

# ELECTRONIQUE

## APPLICATIONS

350.-  
RC

Bimestriel N° 23 - 18 F  
Avril-Mai 1982

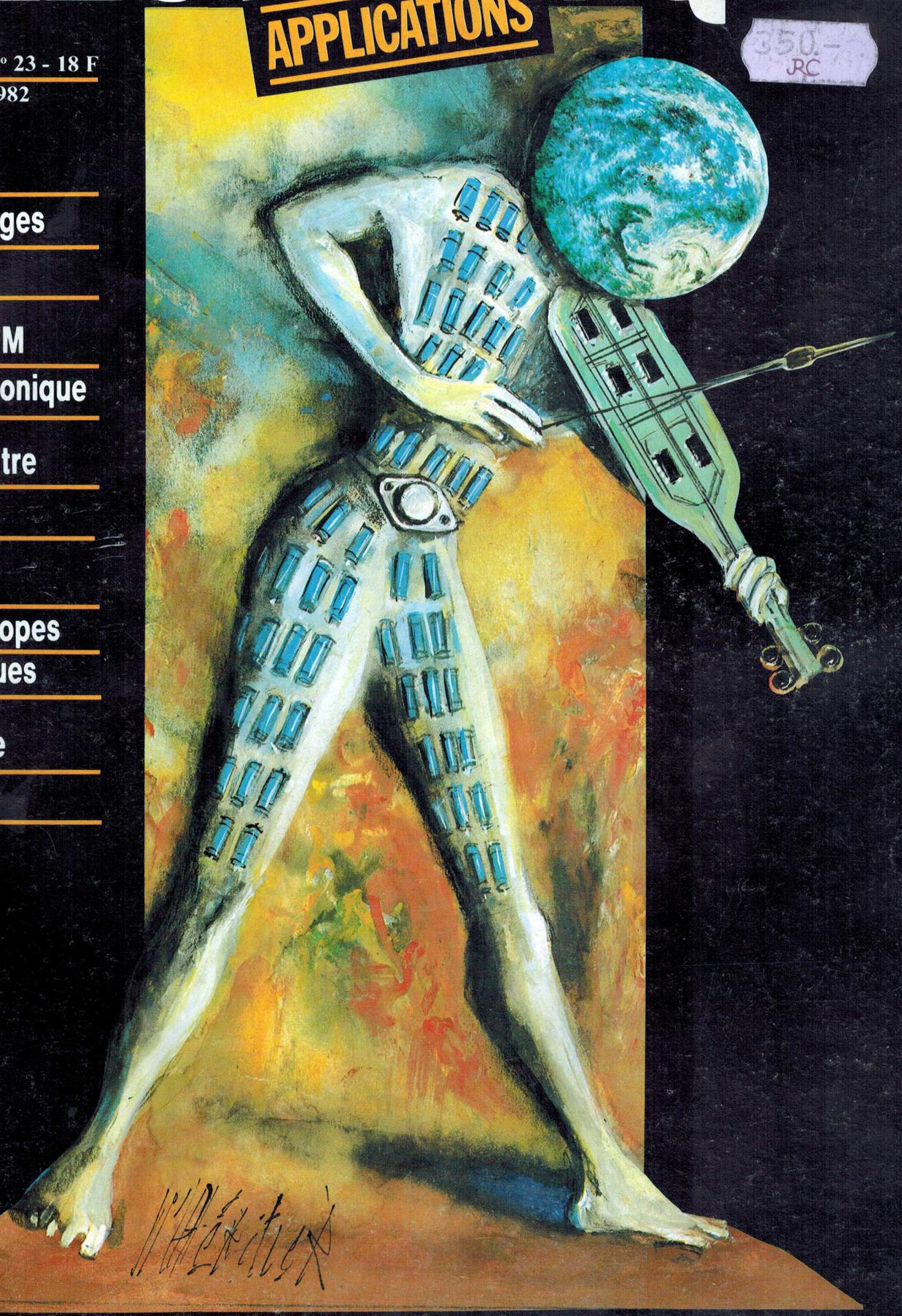
ZX 81  
et messages  
secrets

Codeur FM  
stéréophonique

MOS contre  
bipolaire

Les  
oscilloscopes  
numériques

L'énergie  
éolienne



*W. Héritier*

# ELECTRONIQUE

APPLICATIONS

Bimestriel N° 23 - 18 F  
Avril-Mai 1982

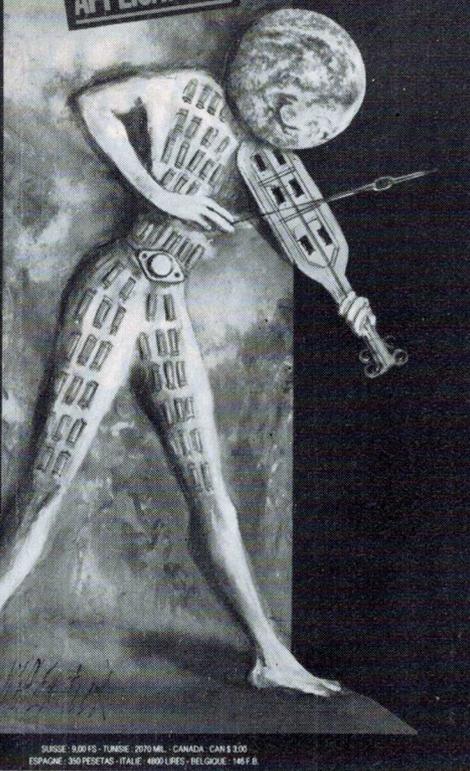
ZX 81  
et messages  
secrets

Codeur FM  
stéréophonique

MOS contre  
bipolaire

Les  
oscilloscopes  
numériques

L'énergie  
éolienne



SURSE: 800 FG - TURISSE: 2070 ML - CANADA: CAN \$ 3.00  
ESPAGNE: 350 PESETAS - ITALIE: 4000 LIRE - BELGIQUE: 186 F.

ELECTRONIQUE APPLICATIONS est une publication bimestrielle de la Société Parisienne d'Édition

Société anonyme au capital de 1 950 000 F  
Siège social : 43, rue de Dunkerque, 75010 Paris

Direction - Rédaction - Administration - Ventes :  
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19  
Tél. : 200.33.05 - Téléc : PGV 230472 F

Président-Directeur Général,  
Directeur de la Publication :

**Jean-Pierre Ventillard**

Rédacteur en chef : **Jean-Claude Roussez**  
Coordinateur technique : **Jean-Marc Le Roux**

Maquette : **Michel Raby**    Couv. : **Gilbert L'Héritier**

Ce numéro a été tiré à  
**60 000 exemplaires**

Abonnements : 2 à 12, rue de Bellevue, 75019 Paris.  
1 an (6 numéros) : **87 F (France) - 117 F (Etranger)**.

## Publicité :

Société Auxiliaire de Publicité - Tél. : 200.33.05  
2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cédex 19.

Responsable international de la publicité :

**Michel Sabbagh**

Chef de publicité : **Francine Fohrer**

Copyright 1982 - Société Parisienne d'Édition  
Dépôt légal : Mars 1982    N° éditeur : 964

« La loi du 11 mars 1957 n'autorisant aux termes des alinéas 2 et 3 de l'article 41, d'une part, que « les copies ou reproductions strictement réservées à l'usage privé du copiste et non destinées à une utilisation collective » et, d'autre part, que les analyses et les courtes citations dans un but d'exemple et d'illustration, « toute représentation ou reproduction intégrale, ou partielle, faite sans le consentement de l'auteur ou de ses ayants-droit ou ayants-cause, est illicite » (alinéa 1<sup>er</sup> de l'article 40).

« Cette représentation ou reproduction, par quelque procédé que ce soit, constituerait donc une contrefaçon sanctionnée par les articles 425 et suivants du Code pénal. »

**Electronique Applications décline toute responsabilité quant aux opinions formulées dans les articles, celles-ci n'engageant que leurs auteurs.**

Distribué par SAEM Sports Presse

Imprimerie Edicis, 91019 EVRY

N° 23 - AVRIL-MAI 1982

*Abel*

## SOMMAIRE

### Applications

Un générateur de fonction monocircuit 35  
Un module téléphonique en « haute-fidélité » 39

### Composants

MOS contre bipolaire 85

### Energie

Energie éolienne : techniques et applications 5

### Etude

Le filtrage numérique et ses applications 99

### Médical

La neurostimulation dans le traitement  
des désordres musculaires 107

### Micro informatique

L'heure exacte grâce à France-Inter 49  
Un automate programmable Grafcet 55  
ZX-81 et messages secrets 45

### Mesure

Les alimentations de laboratoire 59  
Les oscilloscopes à mémoire numérique 75

### Réalisation

Ensemble de mesure pour anémométrie 17  
Un générateur multiplex FM-stéréo 25

Nouveautés 121  
Bibliographie 128

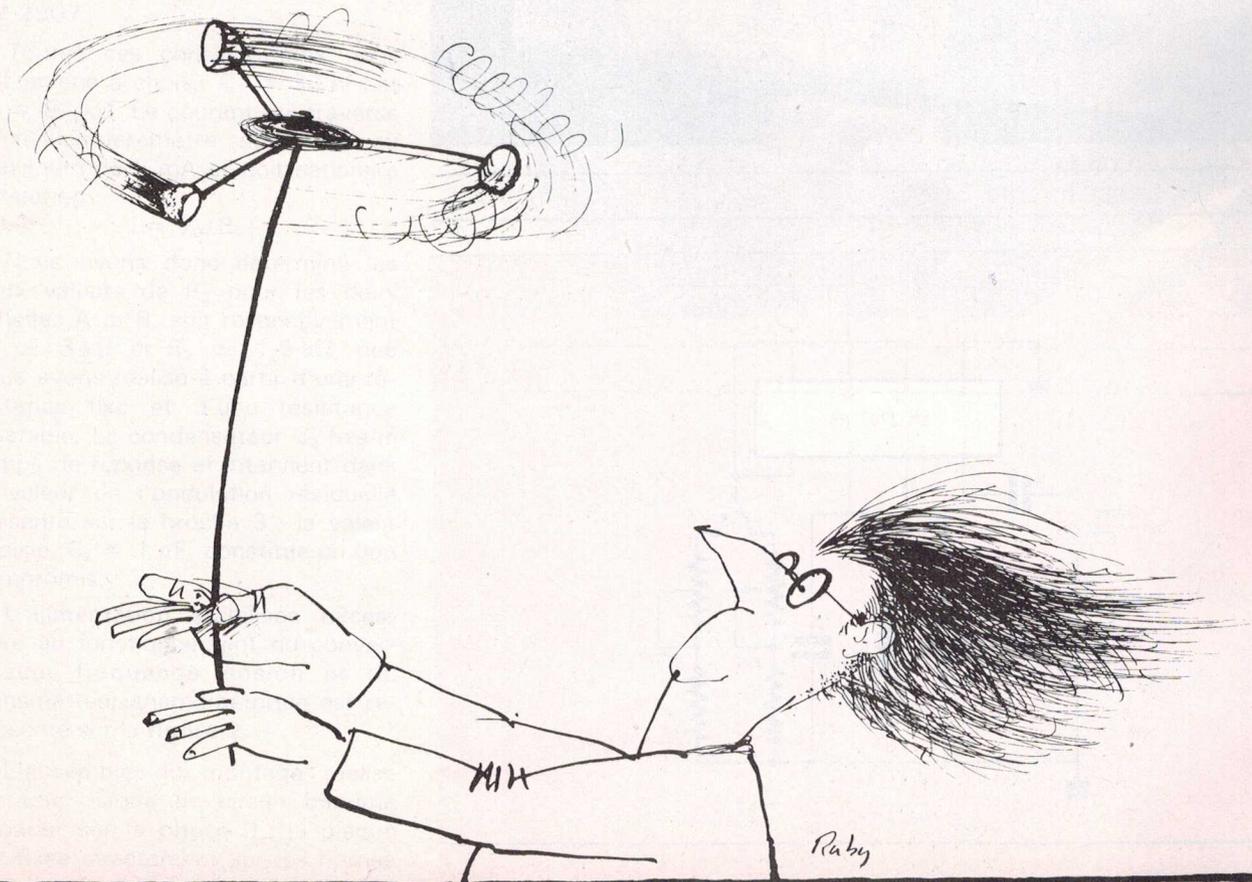
Cartes « Service-Lecteurs » 139-140

Ont participé à ce numéro : P. Aloisi, J.-C. Baud, M. Bonnis-Sassi, J. Ceccaldi, J.-L. Coatrieux, P.-Y. Chaltiel, F. de Dieuleveult, P. Gueulle, P. Lemeunier, D. Pasquet, J. Sabourin, R. Rateau, J. Trémolières.

Réalisation

## Unité de mesures anémométriques

Parallèlement à notre étude de synthèse sur les aérogénérateurs et leurs applications, l'article ci-après constitue en quelque sorte un complément pratique et propose une réalisation utile à ceux qui se proposent d'utiliser l'énergie éolienne. En effet, l'installation d'un aérogénérateur nécessite la connaissance de deux paramètres, à savoir la vitesse instantanée pour le calcul des contraintes mécaniques s'exerçant sur le dispositif, et la vitesse moyenne pour l'optimisation du rendement de l'aérogénérateur. Nous allons décrire deux montages qui, à partir du même capteur, vont permettre de mesurer la vitesse instantanée, ainsi que la vitesse moyenne, qui sera relevée automatiquement par l'intermédiaire d'une centrale de mesure.



