonctionne en redresseur. Faisons varier la tension de $+ 2,5 V$ à $+ 3,5 V$ et mesurons à nouveau la tension en sortie, nous nous apercevons que suivant le modèle de zener correspondant à la précision et à la tolérance nous obtenons une variation de $0 V$ à $1 V$ ou quelques fois de quelques millivolts négatifs à $1 V$. Ce deuxième procédé mettant en œuvre une source de tension formée par une diode Zéner connectée en série avec la sortie et polarisée négativement nous permet donc d'approcher



Réalisation

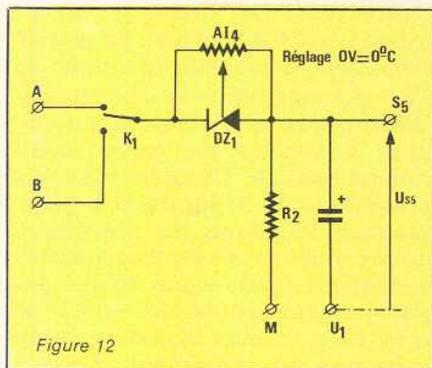


Figure 12

précisément la variation 0 à 1 V nécessaire pour la gamme de température 0° C à 100° C. La seule imprécision provenant de la valeur de zener, nous allons utiliser pour résoudre ce point un composant fort intéressant pour notre cas puisqu'il s'agit d'une zener programmable. Nous avons choisi le modèle TL 431 C de chez Texas Instruments, en boîtier TO92. Pourquoi ce choix ? Il n'est pas le fruit du hasard. Dans les deux montages d'essai de la figure 11 nous avons fait varier notre tension à partir de +2,5 V jusqu'à 3,5 V et 4 V. Or nous avons vu que les tensions de variation du module thermostatique, soit en consigne, soit en mesure vont de +2,73 à +3,73 V. C'est là que notre Zener programmable apporte la solution à notre problème puisque sa tension typique est de +2,75 V. Celle-ci pouvant varier par une résistance ajustable extérieure de +2,7 V à +2,8 V. A la figure 12 nous trouvons donc notre schéma définitif du circuit de décalage de la tension de sortie. L'inverseur K1 nous permet de sélectionner le choix d'affichage, en A la consigne et en B la mesure. Lorsque l'une de ces deux tension se trouve égale à +2,73 V il suffit de

réglage le potentiomètre AJ4 afin d'obtenir en sortie S5 une tension précisément nulle.

Nous pouvons résumer simplement ce que nous venons d'expliquer à l'aide du tableau suivant :

	tension (ou mesure (V))	Sortie zener DZ1 (programmable (V))	Température (° C)
minimum	+ 2,73	0	0
maximum	+ 3,73	1	100

Circuit d'affichage

Le schéma en est donné à la figure 13. La variation de tension précédente de 0 à 1 V est appliquée au circuit convertisseur analogique/digital par l'intermédiaire de la résistance R3 de 100 kΩ. Un condensateur C5 de 150 μF procure un certain filtrage au niveau de l'entrée du convertisseur. Celui-ci est le modèle désormais bien connu de nos lecteurs, type CA 3162 E de chez RCA. Nous ne nous étendons pas sur le fonctionnement de celui-ci puisqu'il a été décrit maintes fois dans des articles de cette revue, précisons quelques points particuliers. Les broches F, G et U1 vont permettre d'une part l'étalonnage du zéro, puis la mesure par la pose d'un simple strap. Les réglages d'AJ5 et d'AJ6 servent respectivement à l'affichage 00 lorsque le strap est posé entre G et U1 donc l'entrée du convertisseur en court-circuit et à celui de 99 pour une tension en S5 de Uss = 1 V. En fait l'imprécision du dixième de degré manquant se fera par comparaison avec un thermomètre à mercure. Enfin, si IC5 est donc le célèbre CA 3162 E, nous n'avons pas utilisé pour IC6 son alter-ego le 3161 E. A

cela quelques petites raisons particulières. Ce décodeur spécial génère le signe - et le symbole E de dépassement, mais pour notre module, à quoi peuvent nous servir de tels symboles ? De plus, l'affichage

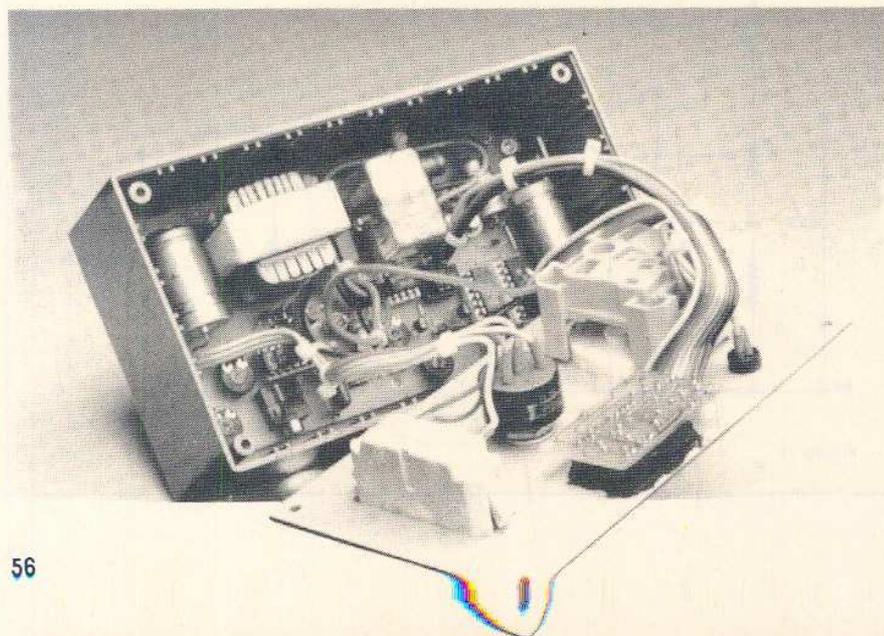
étant multiplexé grâce aux transistors T3 et T4 nous voulions une excellente lisibilité de nos deux afficheurs, or la sortie en courant du CA 3161 E est de 15 mA. Nous avons donc opté pour un autre circuit décodeur compatible avec le convertisseur 3162E. Il s'agit du décodeur 74 LS 247 en version « Low-Schottky » ne générant pas le signe - et assurant en sortie un courant de 24 mA. Pour terminer avec la description de ce dernier sous-ensemble, précisons que les deux afficheurs AF1 et AF2 sont des modèles à anode commune de type TIL 321 P et que le condensateur C8 et impératif pour le filtrage de la tension d'alimentation de 5 V.

Branchement des composants

La figure 14 donne les brochages du relais et le l'afficheur. L'afficheur de type à anode commune est représenté vu du côté chiffres. Si on le désire on pourra éventuellement le remplacer par un afficheur équivalent de taille identique. Le relais R6 est un modèle européen à montage direct sur circuit imprimé, chaque RT doit pouvoir supporter au moins 5 A. On se reportera aux fiches techniques pour le brochage du capteur de température.

Circuit imprimé principal

On trouvera sa représentation à la figure 15. Il n'offre pas de difficultés particulières, mais au vu de la finesse et du rapprochement de certaines traces, nous préconisons la méthode photographique. Maintenant, en agissant avec beaucoup de soins et en utilisant exclusivement de la bande de 0,1 ou 0,2 l'auteur affirme, pour l'avoir fait, qu'il est tout à fait possible de réaliser celui-ci par la méthode conventionnelle de bandes et pastille transfert. Par contre,



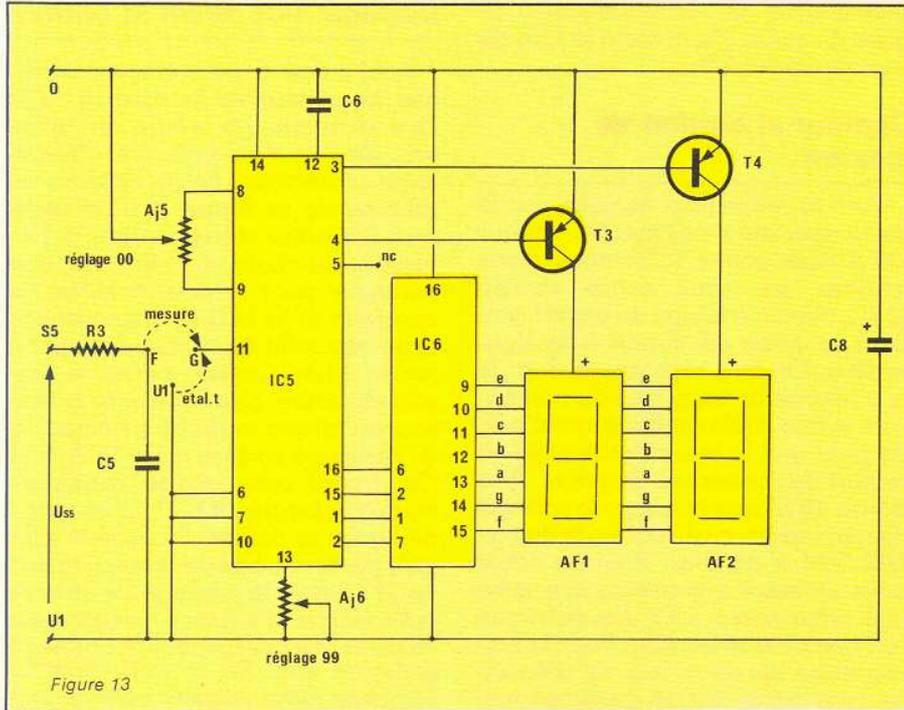


Figure 13

nous proscribons absolument l'encre pour l'élaboration d'un tel circuit. Les six perçages pour la fixation du circuit se feront à un diamètre de $\pm 3,5$ et le trou central pour le passage des fils secteurs à un diamètre schéma donné à la figure 16 toutes les sorties se trouvent d'un même

côté pour faciliter le câblage et il n'y a aucun point de fixation pour ce circuit, les afficheurs sept segments assurant eux-mêmes le maintien et la rigidité de l'ensemble. Après gravure, si on le désire on étamera ce circuit (le précédent aussi d'ailleurs) à l'aide d'un bain d'étain chimique et

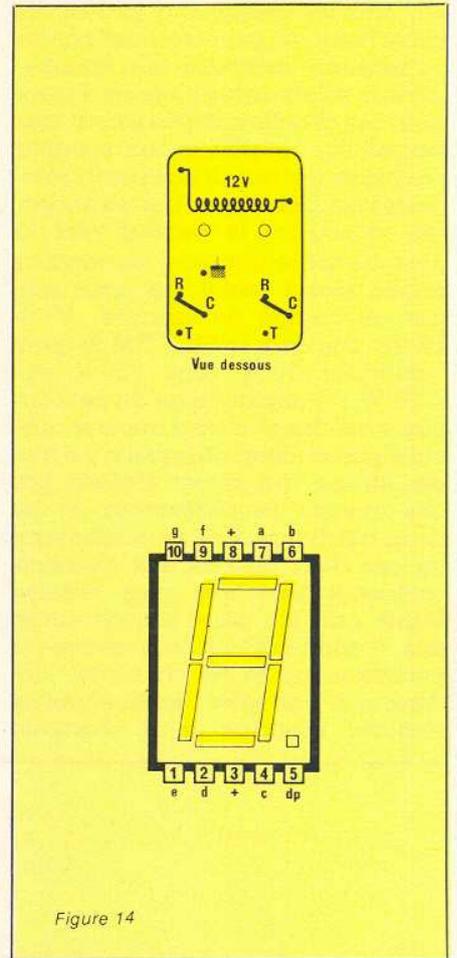


Figure 14

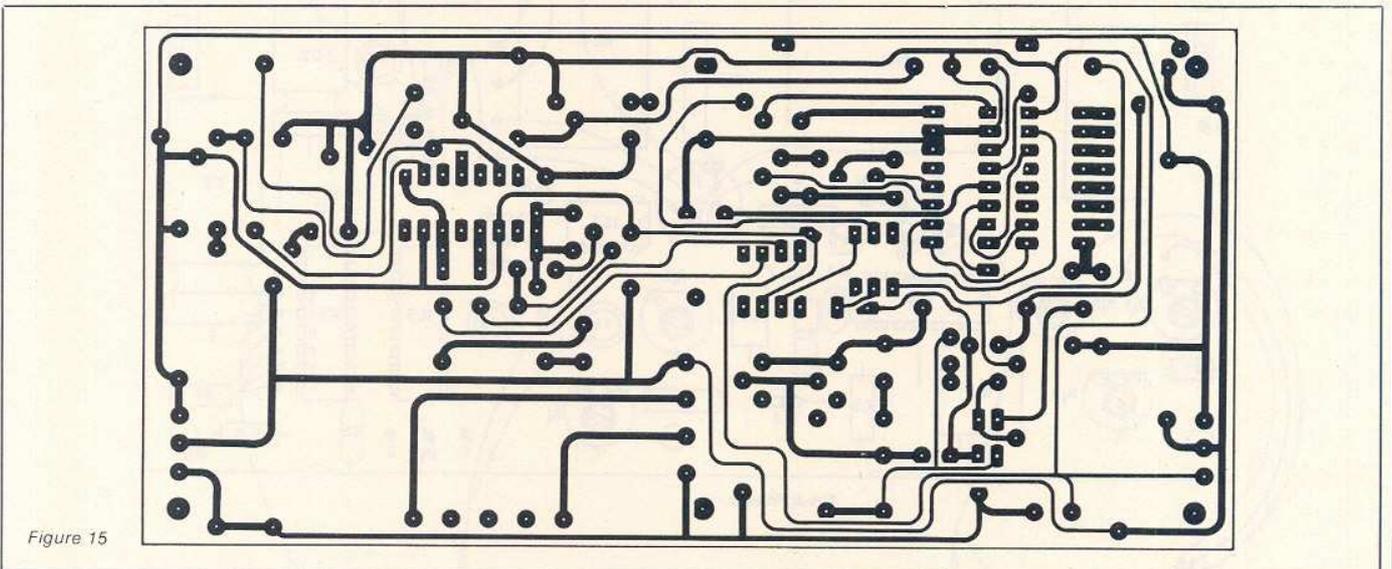


Figure 15

de ± 10 mm. Enfin, on notera que seuls les traces de liaison des contacts relais à l'arrivée secteur et à la prise de sortie seront de longueurs importantes.

Circuit imprimé d'affichage

On opérera identiquement au circuit précédent conformément au

l'on protégera les traces par vaporisation de verni électrofuge.

Implantation et raccordements

On câblera tout d'abord les circuits imprimés, implantation données à la figure 17. Pour ce qui est du circuit principal, on commencera

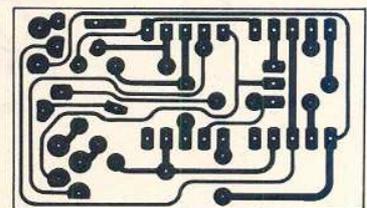


Figure 16

rant de matériel électrique puisqu'il s'agit d'un adaptateur Mâle/Femelle 10-16 A 250 V avec sortie pour cordon. Pour notre part nous n'avons besoin que de la partie mâle. On otera donc sur le dessus, le couvercle ainsi que le téton de prise de terre. C'est tout ! et le reste se fixe directement à l'aide des 3 vis sur notre boîtier.

Essais - réglages

Après avoir terminé l'ensemble du montage on vérifiera de visu et plutôt deux fois qu'une que tous les éléments sont de bonne valeur et à la bonne place. On laissera le couvercle ouvert, et, après avoir connecté par l'intermédiaire de son cordon de raccordement la sonde de température on mettra le module thermostatique sous tension. Il ne doit rien se passer d'exceptionnel sinon que l'affichage doit s'allumer indiquant à peu près n'importe quoi, ainsi peut-être que la LED de signalisation si le relais est collé : Maintenant il faut préparer dans un petit vase dewar (bouteille thermos par exemple) de la glace pillée d'eau distillée, ainsi qu'un thermomètre à mercure de précision. Nous nous trouvons alors fins prêts pour les essais et l'étalonnage de notre module. Celui-ci toujours branché au secteur ayant eu le temps d'atteindre son équilibre, vérifions en premier lieu les différentes tension d'alimentation. Pour cela se conformer au tableau suivant :

points de mesure	tension
U ₁ O	5 V
M/O	12 V
M/U	17 V

Si ces trois tensions relevées sur le schéma 20 sont correctes, il ne reste plus qu'à effectuer l'étalonnage en température. On agira comme suit :

— Souder un strap entre AC et BD ou AD et BC selon la commutation désirée en sortie, ainsi momentanément qu'un strap en G et U₁.

— Tourner doucement AJ₁ pour obtenir la lecture 00.

— Connecter un voltmètre calibre 5 V en A et U₁ et ajuster successivement AJ₁ et AJ₂ pour avoir 2,73 V pour la position minimum de P₁ et 3,73 V pour la position maximum. Ce réglage est très facile et se fait par approche successive.

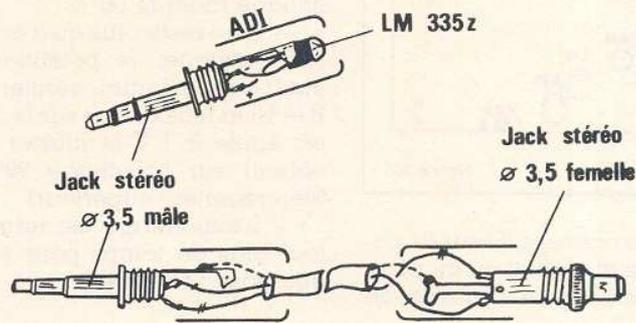


Figure 18

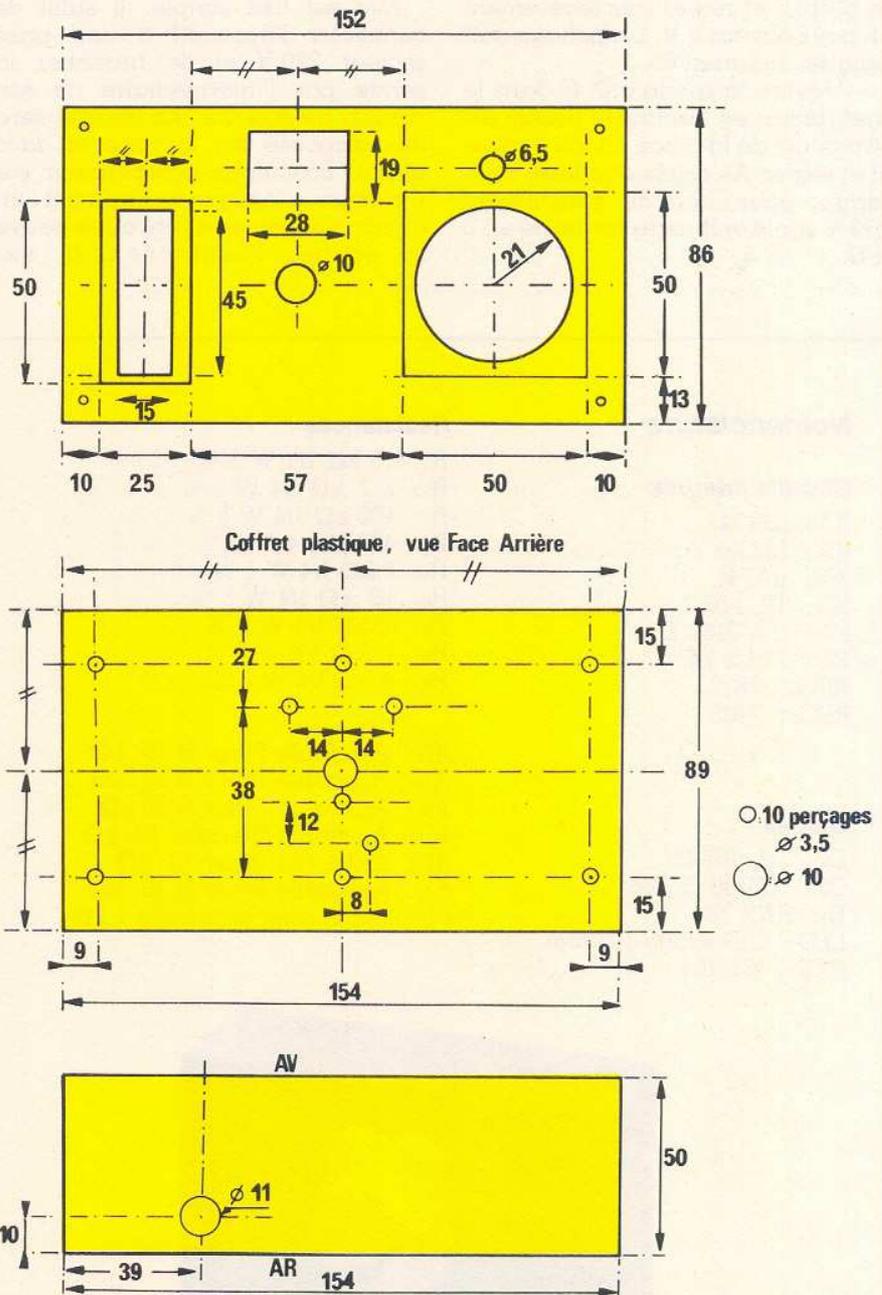


Figure 19

Réalisation

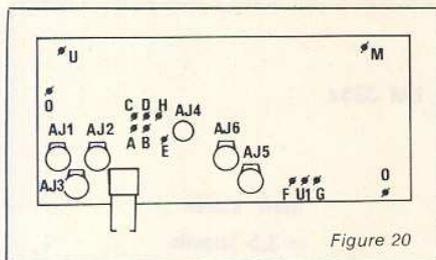


Figure 20

— Basculer l'inverseur K_1 sur la position consigne et vérifier qu'au point H on obtient bien cette variation de 2,73 V à 3,73 V.

— Positionner P_1 pour 2,73 V et connecter maintenant le voltmètre en E et U_i et régler très légèrement AJ_4 pour obtenir 0 V. L'affichage doit indiquer lui aussi 00.

— Mettre la sonde à 0° C dans le vase dewar en l'isolant si besoin est du contact de la glace par de l'adhésif et régler AJ_3 après équilibre thermique pour obtenir exactement 2,73 V sur le voltmètre connecté en B et U_i.

— Basculer maintenant K_1 sur la position mesure et s'assurer que l'affichage indique 00° C.

— Il ne reste plus qu'à remettre K_1 sur consigne, le potentiomètre R_1 étant au maximum, vérifier qu'entre E et U_i la tension lue sur le voltmètre est égale à 1 V et ajuster AJ_6 pour obtenir sur l'affichage 99° C ou \exists (dépassement supérieur).

— L'étalonnage est terminé et il faut plus de temps pour le décrire que pour l'effectuer.

Utilisation

Elle est très simple. Il suffit de connecter l'appareil à une prise secteur 220 V et de brancher la sonde par l'intermédiaire de son cordon de mesure. La charge sera elle disposée sur la prise en face avant. Basculons l'interrupteur sur « mesure », nous avons aussitôt l'indication de température où se trouve la sonde. Positionnons-le sur

« consigne », et affichons une température comprise en 00 et 99° C. Nous pouvons vérifier que lorsqu'on atteint la température de mesure, le relais doit commuter et le voyant LED s'éclairer.

Conclusion

Par l'étude de la réalisation de ce module thermostatique, nous avons voulu que l'article « TEMPÉRATURE ET THERMOMÉTRIE » ne reste pas sans écho et puisse refléter un besoin concret. Matérialisant cette idée, nous sommes passés de la théorie à la pratique en offrant à nos lecteurs MELTEM 99. Nul doute qu'il en séduira bon nombre par son originalité, sa présentation sobre et sa facilité d'utilisation. Chacun pourra s'en servir à sa guise, son petit côté « indépendantiste » s'affranchissant de bien des situations.

CYRILLA

Nomenclature

Circuits intégrés

IC₁: μ A 747
IC₂: LM335 Z
IC₃: μ A741
IC₄: TIL 116
IC₅: CA 3162 E
IC₆: 74 LS 247
REG₁: 7812
REG₂: 7905

Diodes

DZ₁: TL 431 C
DZ₂: BZ788 C 3V6
D₁: BAX 16
LED: LED rouge \varnothing 5 mm
RED₁: BY 164

Résistances

R: 1,5 k Ω 1/4 W 5 %
R₂: 2,2 k Ω 1/4 W 5 %
R₃: 100 k Ω 1/4 W 5 %
R₄: 470 Ω 1/4 W 5 %
R₅: 1 k Ω 1/4 W 5 %
R₆: 10 k Ω 1/4 W 5 %
R₇: 10 k Ω 1/4 W 5 %
R₈: 1 k Ω 1/4 W 5 %
R₉: 4,7 Ω 1/4 W 5 %

AJ₁: Ajustable Piher H 10 k Ω
AJ₂: Ajustable Piher H 10 k Ω
AJ₃: Ajustable Piher H 10 k Ω
AJ₄: Ajustable Sfernice 10 k Ω
AJ₅: Ajustable Piher 10 k Ω
AJ₆: Ajustable Piher H 10 k Ω
P₁: Potentiomètre linéaire 1 k Ω

Condensateurs

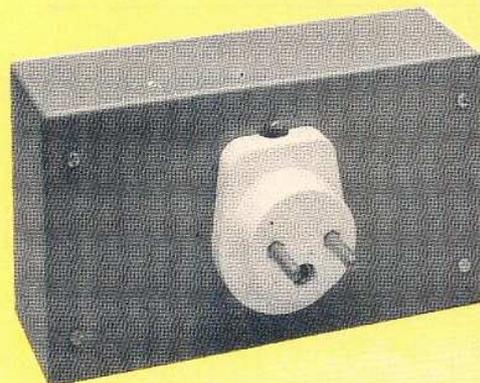
C₁: 1000 μ F 25 V Electrochimique
C₂: 680 μ F 25 V Electrochimique
C₃: 470 μ F 6,3 V Electrochimique
C₄: 3,3 μ F 35 V Tantale
C₅: 0,15 μ F 250 V Polyester
C₆: 47 nF 250 V Polyester
C₇: 100 μ F 25 V Electrochimique
C₈: 68 μ F 16 V
C₉: 0,1 μ F 400 V Polycarbonate

Semiconducteurs

T₁: T₂: 2N2222
T₃: T₄: BC 557

Divers

AF₁: AF₂: TIL 321 P
PR₁: Adaptateur EBENOID 117 18
PR₂: Enbase secteur mosaic LEGRAND
K₁: inverseur mosaic LEGRAND
TR₁: transformateur 220 V 12 V 0,3 A
RL: Relais 12 V 2 RT 5A
2 jack mâle stéréo \varnothing 3,5 mm
1 jack femelle stéréo \varnothing 3,5 mm
bouton, entretoises, blindé, visserie, etc
1 coffret RETEX 155 x 90 x 50



Température et thermométrie



La notion de température a son origine dans la sensation qui nous fait dire qu'un corps est chaud ou froid. Chauffons un corps solide ou liquide, l'appréciation de sa température par le toucher nous indique que sa température augmente. Or, nous constatons en même temps que les propriétés du corps varient. Chaque propriété mécanique, optique ou électrique variable avec la température peut servir à la déterminer. En choisissant parmi ces propriétés variables avec la température, celle qui se prête le mieux aux mesures, c'est-à-dire la dilatation d'un liquide chauffé, nous allons pouvoir déterminer de façon précise cette notion de température. En effet, la dilatation des liquides dans un récipient en verre est un phénomène suffisamment sensible pour servir au repérage des températures. En fait, l'expérience montre qu'à chaque température correspond une position du niveau du liquide dans le tube et inversement. Il suffit donc de diviser le tube en parties égales à partir du bas et de graduer l'ensemble pour avoir un thermomètre. Cette graduation doit être telle que tous les thermomètres soient comparables entre-eux, c'est-à-dire donnent les mêmes indications dans des conditions identiques, pour cela il faut en préciser les caractères.

