

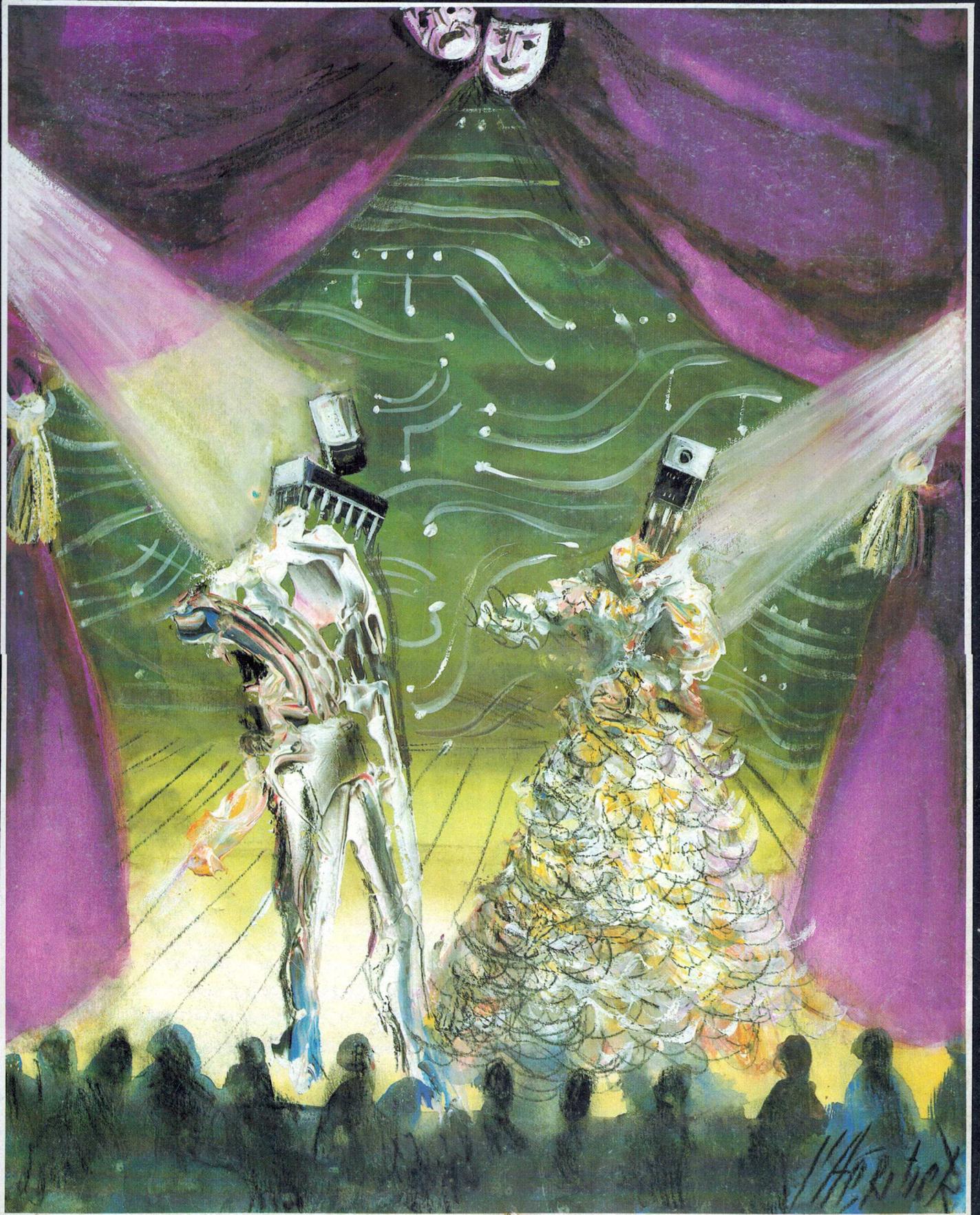
# ELECTRONIQUE

Bimestriel N° 28 - 18 F

Février-Mars 1983

APPLICATIONS

I.S.S.N. 0243 489 X



# ELECTRONIQUE

Bimestriel N° 28 - 18 F  
Février-Mars 1983

APPLICATIONS

ISSN 0249-690X



SUISSE : 7,50 FB - TUNISIE : 2 070 MIL. - CANADA : CAN 8,300  
ESPAGNE : 340 PSETAS - ITALIE : 6 500 LIRE - BELGIQUE : 148 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**  
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 1983 - Société Parisienne d'Édition  
Dépôt légal : Janvier 1983      N° éditeur : 1062