## Principe de fonctionnement du capteur

Le capteur utilisé, de marque *Chauvin-Arnox* type « P », apparaît sur la **photo 1**. Il s'agit d'un transmetteur anémométrique à moulinet, qui entraîne, sous l'action du vent, un disque métallique crénelé. Celui-ci tourne entre les bobines d'entretien d'un circuit oscillant et génère des impulsions électriques, dont la fréquence est proportionnelle à la vitesse de rotation du moulinet, donc à la vitesse du vent.

Pour le capteur utilisé, la fréquence des impulsions est de 5 Hz pour une vitesse de vent de 1 m/s.

## Mesure de la vitesse instantanée du vent

Un convertisseur fréquence-tension va nous permettre, à partir des impulsions délivrées par le capteur, d'afficher la valeur de la vitesse instantanée sur un milliampèremètre *Chauvin-Arnox* directement gradué en m/s ; cet indicateur est visible sur la **photo 2**.

Le schéma complet du système,

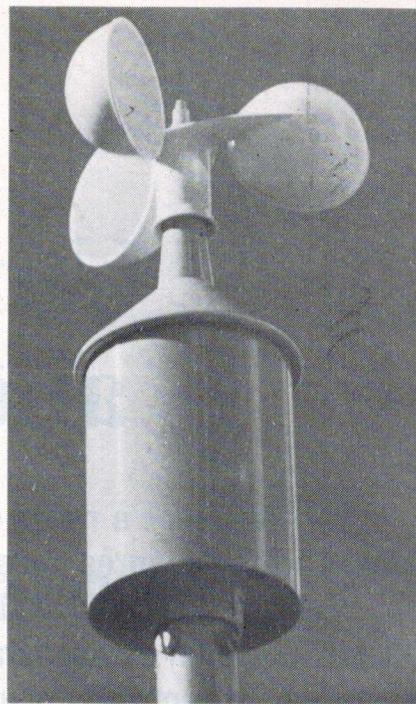


Photo 1

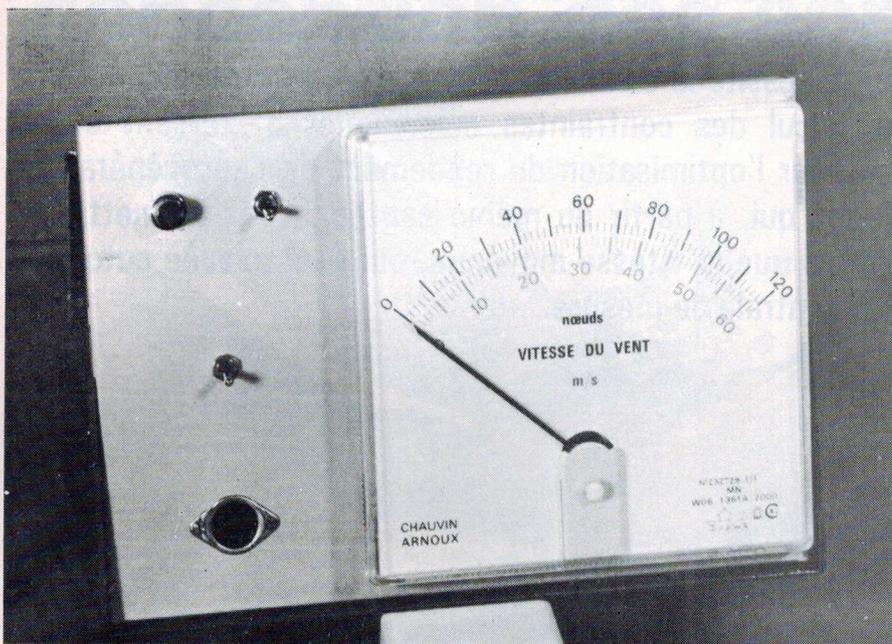


Photo 2

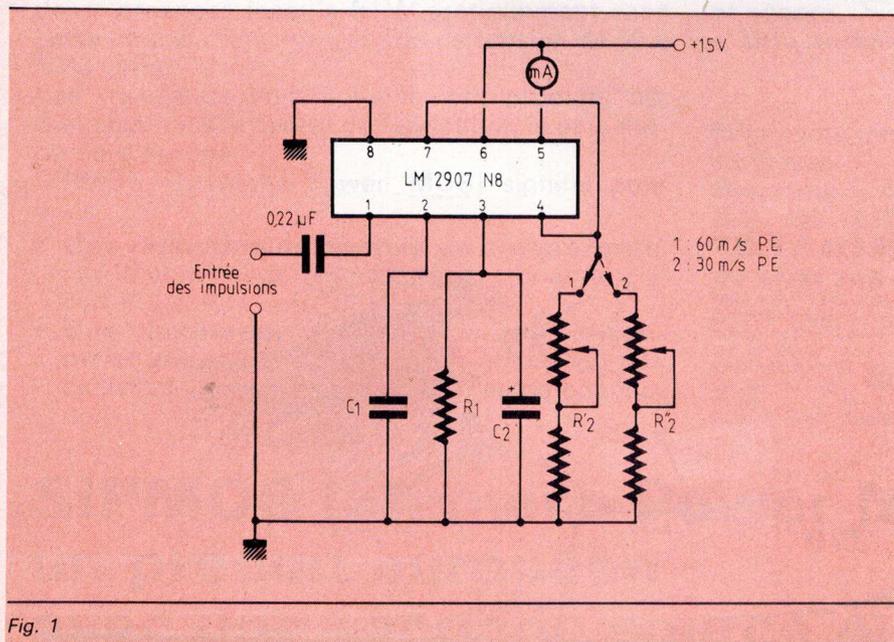


Fig. 1

construit autour d'un convertisseur fréquence-tension LM 2907 N8, apparaît à la **figure 1**.

Nous ne reviendrons pas en détail sur le fonctionnement de ce circuit qui a déjà fait l'objet d'une description fort complète [1]. Nous nous bornerons à rappeler les diverses formules permettant de déterminer les éléments du montage.

Un commutateur permet de sélectionner deux échelles A et B correspondant respectivement à des vitesses maximum mesurables de 30 m/s et 60 m/s et, donc, à des fréquences d'entrée de 150 Hz et 300 Hz.

La tension de sortie  $V_0$  à la broche 4 est telle que :

$$V_0 = R_1 C_1 \times f \times V_{\text{alim}}$$

$C_1$  doit être, d'après le constructeur, supérieure à 100 pF et  $R_1$  doit satisfaire la relation :

$$R > \frac{V_{0\text{max}}}{I_{3\text{min}}}$$

$I_3$  est le courant de sortie à la broche 3 ; sa valeur typique est d'environ 150  $\mu\text{A}$ .

La valeur maximum de  $V_0$  sera légèrement inférieure à la tension d'alimentation, compte tenu de la chute de potentiel dans le milliampèremètre et dans le transistor qui équipe l'étage de sortie du circuit LM 2907.

Toutes ces considérations nous ont amené à choisir  $C_1 = 33 \text{ nF}$ , et  $R_1 = 82 \text{ k}\Omega$ . Le courant qui traverse le milliampèremètre doit être au maximum de 5 mA et doit satisfaire la relation :

$$i = V_0 / R_2$$

Nous avons donc déterminé les deux valeurs de  $R_2$  pour les deux échelles A et B, soit respectivement  $R_2 \simeq 3 \text{ k}\Omega$  et  $R_2 \simeq 1,5 \text{ k}\Omega$ , que nous avons réalisé à partir d'une résistance fixe et d'une résistance ajustable. Le condensateur  $C_2$  fixe le temps de réponse et intervient dans la valeur de l'ondulation résiduelle présente sur la broche 3 ; la valeur choisie,  $C_2 = 1 \mu\text{F}$ , constitue un bon compromis.

L'alimentation stabilisée nécessaire au fonctionnement du convertisseur fréquence-tension et du transmetteur anémométrique est représenté sur la **figure 2**.

L'ensemble du montage réalisé sur une plaque de circuit imprimé apparaît sur la **photo 3** ; la plaque est fixée directement sur les bornes du galvanomètre.

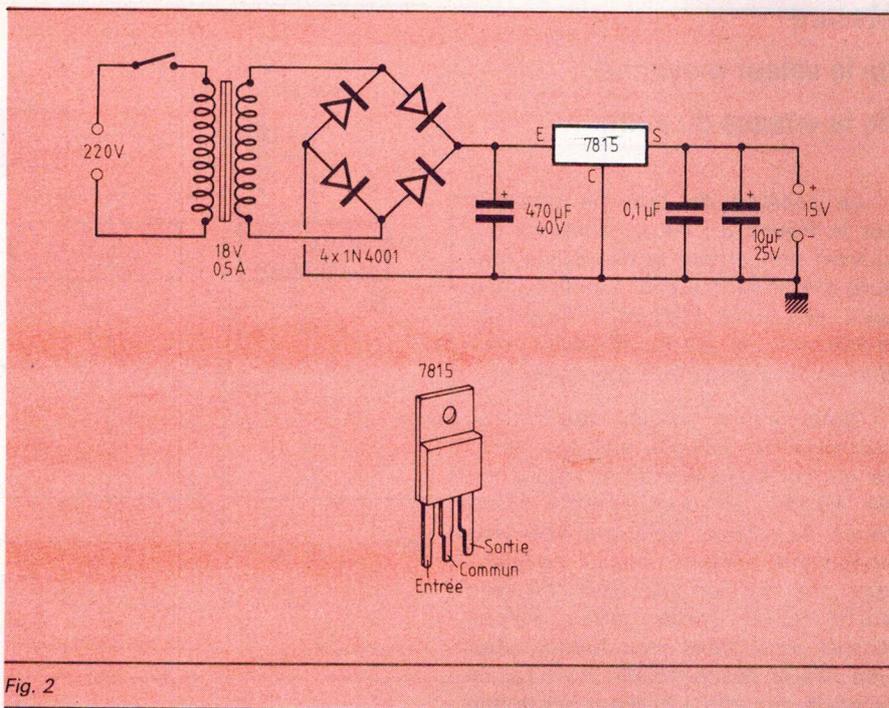


Fig. 2

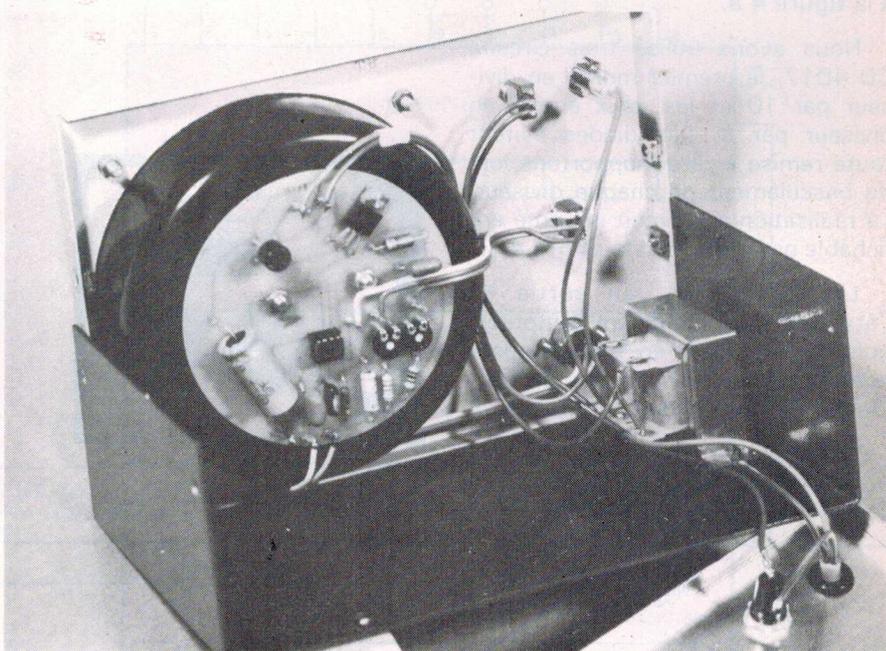


Photo 3

# Mesure de la valeur moyenne de la vitesse du vent

Le schéma de principe apparaît sur la **figure 3** ; les explications qui suivent concernent le cas d'une mesure s'étendant sur une heure, bien qu'il soit très facilement possible d'adapter le dispositif pour des durées inférieures ou supérieures.

Nous avons choisi une valeur moyenne de 20 m/s pleine échelle, ce qui correspondra à une fréquence de 100 Hz et, donc, pendant une heure, le capteur délivrera 360 000 impulsions. L'étage diviseur va effectuer une division par 360, de telle sorte qu'en sortie, nous aurons 1 000 impulsions par heure, pour une valeur moyenne de 20 m/s. Le schéma de l'étage diviseur est donné à la **figure 4 a**.

Nous avons utilisé trois circuits CD 4017, le premier monté en diviseur par 10 et les deux autres en diviseur par 6. Les diodes évitent toute remise à zéro inopportune lors du basculement de chaque diviseur. La réalisation sur circuit imprimé enfichable est montée sur la **photo 4**.

Les impulsions, en sortie de l'étage diviseur, vont être comptées, puis transformées en une grandeur analogique de 4 V maximum qui sera dirigée vers la centrale de mesure.

