

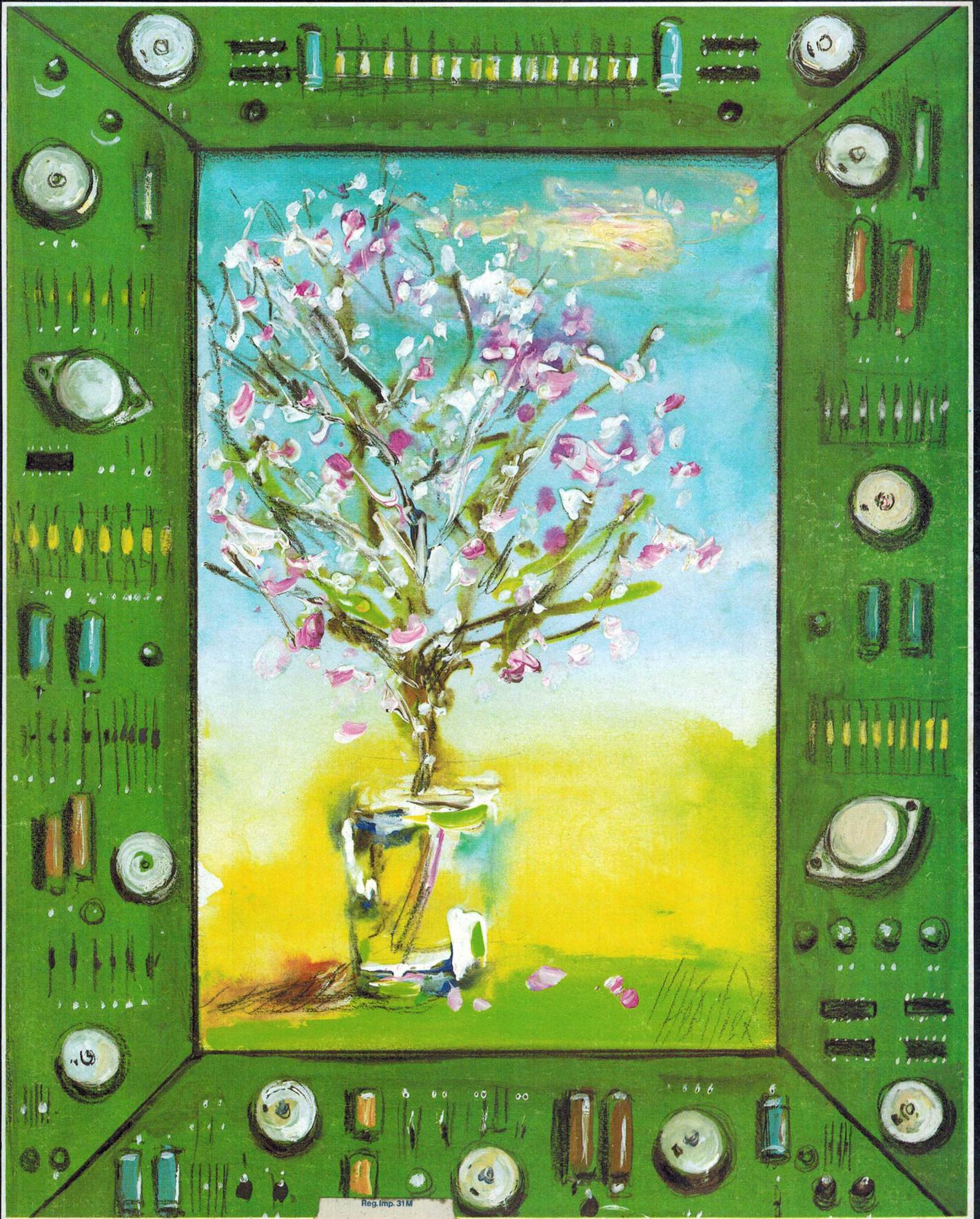
# ELECTRONIQUE

APPLICATIONS

Bimestriel N° 29 - 18 F

Avril-Mai 1983

I.S.S.N. 0243 489 X



Reg. Imp. 31 M

400

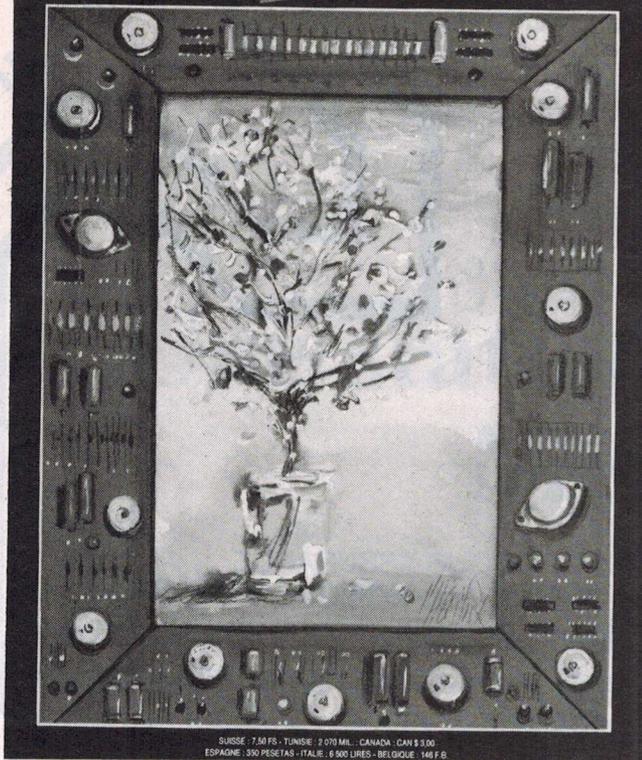
2 070 MIL. : CANADA : CAN \$ 3.00

# ELECTRONIQUE

Bimestriel N° 29 - 18 F  
Avril-Mai 1983

APPLICATIONS

155 N 0247 480 X



SUISSE: 750 F.S. - TUNISIE: 2 070 ML. - CANADA: CAN \$ 5.00  
ESPAGNE: 300 PESCETAS - ITALIE: 5 500 LIRE - BELGIQUE: 146 F.B.

**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 - Télex : PGV 230472 F

Président-Directeur Général,

Directeur de la Publication :

**Jean-Pierre Ventillard**

Rédacteur en chef :

**Jean-Claude Roussez**

Maquette : **Michel Raby**

Coordinateur technique :

**Jean-Marc Le Roux**

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 1983 - Société Parisienne d'Édition

Dépôt légal : Mars 1983 N° éditeur : 1092

« 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

Le directeur de la publication : J.-P. Ventillard - Imprimerie Edicis, 91019 Evry - Commission Paritaire N° 59-178 - Dépôt légal Mars 1983

N° 29 - AVRIL-MAI 1983

*Asoufa*

## SOMMAIRE

### Analyse

Traitement par redondance  
des signaux digitaux perturbés 88

### Applications

Une station de réception d'images « Meteosat » 5

Un contrôleur de paramètres « audio » 15

### Composants

Photocoupleurs rapides : quelques applications 55

Mosfet de puissance : l'ère de la sécurité 76

### Médical

Nuisances électromagnétiques et santé (II) 61

Médecine nucléaire : l'ère du cyclotron 83

### Micro informatique

Un système multi-temporisateurs 23

Lecture par ordinateur d'un affichage codé BCD 43

Un manipulateur Morse automatique 47

Laissez votre ZX-81 projeter vos diapositives 51

### Réalisation

Un compteur de bande pour magnétophone 35

Bibliographie 33

Schémathèque 93

Nouveautés 98

Répertoire 1982 102

Cartes « Service-Lecteurs » 107-108

Ont participé à ce numéro : P. Aloisi, Ph. Arnould, J. Berru, M. Cattoën, J. Ceccaldi, R. Chassagnon, C. Crespin, P. Gueulle, P. de Halleux, M. Jousset, J. Sabourin, H. Schreiber, J. Trémolières.

Applications

# Un contrôleur de paramètres « audio »

L'intégration sans cesse croissante des circuits linéaires permet maintenant aux passionnés des techniques audio (haute-fidélité, autoradios, téléviseurs, ou autres) de réaliser un circuit de contrôle des paramètres de base d'un amplificateur-préamplificateur stéréophonique (tonalité, volume, balance, loudness) à partir de tensions continues, et cela dans un faible encombrement. Deux circuits, maintenant disponibles, sont en effet prévus à cette intention chez National Semiconductor, les LM 1035 et LM 1036 qui ne diffèrent que par leurs caractéristiques de bruit.

## Les mérites de l'intégration

Intégrer, miniaturiser, telles sont actuellement les directives suivies par la technologie. Et, si l'on voit couramment plusieurs dizaines de milliers de transistors intégrés dans un boîtier pour réaliser des microprocesseurs, dans le domaine audio, il n'y a que peu de composants intégrant plusieurs fonctions; parfois même, les circuits de tonalité sont encore à transistors. Les deux circuits de NS dont nous allons parler dans cet article présentent l'intérêt de n'avoir qu'un seul élément actif et de réaliser une implantation simple dans un encombrement réduit (le boîtier possède 20 broches réparties sur une largeur classique de 7,62 mm soit 3 pas de 2,54 mm), tout en effectuant les contrôles de tonalité, de volume, de balance et de correction physiologique (loudness) sur les deux canaux d'un amplificateur-préamplificateur stéréophonique.