« 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 Transports Presse

Imprimerie Edicis, 91019 EVRY

N° 28 - FÉVRIER-MARS 1983

## SOMMAIRE

### Applications

|   |    |
|---|----|
| Des amplificateurs à compression de dynamique, pour sourds et malentendants | 5  |
| Conception et réalisation d'un convertisseur 5 kW                           | 13 |
| Les amplificateurs à découpage C-MOS et leurs applications                  | 29 |
| Les onduleurs à thyristors ASCR : principes et applications                 | 43 |
| Etude et réalisation d'un filtre « de poursuite »                           | 55 |

### Médical

|                                       |    |
|---------------------------------------|----|
| Nuisances électromagnétiques et santé | 81 |
|---------------------------------------|----|

### Mesure

|  |    |
|--|----|
| Un transféromètre TBF                          | 19 |
| Mesure automatique des capacités MOS           | 61 |
| La photographie instantanée des oscillogrammes | 89 |

### Micro informatique

|   |    |
|---|----|
| Un codeur vidéo en temps réel                 | 35 |
| Un programme d'animation de textes avec ZX-81 | 77 |

|               |    |
|---------------|----|
| Calendrier    | 68 |
| Bibliographie | 93 |
| Nouveautés    | 97 |

|                             |         |
|-----------------------------|---------|
| Cartes « Service-Lecteurs » | 107-108 |
|-----------------------------|---------|

Ont participé à ce numéro : J.-C. Ailloud, J. Ceccaldi, P. Gueulle, P. de Halleux, L. Maréchal, E. Merienne, C. Petit, Ch. Petit, R. Rateau, A. Roussel, J. Sabourin, G. Sandrane, J. Trémolières, G. Zaloylo.

Applications

# Etude et réalisation d'un filtre « de poursuite »

On se sert en musique électronique (synthétiseurs) de filtres, principalement du type passe-bas, dont le rôle consiste à faire varier dynamiquement le contenu harmonique d'un signal. Pour ce faire, la fréquence de coupure de ces filtres est commandable par une tension extérieure. On les désigne généralement par le sigle « VCF », de l'anglais : « Voltage Controlled Filter ». Une tension analogique évoluant de façon déterminée dans le temps fait subir le même genre d'évolution au contenu harmonique du signal présent à l'entrée du VCF.

Notons qu'une note jouée sur un instrument classique présente, elle aussi, de telles variations entre les instants d'attaque, de durée et d'extinction du son.

Notons également que cette évolution ne dépend pas, en première approximation (car la réalité est plus complexe que cela), de la hauteur de la note jouée. Cette contrainte impose au VCF d'avoir une fréquence de coupure qui suit constamment la fréquence fondamentale du signal qui lui est soumis. Cette fonction est désignée dans la littérature anglaise par le vocable « tracking filter », que l'on peut traduire par filtre de poursuite. Un tel filtre fait l'objet de cette étude.

## Principe et caractéristiques du filtre de poursuite

Comme l'indique la figure 1, le filtre décrit dans cet article est du type passe-bas du premier ordre (mais, comme nous le verrons, rien n'empêche d'augmenter l'ordre de ce filtre en cascasant plusieurs éléments tels que ceux décrits dans ces lignes), et sa fréquence de coupure est déterminée à la fois par la fréquence de récurrence du signal présent sur son entrée et par la valeur de sa tension de com-

mande. De plus, la variation en fonction de ces deux paramètres est linéaire.