A l'intention des lecteurs qui ne pourraient se rapporter aisément au numéro 13 de notre revue [2], nous

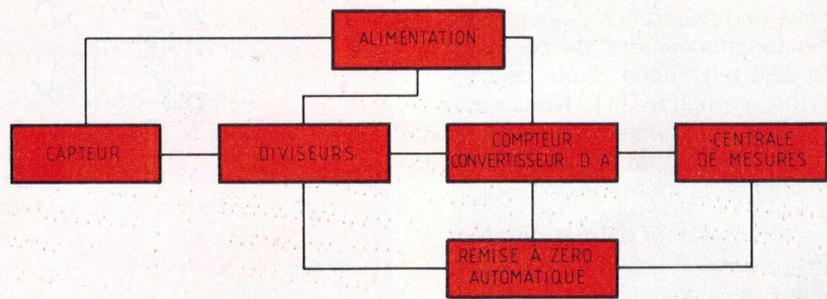


Fig. 3

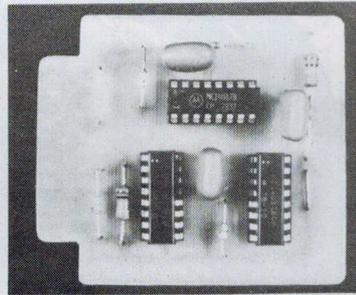


Photo 4

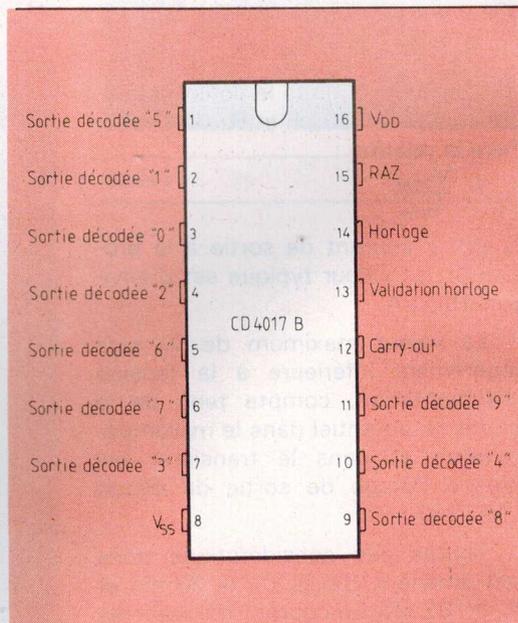


Fig. 4 b

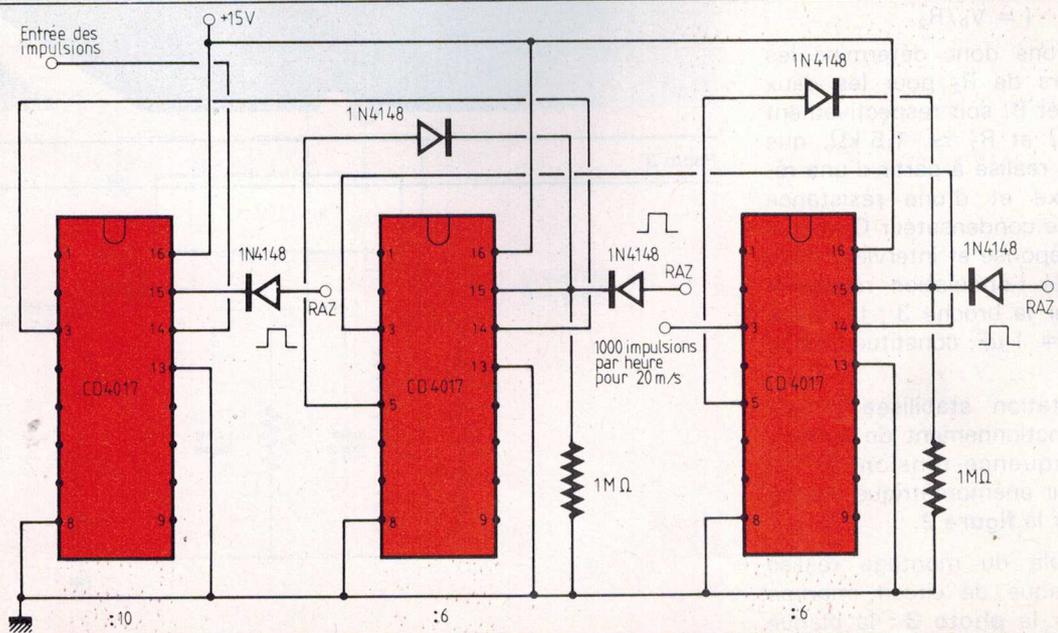


Fig. 4 a. - Les bornes RAZ doivent être réunies et sont opérantes lorsqu'elles sont à l'état haut.

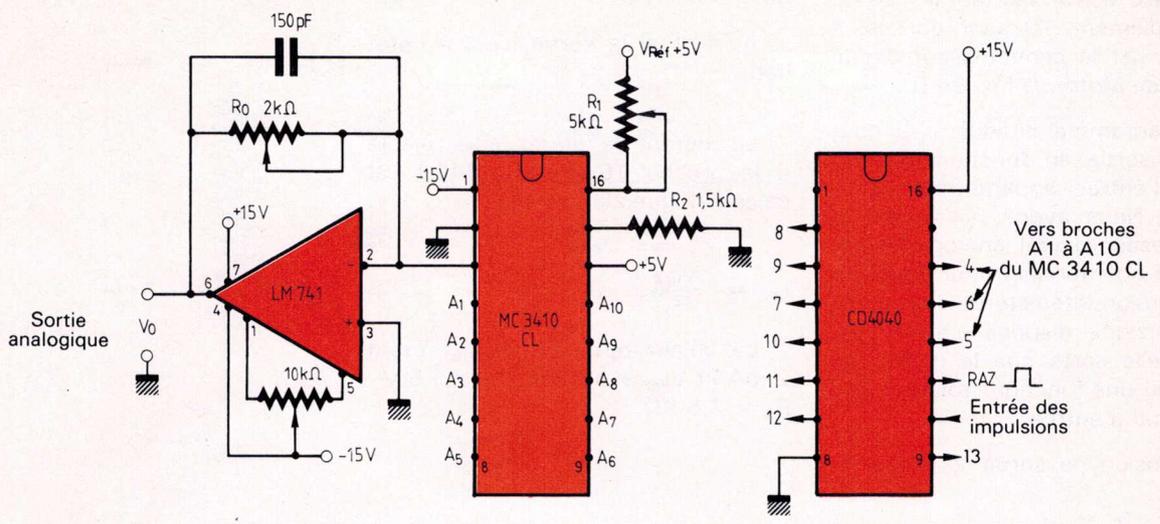


Fig. 5 a

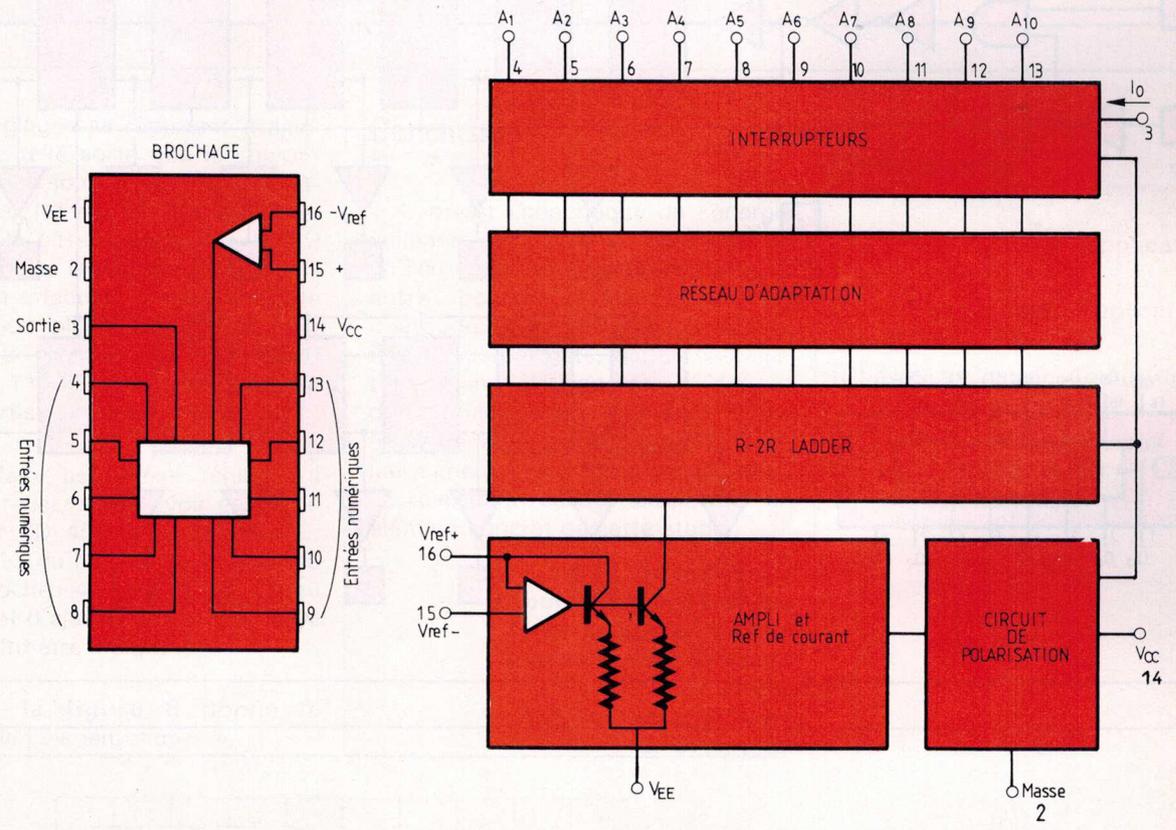


Fig. 5 b. — Brochage et synoptique interne du MC 3410 CL.

pensons utile de rappeler succinctement le principe de fonctionnement de l'ensemble compteur/ convertisseur digital-analogique.

### Compteur-convertisseur digital-analogique

Le schéma complet de cet ensemble est représenté à la figure 5 a.

Le circuit CD 4040 représenté à la **figure 6** est un compteur 12 bits dont seulement 10 sont utilisés, il est suivi par le convertisseur digital analogique *Motorola* MC 3410.

Le diagramme indiquant le courant de sortie en fonction du mot digital d'entrée apparaît sur la **figure 7**. Nous avons fait suivre le convertisseur digital analogique par un ampli opérationnel pour effectuer la conversion intensité-tension et inverser le signal disponible sur la sortie de telle sorte que le niveau de sortie soit une fonction croissante du mot digital d'entrée.

La tension de sortie  $V_o$  est donnée par :

$$V_o = \frac{2 R_0}{R_1} \left[ V_{REF} \frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_3}{8} + \frac{A_4}{16} + \frac{A_5}{32} + \frac{A_6}{64} + \frac{A_7}{128} + \frac{A_8}{256} + \frac{A_9}{512} + \frac{A_{10}}{1024} \right]$$

$A_i = 0$  si la sortie  $i$  est à l'état bas.

$A_i = 1$  si la sortie  $i$  est à l'état haut.

Le courant de référence  $I_{REF}$  injecté à la broche 16 du MC 3410 est calculé d'après la formule :

$$I_{REF} = \frac{V_{REF}}{R_1}$$

La valeur optimale de  $I_{REF}$  étant 2 mA et  $V_{REF}$  ayant été choisi à 5 V ;  $R_1 = 2,5 K\Omega$ .

