

# HOBBYTRONIC



**NOUVEAU MENSUEL  
D'APPLICATIONS  
ELECTRONIQUES**

N°13 - FEVRIER 1992 - 15,00 F

DOMESTIQUE



ALIMENTATION



MODELISME



HOBBYTHEQUE



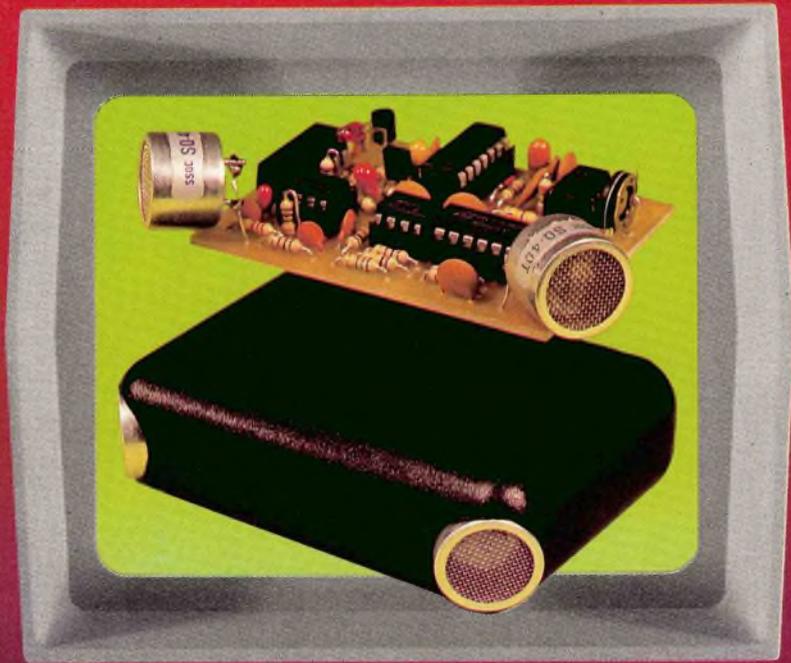
LUMIERE



VIDEO



EMISSION-RECEPTION



VOITURE-MOTO

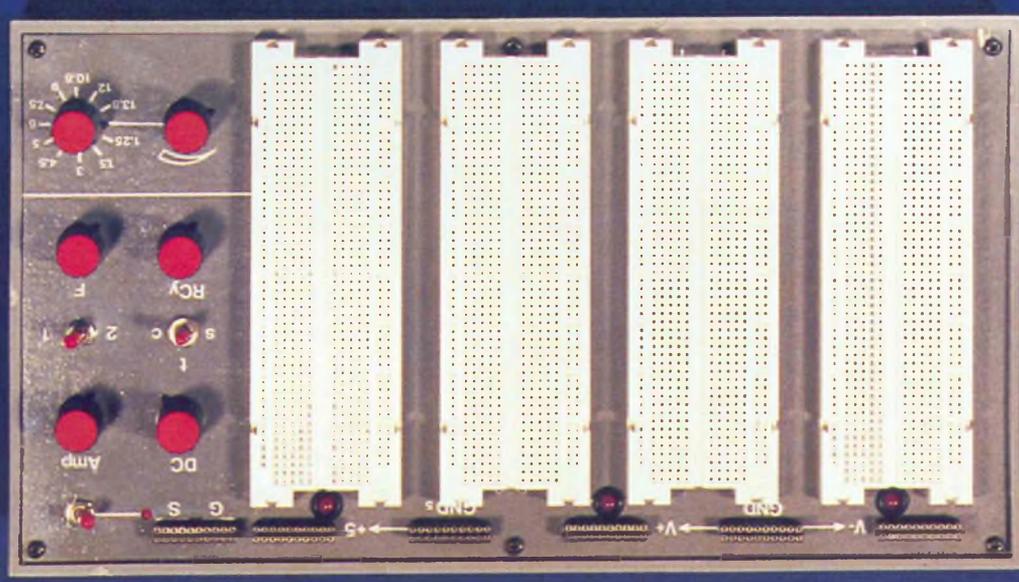
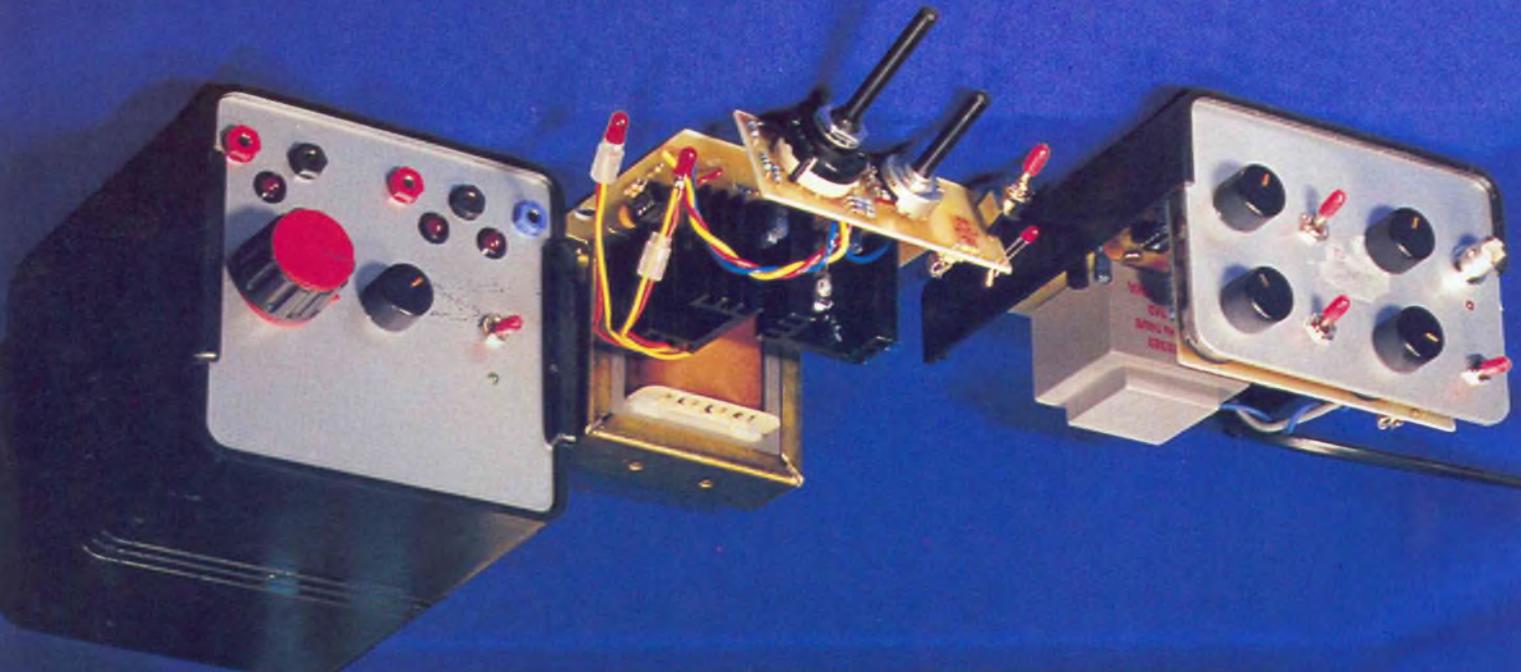
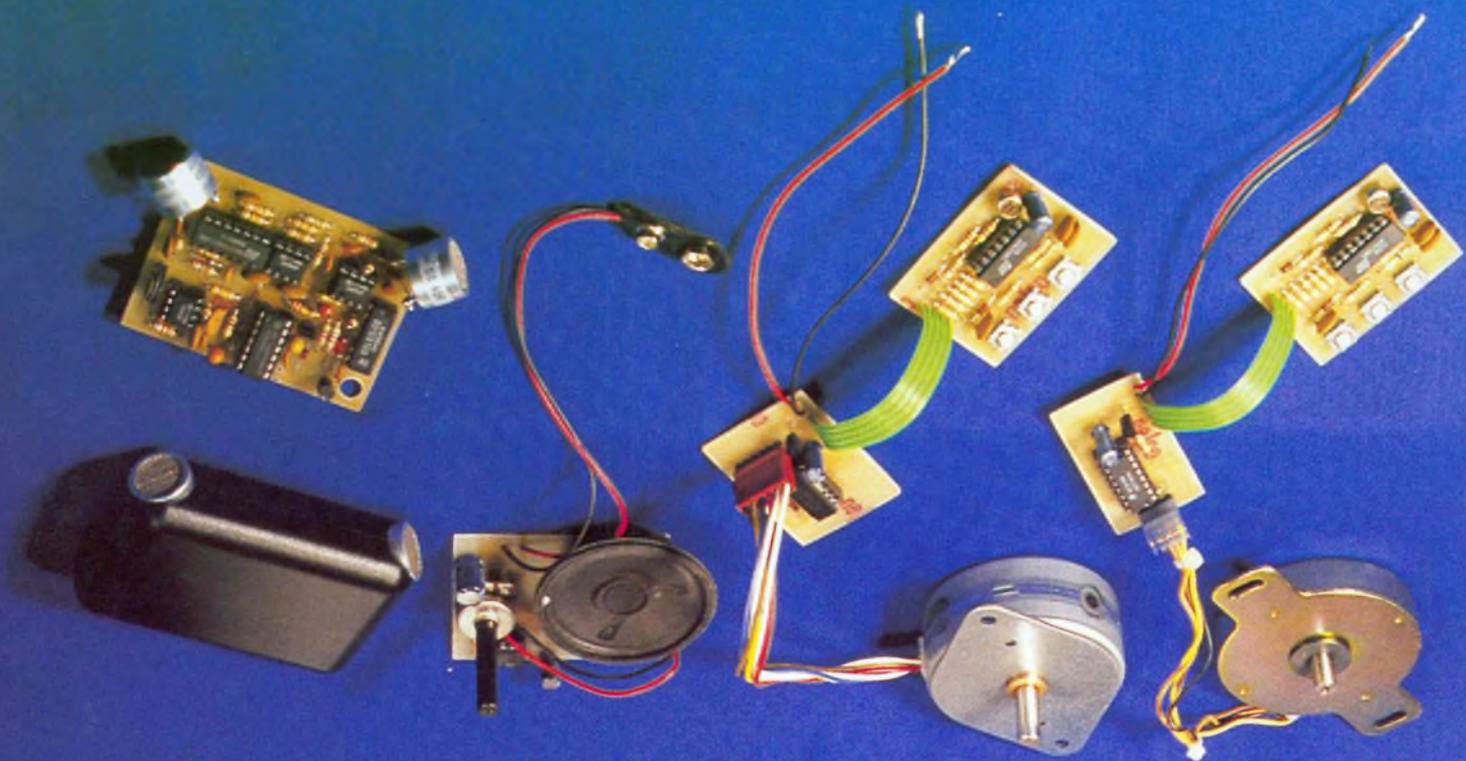


MESURE



M4443 - 13 - 15,00 F







# SOMMAIRE

## NOS FICHES TECHNIQUES

**Les filtres passifs et actifs**  
Troisième partie . . . . . 2

Moteurs pas à pas : Un spécialiste du bipolaire  
**Le MC 3479** . . . . . 16

Moteurs pas à pas : un spécialiste de l'unipolaire  
**L'UCN 5804** . . . . . 38



## NOS REALISATIONS PRATIQUES

Tous les signaux dont on a besoin en version "Low cost"  
**Un mini-générateur de signaux** . . . . . 10

Tellement compact, qu'il faut garder l'alarme à l'oeil  
**Un détecteur d'alarme à ultrasons** . . . . . 20

Réalisez vos maquettes en un temps record  
**Un pupitre LAB avec alimentation et générateur** . . . 25

Tout ce qu'il faut pour faire tourner les moteurs pas à pas  
**3 montages de puissance et un de commande** . . . 32

**Une mini-alimentation** compacte à présélections  
et protégée . . . . . 41

**Sommaire permanent** . . . . . 47

Pour vous abonner, rendez-vous en page . . . . . 48



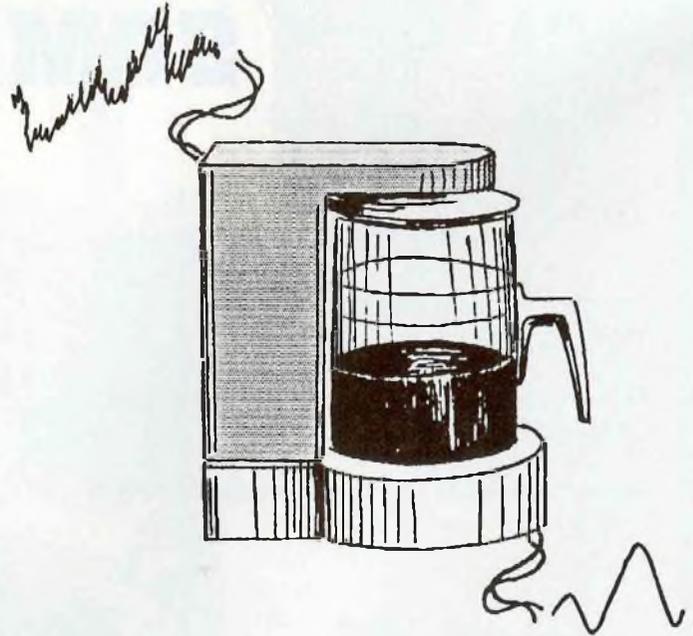
# Les filtres passifs et actifs (3ème partie)

Voici la troisième partie de ce dossier consacré à l'étude des filtres.

Après avoir abordé les problèmes liés à la conception, au calcul et à la réalisation de filtres du premier et du deuxième ordre, il faut maintenant s'attaquer à la conception de filtres aux caractéristiques beaucoup plus performantes.

Ce volet portera donc sur la conception de filtres d'ordres supérieurs à deux. Le but est, comme il en a été fait mention le mois dernier, d'approcher le plus possible de la notion de filtre parfait.

La mise en cascade de filtres du premier et du second ordre n'est pas sans poser un grand nombre de problèmes. Cette troisième partie va donc les présenter et surtout de donner une solution pour les résoudre.



## Problèmes liés à la mise en série des filtres

Considérons un filtre passe bas du deuxième ordre dont la fréquence de coupure est  $F_c$  et dont le facteur de qualité est égal à 0,707. Pour ce filtre, l'atténuation à la fréquence de coupure est égale à  $-3\text{dB}$ . La pente est de  $-12\text{dB}$  par octave.

Faisons-le suivre d'un second filtre ayant les mêmes caractéristiques. L'ordre devient égal à 4. La pente est maintenant de  $-24\text{dB}$  par octave. La fréquence de coupure est toujours  $F_c$ . Jusque là, pas de problème. Où cela ne va plus, c'est que l'atténuation à la fréquence de coupure n'est plus de  $-3\text{dB}$  mais de 2 fois  $-3\text{dB}$ . Il y a donc eu réduction de la bande passante.

La mise en série de filtre du second ordre n'est donc pas si simple que cela. Pour supprimer les problèmes de réduction de bande passante, il va falloir faire appel au coefficient de qualité donc à l'augmentation du gain au voisinage de la fréquence de coupure. Dans l'exemple précédent, le second filtre devrait posséder

une atténuation nulle à la fréquence de coupure (Facteur de qualité de l'ordre de 1). Si la bande passante a été retrouvée, il n'en est plus de même sur la linéarité de réponse du filtre.

Pour pouvoir résoudre ces problèmes de mises en série, différents modèles de simulations des filtres ont été développés.

Les modèles les plus connus sont :

- les filtres de Bessel
- les filtres de Butterworth
- les filtres de Chebychev
- les filtres de Caer

## Définition d'un gabarit

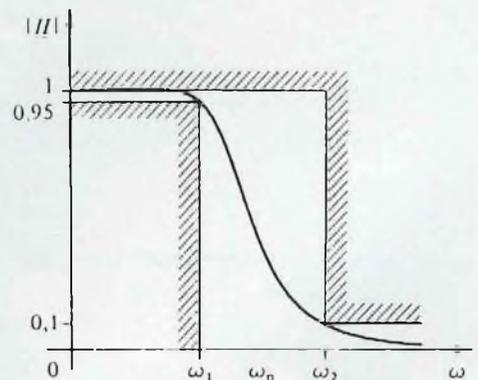
Dans le premier volet de l'étude sur les filtres, la définition d'un filtre passait obligatoirement par la mise en place d'un gabarit. Or jusqu'à maintenant, il n'en a pas encore été question. Ce n'est pas un oubli car tous les filtres qui ont pu être étudiés jusqu'à maintenant avaient leur gabarit défini implicitement. En effet, la nature (Passe bas, passe haut, etc.) et l'ordre (1,2,...), s'ils sont définis, donnent automatiquement la forme du gabarit.

Le rôle de ce gabarit va donc être de pouvoir déterminer les caractéristiques du filtre qu'il va falloir élaborer.

Soit à réaliser un filtre passe bas. Déjà un premier point; la nature du filtre est définie. On peut donc dire que cinquante pour cent des problèmes sont résolus.

Reste maintenant à donner les deux points caractéristiques.

Ce filtre doit posséder une atténuation de 0,05 pour la fréquence  $\omega_1$  et une atténuation de 0,9 à l'octave supérieure.

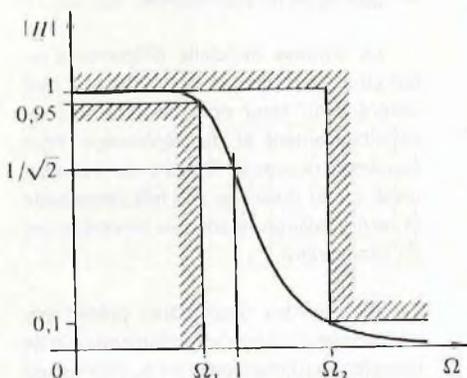


Le gabarit attendu à ce filtre est donné ci-dessus (zones hachurées). Les deux points caractéristiques (pour un filtre passe

bas) sont reportés. Le premier ( $\omega_1, 0.95$ ) va servir de charnière pour définir la liaison entre la fin de la bande passante et le début de la bande de transition. Le second ( $\omega_2, 0.1$ ) va servir de liaison entre la fin de la bande de transition et le début de la bande bloquante. La pulsation caractéristique  $\omega_p$  doit se trouver entre ces deux points.

Signalons au passage que, la largeur de la bande de transition étant de une octave, la pulsation  $\omega_2$  est le double de la pulsation  $\omega_1$ .

Pour pouvoir utiliser plus efficacement un des modèles de filtres, une transformation de ce gabarit est réalisée. Cette transformation porte sur une conversion des pulsations en pulsations normalisées.



La conversion qui vient d'être effectuée s'est faite en divisant la valeur de toutes les pulsations par la valeur de la pulsation caractéristique.

$$\Omega_i = \omega_i / \omega_p$$

Cette transformation a permis de ramener à l'unité la valeur de la pulsation caractéristique.

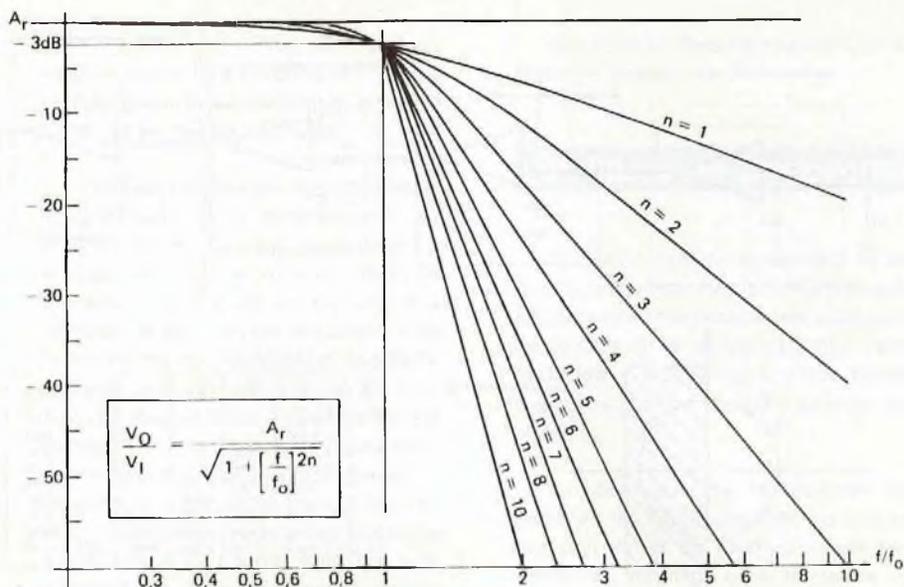
Le modèle choisi dans l'exemple ci-dessus étant un modèle de Butterworth, l'ordre du filtre à réaliser sera donc de 5 (Démonstration plus loin).

## Les filtres de Butterworth

Le modèle de Butterworth passe bas d'ordre  $n$  est défini par la relation :

$$F(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{2n}}}$$

En pulsation normalisée, la fonction de transfert devient :



n	Forme conventionnelle	Forme quadratique
1	$p + 1$	$(p + 1)$
2	$p^2 + 1,41421 p + 1$	$(p^2 + 1,414 p + 1)$
3	$p^3 + 2 p^2 + 2 p + 1$	$(p + 1)(p^2 + p + 1)$
4	$p^4 + 2,61313 p^3 + 3,41421 p^2 + 2,61313 p + 1$	$(p^2 + 0,7653 p + 1)(p^2 + 1,848 p + 1)$
5	$p^5 + 3,23607 p^4 + 5,23607 p^3 + 5,23607 p^2 + 3,23607 p + 1$	$(p + 1)(p^2 + 0,6180 p + 1)(p^2 + 1,618 p + 1)$
6	$p^6 + 3,86370 p^5 + 7,46410 p^4 + 9,14162 p^3 + 7,46410 p^2 + 3,86370 p + 1$	$(p^2 + 0,5176 p + 1)(p^2 + 1,414 p + 1)(p^2 + 1,932 p + 1)$

$$F(\Omega) = 1 / (1 + \Omega^{2n})^{1/2}$$

La représentation amplitude fréquence de ce type de filtre montre une courbe d'autant plus voisine de la réponse idéale que  $n$  augmente. Quelle que soit la valeur de  $n$ , il vérifie toujours la relation

$$F(\omega_0) = (1/2)^{1/2}$$

ce qui correspond à une atténuation de -3dB à la fréquence de coupure. Quelque soit l'ordre du filtre, la courbe représentative passe par ce point. A la fréquence de coupure, l'approximation du filtre reste cependant assez médiocre. Cette approximation est faite par rapport à la réponse du filtre idéal (Ecart de 3 dB).

Les caractéristiques principales de ces filtres sont :

- une pente de -6n dB par octave
- une réponse rigoureusement plate dans la bande passante
- une très bonne définition du gain aux plus basses fréquences (Dans le cas d'un filtre passe-bas).

Sur l'exemple de gabarit donné précédemment, les deux fréquences de définition doivent vérifier les relations :

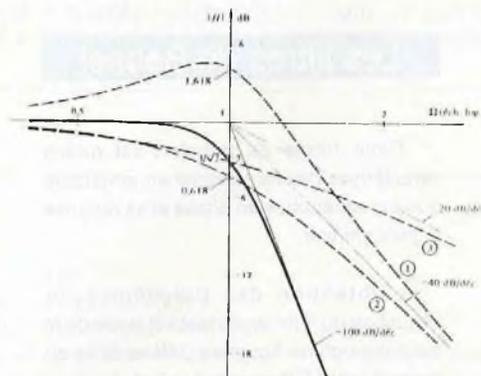
$$F(\Omega_1) = (1 + \Omega_1^{2n})^{-1/2} = 0,95$$

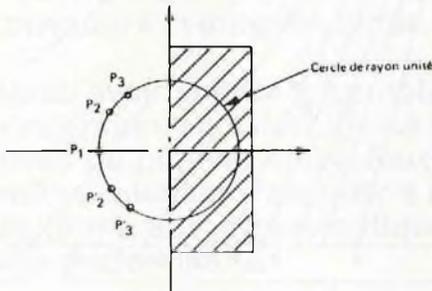
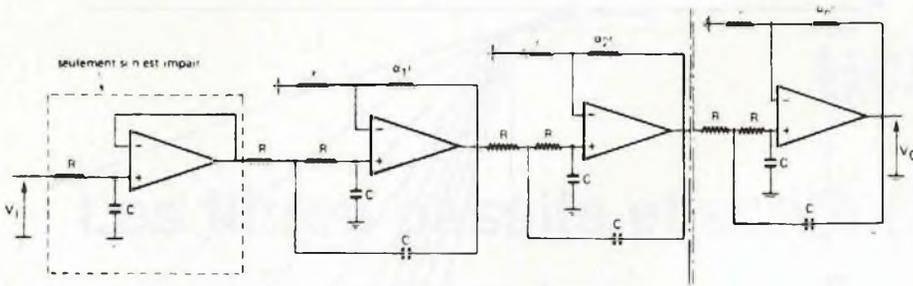
$$F(\Omega_2) = (1 + \Omega_2^{2n})^{-1/2} = 0,1$$

Comme  $\Omega_2 = 2\Omega_1$ , ces deux relations sont vérifiées à partir de  $n = 5$ .

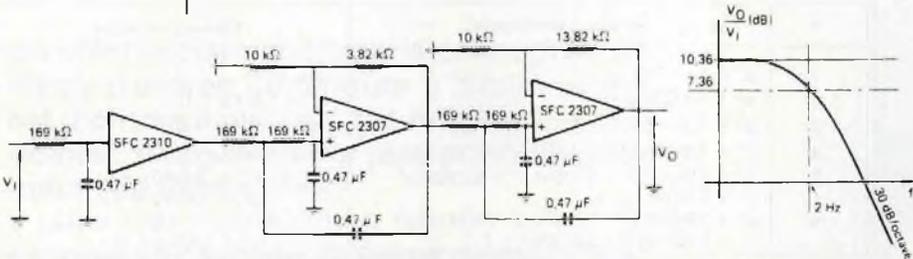
Une transformation  $f(\omega) \rightarrow f(p)$  permet de calculer une fonction de transfert en  $p$ . On retrouve dans cette transformation, une suite de polynômes de la forme  $(1 + Ap + p^2)$  qui caractérise la répartition des pôles sur un cercle unité. Le tableau des formes quadratiques donne la décomposition en polynômes de Butterworth. Cette décomposition permet de ramener la structure du filtre sous la forme de mise en cascade de filtres du premier et du deuxième ordre. La courbe de réponse finale devient la réunion des courbes de réponse de chaque cellule indépendante.

L'illustration ci-dessous donne un exemple de décomposition d'un filtre passe bas d'ordre 5.





Ordre	$\alpha_1$	$\alpha_2$	$\alpha_3$	$\alpha_4$	$\alpha_5$	$A_R$ dB
2	0,588	-	-	-	-	4,02
3	1,000	-	-	-	-	6,02
4	0,152	1,235	-	-	-	8,22
5	0,382	1,382	-	-	-	10,36
6	0,068	0,586	1,482	-	-	12,46
7	0,199	0,753	1,555	-	-	14,6
8	0,039	0,336	0,889	1,610	-	16,7
9	0,120	0,469	1,000	1,653	-	18,82
10	0,024	0,218	0,586	1,092	1,687	20,94



De cette répartition, il est possible de dégager une conclusion pratique très importante : les fréquences caractéristiques d'une structure de Butterworth sont toutes identiques. Ceci permettra de réaliser des filtres très simples d'ordre n avec n cellules RC identiques en utilisant la structure de Sallen et Key à K variable. La fréquence de coupure est alors

$$F = 1 / (2 \pi RC)$$

Si mathématiquement, la disposition des amplificateurs n'a aucune importance, dans la pratique l'ordre d'amplification ira en croissant, cela pour éviter les risques de saturation des amplificateurs à grand gain s'ils étaient placés en tête. Cette disposition se retrouve sur l'exemple du filtre passe bas du cinquième ordre.

## Les filtres de Bessel

Cette forme de transfert est moins caractérisée par sa réponse en amplitude que par sa réponse en phase et sa réponse impulsionnelle.

L'obtention des polynômes de l'équation du filtre de Bessel est issue de la résolution d'une équation différentielle du second ordre (Tiens une de plus).

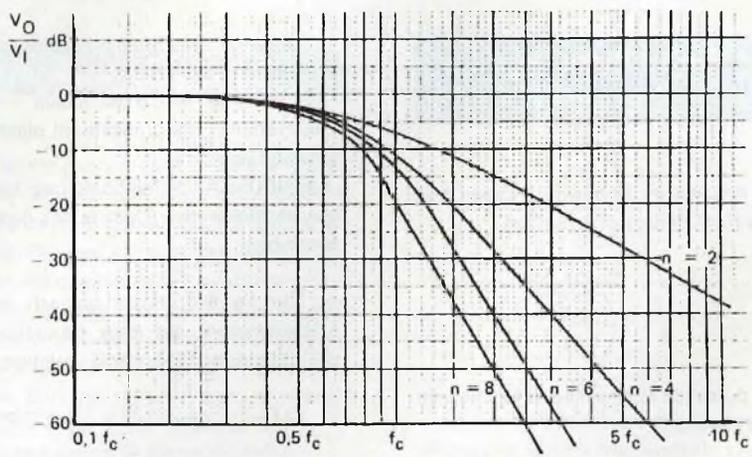
Pour  $n = 0$ ,  $g(p) = 1$ , pour  $n = 1$ ,  $g(p) = p + 1$ . Les polynômes de degrés supérieurs se calculent par la formule de récurrence :

$$G_n = (2n-1) G_{n-1} + p^2 G_{n-2}$$

Ainsi pour  $n=2$  le polynôme va s'écrire  $G_2 = (4-1)(p+1) + p^2(1) = p^2 + 3p + 3$

Pour  $n=3$ , il devient  $G_3 = (6-1)(p^2+3p+3) + p^2(p+1)$   
 $G_3 = p^3 + 6p^2 + 15p + 15$

Les réponses en amplitude montrent une coupure moins rapide au voisinage de  $f_c$  que dans le cas d'un filtre de Butterworth. L'approximation au voisinage de la coupure est donc mauvaise.