Bien entendu, pour une vraie haute-fidélité, il faudra réaliser les correcteurs classiques du préamplificateur (RIAA, NAB,...) avec des filtres à amplificateurs opérationnels, par exemple.

## Cinq commandes pour un circuit intégré

Les LM 1035 et LM 1036 sont, en fait, deux circuits intégrés, commandés en tension, à cinq paramètres: volume, balance, correcteur physiologique (loudness), correcteur de graves et correcteur d'aigus. Destinés principalement à des applications audio (amplificateurs stéréophoniques, télévision,...) ils peuvent également être utilisés bien au-delà des fréquences audibles, puisque leurs réponses en fréquence, plates jusqu'à 16 kHz, décroissent de 1 dB jusqu'à 250 kHz, ce qui est remarquable et permet la réalisation d'égaliseurs à large bande (fig. 1).

Alimentés par une tension pouvant être comprise entre 8 et 18 V pour le modèle LM 1035, ou entre 8 et 14 V pour le modèle LM 1036, ils ne comportent, en fait, que quatre entrées de commandes en tension qui sont: celle des graves, celle des aigus, celle de volume et celle de balance. La correction physiologique (loudness) est réalisée en agissant sur les correcteurs de tonalité (graves et aigus) par une autre tension continue dépendant du contrôle de volume.

Chaque tension continue de commande est obtenue par un système commun de télécommande, ou bien directement par un potentiomètre polarisé à partir d'une tension régulée par une diode Zener intégrée sur la puce du circuit. De plus, chaque réponse en tonalité est définie d'après la valeur du condensateur choisi à cet effet, et qui peut être déterminée à partir de courbes.

Le signal d'entrée, que ce soit celui de la voie gauche ou celui de la voie droite, attaque le circuit interne de volume, dont la commande se fait sur une dynamique de 80 dB; puis il est filtré par les deux circuits parallèles de correction des graves et des aigus, ceux-ci agissant à  $\pm 15$  dB, à partir du zéro relatif à niveau constant (volume). Enfin, le signal d'entrée passe par le circuit doseur de la balance et sort définitivement du boîtier pour aller attaquer l'étage d'amplification désiré par l'utilisateur.

Fabriqués pour le grand-public (gamme de température de 0 à 70 °C), ces circuits ont une séparation des canaux de 75 dB, une faible distorsion (0,05 % typique pour un niveau d'entrée de 1 V RMS), et ont un bon rapport signal/bruit (80 dB typique pour le LM 1035 et 81 dB pour le

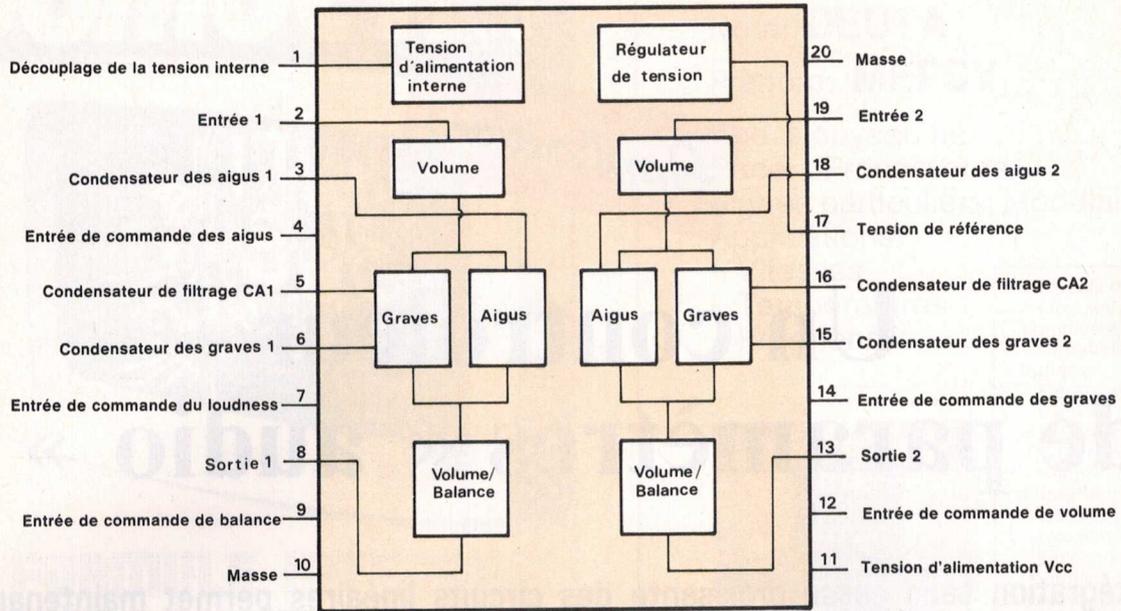


Fig. 1. - Organisation interne, par fonctions, des circuits LM 1035 et LM 1036 de National Semiconductor.

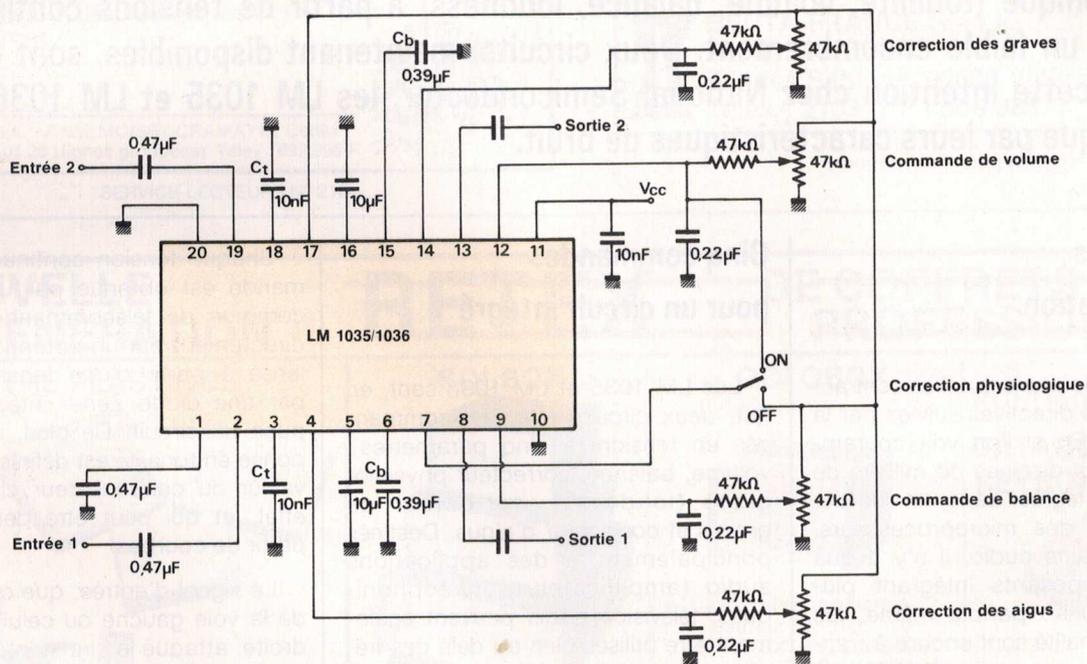


Fig. 2. - Schéma d'application standard des deux circuits LM 1025 et LM 1036.

LM 1036, valeurs non pondérées obtenues à gain maximal entre 100 Hz et 20 kHz). Signalons aussi que le niveau de bruit à la sortie pour un gain minimal est de 25  $\mu$ V pour LM 1035, et de 7  $\mu$ V pour le LM 1036 (valeurs typiques).

## Les commandes de tonalité

Une optimisation des corrections de tonalité peut être obtenue pour

toute application (fig. 2), en calculant les valeurs appropriées des condensateurs  $C_t$  (aigus) et  $C_b$  (graves). Pour une application classique audiofréquence, les valeurs standard du schéma sont suffisantes ( $C_t = 0,01 \mu$ F et  $C_b = 0,39 \mu$ F, fig. 3). Cependant, afin de permettre à chacun d'adapter l'ensemble à son oreille, ou de recalculer les valeurs au-delà du domaine audible, nous donnons ci-après les formules des fonctions de transfert :

- correction des graves :  $T_g(j\omega)$

$$= \frac{1 + \frac{0,00065(1-ab)}{j\omega C_b}}{1 + \frac{0,00065ab}{j\omega C_b}}$$

- correction des aigus :  $T_a(j\omega)$

$$= \frac{1 + j\omega 5500(1-at)C_t}{1 + j\omega 5500atC_t}$$

dans lesquelles  $ab = at = 0$  pour un relèvement maximal des graves et des aigus, ou bien  $ab = at = 1$  pour une atténuation maximale. Pour les valeurs du schéma :  $C_b = 0,39 \mu$ F et  $C_t = 0,01 \mu$ F, nous obtenons un relève-

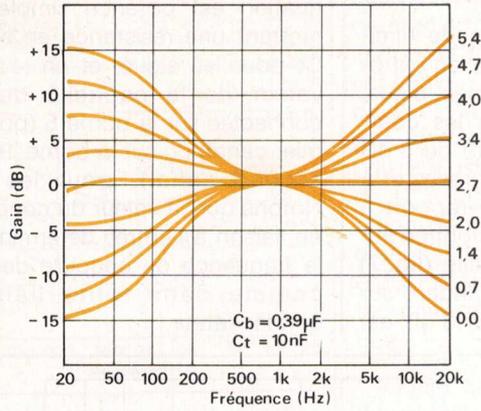


Fig. 3. — Action des correcteurs de tonalité avec les valeurs standard de  $C_b$  et  $C_t$  (respectivement  $0,39 \mu F$  et  $0,01 \mu F$ ).