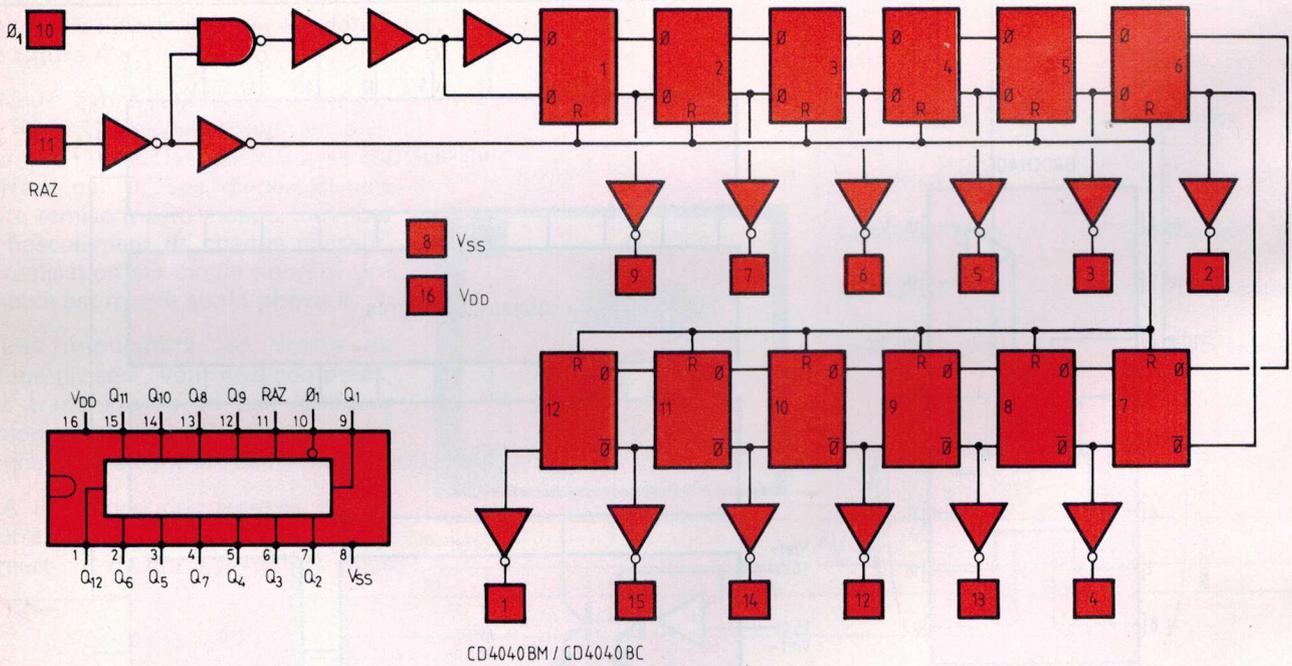


Fig. 6

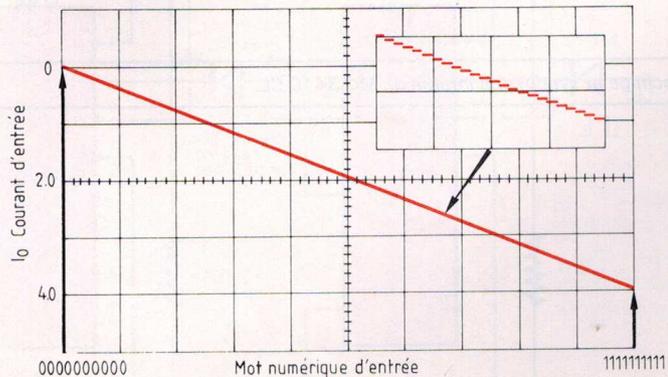


Fig. 7

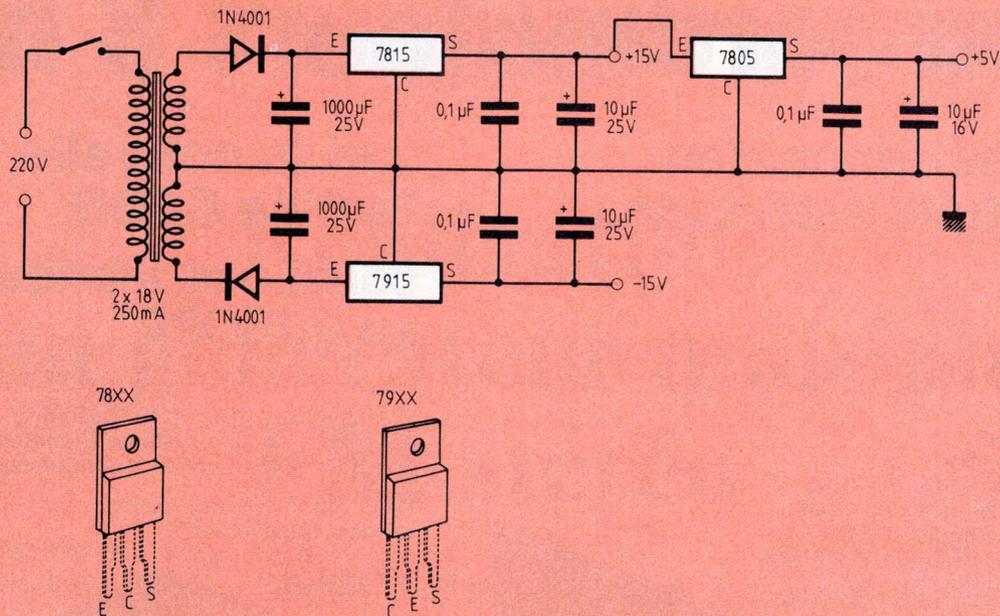


Fig. 8

Les réglages se réduisent à ajuster  $R_1$  de telle sorte que le courant de référence soit 2 mA, puis en mettant toutes les sorties  $A_i$  à la masse, on règle le potentiomètre de 10 k $\Omega$  afin d'annuler la tension d'offset ; il faut enfin effectuer la calibration de la déviation pleine échelle qui doit avoir lieu lorsque le mot 1000 (000 10 11111) apparaît à l'entrée du convertisseur digital analogique.

Pour faire ce dernier réglage, il suffit de relier, après avoir enlevé le compteur CD 4040, les broches 9, 11, 12, 13 du MC 3410 à la masse et les broches 4, 5, 6, 7, 8, 10 au + 15 V et d'ajuster  $R_0$  de telle sorte que le voltmètre indique 4 V.

Enfin, la **figure 8** donne le schéma de l'alimentation.

## Conclusion

L'intérêt économique de l'énergie éolienne peut être considérable en un lieu donné et négligeable dans un autre, pourtant voisin (différence d'altitude, obstacles naturels ou artificiels, microclimats, etc.). L'installation d'un aérogénérateur devrait donc toujours être précédée d'une étude sérieuse qui permettrait d'évaluer l'énergie réellement récupérable. La réalisation décrite ici se veut un élément concret de cette étude.

M. Bonnis-Sassi  
 Laboratoire de Physique  
 Electronique et Ionique  
 Université Paul Sabatier  
 Toulouse  
 Réalisation pratique :  
 J.-C. Neyrou

## Bibliographie

- [1] « Electronique Applications » n° 2, p. 35.
- [2] « Electronique Applications », n° 13, p. 12.
- [3] Notice *Chauvin-Arnoux* de l'anémomètre, type « P ».
- [4] Notes d'application des circuits LM 2907 N8 et CD 4017 *National Semiconductor*.

Réalisation

# Réalisation d'un générateur multiplex FM stéréo

Les émissions stéréophoniques sont transmises par un système appelé « transmission à sous-porteuse pilote » mis au point par la société américaine : Zenith Radio Corporation. Un générateur multiplex permet le contrôle et la mise au point des tuners FM stéréo, les mesures de diaphonie et des rapport signal/bruit.

Couplé à un modulateur et à un amplificateur de puissance, il constitue une station d'émission stéréo. Seul, il permet tous les essais et contrôles sur les circuits intégrés décodeurs stéréo,  $\mu A$  758, TCA 4 500, etc.

## Le codage stéréophonique

On pouvait envisager la transmission séparée des signaux « Gauche » et « Droite » mais ce système, apparemment simple, ne donne pas une compatibilité mono/stéréo immédiate. On transmet donc par la première voie la somme des deux signaux G et D et par la seconde la différence G - D. En intensité, les amplitudes des signaux G et D sont toujours assez voisines si l'on suppose que les deux micros de la prise de son ont des diagrammes de directivité analogues et qu'ils ne sont éloignés l'un de l'autre que de quelques centimètres. Dans ce cas, c'est la phase qui différencie les signaux « Gauche » et « Droite ». Si la différence de phase est nulle ou très faible, ce qui est le cas pour les fréquences les plus basses du spectre audio, étant donné la longueur d'onde sonore correspondante qui fait que ces fréquences interviennent peu dans la reconstitution de l'effet stéréophonique, G - D est alors presque nul. Pour d'autres fréquences, lorsque G + D est maximal, G - D est très faible et réciproque-

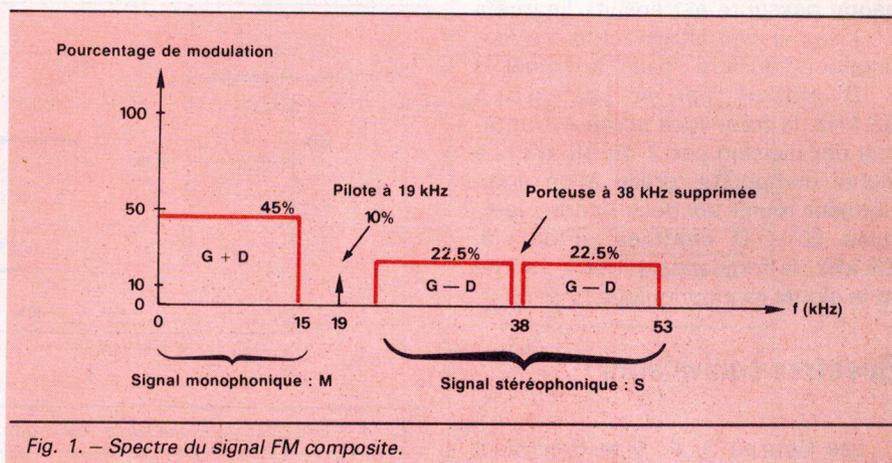


Fig. 1. — Spectre du signal FM composite.

ment. Aussi lorsque la profondeur de modulation due au premier signal sera grande, celle du second sera réduite et on évitera les phénomènes de brouillage, de non-linéarité et de diaphonie entre les voies. Le spectre du signal composite est représenté à la figure 1. On trouve entre 30 Hz et 15 kHz le signal monophonique G + D, un signal pilote à 19 kHz, et les deux bandes latérales de modulation résultant de la modulation en amplitude d'une porteuse auxiliaire par le signal de différence G - D. La porteuse auxiliaire à 38 kHz est supprimée à l'émission. La transmission,

par la première voie, du signal G + D, confère au système une compatibilité mono/stéréo. A la réception, les filtres placés après la discrimination trient : les signaux de fréquence comprise entre 0 et 15 kHz qui constituent le signal G + D, la fréquence pilote de 19 kHz qui, après multiplication par un doubleur de fréquence ou un PLL, donnera la porteuse à 38 kHz, les deux bandes latérales axées sur 38 kHz correspondant au signal G - D. En ajoutant au signal à 38 kHz les deux bandes latérales avec une phase convenable, on récupère le signal G

— D à la sortie du détecteur. La différence et la somme des signaux  $G + D$  et  $G - D$  donnent les signaux  $G + D$  et  $D$ . En général, la déviation de fréquence de la porteuse est d'environ 8 à 10 % ; la déviation maximale est fixée à 75 kHz, et les deux bandes latérales provoquent au plus une déviation de 45 % de la déviation maximale.

Enfin,  $G + D$  peut provoquer une modulation atteignant 90 % quand  $G - D$  est nul ou très faible (s'il n'y a pas de signaux SCA comme c'est le cas en Europe) et de 80 % aux USA où ces signaux existent. Ces signaux, de leur côté, provoquent une modulation de 10 %.

## Génération du signal composite

Le schéma synoptique d'un générateur FM stéréo est représenté à la figure 2. Les signaux gauche et droite subissent une préaccentuation : 50  $\mu s$  pour le système américain et 75  $\mu s$  pour le système européen. Un additionneur et un soustracteur permettent la génération des signaux  $G + D$  et  $G - D$ . La bande passante est ensuite limitée à 15 kHz par des filtres actifs. Le modulateur équilibré reçoit le signal  $G - D$  modulé par la porteuse à 38 kHz, la fréquence pilote est obtenue par division par 2 du 38 kHz. Le signal composite, grâce à un additionneur réunit les deux bandes latérales  $G - D$  centrées autour du 38 kHz, la fréquence pilote à 19 kHz et le signal monophonique  $G + D$ .

## Spectres équivalents

Les figures 3, 4, 5 et 6 rendent compte des spectres du signal composite pour une excursion de fréquence maximale. Dans les 4 cas la somme des pourcentages affectés aux composantes donne 100 % soit 75 kHz de déviation. A la figure 3, le signal de la voie droite est nul et le signal de la voie gauche de fréquence 10 kHz donne 45 % de modulation. Pour une modulation par un seul canal, on retrouve quatre composantes dans le signal composite. Si les signaux gauche et droite sont identiques, on distingue deux cas ; à la figure 4 les signaux sont en phase et  $G - D$  est nul, alors que  $G + D$  est maximal et entraîne une déviation maximale de 90 % de 75 kHz,

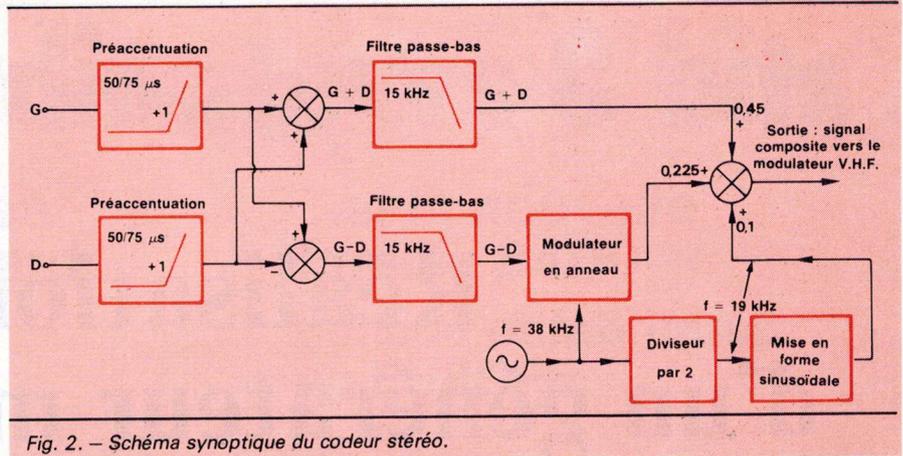


Fig. 2. - Schéma synoptique du codeur stéréo.