Graduation des thermomètres

On trouve à la figure 1. une échelle comparative des différentes graduations du thermomètres. On y trouve :

— Le degré Celsius (symbole ° C) qui est la subdivision de l'échelle ordinaire ou centésimale dans laquelle les points de fusion 0° et d'ébullition 100 % de l'eau, sous la pression normale de 76 cm de mercure, sont représentés par 0 et 100. Il y a donc 100 divisions égales entre le point 0 et le point 100.

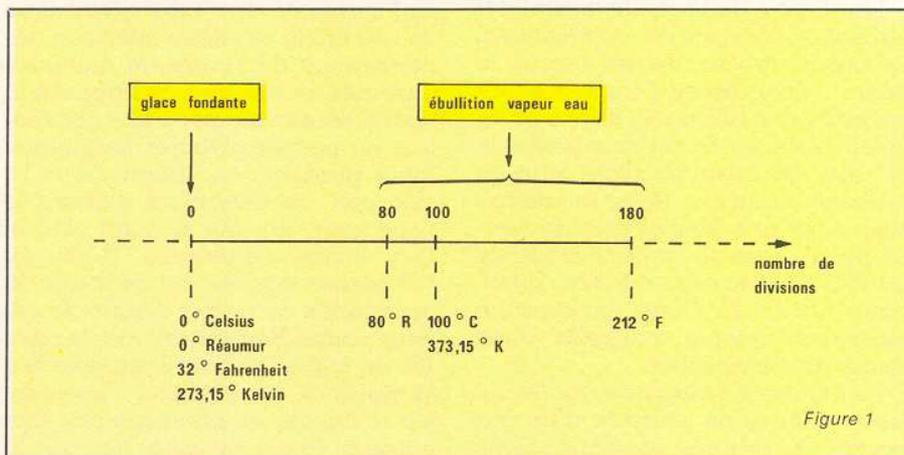


Figure 1

C'est en degrés Celsius que l'on gradue les thermomètres courants en France.

— Le degré centigrade est l'ancien qualificatif de l'échelle thermométrique centésimale abandonnée depuis 1948 au profit du degré Celsius.

— Le degré centésimal est l'ancêtre de notre unité de mesure actuelle, il comprend 100 divisions entre la division 0 qui correspond à la température de la glace fondante et la division 100 qui est la température de la vapeur d'eau bouillante à la pression atmosphérique normale.

— Le degré Kelvin (symbole ° K), dans le système international d'unités. Si est équivalent au degré de l'échelle thermodynamique des températures absolue dans laquelle la température du point triple de l'eau est 273,15° Kelvin.

— Le degré Réaumur (symbole ° R) qui comprend 80 divisions entre la température de glace fondante qui est la division 0 et la vapeur d'eau bouillante qui correspond à la division 80.

— Le degré Fahrenheit (symbole ° F) qui comprend 180 divisions entre la division 32 qui correspond à la température de la glace fondante et la division 212 à celle de la vapeur d'eau bouillante.

Température thermodynamique

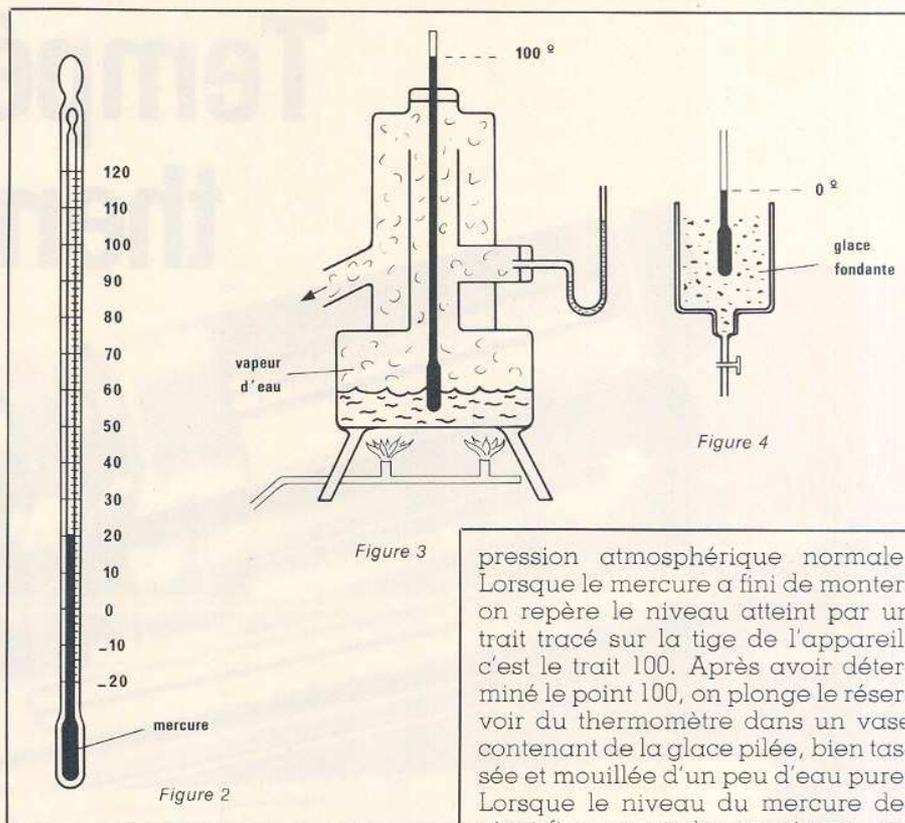
Pour des raisons qui sortent du cadre de cet article, on a été conduit à prendre comme échelle légale de température, une échelle dite thermodynamique.

La température thermodynamique T est définie d'une manière très différente de la température Celsius t , mais elle est en relation simple avec elle. On a :

$$T = t + 273,15^{\circ}$$

Les degrés de l'échelle thermodynamique sont appelés, comme nous venons de le voir, degrés Kelvin, le degré Celsius est égal au degré Kelvin et il y a 100 degrés Kelvin entre la température de la glace fondante et celle de l'eau bouillant sous la pression normale. Nous en déduisons donc que la température thermodynamique de la glace fondante est 273,15° K et celle de l'eau bouillante 373,15° K. Cette température thermodynamique s'appelle aussi **température absolue**.

En fait l'échelle légale se fonde sur les variations de pression d'un gaz parfait à volume constant. Cette



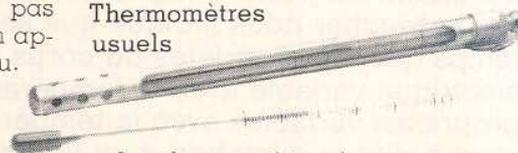
pression diminue de $1/273$ toutes les fois que la température s'abaisse de 1 °C. Arrivée à -273°C , la pression est nulle, comme elle ne peut pas physiquement être négative, on appelle cette température 0 absolu.

Le thermomètre à mercure

C'est celui qui nous servira exclusivement pour pouvoir étalonner nos différentes sondes, capteurs ou autres montages électroniques. Il s'agit d'un thermomètre basé sur la dilatation apparente du mercure dans un récipient en verre, **figure 2**. Il se compose d'une enveloppe en verre contenant du mercure dans un réservoir d'une capacité de l'ordre du cm^3 surmonté d'un tube cylindrique de très faible diamètre intérieur, généralement de l'ordre de quelques dixièmes de mm, ce tube s'appelle la tige. C'est elle qui porte une graduation en parties d'égales longueurs. Pour graduer un thermomètre à mercure, on détermine d'abord le point cent, ensuite le point zéro et l'on divise l'intervalle 0-100 en 100 parties égales; on prolonge la graduation de part et d'autre de ces deux points. Pour déterminer le point 100 on utilise l'appareil représenté à la **figure 3**. La pression s'exerçant sur le liquide en ébullition doit être égale à 76 cm de mercure, soit la

pression atmosphérique normale. Lorsque le mercure a fini de monter, on repère le niveau atteint par un trait tracé sur la tige de l'appareil, c'est le trait 100. Après avoir déterminé le point 100, on plonge le réservoir du thermomètre dans un vase contenant de la glace pilée, bien tassée et mouillée d'un peu d'eau pure. Lorsque le niveau du mercure devient fixe, on repère ce niveau par un trait tracé sur la tige et l'on marque 0, **figure 4**.

Thermomètres usuels



Le thermomètre à mercure est inutilisable pour les basses températures car le mercure se solidifie à -39°C . On utilise alors des thermomètres à liquide difficilement congelable, alcool, pentane, toluène qui sont construits sur le même principe. A la **figure 5** nous trouvons un thermomètre usuel à alcool. Celui-ci est coloré généralement en rouge ou bleu afin de le rendre plus facilement visible. Comme l'alcool bout vers 80°C , sa graduation supérieure ne dépasse pas généralement cette température. En limite inférieure, il est utilisable jusque vers -80°C . Ce thermomètre que l'on rencontre le plus souvent est simple, bon marché, mais peu précis. Le thermomètre à maxima et minima **figure 6a**, d'un usage courant en météorologie indique la température maximale et la température minimale d'une journée. Il est constitué comme un thermomètre à alcool dont la tige en forme de U contient dans une partie coudée une colonne de mercure AB séparant la colonne d'alcool en deux parties. A l'intérieur

de la tige, de part et d'autre de la colonne de mercure se trouvent deux petits index en fer émaillé a et b glissant dans la tige. Quand la température s'élève, il y a dilatation, le mercure monte dans la branche de droite et pousse l'index a, l'index b restant en place car l'alcool circule autour. Lorsque la température s'abaisse, il y a retrait de la colonne de liquide, cette fois le mercure pousse l'index b, l'index a restant en place. Dès lors, la position de a correspond au maximum de dilatation, donc à la température maximale et b à la température minimale. Quant à la lecture des températures, il suffit de munir l'appareil de deux graduations, **figure 6b**, correspondant aux niveaux A et B. Il est évident que les lectures faites au même instant sur les deux graduations donnent la même température. Enfin, à la **figure 7** nous avons représenté un thermomètre métallique à dilatation de solide où une aiguille liée au bilame se déplace devant un cadran gradué en degrés.

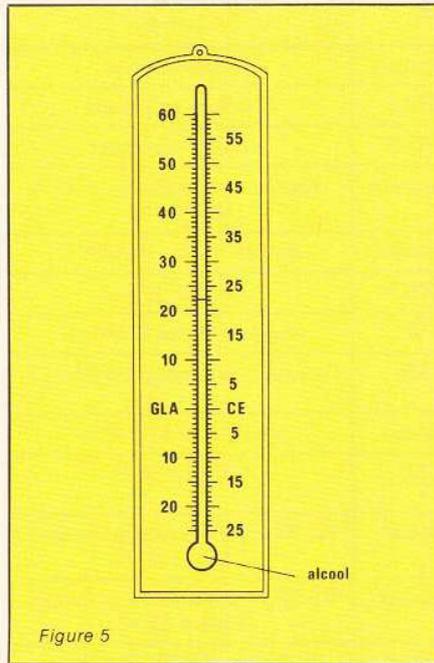


Figure 5

physique susceptible de traduire en informations préhensibles la température ou les variations de tempéra-

ture d'un corps ou d'un milieu. D'autres matériaux présentent pour leur part certaines propriétés électriques constantes à une température donnée, ces propriétés se modifiant en fonction des variations de la température, il est possible de recueillir aux bornes de capteurs fabriqués à partir de ces matériaux des grandeurs électriques représentatives de la température mesurée.

Ces informations pouvant être exploitées sous différentes formes, soit par une lecture directe de la valeur d'une tension ou d'un courant mesurée pour un appareil de tableau muni d'une échelle thermométrique, soit, pour les valeurs trop faibles, ou les variations non linéaires, traitées par une électronique appropriée. Nous continuerons donc cet article par une présentation des divers capteurs de température rencontrés en électronique et leurs différentes configurations d'utilisation. Le tableau suivant donne la référence des produits qui seront détaillés par la suite.

Détermination d'une température

Elle est basée sur la notion d'équilibre. Si dans une enceinte fermée, nous plaçons un corps chaud et un corps froid, nous constatons que le corps chaud se refroidit et que le corps froid s'échauffe. Au bout d'un certain temps, il ne se passe plus rien. Les deux corps sont en équilibre thermique. Les températures de ces deux corps en équilibre thermique sont égales. Lors de nos différents étalonnages de température, il nous faudra donc :

- avoir un thermomètre précis et qui indique directement la température par simple lecture ;
- mettre le thermomètre en contact avec le liquide à mesurer et attendre l'équilibre thermique ;
- lire la température sur le thermomètre de référence : elle est égale à celle du liquide ;
- plonger la sonde de mesure des différents circuits proposés et étalonner les montages, après équilibre thermique, de façon à ce que la commutation ou la mesure lue soit égale à la température du thermomètre de référence

La dilatation des liquides ou des métaux n'est pas le seul phénomène

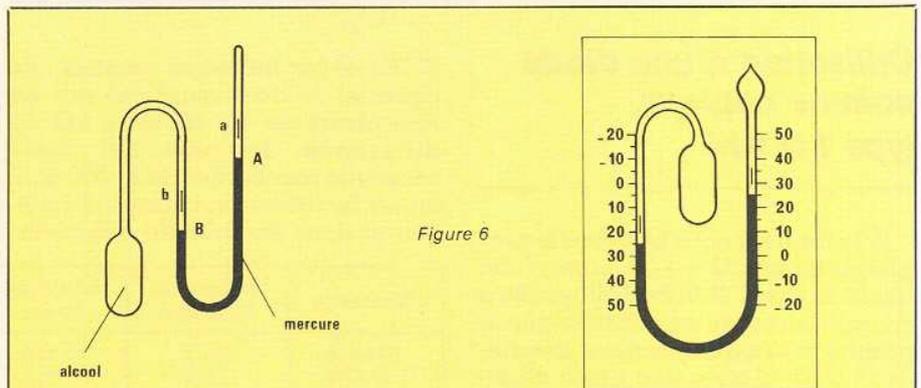


Figure 6

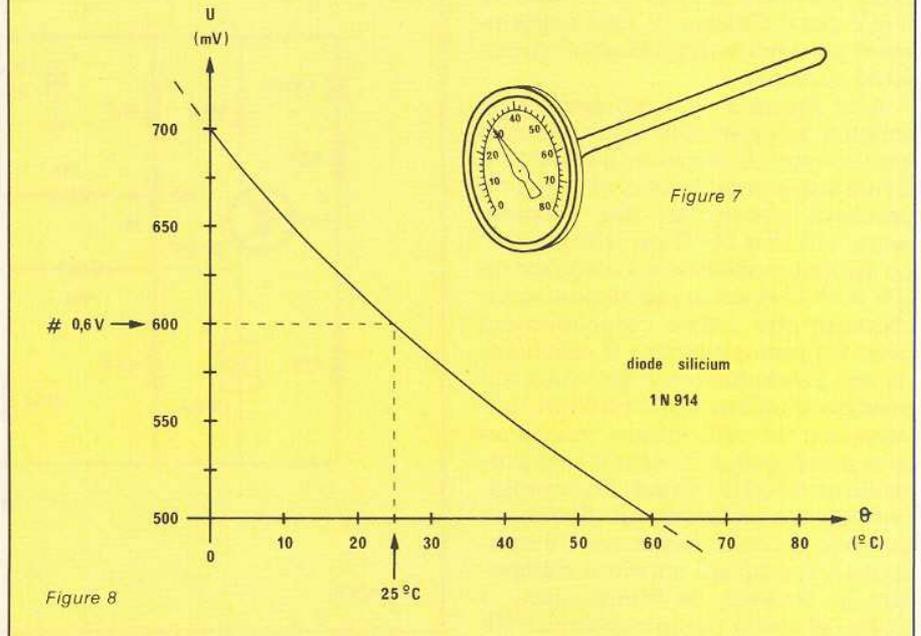


Figure 8

Les capteurs de température

Type	Référence	Marque	Observations
diodes silicium	1 N 914	RTC	modèle standard
diodes silicium	1 N 4148	RTC	modèle standard
CTN	K 164	Siemens	disque non polarisé - 55 à + 125 ° C
CTN	K 274	Siemens	Sonde - 10 - + 100° C
CTN	E 215	RTC	modèle à vis
thermocouples N	NI-CR	MI	modèle verre 0.200 °C
thermocouples S	PT-RH/10 % PT	MI	sonde métallique 0.1200° C
sondes à résistance	PT 100 DIN	Gémo	sonde 100 Ω à 0° C
sonde à résistance de platine	PT 100°	MI	100 Ω à 0° C
# CTP	TSP 10 %	Texas	TO 92,2 pattes non polarisé : 1 kΩ à 25° C
# CTP	KTY 10	Siemens	TO 92, 2 pattes non polarisé, 2 kΩ à 25° C
IC/courant	LM 134	NS	polarisé, TO 92, 3 pattes
IC/Monochip	LM 3911	NS	capteur DIL, 8 broches
IC/tension	LM 335 Z	NS	polarisé TO 92, 3 pattes 2,73 V à 0° C

Utilisation d'une diode comme capteur, type 1 N 914

A la figure 8 nous trouvons le graphe de tension $U = f(\theta)$. Lorsqu'une diode de type 1 N 914 est alimentée à courant constant, on constate que le graphe est rigoureusement linéaire de 0° à 60° C avec une pente négative tension directe = $f(\theta)$. Les variations sont très faibles, de l'ordre de 2 mV par ° Celsius, il faut évidemment prévoir un amplificateur avant toute mesure.

A la figure 9 est représentée le schéma complet d'un appareil utilisant ce type de capteur. L'ensemble forme une sonde thermométrique de précision permettant des mesures entre -10° C et 60° C au 1/10° de ° C. La variation obtenue en sortie est de 100 mV/° C et cet appareil pourra facilement être utilisé conjointement avec un petit voltmètre à affichage digital. Evidemment, il est tout à fait possible d'utiliser un contrôleur universel sur un petit calibre, mais il ne sera pas possible d'obtenir une précision en deçà du degré. La compréhension du schéma ne demande que peu de commentaires. L'amplificateur à courant constant alimentant le capteur de température à diode est formé par le transistor PNP

BC557 et les éléments associés. Le potentiel de base étant fixé par les résistances de 8,2 kΩ et 27 kΩ, la différence de potentiel reste constante aux bornes de la 510 Ω. Il en est de même du courant d'émetteur et donc de celui de collecteur.

Référence	Tension de blocage	Courant direct	I pointe	Courant inverse	P
1 N 914	100 V	75 mA	—	25 nA	500 mW
1 N 4148	75 V	75 mA	500 mA	25 nA	400 mW

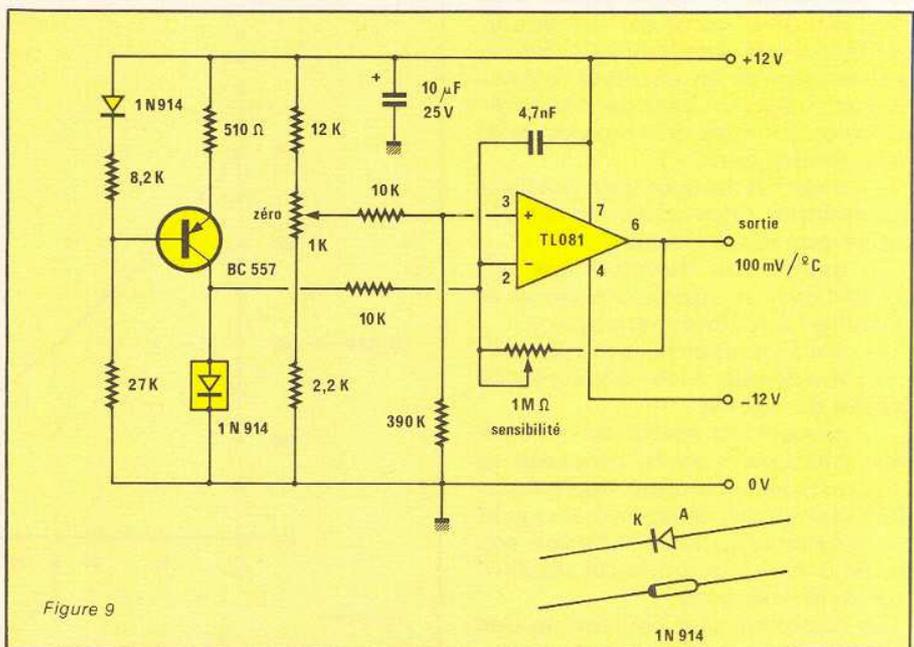


Figure 9

Les variations de tension sont ensuite appliquées à un circuit intégré de type TL081 monté en amplificateur à grand gain. Celui-ci est déterminé par l'ensemble des résistances de contre-réaction et la 10 kΩ issue du transistor. Le réglage s'effectuera aisément comme vu précédemment. On agira à l'équilibre thermique pour obtenir grâce au potentiomètre de 1 kΩ une tension nulle en sortie, lorsque le capteur est plongé dans de la glace pilée, et avec la résistance ajustable de 1 MΩ une tension de sortie proportionnelle à la mesure de la sonde; ainsi sur la gamme 10 V d'un voltmètre, une lecture de 4,62 volts correspondra à 46,2° C. Il est bien évident que pour la mesure de liquide, la diode devra être isolée par une goutte de colle à deux composants (Araldite par exemple).

Diode capteur Si type 1N4148

Sur le schéma de la figure 10 nous trouvons un autre schéma avec une petite diode au silicium montée en capteur de température. Cette fois-ci il s'agit d'un modèle 1N4148. Rappelons à nos lecteurs les caractéristiques principales de ces deux diodes utilisés comme éléments thermosensibles.

Une nouvelle fois, nous utilisons le coefficient de température de $2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$ de ce composant. Une tension de référence de valeur constante est appliquée sur l'entrée non inverseuse d'un des deux amplificateurs opérationnels du circuit LM 392. Ainsi le courant traversant notre diode de mesure et la résistance de $1 \text{ k}\Omega$ est stable; la diode travaille donc aussi à courant constant. Lorsque la température de notre capteur varie, il y a variation de potentiel à ses bornes, donc en sortie de l'amplificateur. Par suite, la variation de sortie est de nouveau une fonction linéaire, et comme pour le montage précédent, il est nécessaire de l'amplifier avant mesure, rôle dévolu au deuxième ampli-op du LM 392. L'étalonnage est très facile, il suffit de régler le point zéro par action sur le potentiomètre de $2,2 \text{ k}\Omega$, 0 V doit correspondre à 0°C , puis sur le gain pour avoir 1 V en sortie à 100°C . Si l'on utilise comme indicateur un petit voltmètre digital réalisé autour des 3161/3162. La gamme de température lue sera de $-9,99^\circ\text{C}$ à $+99,9^\circ\text{C}$.

Le capteur de température à CTN

Tout d'abord, qu'est-ce qu'une CTN ? Les thermistances CTN se distinguent des autres résistances par leur coefficient de température négatif élevé, jusqu'à $-6,5 \%$ par $^\circ\text{C}$ à 25°C , c'est-à-dire par une diminution rapide de la valeur de la résistance lorsque la température augmente. Elles sont principalement constituées d'un oxyde fritté (poudre comprimée sous forte pression puis chauffée à une température légèrement inférieure à la température de fusion). La plupart des CTN employées ont un coefficient de température négatif compris entre $-3 \cdot 10^{-2}$ et $-5 \cdot 10^{-2}$. La variation de température peut avoir pour origine la variation de la température ambiante ou bien encore l'énergie dissipée dans la CTN elle-même par effet joule. La valeur nominale de la thermistance que l'on trouve dans les documentations constructeur est donnée à 25°C . Leur valeur à cette température peut s'échelonner très couramment de 10Ω à $470 \text{ k}\Omega$, de plus elles peuvent être livrées sous différentes

formes selon les utilisations envisagées : bâtonnets, perles, disques, métalliques avec écrou de fixation, etc. La relation entre la résistance et la température d'une CTN est donnée par la formule :

$$R = Ae^{(B/T)}$$

où A et B représentent des constantes caractéristiques de la CTN, T étant la température absolue. Les courbes représentant les variations de résistance de quelques CTN en fonction de la température sont données sur le graphe de la figure 11. Comme on le voit sur ce schéma, la courbe globale est loin d'être linéaire, mais on peut admettre à juste titre, que dans une portion donnée, il sera tout à fait possible d'obtenir une loi de variation linéaire de notre thermistance.