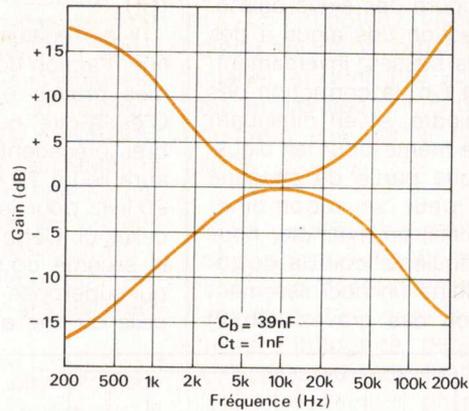


Fig. 4. — On retrouve les mêmes courbes, quelle que soit la fréquence centrale. Ainsi, pour  $10 \text{ kHz}$  :  $C_b = 0,039 \mu F$  et  $C_t = 0,001 \mu F$ , l'action est identique et l'on pourra se référer aux figures standard en multipliant les fréquences par 10.

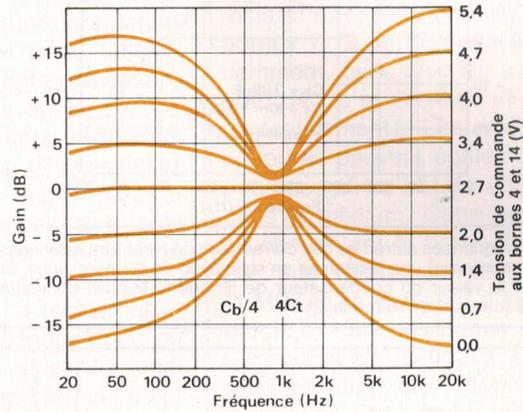
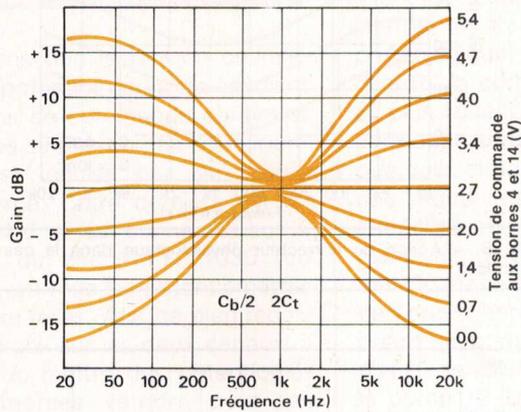


Fig. 5. — Une action plus ou moins accentuée des correcteurs peut être volontairement donnée au circuit, en fonction des valeurs de  $C_b$  et  $C_t$ ...

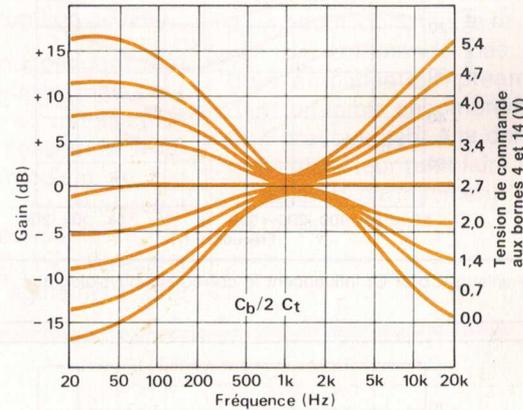
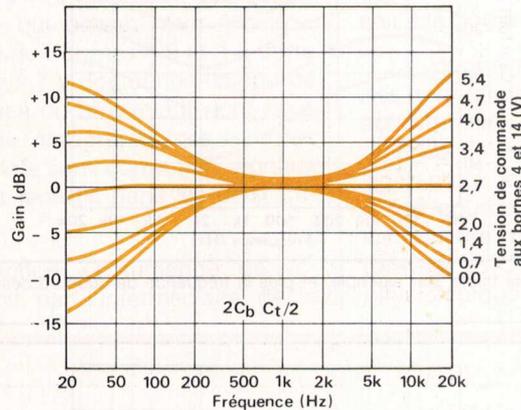


Fig. 6. — ... que ce soit en augmentant ou en diminuant l'effet, ou même en n'agissant que sur les graves (par exemple).

ment, ou une atténuation, de  $15 \text{ dB}$ , soit  $\pm 15 \text{ dB}$  autour du zéro relatif, aux fréquences de  $40 \text{ Hz}$  et de  $16 \text{ kHz}$  ; et cela centré sur  $1 \text{ kHz}$  environ.

Notons au passage que, si l'utilisateur travaille à des fréquences plus hautes, il peut centrer l'action des correcteurs sur n'importe quelle fréquence, et il retrouvera les mêmes caractéristiques décalées en fréquence.

Par exemple, un correcteur centré sur  $10 \text{ kHz}$ , soit donc pour des valeurs  $C_b = 0,039 \mu F$  et  $C_t = 0,001 \mu F$ , effectuera les  $\pm 15 \text{ dB}$  à  $400 \text{ Hz}$  et à  $160 \text{ kHz}$  (fig. 4).

Les courbes données par le constructeur montrent des exemples de réponses en fréquences pour des valeurs fixes de  $C_b$  et  $C_t$ . La première est la courbe standard avec les va-

leurs citées dans les quelques lignes précédentes. La seconde est donnée pour  $C_b/2$  et  $2 C_t$ , la troisième pour  $C_b/4$  et  $4 C_t$ , la quatrième pour  $2 C_b$  et  $C_t/2$  et la cinquième pour  $C_b/2$  et  $C_t$ .

Nous remarquerons ainsi qu'en diminuant la valeur de  $C_b$ , la fréquence de coupure des graves augmente ; la correction des graves commencera donc à agir plus haut en fréquence.

De même, en augmentant  $C_t$ , la fréquence de coupure des aigus baisse, d'où une correction des aigus à des fréquences plus basses. Inversement, en augmentant  $C_b$ , la correction des graves est moindre, et en diminuant  $C_t$ , il en est de même pour les aigus. Bien sûr, chaque partie de chacune des courbes peut se recombinaer (fig. 5 et 6). Ainsi, en exemple, nous donnons la cinquième courbe de tonalité qui combine un accroissement de la correction des graves ( $C_b/2$ )

avec un réglage standard des aigus ( $C_t$ ).

Il est également possible de diminuer l'action des corrections en extrêmes graves ou en extrêmes aigus. C'est-à-dire qu'en gardant les courbes précédentes, une perte de 3 dB aura lieu à 20 Hz pour les graves et à 20 kHz pour les aigus, par rapport à celles-ci. Cette action est montrée sur la sixième courbe de tonalité (fig. 7) qui superpose la courbe standard sur celle où une atténuation de 3 dB est

créée à 20 Hz et à 20 kHz. Cette atténuation est obtenue simplement en mettant une résistance en série avec  $C_t$  pour les aigus, et en réduisant la valeur de la capacité de filtrage connectée sur la borne 5 (pour le premier canal) ou sur la borne 16 (pour le second canal). Notons que la valeur du condensateur de liaison à l'entrée déterminera aussi la fréquence de coupure des graves, comme dans toute liaison par condensateur.

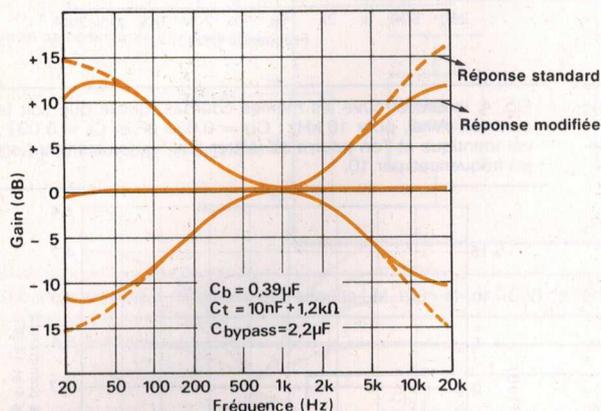


Fig. 7. — Les fréquences extrêmes des correcteurs peuvent être atténuées de 3 dB en incorporant une résistance en série avec  $C_t$  pour les aigus, et en diminuant la valeur du condensateur de filtrage C bypass connecté aux bornes 5 (canal 1) et 16 (canal 2).

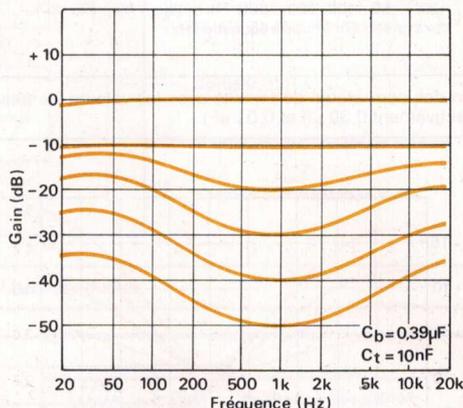


Fig. 8. — Action du correcteur physiologique dans le cas du circuit standard.