Ce filtre a été étudié pour répondre au cahier des charges suivant :

- dynamique du signal d'entrée :  $\pm 9$  V crête ;
- fonction « tracking » réalisée par une fréquence du signal d'entrée  $f_{in}$  de 30 Hz à 3 000 Hz ;
- une action de la tension de commande permet à la fréquence de coupure  $f_c$  de varier de  $f_{in}/10$  à  $f_{in} \times 10$ , quelle que soit  $f_{in}$ , compris entre

30 Hz et 3 000 Hz, soit une dynamique de  $f_c$  s'étendant de 3 Hz à 30 kHz (80 dB !).

La position de repos de la tension de commande  $v_c$  est celle pour laquelle  $f_c = f_{in}$ , et a pour valeur 1 V. La dynamique de  $v_c$  s'étend donc de 0,1 V à 10 V.

La relation liant tous ces paramètres entre eux est donc très simple et s'écrit :

$$f_c = K v_c f_{in}$$

Le gain dans la bande est de 1.

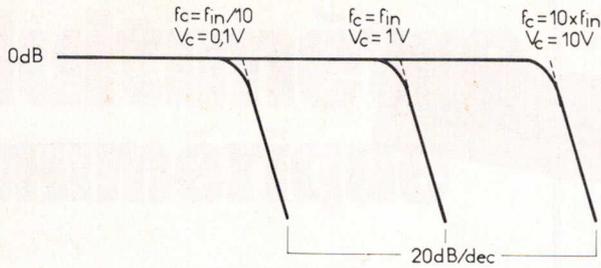


Fig. 1

### Quel schéma utiliser ?

Soit le schéma de la figure 2, dans lequel la sortie d'un intégrateur est renvoyée sur son entrée par l'intermédiaire d'un soustracteur.

La relation liant grandeur d'entrée et de sortie s'écrit donc :

$$v_s = (v_e - v_s) \left( - \frac{1}{jC\omega} / R \right)$$

Soit, en calculant  $v_s/v_e$  et en remplaçant  $j\omega$  par la pulsation complexe  $p$ , la fonction de transfert du filtre est :

$$F(p) = - \frac{1}{1 + RCP}$$

ce qui est bien la fonction de transfert d'un filtre passe-bas du premier ordre de pulsation de coupure  $\omega_c = 1/RC$

Les fonctions VCF et « tracking » seront, bien entendu, obtenues en agissant sur R ou C.

Signalons tout de suite qu'il n'est guère aisé d'obtenir l'équivalent d'un condensateur variable en fonction d'une grandeur électrique. Les « Vari-cap », ou autres dispositifs du même type, possèdent une loi de variation quadratique, et leur capacité équivalente varierait de façon linéaire, et avec le signal lui-même, pour de grandes amplitudes de celui-ci.

Notre choix s'est donc porté sur la résistance.

La première idée qui vient à l'esprit lorsque l'on souhaite disposer d'une résistance variable en fonction d'une tension consiste à employer un transistor FET. Mais, là encore, l'espace drain-source ne se comporte comme une résistance pure que pour de petites amplitudes de signaux (1 V), et sa loi de variation en fonction de la tension gate-source est également à peu près quadratique.

Nous allons voir qu'un multiplieur intégré, tel que le MC 1594 de Motorola, offre une bien meilleure solution.

### Résistance commandée en tension

Sans trop vouloir entrer dans les détails, signalons simplement que ce circuit est analogue au MC 1595, déjà décrit dans notre revue (n° 4, hiver 1977), en ce qui concerne la partie multiplieur proprement dit, mais qu'il contient de plus un régulateur de tension et de courant et un convertisseur de courant différentiel en sortie. La grandeur de sortie est donc ici un courant unique  $I_0$  directement proportionnel au produit de deux tensions d'entrée  $V_x$  et  $V_y$  et d'un facteur d'échelle K.

Pour être exploitable dans notre application, le multiplieur est suivi en

sortie d'un ampli-op monté en convertisseur courant-tension.

Nous avons donc :

$$V_z = K V_x V_y$$

avec K (facteur d'échelle) =

$$\frac{2 R_L}{R_x R_y I_1}$$

Le courant  $I_1$  est fixé une fois pour toutes à 0,5 mA par une résistance de 16 kΩ.