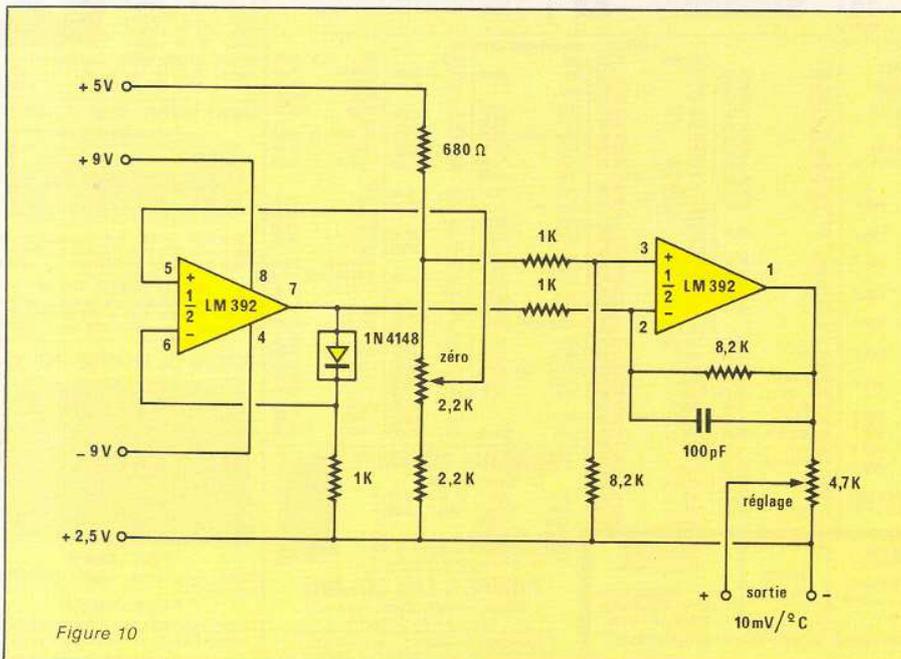


Figure 10

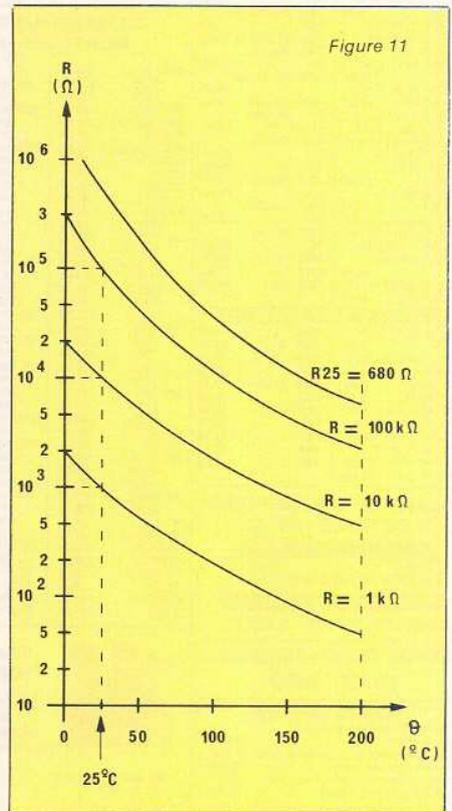


Figure 11

Conclusion provisoire

Dans cette première partie nous avons passé en revue les différentes méthodes de mesure de la température, ainsi que les procédures d'étalonnage.

Nous poursuivrons dans notre prochain numéro le panorama des différents capteurs, ainsi que la façon de les mettre en œuvre.

(à suivre)

CYRILLIA

Le terminal télématique « MINITEL » commence à être distribué massivement aux abonnés du téléphone, dans un nombre croissant de régions et ce à titre gratuit, en remplacement pur et simple de l'annuaire « papier ».

Il ne faudrait pas en déduire que les possibilités de ce petit bijou de la technique française se limitent à la consultation de la liste des abonnés !

La preuve en est que partout ailleurs, on peut se procurer des MINITEL en location pour 70 F par mois, et s'en servir avec profit malgré que le service « annuaire électronique » ne soit pas encore accessible.

MINITEL, TÉLÉTEL, ne confondons pas !

Le MINITEL est en fait le « poste téléphonique des données », destiné à se substituer à ce bon vieux combiné toutes les fois que l'on désire recevoir ou transmettre non plus des sons, mais des données informatiques (lettres, chiffres, symboles graphiques, etc.).

A vrai dire, on se sert d'un combiné téléphonique pour dialoguer avec un humain (ou un répondeur !), et d'un MINITEL pour converser avec un ordinateur, toujours par réseau PTT interposé.

En fait, il existait depuis longtemps des terminaux informatiques, capables de rendre accessibles les ressources d'un ordinateur à l'autre bout d'une ligne téléphonique. C'est ainsi que les scientifiques européens utilisaient, il y a une vingtaine d'années, des ordinateurs américains sans quitter leur bureau de Paris ou de Bruxelles.

Des ordinateurs, on en trouve maintenant partout, mais les données nécessaires sont dispersées : c'est l'ordinateur de la SNCF qui connaît les places disponibles dans



Découvrons le « Minitel »

le prochain TGV, mais c'est celui de votre banque qui sait où en est votre compte !

Jusqu'à présent, les terminaux clavier-écran restaient des équipements fort coûteux, et les communications téléphoniques restant établies pendant toute la durée des dialogues entraînaient des dépenses astronomiques.

Avec TÉLÉTEL, tout est changé ! Si la téléinformatique n'a pas fondamentalement évolué en devenant la télématique, ses coûts de mise en œuvre ont diminué dans des proportions la rendant accessible au grand public, et c'est là que se situe la performance !

Dans certaines régions, le MINITEL est fourni gratuitement, et un quart d'heure, une demi-heure ou une heure de dialogue avec la banque ou une entreprise de vente par correspondance ne coûte que soixante centimes...

Tout cela grâce au RÉSEAU TÉLÉTEL, toile d'araignée nationale destinée à mettre en relation les MINITEL des usagers avec les ordinateurs des « banques de données ».

L'originalité majeure (pour le particulier) de TÉLÉTEL est son mode de taxation : quelle que soit la distance

séparant le MINITEL de l'ordinateur « serveur », le coût de la communication sera presque entièrement pris en charge par le « demandé », et à un tarif ne tenant presque pas compte de la durée de l'appel, mais surtout du volume d'informations traité.

Transposé dans le domaine téléphonique, ce principe reviendrait à suspendre le fonctionnement du compteur tant que les deux correspondants restent muets. Qui n'a jamais pensé à ce maudit compteur tournant imperturbablement pendant ces dix minutes de silence qui suivent parfois un innocent « ne quittez pas »...

TÉLÉTEL est donc un réseau tout à fait spécial, mais on y accède tout de même à partir d'un poste téléphonique normal : pas d'installation spéciale ou d'abonnement comme dans le cas du télex, par exemple.

Pour y accéder de chez soi, il faut composer un numéro spécial sur son téléphone :

— en ILE DE FRANCE le 613.91.55.

— PARTOUT AILLEURS le 16 (3) 613.91.55.

Insistons sur le fait que SEULS CES NUMEROS limitent la taxation à une

Télématique

CARTE DES IMPLANTATIONS PROGRAMMÉES SUR LA DEMANDE DES CONSEILS RÉGIONAUX

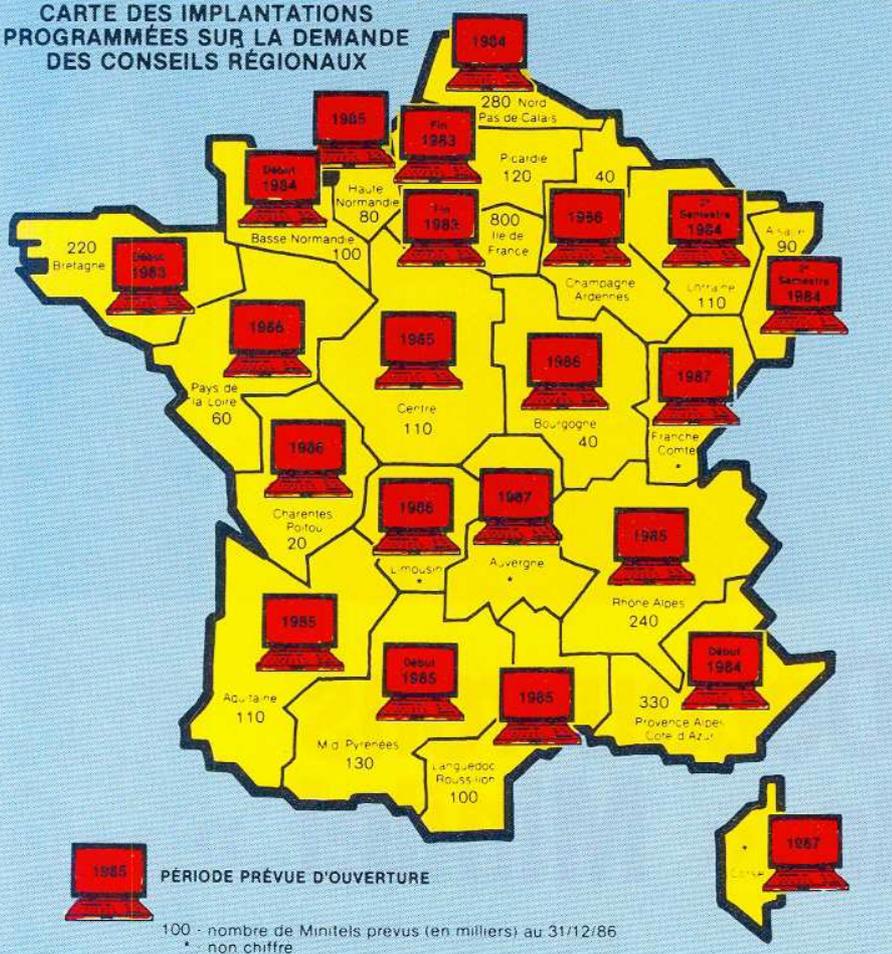


Figure 1 - A quand un MINITEL gratuit ? (document MESSAGES des PTT).

point d'accès TELETEL, comme il en existe un peu partout en France.

Désormais, notre ligne ne peut plus servir qu'à véhiculer des données informatiques sur le réseau TELETEL (jusqu'à ce que la liaison soit interrompue, volontairement ou non). Pour établir définitivement la liaison informatique entre le réseau TELETEL et le terminal MINITEL, il suffit de presser la touche « CONNEXION-FIN » du MINITEL.

La lettre F se trouve alors changée en C en haut et à droite de l'écran.

Simultanément, le combiné téléphonique devient muet, et il ne reste qu'à le raccrocher : tant que durera la connexion du MINITEL au réseau TELETEL, vous serez privé de téléphone. Une même ligne ne peut faire partie en même temps du réseau TELETEL et du réseau téléphonique. Pensez-y si vous restez longtemps devant votre écran : toute personne cherchant à vous joindre entendra la tonalité « occupé » bien que votre poste soit raccroché.

Ne craignez cependant pas de « rester bloqué » sur TELETEL, car différentes sécurités sont prévues : la libération intervient :

- Si vous appuyez deux fois sur CONNEXION-FIN.

- Si vous mettez le MINITEL hors tension.

- Si vous restez plus de 5 mn sans agir sur une touche.

- Si vous débranchez la fiche PTT du MINITEL.

- Si l'ordinateur avec lequel vous conversez le demande (notamment si vous tentez de « pirater » un code d'accès).

Quelques secondes après la connexion (apparition de C), une « page d'accueil » TELETEL PROFESSIONNEL apparaît à l'écran, et vous demande de composer un numéro (sur le MINITEL).

En effet, le réseau TELETEL comporte un nombre important d'abonnés, et il faut que vous puissiez choisir celui qui vous intéresse.

ATTENTION ! A partir d'un MINITEL, vous ne pouvez appeler qu'un CENTRE SERVEUR, c'est-à-dire un ordinateur central : pas question d'établir une communication visuelle entre deux MINITEL (mais on y pense...).

Voici quelques numéros que tout particulier peut appeler librement sans avoir à donner trop tôt un code d'accès généralement payant (et cher !) :

- 159 000 079 (Les 3 Suisses)
- 159 000 130 (La Redoute)
- *135 000 161 (Annuaire St Malo)

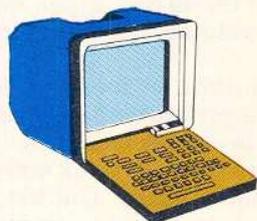
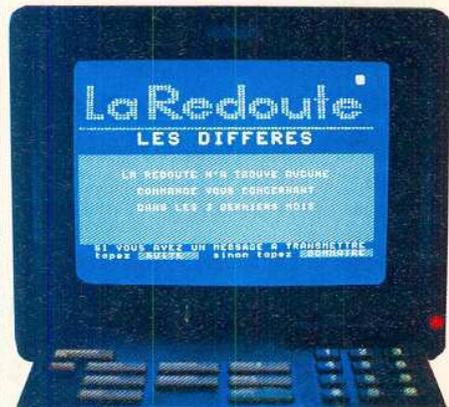


Figure 2 - Organisation d'une communication TELETEL (document MESSAGES des PTT).



unité quelle que soit la durée de l'appel.

Certains « centres serveurs » sont accessibles par d'autres numéros, mais il s'agit de numéros de téléphone comme les autres, taxés à la durée, n'ayant rien à voir avec le réseau TELETEL (coût de l'opération 60 centimes toutes les 12 secondes dans la plupart des cas !).

La réponse obtenue lors de cet appel est une tonalité aigüe, rien de plus : en fait, nous avons quitté le réseau téléphonique au niveau d'un

175 040 383 (Crédit du Nord)
113 001 233 (de multiples possibilités)

Dans le secteur bancaire, signalons également le CRÉDIT COMMERCIAL DE FRANCE, qui communique à ses seuls clients un code confidentiel indispensable.

Il est bien évident que ces quelques numéros (complétés par ceux des nombreuses listes « de derrière les fagots » qui se transmettent de bouche à oreille, codes confidentiels compris, dans certains milieux bien informés !), ne permettent guère que quelques heures d'émerveillement, à forte allure publicitaire d'ailleurs...

Rien n'étant gratuit en ce bas monde, il faut bien se convaincre qu'en dehors des zones « annuaire électronique », payer l'équivalent d'un triplement de son abonnement téléphonique pour se faire envoyer deux catalogues gratuits et des propositions de placements, c'est cher et même très cher. Gérer son compte en banque à domicile (relevés de compte, virements, etc.) c'est mieux, mais à la condition d'être client d'une banque offrant ce service (trois ou quatre actuellement).

En fait, les services abondent sur TÉLÉTEL PROFESSIONNEL, mais, payants, ils sont plutôt réservés à des spécialistes :

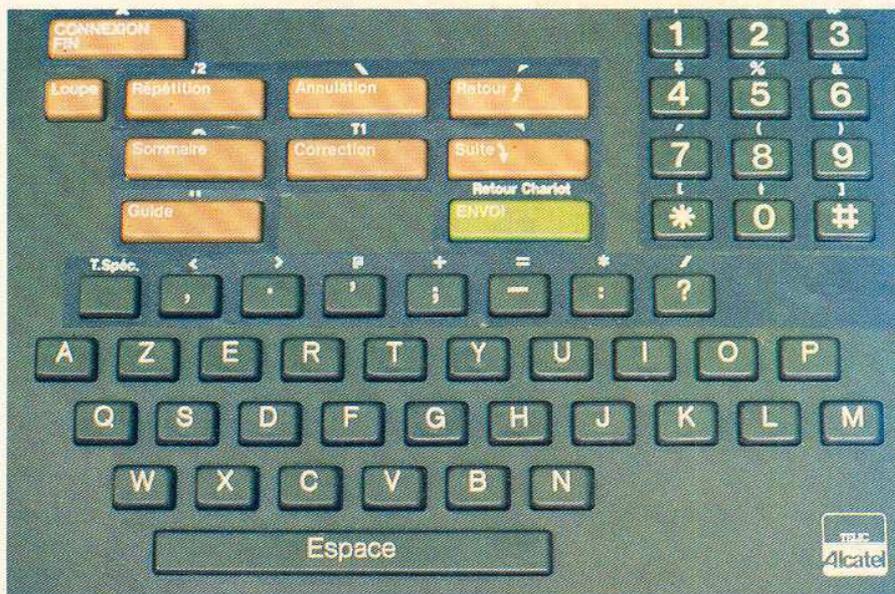
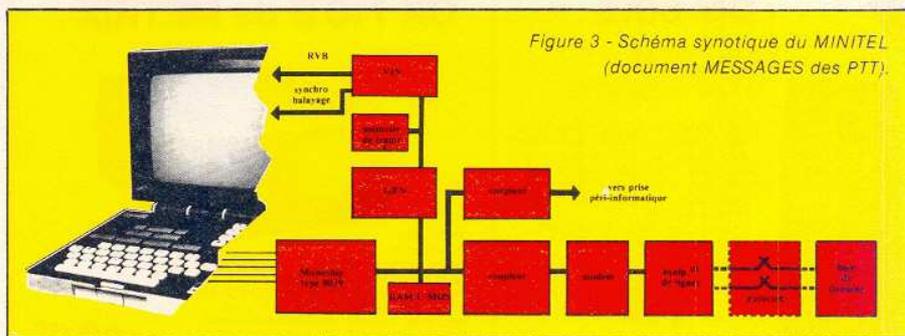
- journalistes pour les communiqués d'agences de presse ;
- dépanneurs TV pour les commandes de pièces de rechange ;
- revendeurs de cycles pour leur approvisionnement ;
- agences de voyages pour les réservations (trains, avions, hôtels, etc.).

Le coût des abonnements sans lesquels la « clé d'accès » n'est pas révélée est élevé : 500 à 1 000 F par mois facturés non par les PTT, mais par le fournisseur d'information. A ce tarif, rien de plus normal que la communication soit payée par le demandeur...

Lorsque l'abonnement est gratuit (cas des numéros cités), nul doute que le généreux « serveur » trouve son compte autrement dans la manœuvre (accroissement de sa clientèle le plus souvent).

Une nouvelle version de TÉLÉTEL est cependant en train de naître : TÉLÉTEL GRAND PUBLIC, qui offrira beaucoup plus de services gratuits. Pour y accéder, un nouveau numéro :

614.91.66 ou 16 (3) 614.91.66
mais attention, la taxation s'opère alors à la durée : 0,60 F toutes les deux minutes soit 18 F de l'heure...



Ce numéro sera mis en service progressivement dans toute la France, tout comme l'annuaire électronique, accessible en composant le 11 dans les zones déjà équipées (même tarif que les renseignements du « 12 »).

La grande aventure

C'est véritablement une aventure qui attend les caractères frappés au clavier du MINITEL : transformés en signaux BF par le MODEM incorporé au terminal, ils empruntent les lignes téléphoniques pour atteindre le POINT D'ACCÈS TÉLÉTEL le plus proche (peut-être distant de 100 km tout de même !). Là, il est vérifié, rangé dans un « paquet » de caractères de même provenance, et renvoyé « en écho » vers le MINITEL, qui va l'afficher à l'écran.

Le clavier n'est donc pas relié directement à l'écran : le « fil électrique » raccordant ces deux organes du MINITEL peut fort bien être long de 200 kilomètres !

En cas d'erreur, la touche CORRECTION permet de faire disparaître un caractère tant de l'écran que

du paquet.

Lorsque la touche ENVOI sera pressée, le paquet empruntera, tout d'un bloc, des lignes TRANSPAC pour aboutir à son ordinateur destinataire.

Compte-tenu des caractéristiques très maillées de ce type de réseau, rien ne prouve que le paquet suivant empruntera le même itinéraire : il peut passer 300 ou 400 km plus au Nord ou plus au Sud selon la disponibilité du réseau. Qu'importe, pourvu qu'il arrive à bon port !

C'est là toute l'originalité de la « transmission de données par pa-



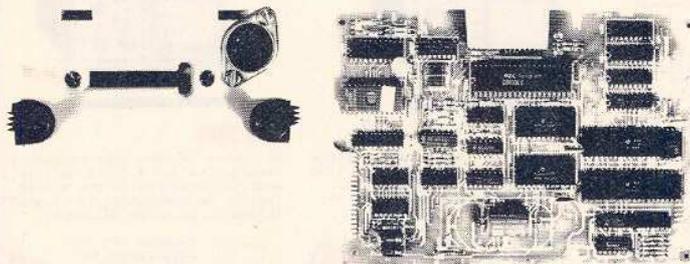
Suite page 72.

Suite de la page 69.

Branchements

Du bloc de branchements, situé à l'arrière du Minitel, partent deux câbles : l'un pour le branchement du secteur (220 V), l'autre pour la connexion à la ligne téléphonique. Il comporte en outre une prise connecteur femelle servant au raccordement du poste téléphonique et une prise « péri-informatique » (type DIN 5 broches). Dans un proche avenir elle servira au raccordement de périphériques tels que lecteur de cartes (magnétique ou électronique), imprimante de recopie et écran adaptable ou spécifique, ou téléconfer grand public (TGD), magnétophone à « cassettes », micro-calculateur.

A proximité de ce bloc de branchement se trouvent l'interrupteur marche-arrêt du terminal et le bouton de réglage de la luminosité.

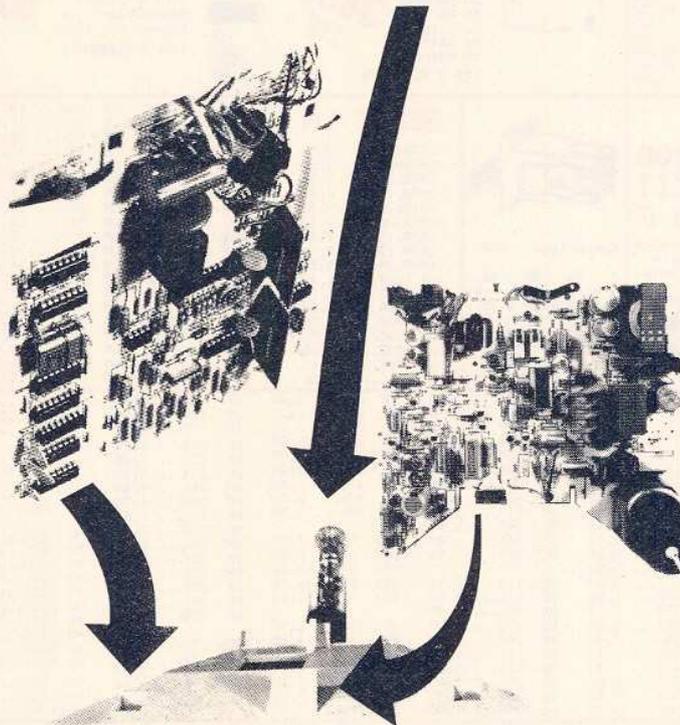


Intelligence

Cette carte est la partie intelligente (intelligente) du terminal. Elle porte le microprocesseur monochip, type 8039 (l'âme du système), un logiciel de 4 K-octets, une mémoire RAM C-MOS (128 octets) soutenue par une pile au lithium. Les circuits qui fabriquent le signal vidéo, les processeurs « VIN » et « G30 », associés à une mémoire de 2 K-octets.

Entrée

Sur cette carte se trouvent notamment le modem (modulateur-démodulateur), le régulateur de courant, les protections (diodes), le transformateur d'isolation galvanique et le buzzer (générateur du son mis en œuvre par la base de données en certaines circonstances).



Alimentation

Sur cette carte électronique on trouve : un transformateur à découpage secteur générant les différentes tensions contrôlées nécessaires au terminal et les organes de commande du tube vidéo (balayage, amplification).

Ecran

Le tube vidéo et l'écran sont directement empruntés aux constructeurs de téléviseurs ! Cet écran de 8 pouces (23 cm de diagonale) permet la visualisation en noir et blanc (8 niveaux de gris) de 25 rangées de 40 caractères.



Clavier

Le clavier comporte 57 touches : 26 lettres de l'alphabet, 10 chiffres, 7 signes de ponctuation, 1 signe spécial, 2 caractères spéciaux et

10 touches de fonction, 1 touche spéciale (sans inscription). En maintenant cette dernière touche enfoncée, l'action sur l'une des autres permet de doubler les possibilités du clavier (lettres majuscules, accents, signes monétaires, etc.).

L'administration a prévu un cache adapté sur lequel figurent ces symboles.

Articulé, le clavier peut se replier sur l'écran. Il est équilibré et conçu pour apporter un confort maximum à l'utilisateur : touches à enfoncement et rappel magnétique. Et le fonctionnement de chaque touche ne doit pas être modifié après 10⁶ manœuvres.

Figure 4

document (MESSAGES des STT).

Déconnecté de sa ligne, le MINITEL fait bien piètre figure : les caractères frappés s'inscrivent à l'écran dans le cadre d'une procédure de test sommaire, sans même qu'un simple retour à la ligne soit possible. Après tout, à quoi sert un téléphone s'il n'est pas branché sur une ligne ?

Le clavier émet des caractères aux normes ASCII plus des codes spéciaux correspondant aux touches « de fonctions » (retour, suite, guide, sommaire, etc.). Ces codes sont émis en ligne, à la vitesse de 75 bauds, par le modem incorporé, dont la haute technologie évite tout réglage.

Dans le sens inverse, la vitesse est très supérieure : 1 200 bauds, car il y a beaucoup de choses à transmettre : des codes ASCII, bien sûr (et certaines bases de données en restent là), mais aussi des caractères semi-graphiques et des attributs (couleur, clignotement, taille, position, etc.). Un serveur performant peut, grâce à de tels outils, créer des images de fort belle présentation, pouvant presque rappeler des images TV.

broche 3 de cette embase, et affiche à l'écran (ou envoie en ligne s'il est connecté) tous les caractères appliqués à sa broche 1 (masse à la broche 2).

Les échanges s'opèrent aux niveaux TTL, et selon une procédure série à 1 200 bauds avec un bit START, sept bits d'information, un bit de parité paire, et un bit de stop.

Avec des interfaces appropriées, cette prise pourrait servir à connecter toutes sortes de périphériques, de l'imprimante de copie d'écran jusqu'au lecteur de carte à mémoire en passant par un ordinateur aux possibilités quasi-illimitées.

Déjà dépassé, le MINITEL ?

Lorsque l'évolution technique est lancée dans un domaine aussi dynamique que la télématique, les matériels les plus récents risquent fort d'être dépassés avant même d'être réellement implantés sur le marché.

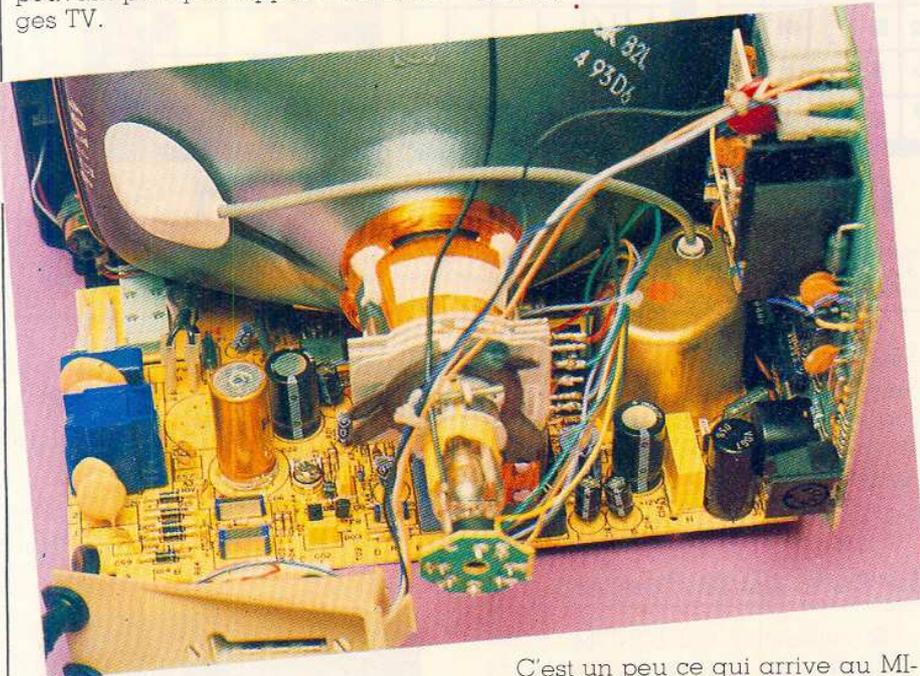
THOMSON T07, imprimantes compatibles, etc.