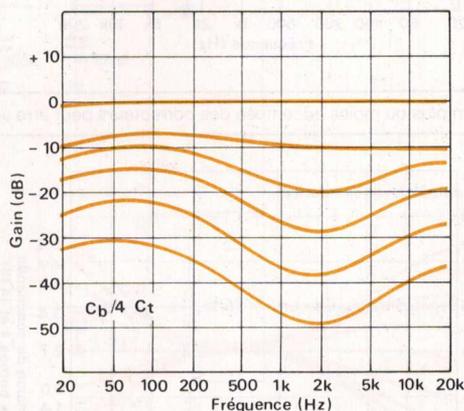
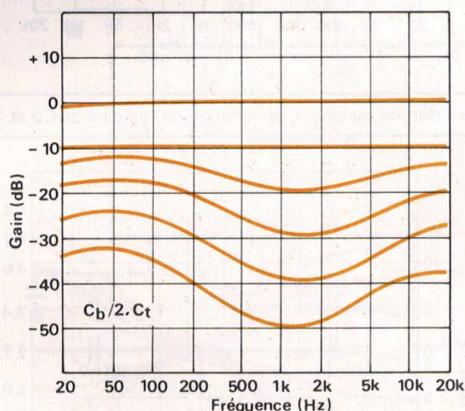


Fig. 9. — Les valeurs  $C_b$  et  $C_t$  influencent le correcteur physiologique. Plus  $C_b$  est faible, par exemple, et plus la fréquence de coupure des graves est haute.

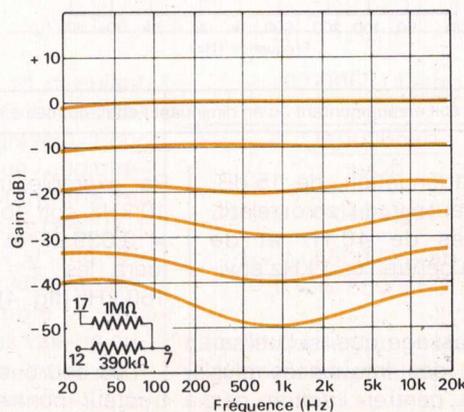
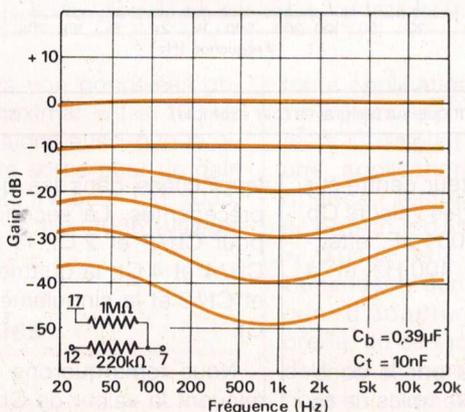


Fig. 10. — L'action du filtre de « loudness » peut être amoindrie en incorporant un réseau de résistances entre les bornes 7, 12 et 17 : 1 MΩ entre 7 et 17, 220 kΩ entre 7 et 12 (figure de gauche), ou 1 MΩ et 390 kΩ (figure de droite).

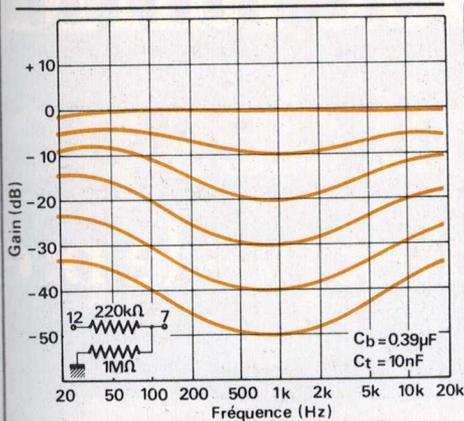


Fig. 11. — Un large creux dans le médium peut se créer en reliant la borne 7 à la masse par une résistance de 1 M $\Omega$ , et à la borne 12 par 220 k $\Omega$ .

## Les autres commandes

Rappelons que la tension de référence des potentiomètres qui envoient les tensions de commande continues appropriées sur les bornes correspondantes, est réglée par une diode Zener interne. Cette dernière est un modèle 5,4 V, et est connectée sur la borne 17 du circuit LM 1035 (ou LM 1036), où tous les potentiomètres doivent être reliés. Afin de bien répartir les tensions sur les deux canaux, il faudra donc mettre des potentiomètres de mêmes valeurs pour les contrôles de tonalité et la balance ; il faudra aussi ajuster l'ensemble de façon à obtenir la moitié de la tension — soit 2,7 V — à mi-course des potentiomètres, qui doivent être linéaires. Appliquée aux bornes 4,9 et 14, cette tension de 2,7 V doit donner la courbe de référence du zéro relatif dont nous parlions au paragraphe des tonalités (courbe plate sans correction, signaux également répartis dans les deux canaux).

La fonction « commande de volume » agit par l'intermédiaire de la

borne 12, en même temps sur les deux canaux. Elle comprend un circuit de soutien au signal en cas de bruit important lorsque le niveau du signal est faible. Toutes les valeurs indiquées peuvent être changées du moment que les niveaux de sortie n'excèdent pas 2 V RMS pour une alimentation de 12 V, ou 1 V RMS pour une alimentation de 8 V. De même, les signaux d'entrée doivent être inférieurs à 2 V RMS (12 V en alimentation) pour éviter une saturation des étages d'entrée.

Quant au correcteur physiologique (loudness), l'action se porte sur la borne 7 vers laquelle une tension continue est envoyée. Celle-ci est fixe et dépend du réglage de volume. Si la borne 7 est connectée à la tension de référence réglée par la diode Zener interne, il n'y a aucune correction physiologique. Mais si cette tension décroît, la correction entre en action, et plus la tension sera faible, plus la correction sera importante (rappelons que celle-ci agit par un réhaussement des fréquences graves/aigus, ou à un affaiblissement des fréquences du médium, afin de compenser l'atténuation dans le grave et dans l'aigu, au niveau de l'oreille humaine). La tension attaquant, la borne 7 dépendra donc du niveau de volume d'où sa connexion à la borne 12 lorsqu'une correction est désirée. C'est pourquoi un inverseur commutera la borne 7 soit à la tension de référence de la diode Zener (sans action du correcteur physiologique), soit à la borne 12 (correction active).

Le loudness agit indépendamment des correcteurs de tonalité, mais peut accroître leur action en modifiant la réponse de base de l'ensemble — un léger creux dans le médium au lieu d'une courbe plate — en changeant les valeurs des condensateurs C<sub>b</sub> (graves) et C<sub>t</sub> (aigus). Le correcteur physiologique peut également être

modifié en incorporant un réseau de résistances entre les bornes 7, 12 et 17, afin d'obtenir différents niveaux d'attaque de la broche 7 du circuit intégré, et donc des actions différentes sur les fréquences donc le niveau doit être réhaussé, en fonction du volume.

La première courbe de correction physiologique (fig. 8) représente l'action du loudness dans le cas du circuit standard. Les deux suivantes montrent l'influence des valeurs des condensateurs de tonalité C<sub>b</sub> et C<sub>t</sub> sur le correcteur physiologique. En effet, nous voyons que plus l'on baisse la valeur de C<sub>b</sub> et plus l'apport de graves se fait à de hautes fréquences (fig. 9). Sur les figures 10 et 11 apparaissent les effets d'un réseau de résistances connectées entre les bornes 7, 12 et 17 comme dit précédemment, cela avec les valeurs standard de C<sub>b</sub> et C<sub>t</sub> (0,39  $\mu$ F et 0,01  $\mu$ F respectivement). Les fréquences de coupures peuvent également être repoussées afin d'obtenir un large creux dans le médium. Cette action se fait en connectant la borne 7 à la masse par une résistance de forte valeur (1 M $\Omega$ ) et en la reliant à la broche 12 par une autre résistance de 220 k $\Omega$ . La courbe de la figure 11 donne la représentation des effets ainsi obtenus avec toujours les valeurs standards de C<sub>b</sub> et C<sub>t</sub>.

Les circuits LM 1035 et LM 1036 permettent donc de faire un bon circuit de commande des paramètres d'un amplificateur/préamplificateur, dans un faible encombrement, et surtout pratiquement à la demande puisque l'utilisateur peut faire ce qu'il veut et adapter parfaitement l'ensemble à sa propre oreille.

P. de Halleux

Réalisation

# Un compteur de bande pour magnétophone

La plupart des compte-tours livrés avec un magnétophone possèdent une remise à zéro qui est utilisée une fois que l'on a ramené la bande magnétique à son début. Ceci est contraignant dans le cas où l'on désire prendre un passage sur une autre cassette pour ensuite revenir à la précédente, car cela nécessite, dans tous les cas, de retourner au début de la bande pour la remise à zéro du compteur.

Le montage dont la description suit permet de s'affranchir de cette remise à zéro. Cela est particulièrement intéressant pour rechercher des programmes pour micro-ordinateur enregistrés sur cassette, ou pour retrouver des passages musicaux pour sonoriser des films, par exemple.