Sur un filtre d'ordre 5, une atténuation de 1 dB pour Butterworth est obtenue à  $0,9 \omega_c$  alors qu'elle est déjà atteinte pour Bessel à  $0,6 \omega_c$ . La réponse de Butterworth est donc plus plate dans la bande passante que celle de Bessel.

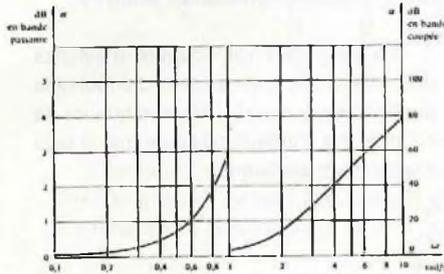
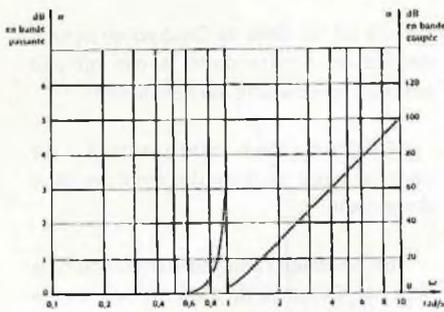
Dans la bande coupée, l'affaiblissement d'un filtre de Butterworth croit beaucoup plus vite que celle d'un filtre de Bessel. Pour  $\omega = 2 \omega_c$ , l'affaiblissement vaut 30 dB pour Butterworth alors que pour Bessel il ne vaut que 15 dB.

Les retards de phase sont pratiquement constants jusqu'à  $\omega_c$  pour Bessel alors que Butterworth présente un maximum très prononcé pour  $0,9 \omega_c$ . La variation totale du retard dans la bande passante est de l'ordre de 60% pour le filtre de Butterworth alors qu'elle est de l'ordre de 1% pour le filtre de Bessel.

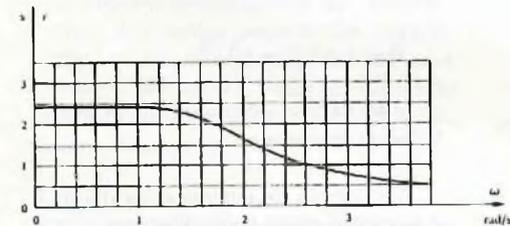
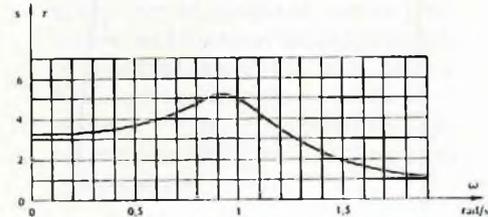
La réponse indicelle (Réponse à un échelon de tension) constitue un bon critère pour tenir compte à la fois de l'affaiblissement et du déphasage. Pour transmettre correctement un échelon unité, il faut préserver à la fois l'amplitude et le déphasage relatif des composantes de son spectre.

Chacun des deux filtres précédents s'approche de l'approximation optimale de l'amplitude (Butterworth) ou du déphasage (Bessel). Malheureusement l'optimisation de l'un se paye au détriment de l'autre.

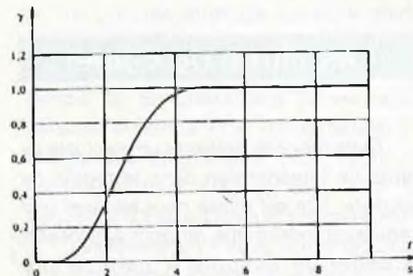
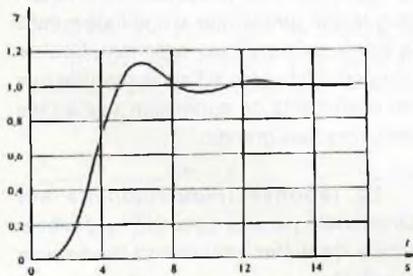
Dans le cas des réponses indicelles, on constate que le dépassement par le filtre de Bessel de la valeur finale de la réponse est imperceptible, alors que le filtre de Butterworth présente un dépassement important de l'ordre de 12%. Le temps de montée, estimé arbitrairement comme l'intervalle compris entre 0,1 et 0,9 de la réponse indicelle, s'élève à 2,5S pour le filtre de Butterworth, tandis qu'il est de 2,3S pour le filtre de Bessel.



Courbes de réponses en amplitude



Courbes de réponses en phase



Courbes de réponses indicielles

En apparence, le filtre de Bessel est meilleur que le filtre de Butterworth parce qu'il ne présente pas de dépassement et un temps de montée très court.

Cette conclusion est vraiment partielle. Tout dépend de la normalisation en fréquence. Au lieu de normaliser la fréquence de coupure, définie arbitrairement à 3 dB ici, on peut être contraint de tenir compte par exemple de la discrimination. Supposons qu'il faille atteindre une atténuation de 60 dB pour  $4\omega_c$ . La normalisation de Butterworth est correcte. Par contre le filtre de Bessel dans la normalisation choisie n'atteindra les 60 dB que pour  $6,5\omega_c$ . Il faut donc dans ce cas réduire la bande passante par un facteur de  $4/6,5$  soit 0,62 ce qui entraîne une augmentation correspondante du temps de montée qui passe à 3,74S.

En résumé, à bande passante identique, le filtre de Bessel est plus rapide que le filtre de Butterworth et à discrimination identique, c'est l'inverse.

Par conséquent, l'atténuation à -3dB pour le filtre de Bessel n'a donc aucune signification mathématique comme c'est le cas en Butterworth. Le tableau ci-dessous donne la relation qui existe sur la fréquence de coupure en Bessel par rapport à la fréquence à -3dB.

n	2	4	6	8
$\frac{f_{3dB}}{f_c}$	0,77	0,67	0,57	0,5

Les filtres de Bessel sont aussi appelés filtres de Thomson.

## Les filtres de Chebyshev

Sur les filtres de Butterworth et de Bessel, la réponse dans la bande passante présente une zone relativement plate dans l'ensemble de la bande passante. Cette platitude s'accompagne d'une erreur d'approximation à la fréquence de coupure.

Au contraire de la réponse de Butterworth, l'approximation au moyen des polynômes de Chebyshev est très valable au voisinage de la fréquence de coupure.

Par contre, ce type de filtre est caractérisé par une ondulation de la réponse en amplitude dans la bande passante. Cette caractéristique fait qu'une réponse de Chebyshev n'est définie que pour une ondulation donnée.

Le module de la réponse en amplitude vérifie la relation :

$$F(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2 C_n^2(\omega)}}$$

dans laquelle  $\epsilon$  est un nombre réel positif inférieur à 1 et  $\omega$  une pulsation normalisée (comptée par rapport à la fréquence de coupure).  $C_n$  est déterminé par la relation de récurrence :

$$C_n(\omega) = 2\omega C_{n-1}(\omega) - C_{n-2}$$

### n Facteurs des polynômes des filtres de Chebyshev

ondulation de 0,5 dB ( $\epsilon = 0,3493$ )

- 1  $s + 2,863$
- 2  $s^2 + 1,425s + 1,516$
- 3  $(s + 0,626)(s^2 + 0,626s + 1,142)$
- 4  $(s^2 + 0,351s + 1,064)(s^2 + 0,845s + 0,356)$
- 5  $(s + 0,362)(s^2 + 0,224s + 1,036)(s^2 + 0,586s + 0,477)$
- 6  $(s^2 + 0,1554s + 1,024)(s^2 + 0,4142s + 0,5475)(s^2 + 0,5796s + 0,157)$
- 7  $(s + 0,2562)(s^2 + 0,1014s + 1,015)(s^2 + 0,3194s + 0,6657)(s^2 + 0,4616s + 0,2539)$
- 8  $(s^2 + 0,0872s + 1,012)(s^2 + 0,2484s + 0,7413)(s^2 + 0,3718s + 0,3872)(s^2 + 0,4386s + 0,08805)$

ondulation d'1,0 dB ( $\epsilon = 0,5089$ )

- 1  $s + 1,965$
- 2  $s^2 + 1,098s + 1,103$
- 3  $(s + 0,494)(s^2 + 0,494s + 0,994)$
- 4  $(s^2 + 0,279s + 0,987)(s^2 + 0,674s + 0,279)$
- 5  $(s + 0,289)(s^2 + 0,179s + 0,988)(s^2 + 0,468s + 0,429)$
- 6  $(s^2 + 0,1244s + 0,9907)(s^2 + 0,3398s + 0,5577)(s^2 + 0,4642s + 0,1247)$
- 7  $(s + 0,2054)(s^2 + 0,0914s + 0,9927)(s^2 + 0,2562s + 0,6535)(s^2 + 0,3702s + 0,2304)$
- 8  $(s^2 + 0,07s + 0,9942)(s^2 + 0,1994s + 0,7236)(s^2 + 0,2994s + 0,3408)(s^2 + 0,3518s + 0,0702)$



Cette relation nous donne le tableau suivant des polynômes de Chebychev :

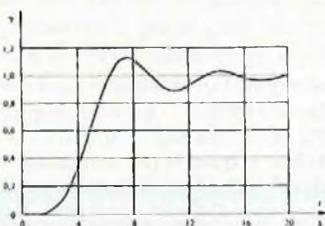
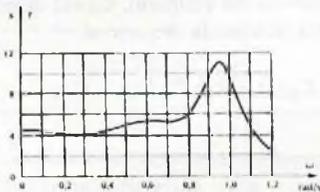
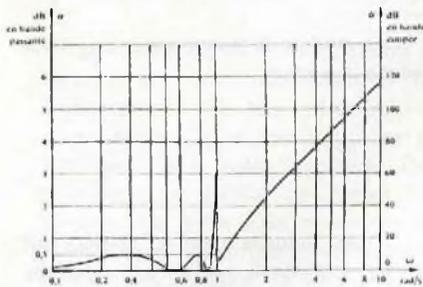
n	C(ω)
0	1
1	ω
2	2ω <sup>2</sup> - 1
3	4ω <sup>3</sup> - 3ω
4	8ω <sup>4</sup> - 8ω <sup>2</sup> + 1
...	.....

La réponse en amplitude présente donc une certaine ondulation dans la bande passante. Cette ondulation sera limitée entre deux valeurs. La première correspond aux racines de Cn(ω) = 0, c'est à dire f(ω) = 1. Ce sont les lieux des maximums. La seconde correspond aux racines de Cn(ω) = 1. C'est à dire

$$f(\omega) = \frac{1}{\sqrt{1 + \epsilon^2}}$$

Ce sont les lieux des minimums. Le taux d'ondulation dépend donc de ε.

En représentation polaire, les lieux des pôles se trouvent donc sur une ellipse.



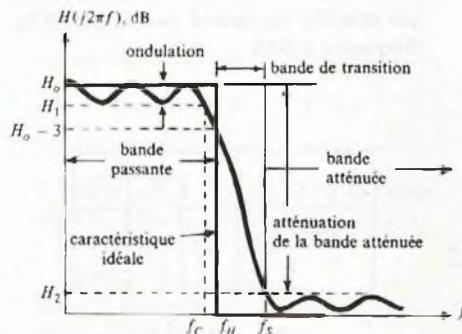
Comme pour les filtres de Bessel, une comparaison est faite sur un filtre passe bas d'ordre 5 avec l'homologue de Butterworth. Le filtre choisi est un filtre de Chebychev présentant une ondulation de 0,5 dB.

Le filtre de Chebychev présente un affaiblissement, croissant beaucoup plus rapidement dans la bande coupée. Pour ω = 2 ωc, son affaiblissement vaut 43 dB contre 30dB pour le filtre de Butterworth.

Pour les courbes de retard, le filtre de Chebychev présente un maximum encore plus prononcé. A ω = 0,95 ωc, la variation totale du retard approche les 200%.

Pour les courbes indicielles, la différence n'est pas flagrante. Le dépassement est le même et le temps de montée est légèrement meilleur pour Butterworth dans la normalisation choisie.

En résumé, le filtre de Chebychev est meilleur si l'on ne regarde uniquement que la courbe d'atténuation. Pour une ondulation donnée, la bande passante et le degré étant le même, c'est le filtre qui présente la meilleur discrimination.



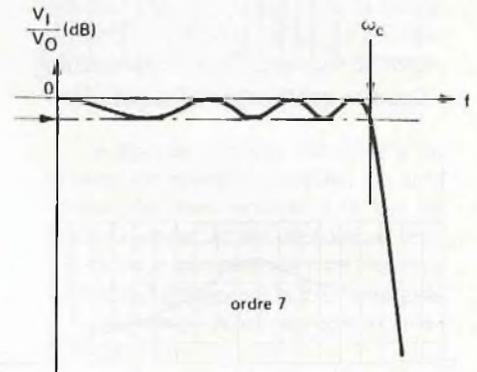
Dans la zone de fréquence de coupure, deux fréquences sont à prendre en compte. La première fc correspond à la fréquence limite de la bande passante choisie. La seconde fs est appelée fréquence de début de bande coupée. A titre d'exemple, considérons un filtre dont l'atténuation sera inférieure à 0,017 dB dans la bande passante (ω < ωc) et l'atténuation supérieure à 43dB dans la bande coupée (ω > ωs). Une telle caractéristique obtenue pour un filtre de Chebychev d'ordre 15 ne le sera sur un filtre de Butterworth que pour un filtre

d'ordre 34. Un filtre de Chebychev permet de réduire l'ordre dans le cas où une coupure très franche est nécessaire.

Chacun des paramètres de comparaison augmente avec le taux d'ondulation.

En poussant l'analyse au maximum, le filtre de Butterworth n'est qu'une forme particulière de filtre de Chebychev, pour laquelle le taux d'ondulation serait nul.

La fréquence de coupure n'est pas définie à -3 dB, mais au taux d'ondulation donné. L'approximation de la fréquence de coupure est d'autant meilleure que le taux d'ondulation est faible.



Comme les minima sont définis par la relation :

$$f(\omega) = 1 / (1 + \epsilon^2)^{1/2}$$

c'est donc la valeur de ε qui va définir la bande passante.

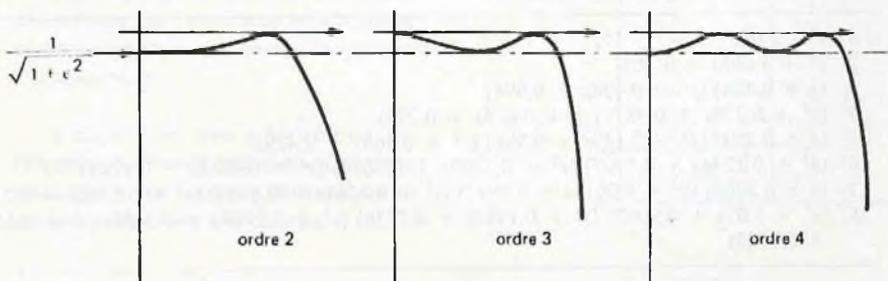
Le nombre de minima et de maxima est fonction de l'ordre du filtre

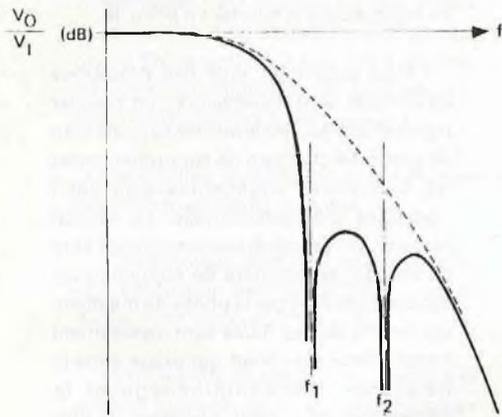
La coupure est beaucoup plus rapide qu'en Butterworth, l'asymptote restant à -6n dB/octave. Cette coupure est d'autant plus rapide que le taux d'ondulation dans la bande passante est important. Ceci se comprend très bien si l'on se rappelle que les coefficients de surtension mis en jeu sont alors plus grands.

La réponse impulsionnelle est caractérisée par une surtension supérieure à celle de Butterworth quand l'ondulation augmente.

## Les filtres de Caer

Cette réponse présente un ou plusieurs zéros de transmission dans la région de coupure. Elle est utilisée pour éliminer une fréquence indésirable ou pour augmenter la pente de coupure à partir d'une fréquence donnée au prix d'une certaine ondulation dans la bande atténuée.





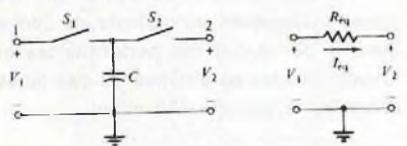
Ces filtres sont également appelés filtres elliptiques. Ils sont caractérisés par une réponse de la forme  $\sin x / x$ .

L'utilisation de tels filtres se rencontre en téléphonie (Suppression de fréquences de porteuses par exemple). On le rencontre également en synthèse vocale pour éliminer les fréquences d'échantillonnage. Par extension, il peut être utilisé comme filtre d'antirecouvrement en entrée et en sortie de convertisseur numérique/analogue (filtre de garde et filtre de lissage).

La structure de tels filtres est par conséquent beaucoup plus complexe que celles rencontrées jusqu'ici. Ces types de filtres se rencontrent essentiellement sous la forme de circuits intégrés spécialisés. Ils utilisent la technique des filtres à capacités commutées.

## Les filtres à capacités commutées

C'est une technique de filtrage qui remplace une résistance (Elément dissipatif) par un condensateur (Elément non dissipatif).



Le principe employé est celui illustré ci-dessus. L'interrupteur S1 est fermé pendant le temps T1 et ouvert pendant le temps T2. Simultanément S2 est ouvert pendant le temps T1 et fermé pendant le temps T2. La période d'un cycle de commutation T est égal à T1+T2. La fréquence d'échantillonnage Fs est égale à 1/T. Les tensions V1 et V2 sont supposées être des sources idéales. Supposons V1 > V2. Au début du cycle S1 est fermé et S2 ouvert. Le condensateur C va donc se

charger à la tension V1 A l'instant T1, S1 s'ouvre et S2 se ferme. Le condensateur va se décharger jusqu'à la tension V2. A l'instant T, le cycle se répète. Pendant la durée T, il y a eu transfert de charge entre l'entrée V1 et la sortie V2. Cette charge est égale à :

$$Q = C (V1 - V2).$$

Comme ce transfert s'est effectué pendant le temps T, un courant équivalent a donc circulé entre les deux pôles.

$$I_{eq} = C (V1 - V2) / T = C (V1 - V2) F_s$$

En considérant le second schéma

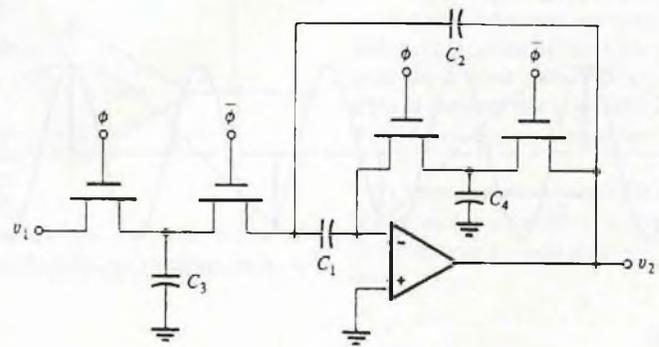
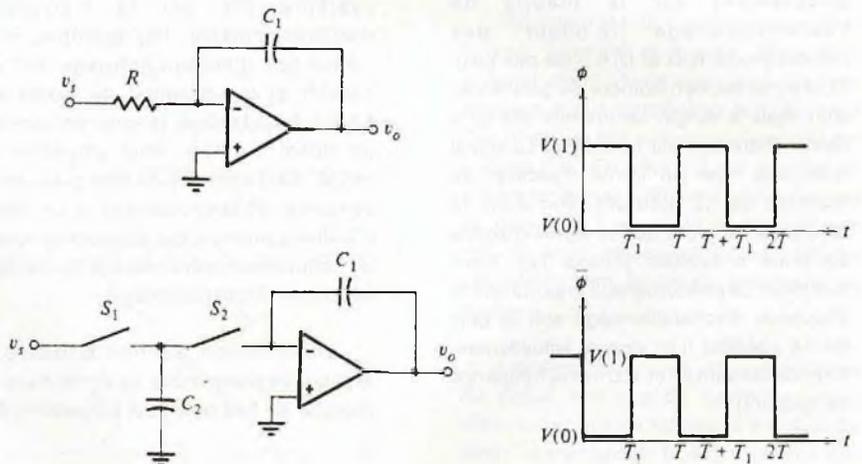
$$I_{eq} = (V1 - V2) / R_{eq}.$$

Pour une durée T, ce montage est bien équivalent à une résistance

$$R_{eq} = 1 / C F_s$$

Cette formule est vraie uniquement si la fréquence de commutation Fs est grande devant la fréquence des signaux V1 et V2 à traiter.

L'illustration ci-après est un exemple d'application sur un intégrateur. La résistance d'entrée de l'intégrateur a été remplacée par la résistance équivalente à capacité commutée. Le même remplacement peut être appliqué à l'ensemble de toutes les résistances d'un filtre actif.



La réalisation des interrupteurs s'obtient simplement en utilisant des transistors MOS.

Les signaux de commande sont obtenus à partir d'une horloge bi-phase.

Quel est l'intérêt d'un tel système? Remplacer une résistance par un condensateur, jusque là, c'est encore compréhensible. Mais rajouter en plus deux transistors MOS qu'il faut piloter par une horloge biphasé, donc rajouter encore un inverseur, voilà qui n'est pas vraiment des plus compréhensibles!

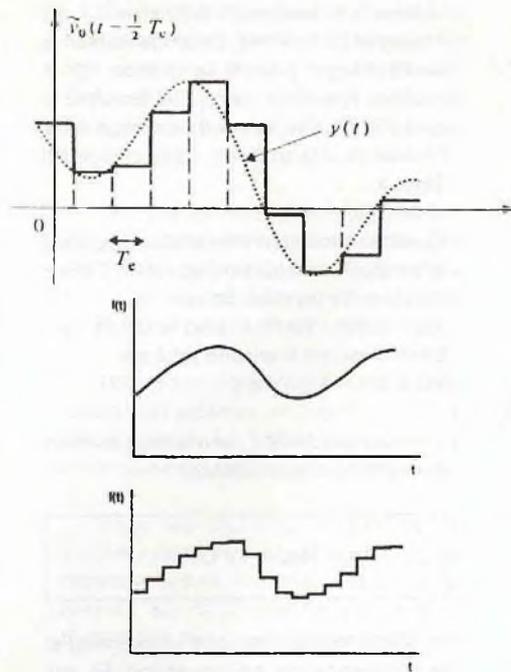
Et pourtant l'intérêt est des plus énormes. Reprenons comme exemple le filtre passe bas d'ordre 5 du chapitre sur les filtres de Butterworth. Chacune des cellules a une fréquence de coupure identique définies par  $F = 1 / 2 \pi R C$ . Les coefficients de Butterworth sont obtenus en jouant sur le gain de chacune des cellules. Si pour une raison ou une autre, la fréquence de coupure doit être déplacée, ce sont cinq résistances qu'il faut modifier (ou trois condensateurs au choix). Autrement dit, c'est un filtre qui est difficilement accordable. Maintenant remplaçons les cinq résistances par cinq systèmes à capacité commutée et intégrons le tout dans un circuit intégré (Rien ne l'interdit). Le gain de place est déjà des plus appréciables (Un boîtier 8 broches, un condensateur et une



résistance pour l'horloge). S'arrêter à cette constatation serait des plus mesquin car, il n'en a pas été question jusqu'ici, mais le plus gros défaut de tous les filtres qui ont pu être vus, c'est d'avoir une fréquence de coupure fixe. Et pour ce boîtier 8 broches que l'on vient d'inventer, il n'a pas encore été question de savoir comment la fréquence de coupure pouvait être obtenue. Bien sûr, c'est en jouant sur la valeur de la capacité commutée (Maintenant intégrée) qu'on peut y arriver (un outillage spécial est fourni avec le circuit).

Allons, restons sérieux, et reprenons la définition de la résistance équivalente de la capacité commutée. Cette résistance est fonction tout d'abord de la capacité qui a pris sa place. Jusque là, cette constatation vérifie l'hypothèse scandaleuse qui a été faite au dessus. Mais surtout, et c'est là le miracle de ce type de filtre, elle est fonction de la fréquence de commutation. A partir de cette constatation, changer la fréquence d'horloge revient à changer la fréquence de coupure. Et rien n'empêche de le faire en dynamique. Comme l'horloge peut être produite par un simple oscillateur RC (Avantage des multivibrateurs), l'accord peut être obtenu en remplaçant simplement cette résistance par un potentiomètre.

Hélas, à chaque chose merveilleuse apparaît le revers de la cuirasse. Ce principe de fonctionnement est basé directement sur la théorie de l'échantillonnage (L'odeur des convertisseurs A/D et D/A n'est pas loin). Et comme tel, bon nombre de problèmes sont prêts à surgir. Le premier est lié à l'échantillonnage par lui même. Le signal subit une mise en forme d'escalier au moment de sa mémorisation dans le condensateur alors que le signal d'entrée continue à évoluer (Phase T2). Pour minimiser ce phénomène, il importe que la fréquence d'échantillonnage soit la plus élevée possible (Les valeurs actuellement disponibles sont 50 et 100 fois la fréquence de coupure).



L'exemple précédent illustre parfaitement le gros problème du maintien qui apparaît sur un système à échantillonnage.

Le second problème lié à cette technique est appelé phénomène de recouvrement (Aliasing en anglais).

La théorie de l'échantillonnage veut que si un signal de fréquence  $f + Fs/2$  est présent à l'entrée du système, un signal de fréquence  $Fs/2 - f$  est généré en sortie du système ( $Fs$  est la fréquence d'échantillonnage). Par exemple, si la fréquence d'échantillonnage est de 100kHz et qu'un signal de 99kHz est appliqué sur l'entrée, la sortie comportera un signal à 1 kHz. Pour empêcher ce risque, il est conseillé de faire précéder le système échantillonneur d'un filtre d'antirecouvrement qui supprimera toutes les fréquences supérieures à la moitié de la fréquence d'échantillonnage.

L'illustration donnée ci-dessous explique ce phénomène. Le signal d'entrée (Courbe en trait plein) est échantillonné à

la période  $T_e$ . Le signal qui sera reproduit en sortie suivra la courbe en pointillé.

Pour supprimer tous ces problèmes deux filtres sont nécessaires : un premier placé en entrée, généralement appelé filtre de garde, se chargera de supprimer toutes les fréquences supérieures à la demi fréquence d'échantillonnage. Le second placé en sortie, généralement appelé filtre de lissage, se chargera de supprimer les escaliers générés par la phase de maintien. Les ordres de ces filtres sont inversement proportionnels à l'écart qui existe entre la fréquence d'échantillonnage et la fréquence du signal d'entrée. A titre d'exemple, la technique du sur-échantillonnage maintenant classique sur les platines laser a permis de faire passer le filtre de sortie d'un ordre 13 (Sur les premières platines) à un ordre 4 sur les courantes.

Mais revenons à notre filtre à capacité commutée: le faire précéder par un autre filtre tient un peu du Vaudeville.

Autre critère de limitation de ce type de filtre; pour avoir un résultat correct, il est conseillé de prendre un taux d'échantillonnage le plus élevé possible. Dans le cas présent il est de 100. Or la fréquence d'horloge qui peut être appliquée sur ce type de composant plafonne à 1 MHz. Cela revient à limiter la bande passante à 10 kHz dans le cas d'un filtre passe bas.

## Les filtres numériques

Ces filtres sortent du cadre de cet article et sont présentés ici à titre indicatif.

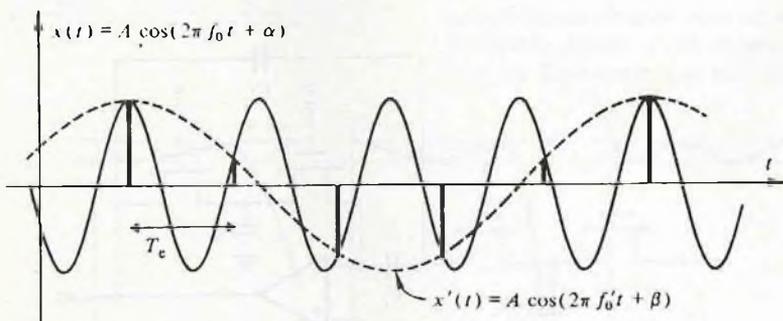
Parler de ces filtres revient à aborder la théorie du traitement du signal.

A l'origine, ils ont été développés et étudiés dans le but de pouvoir simuler les filtres analogiques sur ordinateurs. Ceci a permis de vérifier les performances et d'optimiser les paramètres de ces filtres avant leur éventuelle réalisation.

Ca y est. Le mot magique a été lâché : ordinateur.

Le but de ces filtres est donc de lâcher la puissance informatique pour traiter l'information.

Cela impose de disposer de systèmes de conversion (Analogique/numérique pour capter le signal et numérique/analogique pour restituer ce signal) avant d'effectuer les calculs.



Tout d'abord traitée en différée, l'information peut maintenant être traitée en temps réel. L'apparition de DSP (Digital Signal Processor) de plus en plus rapides, de capacités mémoires de plus en plus importantes permet cette prouesse.

Des filtres d'ordre 90 sont monnaie courante avec cette technique.