Ces matériels sont plus ou moins onéreux, mais doivent être achetés par l'utilisateur, qui aura donc à s'en servir souvent en vue de rentabiliser l'investissement.

C'est sur ce point que le MINITEL manifeste encore une supériorité écrasante : disponible en location-entretien auprès des PTT ou même distribué gratuitement, il constitue un incomparable outil « d'évaluation », permettant à peu de frais de se familiariser avec toutes les promesses de la télématique, en attendant la « chaîne informatique » de demain, qui, tout comme la chaîne HIFI d'aujourd'hui, devra réunir un certain nombre de « fonctionnalités » : récepteur TV couleur (équipé satellite et fibre optique), ordinateur familial, terminal TÉLÉTEL, décodeur ANTIOPE, télécopieur servant en même temps d'imprimante, de copieur d'écran, et de photocopieuse personnelle, téléphone perfectionné, et bien d'autres choses encore !

On peut ainsi rêver à des « chaînes compactes » regroupant tous ces perfectionnements, et évitant d'avoir à multiplier inutilement les claviers et les écrans partout dans le foyer. C'est plutôt sous cette forme qu'il faut envisager l'an 2000, plutôt que sous l'aspect de cités de science-fiction dans lesquelles nous nous déplaçons en soucoupes volantes ! Ne laissons pas passer l'occasion de nous familiariser avec la télématique : des centaines de milliers de gens ont acquis, au cours des deux dernières années, un ordinateur individuel qui leur a généralement apporté beaucoup de satisfaction. L'heure est maintenant venue de renouveler l'expérience avec un terminal télématique !

Patrick GUEULLE



Dans le secteur professionnel, on considère souvent cela comme du luxe inutile, mais le grand public y est sensible. En plus du modem, qui module et démodule des porteuses de 420 et 1 700 Hz respectivement, le MINITEL peut communiquer avec l'extérieur par une prise DIN située sur sa face arrière et baptisée PÉRIFORMATIQUE.

Le terminal recopie tous les caractères atteignant l'écran sur la

C'est un peu ce qui arrive au MINITEL, que ses utilisateurs souhaitent de plus en plus voir doté d'une « intelligence » plus poussée : mise en mémoire des écrans reçus, copie sur papier, traitement des données reçues (bancaires en particulier), appel automatique des serveurs, etc.

Des équipements commencent à apparaître, qui remplissent au moins partiellement ces souhaits : adaptateurs « télématiques » pour ordinateurs tels que l'APPLE ou le

Adaptateur fréquencemètre pour multimètre numérique

temps: 

difficulté: 

dépense: 



Si tous les multimètres courants permettent de mesurer facilement tensions et intensités, alternatives et continues ainsi que les résistances avec une précision de l'ordre de $\pm 0,25$ à ± 1 % selon les modèles dans la série des 2 000 points, rares sont ceux qui prévoient la mesure des fréquences. Or, compte-tenu de l'investissement non négligeable que représente l'acquisition d'un fréquencemètre numérique (près de 500 F au minimum), il est tentant, lorsque 6 ou 7 chiffres significatifs ne sont pas indispensables, d'élaborer une sonde permettant d'utiliser le multimètre à cet effet. C'est chose faite avec l'adaptateur que nous vous présentons dans ces lignes et qui vous permettra de mesurer la fréquence de tout signal comprise entre 20 Hz et 20 MHz, pour une précision meilleure que $\pm 0,5$ %, ceci avec 100 F de composants et un seul réglage.

Principe de fonctionnement

Le principe classiquement adopté dans de telles réalisations est représenté figure 1. Après un étage de mise en forme, le signal attaque un monostable de période t . Un circuit de filtrage passe-bas plus ou moins élaboré extrait, à partir du signal carré obtenu en sortie, une tension approximativement continue égale à sa valeur moyenne. Plus la fréquence est élevée, plus les impulsions sont rapprochées, plus le rapport cyclique augmente et de même advient-il de la tension de sortie.

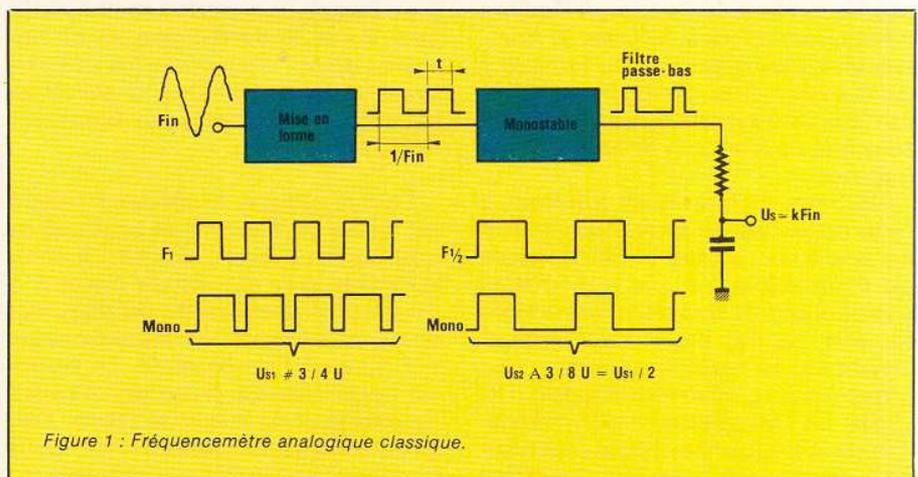


Figure 1 : Fréquencemètre analogique classique.

Réalisation

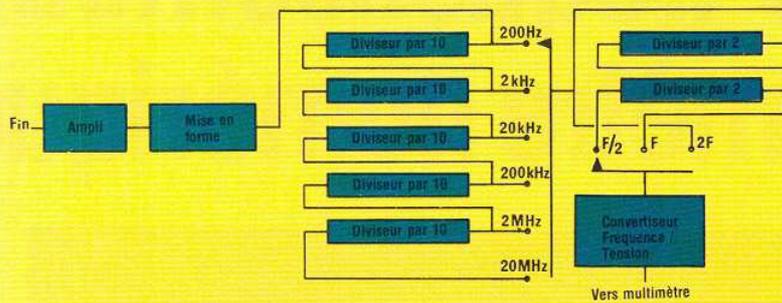


Figure 2 : Synoptique du fréquencesmètre.

Pour ne pas que la précision d'un tel dispositif ne se dégrade, il est nécessaire (exigence du filtre passe-bas) que le rapport cyclique se maintienne dans les limites de 10 à 90 %. Ceci impose, si l'on souhaite mesurer des fréquences dans une large gamme (dans notre cas, elles varient de 1 à 10^6) de faire varier la largeur des impulsions délivrées par le monostable. Ceci est habituellement réalisé en faisant varier la valeur du condensateur déterminant la constante de temps. Néanmoins, on connaît les gammes de précision des condensateurs (couramment $\pm 20\%$) qui imposent, dans notre cas, l'une des deux solutions suivantes :

- Prévoir un ajustage de la valeur du condensateur par mise en parallèle d'autres condensateurs de petite valeur ; c'est délicat, long, fastidieux, bref irréalisable.

- Prévoir pour chaque condensateur une résistance variable destinée à ajuster la constante de temps en fonction des écarts imprévisibles de chaque condensateur. Des trimmers 10 tours sont nécessaires et malgré la simplicité du schéma, le prix de revient de l'appareil devient vite important sans compter le nombre élevé de réglages qui imposent de disposer d'un générateur BF/HF et d'un fréquencesmètre. Nous verrons que ce n'est pas le cas de notre appareil.

Un autre inconvénient inhérent à cette approche du problème est que les fronts de montée et de descente du monostable ont une importance variable en fonction de la fréquence. Si leur durée reste relativement constante en valeur absolue, leur importance relative (par rapport à la durée de l'impulsion) croît en fonction de la fréquence et peut atteindre des proportions non négligeables

au-delà du MHz. Ceci nuit beaucoup à la précision de l'ensemble.

C'est pourquoi nous avons pensé à une première amélioration capitale, celle de faire toujours travailler le monostable dans la même fourchette de fréquence : 20 Hz à 200 Hz (malgré cette fréquence assez basse, le filtrage passe-bas reste assez facile). Il suffit d'intercaler entre le circuit de mise en forme et ce monostable un nombre adéquat de diviseurs par 10 de façon à toujours ramener la fréquence du signal dans la fourchette mentionnée. Tout devient alors très simple et beaucoup plus précis, il suffit d'un seul réglage à une fréquence quelconque comprise entre 20 Hz et 20 MHz pour que le circuit soit parfaitement étalonné et toujours aussi précis quelle que soit la fréquence. Cette simplification des réglages ne se fait pas au détriment du prix de revient, bien au contraire, 3 diviseurs par 10 (CD 4518) coûtent moins cher que 5 potentiomètres 10 tours.

Nous avons encore amélioré le système en remplaçant le couple monostable, filtre-passe-bas, dont le fonctionnement, très satisfaisant pour l'esprit, l'est parfois moins sur le plan de la linéarité, par un circuit spécialement conçu pour les conversions fréquence/tension, à savoir le LM 2907-N de National Semiconducteurs.

Le synoptique finalement retenu est présenté figure 2 et reprend ce que nous venons d'exposer. Il comporte en plus un circuit destiné à augmenter la précision du dispositif et qui se compose de deux diviseurs par 2 montés en cascade. Le signal est normalement divisé par 2 avant de passer dans le convertisseur Fréquence/Tension-. Néanmoins, pour un signal de 30 kHz par exemple, la

précision serait assez faible puisqu'elle se chiffre en digits en plus ou en moins sur un nombre, ici de 300. Grâce au deuxième diviseur par 2, la lecture se fera comme si le signal faisait 15 kHz avec un affichage de 1 500. La précision y gagne dans un facteur de 5. Cette possibilité est à utiliser pour des signaux compris entre 200 et 400 Hz (à un facteur 10 près). A l'opposé, pour des signaux allant de 40 à 100 Hz, on supprimera le diviseur par 2 ordinairement intercalé pour attaquer directement le convertisseur. Au lieu de lire 400 à 1000, on lira 800 à 2 000. La précision y gagne là encore. Seul inconvénient du procédé, la nécessité d'une division ou d'une multiplication par 2. Un effort supportable.

Mais avant d'analyser le schéma complet, penchons-nous sur le fonctionnement du convertisseur fréquence/tension.

Le LM 2907 N de National Semiconducteurs

Ce circuit existe en 4 versions différentes selon la présence (LM 2917 N) ou non (LM 2907-N) d'un régulateur interne et l'encapsulation (DIL 8 ou DIL 14). Le modèle que nous avons retenu pour cette étude est le LM 2907 N car nous disposons déjà d'une source de tension stable.

Le synoptique de ce circuit est représenté à la figure 3 ainsi que son brochage. On y voit un exemple

Suite page 85

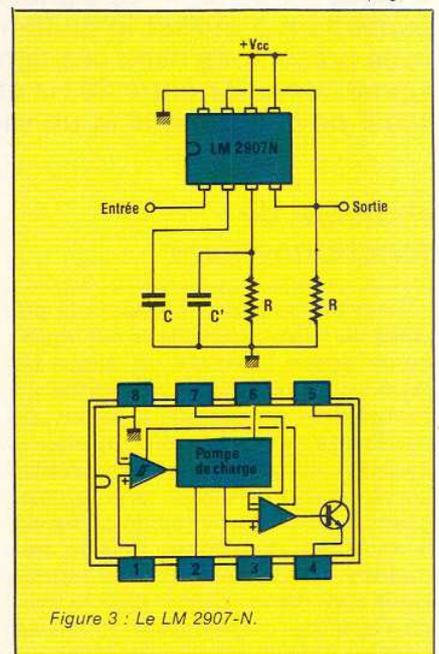


Figure 3 : Le LM 2907-N.

Synthèse de fréquence en radiocommande Adaptation d'un bloc de mesures

temps: ⏰ ⏰ ⏰

difficulté: 🧩 🧩 🧩

dépense: \$ \$ \$

2^e partie



Nous avons, dans notre précédent numéro, effectué la description technique de ce bloc de mesures destiné à équiper l'émetteur de radiocommande à synthèse de fréquence des numéros 429 et 430 de Radio Plans.

Chaque fonction de ce bloc a été analysée en détail et nous présentons ici la réalisation pratique. Nous rappelons à ceux qui vont en entreprendre la construction qu'un maximum de soin et d'attention sont nécessaires pour la mener à terme, l'implantation des circuits imprimés étant très dense.

Vous trouverez également dans cette seconde partie, trois corrections à apporter au schéma général de la **figure 2**.

La réalisation pratique

Sans être difficile elle n'est pas à la portée des débutants : elle appelle une lecture et une compréhension approfondie de toute la description qui vient d'être donnée ; enfin elle nécessite un suivi soigneux des instructions de câblage : le bloc de mesures étant éclaté en 4 platines, des

torons de fils de couleurs et torsadés relie ces 4 platines, que nous allons appeler :

— Platine base de temps (comportant tous les compteurs sauf le 7224).

— Platine commutation (comportant les 4 commutateurs, les IC d'entrée de F et V et les commandes de fonctionnement).

— Platine affichage (comportant

l'afficheur et les circuits le pilotant, le 7224, et le 4543).

— Platine buzzer (comportant les compteurs de buzzer, l'inverseur minutes ou secondes et les straps de programmation : la seule commande extérieure du buzzer est celle qui permet de l'arrêter ou de le recycler par reset extérieur affectant tous les compteurs du timer).

Sur la photo, les trois dernières platines sont visibles, mais la platine

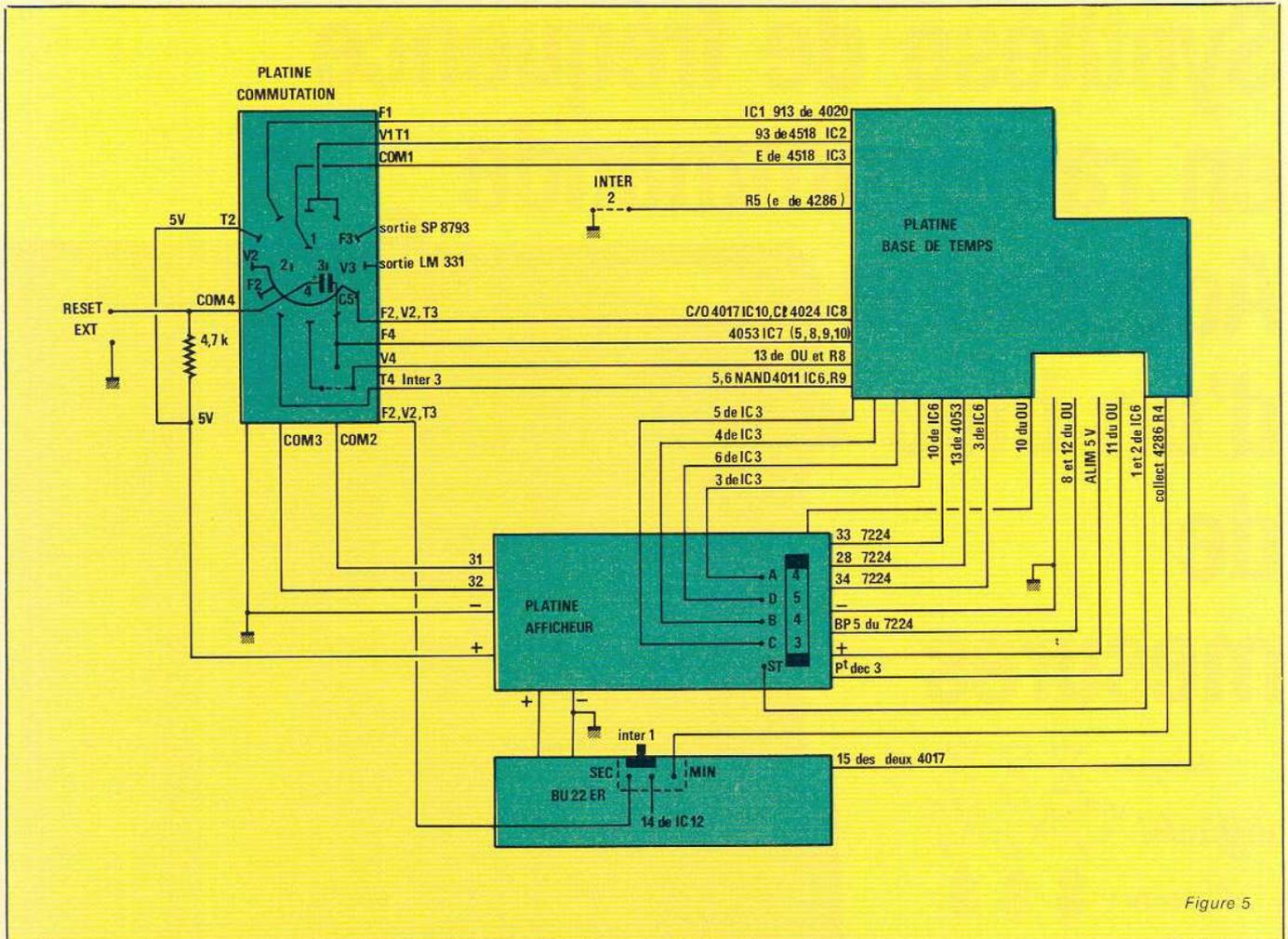


Figure 5

base de temps est placée sous la platine SYNTHÉSEUR-EPROM et ne se voit pas ; la platine COMMUTATION est fixée au boîtier de l'émetteur et comporte deux connecteurs servant à enficher la tête HF amovible dont les deux autres connecteurs sont enfichés dans la platine SYNTHÉ-EPROM ; la platine AFFICHAGE est, en raison de sa fragilité, coincée par des lamelles courbées, souples et fines entre les deux manches de l'émetteur : un côté de la lamelle est soudé à la platine, l'autre côté est serré entre le boîtier de l'émetteur et le boîtier de manche, les vis de fixation des manches servant à effectuer ce serrage ; la courbure des lamelles sert à éloigner d'environ 1 mm l'afficheur du boîtier émetteur pour que les chocs éventuels ne soient pas transmis à la plaque de verre des cristaux : la fenêtre de lecture pratiquée dans le boîtier de l'émetteur doit elle-même être munie d'un plexiglass protégeant le verre des cristaux. Enfin, la platine BUZZER est vissée sur les boîtiers de manches et surplombe la platine AFFICHEUR.

L'ensemble des liaisons par fils souples entre les 4 platines est donné en figure 5.

Platine BASE DE TEMPS

La figure 6 donne l'implantation et le dessin du circuit imprimé de la base de temps.

On remarque l'échancrure pratiquée à la hauteur du OU exclusif de la platine EPROM pour faciliter la soudure des fils points décimaux et backplane et implanter la diode entre 9 et 13 du OU.

L'implantation des composants y compris les 8 straps est très simple mais des précautions doivent être prises :

Mécaniquement la platine doit être peu épaisse : on prend donc de l'époxy simple face de 1 mm d'épaisseur et on s'arrange, en fraisant tous les trous par lesquels passent les broches des IC, pour que tous les circuits intégrés touchent effectivement l'époxy. De même pour Tr1 que l'on enfonce le plus possible dans ses trous : si on n'a pas trouvé de 2N4286

on peut mettre n'importe quel NPN très à plat pour ne pas dépasser la hauteur des circuits intégrés (attention au brochage qui ne sera pas le même que celui du 2N4286).

Lorsque tous les composants sont en place, que le circuit est nettoyé à l'acétone, que les soudures du verso ont été limées et polies, on peut s'attaquer à la filasse, mais faire cela MÉTHODIQUEMENT... et en effectuant des tests de fonctionnement pas à pas...

On met sur table la platine SYNTHÉ que l'on alimente en 9,6 volts : on connecte la base de temps à la même masse et au 5 volt régulé disponible par exemple à la broche 14 du OU. On vérifie que le 5 volt arrive à tous les IC. Puis on connecte l'entrée du 5,6 pF à la broche 26 du 145151 (attention si on oublie de placer la 5,6 pF et si on connecte directement l'horloge du 4020 au 26 du 145151, on tue l'oscillateur du 145151 en quelques secondes).

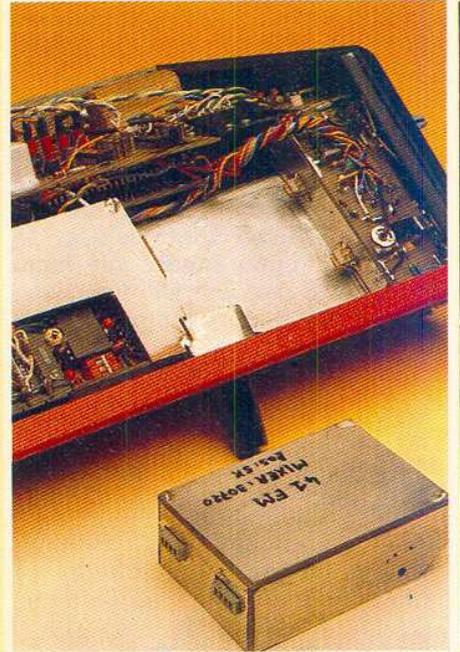
On teste au fréquencemètre ou à l'oscilloscope que le 4020, IC1, effectue à Q13 une division par 8192 donnant 1250 Hz et à Q10 une division par

1024 donnant 10000 Hz ; on peut alors commencer à souder les fils desservant les 4020 et 4518 en respectant les couleurs de fils comme nous le verrons plus loin ; en court-circuitant ces fils comme le ferait le commutateur 1 dans les différentes fonctions (Q₁₃ de IC₁ à E de IC₃ pour la fonction F, Q₃ de IC₂ à E de IC₃ pour la fonction V et T), on vérifie à la sortie carry-out broche 12 du 4017 IC₁₀ que l'on a 12,5 Hz ou 1 Hz. Ensuite on vérifie à l'oscillo la présence des deux créneaux étroits, 5^e et 7^e impulsion sortant des broches 1 et 6 du 4017 ; puis pas à pas on teste l'action des NAND pour obtenir tout ce que nous avons déjà décrit abondamment.

Bref, si l'on fait les essais sérieusement on aura compris comment ça marche et on aura à la fin de l'essai

sur table une belle perruque de fils épars. On découvrira ainsi la nécessité de se fabriquer un code de repérage des 8 ou mieux 10 couleurs de fils dont on devra disposer pour effectuer un câblage propre et bien torsadé évitant les retours HF et les erreurs de branchements.

Normalement deux torons de fils doivent sortir du blindage entourant les platines SYNTHÉ et BASE DE TEMPS, par des trous pratiqués dans le blindage. Après le repérage, le secret de la réussite consiste à ne pas faire sortir deux fils de même couleur par le même trou. L'auteur préfère ne pas donner un code de couleur que le réalisateur aura ou n'aura pas. Un trou supplémentaire dans le blindage permet de différencier la provenance des fils si l'on n'a pas le nombre de couleurs suffisant.



Normalement un toron de fils comporte tous ceux allant directement à la platine commutation l'autre comprend tous ceux allant directement à la platine EPROM et BASE DE TEMPS, ce sont des fils courts ne sortant pas du blindage et courant entre les deux platines. Enfin, quelques fils peu nombreux allant de la platine commutation vers l'afficheur ou le buzzer ou allant de la base de temps vers le buzzer seront torsadés autour des torons précédemment constitués.

Lorsque tout marche et est bien repéré, on peut alors souder légèrement la platine BASE DE TEMPS à sa place sous la platine EPROM (soudure non définitive effectuée sur les côtés du blindage et laissant au

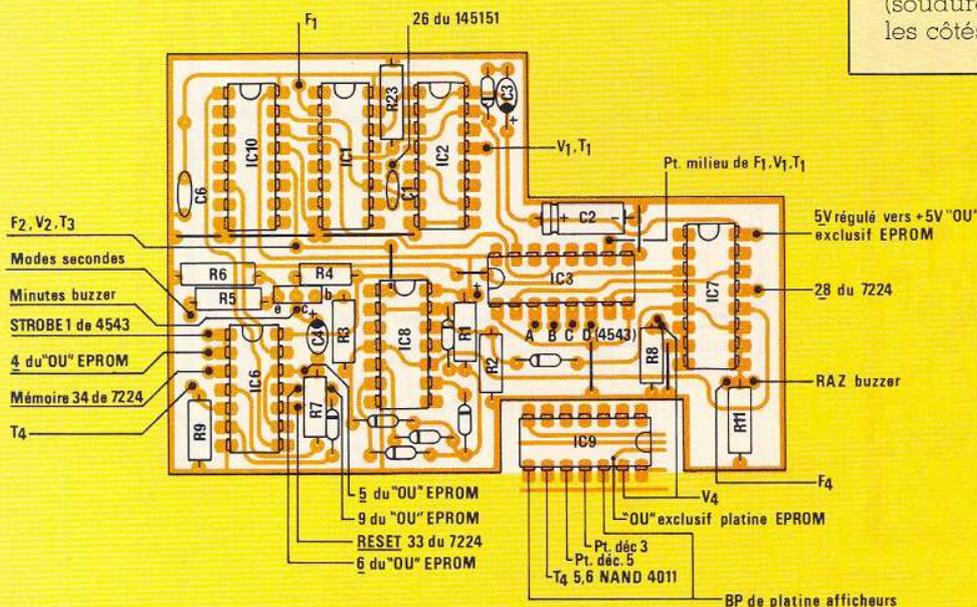
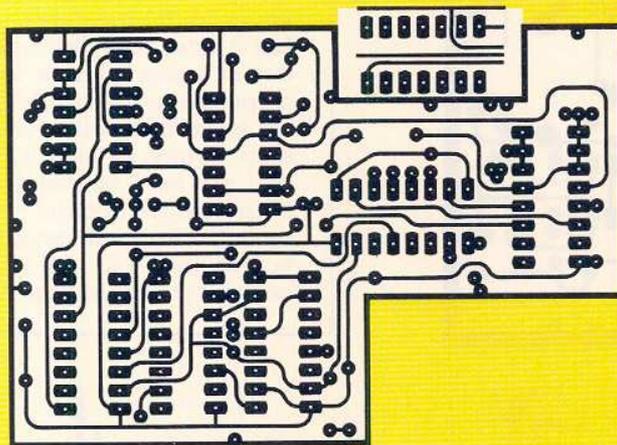


Figure 6

Réalisation

moins deux mm d'espace pour ne pas avoir de court-circuits entre le boîtier de l'émetteur et le verso de la platine BASE DE TEMPS ; la soudure définitive interviendra lorsque un essai avec l'afficheur et le 7224 aura donné satisfaction). Si l'on a suffisamment de place entre platine BASE DE TEMPS et boîtier de l'émetteur on peut souder côté verso de la BASE certains fils de liaison vers l'afficheur, par exemple les 5 fils

allant vers le 4543 ; d'une manière générale il faut éviter les surépaisseurs en évitant de torsader les fils avant la sortie par les trous que l'on aura pratiqués dans le blindage.