## Principe

Le schéma de principe est représenté à la figure 1.

Deux capteurs, qui peuvent être sous forme de phototransistor ou un contact électrique, fournissent une impulsion électrique à chaque tour d'une des bobines.

Le capteur rattaché à la bobine A est relié à un multiplicateur de fréquence, qui fournit 256 impulsions à chaque tour de la bobine A. Ces impulsions vont vers un compteur qui est remis à zéro à chaque tour de la bobine B. Avant la remise à zéro du compteur, la valeur présente sur ce dernier est mémorisée et transférée vers les afficheurs.

Au début de la bande magnétique, la bobine A, qui supporte une grande épaisseur de bande, tournera moins vite que la bobine B qui ne supporte qu'une faible quantité de bande. Le rapport des diamètres étant dans ce cas de l'ordre de 2,5, le chiffre affiché sera de l'ordre de 100. Tandis qu'à la fin de la bande la taille des bobines a été inversée, le chiffre présent à l'affichage sera de l'ordre de 500.

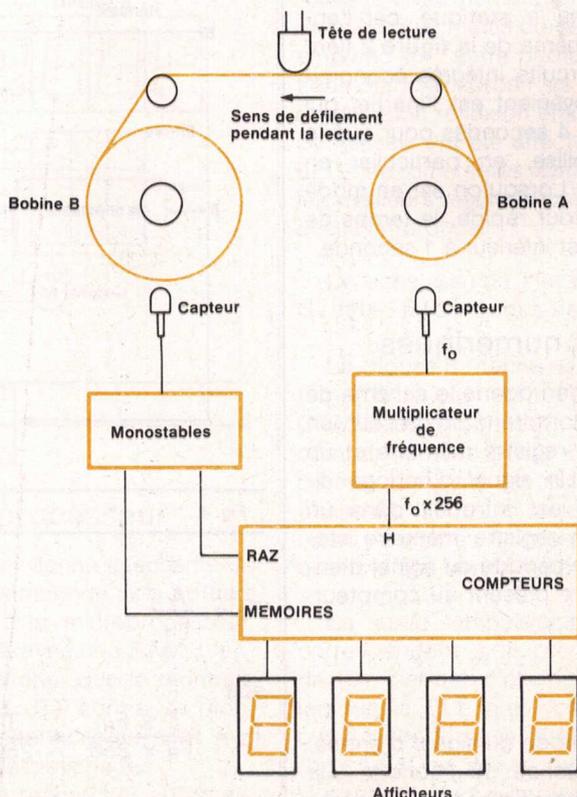


Fig. 1.

Le principe de ce compte-tour est de mesurer les vitesses relatives des deux bobines, ce qui évite la traditionnelle remise à zéro dont il était question plus haut.

## Multiplicateur de fréquence

La partie du montage la moins simple à réaliser est le multiplicateur de fréquence. Trois solutions se présentent, ayant chacune des avantages et des inconvénients que l'on va examiner.

- Les solutions mettent en œuvre :
- un circuit PLL ;
  - des circuits numériques ;
  - un microprocesseur.

### Utilisation d'une PLL

Le schéma de principe est donné à la figure 2.

Le signal d'entrée est introduit dans le comparateur de phase qui agira sur un VCO (« voltage-controlled oscillator »), selon que l'on est déphasé en avance ou en retard sur le signal de sortie divisé par 256. La figure 3 illustre le diagramme des temps de la figure 2.

Ce schéma est relativement simple à réaliser dans la pratique, car l'ensemble du schéma de la figure 2 tient dans deux circuits intégrés économiques. L'inconvénient est l'inertie, qui demande 3 à 4 secondes pour que la PLL se stabilise, en particulier en mode lecture. Lorsqu'on est en mode avance ou retour rapide, le temps de stabilisation est inférieur à 1 seconde.

### Utilisation de circuits numériques

La figure 4 en donne le schéma de principe, qui comprend un diviseur, un compteur, un registre mémoire et un décompteur. Un signal d'horloge divisé par 256 est introduit dans un compteur. Un registre mémoire stocke, à chaque période du signal d'entrée, le nombre présent au compteur. Ce nombre est :

$$A = \frac{T \times F_H}{256}$$

où T est la période du signal d'entrée, et  $F_H$  la fréquence de l'horloge. Ce nombre est chargé dans un décompteur à chaque passage à zéro. La période entre chaque passage à zéro de ce décompteur est :

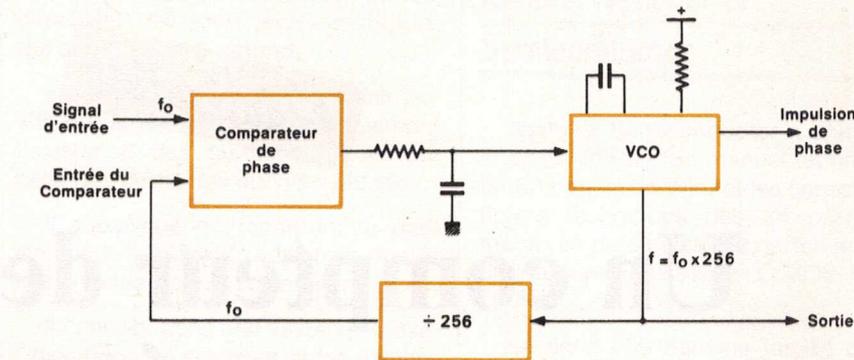


Fig. 2.

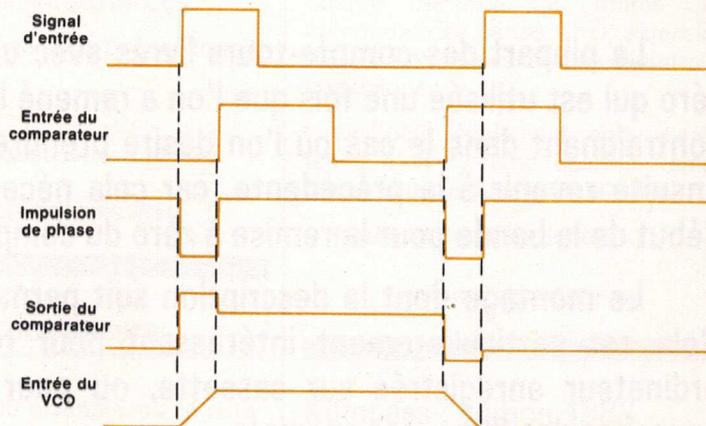


Fig. 3.

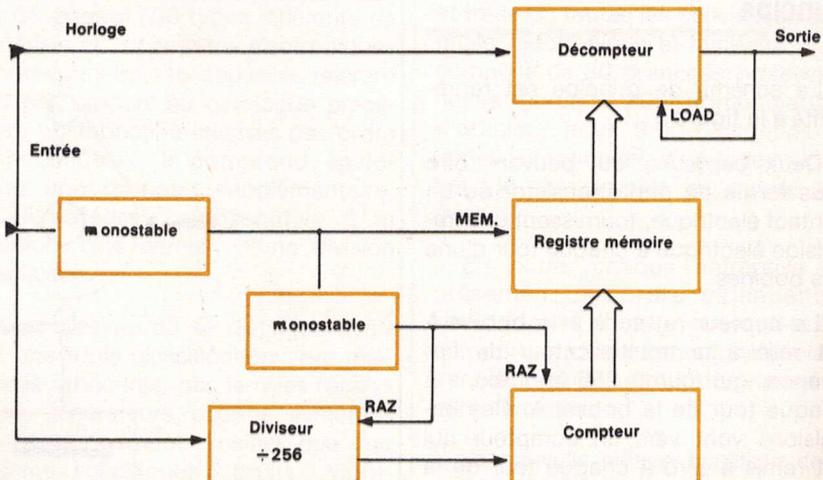


Fig. 4.

$$T_s = \frac{A}{F_H}$$

soit :

$$T_s = \frac{T \times F_H}{F_H \times 256} = \frac{T}{256}$$

c'est-à-dire :

$$T_s = \frac{T}{256}$$

ou encore  $F_s = 256 \times F$ . C'est bien ce que l'on voulait obtenir.

Le schéma pratique est donné à la figure 5.

La fréquence d'horloge est de l'ordre de :  $F_H = 0,8 \times 256 \times 256 \times F$  ; le premier nombre 256 provient du diviseur, tandis que le deuxième provient de la taille du compteur (qui monte jusqu'à 256).