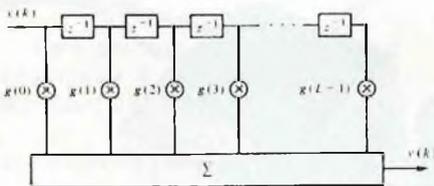
Les résultats sont déjà spectaculaires et l'évolution de l'intégration risque d'intensifier fortement leur usage.

L'utilisation de ces filtres a imposé la mise en place de deux nouveaux modèles de traitement :

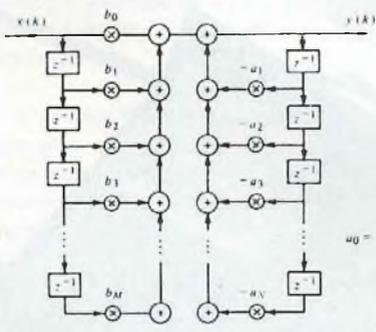
- Les systèmes à réponse impulsionnelle infinie (RII) : les échantillons ne sont plus nuls à partir de l'instant de départ de la saisie.
- Les systèmes à réponse impulsionnelle finie (RIF) : les échantillons sont non nuls uniquement sur l'intervalle de saisie (Limité par l'instant de départ et l'instant de fin de la saisie).

Trois autres classifications ont également été mises en place :

- La réalisation transversale ou non réursive : dans ces systèmes, le signal de sortie dépend seulement de la valeur présente et des valeurs précédentes du signal d'entrée.



- La réalisation réursive : dans ces systèmes, le signal de sortie dépend non seulement du signal d'entrée, mais également des valeurs précédentes du signal de sortie.



- La réalisation par la TFD (Transformée de Fourier Discrète) : Cette méthode repose essentiellement sur l'utilisation de la TFR (Transformée de Fourier Rapide). C'est une méthode de traitement fréquentielle. Le principe consiste à calculer la TFD du signal d'entrée à l'aide de la TFR (Décomposition fréquentielle du

signal d'entrée), de multiplier le résultat par la réponse fréquentielle du filtre désiré et de calculer la TFD inverse à l'aide de la TFR (Restitution du signal obtenu en sortie).

## Les filtres passe tout

Vaguement entrevu lors de la présentation générale des filtres, ce ne sont pas des filtres à proprement parler.

Un filtre est défini par une fréquence caractéristique et un coefficient d'atténuation. Il peut donc également être appelé atténuateur.

Dans le cas présent, l'atténuation apportée est nulle (ou constante) quelque soit la fréquence.

Son rôle est d'apporter un déphasage au signal d'entrée, déphasage qui sera fonction de la fréquence.

Le but de ces dispositifs est d'apporter un retard au signal d'entrée. Ils sont plus souvent appelés réseaux déphaseurs.

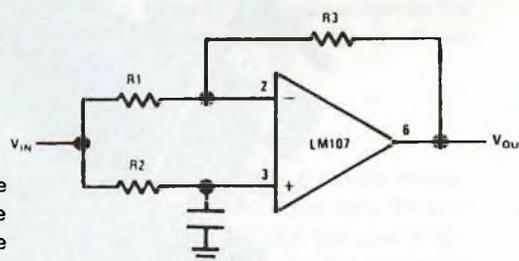
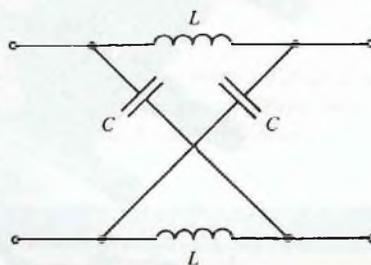
Tout comme pour les filtres vus jusqu'ici, ces réseaux peuvent être passifs, actifs, du premier ou du second ordre.

Les réseaux du premier ordre ont une fonction de transfert, un déphasage et un retard de la forme :

$$F(p) = (p - a) / (p + a)$$

$$\phi = 2 \arctan \omega / a$$

$$\tau = 2a / (a^2 + \omega^2)$$



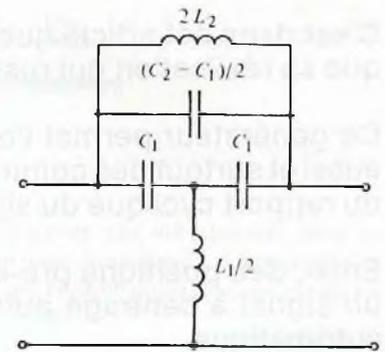
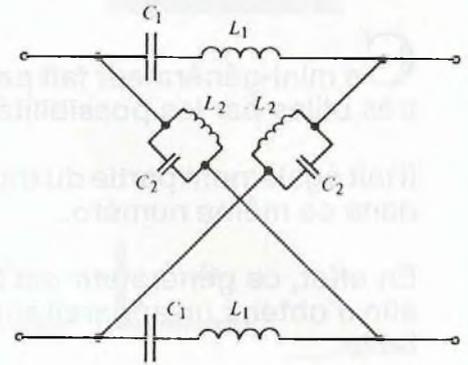
Les cellules du second ordre possèdent une fonction de transfert de la forme :

$$F(p) = [(p - a)^2 + b^2] / [(p + a)^2 + b^2]$$

$$\phi = 2 [ \arctan u + \arctan v ]$$

$$\tau = (2/a) \{ [ 1 / (1 + u^2) ] + [ 1 / (1 + v^2) ] \}$$

avec  $u = (\omega + b) / a$   
et  $v = (\omega - b) / a$



## Conclusions

Voici terminée la présentation sur les filtres passifs et actifs. Pourquoi cette présentation? Parce que faire un tour complet sur la conception et l'utilisation des filtres en une vingtaine de pages est impossible. Ce serait alors une injustice envers l'importante littérature qui existe sur ce domaine. Il est juste à déplorer que celle-ci ne se mette pas plus à la portée des utilisateurs tant le niveau technique est élevé.

Les progrès actuels en numérisation du signal font que de nouvelles portes s'ouvrent et que de nouveaux modèles de filtres apparaissent. L'usage intensif des DSP risque de remettre en question tout ce qui a pu être abordé dans cette étude.

Il n'empêche que ces techniques ne sont pas à la portée de l'amateur. Le filtrage analogique n'est donc pas encore mort. Dans la majorité des applications, un filtre d'ordre 5 ou 6 remplit largement son rôle.

L'énorme différence de coût rend cette technique numérique actuellement complètement inadaptée aux besoins réels.

E. DERET





## Mini-générateur de signaux

**C**e mini-générateur fait partie des petits appareils simples de mise en oeuvre et pourtant très utiles par les possibilités offertes.

Il fait également partie du triptyque formé par les mini-alimentations et le pupitre LAB décrits dans ce même numéro.

En effet, ce générateur est la version extraite de ce pupitre LAB, et mise en boîtier séparé afin d'obtenir un appareil autonome et de format beaucoup plus adapté à une utilisation sur table.

C'est dans cet article que nous allons décrire le fonctionnement détaillé du montage ainsi que sa réalisation qui restent, dans l'ensemble, très simples.

Ce générateur permet l'obtention des trois formes de base, sinus, triangle et carré, mais aussi et surtout des commandes d'alignement en continu du signal de sortie et une variation du rapport cyclique du signal carré.

Enfin, des positions pré-établies de ces deux dernières commandes permettent d'obtenir un signal à centrage automatique sur la valeur moyenne et un rapport cyclique de 50% automatique.

Toutes ces caractéristiques en font un appareil idéal à la fois pour le débutant ou pour l'enseignement...

### Caractéristiques

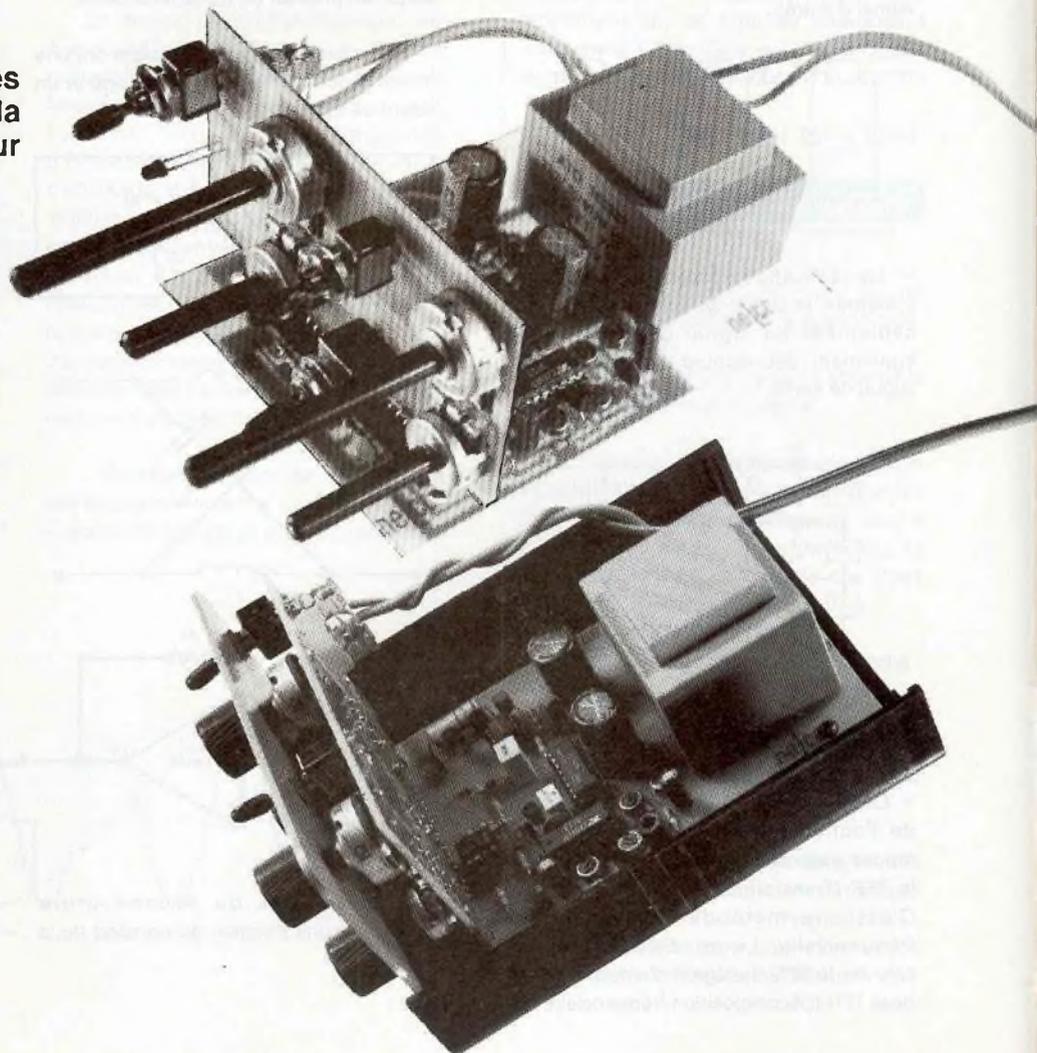
#### Signaux

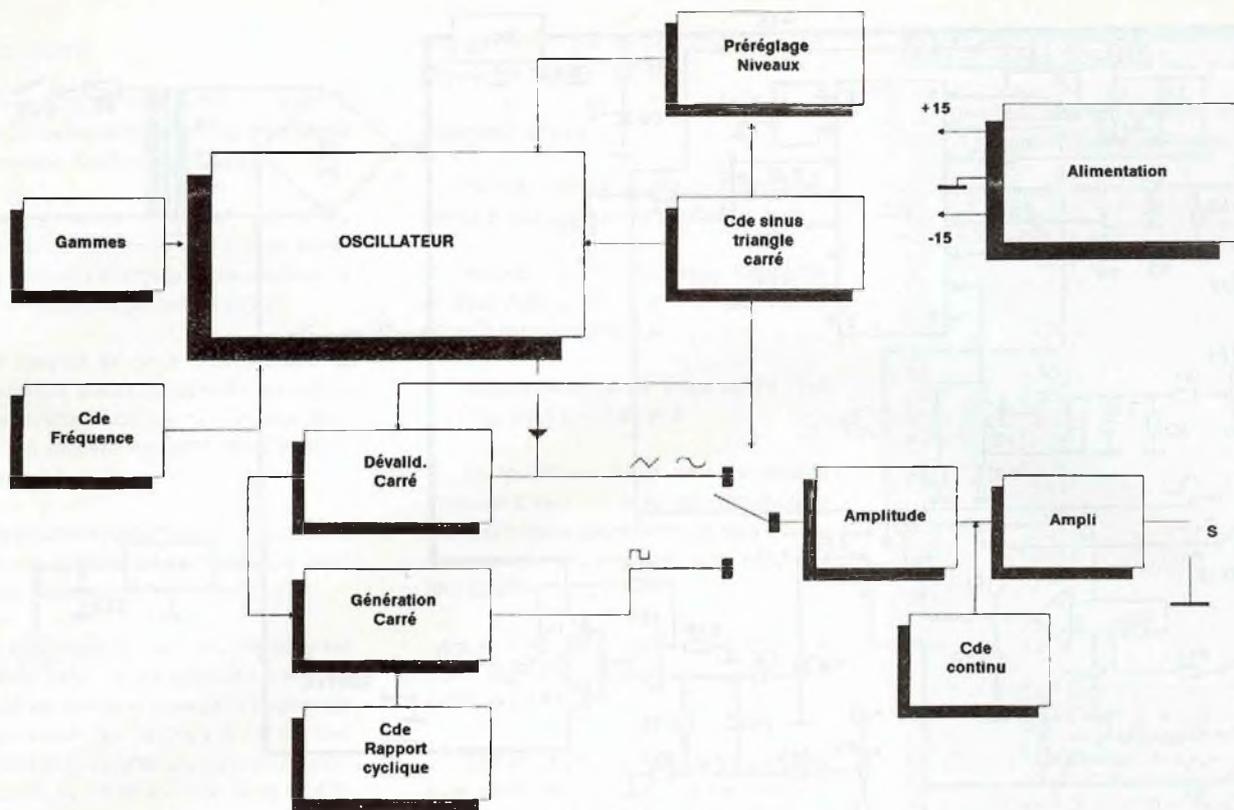
Comme indiqué en introduction, trois formes d'ondes peuvent être obtenues avec ce générateur.

Une quatrième est pratiquement constituée par le rapport cyclique variable sur le signal carré, permettant d'obtenir tous les rapports d'impulsions, aussi bien positifs que négatifs.

Cette commande de rapport permet une variation jusqu'à 100 % dans les deux sens, permettant d'obtenir en limite une tension continue en sortie.

Précisons toutefois que le but de ce générateur n'est quand même pas d'être utilisé en tant qu'alimentation stabilisée de + 15 à -15 Volts....





Un interrupteur placé en butée de cette commande permet enfin l'obtention d'un signal carré à rapport cyclique de 50 % garanti.

## Fréquences

Deux gammes de fréquences sont disponibles à l'aide d'un inverseur permettant une excursion de:

- 20 Hz à 1.5 kHz en gamme 1
- 400 Hz à 100 kHz en gamme 2

En fait, les gammes obtenues réellement sont plus étendues que celles indiquées ci-dessus puisque le prototype photographié de la page précédente nous fournit par exemple de 4.2 Hz à 2 kHz en gamme 1 et 348 Hz à plus de 150 kHz en gamme 2.

L'étendue de ces deux gammes est donc plus que suffisante et procure un recouvrement permettant l'obtention de la fréquence désirée dans la gamme la plus adaptée.

La commande linéaire de fréquence, faite à l'aide d'un potentiomètre traditionnel, est du type linéaire; précaution utile pour obtenir toutes les conditions souhaitables de stabilité, de facilité de réglage et de graduation de la façade.

## Sortie

La commande d'amplitude permet d'obtenir un niveau allant de zéro à 24 Volts

crête-crête dans toutes les formes du signal.

Dans le même temps, une commande par potentiomètre de la composante continue de sortie permet de déplacer le signal de - 13 à + 13 Volts environ.

Ces valeurs permettent ainsi d'obtenir des triangles ou sinusoides écrêtés, s'il en est besoin.

De la même façon que pour le rapport cyclique, un interrupteur en butée de ce potentiomètre permet d'obtenir automatiquement le centrage du signal généré sur zéro Volt.

Enfin le signal de sortie est disponible sur une impédance de 50 Ohms, valeur classique pour ce genre d'appareil.

## Synoptique

Le synoptique ci-dessus montre les différents sous-ensembles qui constituent ce générateur.

## Oscillateur

Pour ne rien cacher, précisons de suite que le coeur du montage sera construit autour du circuit XR2206, que nous avons déjà eu l'occasion de voir en détail. (Hobbythèque No 4 page 27).

Les solutions permettant l'obtention des meilleurs résultats au point de vue

distorsion ont été choisies dans ce montage (suppression du traitement du signal carré en mode sinus ou triangle par exemple).

Cet oscillateur est commandé par un générateur à courant constant pour le réglage de fréquence.

C'est cette procédure qui permet d'étaler la commande d'une façon linéaire et donc plus souple pour travailler.

## Forme d'onde

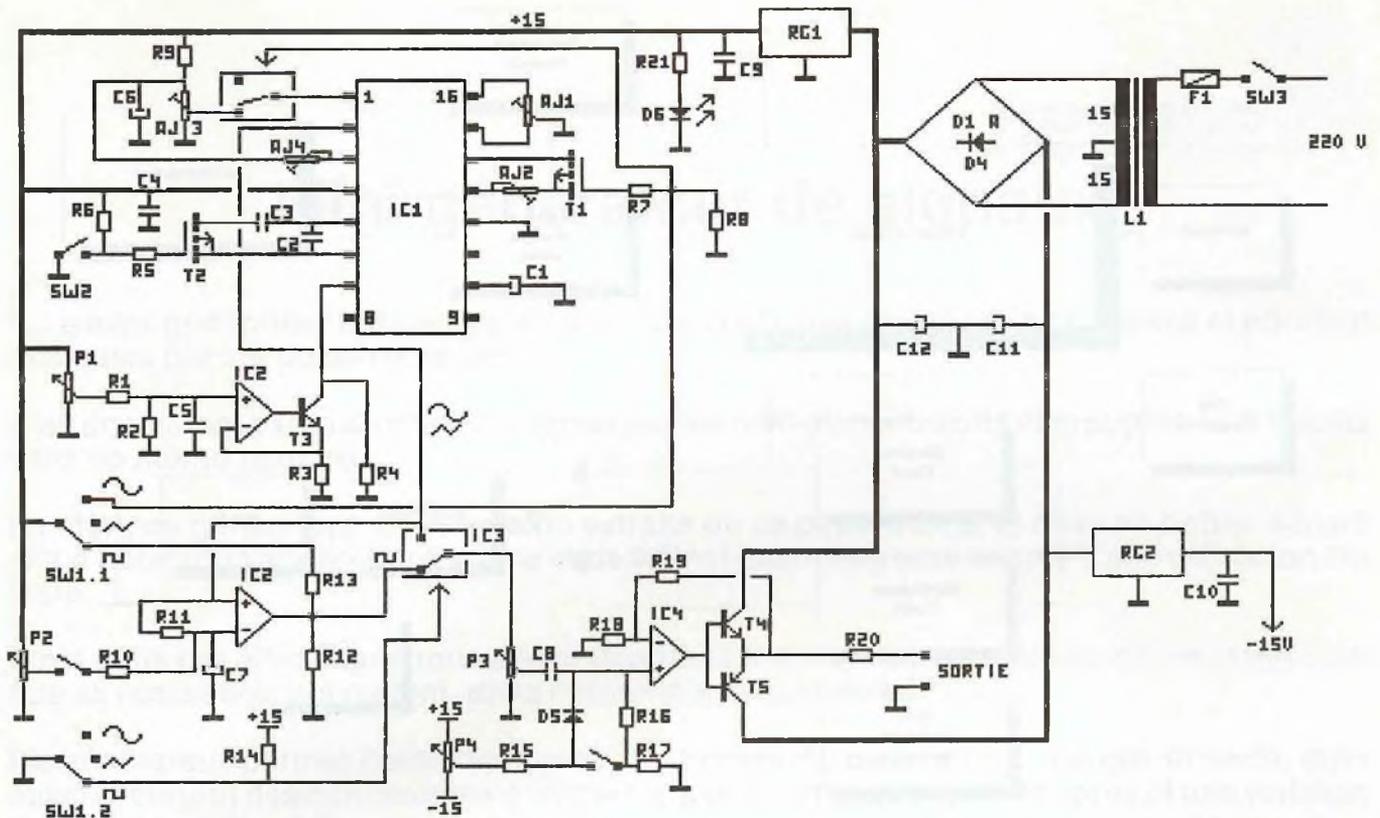
Un commutateur de gamme, par ajout d'un condensateur de relaxation, permet d'obtenir une souplesse suffisante pour aller d'un extrême à l'autre des fréquences disponibles sans que celles-ci soient trop compressées sur le réglage linéaire.

En sortie, une commande de type de signal permet de multiples fonctions.

La première consiste évidemment à sélectionner la forme d'onde: logique.

Cette commutation permet également de sélectionner les pré-réglages de niveaux, le XR2206 ne fournissant pas les mêmes amplitudes entre sinusoides et triangle.

Elle permet enfin d'inhiber la génération du signal carré dans le cas d'utilisation d'autres formes de signaux, ceci afin d'éviter toutes déformations dues à de grandes amplitudes et des fronts raides de ce signal carré.



## Signal carré

Bien que le XR 2206 puisse générer ce type de signal, c'est à un traitement extérieur qu'il sera fait appel.

Ce traitement extérieur permettra une commande facile du rapport cyclique en utilisant une comparaison entre le triangle et une tension continue ajustable.

Cette tension continue pourra également être exactement centrée par rapport au triangle, assurant ainsi l'obtention du rapport cyclique de 50 % à coup sûr.

## Sortie

Après la sélection de forme d'onde, un réglage d'amplitude et de commande en continu permettent d'obtenir les différents niveaux dont nous parlions dans les caractéristiques.

Enfin, une alimentation traditionnelle à point milieu permet à l'ensemble de se nourrir en stabilisé symétrique de 15 Volts.

## Schéma de détail

Il sera exploré dans le même ordre que le synoptique afin de repérer facilement chaque sous-ensemble.

Les inverseurs placés dans des rectangles correspondent à un circuit MOS.

## Oscillateur

C'est IC1, XR2206, qui va générer les principaux signaux utiles, en l'occurrence, sinus et triangle.

Ces signaux sont disponibles en patte 2 de IC1.

Le passage d'une forme d'onde à l'autre se fait par T1, BS170. Ce type de transistor permet une commutation à proximité du circuit intégré, réduisant ainsi la longueur des pistes et augmentant, par le fait, la qualité des signaux obtenus.

AJ1 et AJ2 permettent respectivement de régler au mieux la symétrie et la distorsion de la sinusoïde.

L'amplitude de ces deux formes de signaux est déterminée par AJ4 et la tension continue de sortie de la patte 2 est fixée à 7.5 Volts ( $V_{cc}/2$ ) par le diviseur AJ3, R9, le tout découplé par C6.

Pour compenser le surplus de niveau fourni en triangle par le XR2206, une tension continue pré-réglée par AJ3 et commutée par une porte de IC3 va venir modifier le potentiel de la patte 1. Cette entrée est la commande de modulation AM du XR2206.

Ces deux ajustables permettront ainsi de régler aussi bien sinus que triangle à la même amplitude que le signal carré.

C'est un transistor du même type, BS170, qui est utilisé pour T2 dans le but de commuter la capacité additionnelle de relaxation.

Lorsque ce transistor est saturé, C3 est ajouté en parallèle sur C2, permettant ainsi l'obtention de la gamme inférieure de fréquences.

Ce transistor est normalement polarisé au plus par R5 et R6, SW2 permettant de commuter cette polarisation par mise à la masse.

## Fréquence

La commande de fréquence est assurée par un générateur à courant constant, construit autour d'une moitié de IC2 (ampli OP) et T3.

Ce courant extrait ne devra jamais excéder 3 mA (sous peine de destruction de IC1), ce qui signifie que la tension sur R3 ( $680 \Omega$ ) ne devra pas excéder  $680 \times 0.003 = 2.04$  Volts.

C'est R1 et R2 qui vont se charger de fixer cette limite haute de la tension émanant du potentiomètre de fréquence P1.

Enfin R4 permet de fixer la fréquence minimum de la gamme lorsque l'ensemble générateur à courant constant se retrouve en état de blocage (tension nulle au curseur de P1).



## Signal carré

C'est IC2 encore (LM392) qui va accomplir cette tâche en utilisant sa partie comparateur à collecteur ouvert.

Pour générer ce signal, on va lui demander de comparer le signal de sortie de IC1 (qui sera triangulaire dans ce cas) à la valeur moyenne du même signal.

Le résultat de cette comparaison va nous donner automatiquement un signal carré à rapport cyclique de 1, quelles que soient les dispersions dans les différents composants.

Ce rapport cyclique sera à 1 également si aucune tension additionnelle ne vient modifier le potentiel de l'entrée moins.

Si un potentiel positif ou négatif y est apporté, cela va se traduire par une variation de part et d'autre de la tension de comparaison par rapport à la tension moyenne et donc une variation du rapport cyclique du signal en sortie de porte de IC2.

Cette tension additionnelle est apportée par P2 et ce, à condition que son interrupteur soit fermé.

La relation de division procurée par R10 et R11 permet de dépasser légèrement les 100 % du rapport cyclique et assure donc l'obtention de toutes les largeurs d'impulsions possibles.

Enfin, pour que ce signal carré n'existe que lorsqu'on en a besoin, c'est SW1/1 qui va amener le + 15 Volts sur la résistance R13 de "pull up".

Ce même commutateur commande également la fonction sinus en envoyant le 15 Volts sur la "gate" de commande de T1 au travers de R7.

## Sélection

La seconde moitié de SW1 permet l'activation d'un inverseur de IC3.

Celui-ci va sélectionner le signal carré ou les deux autres formes vues auparavant, toutes au même niveau d'amplitude, pour

les appliquer sur le potentiomètre de réglage de niveau.

## Amplification

Dernière étape avant de fournir le signal à l'utilisateur: l'amplification.

Elle est constituée d'un ampli OP rapide et d'un étage à structure PNP / NPN pour obtenir la puissance utile.

Le gain global de cet étage est de 11 et est déterminé par R18, R19.

Le "push" de sortie est directement alimenté à partir de la tension redressée / filtrée afin de ne pas affecter les régulateurs d'un courant important et ainsi dégrader leur qualité de régulation.

La cellule de commande de composante continue est constituée de P4 et R15 à R17.

Elle fonctionne sur le même principe que celle de commande de rapport cyclique, c'est à dire par ajout d'une composante continue soigneusement dosée lorsque l'interrupteur est fermé.

Quand celui-ci est ouvert, l'alignement se fait automatiquement par rapport au potentiel de masse grâce à R16 et R17.

Cette condition est vrai surtout lorsque le signal est parfaitement symétrique et seul le carré à rapport cyclique variable va s'aligner sur sa valeur moyenne (variable) mais toujours par rapport à la masse.

D5 procure enfin une amélioration de l'alignement dans le cas de composante continue réglable et rapport cyclique variable.

## Alimentation

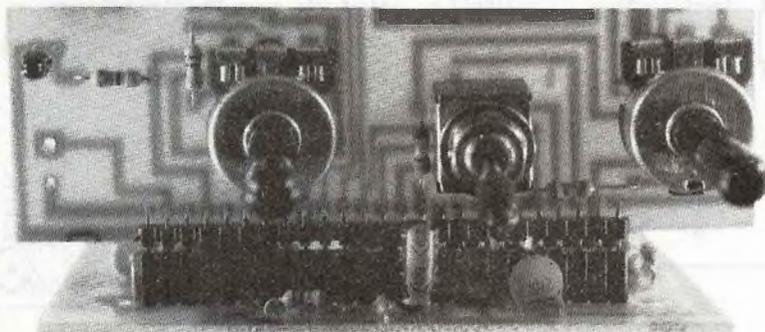
Tout à fait classique, cette alimentation double alternance à point milieu permet de fournir les quelques 300mA nécessaires à une charge de 50 Ohms.