Le potentiomètre de 10 kΩ permet de régler l'offset en sortie du multiplieur (fig. 3).

$R_x$  et  $R_y$  seront choisis pour avoir l'excursion maximum de tension tant sur les entrées X et Y qu'en sortie, soit  $\pm 10$  V. Pour cela, K sera choisi égal à 0,1. Nous aurons donc 10 V en sortie quand les deux entrées seront elles-mêmes à 10 V en valeur absolue.

Dorénavant, et pour plus de clarté, nous utiliserons le schéma symbolique du multiplieur indiqué à la figure 4.

Voyons maintenant comment l'utiliser en résistance variable, puisque tel était notre but.

Si un signal est injecté sur l'entrée Y et qu'une tension continue existe sur

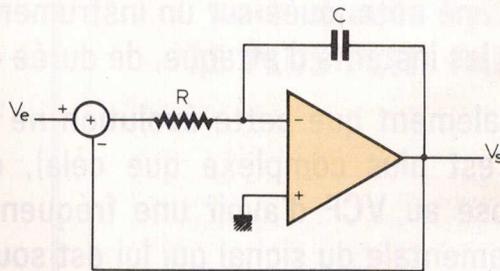


Fig. 2

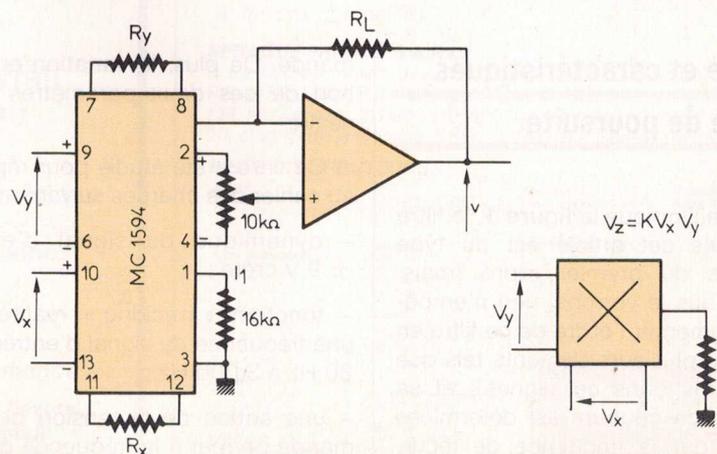


Fig. 3 + 4.

l'entrée X, il va circuler dans R un courant égal à :

$$\frac{KV_Y V_X}{R} = \frac{V_Z}{R}$$

Or ce courant est le même que celui qui faisait circuler  $V_Y$  dans une résistance équivalente  $R_{eq}$  :

$$\frac{V_Y}{R_{eq}} = \frac{K \cdot V_Y \cdot V_X}{R}$$

On en déduit immédiatement que :

$$R_{eq} = \frac{R}{KV_X}$$

L'ensemble se comporte donc comme une résistance variable en fonction d'une tension (en fait, inversement proportionnelle à celle-ci).

La figure 5 donne le schéma d'un filtre passe-bas commandé en tension.

Notons que le multiplieur, de par sa conception différentielle à l'entrée, fait directement office de soustracteur.

Il est aisé de voir qu'en remplaçant K par sa nouvelle valeur dans la fonction de transfert, nous obtenons une pulsation de coupure :

$$\omega_c = \frac{1}{\tau} = \frac{1}{(R/KV_X)C} = \frac{KV_X}{RC}$$

donc une fréquence de coupure variant bien linéairement en fonction de la tension de commande  $V_X$ .

## Résistance commandée en fréquence

La fonction « tracking » sera obtenue en faisant appel au principe de l'intégrateur à condensateur commuté : il est en effet possible, dans certains cas, dont l'intégrateur qui sert de base à notre filtre, de remplacer la résistance par un condensateur commuté à une certaine fréquence définie par la relation :

$$R = \frac{1}{Cf} \quad (\text{fig. 6})$$

Pour le lecteur que cela intéresse, la démonstration mathématique de ce qui précède est donnée en annexe.