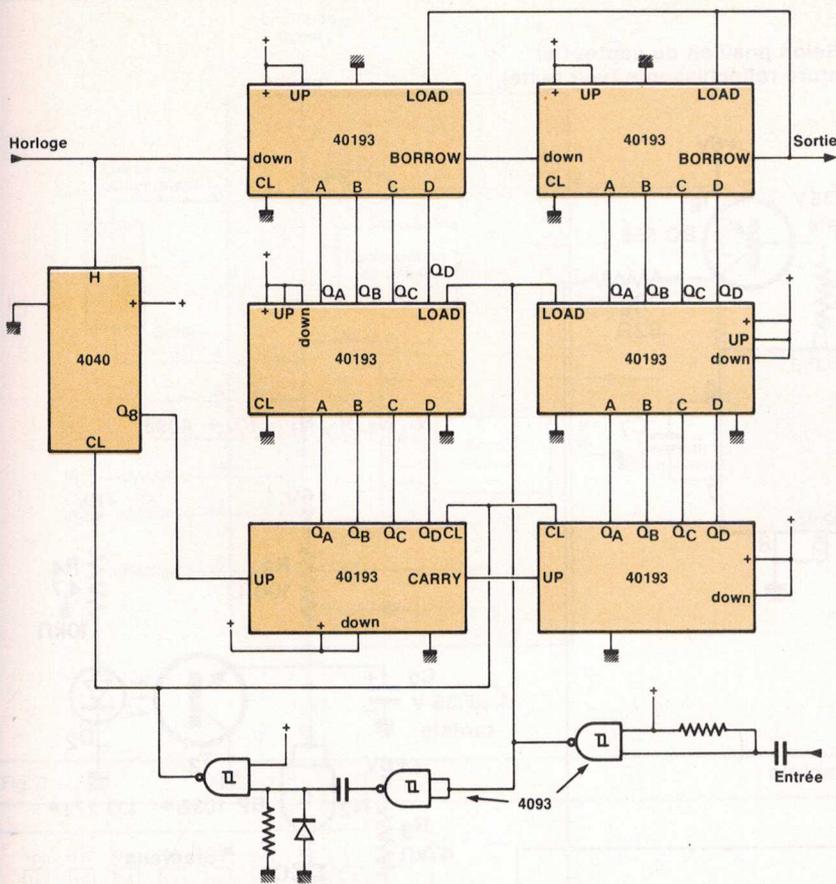


Fig. 5.

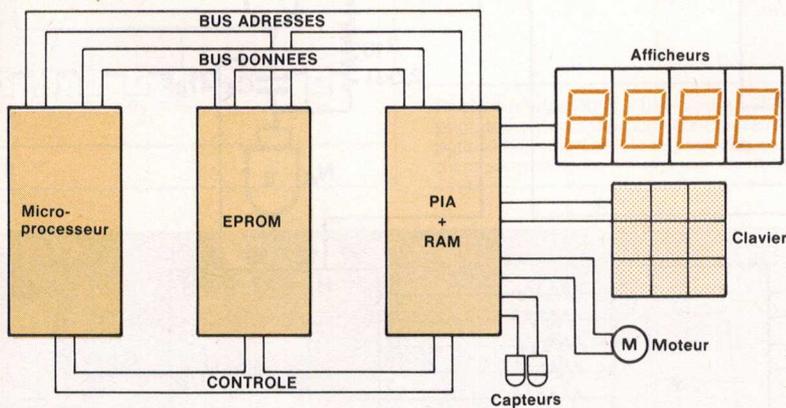


Fig. 6.

Dans notre application, la fréquence d'entrée varie entre deux gammes qui correspondent au mode lecture et au mode avance rapide. Il est donc nécessaire de prévoir deux horloges ou d'agrandir la taille du compteur de la mémoire tampon et du décompteur.

Contrairement à la PLL, cette solution a très peu d'inertie, car, dès qu'une période complète du signal d'entrée est apparue, la période de sortie est 256 fois plus petite. Par contre, le montage est plus important, environ neuf à dix circuits intégrés.

### Utilisation d'un microprocesseur

La figure 6 en donne le schéma de principe. Un minimum de trois boîtiers est nécessaire : le microprocesseur, l'EPROM, le PIA avec une RAM. L'ensemble est plus cher que le montage utilisant une PLL. Par contre, ce montage offre des extensions qui sont :

- commande des afficheurs,
- possibilité de rechercher automatiquement une position de bande en tapant un chiffre au clavier,
- possibilité de commande du moteur pour l'avance ou le retour rapide (à

condition que la mécanique du magnétophone le permette),  
- possibilité d'écouter une suite de morceaux de musique avec un ordre quelconque...

Les critères principaux qui ont été retenus pour la réalisation de ce montage sont :

- économie,
- simplicité.

C'est donc le montage utilisant une PLL qui va être décrit, mais cela n'empêchera pas les lecteurs courageux d'approfondir les deux autres solutions...

### Description générale du circuit

La figure 7 donne le schéma d'ensemble du montage.

On retrouve le schéma synoptique de la figure 1, où IC<sub>1</sub> et IC<sub>2</sub> jouent le rôle du multiplicateur de fréquence, IC<sub>4</sub> est utilisé pour les monostables et IC<sub>3</sub> comme compteur.

Les diodes D<sub>1</sub> et D<sub>2</sub> et les photo-transistors T<sub>1</sub> et T<sub>2</sub> jouent le rôle de capteurs. Ils sont utilisés en tant que capteurs par réflexion. Les flous des roues d'entraînement ont été peints en noir sur la moitié du périmètre, puis en blanc sur l'autre partie, car le plastique blanc absorbait les rayons infrarouges et la réflexion était inexistante. Des essais ont été effectués avec des LED, de différentes caractéristiques, les meilleurs résultats ont été obtenus avec l'infrarouge.

Le signal issu de T<sub>1</sub> est filtré par R<sub>2</sub>, C<sub>1</sub> et N<sub>1</sub>, puis introduit dans IC<sub>1</sub>.

La figure 8 donne le schéma interne de IC<sub>1</sub> qui est un circuit intégré C.MOS du type 4046. On utilise le comparateur de phase de type II qui permet d'obtenir la comparaison de phase sur les fronts montants uniquement, comme le montrait le diagramme des temps de la figure 3.

La sortie « impulsions de phase », correspondant à la première broche de IC<sub>1</sub>, permet d'allumer les virgules lorsque la PLL n'est pas en phase, c'est-à-dire lorsque la sortie du VCO (broche 4) ne délivre pas 256 impulsions pour chaque impulsion à l'entrée du comparateur (broche 3). Ainsi, tant que les virgules sur les afficheurs s'allument, la lecture demeure erronée.

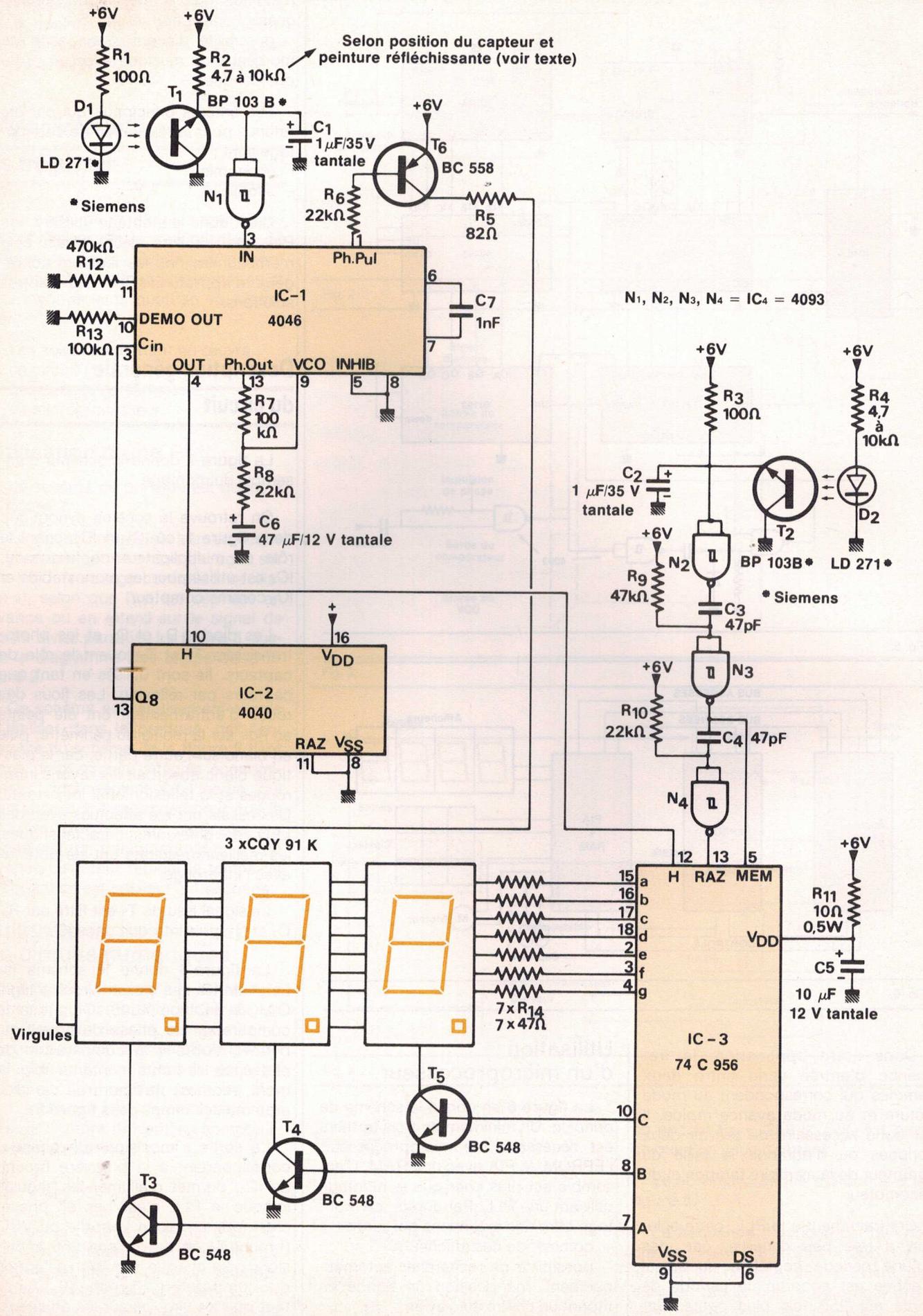


Fig. 7.