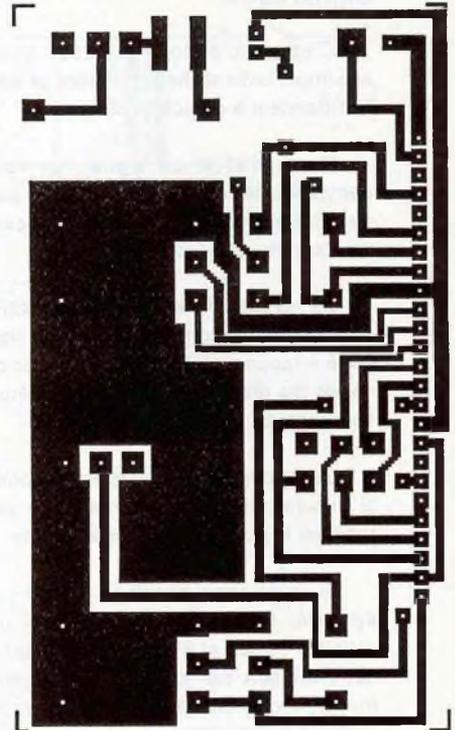
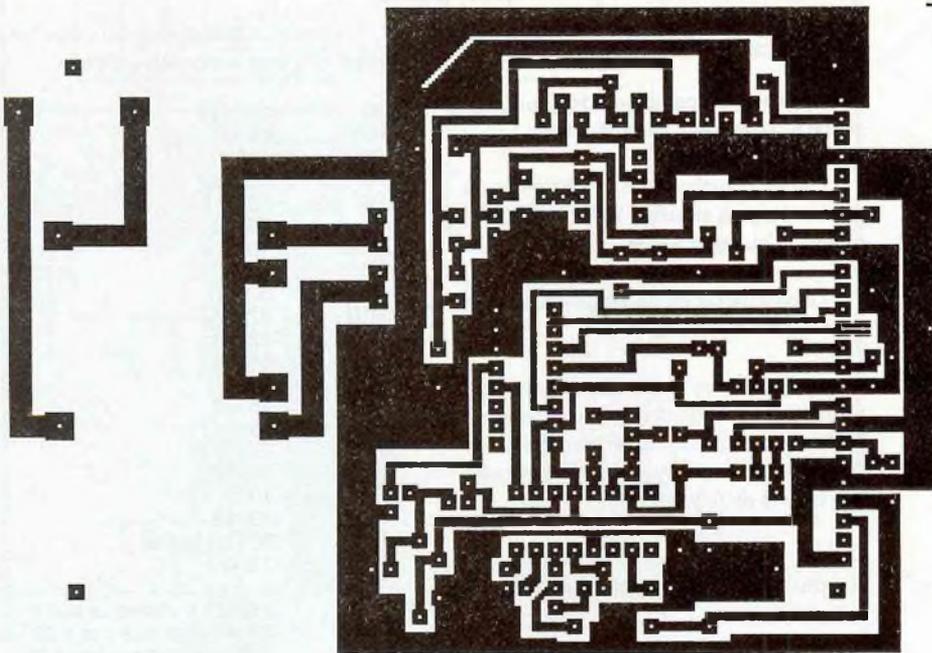
Deux régulateurs et une diode LED signalant le fonctionnement terminent cette partie alimentation.

## Liste des composants

Toutes les résistances sont des 1/4 de Watt, 5 % sauf indication contraire

R1	330 k $\Omega$
R2	56 k $\Omega$
R3	680 $\Omega$
R4	1.8 M $\Omega$
R5	10 M $\Omega$
R6	15 k $\Omega$
R7	10 M $\Omega$
R8	15 k $\Omega$
R9	5.1 k $\Omega$
R10	820 k $\Omega$
R11	220 k $\Omega$
R12	680 $\Omega$
R13	2.7 k $\Omega$
R14	15 k $\Omega$
R15	100 k $\Omega$
R16	220 k $\Omega$
R17	10 k $\Omega$
R18	1 k $\Omega$
R19	10 k $\Omega$
R20	56 $\Omega$ 2 Watts
R21	1.5 k $\Omega$
C1	1 uF 63 V chimique radial
C2	6.8 nF plastique pas 5.08
C3	0.47 uF plastique pas 5.08
C4, C5	0.1 uF céramique
C6	10 uF 25 V chimique radial
C7	1 uF 63 V chimique radial
C8	1 uF plastique pas 5.08
C9, C10	0.1 uF céramique
C11, C12	470 uF 25 V chimique radial
D1 à D4	1N4004
D5	1N4148
D6	LED 3mm
AJ1	20 k $\Omega$ 82 PR
AJ2	500 $\Omega$ 82 PR
AJ3	5 k $\Omega$ 82 PR
AJ4	50 k $\Omega$ 82 PR
P1, P3	10 k $\Omega$ P20 à plat
P2, P4	22 k $\Omega$ + inter P16 à plat
IC1	XR2206
IC2	LM 392
IC3	MOS 4053
IC4	LF 357
T1, T2	BS 170
T3	BC 549 C
T4	BC 337
T5	BC 327
RG1	78 L 15
RG2	79 L 15
SW1	double inverseur 3 positions pour CI
SW2, SW3	inverseur simple 2 positions pour CI
F1	315 mA temporisé
L1	transformateur 2 x 15, 10 VA CI
	1 support fusible pour CI
	2 supports CI 16 broches
	2 supports CI 8 broches
	25 broches mâles coudées
	25 broches femelles droites (voir photo ci-contre)
	1 fiche BNC ou 2 bananes pour sortie.
	montage prévu pour coffret 116PM ou 117 PM de MMP





## Réalisation

Comme le laisse supposer la photographie du connecteur éventuel de raccordement, deux circuits imprimés distincts seront utilisés pour ce mini-générateur.

La carte de base, prévue pour être vissée dans la coquille inférieure du coffret MMP, supporte toute la partie active du montage et le transformateur d'alimentation.

La seconde carte de façade ne supporte que les potentiomètres et commutateurs, ainsi que le porte fusible secteur qui sera monté côté cuivre.

La façade elle-même se charge enfin de supporter la fiche BNC de sortie (ou les fiches bananes vu la limite supérieure de fréquence).

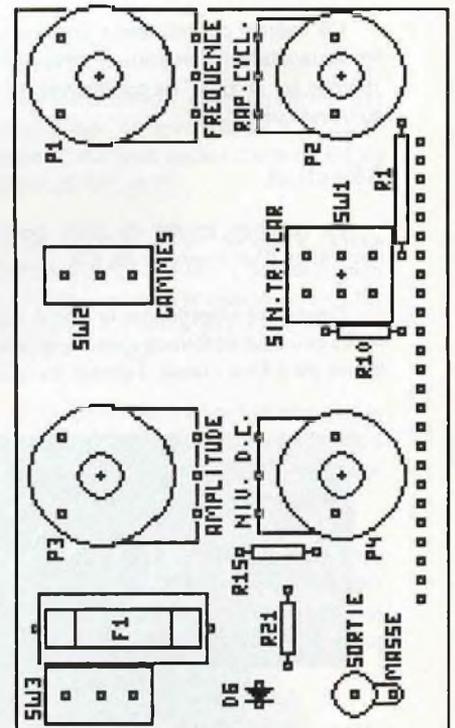
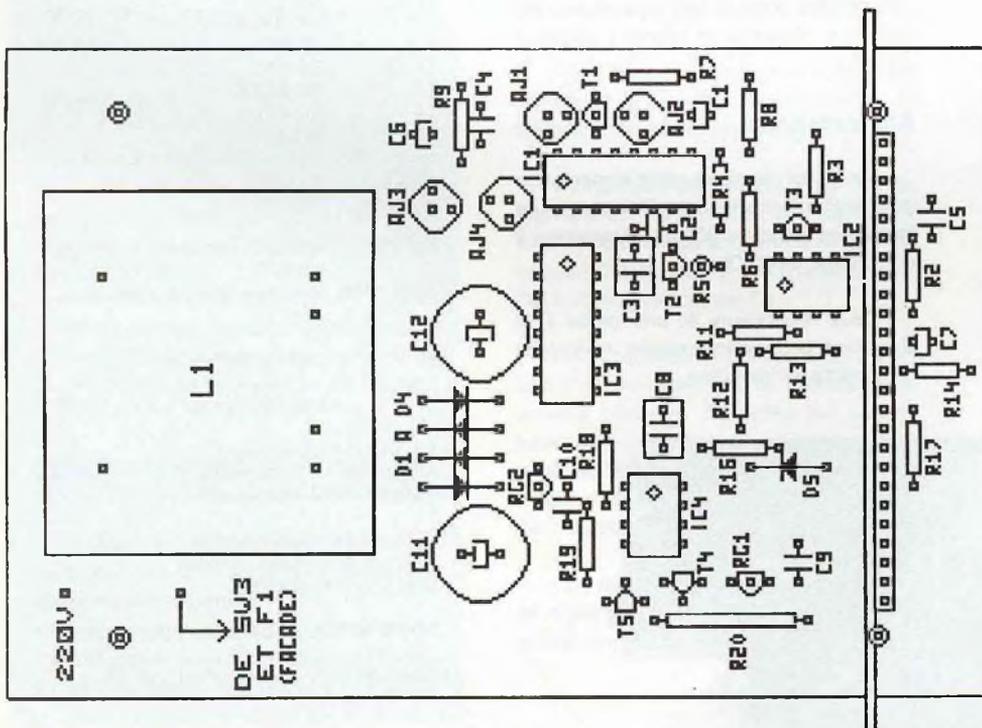
Si vous utilisez une BNC, ne pas oublier sa connexion de masse (le plastique c'est fantastique, mais pas conducteur...).

Les faces cuivre et sérigraphiées de ces deux cartes sont sur cette page.

Comme d'habitude, on montera les composants par ordre de croissance de taille.

Un soin tout particulier devra être réservé aux transistors BS170, MOSFET très fragiles et sensibles aux surtensions ou décharges statiques.

La meilleure solution consiste à court-circuiter les trois pattes au moment

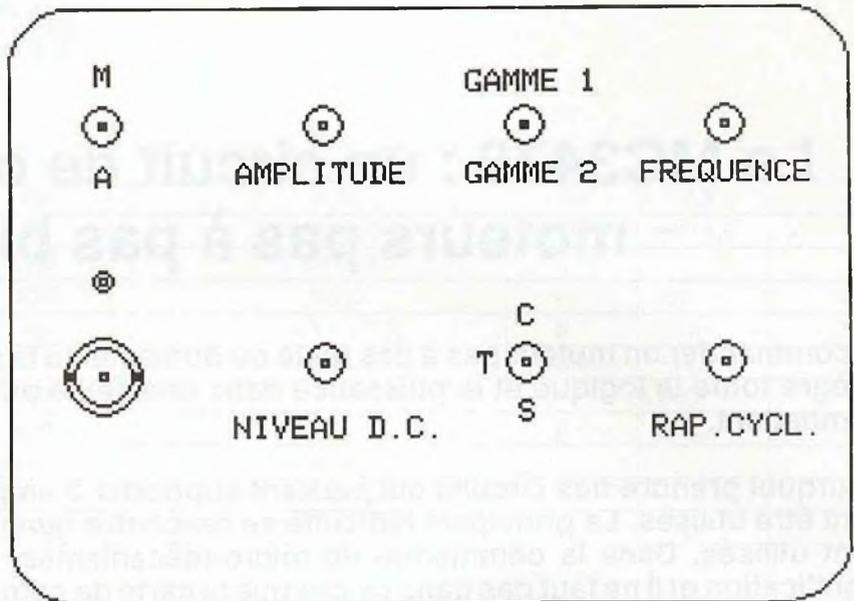


du soudage pour éviter toute recherche de panne inutile et fastidieuse par la suite.

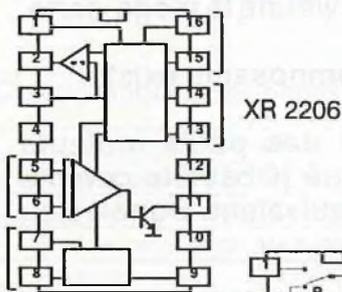
Sur la carte de façade, deux pistes de fortes sections situées à côté du porte fusible sont destinées à recevoir l'un des fils secteur avant de retourner au transfo (l'autre fil secteur se câblant directement à la seconde borne du transformateur).

Prévoir la bonne longueur de patte pour la LED D6, qui devra venir à fleur de la façade plastique.

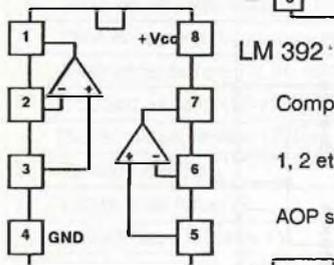
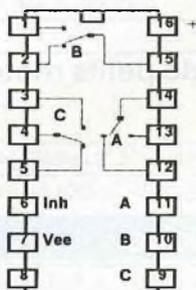
Les trois écrous de SW1 à SW3 serviront à immobiliser la carte munie de potentiomètres par rapport à cette façade plastique.



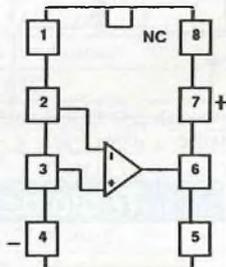
## Brochages



MOS 4053



LF 357



## Réglages

Quatre potentiomètres ajustables, quatre réglages à accomplir (simples).

Avant d'exécuter ces réglages, mettre "OFF" le réglage de rapport cyclique par P2, "OFF" également pour le niveau continu par P4.

Mettre le générateur en position carré, fréquence de l'ordre de 1 kHz (gamme 1 et P1 approximativement à mi-course) et régler l'amplitude pour obtenir un carré de 3 à 5 Volts de niveau en sortie.

Passer en forme sinusoïde, et régler AJ1 et AJ2 pour obtenir la meilleure forme de sinusoïde possible.

Régler ensuite AJ4 pour obtenir la même amplitude pour la sinusoïde que pour le signal carré précédemment relevé.

Passer enfin en forme triangle et régler AJ3 pour obtenir la même amplitude que les deux courbes précédentes: c'est tout, le montage est réglé.

Ne pas oublier que toute modification sur les réglages de symétrie et de

distorsion implique la retouche des amplitudes vues après.

Enfin la méthode de réglage par filtre en double T, vue lors de la réalisation du générateur de fonction "senior" dans le numéro 4 page 14, reste également tout à fait valable pour cette réalisation-ci.

## Conclusions

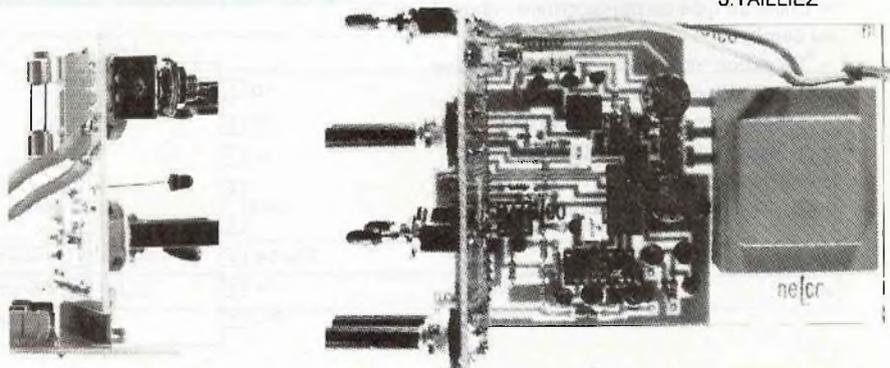
Ce petit montage générateur reste d'un coût réduit et d'une réalisation facile.

Cela ne l'empêche pas de fournir des signaux de qualité et avec des possibilités propres souvent aux plus grands (comme le rapport cyclique et l'ajustement continu).

Sa gamme de fréquence limitée mais dépassant toutefois largement la bande audio permet de solutionner les mesures les plus courantes.

Enfin la description de ce générateur vient compléter l'article sur le pupitre LAB décrit dans ce même numéro, tout au moins pour les parties explication du schéma, réalisation des cartes et réglages.

J.TAILLIEZ



# Le MC3479 : un circuit de commande de moteurs pas à pas bipolaire

Si commander un moteur pas à pas reste du domaine de la simplicité, trouver un circuit qui intègre toute la logique et la puissance dans une seule puce tient un peu du parcours du combattant.

Pourquoi prendre des circuits qui peuvent supporter 3 ampères quand seulement 200 mA vont être utilisés. La principale difficulté se rencontre quand ce sont de petits moteurs qui sont utilisés. Dans la commande de micro-mécanismes, le mot "micro" prend toute sa signification et il ne faut pas dans ce cas que la carte de commande devienne la méga-carte.

Pour ce genre d'application, heureusement, un certain nombre de composants existe.

Le SAA1027 est un circuit intégré spécialisé pour la commande des petits moteurs unipolaires 4 phases. Malheureusement, ce circuit n'est plus fabriqué (Obsolète comme disent les constructeurs). Le problème est qu'il ne possède pas d'équivalent. Donc adieu moteur unipolaire !

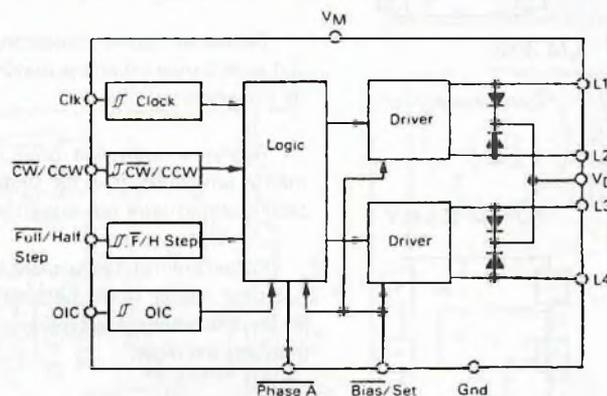
Le MC3479 est un circuit intégré spécialisé pour la commande de petits moteurs bipolaires 2 phases. Un circuit similaire est le SAA1042.

## Description générale

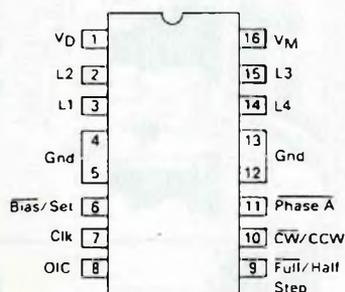
Le MC3479P est conçu pour piloter un moteur pas à pas 2 phases en mode bipolaire. Le circuit est constitué de quatre étages d'entrée, d'une section de décodage logique et de séquençement, de deux étages de puissance pour commander les enroulements du moteur et d'une sortie pour indiquer l'état de commande de phase A.

- Alimentation unique : 7,2 à 16,5 V
- Courant par enroulement : 350 mA
- Diodes d'antisurtension intégrées
- Choix du sens de rotation : horaire ou anti-horaire
- Choix du type de déplacement : normal ou demi pas
- Sélection du mode haute ou basse impédance (en mode demi pas)
- Entrées compatibles TTL/MOS
- Hystérésis d'entrée : 400mV minimum
- Initialisation possible en Phase A
- Sortie d'indication de Phase A

## Synoptique



## Brochage



## Table de vérité

	Etat bas	Etat haut
CW/CCW	Horaire	Anti horaire
Full/half	normal	demi
OIC	Haute	Basse
Clk	Déclenchement front positif	

## Conditions d'utilisation

Caractéristique	Symbole	Limite absolue	Min	Max	Unité
Tension d'alimentation	VM	+ 18	+7,2	+ 16,5	Vdc
Tension diode de protection (Patte 1)	VD	VM + 5,0	VM	VM + 4,5	Vdc
Tension de sortie driver (Patte 2, 3, 14, 15)	VOD	VM + 6,0			Vdc
Courant de sortie driver (Par enroulement)	IOD	± 500	-	350	mA
Tension d'entrée (Patte 7, 8, 9, 10)	Vin	- 0,5 à + 7,0	0	+ 5,5	Vdc
Courant Bias/Set (Patte 6)	IBS	- 10000	- 300	- 75	µA
Tension de sortie Phase A	VOA	+ 18	-	VM	Vdc
Courant Phase A	IOA	20	0	8,0	mA
Température de jonction	TJ	+ 150			°C
Température de stockage	Tstg	- 65 à + 150			°C
Température ambiante d'utilisation	TA		0	+ 70	°C

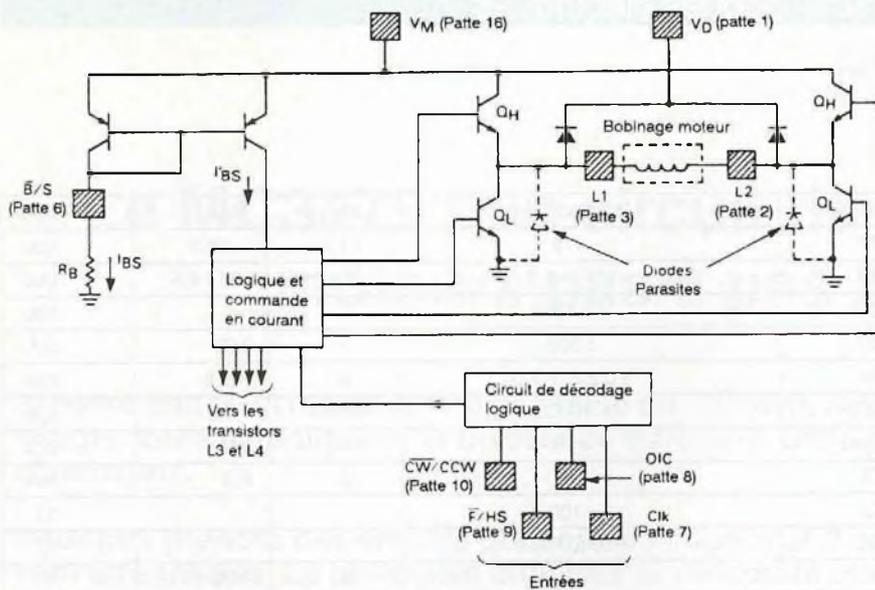
## Caractéristiques électriques

Caractéristiques et conditions	Symbole	Min	Typ	Max	Unité
<b>Niveaux logiques d'entrée (Pattes 7, 8, 9, 10)</b>					
Seuil de commutation (Bas vers haut)	VTLH	-	-	2,0	Vdc
Seuil de commutation (Haut vers bas)	VTHL	0,8	-	-	Vdc
Hystérésis	VHYS	0,4	-	-	Vdc
Courant (Vi = 0,4V) (Vi = 5,5V) (Vi = 2,7V)	Iil	- 100	-	-	µA
	Iih1	-	-	+ 100	
	Iih2	-	-	+ 20	
<b>Niveaux de sortie driver (Pattes 2, 3, 14, 15)</b>					
Tension de sortie état haut (IBS = - 300 µA) (IOD = - 350 mA) (IOD = - 0,1 mA)	VOHD	VM - 2,0 VM - 1,2	-	-	Vdc
Tension de sortie état bas (IBS = - 300 µA, IOD = 350mA)	VOLD	-	-	0,8	Vdc
Différence de tension de sortie mode différentiel	DVOD	-	-	0,15	Vdc
Différence de tension de sortie mode commun	CVOD	-	-	0,15	Vdc
Courant de fuite (Tri-state)	IOZ	- 100	-	+ 100	µA
<b>Diodes de protection (Pattes 1, 2, 3, 14, 15)</b>					
Tension directe (ID = 350 mA)	VDF	-	2,5	3,0	Vdc
Courant de fuite	IDR	-	-	100	µA
<b>Sortie Phase A (Patte 11)</b>					
Tension de sortie à l'état bas (IOA = 0,8 mA)	VOLA	-	-	0,4	Vdc
Courant de fuite à l'état ouvert (VOHA = 16,5V)	IOHA	-	-	100	µA
<b>Alimentation (Patte 16)</b>					
Courant d'alimentation (IOD = 0, IBS = - 300 µA) (L1 = VOHD, L2 = VOLD, L3 = VOHD, L4 = VOLD) (L1 = VOHD, L2 = VOLD, L3 = Hi Z, L4 = Hi Z) (L1 = VOHD, L2 = VOLD, L3 = VOHD, L4 = VOHD)	IMW	-	-	70	mA
	IMZ	-	-	40	
	IMN	-	-	75	
<b>Courant de BIAS/SET (Patte 6)</b>					
Enclenchement Phase A	IBS	- 5,0			µA

## Caractéristiques thermiques

Caractéristique	Symbole	Min	Typ	Max	Unité
Résistance thermique, jonction - air (Sans radiateur)	RθJA	-	45	-	°C/W





Les diodes parasites, le long de chaque transistor QL sur les sorties, complètent le circuit pour le courant de commutation.

### FULL / HALF (Patte 9)

Quand cette entrée est à l'état bas (<0,8volts), les sorties évoluent d'un pas complet à chaque cycle d'horloge avec le sens défini par l'entrée CW/CCW (Patte 10). Il y a quatre pas (Phases A, B, C et D) pour chaque cycle complet de la logique de séquence. Le courant circule dans les deux enroulements du moteur à chaque pas.

Quand cette entrée est à l'état haut (>2 volts), les sorties évoluent d'un demi pas à chaque cycle d'horloge avec le sens défini par l'entrée CW/CCW (Patte 10). Il y a huit pas (Phases A à H) pour chaque cycle complet de la logique de séquence. Les phases A, C, E et G correspondent (en polarité) aux phases A, B, C et D du mode pas complet. Les phases B, D, F et H n'activent qu'un seul enroulement du moteur. Les conditions des sorties non activées dépendent de l'état appliqué sur l'entrée OIC (Patte 8).

### OIC (Patte 8)

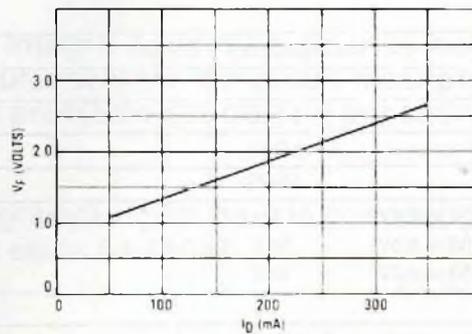
L'entrée "Contrôle d'Impédance de Sortie" (Output Impedance Control) détermine l'impédance de sortie appliquée à l'enroulement non activé quand le moteur

## Notes d'applications

### Généralités

Le circuit intégré MC3479P est conçu pour piloter un moteur pas à pas dans des applications telles que les lecteurs de disques (Durs ou souples) et la robotique. Les sorties peuvent délivrer un courant de 350 mA à chacun des deux enroulements d'un moteur bipolaire. Les sorties changent d'état à chaque transition bas-haut de l'entrée horloge, avec un nouvel état dépendant de l'état précédent ainsi que des conditions d'entrée sur les pattes 8, 9 et 10.

de tension dans les diodes de protection interne doit être prise en compte au moment de la conception du montage.



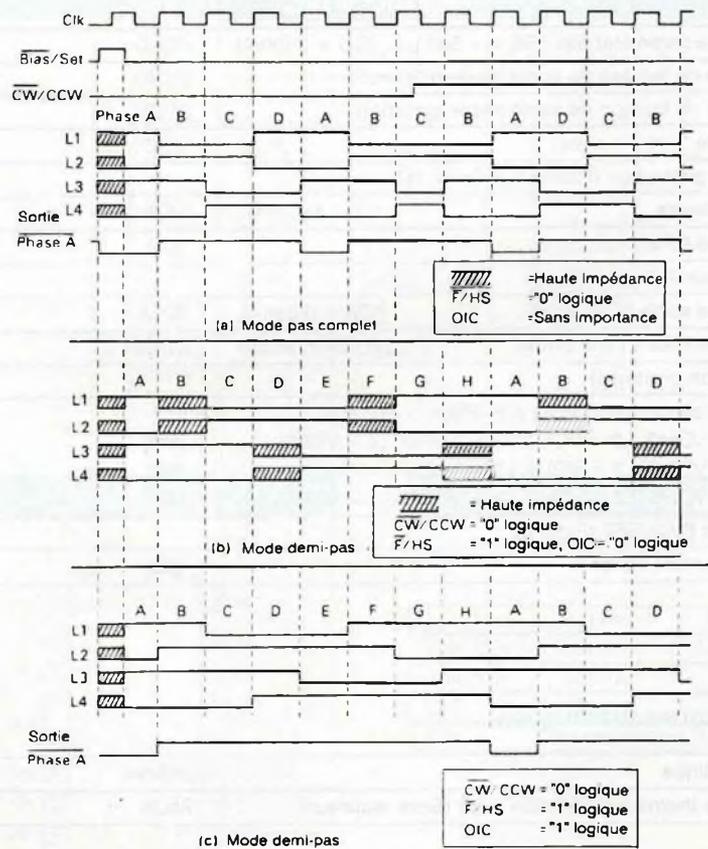
### Sorties (Pattes 2, 3, 14, 15)

Les sorties (L1 à L4) sont des sorties à courant élevé qui, quand elles sont connectées à un moteur bipolaire, offrent une configuration en double pont. Les polarités, appliquées sur les enroulements du moteur, dépendent de la sélection des transistors (QH ou QL) pilotés par le circuit de décodage.

Le courant maximum disponible sur les sorties est fonction de la résistance connectée entre la patte 6 et la masse (Voir fonction Bias/Set). Quand les sorties sont en état de haute impédance, les transistors QH et QL de chaque sortie sont bloqués.

### VM (Patte 1)

Cette patte permet la réalisation d'une boucle de courant pendant les commutations afin de supprimer les pics de surtension. Cette patte est reliée à VM (Patte 16) au travers, soit d'une diode (Zéner ou normale), soit d'une résistance ou directement. Le pic de surtension en sortie (Patte 2, 3, 14, 15) ne doit pas dépasser VM de plus de six volts. La chute



fonctionne en mode demi-pas. Si cette entrée est à l'état bas, les deux sorties inactives sont en état de haute impédance. Les transistors QH et QL des sorties considérées sont bloqués. Si cette entrée est à l'état haut, une sortie basse impédance est appliquée sur les enroulements non sollicités. Les transistors QH des sorties correspondantes sont saturés alors que les transistors QL sont bloqués. Ce mode de fonctionnement impose de relier la patte VD à la patte VM comme expliqué précédemment.

### BIAS/SET (Patte 6)

Cette patte peut être utilisée pour trois fonctions différentes :

- déterminer le courant maximum disponible sur les sorties
- initialiser la logique interne dans un état connu
- réduire la consommation du circuit

a) Le courant maximum disponible en sortie est déterminé par le courant de commande appliqué aux transistors QL qui, en fonctionnement, est fonction de IBS. La valeur appropriée de IBS peut être déterminée par la relation :

$$IBS = IOD \times 0,86$$

avec IBS en microampères et IOD le courant dans l'enroulement du moteur en milliampères.