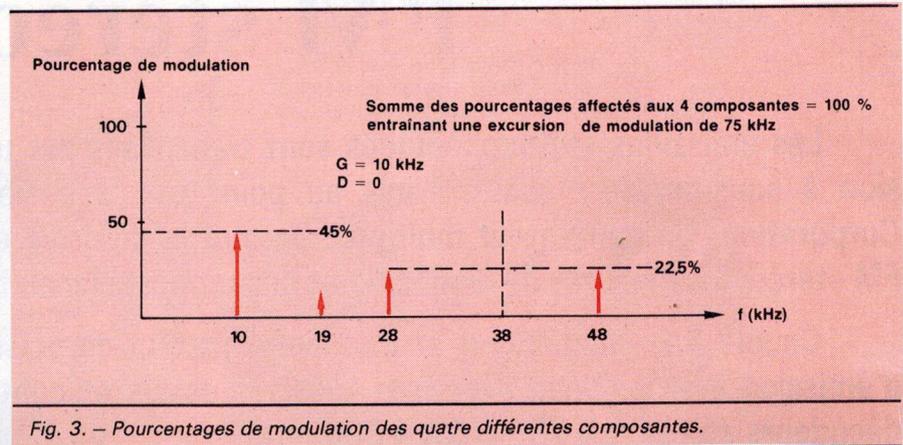


Fig. 3. - Pourcentages de modulation des quatre différentes composantes.

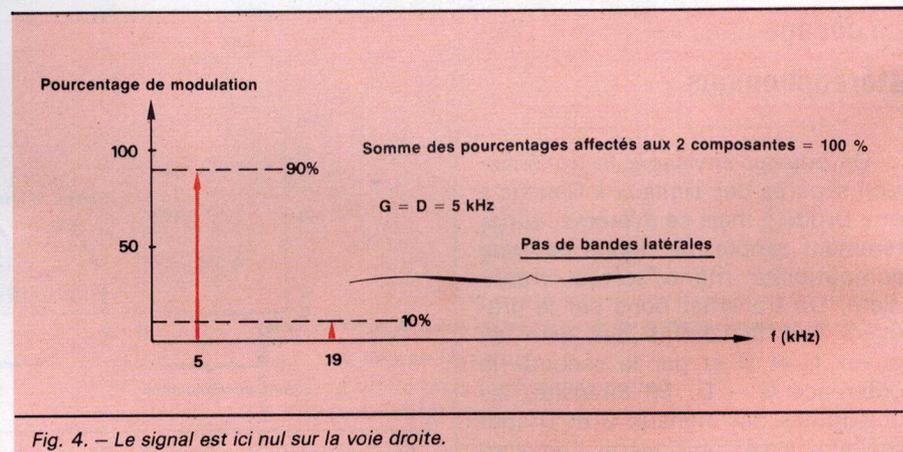


Fig. 4. - Le signal est ici nul sur la voie droite.

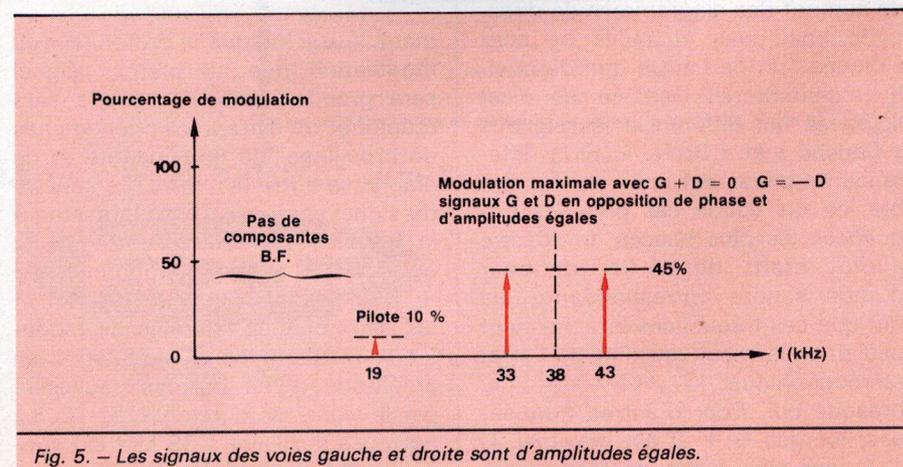


Fig. 5. - Les signaux des voies gauche et droite sont d'amplitudes égales.

les 10 % restants étant affectés à la fréquence pilote à 19 kHz. Le signal ne comporte donc aucune bande latérale. A la **figure 5**, les signaux gauche et droite sont d'amplitudes égales mais en opposition de phase, le signal composite est débarrassé des composantes BF :  $G + D = 0$ , et les deux bandes latérales sont maximales :  $G - D$  maximal, chacune des deux composantes entraînant une modulation de 45 % de la fréquence pilote. La **figure 6** représente un cas beaucoup plus général, le signal basse fréquence  $G + D$  comporte deux composantes ; l'une à 1 kHz l'autre à 10 kHz, les deux bandes latérales centrées autour de 38 kHz ont alors quatre raies ; 28 kHz, 37 kHz, 39 kHz et 48 kHz, le signal composite résulte de l'addition des six raies à la fréquence pilote à 19 kHz.

### Les filtres

Conformément au schéma synoptique de la **figure 2**, les signaux « Gauche » et « Droite » sont préaccentués à 50  $\mu$ s. La **figure 7** représente la courbe correspondante,

ainsi que le type de filtre utilisé. Un filtre ayant pour fonction de transfert  $F(p) = 1 + RC_p$  avec  $RC = 75 \mu$ s correspondrait à la préaccentuation mais n'est physiquement pas envisageable. Le gain total du système devient infini en même temps que la fréquence, et le système a toutes les chances d'osciller. Avec une fonction de transfert ayant un pôle et un zéro, le gain est limité en HF et nous avons dans ce cas en prenant les notations de la **figure 7** :

$$\frac{V_s}{V_e} = F(p) = \frac{R_3 (C_1 + C_2) p + 1}{R_3 (C_2) p + 1}$$

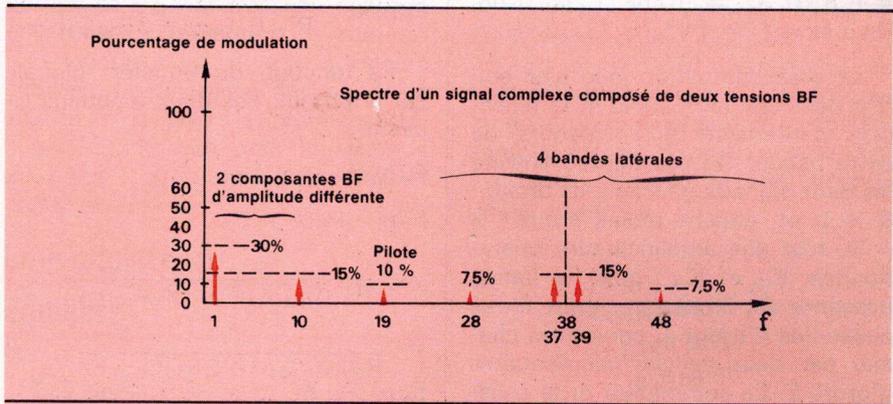


Fig. 6. - Spectre d'un signal complexe formé de deux tensions BF.

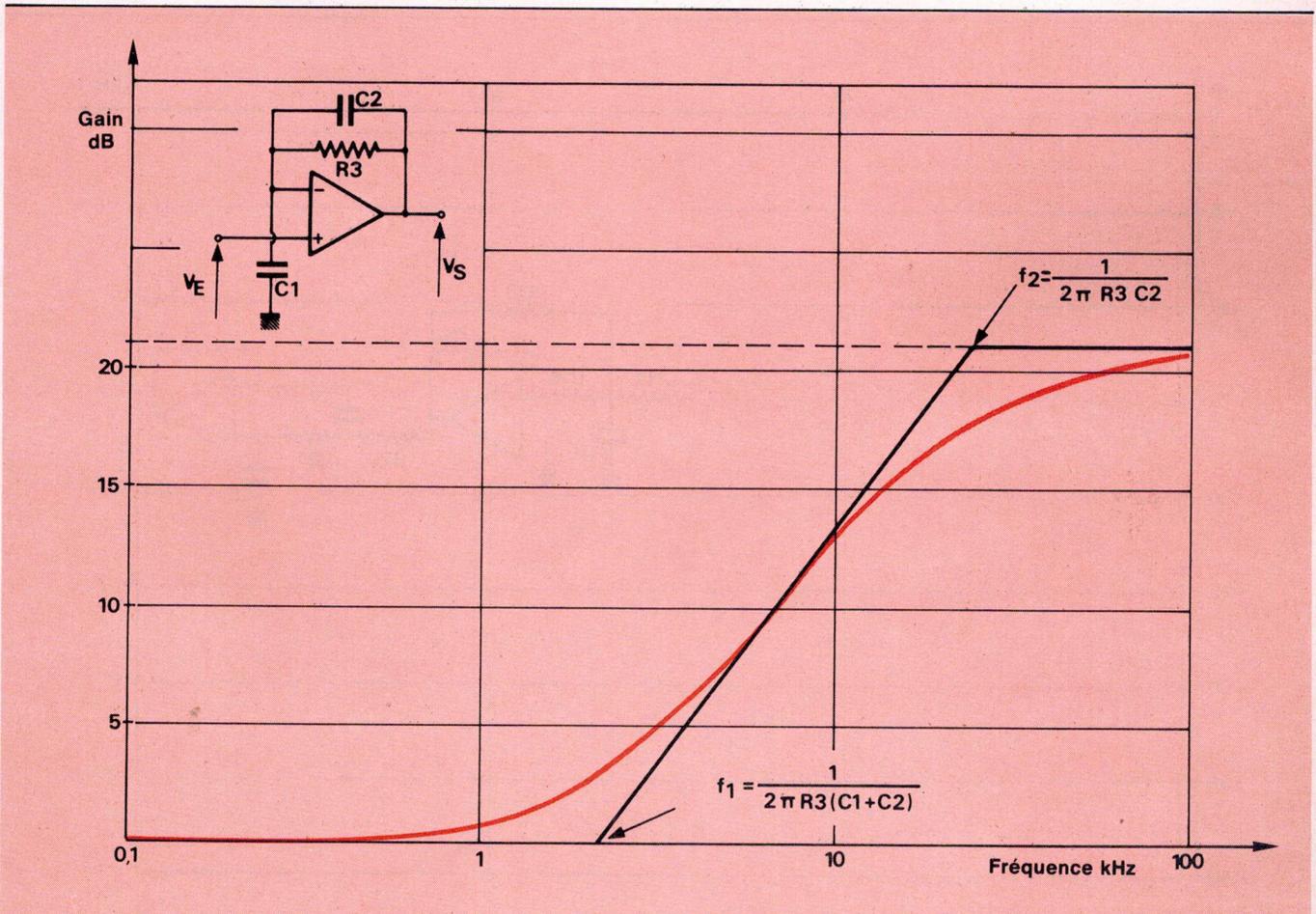


Fig. 7. - Courbe de préaccentuation et type de filtre utilisé.

Les éléments du circuit sont calculés de manière à ce que :

$$R_3 (C_1 + C_2) = 75 \mu s \text{ ou, pour la fréquence de brisure,}$$

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_3 (C_1 + C_2)} = 2\,120 \text{ Hz}$$

La limitation du gain en HF opère à partir de la deuxième fréquence charnière - pôle de la fonction - et vaut :

$$f_2 = \frac{1}{2\pi R_3 C_2}$$

Les constantes du filtre sont :  $R_3 = 6,8 \text{ k}\Omega$ ,  $C_1 = 10 \text{ nF}$ ,  $C_2 = 1 \text{ nF}$ . On a alors  $f_2 = 11 f_1 = 23,32 \text{ kHz}$ .

La préaccentuation joue bien son rôle dans la bande audio et la télévision n'intervient qu'en dehors de cette bande. On reconstitue ensuite les deux signaux gauche plus droite : G + D et, gauche moins droite : G - D, rôle des amplificateurs opérationnels IC<sub>3</sub> et IC<sub>4</sub> ; puis, la bande passante est limitée par deux filtres passe-bas d'ordre 4, constitués chacun par deux cellules élémentaires d'ordre 2. Le sommateur et le soustracteur inversant la phase, on associe deux structures différentes : une

cellule de *Rauch* inverseuse et une structure de *Sallen et Key* non-inverseuse. Le schéma global de ce filtre et la représentation de sa fonction de transfert sont donnés à la **figure 8**. Avec les notations de cette figure, pour la cellule de *Rauch*, si les résistances  $R_{17}$ ,  $R_{18}$  et  $R_{19}$  sont égales, la fonction de transfert s'écrit :

$$F_1(p) = - \frac{1}{R_{17}^2 C_5 C_{31} p^2 + 3 R_{17} C_5 p + 1}$$

et pour la structure de *Sallen et Key* si  $R_{20} = R_{21}$

$$F_2(p) = \frac{1}{R_{20}^2 C_7 C_9 p^2 + 2 R_{20} C_9 p + 1}$$

La fonction de transfert globale est le produit des deux fonctions ci-avant :

$$F_3(p) =$$

$$F_1(p) \cdot F_2(p) =$$

$$= \frac{1}{R_{17}^2 C_5 C_{31} p^2 + 3 R_{17} C_5 p + 1} \cdot \frac{1}{R_{20}^2 C_7 C_9 p^2 + 2 R_{20} C_9 p + 1}$$

On choisit un filtre passe bas de *Tchebycheff* d'ondulation maximale

0,1 dB avec  $f_0 = 15 \text{ kHz}$ , la fonction de transfert normalisée vaut :

$$F_3(p) = - \frac{1}{0,7518 \frac{p^2}{\omega_0^2} + 0,3972 \frac{p}{\omega_0} + 1} \cdot \frac{1}{1,6053 \frac{p^2}{\omega_0^2} + 2,0475 \frac{p}{\omega_0} + 1}$$

Ce qui donne en prenant les égalités membre à membre :

$$R_{17}^2 C_5 C_{31} \omega_0^2 = 0,7518$$

$$3 R_{17} C_5 \omega_0 = 0,3972$$

$$R_{20}^2 C_7 C_9 \omega_0^2 = 1,6053$$

$$2 R_{20} C_9 \omega_0 = 2,0475$$

Avec  $R_{17} = R_{18} = R_{19} = 4,7 \text{ k}\Omega$ , et  $\omega_0 = 2\pi \cdot 15 \cdot 10^3$ , on obtient par le calcul :  $C_5 = 299 \text{ pF}$  et  $C_{31} = 12,84 \text{ nF}$ . On prendra  $C_5 = 330 \text{ pF}$  ou mieux  $300 \text{ pF}$  et  $C_{31} = 12 \text{ nF}$ .