Si la fréquence est rendue proportionnelle à la fréquence fondamentale du signal d'entrée, le filtre aura la propriété d'avoir une fréquence de coupure suivant fidèlement celle du signal lui-même.

Il est clair que le condensateur commuté réalise un échantillonnage

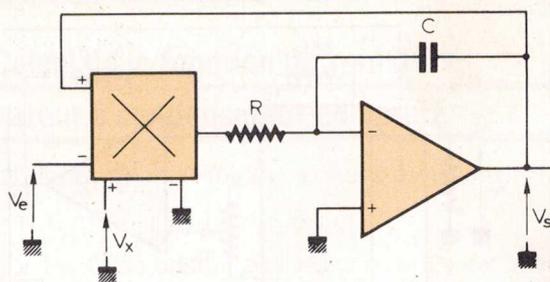


Fig. 5

du signal, et que ce fait amène les deux restrictions classiques qui sont d'avoir :

- un spectre borné pour le signal d'entrée,
- un échantillonnage au moins égal à deux fois sa fréquence fondamentale.

La pulsation de coupure de la fonction « tracking » est donnée par :

$$\omega_c = \frac{1}{(1/C_{12}f_{com})C} = \frac{C_{12}f_{com}}{C}$$

où  $C_{12}$  est la capacité du condensateur commuté.

Il est important de noter que la fréquence de coupure ne dépend plus que du rapport de deux capacités, ce qui est plus facilement réalisable de manière précise que la mesure de la valeur absolue d'une seule d'entre elles.

## Détermination de $C_2$

En fonction de tout ce que nous venons de voir, la fréquence de coupure générale du filtre est donc donnée par :

$$f_c = \frac{K \cdot V_c \cdot C_{12} \cdot f_{com}}{2 \pi C}$$

Nous désirons que pour  $V_c = 1 V$ , et K étant fixé à 0,1  $f_c$  soit égal à  $f_{in}$ , soit :

$$f_{com}/f_c = 2 \pi C / 0,1 \times C_{12}$$

Soit ce rapport égal à : 64 ( $2^6$ ) ; ce calcul nous donne :

$$\frac{C}{C_{12}} \# 1$$

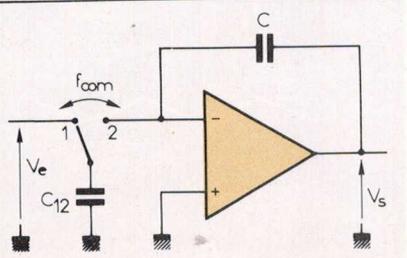


Fig. 6

La réalisation pratique de  $f_{com} = 64 \times f_{in}$  fait appel, comme on peut le voir maintenant sur le schéma complet du filtre, à un PLL intégré MC 14046 connecté au multiplieur de fréquence par l'intermédiaire d'un diviseur par  $2^6$  du type MC 14040 (fig. 7).

La fréquence fondamentale est extraite du signal d'entrée par l'intermédiaire d'un comparateur rapide MC 1710 dont la sortie alimente directement l'entrée du PLL.

La commutation du condensateur est assurée par l'intermédiaire d'une porte analogique, du type MC 14053, dont la sortie attaque l'entrée de l'intégrateur par l'intermédiaire d'une résistance de faible valeur dont la présence ne modifie en rien la fréquence de coupure, mais évite l'apparition de transitoires de commutation en sortie de l'amplificateur opérationnel.

La chaîne analogique est alimentée en  $\pm 15 V$ , à l'exception du commutateur analogique dont la gamme de tension d'alimentation ne s'étend que jusqu'à + 18 V (encore que les essais effectués à + 20 V de façon à disposer d'une dynamique d'amplitude de  $\pm 10 V$  aient montré qu'il était possible de dépasser quelque peu la tension maximum donnée par le constructeur sans endommager le produit en aucune façon).

La partie logique comprenant le comparateur, le PLL et son diviseur associé, se contente, elle, de + 15 V. L'amplitude des signaux de sortie du PLL est ramenée à + 9 V au moyen d'un pont diviseur pour tenir compte des conditions d'alimentation en  $\pm 9 V$  du commutateur analogique.