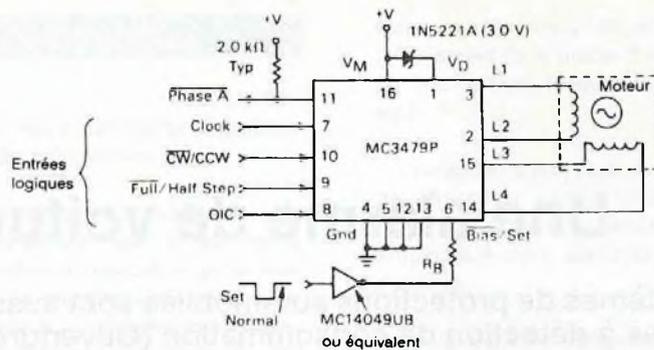
La valeur de la résistance RB (câblée entre la patte 6 et la masse) est donnée par la relation :

$$RB = (VM - 0,7 V) / IBS$$

b) Quand la patte 6 est en l'air (Reliée à VM), rendant le courant IBS inférieur à 5,0µA, la logique interne se retrouve dans les conditions de la phase A et les quatre drivers de sortie sont placés en état de haute impédance. La sortie PHASE A (Patte 11) devient active (état bas) et les signaux d'entrée sur les pattes 7, 8, 9 et 10 sont ignorés pendant cette période.

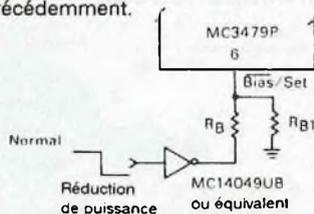
A la réapparition du courant IBS, les drivers de sortie redeviennent actifs et seront dans la position de la phase A (L1 = L3 = VOHD, L2 = L4 = VOLD). Le circuit répond alors aux conditions présentes sur les entrées 7, 8, 9 et 10.

La fonction SET peut être utilisée comme un "Reset de démarrage" lors de l'établissement des tensions d'alimentation. Une porte logique CMOS



(alimentée par VM) peut être utilisée pour commander cette patte.

c) Quand le moteur ne doit pas tourner, la dissipation de puissance dans le moteur et le circuit peut être abaissée en réduisant le courant IBS, diminuant ainsi le courant de sortie (Courant dans le moteur). Positionner le courant IBS à 75 µA réduit le courant dans le moteur, mais ne réinitialise pas la logique interne comme expliqué précédemment.



Une valeur conseillée pour RB1 (VM = 12V) est 150k  
Le calcul de RB doit tenir compte de RB1

### Dissipation thermique

La puissance dissipée par le MC3479P est telle que la température de jonction (TJ) ne doit pas dépasser 150°C. La puissance dissipée peut être exprimée par :

$$P = (VM \times I_M) + (2 \times I_{OD}) [(VM - V_{OHD}) + V_{OLD}]$$

avec :

VM = Tension d'alimentation

IM = Courant d'alimentation autre que IOD

IOD = Courant de sortie pour chaque enroulement du moteur

VOHD = Tension de sortie à l'état haut

VOLD = Tension de sortie à l'état bas.

Une fois que la puissance à dissiper a été calculée, la température de jonction s'obtient en utilisant :

$$T_J = (P \times R\theta_{JA}) + T_A$$

avec :

RθJA = Résistance thermique jonction - air ambiant

TA = Température ambiante

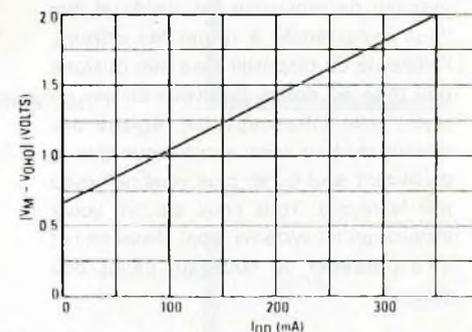
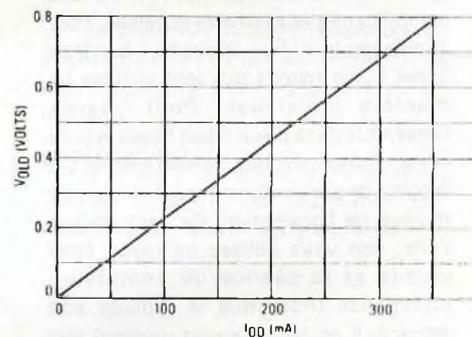
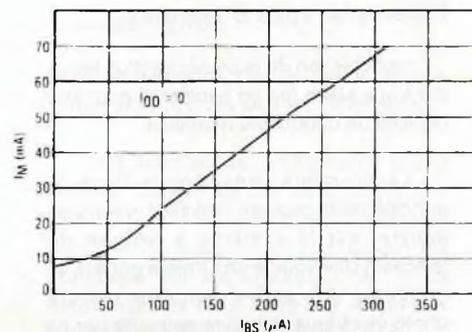
Par exemple, soit une application, alimentée sous 12V, un moteur consommant 200 mA par enroulement,

fonctionnant à la température de la pièce sans radiateur. Le courant IBS est de  $200 \times 0,86 = 172 \mu A$ . La résistance RB est donnée par  $(12 - 0,7) / 172 = 65,7 k\Omega$ . Le courant IM est de 40 mA, VOLD est de 0,46V et (VM - VOHD) est de 1,4V.

$$P = (12 \times 0,04) + (2 \times 0,2) (1,4 + 0,46) = 1,22 W$$

$$T_J = (1,22 W \times 45^\circ C/W) + 25^\circ C = 80^\circ C$$

Cette température est bien en dessous des limites admissibles. Si la température TJ calculée dépasse les 150°C, un radiateur doit être utilisé pour réduire le RθJA. Dans les cas extrêmes, l'utilisation d'une ventilation est à envisager.





## Une alarme de voiture à ultra-sons

Les systèmes de protections automobiles sont aussi nombreux que variés. Que ce soit les systèmes à détection de consommation (Ouverture de portes), détecteurs de chocs (Bris de glaces) ou volumétriques (Introduction dans l'habitacle), tous ont pour rôle de signaler une effraction contre le véhicule.

Le montage proposé dans cet article appartient à la troisième catégorie. C'est de tous les systèmes, celui qui offre le plus de garantie mais son efficacité n'est pas totale. Il ne peut empêcher le vol de la batterie (Cas couvert par un détecteur de consommation ou un système de boucle) ou le vol des roues (Cas couvert par un détecteur de choc). L'efficacité réelle d'une alarme est obtenue qu'en envisageant tous les cas possibles d'agression, c'est à dire en prévoyant tous les cas de parades possibles. Pour réaliser cette prouesse, l'utilisation d'une centrale est quasi indispensable.

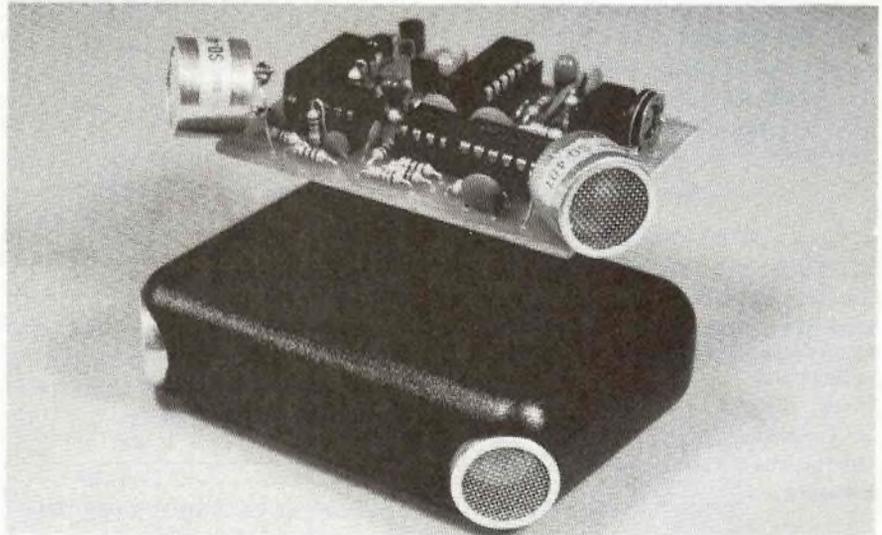
### Présentation

#### Différents types d'alarmes

La détection de la présence d'un intrus dans une pièce (ou un habitacle) peut être réalisée de différentes manières.

La première, très simple dans le principe mais souvent difficile à mettre en oeuvre, est le système à rupture de faisceau. Une source de lumière génère un faisceau qui arrive sur une cellule photo-électrique. La zone couverte par ce système se limite uniquement à l'intervalle compris entre la source et la cellule. Pour augmenter la surface couverte, il faut faire appel à des miroirs qui sont orientés de manière judicieuse. Pour couvrir l'ensemble de la pièce il faut beaucoup de miroirs. Là encore, rien de bien sorcier. Où la partie de plaisir commence, c'est dans le réglage de l'orientation. De deux choses l'une, soit vous utilisez un rayon laser visible et la séance de contorsion commence (Pour que le réglage soit efficace, il ne faut à aucun moment que vous ne coupiez le faisceau). Comme le faisceau de protection est visible et que vous avez réussi à régler les miroirs, l'efficacité du dispositif peut être quelque peu mise en doute. Soit vous utilisez un rayon laser infra-rouge (Le réglage des miroirs est tout aussi acrobatique que le précédent sauf qu'en plus vous ne voyez pas le rayon). Tous ceux qui ont voulu installer un tel système n'ont réussi en fait qu'à posséder un nouveau "palais des glaces".

Un second dispositif est l'utilisation de détecteurs infra-rouges. Comme la température moyenne d'une pièce est de



vingt degrés et que la température du corps humain est à trente sept degré (Par principe quand les voleurs ont de la fièvre, ils restent au lit, donc pas besoin de détecter au dessus), le détecteur reconnaît la différence de température et active par conséquent l'alarme. Pour une voiture, ce système, hormis son prix relativement élevé, est d'une efficacité sans faille à condition que la voiture en question reste en permanence au garage. Imaginez toutes les voitures équipées d'un tel système sur un parking en plein soleil! Bonjour le concert d'avertisseurs.

Une troisième méthode repose sur l'utilisation des ultra-sons. C'est, de toutes, l'une des plus simples et des plus efficaces pour ce type d'application. Elle reprend comme principe celui du faisceau optique qui se réfléchit. L'avantage de l'ultra-son est qu'il n'y a pas de réglage à réaliser, la divergence du signal sonore de l'émetteur assurant de lui même le retour sur le récepteur et cela quelque soit la forme de l'habitacle. D'autre part, il n'est pas

influencé par la lumière extérieure comme cela peut être le cas pour le système à rayon lumineux. De la même manière, il ne peut pas être influencé par les infra-rouges générés par un habitacle surchauffé.

Le déplacement d'une personne (ou d'un objet) dans une pièce "sonorisée" par un tel système, vient modifier les lieux de réflexions du signal sonore ce qui se traduit sur le récepteur par une variation de l'amplitude et de la fréquence du signal perçu.

La variation de la fréquence est couramment appelée "effet DOPPLER". Ce phénomène est facilement constatable tous les jours dans une rue, quand une voiture s'approchant de vous change de son dès qu'elle s'éloigne sans qu'elle n'ait pour autant changé de vitesse.

L'exploitation de ce phénomène est identique au principe des récepteurs FM. Il va sans dire que l'électronique qui doit



assurer cette reconnaissance devient très vite complexe et par conséquent onéreuse.

La variation d'amplitude est de loin la plus facile à exploiter puisque, en théorie, une simple diode et un condensateur peuvent suffire (Principe des postes AM les plus simples). D'autre part, la courbe de sélectivité des capteurs à ultra-son fait qu'une variation de fréquence s'accompagne également d'une diminution de l'amplitude détectée. Tout va donc bien dans le même sens.

Nous laisserons volontairement sous silence un quatrième système de détection qu'est le détecteur volumétrique micro-ondes dont le prix, à lui tout seul, est déjà un élément de dissuasion. Certains d'entre vous ont déjà du les voir pousser "très innocemment" sur les bords des routes (Comme la nature est généreuse). Son nom scientifique est "RAdio Detection And Ranging" qui, avouons-le, n'est pas facile à retenir.

### Le montage retenu

Après toutes ces explications, il ne fait aucun doute que c'est le système à ultra-sons à variation d'amplitude qui a été retenu (Si vous n'êtes pas convaincus, n'hésitez pas à relire le paragraphe précédent).

Comme expliqué dans l'introduction, les domaines couverts par un détecteur volumétrique n'est véritablement efficace que sur un espace fermé.

Cette réalisation est, par conséquent, un module prévu pour pouvoir se brancher sur une centrale (La réalisation de cette centrale paraîtra dans un futur Hobbytronic). Les temporisations propres à la mise en service, à l'activation du klaxon ou de la sirène ont volontairement été ignorées transformant ce montage en tête de détection ultra-son.

## Synoptique

Le montage comporte quelques particularités intéressantes.

L'une des grosses difficultés souvent rencontrées sur ces types de réalisations réside au niveau de l'oscillateur qui attaque l'émetteur. La méthode classique repose sur l'utilisation d'un oscillateur fixe que l'on règle sur la fréquence de résonance du récepteur. Un tel dispositif est relativement peu fiable car soumis à des problèmes de dérives qui s'accompagnent d'une perte de sensibilité. Sur cette réalisation, c'est le récepteur qui sert directement de référence pour la fréquence d'émission. Un tel système assure un calage optimal entre les deux maillons que sont les transducteurs à ultra-sons.

Un tel résultat est obtenu grâce à un amplificateur dont le gain est très élevé afin d'éliminer les problèmes liés au niveau de réception.

Cet amplificateur sert en même temps d'amplificateur (mais de gain plus faible) pour le signal qui va être utilisé pour la "reconnaissance" d'un mouvement dans la pièce.

Après l'analogie faite avec un récepteur AM, où il était question de diode et de condensateur, le signal arrive sur un étage de redressement qui va se charger d'extraire la variation du signal d'entrée (Pour continuer l'analogie, la fréquence de résonance du récepteur est utilisé comme "porteuse" pour le signal de variation).

Voici un deuxième point particulier sur ce montage. Il comporte un filtre passe bande qui sert à ne conserver que la gamme de variations pouvant être provoquées par une personne qui se déplace dans une pièce. En effet, il n'est pas rare que des dispositifs à ultra-sons se déclenchent uniquement par l'effet de

convection thermique naturelle de la pièce (Mouvement de la masse d'air provoquée par le chauffage, mouvement des rideaux etc.).

Le signal restant est envoyé sur l'étage de détection qui va vérifier que le mouvement a une certaine durée, empêchant ainsi les déclenchements parasites.

Pour finir, c'est l'étage de sortie qui se charge d'annoncer qu'une intrusion a été détectée.

Pour que tout cet ensemble puisse fonctionner, une alimentation complète cette description.

## Le schéma de détail

Chacune des parties du schéma de détail est facilement identifiable puisqu'elle retrouve la même disposition que sur le synoptique.

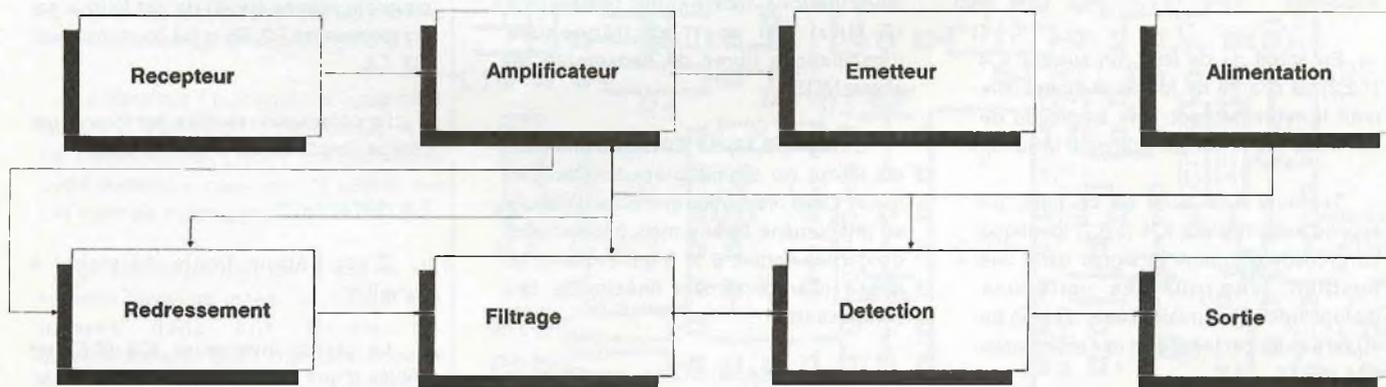
### L'alimentation

Commençons par la partie la plus simple puisque des plus traditionnelles.

Une tension de +12V issue d'une batterie (Accessoire très courant sur une voiture. Si la votre n'en a pas, achetez en une tout de suite, c'est à la mode) est appliquée sur les entrées + et -. Le condensateur C14 filtre les éventuels parasites qui traîneraient dans le coin.

La diode D4 protège l'ensemble du montage contre les risques d'inversion de branchements (une erreur est si vite arrivée).

A ce point, la tension qui va alimenter l'étage de sortie est disponible. Elle attaque également le régulateur de tension



## L'étage de redressement

Cet étage se décompose en deux parties.

La première réalise le redressement du signal d'entrée. Alignement serait un terme plus proche de la réalité.

La structure de cette partie ne doit plus vous surprendre puisqu'elle est identique à celle déjà vue en entrée de l'amplificateur digital. La différence essentielle réside dans la présence de la diode D1 et du condensateur C5 qui vont assurer l'alignement de toutes les crêtes positives sur la tension de seuil de la porte. Elle travaille en amplificateur à grand gain.

Le condensateur C9 et la résistance R4 assurent l'adaptation en entrée de cet étage.

La deuxième partie constitue un filtre passe bas à gain variable. C'est lui qui va supprimer la "porteuse" à 40 kHz et ne conserver que la variation d'amplitude.

Le filtrage est assuré par la résistance R1 et le condensateur C2. L'amplificateur opérationnel IC1 (1,2,3) travaille en amplificateur suiveur. Son gain est donné par la résistance R3 et l'ajustable AJ1 qui va permettre de régler la sensibilité de tout le montage en fonction de la taille de la pièce ou du véhicule à surveiller.

Une petite remarque sur cet amplificateur. Il s'agit en vérité d'un filtre passe bande. Le condensateur C1 limite le gain à l'unité pour les signaux haute fréquence qui n'ont pas été éliminés précédemment. Le condensateur C7 agit de même mais pour les signaux très basse fréquence. Le gain de cet étage peut être ajusté entre 2 et 22 pour les fréquences considérées.

## Le filtre

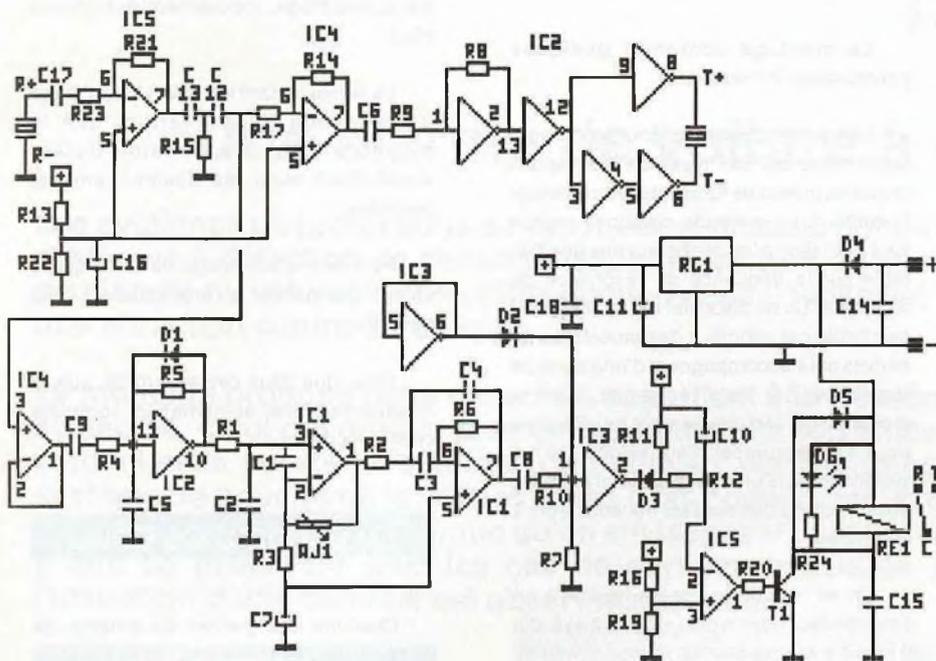
Ce filtre est un filtre actif passe bande d'ordre deux. Sa structure est du type contre-réaction multiple et sa fréquence de coupure, alignée sur 40 Hz, est fournie par les résistances R2, R6 et les condensateurs C3, C4.

La polarisation du filtre est fournie par l'étage amplificateur à gain variable.

## La détection

C'est l'étape finale du signal à surveiller.

La cellule inverseuse IC3 (5,6) est câblée d'une manière un peu particulière. L'entrée et la sortie étant reliées ensemble, cela devient une source de tension dont la



RG1 de 8 volts qui va alimenter le reste du montage.

Le condensateur C11 filtre cette tension régulée.

## L'amplificateur

Le récepteur à ultra-sons (R+, R-), au travers du condensateur de liaison C17, attaque un premier amplificateur. C'est une structure classique d'amplificateur opérationnel inverseur constitué par IC5 (5,6,7). Le gain est fixé à 300 par le rapport des résistances R21 et R23. Le gain réel est inférieur car limité naturellement par le produit gain - bande de l'AOP (Le signal à amplifier étant de 40 kHz, le gain estimé est de 25 pour cette fréquence).

En sortie de ce premier amplificateur, un filtre passe haut composé de C13, C12 et R15 (Filtre en T du premier ordre) sert à éliminer d'éventuels signaux basse fréquence.

En sortie de ce filtre, un suiveur IC4 (1,2,3) se charge de fournir le signal utile pour le redressement (une amplitude de 100 à 200 mV est disponible pour la suite).

Toujours à la suite de ce filtre, un second amplificateur IC4 (5,6,7) identique au précédent amène le signal dans une position telle que les variations d'amplitudes sont minimisées. Un gain de 10 est assuré par le rapport des résistances R14 et R17.

La polarisation de ces deux amplificateurs est donnée par les résistances R13, R22 et le condensateur C16.

Fini l'étage d'amplification linéaire. Voici l'étage d'amplification digital qui va se charger de fournir un signal carré apte à commander l'émetteur.

La première cellule d'IC2 (1,2) est utilisée en amplificateur à gain très élevé. La résistance R8 permet de placer l'entrée de la porte juste sur son seuil de basculement. Cette cellule se trouve centrée sur sa zone de fonctionnement linéaire. L'application d'un signal en entrée de très faible amplitude peut ainsi faire basculer cette porte. Le signal en sortie a encore un aspect sinusoidal.

La cellule C6 R9 sert d'adaptation entre les deux milieux qui ne sont pas vraiment compatibles et empêche ainsi l'apparition d'oscillations très hautes fréquences (2 MHz) qui sont les fréquences d'oscillations libres de l'ensemble du circuit MOS.

L'étage (12,13) de IC2 réalise une mise en forme du signal précédent (signal carré). Cette précaution empêche d'aboutir au phénomène bizarre mais pourtant réel d'avoir les sorties 6 et 8 qui évoluent en phase (Comportement linéaire de ces composants).

Le reste de la chaîne constitue un amplificateur en pont qui permet d'obtenir le maximum de puissance sur l'émetteur.

valeur est égale à celle du seuil de basculement de l'ensemble de la cellule. La diode D2 permet d'abaisser cette valeur et ainsi définir l'amplitude minimum de détection que devra fournir le filtre. La diode est maintenue en conduction par la résistance R7.

La cellule C8 R10 réalise la liaison entre les deux étages.

La porte IC3 (1,2) retransmet en tout ou rien le signal issu du filtre.

La partie suivante est un intégrateur qui permet de réaliser une temporisation et ainsi vérifier la présence pendant cette durée d'un mouvement dans la pièce.

L'aiguillage est provoqué par la diode D3. Quand elle est conductrice (Détection d'un mouvement), le condensateur C10 va se charger progressivement au travers de R12. Quand le mouvement disparaît cette diode D3 se bloque et le condensateur C10 se décharge au travers de R12 et R11.

La condition de détection d'un intrus est obtenue quand la tension sur le condensateur a atteint celle réalisée par le diviseur R16 R19. L'amplificateur opérationnel IC5 (1,2,3) est monté en boucle ouverte et travaille donc en comparateur.

### L'étage de sortie

La sortie du "comparateur" vient commander la base du transistor T1 au travers de la résistance de limitation R20.

Ce transistor constitue une structure typique de sortie à collecteur ouvert.

Il active alors soit un dispositif de visualisation constitué par D6 et R24, soit le relais, soit les deux.

La consommation supplémentaire introduite par ce dispositif peut être utilisée pour activer l'alarme. Ce principe d'activation offre l'avantage de n'avoir que deux fils à amener sur le montage. Si la carrosserie de la voiture est utilisée comme élément de masse, un seul fil doit être tiré.

Le transistor T1 commande également la bobine d'un relais. La diode D5 et le condensateur C15 sont les dispositifs d'anti-surtension couramment utilisés sur ces types de montages.

Le relais permet de disposer de contacts travail ou repos qui peuvent être insérés dans une boucle de déclenchement. Cette méthode impose d'amener deux ou trois fils supplémentaires au boîtier.

## Liste des composants

Toutes les résistances sont des 1/4 de

watt 5%

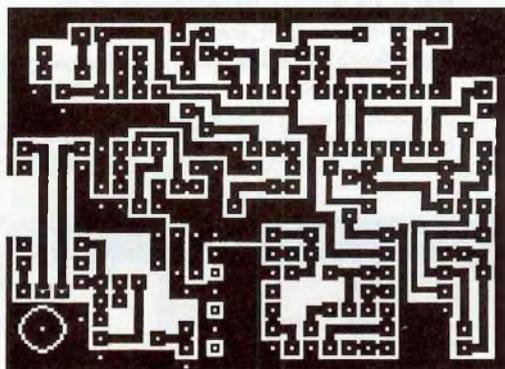
R1	100 kΩ
R2	6,2 kΩ
R3	22 kΩ
R4	1 kΩ
R5	10 kΩ
R6	3,3 MΩ
R7	470 kΩ
R8	100 kΩ
R9	10 kΩ
R10	10 kΩ
R11	220 kΩ
R12	100 kΩ
R13	1 kΩ
R14	100 kΩ
R15	1 MΩ
R16	47 kΩ
R17	10 kΩ
R19	150 kΩ
R20	5,6 kΩ
R21	1 MΩ
R22	1 kΩ
R23	3,3 kΩ
R24	1,2 kΩ

C1-C2	10nF céramique
C3	100nF céramique
C4	6,8nF céramique
C5	330pF céramique
C6	100nF céramique
C7	10μF 25V tantale
C8-C9	100nF céramique
C10	10μF 25V tantale
C11	22μF 25V tantale
C12-C13	1nF céramique
C14-C15	10nF céramique
C16	1μF 25V tantale
C17	1nF céramique
C18	100nF céramique

AJ1 Ajustable PR10V 470 kΩ

D1 à D5	1N4148
D6	Led 3 mm
T1	BC547B
RG1	78L08
IC1	LM2904
IC2 - IC3	MOS 4069
IC4 - IC5	LM2904

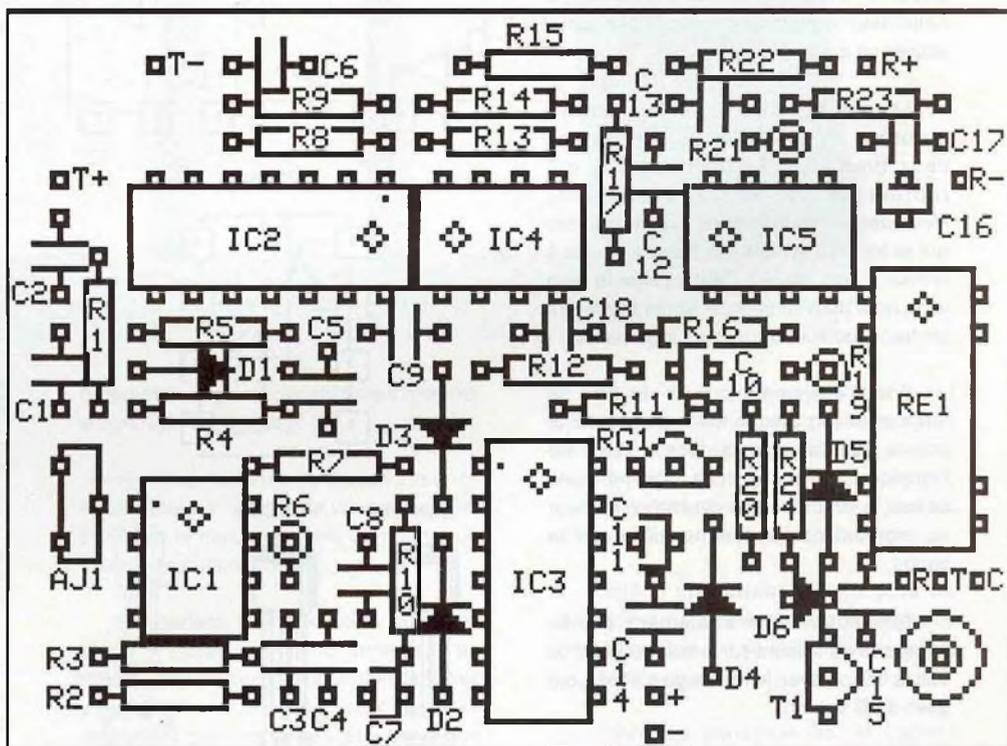
RE1	Relais Reed 12V 1RT CELDUC D31C5100
T - R	Transducteur 40kHz



## Réalisation

Ce montage n'offre pas de difficultés particulières mais demande une attention toute particulière lors de la réalisation.