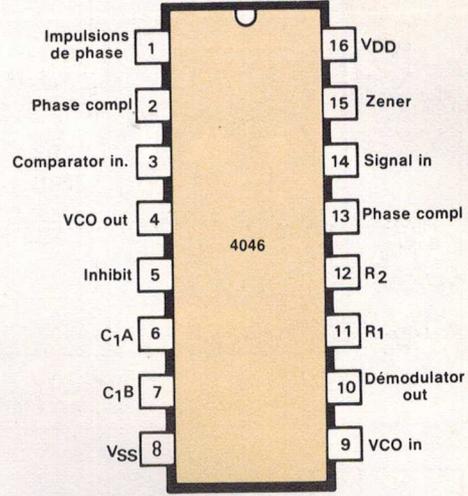
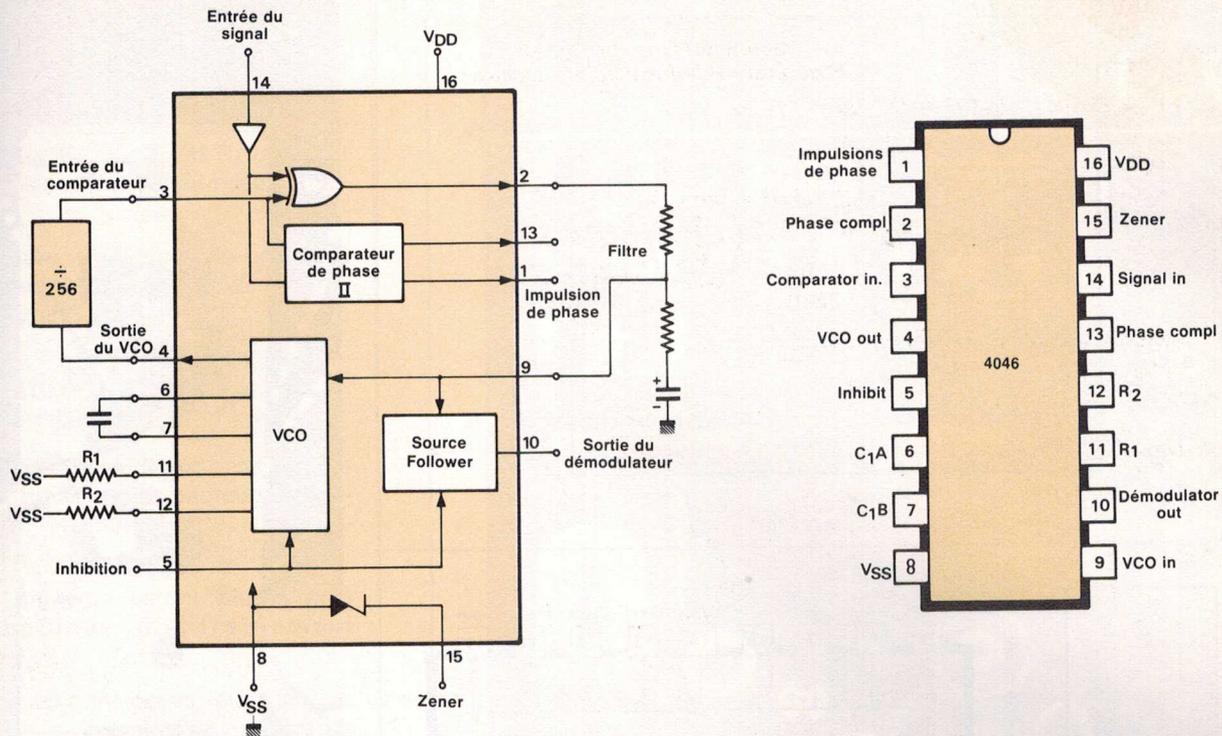


Fig. 8.

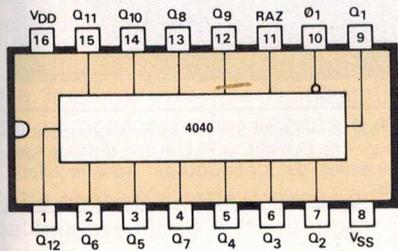


Fig. 9.

Photo 1 (ci-dessous). — Les diodes LED et les phototransistors infrarouge sont placés sur un petit circuit imprimé placé près des bobines d'entraînement.

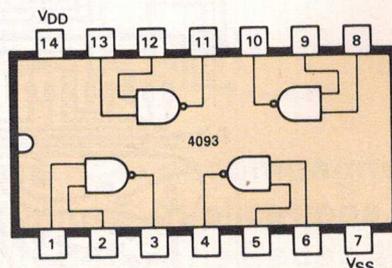
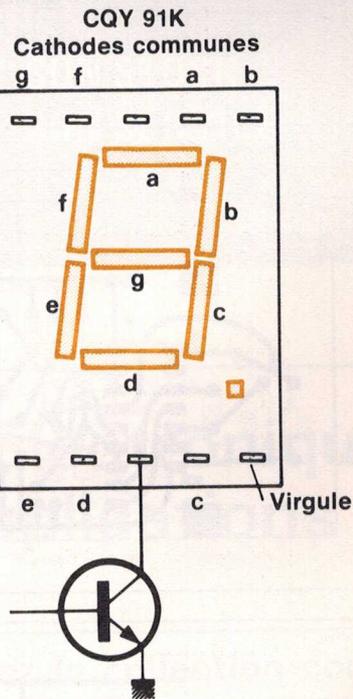
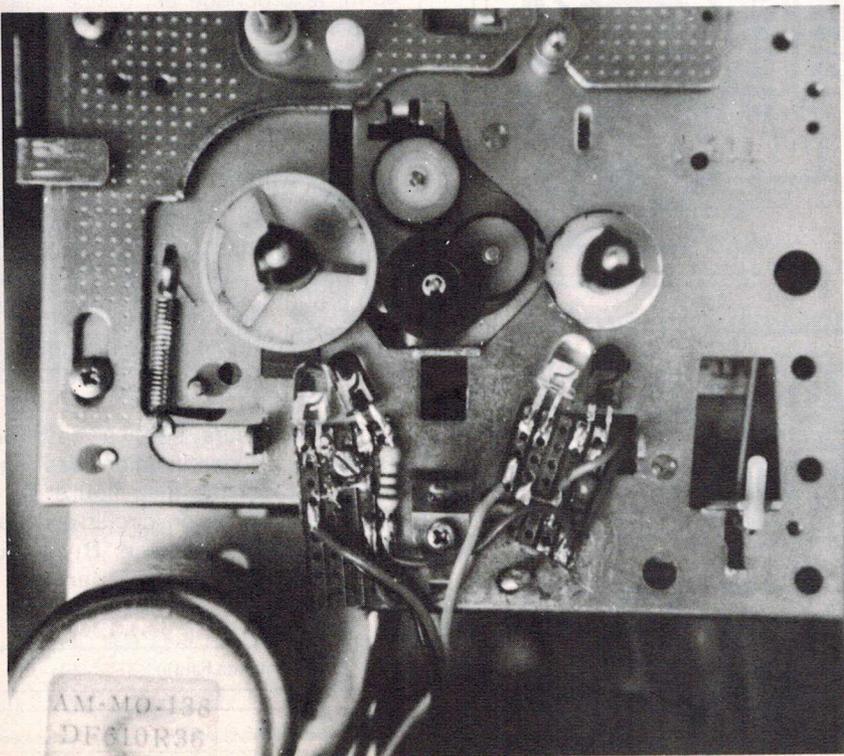
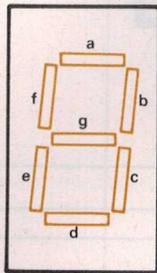
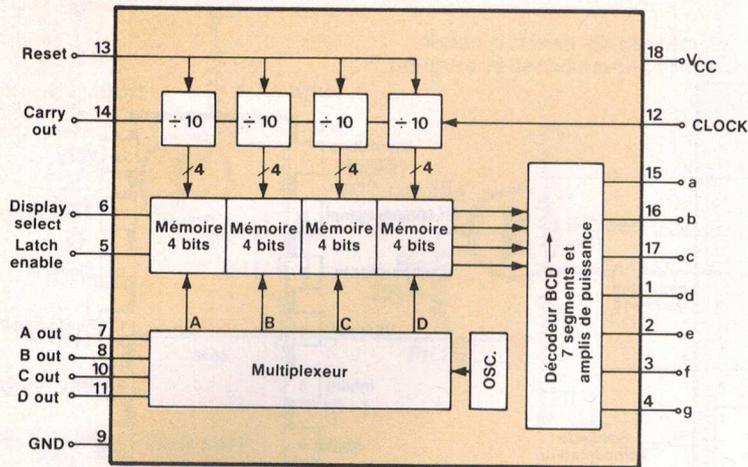


Fig. 11 a (en haut) et b (en bas).