Les différents éléments entourant le PLL MC 14046 sont calculés d'après les éléments de la notice du constructeur, et sont tels que la fréquence minimum du VCO se situe aux environs de 1 900 Hz et sa fréquence maximum à 200 kHz.

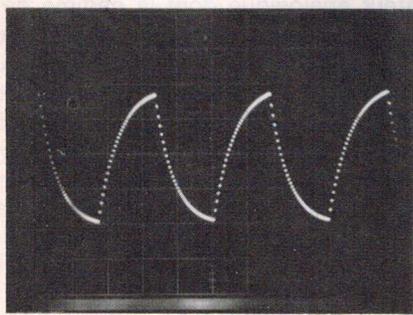
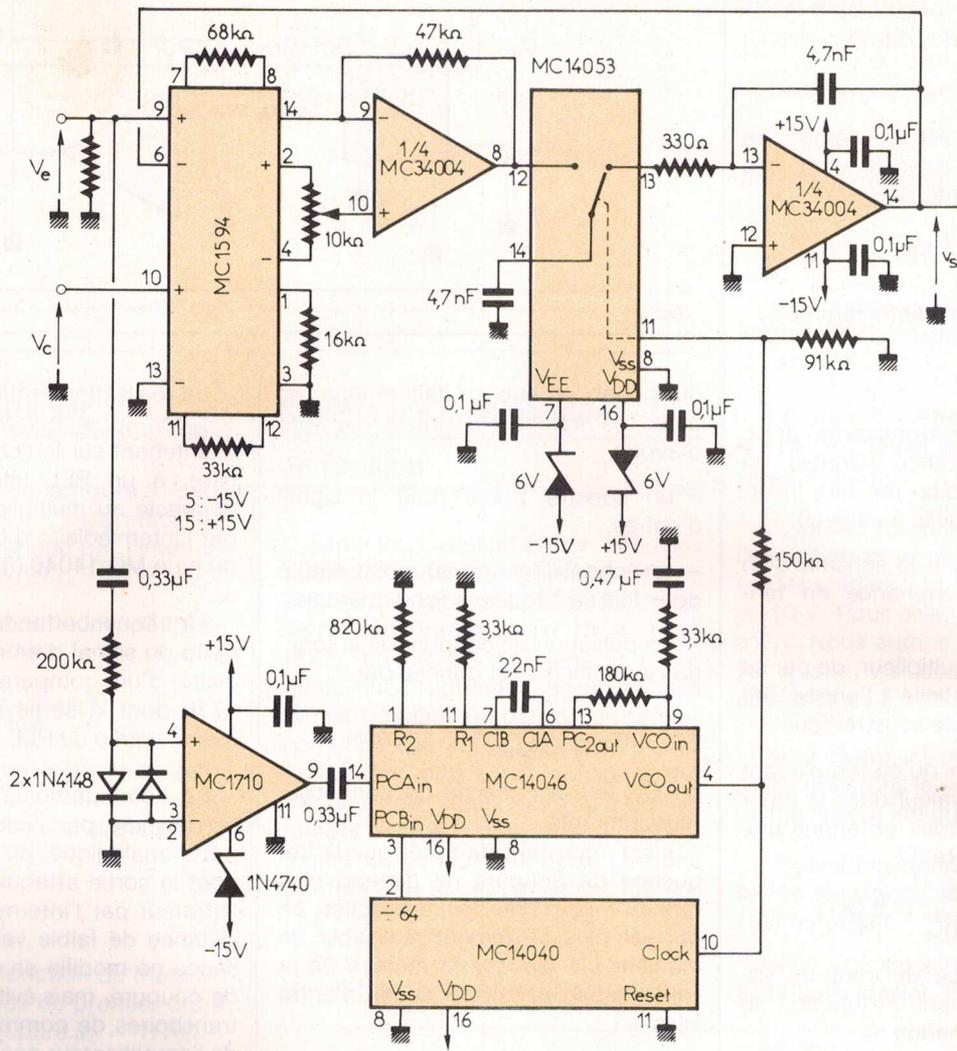


Photo 1. -  $V_C = 1\text{ V}$ ,  $f_{in} = 30\text{ Hz}$ .