En effet, le circuit a été étudié pour pouvoir s'insérer dans un coffret TEKO type 10007 dont la forme et la couleur s'allient bien avec la discrétion nécessaire à ce type d'utilisation.



Par conséquent la densité des composants est supérieure à celle rencontrée habituellement. De même, au niveau du circuit imprimé, certaines pistes sont relativement proches les unes des autres. Donc prudence au moment de la soudure, un pontet est si vite arrivé.

Attention aussi au sens des condensateurs tantales. Ils n'aiment, mais alors pas du tout, être branchés à l'envers. Et les dégâts qu'ils provoquent sur le montage, au moment de l'explosion, sont souvent impressionnants.

Pour pouvoir localiser plus facilement l'implantation des composants, la sérigraphie est donnée à l'échelle 2 et ce n'est pas un luxe.

Attention également, trois résistances sont à monter verticalement.

Le câblage des transducteurs s'effectuera au moyen de fil volant ou de pattes de composants qui auront été préalablement conservées après avoir été coupées. Dans le cas d'utilisation de fils, du fil rigide sera préférable à du fil souple car il permettra de conserver la position donnée au transducteur. Pour pouvoir différencier l'émetteur du récepteur, le premier est généralement marqué T (Transmitter) et le second R (Receiver). La patte reliée au boîtier sera soudée à l'emplacement repéré - .

Le montage du relais est optionnel ainsi que celui du dispositif de visualisation. Mais rien n'interdit de monter les deux. En monter aucun est possible aussi si c'est la caractéristique du collecteur ouvert qui est utilisée pour activer un autre dispositif.

La mise en coffret réclame également beaucoup de soin. C'est le perçage des deux trous pour les transducteurs qui représente la difficulté majeure. Heureusement le plastique est une matière qui se travaille facilement. Ne pas hésiter à prévoir 1 mm de jeu. Celui-ci sera le bien venu pour pouvoir orienter après fermeture les transducteurs dans leurs logements.

Il faut également prévoir un trou de 3mm pour le passage de la Led. Celui ci pourra être fait directement en face de l'emplacement sur le circuit imprimé. Dans ce cas, la led devra être ajustée en hauteur au moment de sa mise en place sur le circuit.

Elle pourra être également placée n'importe où ailleurs sur le coffret. Dans ce cas la liaison avec le montage s'effectuera avec du fil volant.

Un quatrième trou pourra être percé juste en face de l'ajustable de réglage de la sensibilité.

Pour finir, un dernier trou servira au passage des différents fils. Sa taille sera fonction de l'option retenue, donc du nombre de fils à tirer.

Lors de la mise en place dans le véhicule, il faudra également prendre une petite précaution. Les transducteurs possèdent un boîtier blindé relié à l'une des pattes (-). Dans le cas du récepteur, cette patte est mise à la masse et ne pose aucun problème. Par contre, dans le cas de l'émetteur, celui-ci est relié à un amplificateur en pont afin d'avoir le maximum de puissance disponible. Attention donc que son boîtier ne vienne pas toucher une partie de la carrosserie ou un élément relié à celle-ci.

A la mise sous tension, si aucune erreur n'a été commise, le montage doit être opérationnel. Pour le vérifier, il suffit de se placer devant les transducteurs et de bouger légèrement. Au bout de 3 à 4 secondes, la sortie doit s'activer. Si c'est le cas, il ne reste plus qu'à régler la sensibilité pour adapter le montage à l'environnement à surveiller.

## Conclusions

Voici terminée la présentation de cette tête de détection à ultra-sons.

L'idée qui vient tout de suite à l'esprit est de brancher le montage sur une centrale d'alarme. C'est effectivement son principal domaine d'utilisation.

Mais la détection de présence peut conduire à d'autres idées que celle de l'alarme.

Par exemple, une commande automatique d'éclairage. L'application typique est l'éclairage d'une cave. Ce système couplé à une minuterie provoque instantanément l'allumage de cette cave dès qu'une personne y pénètre, et l'extinction sera automatique dès que le "calme" sera revenu.

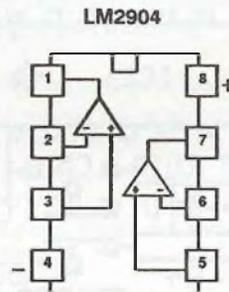
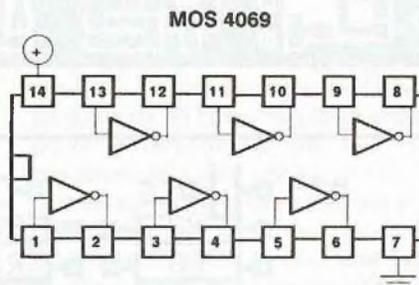
L'idée peut être étendue à l'ensemble des pièces d'une maison. Il faut juste prévoir un système qui dévalide la tête de détection quand la lumière du jour est suffisante. Le seul défaut est qu'il ne faut pas rester sans bouger (En fait tout n'est qu'un problème de sensibilité dans ce cas).

Ah pardon! Il y a une pièce qui ne peut être pas adaptée pour une automatisation totale. C'est la chambre, en particulier si vous avez le sommeil agité!

D'autres idées d'utilisations peuvent bien sûr être trouvées, les besoins sont si nombreux!

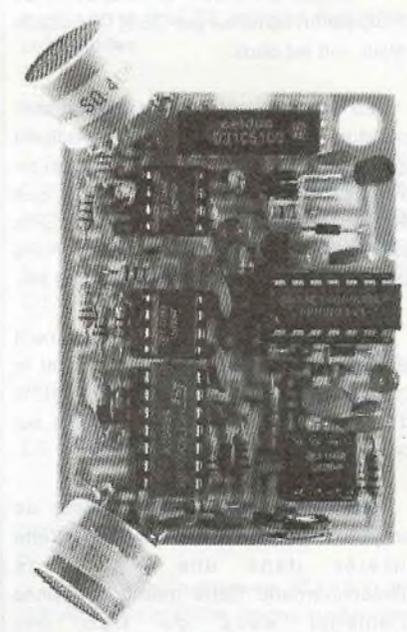
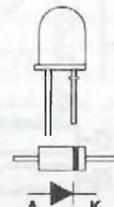
E. DERET

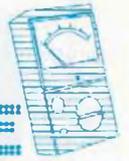
## Brochages



BC547B

78L05





## Pupitre d'essai "LAB"

**T**ous ceux qui pratiquent l'électronique le savent: Il est fréquent de devoir passer de la théorie à la pratique sans pour autant vouloir attaquer la réalisation du circuit imprimé d'une nouvelle réalisation.

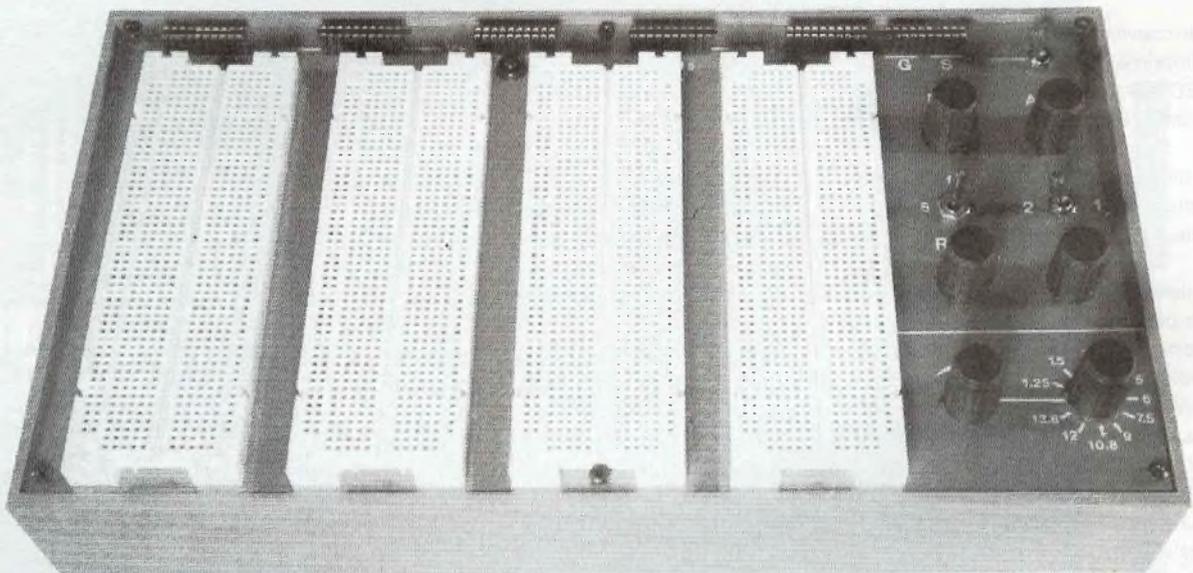
C'est une étape bien souvent difficile à réaliser car les solutions sont peu nombreuses.

Soit il faut être sûr de ses calculs et tabler sur le fait qu'il n'y aura pas d'imprévu (cas rarissime), soit il faut faire une maquette imprimée (perte de temps et de circuit imprimé), soit encore réaliser un prototype câblé et soudé sur barrettes, plaque en gravure anglaise manuelle ou que sais-je encore....

De ces lacunes, certains en ont tiré une très bonne idée: créer des platines de montage d'essai rapide.

Dans cet article, nous irons plus loin encore, en créant ce pupitre d'expérimentation, muni d'alimentations symétriques et variables et d'un générateur de signaux divers.

Qu'il s'agisse d'un montage "vite fait sur le gaz", ou de tester des sous-ensembles d'une réalisation complexe, la solution que nous allons décrire résout ces problèmes.



### Présentation

"Tiens, compte tenu de la dispersion sur P5, ça ne va pas toujours fonctionner...."

"Tiens, si j'avais fait le schéma comme ça, la fréquence de l'oscillateur aurait été plus stable...."

C'est ce genre de commentaires qui font dessouder et ressouder x fois des composants afin de trouver des solutions

différentes, des astuces, ou divers moyens d'optimiser un montage....

Inévitablement, les composants ressemblent à la fin à de vieux fils de fer tordus et le circuit en mise au point à un champ de bataille.

Ne parlons pas non plus du temps perdu à cause d'un fonctionnement du montage de plus en plus incertain au fil des dégradations et des composants martyrisés que l'on hésite à jeter parce que "ça pourrait encore servir".

Le rêve...., pouvoir réutiliser des composants indéfiniment neufs, pas plus de dix secondes pour faire une modification sans se brûler les doigts, reposer calmement le cutter qui coupait les pistes et dire adieu au tricot de straps....

Cela n'appartient même plus au domaine du rêve mais de l'utopie si en plus l'indispensable est sous la main: signaux, alimentations, etc....

Trêve de plaisanteries, et voyons comment tout cela est finalement simple.



En fait, la plus grande partie du problème réside dans le système de connexion rapide. Là, il n'y a pas trente six solutions, et le plus simple consiste à faire appel à ces plaques spécialisées, permettant un contact de qualité et sans soudures à l'aide de lyres.

Certes, des inconvénients à ce système font tout de suite surface.

Mettre au point un montage H.F. par exemple ne sera pas toujours évident et il y a de fortes chances pour que le schéma, une fois reporté sur circuit imprimé, n'ait pas le même comportement que le prototype "labbé".

Nous verrons par la suite qu'en fait, si l'utilisateur connaît bien les particularités et caractéristiques des LAB, un montage H.F. est concevable sur de telles platines.

Toutefois, essayer des montages au dessus de 100 MHz tient de la gageure.

## Composition

Le pupitre que nous allons voir est conçu dans un coffret PULT-BOX 364 de TEK0, qui permet d'obtenir un plan de travail incliné intéressant ergonomiquement.

Son couvercle sera remplacé par un circuit imprimé, prévu pour recevoir quatre LAB DEC 600 (le montage de LAB 500 est également prévu).

La partie droite du circuit est réservée aux potentiomètres de commande du générateur et de l'alimentation incorporée.

Nous ne verrons, dans cet article, que l'aspect pratique du montage des circuits électroniques. En effet, aussi bien l'alimentation que le générateur font l'objet d'articles détaillés dans cette même revue, il suffira de s'y reporter pour la réalisation, le schéma et les options possibles.

Pour la partie LAB, l'amateur peut très bien également ne désirer réaliser le projet que progressivement.

En effet, même si la partie alimentation nous semble être un minimum, le générateur peut n'être réalisé que par la suite ou pas du tout en fonction des besoins.

De même, il n'est pas indispensable de monter les quatre LAB prévues, de grands services pouvant déjà être rendus sur un champ de travail plus restreint.

C'est donc d'un projet évolutif qu'il s'agit.

## Réalisation

Vous avez remarqué, c'est le grand saut ! Pas de synoptique, ni de schéma de détail puisque, répétons-le, les sous-ensembles de ce montage ont déjà été traités. Nous nous limiterons donc à donner les circuits imprimés spécifiques et le montage général.

### Carte supérieure

À ce sujet, et pour la petite histoire, cet article n'est pas resté sans nous poser des problèmes techniques.

En effet, le couvercle du TEK0 364 mesure environ 165 x 305mm, une page de votre revue préférée: 21 x 29,7 cm : conflit ! il a donc fallu que l'un des deux cède....

La tête de notre imprimeur, pas content du tout, nous a incité à plutôt donner la face cuivre de cette carte supérieure tronçonnée en deux parties et à donner la sérigraphie à une échelle inférieure à 1.....

Le côté cuivre de cette carte est donné page suivante, en deux parties donc, à raccorder au niveau du film. La coupure est prévue avec chevauchement afin de faciliter le raccordement des deux parties.

On voit que ce circuit est principalement constitué par un plan de masse, relié à la masse de l'alimentation 5 Volts, qui va venir blinder le dessous des platines LAB.

En effet les montages qui seront réalisés ne doivent pas être influencés par l'électronique placée dans le coffret, et encore moins par le 50 Hz des transformateurs d'alimentation.

Les fixations des LAB 500 et 600 sont uniques à une extrémité, l'écart de longueur est rattrapé sur l'autre côté (perçages isolés de la masse de blindage par un carré).

On y trouve également les bornes à 20 plots de distribution des alimentations avec pour chacun d'eux une capacité représentée sur le cuivre.

Il s'agit des emplacements où devront être câblées des capacités de sortie supplémentaires (0.1uF céramiques) directement sur le cuivre et sans perçage (Ne pas oublier que l'autre face doit rester agréable d'aspect puisqu'elle sera visible de l'extérieur).

À côté des bornes fournissant les alimentations, une LED vient indiquer le fonctionnement du limiteur d'intensité correspondant.

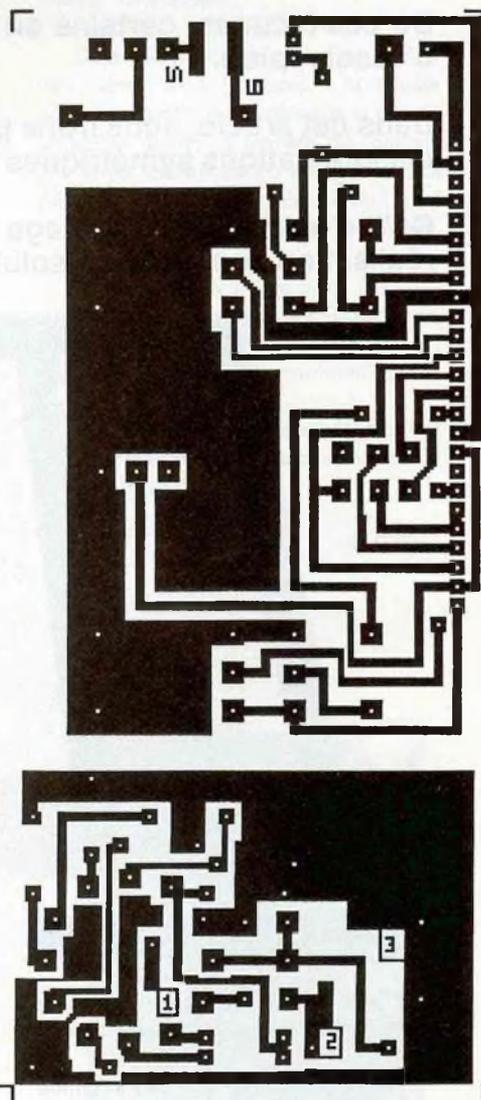
La partie haute du circuit indique les emplacements des réglages du générateur et de l'alimentation variable.

Le cuivre de cette carte supérieure indique directement les fonctions des potentiomètres ainsi que les tensions disponibles sur les borniers.

Pour notre prototype, une bonne peinture sur le circuit en bakélite, du transfert pour les lettres et sigles plus une couche finale de vernis ont résolu le problème de présentation.

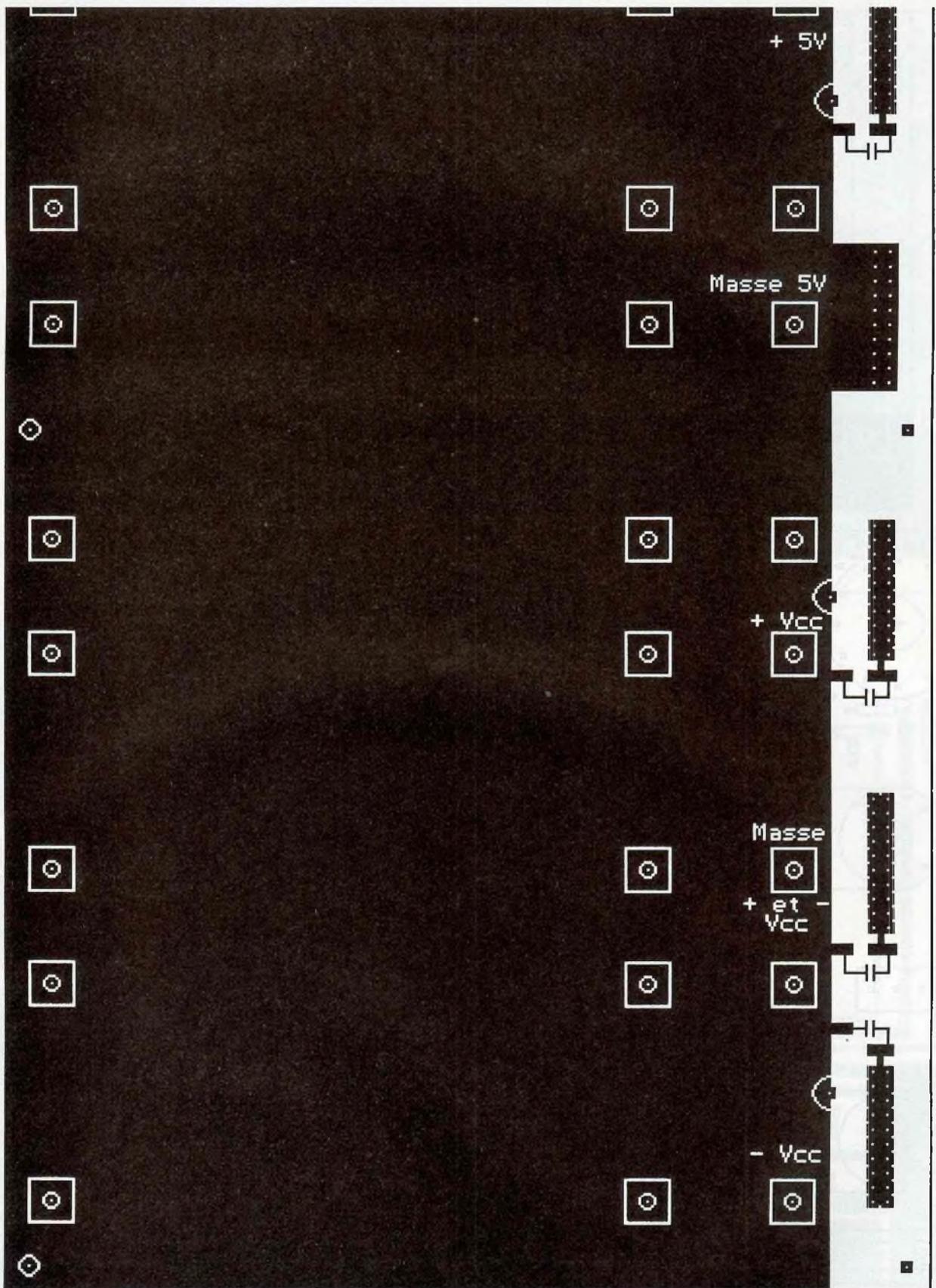
### Carte potentiomètre

C'est une contre-carte spécifique, dont le cuivre est ci-dessous, qui va supporter tous ces réglages. Elle sera fixée par les interrupteurs et le commutateur 12 positions.



Le porte fusible secteur sera monté côté cuivre, comme pour les réalisations en boîtiers autonomes.

Cette carte est le regroupement en un seul circuit des façades des deux projets vus par ailleurs. Seul l'interrupteur marche



/ arrêt et la LED de celui de l'alimentation sont supprimés.

Le positionnement des résistances du commutateur de tension est également différent pour s'adapter au nouveau format.

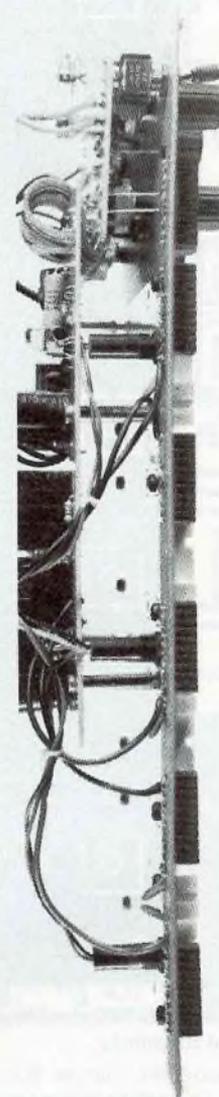
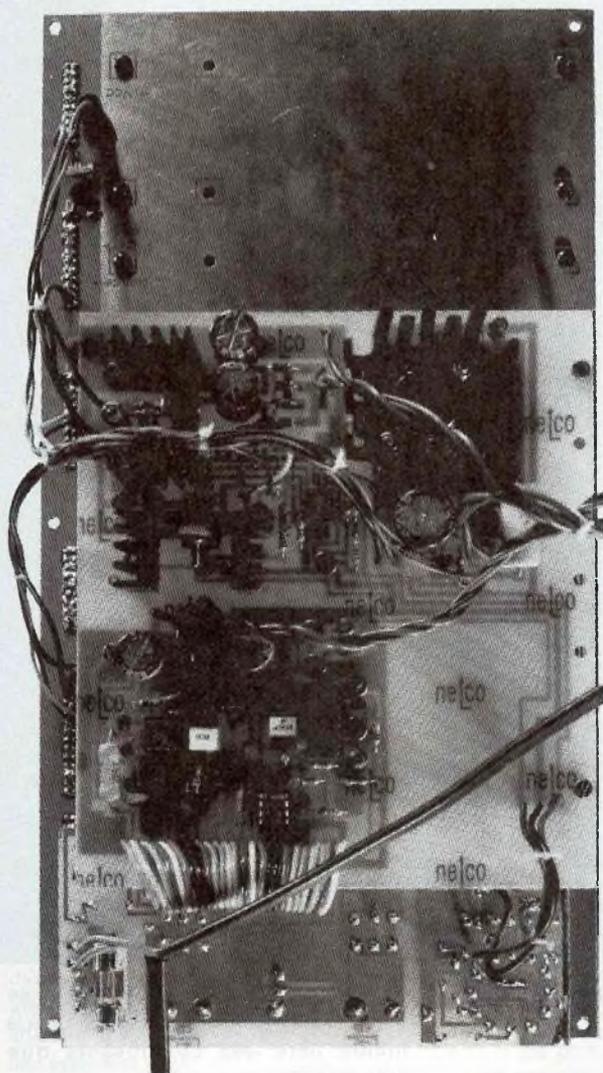
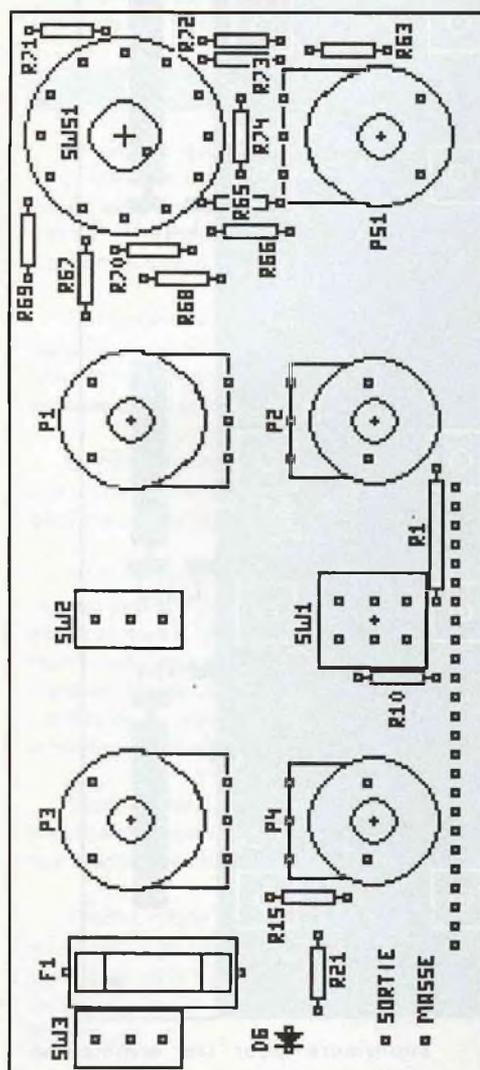
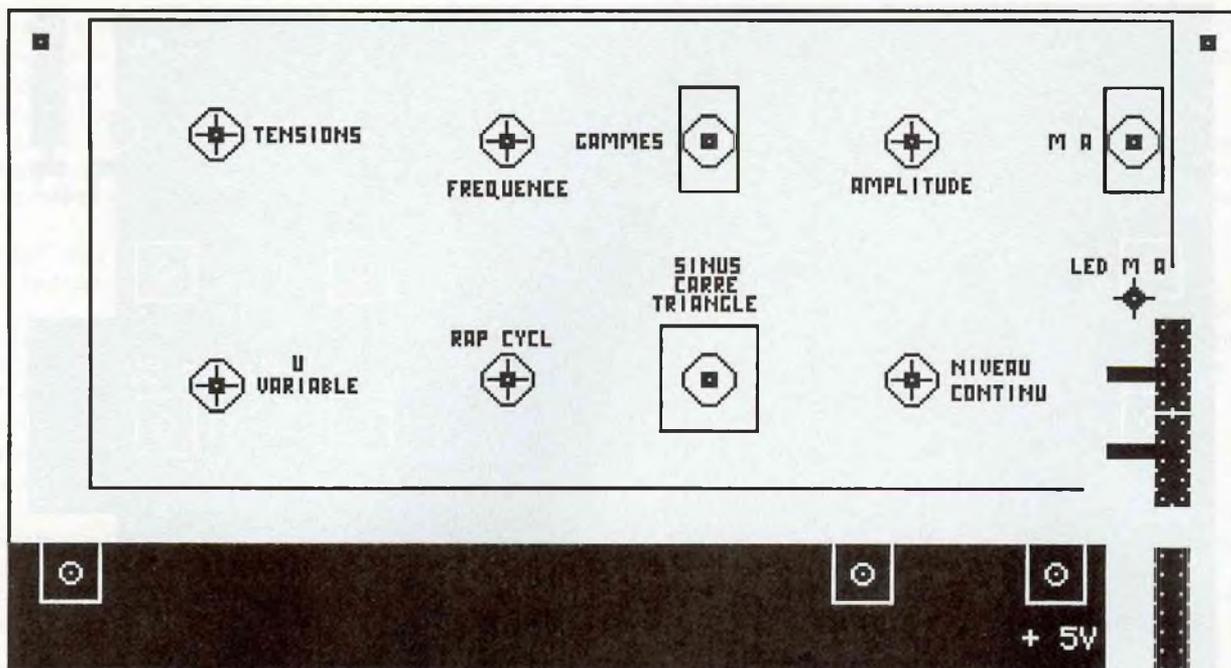
La sérigraphie page suivante se rapporte toutefois au même schéma et à la même liste des composants que l'alimentation autonome.

Si l'on ne désire pas, dans l'immédiat, câbler l'une ou l'autre des options (alim ou généré), il suffit de ne pas percer la carte

supérieure pour les commandes concernées.

Pour la sortie du générateur, un bornier supplémentaire de 20 broches, scindé en 10 pour la masse et 10 pour la sortie signal, permettra une utilisation à prise multiple de cette sortie.