Et pour  $R_{20} = R_{21} = 10 \text{ k}\Omega$ , on obtient par calcul :  $C_9 = 1,08 \text{ nF}$  et  $C_7 = 1,65 \text{ nF}$  et on prendra  $C_9 = 1 \text{ nF}$  et  $C_7 = 1,5 \text{ nF}$ .

La courbe représentative de la fonction de transfert globale : préaccentuation à 2 120 Hz et filtrage à 15 kHz est représenté à la **figure 9**.

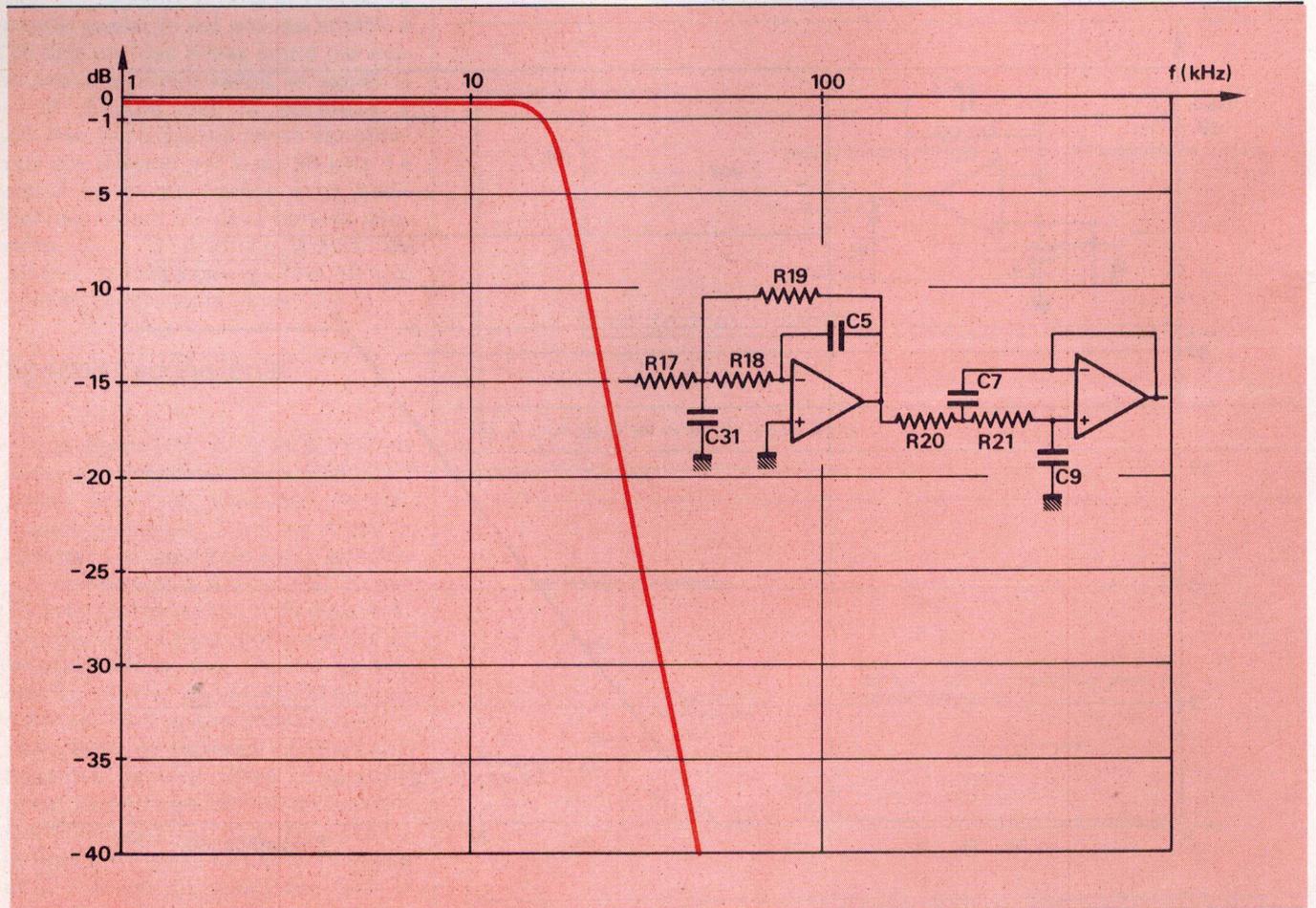


Fig. 8. - Courbe de réponse du filtre passe-bas et montage correspondant.

## Génération des signaux à 19 kHz et 38 kHz

Le schéma de principe du générateur multiplex est représenté à la **figure 10 a**. Le signal sinusoïdal à 38 kHz est généré par le circuit intégré IC<sub>14</sub> : ICL 8038 ; ce circuit n'est pas réputé pour sa stabilité, mais sa mise en œuvre est extrêmement simple et il délivre simultanément des signaux sinusoïdaux (broche 2), des signaux triangulaires (broche 3) et rectangulaires (broche 9). Seules les broches 2 et 9 sont utilisées. Les potentiomètres R<sub>40</sub> et R<sub>41</sub> ajustent la symétrie au signal sinusoïdal et jouent sur la distorsion, alors que R<sub>49</sub> et R<sub>51</sub> déterminent la fréquence d'oscillation conjointement avec C<sub>11</sub>.

Le signal rectangulaire disponible à la broche 9 est compris entre - 12 V et + 12 V et n'est donc pas directement compatible avec la logique C-MOS ; on utilise deux résistances R<sub>46</sub> et R<sub>47</sub> d'égales valeurs qui translatent le niveau entre 0 et + 12 V. Le signal résultant est alors

transmis à une des bascules JK au circuit intégré IC<sub>13</sub>. Le signal rectangulaire à 19 kHz, provenant de la division par deux effectuée par la bascule JK, ne peut pas être appliqué directement au sommateur. Il est donc filtré par deux cellules élémentaires actives constituées par IC<sub>10</sub> et IC<sub>12</sub> puis par R<sub>70</sub> et C<sub>23</sub>, le tout formant un filtre passe-bas d'ordre 5 : atténuation 30 dB par octave ou 100 dB par décade. C<sub>17</sub> et C<sub>20</sub> forment quant à eux avec R<sub>71</sub> et R<sub>72</sub> et l'impédance d'entrée des passe-bas, un filtre passe-haut d'ordre 2. Le signal apparaissant aux bornes de C<sub>23</sub> est très peu distordu et attaque directement le sommateur inverseur IC<sub>9</sub>. Avec les valeurs choisies, la fréquence de coupure à - 3 dB vaut pour la première cellule : 19,2 kHz et pour la seconde 23,2 kHz - structures passe-bas de Sallen et Key.

## Le modulateur équilibré

Les signaux G - D et 38 kHz sont appliqués au modulateur équilibré IC<sub>15</sub> :  $\mu$ A 796 Fairchild ou MC 1496

Signetics ou Motorola. Notons qu'il existe dans la gamme des circuits intégrés Exar des circuits compatibles et plus performants, mais hélas non compatibles broche pour broche. Il est important que la fréquence porteuse soit parfaitement symétrique et d'amplitude assez réduite : environ 100 mV. Le potentiomètre R<sub>26</sub> permet le réglage de suppression de porteuse. Le potentiomètre ajustable R<sub>52</sub> détermine le niveau de tension de la porteuse appliqué à l'entrée du modulateur en anneau : broche 10 de IC<sub>15</sub>. Les deux bandes latérales G - D sont disponibles à la broche 12 de IC<sub>15</sub> et, de la même manière que les signaux 19 kHz et G + D, appliquées au sommateur inverseur IC<sub>9</sub>. Le schéma du générateur ainsi que celui de l'ensemble stéréo complet (tuner FM synthétisé, **fig. 10 b**) sont donnés pages suivantes.

Suite dans le  
prochain  
numéro

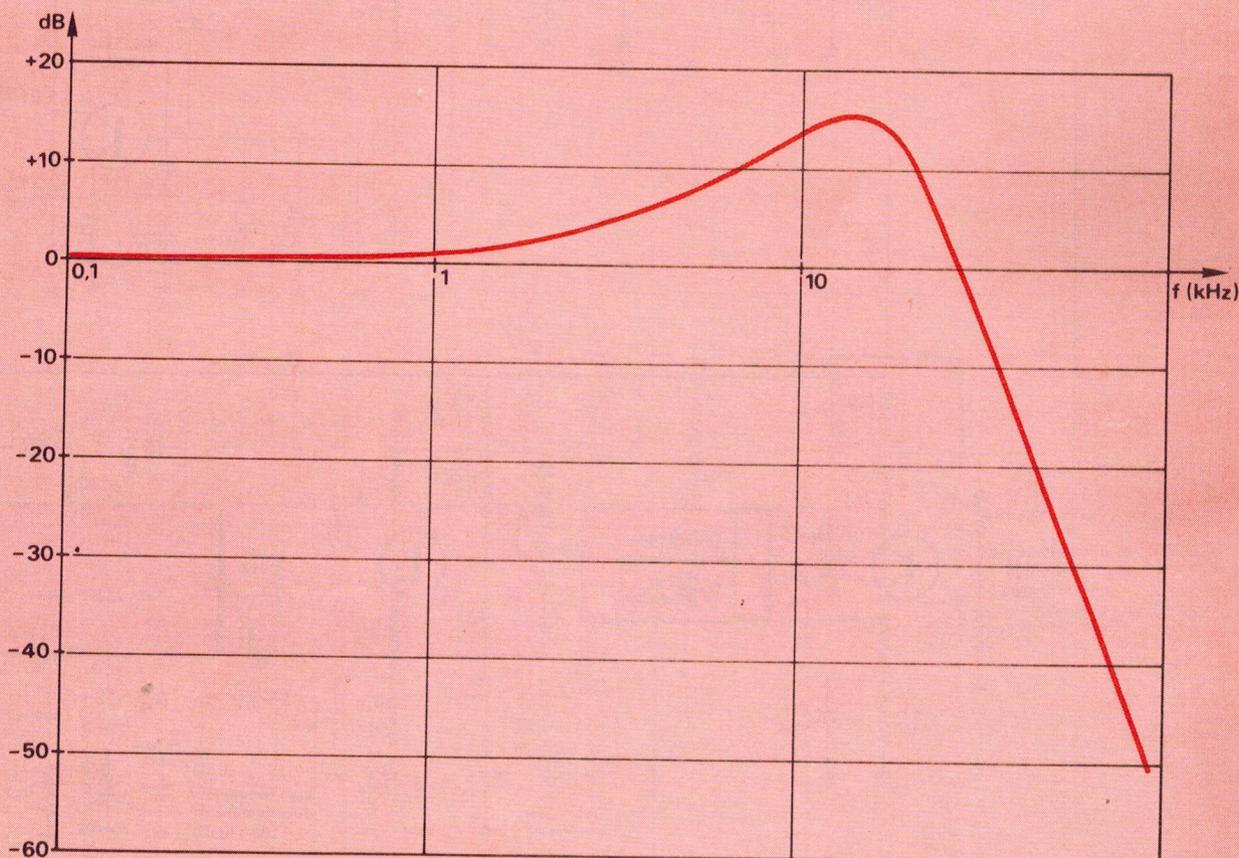
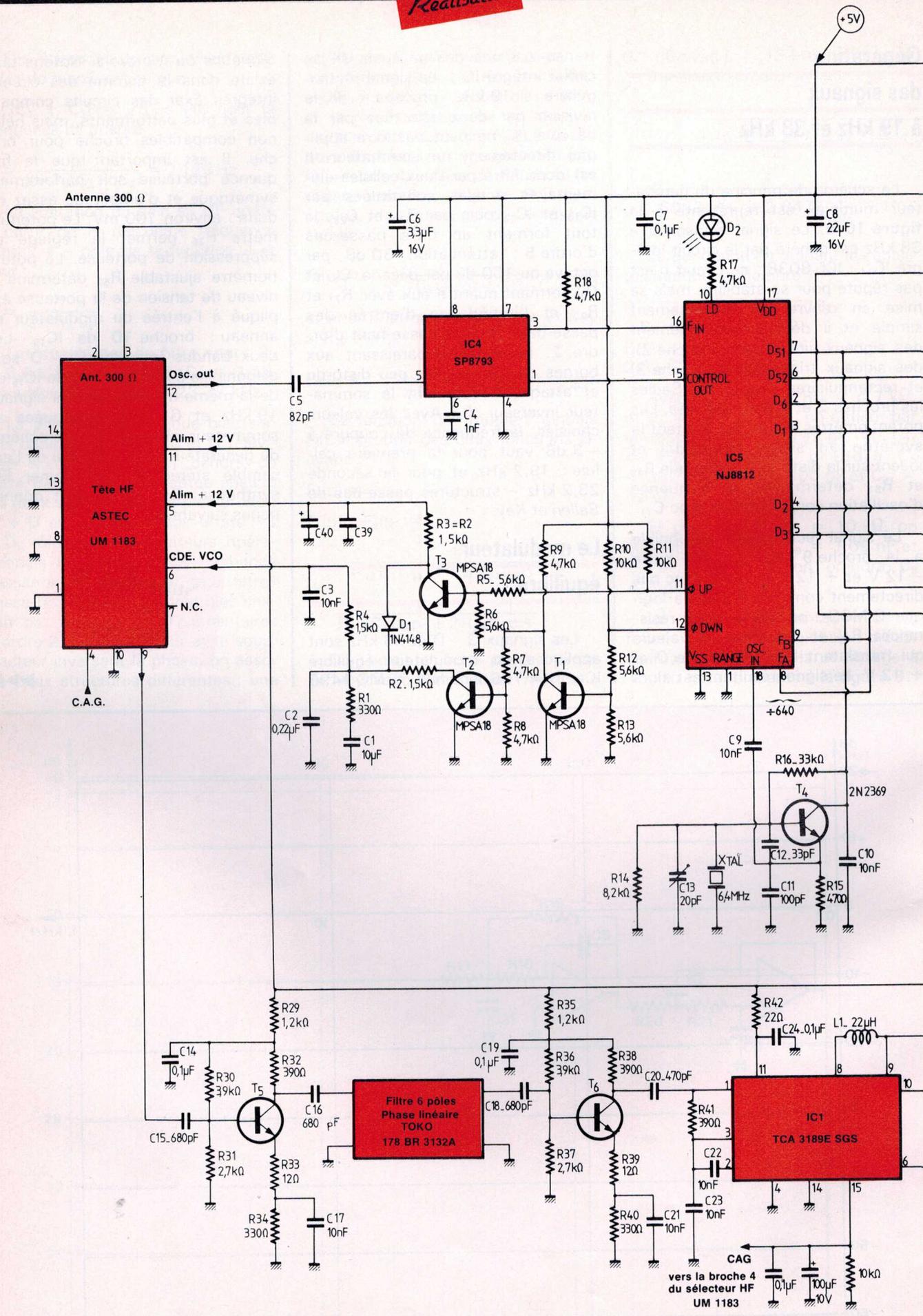