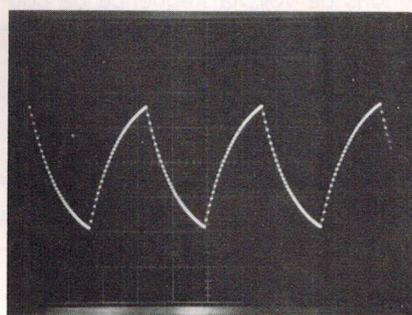


Photo 3. -  $V_C = 1\text{ V}$ ,  $f_{in} = 3\text{ kHz}$ .

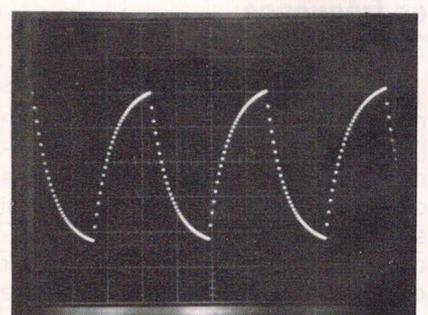


Photo 5. -  $V_C = 1\text{ V}$ ,  $f_c = f_{in} = 300\text{ Hz}$ .

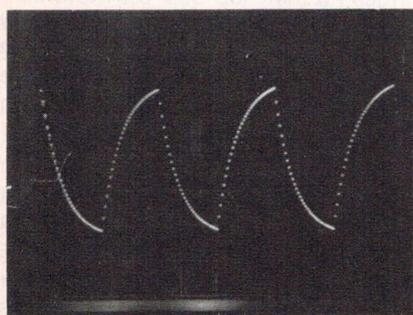


Photo 2. -  $V_C = 1\text{ V}$ ,  $f_{in} = 300\text{ Hz}$ .

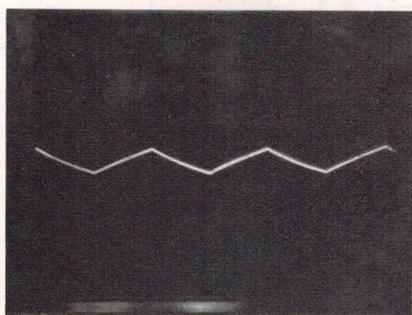


Photo 4. -  $V_C = 0,1\text{ V}$ ,  $f_{in} = 300\text{ Hz}$ .

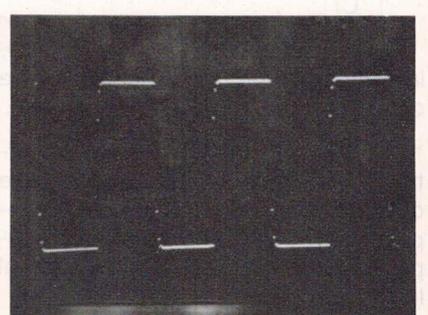


Photo 6. -  $V_C = 10\text{ V}$ ,  $f_{in} = 3\text{ kHz}$ .

## Mesures et essais

L'efficacité de la fonction tracking du filtre est clairement démontrée par la suite des photos 1, 2 et 3.

La tension  $V_C$  a été maintenue à 1 V ( $f_c = f_{in}$ ), et le filtre est attaqué par un signal carré de 10 V d'amplitude crête-à-crête et de fréquences respectivement 30 Hz, 300 Hz, 3 kHz.

Quant à l'action de  $V_C$ , celle-ci est montrée sur les photos 4, 5 et 6.

La fréquence du signal est fixée ici à 300 Hz, et  $V_C$  varie respectivement de 0,1 V ( $f_c = 30$  Hz), 1 V ( $f_c = f_{in} = 300$  Hz) et 10 V ( $f_c = 3$  kHz).

## Conclusion

La réalisation d'un tel filtre de poursuite à fréquence de coupure commandable en tension peut sembler quelque peu « lourde », surtout pour un simple premier ordre.