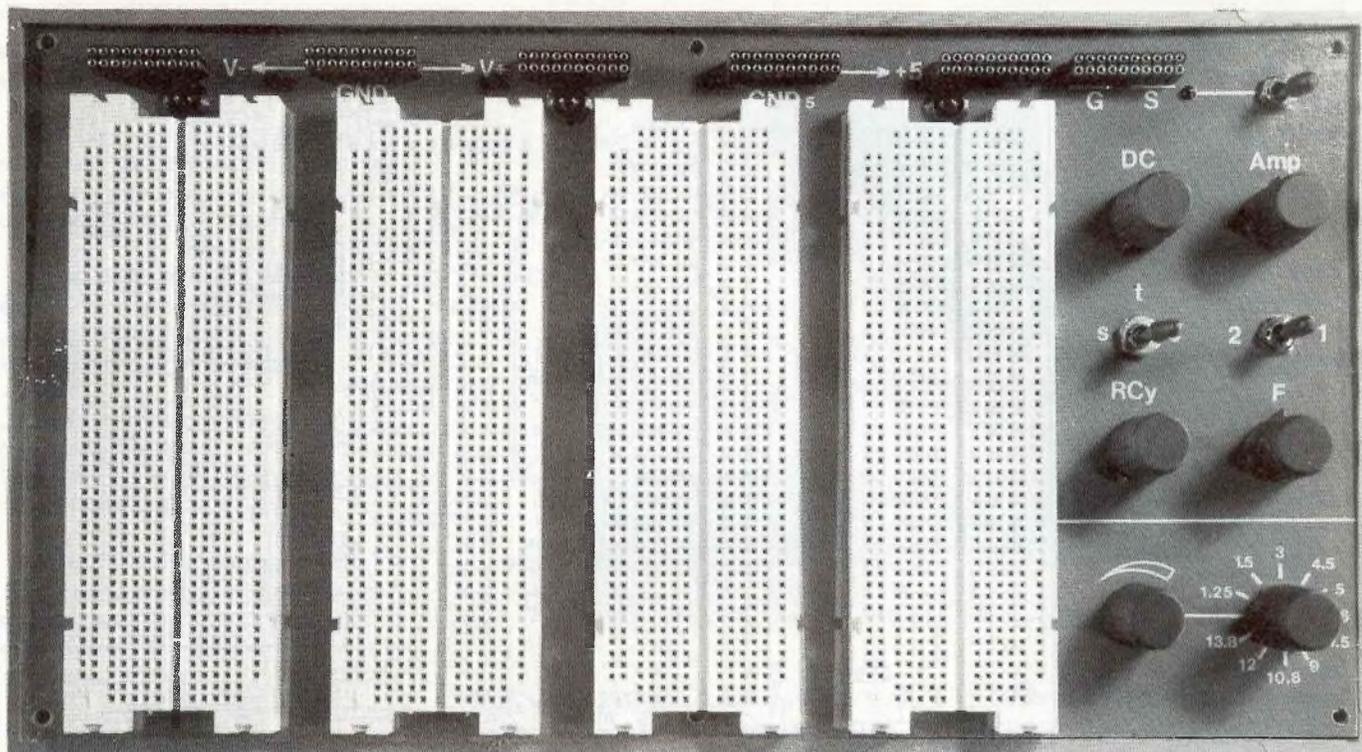


Enfin, pour les liaisons entre la contre-carte et le générateur par lui-même, le résultat le plus propre et le plus fiable sera obtenu en utilisant soit du câble en nappe au pas de 2.54, du fil droit ou encore des broches à wrapper droites.

Les plots de raccordements sont prévus pour tomber face à face (contre carte potentiomètre et contre carte géné.).

Sur ces différents points, les photographies ci-dessus seront plus explicites qu'un long texte.





## Cartes alimentation et carte générateur

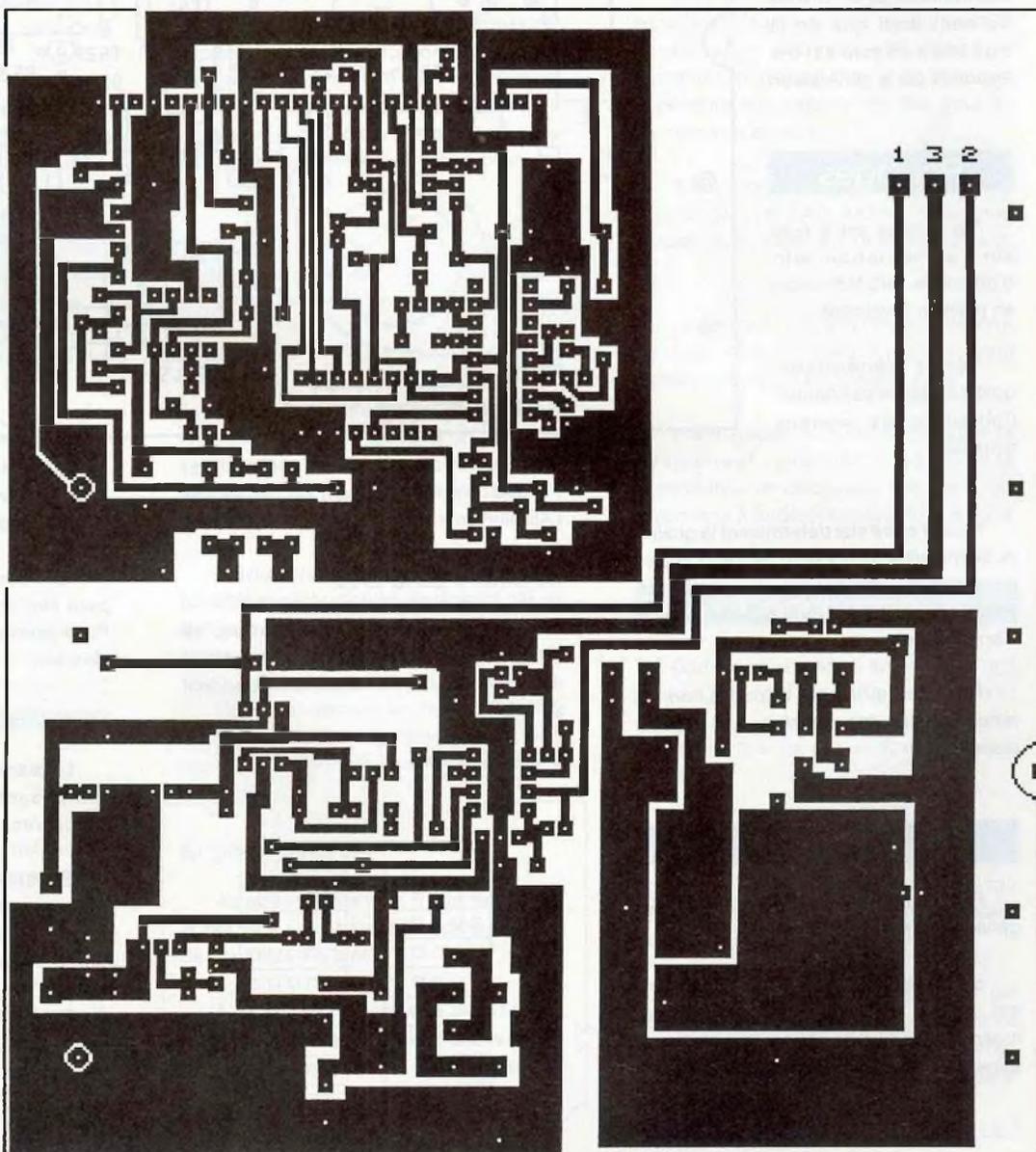
Même si la disposition globale est différente, les implantations des composants sont strictement identiques à celles des appareils séparés.

La face cuivre et la sérigraphie de cette carte regroupant les alimentations et le générateur sont données à l'échelle 1 ci-contre et page suivante.

Là encore, il suffira de se reporter aux articles correspondants pour la liste du matériel, la sérigraphie reste la même.

Cette contre carte est fixée en utilisant les trous de LAB, des entretoises et des vis parker de longueur adéquate.

Les liaisons à exécuter par fils seront: Les secondaires des transformateurs, l'aller retour secteur pour les deux primaires, les LEDs de limitation, les sorties des alimentations et les trois fils du commutateur 12 positions repérés par des numéros.



Les (ou le) transformateurs d'alimentation seront par contre directement fixés sur le fond du coffret plastique.

Sur notre prototype, deux transformateurs distincts permettent d'obtenir des masses séparées pour le générateur et pour les alimentations.

Il est possible de n'en utiliser qu'un si le jumelage des masses en interne n'est pas un critère indispensable.

Ne pas oublier dans ce cas d'adapter la puissance en fonction de l'option choisie pour les alimentations (100 ou 500 mA et présence du 5 Volts ou non) ainsi que de la sur-consommation apportée par le générateur.

## Réglages

Un réglage est à faire sur l'alimentation afin d'obtenir le zéro Volt exact en position U variable.

Sur le générateur, quatre réglages permettent l'obtention de signaux corrects.

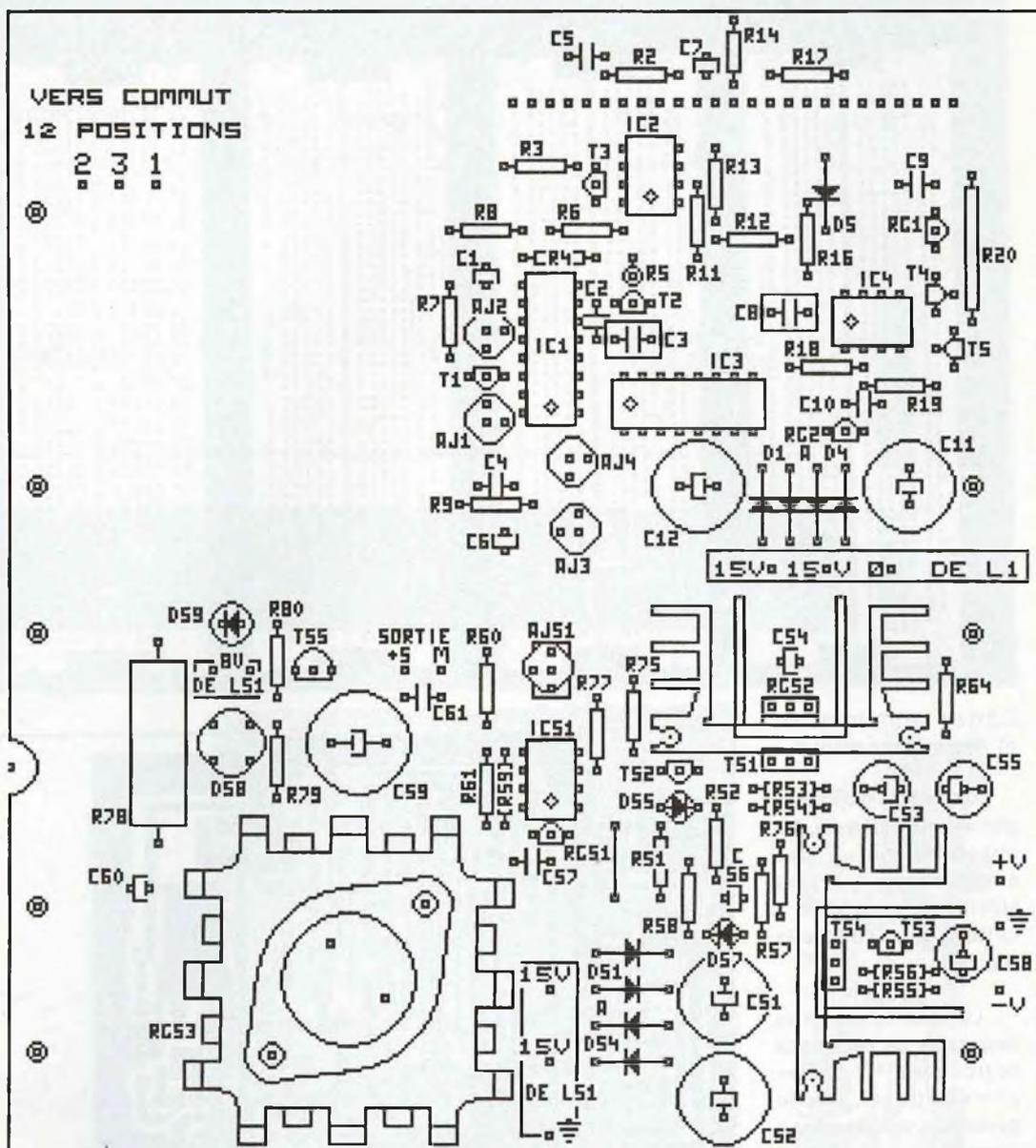
Deux d'entre eux déterminent la qualité de la sinusoïde (distorsion), les deux autres permettent d'obtenir les mêmes amplitudes de signal quel que soit le type d'onde sélectionné.

Pour ces différents réglages, on se reportera, une fois de plus, aux articles respectifs.

## Utilisation

Pour l'utilisation de l'alimentation et du générateur, pas de problèmes.

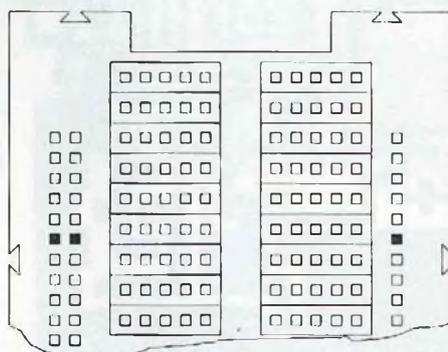
Si la sérigraphie de la carte supérieure est bien faite et d'une façon mnémotechnique, la prise en main de cet appareil devrait être facile et rapide.



De ce fait, nos indications sur l'utilisation porteront plutôt sur les platines LAB elles-mêmes.

## Structure de la LAB

De chaque côté de la plaque, se trouvent des rangées verticales permettant d'amener les alimentations à tout endroit de la LAB.



Les blocs de cinq plots placés horizontalement sont, quant à eux, reliés en interne et isolés entre blocs.

Une longue vie de ces platines LAB peut être obtenue à partir du moment où l'utilisateur respecte quelques règles simples.

## Composants passifs

Le diamètre maximum des queues de composant fait partie de ces points importants.

En effet, il vaut mieux éviter de dépasser un diamètre de 0.9 mm sous peine de déformer d'une façon définitive les lyres internes de connexion.

Les résistances 1/4 de Watt par exemple, d'un diamètre de 0.5 à 0.6 mm ne posent aucun problème.

Par contre ces résistances sont en général conditionnées en bande papier

pour les industries utilisant l'insertion automatique.

Qui dit bande papier dit également collage afin de maintenir ces composants en place sur la bande support de conditionnement.

C'est donc un point très important également de veiller à ce qu'il ne reste pas de colle (même invisible à l'oeil) sur les extrémités des pattes.

La meilleure solution consiste d'ailleurs à couper systématiquement 4 ou 5 mm des pattes des composants neufs que l'on désire utiliser en LAB.

Evidemment, même punition pour les composants ayant déjà été soudés, jusqu'à ce que mort (ou montage définitif) s'ensuive par raccourcissements successifs.

## Transistors

Pour la plupart d'entre eux, le diamètre des pattes est identique ou plus faible que celui des résistances.

Des exceptions surviennent par contre avec les boîtiers TO126, TO220 comme les régulateurs ou autres.

Pour ces composants, l'idéal consiste, toujours dans un soucis de non déformation des lyres, à avancer l'une des patte gauche ou droite de 2.54 mm, à reculer son opposée de la même valeur et à laisser la patte centrale dans sa forme d'origine.

Tout ces petits pliages dans le but de placer le transistor dans le sens horizontal (même sens que les blocs de 5) plutôt que verticalement (la largeur des pattes étant de l'ordre de 0.9 à 1mm, pour une épaisseur de 0.5 à 0.6mm).

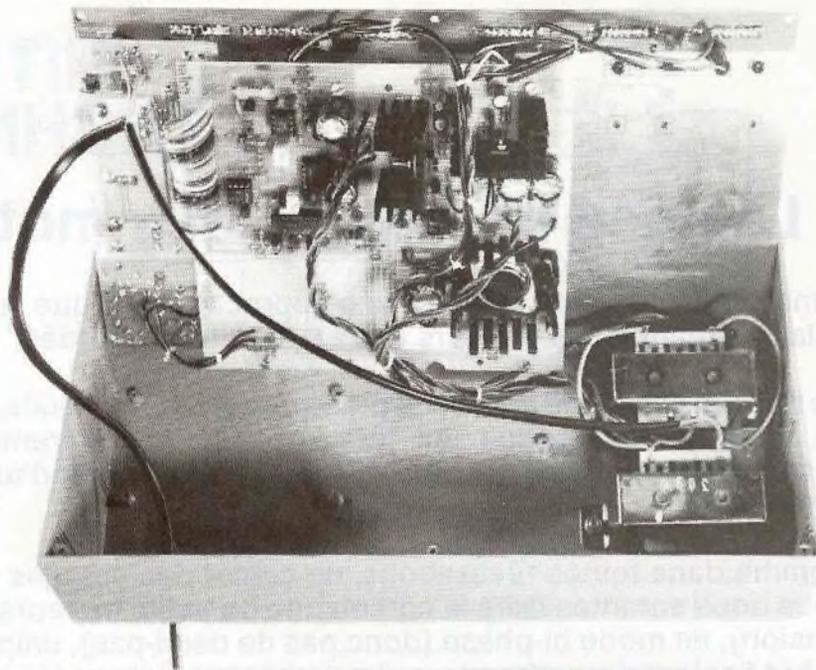
Les bestioles du genre TO3 sont évidemment exclues de l'insertion. Le meilleur moyen reste de les monter sur radiateur si nécessaire et de les câbler par fils de longueurs acceptables.

## Fils

Pour les liaisons filaires, utiliser du câble rigide monobrin de diamètre 0.6mm et à des longueurs pré-établies.

Il suffira de se préparer un nombre suffisant dans des couleurs différentes pour s'y retrouver facilement dans un montage en essai.

Exemple rouge pour plus Vcc, noir pour masse, bleu pour moins Vcc, vert pour les signaux actifs etc, etc.



Dénuder ces fils sur une longueur de 5 à 6mm en faisant extrêmement attention à ce que le fil ne soit pas cisailé.

En effet, un fil qui casse dans la lyre par faiblesse ou trop de torsions et bonjour pour le retirer.... Le trou est pratiquement condamné ou, pire encore, le bout restant va s'enfoncer en risquant de provoquer des court-circuits "souterrains" entre blocs de lyres.....

A noter que dans le cas extrême, le démontage de la LAB puis de la lyre est possible pour remédier au problème.

## Entretien

L'un des grands ennemis de la LAB est représenté par la poussière. Celle-ci s'infiltré dans les trous en provoquant une diminution de la qualité électrique du contact.

Prévention: évidemment, éviter le plus possible son intrusion en protégeant par un chiffon ou un couvercle quand on n'utilise pas le pupitre.

Remède: retourner l'ensemble du montage et tapoter légèrement sur le fond pour faire prendre le chemin inverse aux impuretés....

## Et pour la H.F.

Au point de vue H.F., il faut savoir que la capacité entre deux blocs de 5 lyres est de l'ordre de 4 à 5 pF.

Il existe également une capacité du même ordre qui existe entre chaque lyre et le plan de masse du circuit imprimé porteur.

Ce sont des capacités dont il faut tenir compte lors d'essais de maquettes H.F.

Inévitablement, sur les étages sensibles il faudra ajouter, au moment de la réalisation définitive, ces valeurs de capacités parasites autant de fois que nécessaire aux valeurs choisies pour les composants passifs.

A titre d'exemple, un 22 pF parfait, une fois câblé en LAB entre deux lyres consécutives, sera plus proche de 27 à 30 pF.

Les lignes latérales d'alimentations, compte tenu de leur longueur, sont également assimilables à des selfs.

Il est important, si les fréquences deviennent proches des limites supérieures, de découpler par du 0.1 uF céramique à plusieurs endroits de la ligne.

## Conclusion

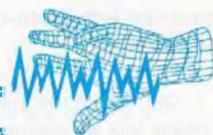
Comme vous avez pu le voir, il ne s'agit pas d'un montage extrêmement complexe. D'autant moins complexe d'ailleurs vis à vis des services qu'il peut rendre.

La construction de ce montage peut être étalée dans le temps, avantage également indéniable pour ceux qui veulent limiter le budget de leur passion favorite.

Tout cela sans compter enfin les économies faites par la mise au point de prototypes sans circuits intermédiaires, sans composants maintes fois soudés et re-dessoudés.

J.TAILLIEZ





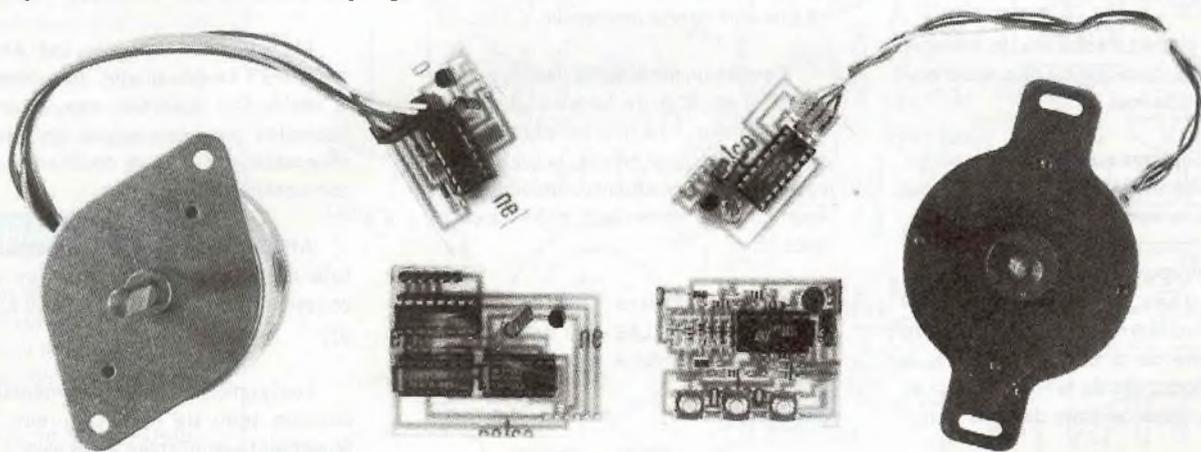
## La mise en oeuvre des moteurs pas à pas

Dans l'article du mois dernier, une approche théorique sur la structure, le fonctionnement et la commande des moteurs pas à pas ont été abordés.

Ce mois-ci, c'est une approche pratique qui est proposée. La finalité de cet article n'est pas de proposer un produit fini (qui impose nécessairement de la mécanique), mais un ensemble de modules qui permettront d'appréhender d'une manière didactique ce type de composant.

Comme dans toutes réalisations, un cahier des charges doit être posé. Pour cette étude, nous nous sommes fixés la commande de petits moteurs de 12 volts (donc commande en tension), en mode bi-phase (donc pas de demi-pas), unipolaires et bipolaires.

Le but final est de mettre en application des circuits spécialisés dont les données techniques sont présentées dans ces pages.



### Caractéristiques des moteurs

Avant d'aborder toute réalisation, il importe de connaître les caractéristiques des éléments à piloter.

#### Le moteur unipolaire

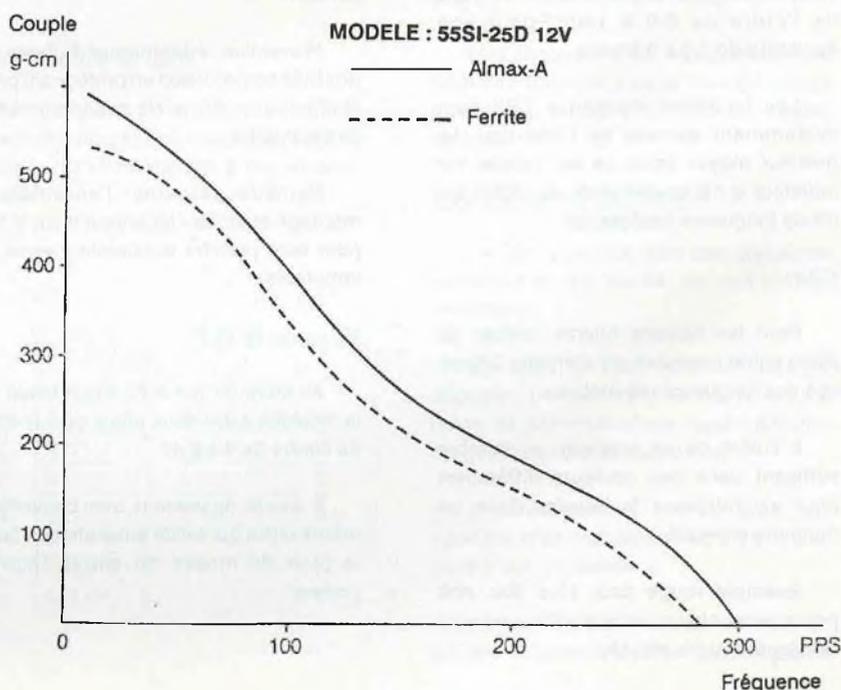
Le moteur qui a servi pour faire les tests est un 55SI-25DA de chez Matsushita Electric Industrial Co., Ltd.

Ses caractéristiques sont les suivantes:

- Angle de pas :  $7,5^\circ$  (48 pas par tour)
- Tension d'alimentation: 12V
- Résistance du bobinage:  $36\Omega$  (330mA)
- Courant: 200mA à 100pps
- Couple de détente: 80 g-cm
- Couple en fonctionnement: 370 g-cm à 100pps
- Couple de maintien: 1020 g-cm
- Inductance: 43 mH

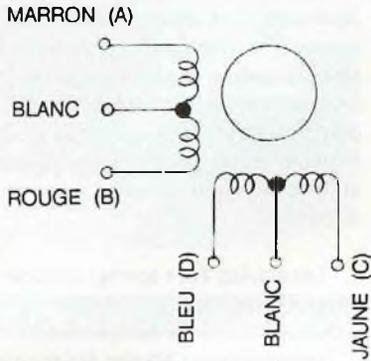
En regardant de plus près sa courbe couple/fréquence, il apparaît que la

fréquence limite de commande se situe à 300 Hz soit 375 tours/mn.



La constante de temps  $\tau = L/R$  est de l'ordre de 1,2 mS.

Voici son brochage.



Vu la résolution, son domaine d'application semble être plus spécialement les imprimantes (Avance papier ou déplacement de tête).

### Le moteur bipolaire

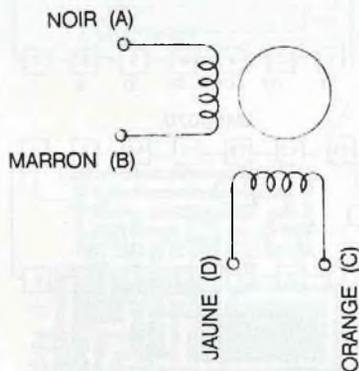
Le moteur qui a servi à faire les essais est un STH-56D002 de chez SHINANO KENSHI CO., LTD. ; firme mondialement connue il va sans dire. En vérité il a été purement et simplement récupéré sur un lecteur de disquette en panne.

Ses caractéristiques (trouvées sur le châssis du moteur) sont:

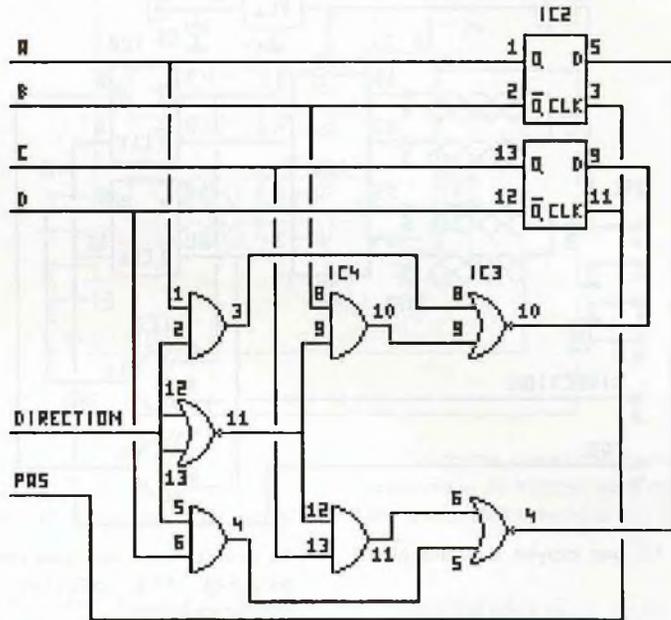
- Angle de pas: 1,8° (200 pas par tour)
- Tension d'alimentation: 12V
- Courant par enroulement: 250mA (48Ω)

Aucune mesure n'a été effectuée pour déterminer ses caractéristiques de couple. Ce n'est pas non plus le but de cet article.

Le brochage de ce moteur est le suivant:



Sa résolution de 1,8° (200 pas) le prédispose d'office pour des mécanismes de précision. Sa présence sur un lecteur de disquette n'est donc pas un hasard. Il existe des moteurs plus précis encore (Commande de têtes sur les disques durs).



## Un module simple de commande

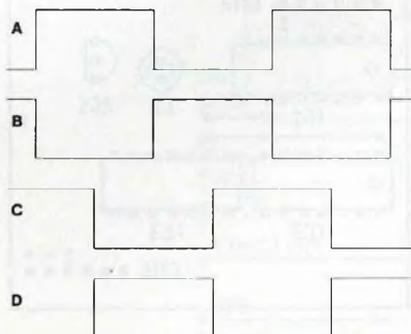
Avant d'attaquer le vif du sujet (l'utilisation de circuits spécialisés), il peut s'avérer intéressant de voir ce qu'il y a dedans.

Plutôt que de prendre un schéma et de le décortiquer, autant s'amuser à recréer, avec des composants simples, la commande de moteur.

La réalisation se limitera à la réalisation du permutateur pour une commande bi-phase. Le même raisonnement pourrait être appliqué pour une commande en demi-pas.

### Rappel sur le principe du permutateur

Le rôle de ce permutateur est de délivrer deux signaux en quadrature (Déphasage de 90°) et deux autres signaux qui sont en opposition de phases (déphasage de 180°). Les quatre signaux obtenus pilotent alors l'électronique de puissance propre à chaque moteur.



### Le schéma du permutateur

Ce schéma met en œuvre une série de portes logiques qui vont permettre d'obtenir les quatre signaux de commande.

La notion de pas peut être assimilée à une notion d'horloge. Cela oriente déjà l'idée sur l'utilisation de bascules. Comme les bascules classiques (D, J-K, etc...) sont au nombre de deux par boîtier, et qu'elles offrent simultanément deux sorties complémentaires (Q et  $\bar{Q}$ ), voilà déjà la moitié du travail d'effectué. Reste à concevoir le signal qu'il faudra appliquer sur l'entrée de donnée D.