Platine commutation

La figure 7 donne les 3 schémas que constitue en fait la platine commutation.

Il s'agit d'une sorte de boîtier à 3 faces : la face A supporte IC₁₃ et IC₁₄ ainsi que les composants directement associés ; le commutateur 3 positions 4 contacts a ses picots soudés sur cette face A : c'est un commutateur monobloc (sans gallette) enrobé dans du plastique. La face B, soudée à l'aide de queues de résistances sur la face A, est le support des deux connecteurs MULTIPLEX servant à enficher la TÊTE HF pour y amener le 9,6 volts venant de l'interrupteur général de l'émetteur et pour connecter la sortie de la tête HF à l'antenne. La face C est également soudée à la face B et comporte les trous de passage du commutateur 3P 4C, du poussoir de reset extérieur, de l'interrupteur V/TIM, V/TAC, et du petit interrupteur à glissière qui dessert les deux modes de fonctionnement des secondes en défilement continu ou en mode recyclé toutes les 60 secondes.

Les 3 faces sont découpées dans du circuit époxy double face de 15/10 d'épaisseur, de manière à constituer un ensemble solide et rigide bien serré contre la tôle du boîtier émetteur par les 3 écrous des commutateurs ou interrupteurs : on aura ainsi un bon contact de masse et une fixation solide de la tête HF supportant sans fatigue ni vrillage de nombreux

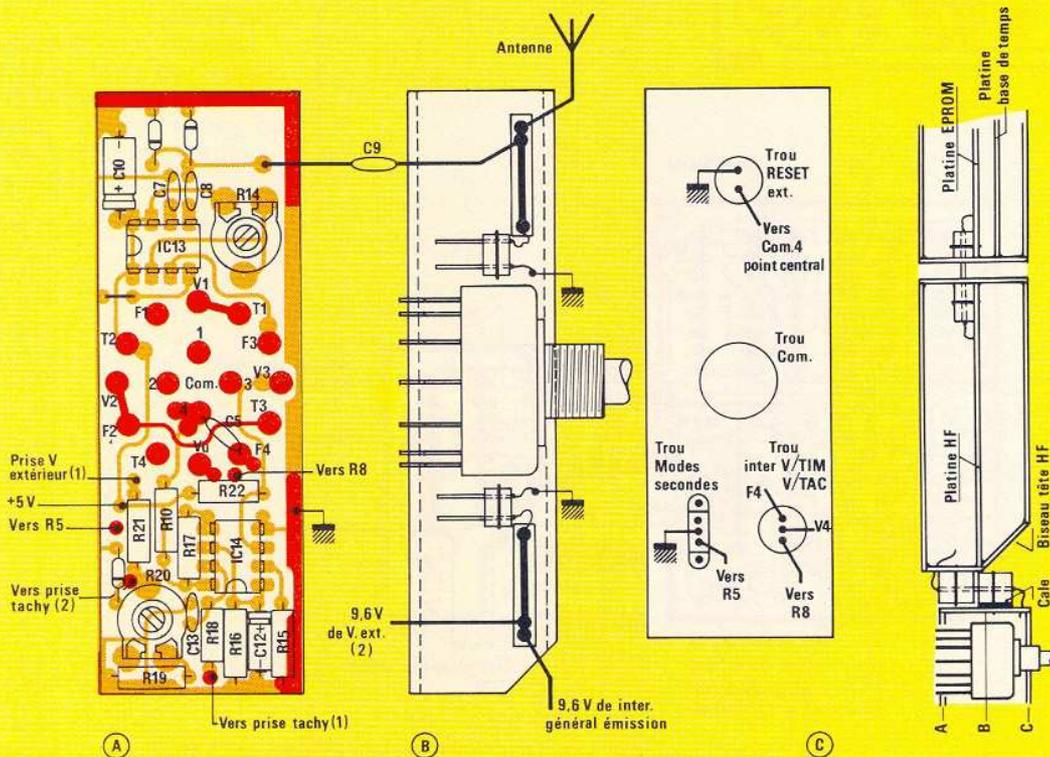
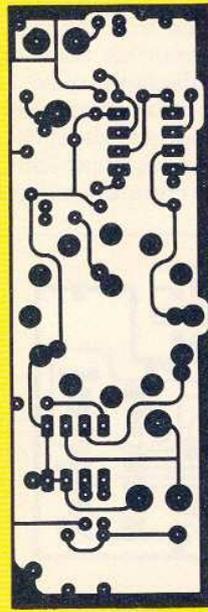
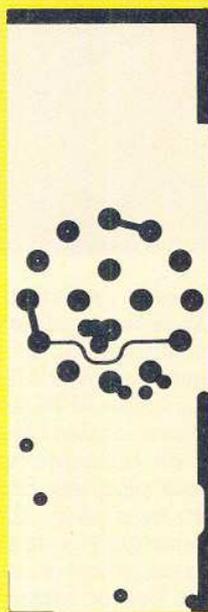
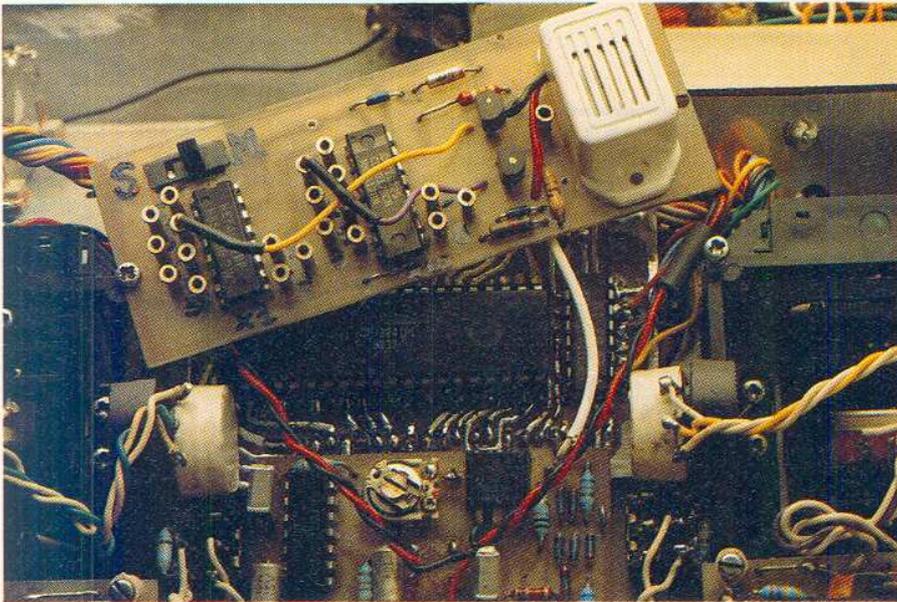


Figure 7

Platine afficheurs



montages et démontages. En outre la proximité de la tête HF risquant d'introduire des retours HF les 3 côtés en époxy double face constituent un blindage utile et cela facilite le soudage des faces entre elles.

L'ajustage et le découpage des 3 faces demande une bonne précision mécanique et des essais de mise en place, tête HF enfichée dans la platine EPROM-SYNTHE. On notera que pour retirer la tête HF il faut la soulever hors des connecteurs de la face B puis la faire glisser pour la tirer des connecteurs de la platine EPROM : le blindage de la tête HF côté commutation est donc biseauté comme on le voit sur le dessin ou sur la photo.

Le verso de la face A comporte le tracé habituel des liaisons entre les IC et leurs composants ; le câblage et l'implantation ne pose pas de problème particulier. C'est sur le recto de la face A qu'arrivent la plupart des fils souples venant des autres platines : on y a donc dessiné tous les plots sur lesquels ces fils devront être soudés et ceux venant des interrupteurs situés sous la face A (par exemple le fil venant de l'interrupteur mode secondes traverse la face A et arrive au recto sur un plot isolé où il sera facile, sans démonter le boîtier commutation, de souder le fil souple allant à R_5). On ne pourra pas souder au verso les picots du commutateur 3P 4C et comme nous n'aurons certainement pas la possibilité de métalliser les trous pour T_2 , T_3 , V_3 COM4, F_4 , V_4 et masse, il faudra établir les liaisons recto verso à l'aide de queues de résistances.

Noter que C_3 de 2,2 pF n'est pas soudée sur la face A, mais est à cheval entre les deux faces A et B pour qu'il y ait le moins de rayonnement possible à l'intérieur du boîtier commutation, c'est-à-dire que C_3 est soudé au plus près de la face B qu'il traverse par un petit trou fraisé, pour rejoindre la ligne antenne dessinée côté connecteurs de la face B ; par un trou identique traversant B on acheminera le 9,6 volts vers la prise JACK de tension extérieure.

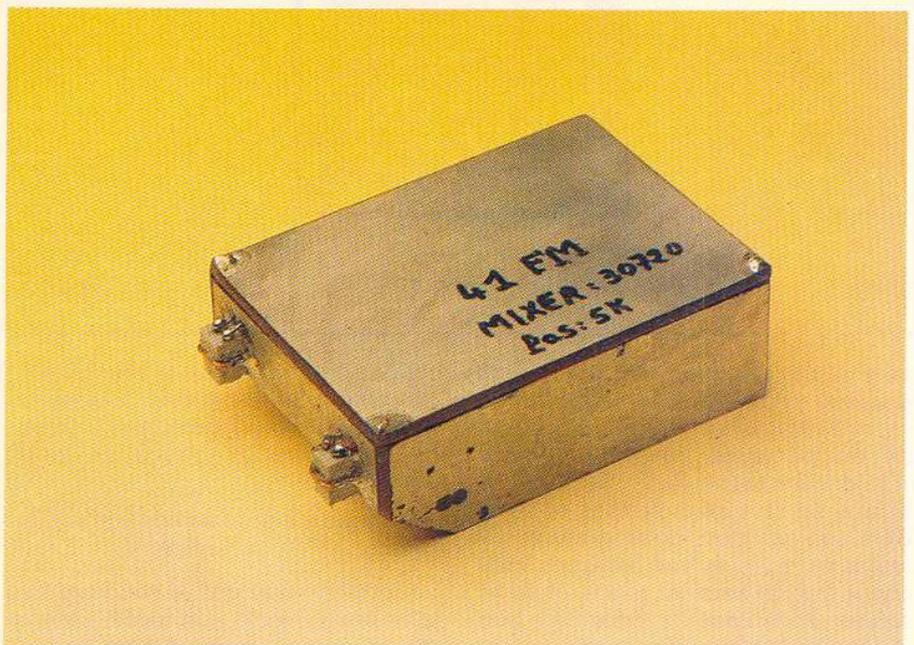
Noter qu'il faut une cale d'épaisseur 15/10 entre la face B et les connecteurs mâles fixés dessus pour que le cavalier de fixation du connecteur femelle côté tête HF passe sans problème.

Elle est également en EPOXY double face de 15/10 d'épaisseur. Au départ, appelons recto le côté où est soudé l'afficheur VIDELEC-RTC et verso le côté où est implanté le 7224.

On commence par souder le support 40 pattes du 7224, après avoir établi les 4 straps en fil fin côté recto. Pour effectuer le soudage de ce support il faut un fer à panne fine : de longues pastilles de soudage sont prévues au verso pour que la panne fine puisse chauffer le picot de support sans brûler le plastique. Il y a ainsi 28 pattes à souder au verso pour les 7 segments des 4 digits. Pour faciliter le soudage on peut ne pas enfoncer à fond le support, il faut néanmoins que les 12 picots restant dépassent suffisamment côté recto pour souder les picots 1, 5, 28, 29, 31, 32, 33, 34, 35. Le picot 29 est relié au 5 V ou à la masse suivant que l'on souhaite ou non avoir la lecture des ZÉROS non significatifs : c'est un petit fil isolé câblé au recto entre les plots prévus à cet effet.

Puis comme pour la platine commutation on établit les liaisons recto verso qui sont nécessaires notamment pour le backplane desservant le 4543 et les points décimaux 2 et 4 non utilisés dans l'application, pour la masse du 4543, pour les points décimaux 5 et 3 que le support d'afficheur, touchant l'époxy au recto, ne permettra pas de souder convenablement de ce côté.

Enfin, on soude le 4543 implanté comme le 7224 au verso et sans support. Il faut encore la panne fine pour



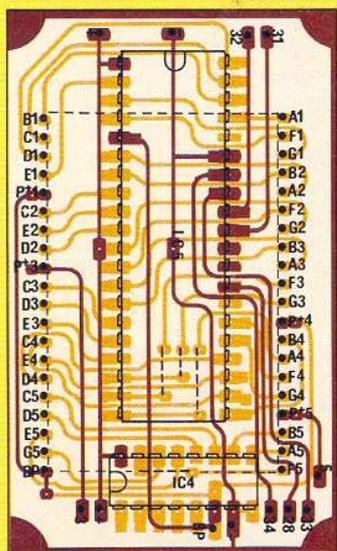
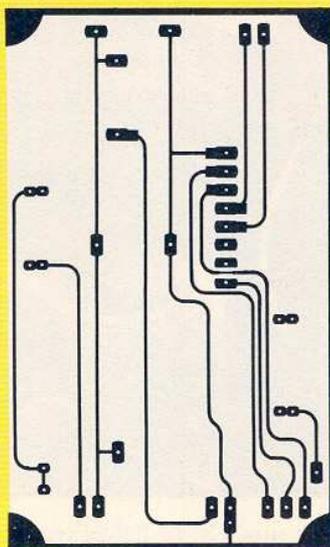
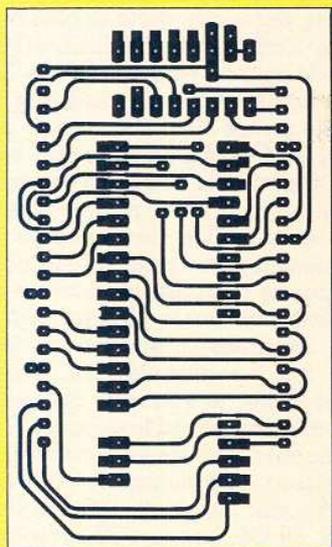


Figure 8

ne pas trop chauffer les pattes 6 à 15 soudées verso, la patte 16 au recto.

On nettoie et vérifie qu'il n'y a pas de court-circuits en particulier dans le coin des segments E₃, F₃, G₃, A₄ où le dessin est chargé ; on rôde avec le 7224 son support pour pouvoir l'y enfoncer sans forcer lorsque l'afficheur fragile sera en place. Puis on soude l'afficheur... dans le bon sens : une légère excroissance sur le

côté du verre indique le côté où sont les picots 1 et 40 comme cela est indiqué pour les IC par une 1/2 lune : l'excroissance en cause est donc sous le 4543.

La figure 8 donne le dessin et l'implantation de cette platine.

On terminera par le soudage des lamelles au recto : on réglera les lamelles comme indiqué plus haut.

Platine buzzer

La figure 9 donne le dessin et l'implantation des composants.

C'est de l'époxy simple face 10/10. Un trou rectangulaire permet de placer et de coller à la cyanolite le petit inverseur à glissière qui fera entrer les minutes ou les secondes dans le premier 4017. On monte les deux 4017 et les deux transistors qui peuvent être des NPN quelconques (ici des BC 184) ; on place les picots femelle de programmation sur les 10 sorties décodées de chaque 4017 ; on peut prévoir un picot allant à la masse et servant à placer une des deux prises mâles venant des bases des transistors ; le ET, dans ce cas, n'existera plus et le buzzer restera muet.

On colle ou on visse le buzzer sur la platine. On peut ensuite vérifier le fonctionnement d'ensemble de la platine à l'aide d'un générateur basse fréquence.

On peut remplacer le buzzer par tout autre système d'avertissement consommant moins de 20 mA sous 5 volts ; et si l'on veut quelques chose de plus significatif ou puissant on met un relai à la place du buzzer, relai qui commandera un générateur de bruit, un flash, l'ouverture du boîtier émetteur ou l'ouverture de Semiramis si on préfère Rossini : vos goûts et votre imagination vous guideront mieux que l'auteur pour faire ce qui vous plaît.

L'assemblage, les essais et réglages

Avant de monter l'ensemble du bloc de mesure dans l'émetteur, on fera un essai sur table. On reliera d'abord platine base de temps et platine commutation, pour vérifier le fonctionnement du LM 331 sous 9,6 V arrivant à R₂₁.

Puis on relie la base de temps à l'afficheur, et l'afficheur à la platine commutation : noter que les fils A, D, B, C, ST sont soudés au verso sur les pattes du 4543, tous les autres fils de l'afficheur étant soudés au verso.

On testera les fonctions V et T, sans avoir à placer la tête HF et on en profitera pour régler R₂₀ pour avoir sur l'afficheur la même lecture que celle qu'un voltmètre précis donne aux bornes de la batterie. Il reste à tout remettre en place dans l'émetteur et à tester la fonction F avec une tête HF : le bon réglage de R₁₄ est celui qui donne à l'affichage un zéro

permanent, tête HF ôtée : si on donne trop de sensibilité en poussant le réglage un peu plus loin une auto-oscillation apparaît et la lecture donne, même sans tête HF, des nombres de plus en plus grands à mesure qu'augmente la sensibilité ; inversement si la sensibilité est trop faible par un mauvais réglage de R₁₄, la lecture au fréquencemètre donnera un nombre moins grand que le nombre affiché aux roues codeuses et il faudra se rapprocher beaucoup plus près du voisin pour avoir sa fréquence (antenne déployée et tête HF ôtée sur notre émetteur).

Enfin on relie la platine buzzer desservie par 5 fils et on la visse en place à l'aide des deux vis de maintien du boîtier plastique des manches.

Conclusion

Le bloc de mesures que nous venons de décrire est conçu pour notre émetteur à synthèse de fréquence dont la particularité absolument inédite consiste à afficher directement en nombre décimal les fréquences allouées aux modelistes dans les 5 bandes affectées soit en FRANCE soit à l'étranger.

Bien que sa réalisation pratique et en particulier l'éclatement en 4 platines soit adaptée à notre émetteur, il est évident qu'il s'adapte facilement à n'importe quel émetteur FM ou SSM du commerce pourvu que le boîtier soit assez grand (on pense immédiatement aux très grands boîtiers GRUNDING dans lesquels les platines codeur et HF sont plus qu'à l'aise). Sur la platine base de temps il

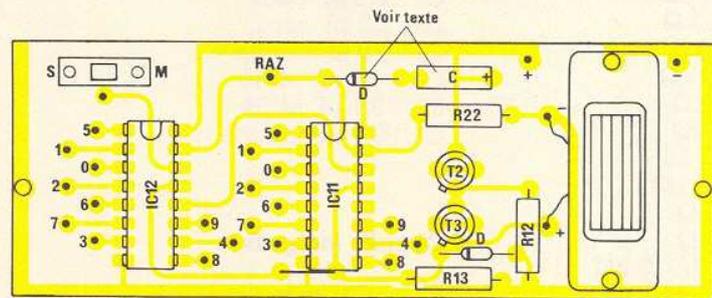
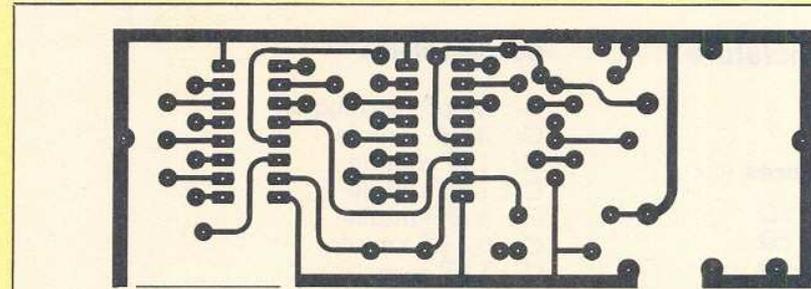


Figure 9

faudra remplacer le 4020 par un 4060 (de type HEF 4060 montant à 15 MHz), compteur binaire comportant un oscillateur incorporé : un quartz 10240 KHz devra être monté entre ses broches 10 et 11 en parallèle d'une résistance de 10 megohms, deux capa de 47 pF dont l'une ajustable découplant à la masse les broches 10 et 11 : le reset du 4060 se trouve à sa broche 14, Q₁₃ est comme pour le 4020 à la broche 2 : La modification est donc élémentaire.

Si le fréquencemètre interne et externe et le voltmètre tachymètre n'intéressent pas le lecteur qui ne veut que le buzzer programmable, il peut dissocier la seule platine buzzer, mettre en place une petite

horloge à transistor unijonction battant à peu près la minute en amont du premier 4017 et placer un poussoir de reset extérieur pour recycler ou lancer le buzzer (bloqué ou remis à zéro par un niveau logique 1) : l'emplacement pour une 470 kΩ et une cellule diode capa ressetant le buzzer à la mise en route de l'émetteur est prévu sur la platine.

Notre engin très complet, adapté aux besoins modeliste s'efforce de satisfaire un large éventail de goûts et de possibilités financières car sa capacité d'adaptations aux désirs de chacun est très large. Si vous voulez des tuyaux à cet égard l'auteur reste à votre disposition...

Rendez-vous à bientôt pour le tachy et aussi le codeur CRESKAS.

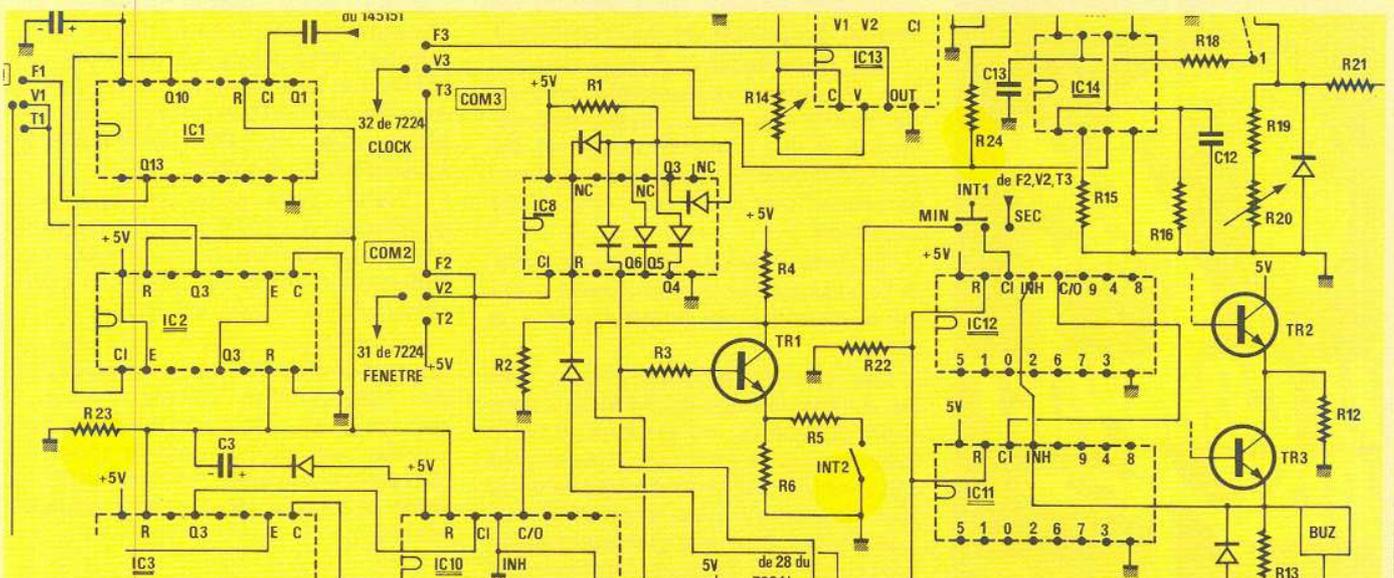


Figure 10 Modifications apportées au schéma de la figure 2 du numéro précédent. Les corrections repérées par un cercle de couleur plus foncé.

Réalisation

Nomenclature

Résistances

R₁ : 100 kΩ
R₂ : 470 kΩ
R₃ : 470 kΩ
R₄ : 100 kΩ
R₅ : 2,2 kΩ
R₆ : 33 kΩ
R₇ : 470 kΩ
R₈ : 56 kΩ
R₉ : 56 kΩ
R₁₀ : 4,7 kΩ
R₁₁ : 470 kΩ
R₁₂ : 1 kΩ
R₁₃ : 1 kΩ
R₁₄ : POT. 10 kΩ
R₁₅ : 15 kΩ
R₁₆ : 100 kΩ
R₁₇ : 1,2 kΩ
R₁₈ : 100 kΩ
R₁₉ : 15 kΩ
R₂₀ : POT. 10 kΩ
R₂₁ : 1 MΩ
R₂₂ : 470 kΩ
(buzzer seul)
R₂₃ : 470 kΩ
R₂₄ : 10 kΩ

Condensateurs

C₁ : 5,6 pF céramique
C₂ : 33 μF tantale
C₃ : 1 μF tantale
C₄ : 1 μF tantale
C₅ : 5 μF tantale
C₆ : 0,1 μF tantale
C₇ : 1 nF céra.
C₈ : 470 pF céra.
C₉ : 2,2 pF céra.
C₁₀ : 10 μF tantale
C₁₁ : 4,7 nF MKH
C₁₂ : 0,1 μF MKH
C₁₃ : 0,1 μF tantale

Circuits intégrés

IC₁ : HEF 4020
(pas de CD, MC ou autre 4020)
IC₂ : 4518
IC₃ : 4518
IC₄ : 4543
IC₅ : 7224 IPL
IC₆ : 4011
IC₇ : 4053
IC₈ : 4024
IC₉ : 4030
OU de EPROM

IC₁₀ : 4017
IC₁₁ : 4017
IC₁₂ : 4017
IC₁₃ : SP 8793 (Plessey)
IC₁₄ : LM 331

Tr₁ : 2N4286
Tr₂ : BC184
Tr₃ : BC 184

Divers

AFFIC. : RTC VIDELEC
LC 513050-300
5 digits
12 diodes : 1N 4148
1 commutateur 3P4C plastique
1 bouton poussoir à ressort
2 micro interrupteurs à glissière
1 interrupteur
21 picots femelle(buzzer)
2 picots mâles (buzzer)
EPOXY 10/10 et 15/10
Fil souple 10 couleurs
5 × 2 cm plexiglass non teinté
2 connecteurs MULTIPLEX mâles +
2 femelles par tête HF
1 buzzer 6 volts
1 Jack 3,5 mm pour V. Ext.
1 support DIL 40 broches

Infos

Bibliographie

Le COMPACT DISC de J.-C. Hanus et Ch. Pannel. Volume broché de 128 pages sous couverture pelli- culée ETSF éditeur.