Cependant, l'obtention d'un filtre de type quelconque (*Bessel, Tchebychev, Butterworth...*), et d'ordre supérieur, ne demanderait que peu de composants supplémentaires, en ce sens que trois d'entre eux seraient communs à tous les étages du filtre (comparateur, PLL, diviseur) et que d'autres se présentent sous la forme de boîtiers multiples (Quad-Op-Amp MC 34004, triple commutateur analogique MC 14053...).

A titre d'exemple, la fonction passe-haut possédant les mêmes caractéristiques que le passe-bas présenté ici ne requiert que l'adjonction d'un ampli-op effectuant la différence.

En effet, si  $v_s$  est la réponse d'un filtre passe-bas :

$$v_s = \frac{v_e}{1 + \tau p}$$

$$v_e - v_s = v_e \left( 1 - \frac{1}{1 + \tau p} \right)$$

$$= \frac{\tau p}{1 + \tau p} v_e = v'_s$$

Ce qui est bien la réponse d'un filtre passe-haut de même ordre et même fréquence de coupure.

G. Zaloylo  
Ingénieur Motorola  
Circuits Intégrés

## Annexe : Calcul de la fonction de transfert d'un intégrateur à condensateur commuté

Examinons l'état du système (fig. A1 et A2) aux instants :

$T, 2T, \dots, (n-1)T, nT, (n+1)T, \dots$

En position « 1 »,  $C_1$  se charge à la valeur  $v_1$  et  $C_2$  est chargé par  $v_2$  (une des armatures de  $C_2$  étant à un potentiel nul du fait de la masse fictive que représente l'entrée « - » de l'amplificateur opérationnel) :

$$Q_1 = C_1 \cdot v_1$$

$$Q_2 = C_2 \cdot v_2$$

En position « 2 », la charge de  $C_1$  est nulle (masse fictive).  $Q_1$  est transmis intégralement à  $C_2$  (impédance d'entrée de l'ampli-op supposée infinie).

$$Q_1 = 0$$

$$Q_{2(nT)} = Q_2 [(n-1)T] - Q_1 [(n-1)T]$$

Hypothèses :  $v_1(t) = e^{j\omega t}$

$$v_2(t) = F(j\omega) \cdot v_1(t)$$

$F(j\omega)$  = fonction de transfert recherchée.

Nous avons :

$$C_2 v_2(nT) = C_2 v_2[(n-1)T] - C_1 v_1[(n-1)T]$$

soit :

$$C_2 F(j\omega) e^{j\omega n T} = C_2 F(j\omega) e^{j\omega(n-1)T} - C_1 e^{j\omega(n-1)T}$$

soit :

$$C_2 F(j\omega) = C_2 F(j\omega) e^{-j\omega T} - C_1 e^{-j\omega T}$$

soit :

$$F(j\omega) (C_2 - C_2 e^{-j\omega T}) = -C_1 e^{-j\omega T}$$

$$F(j\omega) = - \frac{C_1 e^{-j\omega T}}{C_2 (1 - e^{-j\omega T})}$$

$$F(j\omega) = - \frac{C_1}{C_2} \cdot \frac{e^{-j\omega T}}{(e^{j\omega T/2} - e^{-j\omega T/2}) e^{-j\omega T/2}}$$

$$F(j\omega) = - \frac{C_1 e^{-j\omega T/2}}{C_2 2j \sin \omega T/2}$$

pour une période de commutation  $T$  très petite devant la pulsation du signal d'entrée,  $\omega T/2$  est très petit.

$$\sin \omega T/2 = \frac{\omega T}{2}$$

au voisinage de 0, soit :

$$F(j\omega) = - \frac{C_1 e^{-j\omega T/2}}{C_2 2j \omega T/2}$$

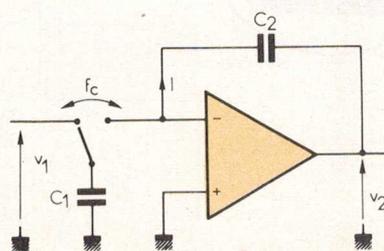


Fig. A1