Identification des segments

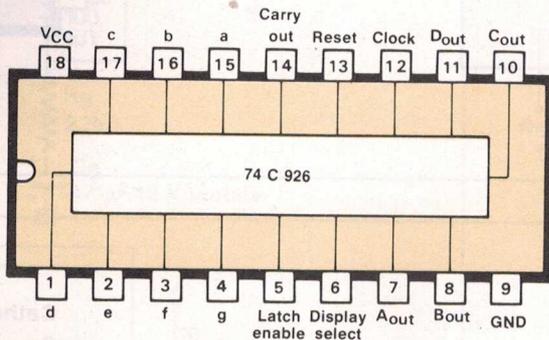


Fig. 10 a (en haut) et b (en bas).

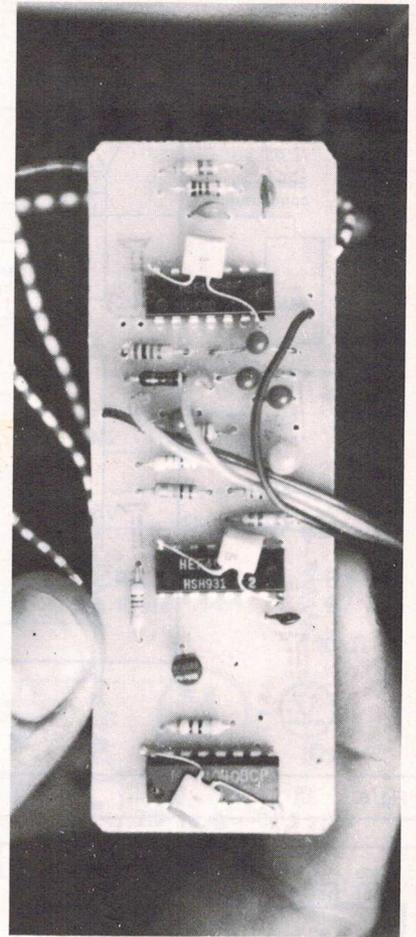
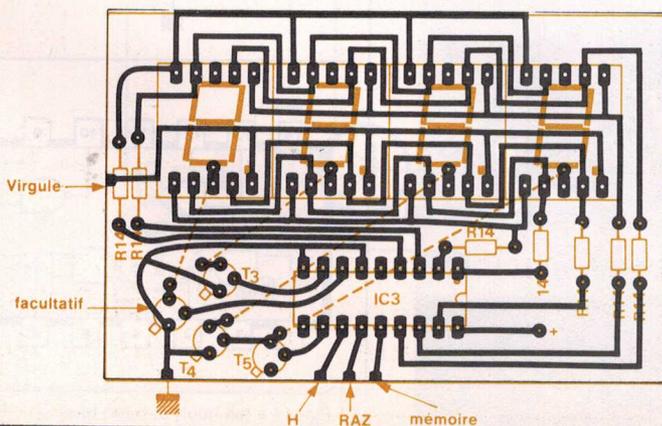
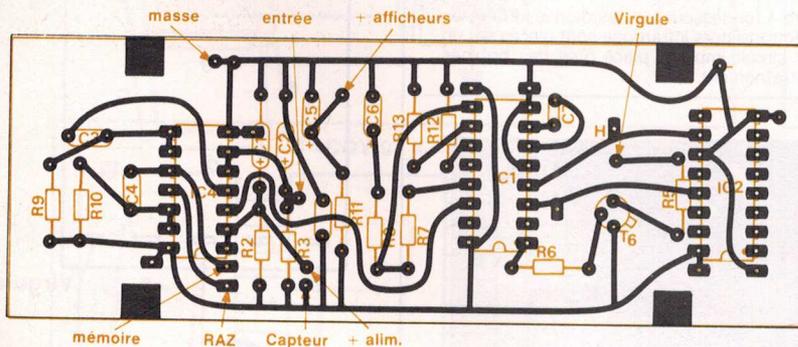


Photo 2. - Le circuit principal, regroupant le trigger de Schmitt, la PLL et son diviseur. Les capacités de découplage sont facultatives.

La division par 256 est réalisée par IC<sub>2</sub> qui est un circuit C.MOS du type 4040, le brochage est donné à la figure 9.

Les impulsions sont envoyées au compteur IC<sub>3</sub> qui se charge du couplage, de la mémorisation et de l'affichage. Le circuit IC<sub>3</sub> est du type 74C926, dont le schéma interne et le brochage sont donnés à la figure 10. On n'utilise que les trois premiers diviseurs, car les valeurs affichées vont de 100 à 500. La broche 6 de IC<sub>3</sub> (« display select ») est mise à la masse, car le nombre à afficher est celui qui vient après les mémoires tampons.

Les afficheurs sont à cathodes communes, l'identification des segments est donnée à la figure 11 a. L'alimentation de ce circuit est réalisée par une résistance R<sub>11</sub> et un condensateur C<sub>5</sub> pour parvenir à + 5 V.

Fig. 12 (ci-contre en haut).

Fig. 13 (ci-contre en bas).

## Réalisation

La remise à zéro et la mise en mémoire sont réalisées à chaque tour de l'autre bobine. Comme pour l'autre capteur, les signaux issus de T<sub>2</sub> sont filtrés, puis mis en forme par R<sub>3</sub>, C<sub>2</sub> et N<sub>2</sub>. Deux monostables réalisés à l'aide de R<sub>9</sub>, R<sub>10</sub>, C<sub>3</sub>, C<sub>4</sub>, N<sub>3</sub> et N<sub>4</sub> génèrent les impulsions de RAZ et mise en mémoire.

La figure 11 b donne le brochage des portes NAND - trigger de Schmitt IC<sub>4</sub>, du type C.MOS 4093.

## Réalisation pratique

Le montage se décompose en trois parties, qui sont : les capteurs, les afficheurs, le multiplicateur de fréquence.

Les capteurs seront placés près des bobines d'entraînement (photo 1).

Le circuit principal regroupe la PLL, avec son diviseur, et les triggers de Schmitt.

La figure 12 donne le tracé du circuit imprimé avec l'implantation des composants du circuit principal.

La figure 13 donne le tracé du circuit imprimé ainsi que l'implantation des composants pour la carte d'affichage.

La photo 2 montre le circuit principal une fois réalisé, avec le trigger de Schmitt, la PLL et son diviseur.

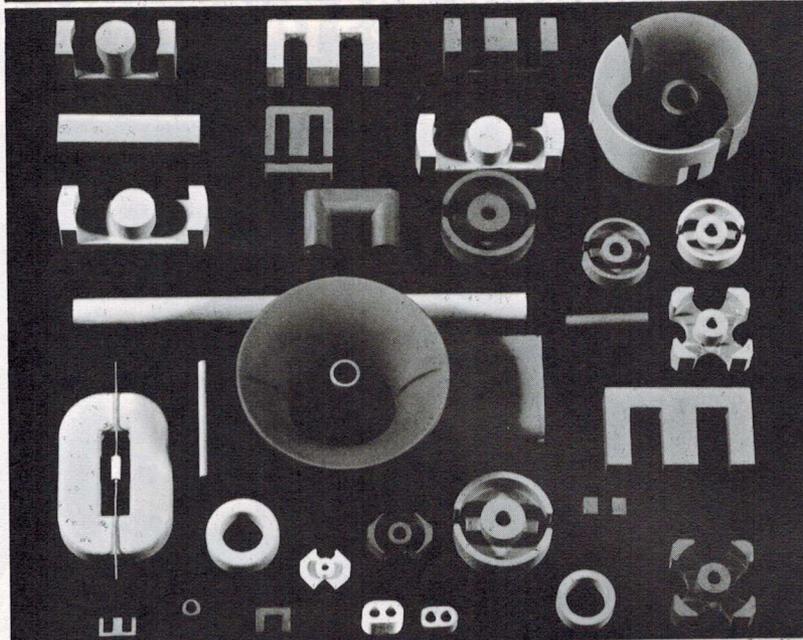
## Conclusion

Voici un montage qui permet de faire connaissance avec la technologie C.MOS, en utilisant des circuits particuliers, comme la PLL et le compteur driver d'affichage. Ceux qui recherchent une plus grande précision ou un affichage plus rapide du résultat peuvent tenter la réalisation du multiplicateur de fréquence à l'aide de circuits numériques ou bien se lancer dans la réalisation employant un microprocesseur.

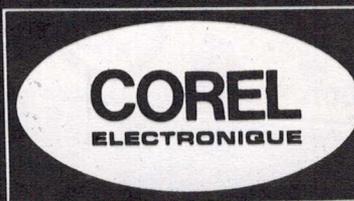
Ph. Arnould

# FERRITES DOUX

LCC



DISTRIBUTEUR AGREE



SON STOCK  
SON SERVICE

67-69 r. de la Colonie, 75013 PARIS - Télex : 200493 F Corel - Tél. 580.45.00+

SERVICE-LECTEURS N° 237

## L'album d'Electronique Applications 1982

Même si vous possédez la collection complète en exemplaires séparés, cet album a sa place dans votre bibliothèque.

Son prix à notre siège est de **98F**

Envoyez votre commande accompagnée d'un chèque à : Electronique Applications, 2 à 12, rue de Bellevue, 75940 Paris Cedex 19.