Le compact disc, ou disque audio-numérique, depuis son apparition sur le marché de la Hifi début 83, conquiert de plus en plus les mélomanes et les audiophiles.

Quoi de plus normal eu égard aux avantages décisifs qu'il procure en termes de qualité de reproduction !

Oui, mais voilà, à chaque apparition de nouveaux procédés, mettant en œuvre des technologies nouvelles (du moins dans ce domaine), les consommateurs que nous sommes, se posent des questions, tout à fait légitimes.

Ce livre y répond à point nommé, si l'on considère que ce système entre dans sa phase de production de masse.

Les auteurs abordent tour à tour les différents aspects du fonctionnement du lecteur, de la fabrication du disque, des techniques numériques utilisées qui débordent largement du seul domaine audio, sans avoir oublié d'introduire leur ouvrage par un historique qui replace l'avènement du procédé actuel dans son

contexte. Les lecteurs soucieux de l'harmonie des différents maillons de leur chaîne, trouveront un chapitre consacré à l'insertion du compact disc dans un ensemble de reproduction.

Enfin, nous avons apprécié un chapitre réservé aux annexes techniques : technique de détection et correction des erreurs, introduction à la théorie de l'information, filtrage numérique... qui débouche sur une bibliographie fournie.

C'était une gageure que de condenser en 128 pages de vulgarisation, l'ensemble des réponses aux différentes questions posées ; nous considérons qu'elle est tenue.

Les auteurs savent - ils ont la charge depuis des années de revues de vulgarisation d'électronique - qu'une bonne vulgarisation qui nécessite des explications simples et claires ne signifie pas occultation pure et simple de certains phénomènes.

Cl. DUCROS

Suite de la page 76

d'utilisation en conversion fréquence/tension. L'entrée, sur la borne 1, attaque un comparateur dont l'entrée négative est reliée à la masse. Ce circuit ressemble au LM 339 sauf en ce qui concerne l'existence d'une hysteresis de ± 15 mV entre les deux entrées.

Le circuit qui fait suite à cet étage est une pompe de charge. Rappelons-en brièvement le principe pour en comprendre le fonctionnement. Partons d'un état initialement « bas » à l'entrée 1. Le condensateur C placé à la broche 2 est chargé en permanence à $V_{cc}/4$. Si l'entrée 1 passe à l'état « haut », un générateur de courant interne charge ce condensateur à $3V_{cc}/4$. Grâce à un miroir de courant, un courant similaire au courant de charge du condensateur est disponible pour charger un condensateur (C') placé à la borne 3. Lorsque le signal d'entrée revient à l'état bas, un autre générateur de courant décharge le condensateur placé borne 2 à $V_{cc}/4$ et un deuxième miroir de courant délivre cette charge au condensateur C'. On voit donc pour un signal périodique, qu'au cours d'une période T, la charge totale fournie à la sortie broche 3 vaut :

$$Q = 2 \times (C \times V_{cc}/2) = C \times V_{cc}$$

Pendant la même période T, la quantité d'électricité traversant la résistance R est égale à :

$$Q' = \frac{V_s}{R} \times T$$

Lorsque V_s est constante (situation d'équilibre), les deux quantités d'électricité sont égales et on a :

$$Q = Q' \Leftrightarrow C \times V_{cc} = V_s/R \times T \Leftrightarrow V_s = V_{cc} \times (RC/T) = V_{cc} \times R \times C \times F \quad (1)$$

La tension de sortie varie donc linéairement par rapport à la fréquence.

Ce signal est récupéré par un deuxième comparateur compensé intérieurement en fréquence et suivi d'un transistor NPN pouvant travailler, selon le mode de branchement extérieur en émetteur ou en collecteur commun. Le bouclage de l'émetteur du transistor avec l'entrée négative du comparateur permet de réaliser un amplificateur suiveur en tension.

En ce qui concerne les caractéristiques du LM 2907-N, nous retiendrons qu'il peut fonctionner entre 3,5 et 28 V d'alimentation avec une consommation propre de 6 mA. L'erreur de linéarité d'un convertisseur fréquence/tension tel que celui pré-

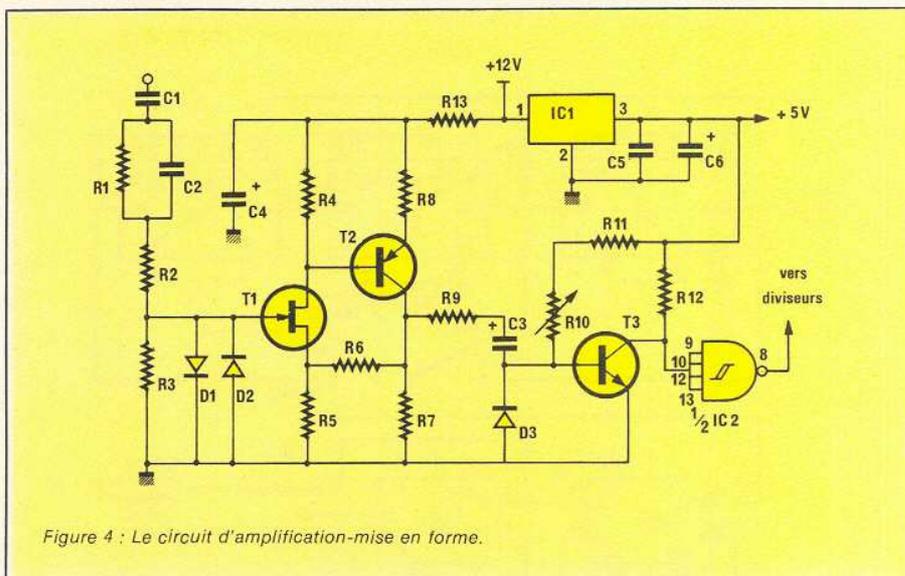


Figure 4 : Le circuit d'amplification-mise en forme.

senté ici est typiquement inférieure à 0,30 % de la pleine échelle soit :

$$(0,3/100) \times 2000 = 6 \text{ points}$$

Le calcul des composants passifs (R, C et C') est simple. Le courant de sortie à la broche 3 est fixé intérieurement à au moins $150 \mu\text{A}$. Ceci permet de calculer la valeur de R puisqu'il faut que

$$R \geq V_3 \text{ max.} / I_3$$

Dans notre cas, avec 5 V de V_{cc} , nous avons fixé $V_3 \text{ max.}$ à 3 V, donc :

$$R \geq \frac{3}{150 \cdot 10^{-6}} = 20 \text{ k}\Omega$$

Nous avons en fait retenu $60 \text{ k}\Omega$ (constituée de $47 \text{ k}\Omega$ fixe et de $20 \text{ k}\Omega$ ajustable puisqu'on peut, d'après (1), ajuster par ce biais la pente du convertisseur). Une valeur trop grande n'est pas souhaitable car on risque de détériorer la linéarité du circuit et d'augmenter la constante de temps (temps nécessaire à l'établissement de l'équilibre) dans des proportions inacceptables.

La valeur de C se calcule à partir de (1) :

$$C = \frac{V_s}{R \times V_{cc} \times F}$$

en prenant pour F et V_s les valeurs correspondantes à la pleine échelle. Compte-tenu du synoptique, le convertisseur fonctionnera entre 0 et 100 Hz avec $V_{s\text{max}} = 3$ V, ce qui fixe C à :

$$C = \frac{3}{6 \times 10^4 \times 5 \times 10^2} 10^{-7} \text{ F} = 0,1 \mu\text{F}$$

Quant à C', sa valeur est liée à l'ondulation crête à crête tolérable, sachant qu'une valeur élevée nuit à la rapidité de stabilisation de V_s .

Nous avons expérimentalement opté pour une valeur de $10 \mu\text{F}$.

Nous avons désormais en main les éléments nécessaires à la compréhension du schéma de principe.

Le schéma de principe

Il comprend trois parties. La première est représentée figure 4. Le circuit d'entrée est désormais très classique : C1 élimine la composante continue du signal, la cellule $R_1 C_2$ est chargée de réhausser un peu la bande passante aux fréquences élevées tandis que R_3 fixe l'impédance d'entrée à $1 \text{ M}\Omega$. Les deux diodes montées tête-bêche rabotent le signal lorsque l'amplitude dépasse 0,7 V.

Après avoir traversé ce circuit d'entrée, le signal attaque la gate de T1 qui est monté en « charge répartie ». Son gain en alternatif vaut 1. Il est couplé en continu à T2. Une fraction de la tension présente sur le collecteur de T2 est renvoyée sur la source de T1. Cette configuration assure une large bande passante et un gain (fixé par le rapport R_8/R_5) voisin de 10. Le signal, disponible à basse impédance sur le collecteur de T2, attaque T3 monté de telle sorte qu'il participe à la mise en forme du signal. Cette première partie est alimentée sous 12 V, via le filtre $R_{13} C_4$. La suite (T3, logique et LM 2907-N) est alimentée en 5 V grâce au régulateur IC1.

T3 reçoit par R_{11} et R_{10} , ajustable qui nous permettra de régler la sensibilité, un assez fort courant de base ayant pour effet de le saturer au repos. La tension présente alors sur son collecteur est quasiment nulle

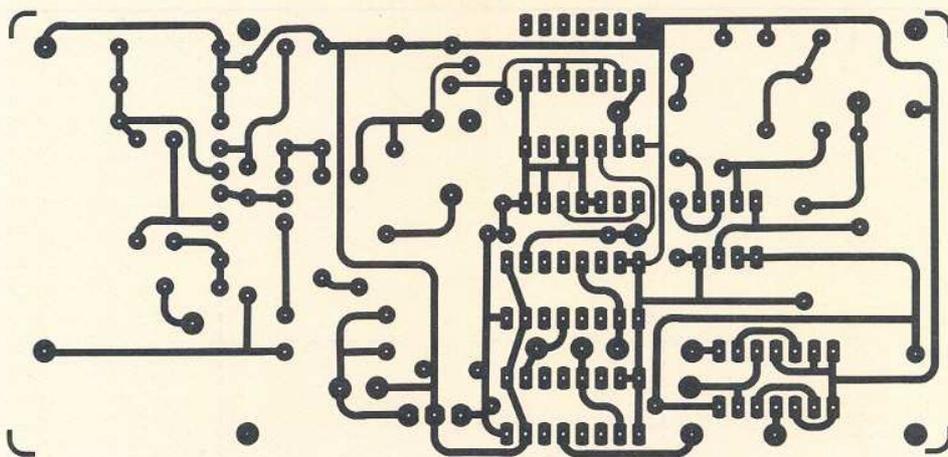


Figure 7 : Tracé du circuit imprimé.

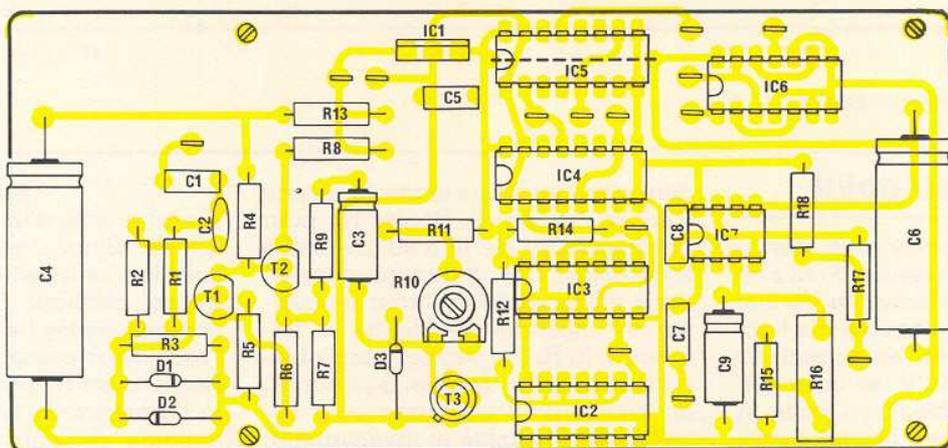


Figure 8 : Implantation des composants.

ser ensuite toutes les résistances, les condensateurs, les deux résistances ajustables. Passer ensuite aux supports de circuits intégrés (facultatifs mais conseillés). Pour finir vient le tour des transistors, des diodes, de IC_i et des cosses.

Lorsque l'implantation est terminée, éliminer la résine avec du trichloréthylène ou de l'acétone et en frottant avec une vieille brosse à dent.

Ceci fait, monter les circuits intégrés sur leur support et préparer le coffret après avoir minutieusement vérifié le câblage.

2. Mise en coffret

Le coffret utilisé pour la maquette de l'auteur est fabriqué par ESM et référencé EC 18/07 FA. Le plan de perçage de la face avant est donné figure 9. Les lecteurs pourront s'inspirer des photographies pour la réalisation des légendes.

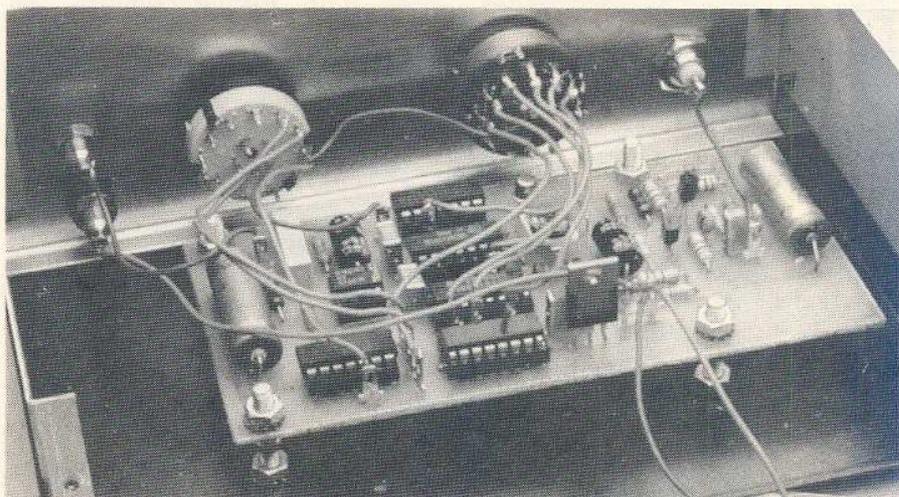
La face arrière reçoit une simple prise Jack 3,5 mono pour l'alimentation extérieure (12 V continu). No-

tons que les lecteurs désireux d'équiper la sonde d'une alimentation secteur indépendante pourront le faire compte-tenu de la place disponible dans le coffret.

Monter ensuite les divers éléments sur la face avant, assembler le coffret (sauf le dessus, évidemment) et fixer le circuit imprimé au fond (par

quatre vis passant par les trous d'aération).

Le câblage comporte l'alimentation, l'entrée, les commutateurs et la sortie vers le multimètre. Le plan est donné à la figure 10. Cette opération est réalisée avec du fil de câblage en veillant à faire la liaison avec la fiche BNC aussi courte que possible (du fil blindé n'est pas utile).



Réalisation

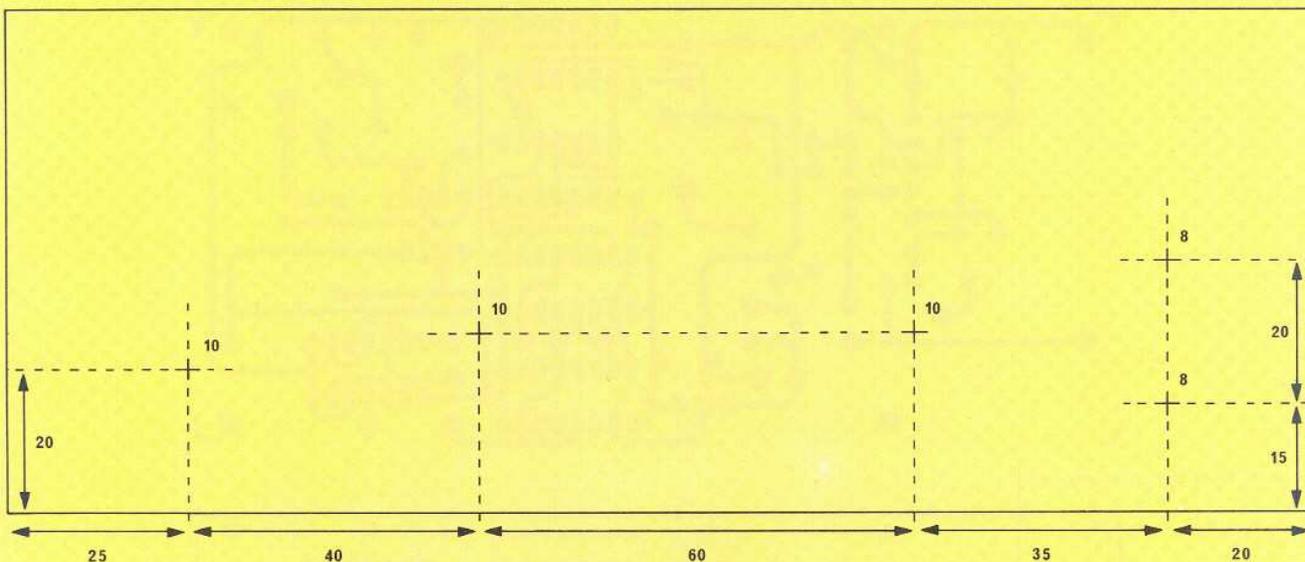


Figure 9 : Plan de perçage face avant.

Essais-mise au point

La sonde doit fonctionner dès la dernière soudure achevée. Pour s'en convaincre, commencer par vérifier le câblage et mettre en marche l'appareil, capot enlevé, en branchant une alimentation 12 V, et un multimètre (ou un contrôleur) en sortie. A la mise sous tension, le multimètre doit indiquer « 0 », entrée en l'air, après éventuellement 2 ou 3 secondes de stabilisation.

Si tel n'est pas le cas, c'est que des parasites sont amplifiés ou des oscillations générées par l'étage d'entrée. Si tout va bien, on peut passer aux réglages.

Le premier concerne R_{10} . Injecter un signal sinusoïdal de préférence de fréquence quelconque et de niveau variable. Vérifier que l'affichage du multimètre, bien que fantaisiste, suit bien les manœuvres des

deux commutateurs et pas le niveau d'entrée du signal. Régler R_{10} pour une sensibilité de 10 à 20 mV (selon les besoins), c'est-à-dire que ces tensions efficaces permettront d'observer un affichage stable de la fréquence. Si R_{10} ne permet pas d'obtenir la sensibilité désirée, agir sur R_{11} en augmentant sa valeur pour accroître la sensibilité et inversement. Ce réglage n'est pas critique mais il ne faut pas chercher la sensibilité à tout prix car, comme nous l'avons signalé, elle nuit à la vitesse de réponse et à l'immunité aux parasites.

Les heureux possesseurs du couple générateur/oscilloscope pourront régler à l'œil le niveau de fonctionnement du circuit de mise en forme.

Le deuxième réglage concerne la pente du convertisseur Fréquence/Tension c'est-à-dire R_{16} . Si l'on dispose d'un fréquencemètre, on

par comparaison un signal proche d'un multiple de 150 à 200 Hz. Sinon, on peut adopter la solution suivante : prendre un quartz oscillant à une fréquence comprise entre 1 et 5 MHz et réaliser l'oscillateur présenté à la figure 11. Régler alors R_{16} pour lire exactement la fréquence du quartz (on s'aidera toujours du commutateur 2F/F/F/2 pour avoir un affichage aussi grand que possible).

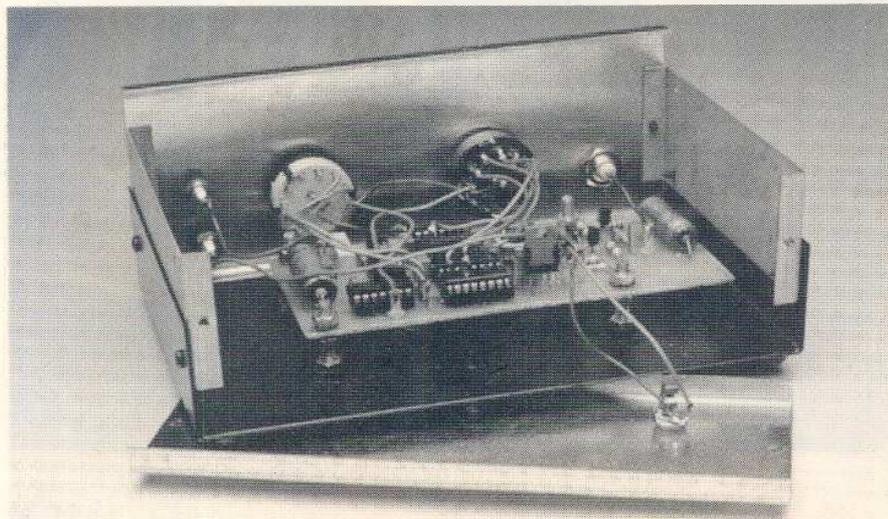
Une fois étalonné pour une fréquence, notre fréquencemètre l'est pour toutes. Lorsque des signaux de grande amplitude et pas forcément très purs devront être mesurés, il sera préférable de les faire transiter par une sonde atténuatrice (même genre que pour un oscilloscope).

Nous avons testé notre maquette avec un fréquencemètre digital 6 chiffres et, sur la gamme 80 kHz - 200 kHz, nous avons noté un écart maximum de ± 5 points soit une précision de $-0,25/+0,5\%$.

Chose promise, chose dûe...

Conclusion

Certes, cet adaptateur ne saurait remplacer un fréquencemètre numérique lorsqu'il est nécessaire d'avoir une précision de 10^{-4} à 10^{-5} . Néanmoins ses caractéristiques associées à son faible prix de revient en font un appareil capable de rendre de bons services : il peut permettre par exemple d'étalonner un générateur BF/HF, d'effectuer des relevés de bande passante précis et



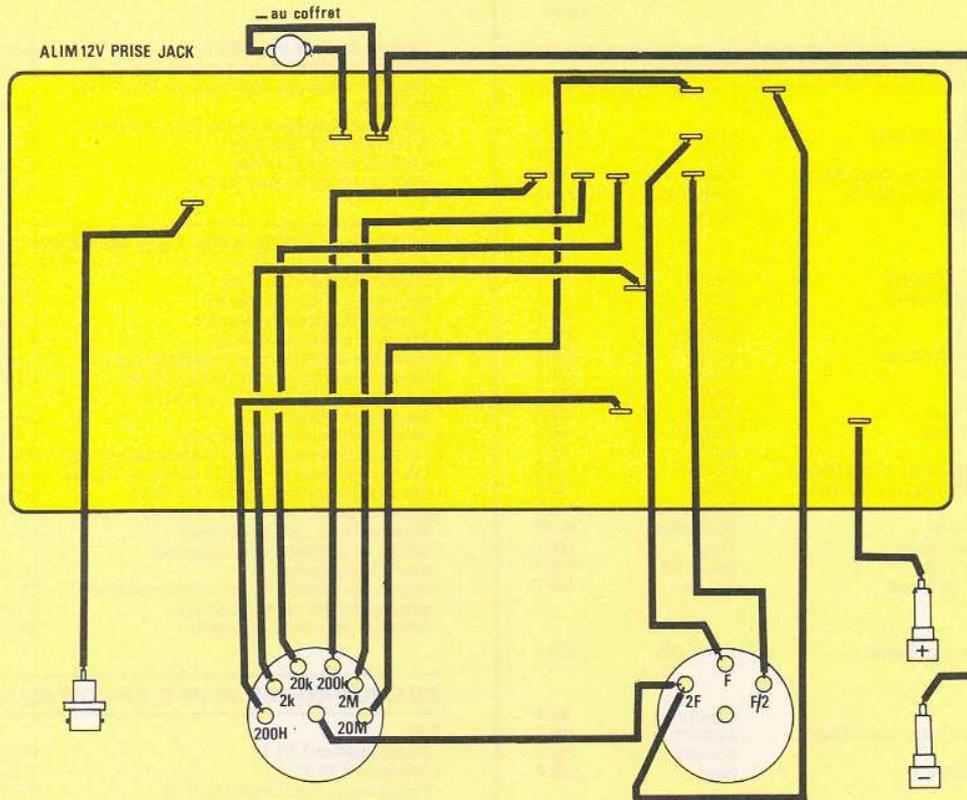


Figure 10 : Câblage du circuit imprimé.

surtout concurrencera très vivement un fréquencemètre digital dans le domaine des basses fréquences (< 100 Hz) dans lequel, à moins de disposer d'un temps de mesure de 10 secondes, la précision du compteur numérique diminue considérablement ($\geq \pm 1\%$).

Nous pensons pour cette raison qu'il s'agit d'un accessoire utile dans le laboratoire de l'amateur.

Xavier MONTAGUTELLI

Nomenclature

Résistances

1/4 W - 5 %

R ₁ : 220 k Ω	R ₁₁ : 12 k Ω
R ₂ : 820 Ω	R ₁₂ : 820 Ω
R ₃ : 1 M Ω	R ₁₃ : 120 Ω
R ₄ : 1 k Ω	R ₁₄ : 3,3 k Ω
R ₅ : 1 k Ω	R ₁₅ : 47 k Ω
R ₆ : 10 k Ω	R ₁₆ : 20 k Ω 10tours
R ₇ : 1 k Ω	R ₁₇ : 10 k Ω
R ₈ : 100 Ω	R ₁₈ : 22 k Ω
R ₉ : 100 Ω	
R ₁₀ : 47 k Ω ajustable horizontale	

Condensateurs

C ₁ : 0,1 μ F 400 V	C ₇ : 0,1 μ F 100 V
C ₂ : 47 pF céramique	C ₈ : 0,1 μ F 100 V
C ₃ : 22 μ F 25 V	C ₉ : 10 μ F 16 V
C ₄ : 220 μ F 25 V	
C ₅ : 0,1 μ F 100 V	
C ₆ : 220 μ F 16 V	

Semiconducteurs

T ₁ : 2 N 3819	IC ₁ : 7805
T ₂ : 2 N 2907	IC ₂ : 74 LS 13
T ₃ : 2 N 2369	IC ₃ : 74 LS 196
D ₁ : 1 N 4148	IC ₄ : 4518
D ₂ : 1 N 4148	IC ₅ : 4518
D ₃ : 0A 90	IC ₆ : 4013
	IC ₇ : LM 2907 N-8

Divers

Cosses à souder.

1 commutateur 6 positions 1 circuit + bouton.

1 commutateur 3 positions 1 circuit + bouton.

1 fiche BNC femelle chassis.

2 prises banane femelles chassis.

1 coffret (ESM-----)

1 prise Jack 3,5 mm mono femelle chassis.

Supports de circuits intégrés 1 \times DIL 8 - 3 \times DIL 14 - 2 \times DIL 16.