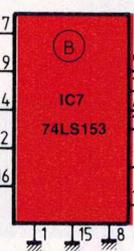
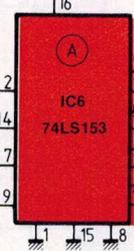
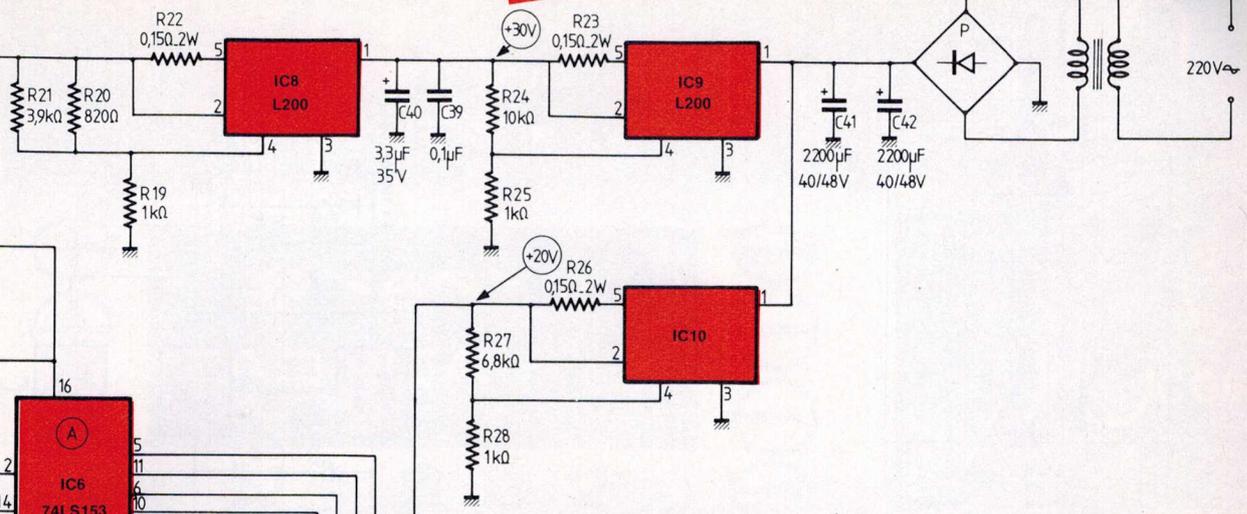
Fig. 9. - Courbe de réponse globale filtre et préaccentuation.



Ne figure pas sur le circuit imprimé

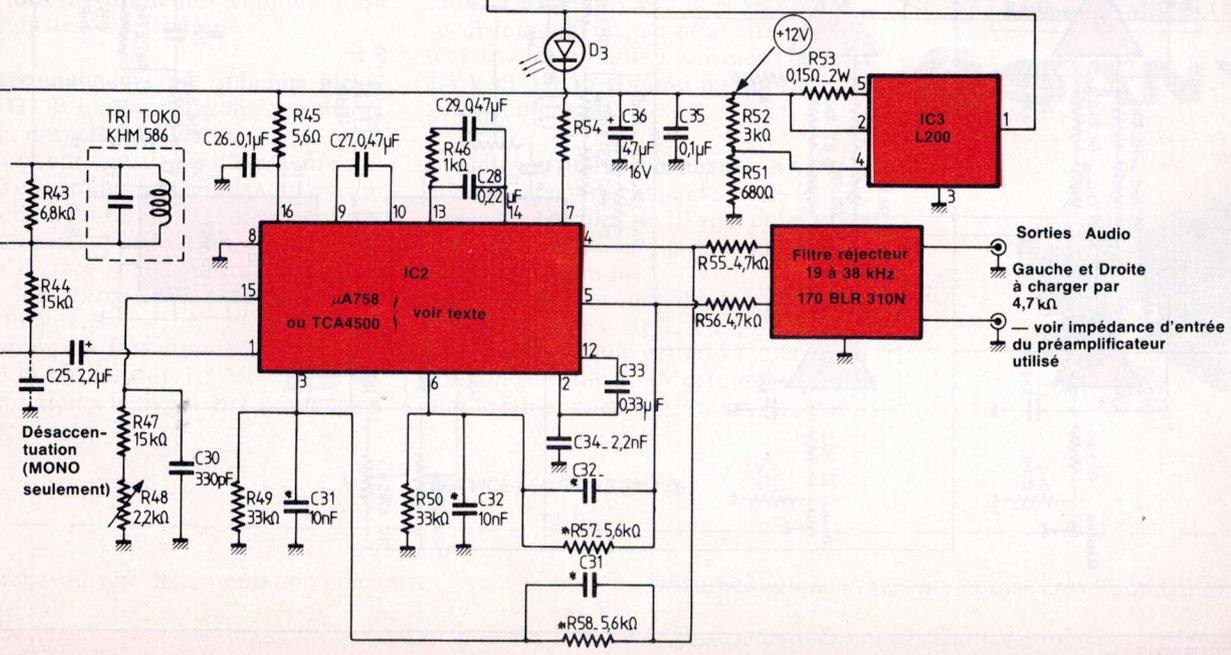
Fig. 10 b

# Réalisation



Programmation voir figures 12, 13, 14 et 15

1
2
4
8
16
32
40
80
160
320
640
1280
2560



Sorties Audio  
 ● Gauche et Droite à charger par 4,7 kΩ  
 ○ voir impédance d'entrée du préamplificateur utilisé

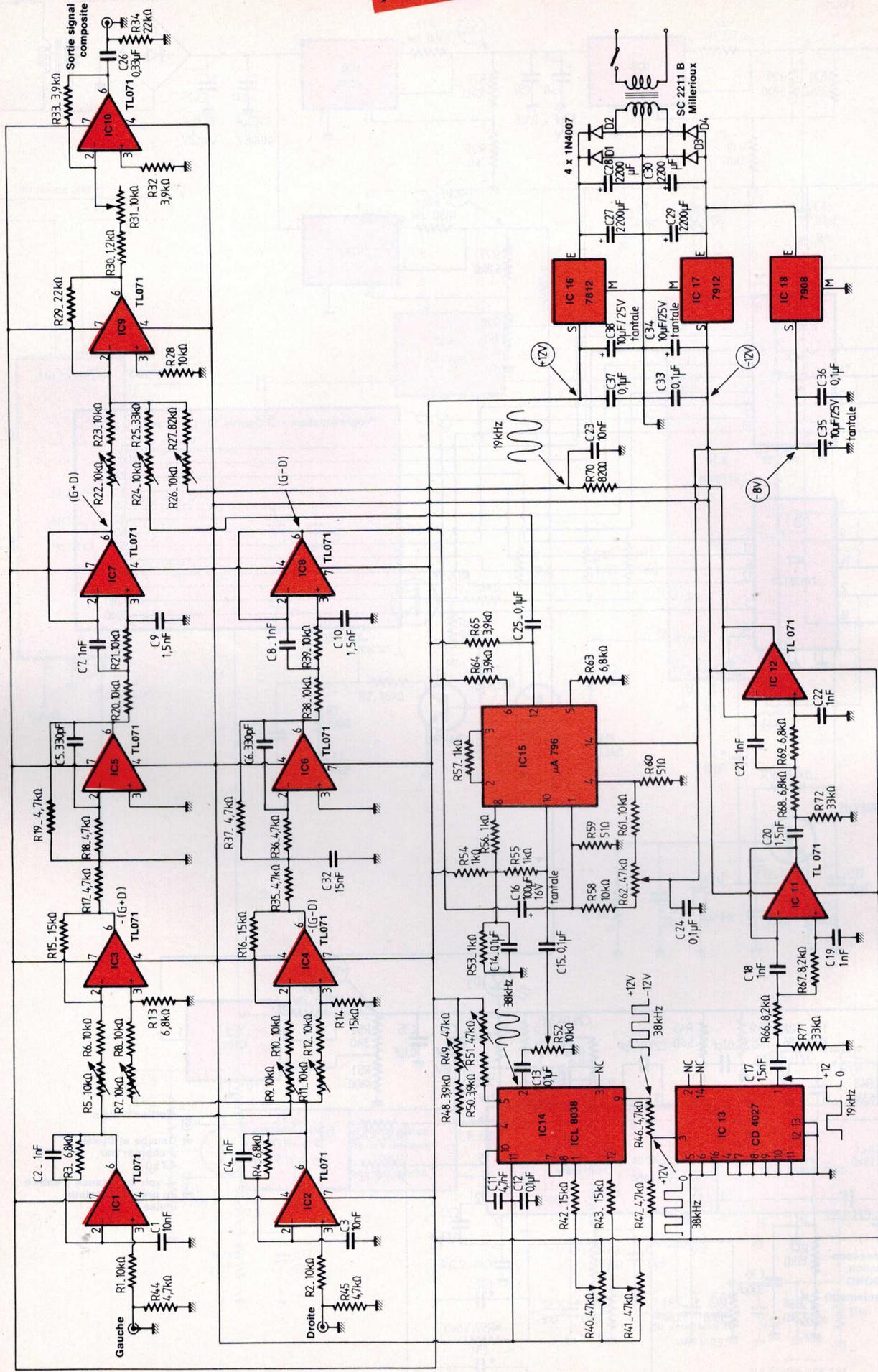


Fig. 10 a. - Schéma du générateur multiplex.

Réalisation

# Un module pour transmissions téléphoniques « Haute-Fidélité »

Initialement étudié pour permettre à deux « ordinateurs individuels » de dialoguer, par l'intermédiaire d'un réseau téléphonique, dans les meilleures conditions possibles, ce petit accessoire est riche d'autres possibilités.

Citons en particulier l'usage qui peut en être fait par les correspondants ou journalistes de radios dites « libres » pour intervenir à distance au moyen d'un micro de qualité et non plus d'un simple combiné téléphonique, ou encore par les entrepreneurs de sonorisation, pour véhiculer leurs signaux dans des conditions satisfaisantes.

Précisons que si l'utilisation de ce dispositif ne pose pas de problèmes sur les réseaux privés, il faut obtenir une autorisation avant tout raccordement au réseau public.