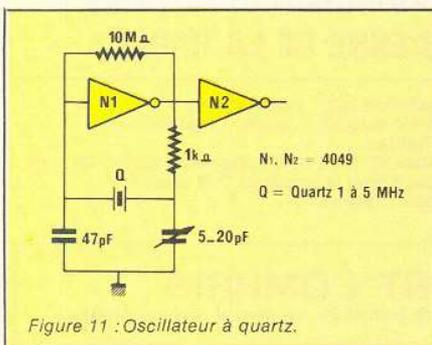


Figure 11 : Oscillateur à quartz.

Introduction au calcul matriciel et à ses applications

Dans la première partie de cette étude (RP-EL n° 438), nous avons, en partant des systèmes d'équations linéaires, défini les matrices, ainsi que les principales opérations applicables à ces êtres mathématiques.

Il nous reste à aborder maintenant l'essentiel de notre propos, c'est-à-dire l'utilisation du calcul matriciel pour la mise en équation et la résolution de problèmes d'électronique.

Nous commencerons toutefois par quelques brefs compléments relatifs aux matrices transposées, aux matrices adjointes, et aux méthodes de calcul de la matrice inverse d'une matrice donnée.

Matrice transposée

On appelle « transposée » d'une matrice $[a]$, et on la note $[a]'$, la matrice obtenue en permutant les lignes et les colonnes de même indice. Avec la notation déjà employée, on peut donc écrire :

$$[a_{ij}]' = [a_{ji}]$$

ce qui donne, sur un exemple particulier :

$$\begin{bmatrix} 3 & 5 \\ 2 & -1 \\ 0 & 4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3 & 2 & 0 \\ 5 & -1 & 4 \end{bmatrix}$$

La première colonne de la matrice d'origine devient la première ligne de la transposée, la deuxième colonne devient la deuxième ligne, et ainsi de suite.

Matrice adjointe

Une définition complète de la matrice adjointe d'une matrice donnée, exigerait le passage par la notion de cofacteur, et nous entrainerait à des développements mathématiques un peu longs. Comme les applications à l'électronique ne nous entraineront qu'exceptionnellement à traiter des matrices d'ordre supérieur à 2, nous nous limiterons à ce cas particulier, en donnant simplement une règle de calcul.

(2^e partie)

Soit la matrice carrée d'ordre 2 :

$$[a] = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{bmatrix}$$

Pour calculer la matrice l'adjointe, on commence par écrire la matrice transposée de $[a]$:

$$[a]' = \begin{bmatrix} a_{11} & a_{21} \\ a_{12} & a_{22} \end{bmatrix}$$

La matrice adjointe de $[a]$ s'obtient alors en remplaçant, dans $[a]'$, avec le signe + dans la diagonale principale, et le signe - dans l'autre diagonale. L'adjointe de $[a]$ est alors :

$$[a]^\Gamma = \begin{bmatrix} a_{22} & -a_{12} \\ -a_{21} & a_{11} \end{bmatrix}$$

Calcul de la matrice inverse d'une matrice donnée

On se rappelle la définition de la matrice inverse (voir notre précédent article) qui, pour l'espace des matri-

ces, peut se comparer à l'inverse d'un nombre dans le corps des réels. La notion de matrice adjointe tire son intérêt du fait que celle-ci sert d'intermédiaire dans le calcul de l'inverse d'une matrice. Là encore, nous nous limiterons, pour ne pas alourdir l'exposé, à l'énoncé de simples résultats.

La matrice inverse $[a]^{-1}$ d'une matrice donnée $[a]$, a pour expression :

$$[a]^{-1} = \frac{[a]^\Gamma}{|a|}$$

c'est-à-dire qu'elle s'obtient en divisant la matrice adjointe de $[a]$, par le déterminant de $[a]$.

On retrouve la condition de possibilité précédemment affirmée dans l'article du numéro 438 : l'opération n'a de sens que si :

$$|a| \neq 0$$

Dans le cas contraire, on dit que la matrice $[a]$ est **singulière**. On peut rapprocher cette condition de l'impossibilité de la division par zéro dans le corps des réels.

Application du calcul matriciel à l'électronique

Le calcul matriciel, ainsi que nous l'avons précisé d'entrée, constitue un outil pour le traitement des transformations linéaires. Il s'applique donc à tous les domaines de l'électronique linéaire, c'est-à-dire :

- aux circuits ne comportant que des éléments passifs ;
- aux circuits englobant des éléments actifs (transistors...), dans le cas des petits signaux, les seuls pour lesquels on puisse écrire des équations linéaires.

Plutôt qu'un exposé très général, mais d'approche rébarbative, nous aborderons une démarche très progressive, en allant du simple au... moins simple.

Quadripôles à une seule impédance

Considérons le cas très simple de la figure 1 (nous reviendrons, un peu plus loin, sur le problème des conventions de signes). La loi d'Ohm nous permet d'écrire :

$$e_E = e_S + Z i_S$$

On a, d'autre part :

$$i_E = i_S$$

Sous forme matricielle, l'ensemble de ces deux relations devient :

$$\begin{bmatrix} e_E \\ i_E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_S \\ i_S \end{bmatrix}$$

De la même façon, on trouvera facilement, dans le cas de la figure 2, que :

$$\begin{bmatrix} e_E \\ i_E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} e_S \\ i_S \end{bmatrix}$$

où Y est l'admittance ($Y = 1/Z$) constituant le quadripôle.

Quadripôle en L

On pourrait, directement, écrire les équations qui, dans le quadripôle de la figure 3, a, expriment les paramètres de l'entrée en fonction de ceux de la sortie. Il est plus simple de considérer que cette configuration résulte de la mise en chaîne des structures des figures 1 et 2, comme l'explique la figure 3b. Si on pose :

$$[S] = \begin{bmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$[P] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{bmatrix}$$

(les lettres S et P sont choisies pour rappeler les configurations « série » et « parallèle » respectivement), on a alors, avec les notations de la figure 3 :

$$\begin{bmatrix} e_E \\ i_E \end{bmatrix} = [S] \begin{bmatrix} e_{S1} \\ i_{S1} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} e_{E2} \\ i_{E2} \end{bmatrix} = [P] \begin{bmatrix} e_S \\ i_S \end{bmatrix}$$

Comme, évidemment :

$$e_{S1} = e_{E2} \text{ et } i_{S1} = i_{E2}$$

il vient :

$$\begin{bmatrix} e_E \\ i_E \end{bmatrix} = [S] [P] \begin{bmatrix} e_S \\ i_S \end{bmatrix}$$

Nous avons appris les règles de multiplication d'une matrice par une autre matrice (RP-EL N° 438) ; en les appliquant ici, on trouve :

$$\begin{bmatrix} e_E \\ i_E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + ZY & Z \\ Y & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_S \\ i_S \end{bmatrix}$$

Notons qu'il devient maintenant très facile d'exprimer les paramètres de

sortie e_S et i_S en fonction des paramètres d'entrée e_E et i_E , grâce à l'utilisation de la matrice inverse :

$$\begin{bmatrix} e_S \\ i_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + ZY & Z \\ Y & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} e_E \\ i_E \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} e_S \\ i_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -Z \\ -Y & 1 + ZY \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_E \\ i_E \end{bmatrix}$$

Quadripôles en T et en Π

Par la mise en chaîne de trois quadripôles élémentaires (série, parallèle, et série, successivement), on obtient la structure en T de la figure 4. On écrira alors, directement :

$$\begin{bmatrix} e_E \\ i_E \end{bmatrix} = [S] [P] [S] \begin{bmatrix} e_S \\ i_S \end{bmatrix}$$

ce qui, tous calculs effectués, donne :

$$\begin{bmatrix} e_E \\ i_E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + ZY & Z(2 + ZY) \\ Y & 1 + ZY \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_S \\ i_S \end{bmatrix}$$

La même méthode, appliquée au quadripôle en π de la figure 5, donne (nous ne détaillons plus les calculs) :

$$\begin{bmatrix} e_E \\ i_E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 + ZY & Z \\ Y(2 + ZY) & 1 + ZY \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_S \\ i_S \end{bmatrix}$$

Il est clair qu'on pourrait recommencer ces opérations autant de fois que nécessaire, pour les appliquer, par exemple, à une ligne formée de composants discrets, et considérée comme la mise en chaîne de plusieurs quadripôles en T ou en Π .

Le problème des conventions de signes

Les sens choisis pour compter positivement courants et tensions, ne peuvent évidemment relever que de l'arbitraire. Ceux que nous avons adoptés, dans les figures 1 à 5, correspondent à une logique physique manifeste, lorsque les impédances Z et les admittances Y sont constituées par des composants passifs (résistances, selfs, capacités).

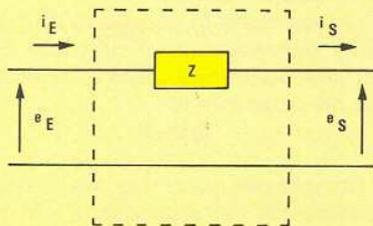


Figure 1

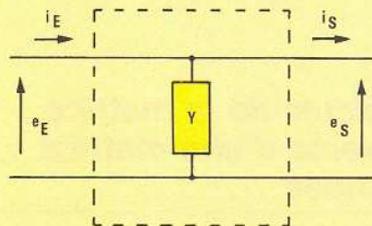
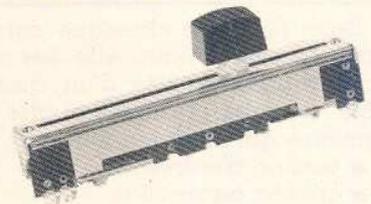


Figure 2

SONEREL

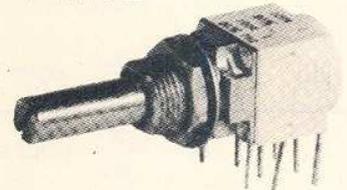
RUWIDO



Potentiomètre rectiligne de qualité. A piste carbone

SONEREL

SFERNICE P 11VZ

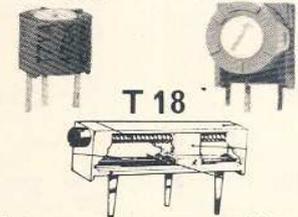


Potentiomètre rotatif de qualité à piste Cermet

SONEREL

SFERNICE

T 7YA T 7X



Trimers mono et multitours à piste Cermet

33, rue de la Colonie
75013 PARIS - 580.10.21

Comptoir Détail :
3, rue Brown-Séguard
75015 PARIS

Vente par correspondance
Catalogue gratuit sur demande

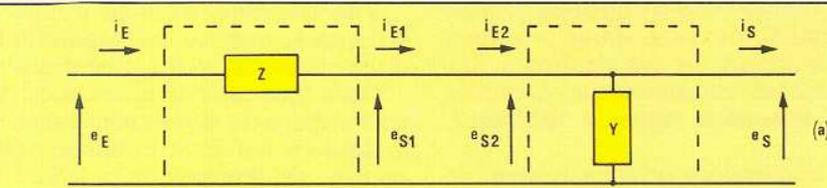


Figure 3

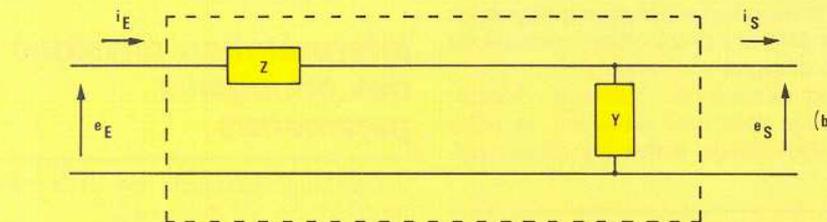


Figure 4

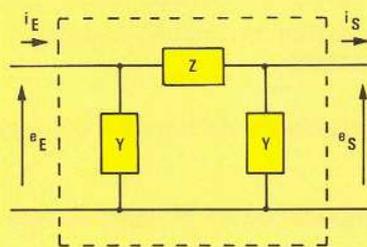


Figure 5

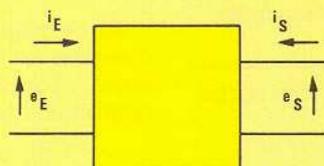


Figure 6

On trouvera pourtant, selon les auteurs, d'autres conventions de signes, comme celle de la figure 6, par exemple. Ce dernier cas est mieux adapté à l'étude des transistors. La convention des figures 1 à 5,

par contre, se révèle d'un usage plus commode pour les associations de quadripôles.

Il faut bien retenir que, lorsqu'on change les orientations des tensions et des courants, les matrices associées sont également modifiées.

TABLEAU I

Fonctions	Variables	Relation matricielle	Nomenclature
e_E e_S	i_E i_S	$\begin{bmatrix} e_E \\ e_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_E \\ i_S \end{bmatrix}$	matrice impédance (1)
i_E i_S	e_E e_S	$\begin{bmatrix} i_E \\ i_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Y_{11} & Y_{12} \\ Y_{21} & Y_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_E \\ e_S \end{bmatrix}$	matrice admittance (2)
e_E i_S	i_E e_S	$\begin{bmatrix} e_E \\ i_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_E \\ e_S \end{bmatrix}$	paramètres hybrides (3)
i_E e_S	e_E i_S	$\begin{bmatrix} i_E \\ e_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} g_{11} & g_{12} \\ g_{21} & g_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_E \\ i_S \end{bmatrix}$	paramètres hybrides inverses (4)
e_E i_E	e_S $-i_S$	$\begin{bmatrix} e_E \\ i_E \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_S \\ -i_S \end{bmatrix}$	paramètres de chaîne (5)
e_S i_S	e_E $-i_E$	$\begin{bmatrix} e_S \\ i_S \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A' & B' \\ C' & D' \end{bmatrix} \begin{bmatrix} e_E \\ -i_E \end{bmatrix}$	paramètres de chaîne inverses (6)

(1) Comme dans la notion simple d'impédance, on exprime des tensions en fonction de courants.
 (2) Même remarque, pour la notion d'admittance: les courants sont exprimés en fonction des tensions.
 (3) (4) L'appellation «hybride» vient de ce que tensions et courants sont mêlés dans les fonctions et dans les variables.
 (5) (6) Pour justifier l'appellation «chaîne», on se reportera à la construction progressive de quadripôles, que nous avons décrite en début d'article.

Différentes matrices représentatives d'un quadripôle

Dans l'écriture classique comme dans l'écriture matricielle des relations représentatives d'un quadripôle, on peut, parmi les quatre paramètres qui interviennent :

- tension d'entrée e_E ;
- tension de sortie e_S ;
- intensité du courant d'entrée i_E ;
- intensité du courant de sortie

i_S ; choisir deux d'entre eux comme variables, les deux autres devenant des fonctions de ces variables. Les différentes combinaisons possibles sont résumées dans le tableau I, où :

- la première colonne rassemble les deux paramètres choisis comme fonctions ;
- la deuxième colonne indique les deux autres paramètres, considérés alors comme variables ;
- la troisième colonne donne, avec les notations usuelles, la relation matricielle entre les deux couples ;

TABLEAU II

Paramètre	Unité	Définition	Interprétation physique
Z_{11}	Ω	$\frac{e_E}{i_E}$ pour $i_S = 0$	impédance d'entrée à sortie ouverte
Z_{12}	Ω	$\frac{e_E}{i_S}$ pour $i_E = 0$	impédance de transfert inverse
Z_{21}	Ω	$\frac{e_S}{i_E}$ pour $i_S = 0$	impédance de transfert directe
Z_{22}	Ω	$\frac{e_S}{i_S}$ pour $i_E = 0$	impédance de sortie à entrée ouverte
Y_{11}	\mathcal{O}	$\frac{i_E}{e_E}$ pour $e_S = 0$	admittance d'entrée pour sortie en court-circuit
Y_{12}	\mathcal{O}	$\frac{i_E}{e_S}$ pour $e_E = 0$	admittance de transfert inverse
Y_{21}	\mathcal{O}	$\frac{i_S}{e_E}$ pour $e_S = 0$	admittance de transfert directe
Y_{22}	\mathcal{O}	$\frac{i_S}{e_S}$ pour $e_E = 0$	admittance de sortie pour entrée en court-circuit
h_{11}	Ω	$\frac{e_E}{i_E}$ pour $e_S = 0$	impédance d'entrée pour sortie en court-circuit
h_{12}		$\frac{e_E}{e_S}$ pour $i_E = 0$	gain inverse de tension à entrée ouverte
h_{21}		$\frac{i_S}{i_E}$ pour $e_S = 0$	gain en courant
h_{22}	\mathcal{O}	$\frac{i_S}{e_S}$ pour $i_E = 0$	admittance de sortie à entrée ouverte
A		$\frac{e_E}{e_S}$ pour $i_S = 0$	gain inverse de tension à sortie ouverte
B	Ω	$\frac{e_E}{-i_S}$ pour $e_S = 0$	impédance de transfert inverse
C	\mathcal{O}	$\frac{e_E}{e_S}$ pour $i_S = 0$	admittance de transfert inverse
D		$\frac{i_E}{-i_S}$ pour $e_S = 0$	gain inverse de courant pour sortie en court-circuit

• la dernière colonne donne le nom de la matrice correspondante, ou des paramètres qui la composent.

Dans tous les cas considérés, les conventions de signes sont celles de la figure 6, car nous aurons surtout à utiliser ces expressions pour l'étude des semiconducteurs.

Interprétation physique des principaux paramètres

Prenons l'exemple de la matrice impédance du tableau I.

Elle traduit les deux équations linéaires suivantes :

$$\begin{aligned} e_E &= Z_{11} i_E + Z_{12} i_S \quad (1) \\ e_S &= Z_{21} i_E + Z_{22} i_S \quad (2) \end{aligned}$$

Supposons le courant de sortie nul : physiquement, cela signifie que le quadripôle travaille à sortie ouverte. De la relation (1), on tire alors :

$$Z_{11} = \left(\frac{e_E}{i_E} \right)_{i_S = 0}$$

Autrement dit, Z_{11} est l'impédance d'entrée du quadripôle, à sortie ouverte. Toujours dans les mêmes conditions, la relation (2) donne :

$$Z_{21} = \left(\frac{e_S}{i_E} \right)_{i_S = 0}$$

Z_{21} est donc l'impédance de transfert du quadripôle, à sortie ouverte.

On montrerait de la même façon, en imposant $i_E = 0$, que :

$$Z_{12} = \left(\frac{e_E}{i_S} \right)_{i_E = 0}$$

c'est-à-dire que Z_{12} est l'impédance de transfert inverse, et que :

$$Z_{22} = \left(\frac{e_S}{i_S} \right)_{i_E = 0}$$

c'est-à-dire que Z_{22} est l'impédance de sortie à entrée ouverte.

En recommençant des raisonnements analogues avec les diverses matrices du tableau I, on peut donner la signification physique des différents paramètres. Nous rassemblons les résultats dans le tableau II. On y remarquera que certains paramètres sont sans dimension (rapport de deux tensions, ou de deux courants). Les autres :

- s'ils ont la dimension d'une impédance (rapport d'une tension à un courant), s'expriment en Ohms (Ω) ;
- s'ils ont la dimension d'une admittance (rapport d'un courant à une tension), s'expriment en Siemens (S) ou en mhos (\mathcal{O}).

R. RATEAU

temps:



difficulté:



dépense:



Synthétiseur de fréquence bande FM 88-108 MHz



Depuis quelques trois ans qu'elles ont été autorisées à émettre, les radio libres se sont multipliées sur le territoire ; certaines d'entre-elles aboutissent à un niveau d'écoute quasi-régional, d'autres disparaissent après quelques mois de fonctionnement soit par manque de matériel soit en raison même des impératifs que représente l'organisation d'une telle entreprise. Il n'est pas question pour nous d'agir sur ce dernier point non plus que sur l'aspect financier, mais il nous est possible de remédier au problème technique. Sur ce point particulier, le problème de chaque radio est bien entendu de disposer de matériel d'émission respectant les normes imposées. Citons pour mémoire : la stabilité de la fréquence d'émission, l'excursion de fréquence liée à l'amplitude de la modulation et limitée à 75 kHz, ainsi que l'absence d'harmoniques pouvant engendrer des perturbations au niveau des aérodromes par exemple. On se rappellera de plus que la totalité de la bande 88-108 MHz n'est pas disponible comme chacun semble le croire. Certaines fréquences sont encore réservées à des services de la défense nationale. Ces différents impératifs techniques sont de plus en plus contrôlés par les services spécialisés de TDF pour éviter les gênes que leur non respect pourrait entraîner.

De nombreux fabricants profitant du créneau ouvert par l'apparition des radios libres ont conçu et proposent un matériel technique de qualité irréprochable mais d'un prix qui est souvent sans commune mesure avec l'étroitesse du budget de certaines radios. En disant cela nous pensons aux radios dont la zone d'influence est purement locale (micro-région) et non pas régionale, ce qui entraîne une raréfaction des sponsors puisqu'il ne s'agit pas de faire des profits mais de faire passer des informations concernant la vie quotidienne et la vie associative de la micro-région concernée. C'est donc à ce type de radio que nous nous adressons plus particulièrement en proposant le synthétiseur que nous allons maintenant décrire.

intégré spécialisé de MOTOROLA : le MC 1648 qui ne demande, pour osciller, aucune mise au point ce qui est un avantage considérable quand on connaît les problèmes que l'on est parfois amené à résoudre lorsqu'on utilise des oscillateurs à transistors sur une gamme de fréquences plus restreinte que celle que nous nous proposons de synthétiser. Avec ce circuit intégré pas de problème de polarisation, un seul circuit accordé constitué par un bobinage couvrant la gamme souhaitée associé à une ou des varicaps, le tour est joué. On ne peut demander plus simple. Les signaux de commande de la varicap seront bien sûr fournis par la PLL. Sur le schéma de la figure 1, ce VCO porte la référence IC₁. Le circuit accordé est constitué de L₄, D₃, D₃' et D₄. Quelques condensateurs de découplage HF sont utilisés (C₉, C₁₀, C₁₁, C₁₂), leur valeur n'est pas très critique. Le MC 145151 étant limité en fréquence aux environs de 30 MHz, le signal issu du VCO est prédivisé par 10 (par IC₂) avant d'être appliqué aux diviseur programmable (par N) contenu dans la PLL.

Sachant que nous souhaitons obtenir 200 canaux grâce à ce synthétiseur, chacun d'entre eux étant espacé de 100 kHz par rapport à ces voisins immédiats, et compte tenu d'autre part de la prédivision par 10 assurée par IC₂, à l'entrée de IC₃ les canaux ne seront espacés que de 10 kHz, valeur qui représente pour la PLL le pas de synthèse (p). Lorsque la boucle est verrouillée, les fréquences à l'entrée du multiplieur ou du OU exclusif suivant le type de comparateur de phase rencontré, doivent par conséquent être égales à ce pas. Nous obtenons donc la double relation :

$$\frac{f_{VCO}}{10 \times N} = \frac{f_l}{P} = p$$

avec : 10, facteur de prédivision de IC₂, et N et P diviseurs internes au 145151. L'oscillateur local du 145151 utilise un quartz 10,24 MHz. Lorsque les niveaux logiques appliqués aux broches 5, 6, 7 sont respectivement 0, 0, 1 on obtient pour le facteur P la valeur P = 1024 ce qui conduit à un pas p = 10 kHz, valeur souhaitée.

En ce qui concerne le facteur N, celui-ci vérifie la relation N = fVCO/10 p. Étant donné que fVCO est comprise entre 88 et 108 MHz, N sera donc compris entre 880 et 1080 (voir figure 2 et tableaux 1, 2 et 3). On se reportera au tableau 2 pour synthétiser la fréquence sur laquelle on

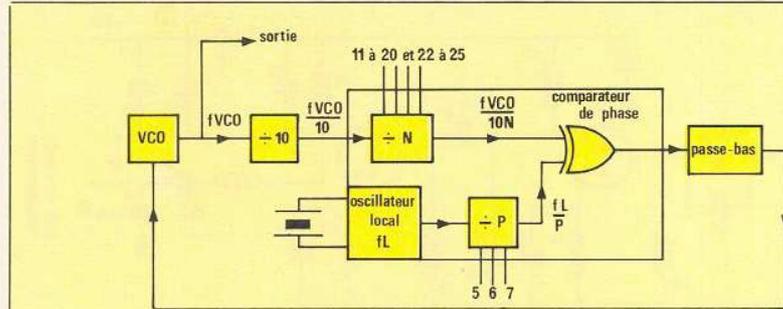


Figure 2 : Fonctionnement de la PLL.

veut émettre. On voit que 11 interrupteurs sont nécessaires puisque 11 broches sont concernées par les facteurs de division. Nous avons utilisé des interrupteurs miniatures DIL référencé K₁ à K₁₁ (le douzième étant inutilisé). Pour qu'un facteur de division soit en service, l'interrupteur concerné devra être ouvert, la broche associée restant en l'air, cela correspond à un niveau logique 1 grâce à des résistances de tirage internes au 145151. La sortie du com-

Broches 5, 6, 7	Diviseur P
0 0 0	8
1 0 0	128
0 1 0	256
1 1 0	512
0 0 1	1024
1 0 1	2048
0 1 1	2410
1 1 1	8192

TABEAU 1

F. émission VCO	Diviseur N (MHz)	broches à la masse 0 broches en l'air 1											
		24	20	19	18	17	16	15	14	13	12	11	
88,0	0880	0	1	1	0	1	1	1	0	0	0	0	512 + 256 + 64 + 3
88,1	0881	0	1	1	0	1	1	1	0	0	0	1	
88,2	0882	0	1	1	0	1	1	1	0	0	1	0	
88,3	0883	0	1	1	0	1	1	1	0	0	1	1	
...	
89,0	0890	0	1	1	0	1	1	1	1	0	1	0	
...	
100,0	1000	0	1	1	1	1	1	0	1	0	0	0	
...	
102,4	1024	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1024 + 0...
...	
108,0	1080	1	0	0	0	0	1	1	1	0	0	0	1024 + 32 + 16 + 8

TABEAU 2

parateur de phase est appliquée au filtre passe-bas réalisé grâce à 2 des amplificateurs opérationnels (IC₄a et d) contenu dans un boîtier TL 074. Les 2 autres AOP de IC₄ sont utilisés pour appliquer le signal de modulation BF à D₄ modulant ainsi la fréquence du VCO et pour alimenter un vu-mètre dont le rôle essentiel est d'indiquer que l'amplitude de la tension BF n'entraîne pas de dépassement au niveau de l'excursion de fréquence.

Deux entrées sont réservées aux signaux BF suivant que l'amplitude de ceux-ci dépasse ou non 1 volt.