## L'idée de base

La bande passante de 300 à 3 400 Hz qui est celle des réseaux téléphoniques s'avère très suffisante pour un certain nombre d'applications, et notamment pour la transmission de programmes d'ordinateur, préalablement enregistrés sur cassettes.

Par ailleurs, cette largeur de bande permet une transmission satisfaisante de la parole, quitte éventuellement à effectuer à l'arrivée quelques corrections au moyen d'un égaliseur.

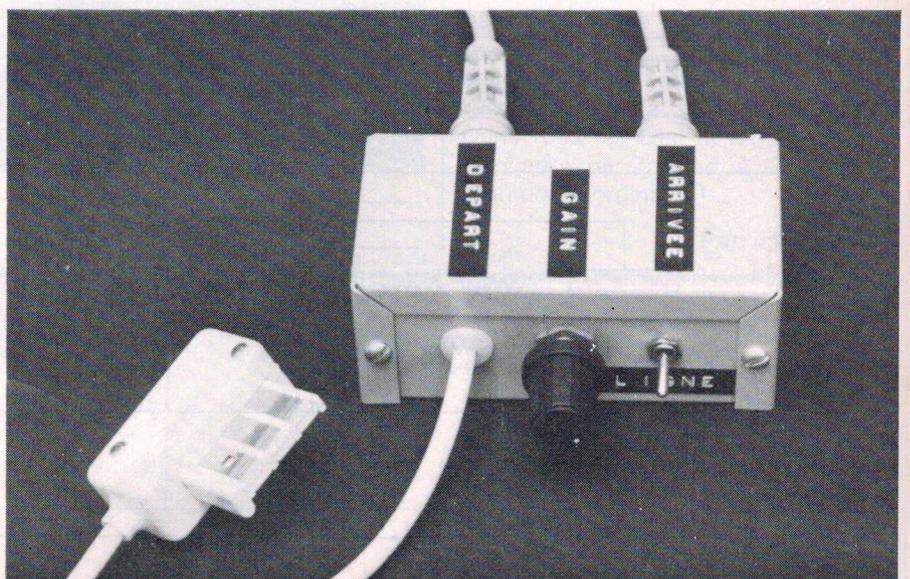
Ajoutons que, dans le cas de transmissions à l'intérieur d'un même central ou parfois d'une même ville, la bande passante peut déborder de ce minimum imposé par les normes.

Par contre, les qualités des micros à charbon, équipant encore la majorité des postes, s'avèrent catastrophiques au point de vue fidélité et

niveau de bruit, sans parler des problèmes liés à l'emploi d'un « transfo de ligne », ou d'une « bobine d'induction ».

L'idée de base qui a présidé à cette étude, a été d'imaginer un petit circuit électronique dépourvu

de transformateur, et permettant d'adapter à une ligne téléphonique commutée quelconque, tant à l'arrivée qu'au départ, toute la gamme des équipements BF, du micro dynamique au magnétophone de reportage ou à cassettes.



Pour ce faire, la tentation était grande de faire appel aux « circuits de parole » que les industriels du téléphone incorporent dans les nouvelles générations de postes « tout électronique ».

N'attendons pas davantage pour révéler que les résultats obtenus sont étonnamment supérieurs à ce que l'on est habitué à attendre d'une liaison téléphonique ordinaire.

## Le pionnier des circuits de parole...

Le LS 285 A peut être considéré comme le pionnier des circuits de parole. Mis au point par SGS-Ates en collaboration avec le spécialiste danois du téléphone qu'est LM Ericsson, son principal atout est de prendre la place du classique transformateur différentiel.

Ses caractéristiques ont été étu-

diées de façon à satisfaire aux exigences, souvent divergentes, de toutes les administrations des PTT européennes. Ceci devrait faciliter singulièrement l'obtention des autorisations dont il est fait mention dans notre introduction !

Ce circuit intégré DIL 14 contient un régulateur de tension, un convertisseur 2 fils/4 fils, et des amplificateurs de départ et d'arrivée dont les gains sont automatiquement ajustés en fonction des atténuations en ligne. Ce fonctionnement est obtenu grâce à une mesure permanente du « courant de boucle ».

La figure 1 reproduit le schéma-type diffusé par le fabricant, et dont nous nous sommes largement inspirés dans notre étude. Le respect des valeurs précises des résistances est théoriquement nécessaire lorsqu'un effet « antilocal » poussé est nécessaire.

Dans le cas qui nous intéresse,

comme nous n'envisageons que des transmissions dans un sens à la fois, on peut prendre la liberté de choisir les valeurs normalisées à 5 % les plus proches.

## Notre schéma de principe

Le schéma de la figure 2 montre quelques modifications rendues nécessaires par notre cas d'application particulier.

En premier lieu, le montage devant pouvoir accepter des signaux de tous niveaux, depuis les 0,2 mV d'un micro jusqu'à 1 V et plus dans le cas de la sortie « ligne » d'un magnétophone, il a été prévu un potentiomètre de 1 MΩ permettant de faire varier la sensibilité dans une large fourchette.

Côté sortie, par contre, il a été

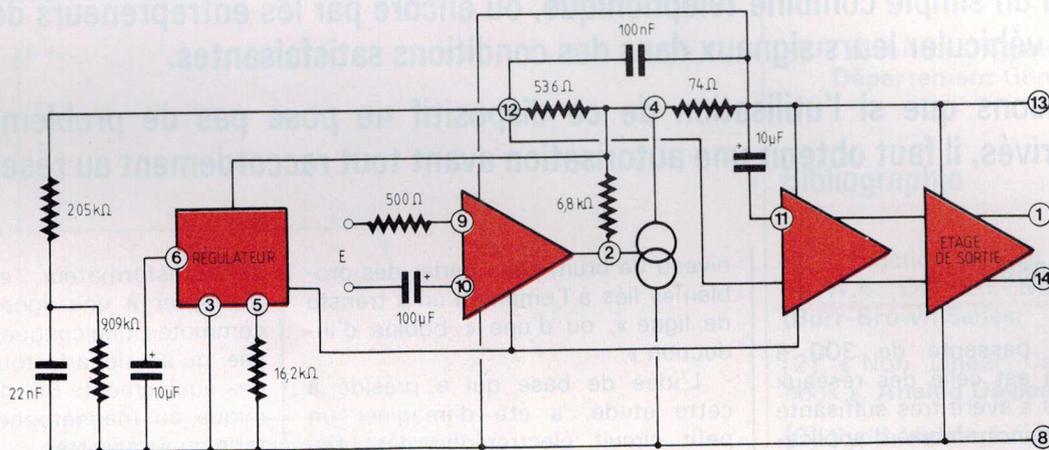


Fig. 1

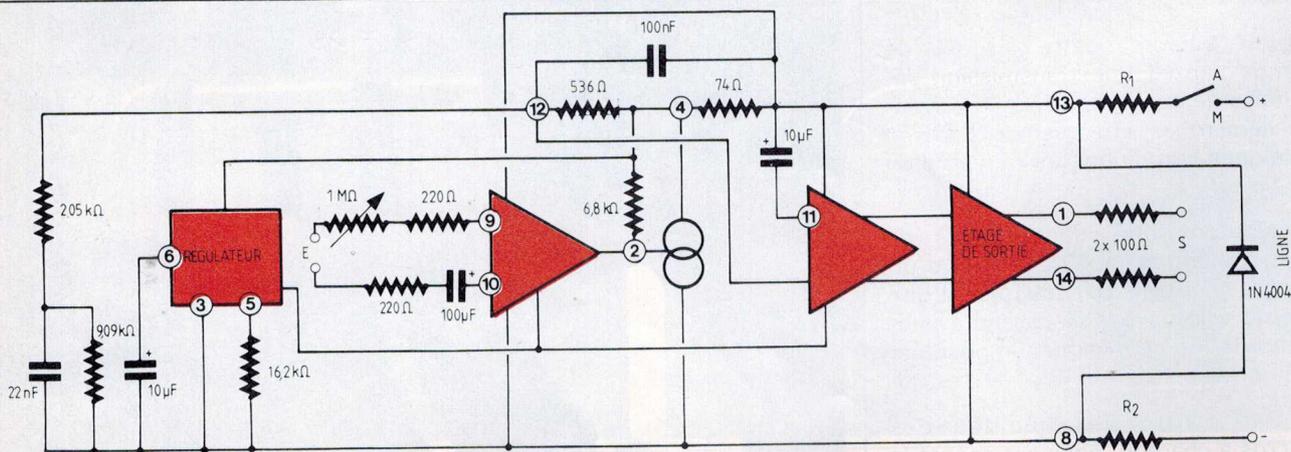


Fig. 2

prévu un niveau fixe d'environ 800 mV, ce qui suffit pour attaquer tout amplificateur, ou même un casque 600Ω.

Deux résistances,  $R_1$  et  $R_2$ , de valeur nominale 100 Ω, mais pouvant être modifiées à volonté, servent à fixer le courant de boucle à une va-

leur convenant au réseau utilisé (30 à 50 mA en général).

Une diode protège le montage contre les inversions de polarité, que l'on peut cependant éviter en prévoyant un pont redresseur comme indiqué à la **figure 3**.

Un interrupteur permet enfin de

« prendre » ou de « libérer » la ligne selon les besoins de l'exploitation.

Le plan de câblage de la **figure 3** correspond au circuit imprimé représenté sur cette même figure.

On peut, pour les entrées et sorties, utiliser des prises DIN, ou d'autres modèles, mais il est **impératif** qu'aucun point commun électrique n'existe entre les circuits d'entrée et de sortie, lesquels doivent également être absolument flottants par rapport à la terre. Il est donc intéressant d'utiliser un boîtier en plastique, faute de quoi on aura à prévoir des mesures d'isolement des prises.

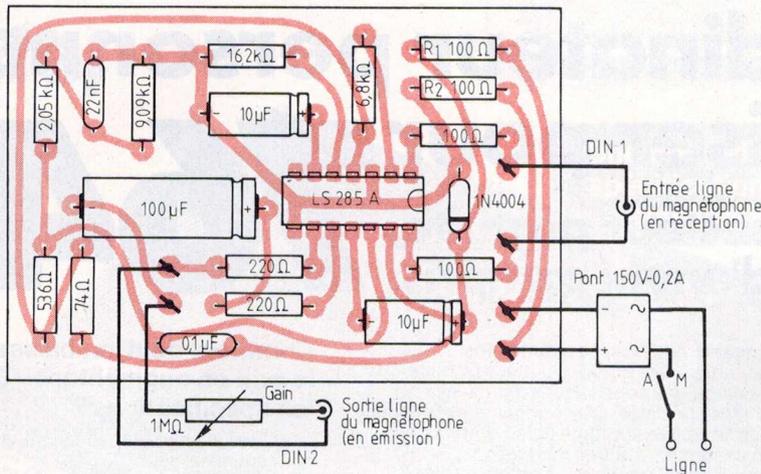


Fig. 3

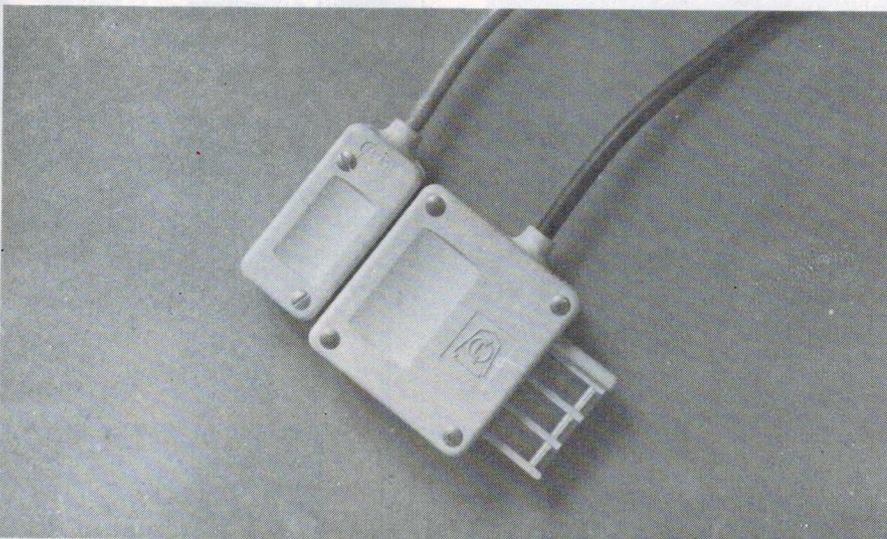


Photo 2

### Utilisation

Le plus commode est d'utiliser cet accessoire en liaison avec un poste téléphonique ordinaire servant à émettre les appels (au cadran) ou à la recevoir (sur sonnerie).

Le montage se branche en parallèle sur la ligne, soit par l'intermédiaire d'une installation à plusieurs prises, soit grâce à un conjoncteur « gigogne ». Dès la communication établie, on basculera sur « marche » l'interrupteur du montage, et on raccrochera le poste.

On aura intérêt à repérer les positions du bouton de « gain » correspondant aux sources sonores les plus souvent utilisées. On notera cependant qu'avec un micro dynamique, le potentiomètre doit être placé en position de résistance minimum.

Le fabricant ne précise pas la bande passante pouvant être obtenue, mais nous l'avons trouvée excellente, ainsi d'ailleurs que les caractéristiques de souffle du circuit. Dans tous les cas, la différence est frappante par rapport à l'utilisation d'un poste ordinaire !

Patrick Gueulle