Pin		=
11	2	= 1
12	2 ¹	= 2
13	2 ²	= 4
14	2 ³	= 8
15	2 ⁴	= 16
16	2 ⁵	= 32
17	2 ⁶	= 64
18	2 ⁷	= 128
19	2 ⁸	= 256
20	2 ⁹	= 512
24	2 ¹⁰	= 1024
25	2 ¹¹	= 2048
22	2 ¹²	= 4096
23	2 ¹³	= 8192

TABEAU 3

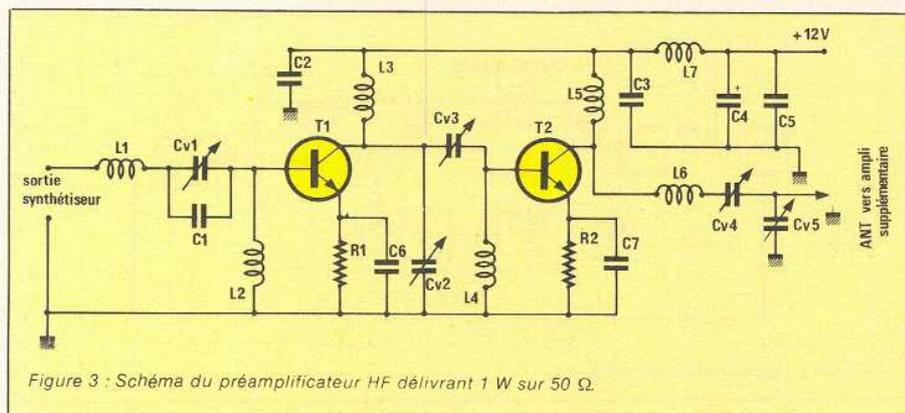


Figure 3 : Schéma du préamplificateur HF délivrant 1 W sur 50 Ω.

L'alimentation de ce synthétiseur nécessite 2 tensions continues : l'une de 5 volts, l'autre de 9 V. Ces deux tensions sont obtenues après passage dans un régulateur intégré pour le 5 volts et par stabilisation grâce à une zener D_2 et un transistor T_1 pour le 9 volts. C'est une alimentation externe de 12 V (non décrite dans cet article) qui assure l'alimentation des deux blocs précédents et celle du préamplificateur que nous décrirons plus loin. Cette valeur de 12 volts a été choisie en raison du fait que les fabricants proposent deux types de transistor de puissance HF : les uns supportent au maximum 12 volts, les autres 30 volts.

Les signaux délivrés par le VCO sont envoyés simultanément au pré-diviseur par 10 et à un étage tampon (à transistor) aperiodique ce qui évite d'avoir à régler quoique ce soit sur la maquette synthétiseur lorsque l'on modifie la fréquence d'émission.

Le verrouillage de la PLL est mis en évidence par l'allumage de la diode D_3 .

De nombreux découplages, nécessaires en HF, sont assurés en divers points de la maquette. En particulier les alimentations de chaque circuit intégré sont découplées à la fois par des condensateurs et des selfs type VK200 très efficaces à ces fréquences.

Étude du préamplificateur délivrant 1 W

Ce module représenté en figure 3 nécessite deux transistors polarisés tous deux en classe C bien que leur base soit polarisée à 0 volt par les inductances L_2 et L_4 dont la résistance en continu est nulle ou pres-

que. Il s'agit en effet d'une polarisation en classe C à cause de la résistance intrinsèque de base aux bornes de laquelle apparaît une ddp continue lorsque ces transistors commencent à conduire. Comme chacun le sait l'utilisation de cette classe de fonctionnement permet d'atteindre des rendements excellents dépassant allègrement les 80 % ce qui n'est pas négligeable aux fréquences de travail voisines de 100 MHz où l'influence de la bande passante des transistors commence déjà à se faire sentir réduisant ainsi leur pouvoir d'amplification.

Le couplage avec le synthétiseur s'effectue grâce au circuit accordé L_1, C_{v1}, C_1 , quant à celui entre les 2 étages, il est capacitif.

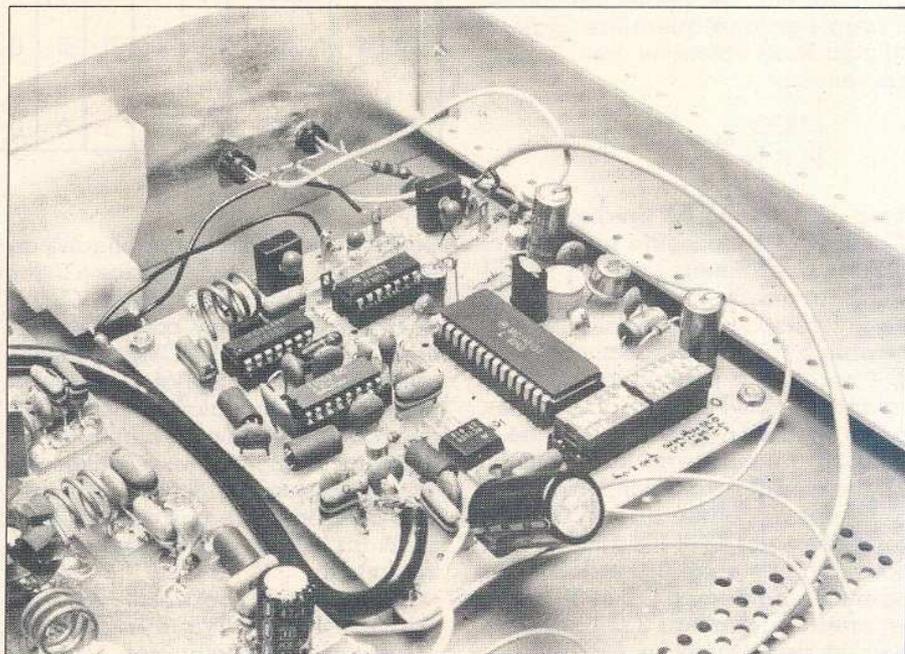
La sortie du second étage d'amplification fait intervenir un filtre en $(\pi)\pi$ qui permet, tout en éliminant lorsqu'il est bien réglé les harmoniques indésirables, d'accorder la charge de collecteur de T_2 sur la fréquence d'émission et d'adapter la

faible impédance de collecteur au 50 Ω de l'antenne ou de l'étage d'entrée d'un amplificateur supplémentaire. Le découplage des résistances d'émetteur n'est effectif qu'en HF (à cause des valeurs de C_6 et C_7) ce qui a pour conséquence de réduire les risques d'auto-oscillation de ce préampli en BF. On notera comme pour le synthétiseur la présence de nombreux découplages en HF (C_2, C_3, L_7, C_4, C_5).

Réalisation pratique

Le circuit imprimé du module synthétiseur est réalisé en technique simple face. Son tracé est donné à la figure 4. Les composants seront disposés sur ce circuit imprimé conformément au plan de câblage de la figure 5. L'emploi de supports pour les circuits intégrés est vivement recommandé compte tenu du prix des circuits intégrés utilisés. La self L_4 sera mise en forme sur un foret de diamètre 8 mm, la longueur totale du bobinage étant d'environ 1 cm. On veillera à positionner correctement les interrupteurs DIL sous peine de déboires lors des essais (2 fois 7 trous pour 2 fois 6 pattes). Tous les condensateurs de découplage seront soudés avec des pattes aussi courtes que possible.

En ce qui concerne maintenant la réalisation du préamplificateur HF, il faut savoir que le circuit imprimé est un double face dont seule la face recevant les composants est gravée l'autre face servant surtout de plan de masse. On notera aussi que le



maximum de cuivre a été laissé côté composants toujours pour augmenter ce plan de masse. Le perçage de ce circuit imprimé pour les composants eux-mêmes est inutile. Seuls quelques trous dans lesquels on passera du fil de cuivre assureront la liaison entre le plan de masse inférieur et celui du côté composant. Les composants auront leur pattes directement soudées sur les bandes de cuivre laissées dans ce but. Pour réaliser ce type de circuit imprimé on peut soit utiliser du circuit imprimé présensibilisé négatif (couteux) et ne tracer que les pistes à ôter (elles sont en blanc sur la figure 6), soit procéder comme nous allons vous l'expliquer ce qui est fort peu coûteux. Prendre un morceau de circuit imprimé double face non présensibilisé. Recouvrir les 2 faces de celui-ci avec du ruban adhésif, plastifié, large (marron) utilisé pour l'emballage des colis.

Dessiner ou reporter le tracé de la figure 6 sur l'une des 2 faces puis découper avec un cutter ou une lame de rasoir les bandelettes blanches. Vous voyez alors apparaître le cuivre là où il disparaîtra après passage dans le bain de perchlorure. Ne pas utiliser d'adhésif transparent au nom bien connu car celui-ci résiste très mal à l'immersion surtout si le bain est à environ 40°.

Une fois le circuit gravé, assurez la liaison entre les plans de masse supérieur et inférieur à l'aide de 4 ou 5 morceaux de fils de cuivre bien répartis.

Fixer ensuite les composants côté gravé en réduisant au maximum la longueur des pattes de ceux-ci. Les 2 transistors seront munis de dissipateurs appropriés et les bobinages seront réalisés conformément aux indications du paragraphe nomenclature. L'implantation des composants est donnée à la figure 7.

Réglages

Après les vérifications habituelles on peut alors passer aux essais. On commencera par le synthétiseur seul et sans appliquer aucun signal BF pour commencer. On positionnera les interrupteurs K_1 à K_{11} à 0 ou 1 suivant la fréquence que l'on désire obtenir.

Mettez le module sous tension. Régler la fréquence d'oscillation du quartz exactement sur 10,24 MHz en agissant sur C_{18} et en reliant un fréquencesmètre suffisamment précis (6

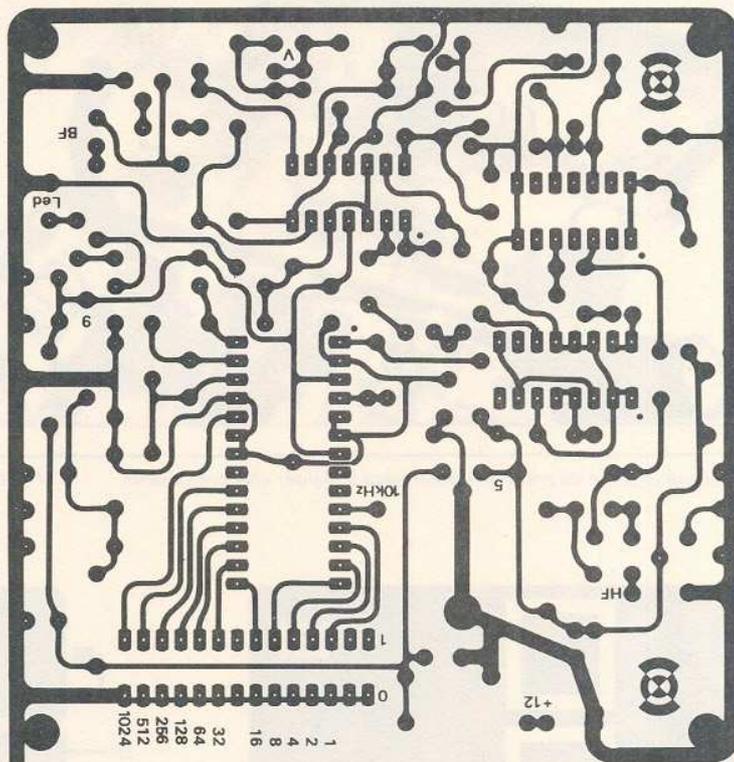


Figure 4 : Circuit imprimé du synthétiseur.

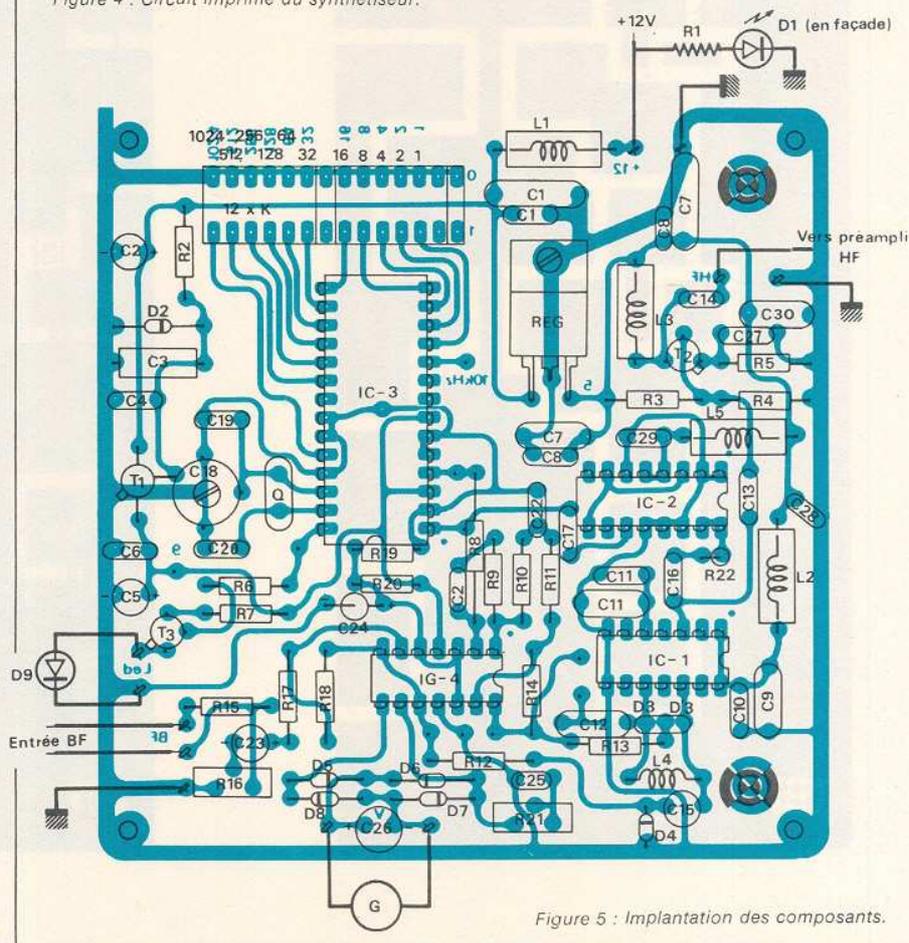


Figure 5 : Implantation des composants.

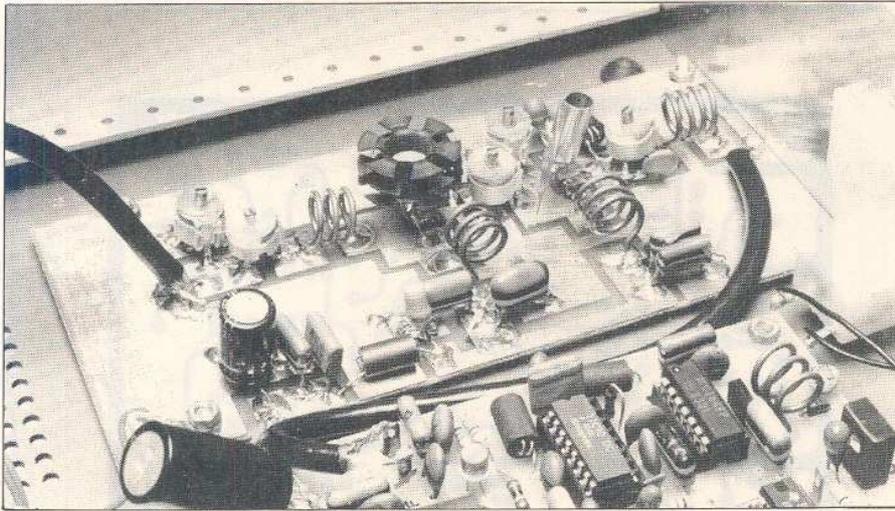
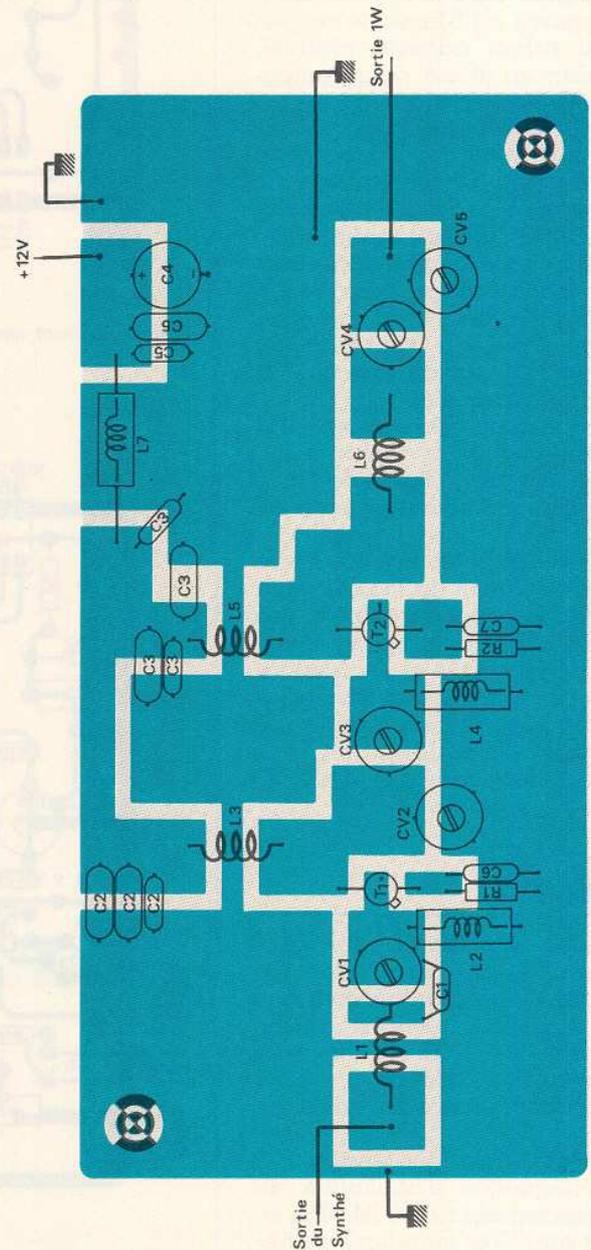
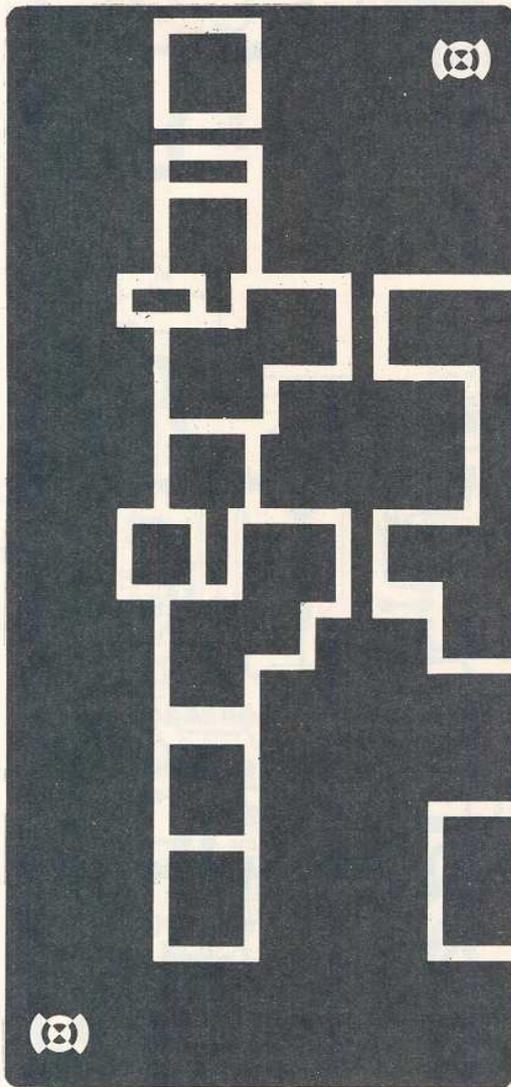


Figure 6 : Circuit imprimé du préamplificateur, tracé à réaliser côté composants.



ou 8 digits) à la broche 26. Vérifier alors que la sortie synthétiseur délivre bien la fréquence souhaitée. Le verrouillage de la PLL est indiqué par l'allumage de D₉. Au cas où le fonctionnement serait problématique, surtout aux extrémités de la bande 88-108 MHz, on pourrait alors

Figure 7 : Implantation des composants du préamplificateur HF.



remédier au problème en modifiant quelque peu les caractéristiques physiques de L_4 (longueur, diamètre des spires).

Appliquer maintenant un signal BF de fréquence 1 000 Hz par exemple et de valeur efficace 1 volt. Régler alors R_{16} pour obtenir une excursion en fréquence maximum de 75 kHz (analyseur de spectre nécessaire). Régler ensuite R_{21} pour que l'aiguille du vumètre dévie par exemple des 2/3 de son amplitude. On saura ainsi qu'à cette position correspond l'excursion maximale autorisée. En service, le signal BF ne devra pas avoir une amplitude entraînant un dépassement du niveau repère.

Lorsque les réglages précédents sont terminés, on peut alors passer à ceux du préamplificateur. Ce dernier sera alors chargé par le wattmètre HF décrit dans le numéro 431 (oct. 83) de la revue lui-même chargé par une résistance de charge (non bobinée) de 50 Ω . Un réglage des différents circuits accordés aura pu être réalisé au préalable grâce au dip-mètre du même n° 431. On se rapportera à cet article pour procéder au « dégrossissage ». Ce travail préliminaire étant terminé, l'intervention au niveau des 4 ajustables CV_1 à CV_4 doit être minime. Synthétiseur et préampli étant sous tension, on agira sur chacun des CV en partant de l'entrée du préampli donc de CV_1 pour obtenir une déviation maximum du wattmètre. La valeur du courant continu absorbé par le préamplificateur pourra être mesurée simultanément. On remarquera alors que pour certains réglages, à puissance de sortie sensiblement égale, le courant absorbé est moins important. C'est en général vers cette sorte de réglage que l'on tentera d'obtenir le maximum de puissance de sortie, un tel état correspondant à un affaiblissement des harmoniques engendrés. Il pourra être nécessaire de revenir plusieurs fois sur les mêmes réglages pour obtenir le maximum maximorum.

Ne jamais faire fonctionner le transistor final sans sa charge car les circuits L_5 , L_6 , CV_4 , CV_5 réalisent une transformation d'impédance tenant compte de cette charge. Lorsque le transformateur ainsi constitué n'est plus chargé normalement, un phénomène d'ondes stationnaires peut apparaître et endommager de façon irrémédiable le transistor final.

La puissance que nous avons réussi à obtenir avec ce préampli est d'environ 1 watt, ce qui est certes

peu élevé. Néanmoins en terrain dégagé (antenne surélevée et bien adaptée) une transmission sur plusieurs km est possible. Nous en avons fait l'expérience. Il faut néanmoins savoir qu'actuellement l'obtention de la dérogation au monopole d'état est nécessaire pour émettre (même pour une radio libre). En conséquence il ne faut pas considérer ce montage comme un simple système d'émission-réception sur la bande FM, celle-ci étant exclusivement réservée aux stations auto-

risées. Qu'on se le dise ! Pour les radios libres autorisées à budget modeste, voilà par conséquent un moyen simple qui permettra de satisfaire aux exigences techniques du cahier des charges que vous devez respecter. Bien entendu l'adjonction d'étages amplificateurs supplémentaires est toujours possible. Peut-être aurons nous l'occasion de vous en proposer un dans un autre article.

F. JONGBLOËT

Nomenclature carte synthétiseur

Résistances

R_1 : 1 k Ω R_{11} : 100 k Ω
 R_2 : 150 Ω R_{12} : 100 k Ω
 R_3, R_4 : 10 k Ω R_{13} : 100 k Ω
 R_5 : 150 Ω R_{14} : 100 k Ω
 R_6 : 10 k Ω R_{15} : 27 k Ω
 R_7 : 470 Ω R_{16} : 10 k Ω Aj. vertical
 R_8 : 100 k Ω R_{17}, R_{18} : 100 k Ω
 R_9 : 68 k Ω R_{19}, R_{20} : 33 k Ω
 R_{10} : 330 Ω R_{21} : 10 k Ω Aj. vertical

Semiconducteurs

D_1, D_2 : diodes LED
 D_3 : Zener 9 ou 10 volts
 D_3, D_3 : diode varicap double BB 104
 D_5, D_5, D_7, D_8 : 1 N 914 ou 1 N 4148
 T_1 : 2 N 1613
 T_2 : 2 N 2369 A
 T_3 : 2 N 2222

Circuits intégrés

IC_1 : MC 1648 P
 IC_2 : 11 C 90 DC
 IC_3 : MC 145 151
 IC_4 : TLO 74 CN
 1 REG : MC 7805

Divers

Selfs L_1, L_2, L_3, L_5 : VK 200
 L_4 : 3 spires de fil de cuivre 1,5 mm², \varnothing 8 mm, L = 1 cm
 Q : quartz 10, 240 MHz
 1 cadre galvanomètre déviation totale pour 200 ou 400 μ A
 1 prise chassis antenne
 1 jack pour entrée BF ou prise DIN
 1 boîtier
 2 séries de 6 inters DIL

Condensateurs

C_1 : 0,1 μ F//1nF
 C_2 : 100 μ F/16 V vertical
 C_3 : 10 μ F/63 V
 C_4 : 10nF
 C_5 : 100 μ F/16 V vertical
 C_6 : 1nF
 C_7 : 0,1 μ F
 C_8 : 1nF

C_9 : 0,1 μ F
 C_{10} : 1nF
 C_{11} : 0,1 μ F
 C_{12} : 0,1 μ F
 C_{13} : 330pF
 C_{14} : 1nF
 C_{15} : 3,9pF
 C_{16} : 1nF
 C_{17} : 82pF
 C_{18} : 10-40pF Aj.
 C_{19} : 6,8pF
 C_{20} : 82pF
 C_{21} : 0,22 μ F/35 V tantale
 C_{22} : 4,7 μ F
 C_{23} : 15 μ F/10 V tantale
 C_{24} : 10 μ F/16 V
 C_{25} : 15 μ F/10 V tantale
 C_{26} : 4,7 μ F/25 V tantale

Carte préampli HF

Résistances

R_1 : 3,9 Ω 1/4 W
 R_2 : 1 Ω 1/4 W

Condensateurs

C_1 : 12 pF
 C_2-C_3 : 0,1 μ F//10nF//1nF
 C_4 : 47 μ F/25 V
 C_5 : 0,1 μ F//4,7 nF
 C_6 : 1,5 nF
 C_7 : 4,7 nF
 $CV_1, CV_2, CV_3, CV_4, CV_5$: 60 pF

Selfs

L_1 : 4 spires de fil 1,5 mm², \varnothing 8 mm, L = 1,3 cm
 L_3, L_5, L_6 : 3 spires de fil 1,5 mm², \varnothing 8 mm, L = 1 cm
 L_2, L_4, L_7 : Choc HF VK 200

Transistors

T_1 : 2 N 2369 A (à munir d'un radiateur si possible)
 T_2 : 2 N 3053 (muni d'un radiateur)