Le piège se situe uniquement dans le sens de rotation du moteur. Dans le sens direct (Gauche vers droite), "C" est issu de "B" et "A" est issu de "C" (Rappelons que la sortie d'une bascule prend l'état de son entrée au moment de la réception du front de l'horloge). Dans le sens contraire (droite vers gauche), "A" est issu de "D" et "C" est issu de "A".

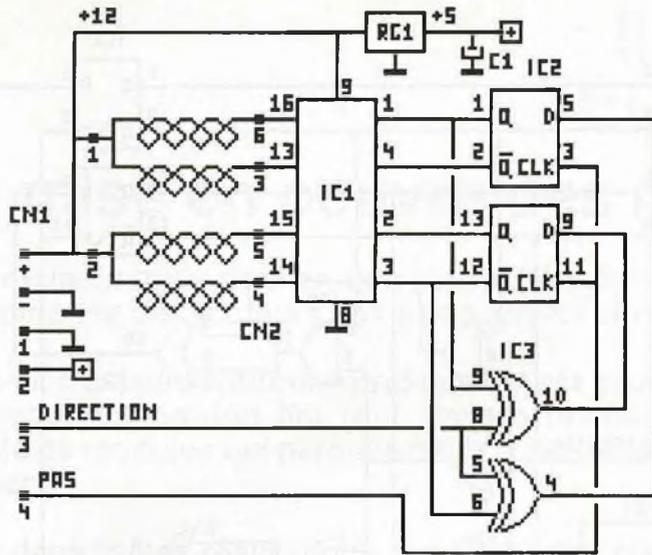
Fort de ces constatations, les équations de commande s'écrivent:

$$E_A = (C \cdot S) + (D \cdot \bar{S})$$

$$E_C = (B \cdot S) + (A \cdot \bar{S})$$

En décomposant ces équations, il s'avère qu'elles font appel à des portes ET, des portes OU ainsi qu'à un inverseur. Ce n'est pas une solution des plus économiques puisqu'il faut faire appel à trois boîtiers différents.

En remaniant un peu ces équations, on peut se limiter à deux boîtiers (AND et NOR). Le schéma obtenu peut être celui qui est donné ci-dessus.



Les entrées + et - sont l'arrivée d'alimentation en +12V (tension d'alimentation des moteurs).

Les sorties 1 et 2 sont les sorties d'alimentation 5 volts pour éventuellement alimenter le montage de commande. Elles peuvent devenir une entrée d'alimentation logique. Dans ce cas, le régulateur RG1 ne doit pas être monté. Ce cas peut se présenter quand plusieurs modules sont utilisés et qu'un 5 volts général est disponible.

Les entrées 3 et 4 sont les commandes de sens et de pas.

Le connecteur CN2 sert de liaison avec le moteur pas à pas. Attention au sens de branchement. Ce type de moteur possède des enroulements à point commun qui doivent être reliés aux points 1 et 2 du connecteur (arrivée d'alimentation).

Les liaisons sur les connecteurs CN1 et CN2 peuvent être réalisées au moyen de picots droits ou coudés en fonction du type d'utilisation. Les liaisons peuvent également être directement soudées. Dans ce cas, l'utilisation de fil en nappe (souple ou rigide) est fortement conseillé.

N'y a t'il pas moyen de faire plus simple?

Il y a une particularité qui n'a pas été exploitée au niveau de ces équations. En effet, les sorties A et B sont complémentaires ainsi que les sorties C et D. Que deviennent ces équations si on utilise cette caractéristique?

$$E_A = (\bar{D} \cdot S) + (D \cdot \bar{S}) = D \oplus S$$

$$E_C = (\bar{A} \cdot S) + (A \cdot \bar{S}) = A \oplus S$$

Miracle! C'est l'équation du OU exclusif qui apparaît. Dommage que ces cellules n'existent pas en boîtier huit broches puisque deux cellules uniquement sont nécessaires.

Le schéma qui en découle est donc des plus simples. Sa simplicité tient dans le fait que le mode demi-pas n'a pas été envisagé (pour le mettre en application, il est préférable de partir de la structure précédente).

L'étage de sortie est des plus classiques puisqu'il s'agit d'un ULN2003 qui est parfaitement adapté pour le courant qui circule dans le moteur unipolaire.

L'alimentation est traditionnelle puisqu'elle fait appel à un régulateur du type 78L05 suivi de son condensateur de filtrage C1.

La validation d'avance de pas s'effectue sur le front montant de la commande de pas.

L'entrée SENS permet d'obtenir une rotation du moteur dans le sens horaire quand elle est à l'état haut et une rotation dans le sens anti-horaire (ou trigonométrique) quand elle est à l'état bas.

Les niveaux d'entrées ont été choisis pour pouvoir être compatibles avec les composants spécialisés. Il ne faut pas

perdre de vue que ces commandes peuvent être passées par un micro-processeur.

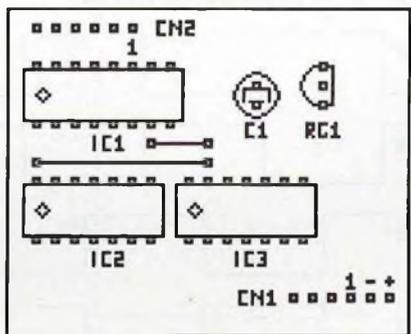
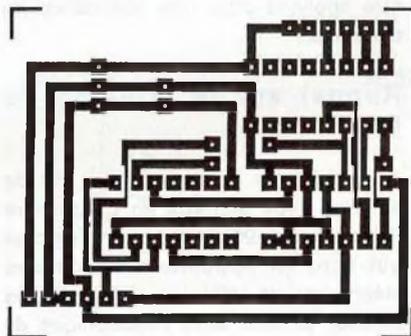
### Liste des composants

C1	1 µF 63V chimique radial
RG1	78L05
IC1	ULN2003
IC2	MOS4013
IC3	MOS4070

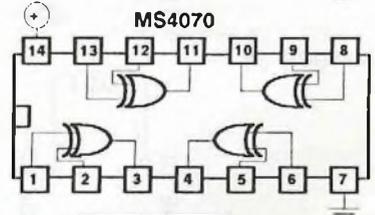
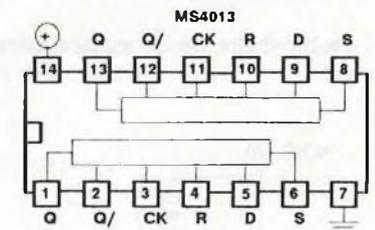
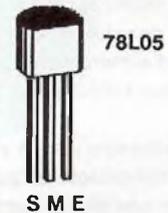
### Réalisation

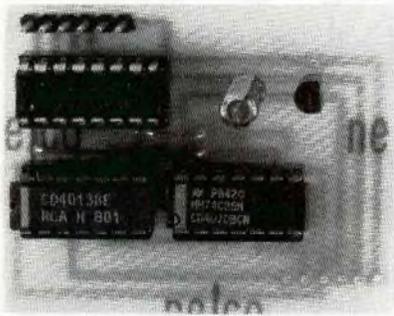
Aucune difficulté sur ce montage si ce n'est qu'il ne faut pas oublier les deux straps S1 et S2.

Le connecteur CN1 se décompose en deux parties.



### Brochages





## Le module à UCN5804

Cette partie est la mise en oeuvre pratique du composant qui a été passé en revue dans une des Hobbythèques de ce mensuel.

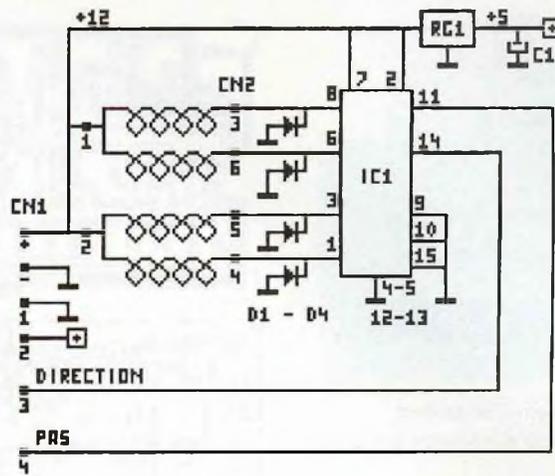
Ce circuit est spécialement adapté pour la commande de moteurs unipolaires.

Avec un courant de 330 mA par phase, les limites d'utilisations du circuit sont loin d'être atteintes, d'autant plus que ce courant diminue quand le moteur tourne.

Le schéma fait appel à peu de commentaires puisqu'il reprend l'application de base de ce circuit. Le reste (alimentation, connecteurs) est identique à ce qui a pu être vu sur le module précédent. Les mêmes remarques peuvent être faites.

### Liste des composants

C1	1 $\mu$ F 63V chimique radial
D1 à D4	1N4148
RG1	78L05
IC1	UCN5804B



### Réalisation

Rien de bien sorcier non plus sur ce montage.

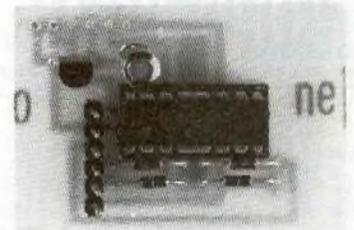
Cependant, pour une fois, le circuit intégré sera de préférence soudé plutôt que monté sur support. Cette particularité met en oeuvre l'utilisation de la piste de masse du circuit imprimé comme radiateur supplémentaire. L'augmentation de la surface améliore le refroidissement en réduisant le coefficient thermique.

Les mêmes précautions doivent être prises pour le branchement du connecteur CN2. L'alimentation du moteur s'effectue sur les points 1 et 2.

Les diodes D1 à D4 qui servent à la protection du circuit n'ont pas eu l'occasion d'entrer en service lors des différents essais qui ont pu être effectués. La variation maximale de tension qui a pu être relevée ne dépassait pas deux volts. Elles sont donc facultatives. En fait, leur présence est à envisager uniquement en fonction du type de moteur à commander.

La commande de pas sur cette platine ne se fait plus sur un front positif (comme pour la précédente), mais sur un front négatif.

Par contre, pas de changement pour la commande de rotation; sens des aiguilles d'une montre à l'état haut.

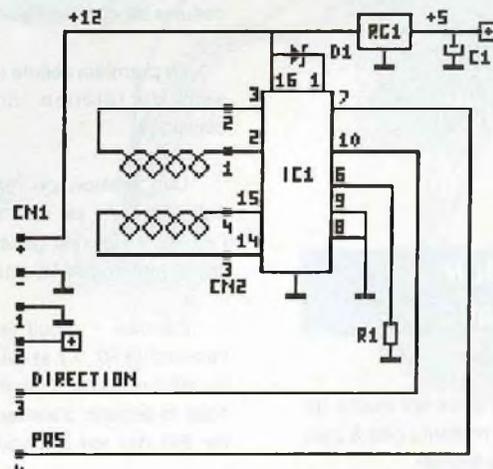
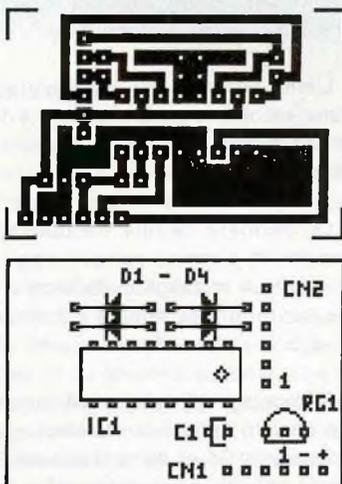


## Le module à MC3479

Cette partie est la mise en oeuvre pratique du second composant qui a été passé en revue dans la seconde Hobbythèque de ce mensuel.

Ce circuit est spécialement adapté pour la commande de moteurs bipolaires. La différence entre ces deux circuits se situe dans l'étage de puissance rendant toute compatibilité entre les deux types de moteurs difficilement envisageable.

Le schéma fait appel à peu de commentaires puisqu'il reprend lui aussi l'application de base de ce circuit. Le reste (alimentation, connecteurs) est identique à ce qui a pu être vu sur le premier module.

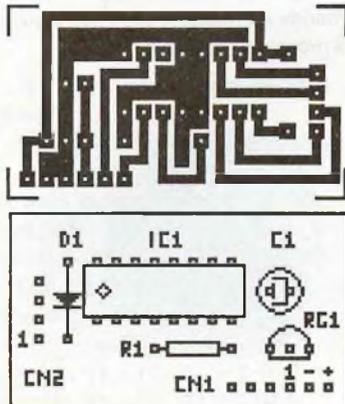


Pour lui aussi, les mêmes remarques peuvent être faites.

## Liste des composants

R1	47 kΩ 1/4W
C1	1 μF 63V chimique radial
D1	Zener 3,3V
RG1	78L05
IC1	MC3479

## Réalisation



Rien de bien sorcier non plus sur ce montage.

Comme pour l'UCN5804, le circuit intégré sera de préférence soudé plutôt que monté sur support.

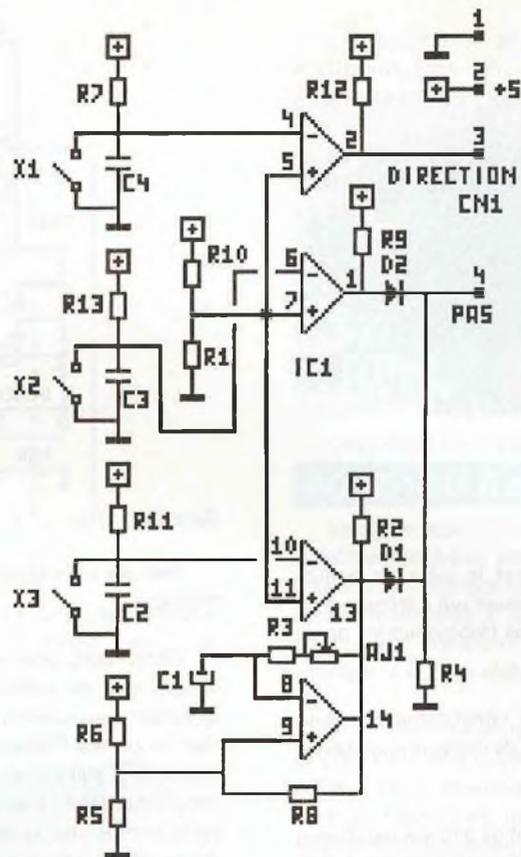
Le branchement du moteur est moins critique. Une inversion du sens de branchement se traduira uniquement par une inversion du sens de rotation.

La commande de sens et celle de pas sont identiques à celles du premier module.



## Un module de simulation

Voilà! nous avons entre les mains de quoi commander des moteurs pas à pas, mais rien pour les faire tourner.



Le module qui va être présenté dans les lignes suivantes ne permet pas de commander véritablement les moteurs puisque la notion de comptage de pas n'existe pas. C'est plutôt un module de test qui peut, le cas échéant, permettre de déterminer certaines caractéristiques des moteurs (fréquence maximale d'entraînement par exemple).

Que doit-on posséder pour piloter les précédents modules? Un générateur du sens de rotation et un générateur d'impulsions (positives ou négatives).

C'est ce que ce propose de fournir ce montage.

La génération d'impulsion peut être simple (avance d'un seul pas du moteur) ou continue (rotation permanente).

Le schéma fait intervenir quatre cellules de comparateurs.

La première cellule (4, 5, 2) va définir le sens de rotation. Son montage est classique.

Une tension de référence (placée à Valim/2 dans ce cas) est appliquée sur l'entrée +. Elle est générée par le diviseur potentiométrique R1-R10.

L'entrée - reçoit la tension issue de l'ensemble R7, X1 et C4. Là non plus, rien de sorcier, quand l'interrupteur est ouvert, c'est la tension d'alimentation (au travers de R4) qui est appliquée. Quand il est

fermé c'est la masse. Le condensateur C4 élimine les effets provoqués par les rebonds de l'interrupteur.

Cette cellule réalise en fait une simple remise en forme de l'état de l'interrupteur.

La résistance R12 représente la résistance de charge qui se trouve en sortie d'un montage à collecteur ouvert.

Ce premier ensemble permet de définir le sens de rotation. Quand l'interrupteur est ouvert, la sortie est à l'état bas provoquant ainsi une rotation dans le sens anti-horaire. Pour inverser le sens de rotation, il suffit de fermer cet interrupteur.

Deux autres comparateurs (6, 7, 1 et 10, 11, 13) travaillent de la même manière. Le premier est utilisée pour une commande d'avance pas par pas, alors que le second sert à piloter l'avance permanente.

L'effet en sortie (puisqu'il n'y en a qu'une) est obtenu grâce à la manière dont sont câblées les sorties de ces comparateurs.

La dernière cellule ne doit plus présenter de surprises puisqu'il s'agit du très classique montage multivibrateur ou plus couramment appelé oscillateur 1/3-2/3.

Ce montage délivre en sortie un signal carré dont la fréquence est fonction du condensateur C1 et de la résistance R3. Comme celle-ci est ajustable grâce à la



présence d'AJ1, la fréquence de commande du moteur peut être adaptée en fonction du type de moteur.

Cette cellule multivibrateur a sa sortie couplée avec celle de la commande de marche permanente. Une fois de plus, c'est l'avantage du collecteur ouvert à pouvoir réaliser du OU câblé qui est utilisé. En effet, quand X3 est ouvert, la sortie de la cellule 10, 11, 13 est à l'état bas empêchant ainsi l'oscillateur de démarrer. Dès que celui-ci est libéré (par la fermeture de X3), un signal carré est disponible sur la sortie de cet ensemble.

La combinaison des signaux commande pas par pas et rotation permanente s'effectue grâce à deux diodes D1 et D2 qui, à leur tour, réalisent un OU câblé. La fermeture de X2 provoquant un passage à l'état haut, c'est donc la fonction avance pas par pas qui est prioritaire dans le cas d'appui simultané sur les deux touches de commande d'avance.

La résistance R4 garantit la mise en conduction des diodes quand celles-ci sont sollicitées.

### Liste des composants

Toutes les résistances sont des 1/4 de Watt 5%

R1	10kΩ (Marron, noir, orange)
R2	1kΩ (Marron, noir, rouge)
R3	2,2kΩ (Rouge, rouge, rouge)
R4	100kΩ (Marron, noir, jaune)
R5-R6	10kΩ (Marron, noir, orange)
R7	100kΩ (Marron, noir, jaune)
R8	10kΩ (Marron, noir, orange)
R9	1kΩ (Marron, noir, rouge)
R10	10kΩ (Marron, noir, orange)
R11	100kΩ (Marron, noir, jaune)
R12	1kΩ (Marron, noir, rouge)
R13	100kΩ (Marron, noir, jaune)

AJ1 50kΩ

C1 1 μF 63V chimique radial  
C2 à C4 100nF céramique

D1 à D2 1N4148

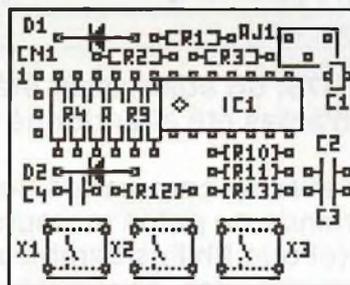
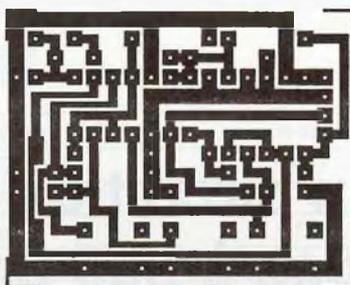
IC1 LM339

X1 à X3 Poussoir miniature KSA0M210

### Réalisation

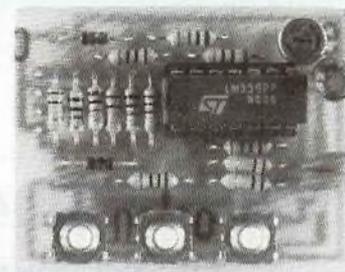
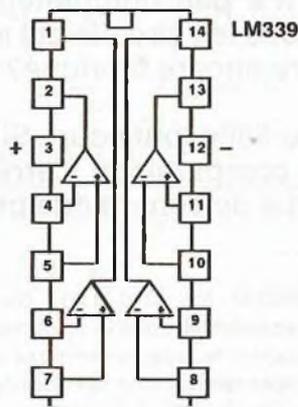
Aucune difficulté coté montage. Par contre une petite remarque peut être donnée sur le choix de la valeur de certains composants.

L'ensemble C1, R3 et AJ1 définit la fréquence d'entraînement du moteur. Or cette fréquence est fonction du type de moteur et du couple à entraîner. Il ne faut donc pas être surpris si le moteur ne tourne pas quand cette fréquence est trop élevée. Dans ce cas, la résistance R3 devra être



retouchée en valeur pour s'approcher le plus possible de la fréquence optimale.

### Brochage



### Conclusions

Ainsi se termine cette étude pratique sur la commande des moteurs pas à pas.

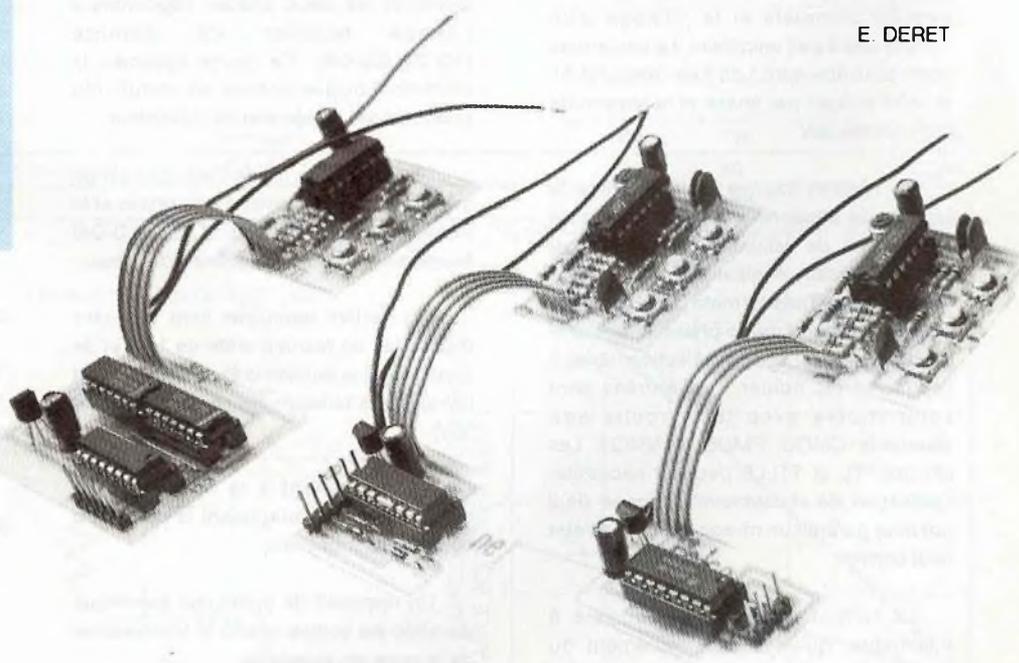
Cette approche par éléments modulaires permet de décomposer très simplement les fonctions de départ qu'il faut mettre en oeuvre.

Le passage à des réalisations de plus grande envergure peut se résoudre très simplement en utilisant plusieurs de ces modules de base.

La platine de simulation (très simple dans le cadre de cet article) peut directement être remplacée par une carte à micro-processeur et pourquoi pas, par un ordinateur.

Dès idées d'utilisations peuvent être trouvées pour ces types de moteurs. Que ce soit la réalisation d'un rotor d'antenne (application simple en partant d'une télécommande lors de la sélection de chaîne) ou d'une table de perçage automatique pour circuit imprimé, les moteurs pas à pas peuvent servir à autre chose que de pousser ou tirer une tête de lecture de floppy ou d'avancer du papier dans une imprimante.

E. DERET



# L'UCN5804 : un circuit de commande de moteurs pas à pas unipolaires

Si, dans l'introduction sur le MC3479, un adieu avait été lancé au moteur unipolaire, tout espoir de pouvoir le commander n'a pas été abandonné pour autant.

Le SAA1027 (classique du genre) avec sa commande de 300mA par enroulement s'avérait parfaitement adapté pour la commande de petits moteurs. Comme il devient véritablement difficile de pouvoir s'en procurer (et que Philips semble ne plus fabriquer de moteurs), les recherches se sont tournées vers d'autres constructeurs. Une lueur d'espoir semblait poindre avec les UCN4002 à 4005 de chez SPRAGUE. Mais eux aussi ont été victimes de l'air du temps, d'autant plus que la société SPRAGUE a abandonné toute fabrication de composants actifs.

Heureusement ce département n'a pas complètement disparu puisque il est devenu ALLEGRO MicroSystems Inc. De tous les circuits qui avaient été sélectionnés, il n'en restait plus qu'un : l'UCN5804. Allait-il être encore fabriqué?

Ouf! il l'était encore et était devenu 5804 tout court. Si d'aspect extérieur il était similaire au SAA1027 (boîtier 16 broches), la comparaison s'arrête là. Il est conçu pour pouvoir tirer 1,25A par enroulement et sa logique de commande permet de commander bon nombre de moteurs unipolaires

## Description générale

Combinant une logique CMOS faible consommation avec une sortie bipolaire forte tension et courant élevé, l'UCN5804B, translateur/pilote BIMOS II, fournit la gestion complète et le pilotage d'un moteur pas à pas unipolaire. Le courant de sortie peut atteindre 1,25 A en continu (1,5A au démarrage) par phase et la tension de commande 35V.

La section logique CMOS délivre la logique de séquençement, le contrôle de direction et de validation de sortie, ainsi que la fonction d'initialisation à la mise sous tension. Trois formats de commande sont disponibles : mono-phase, bi-phase et mode demi-pas. Ils sont sélectionnables à l'extérieur du boîtier. Les entrées sont compatibles avec les circuits aux standards CMOS, PMOS et NMOS. Les circuits TTL et TTLS peuvent nécessiter l'utilisation de résistances de tirage (Pull up) pour garantir un niveau d'entrée à l'état haut correct.

Le format mono-phase consiste à n'alimenter qu'un seul enroulement du moteur à la fois dans les séquences

A-B-C-D (ou D-C-B-A). Ce mode d'excitation minimise la consommation et garantit le positionnement correct indépendamment des variations de champ dans le moteur.

Le format bi-phase consiste à alimenter les deux phases adjacentes à chaque position de détente (AB-BC-CD-DA). Ce mode optimise la relation couple-vitesse et réduit les phénomènes de résonance du moteur.

L'excitation en mode demi-pas est un mélange entre le format mono-phase et le format bi-phase (A-AB-B-BC-C-CD-D-DA) fournissant ainsi une séquence de 8 pas.

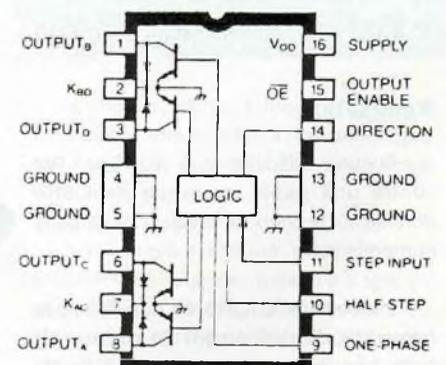
Les sorties bipolaires sont capables d'absorber un courant crête de 1,5A et de supporter une tension crête de 50V à l'état bloqué (des tensions de maintien jusqu'à 35V).

Un alignement à la masse et des diodes de retour fournissent la protection contre les surtensions.

Un dispositif de protection thermique dévalide les sorties quand la température de la puce est excessive.

L'UCN5804B est conçu pour fonctionner sur une plage de température ambiante allant de  $-20^{\circ}\text{C}$  à  $+85^{\circ}\text{C}$ . Il est fourni dans un boîtier DIL 16 broches pouvant recevoir un radiateur afin d'améliorer les possibilités de dissipation thermique.

## Brochage



## Conditions d'utilisation

Caractéristiques	Symbole	Limite absolue	Unité
Tension de sortie	VCE	+ 50	Vdc
Tension de sortie en maintien	VCEsus	+ 35	Vdc
Courant de sortie driver (Par enroulement)	Iout	± 1,25	A
Tension d'alimentation logique	Vdd	7,0	V
Tension d'entrée	Vin	- 0,5 à + 7,0	Vdc
Température de stockage	Ts	- 55 à + 150	°C
Température ambiante d'utilisation	TA	- 20 à + 85	°C

## Caractéristiques électriques

Caractéristiques et conditions	Symbole	Min	Typ	Max	Unité
<b>Niveaux logiques d'entrée</b>					
Seuil de commutation (Bas vers haut)	(Vdd = 5V) Vin1	3,5	-	5,3	Vdc
Seuil de commutation (Haut vers bas)	(Vdd = 5V) Vin0	- 0,3	-	0,8	Vdc
Courant	(Vi = 0,8V) Iin0	-	- 0,5	- 5,0	µA
	(Vi = Vdd) Iin1	-	0,5	5	µA
<b>Niveaux de sortie driver</b>					
Tension de maintien (Iout = 1,25A L = 3mH)	VCEsus	35			V
Tension de sortie état bas (Iout = 700mA) (Iout = 1A) (Iout = 1,25V)	VCEsat	-	1,0	1,2	Vdc
			1,1	1,4	
			1,2	1,5	
Courant de fuite (Vout = 50V)	Icex	-	10	50	µA
<b>Diodes de protection</b>					
Tension directe (ID = 1,25A)	VF	-	1,5	3,0	Vdc
Courant de fuite (VR = 50V)	IR	-	10	50	µA
<b>Alimentation</b>					
Courant d'alimentation (2 sorties d'activées)	Idd		20	30	mA

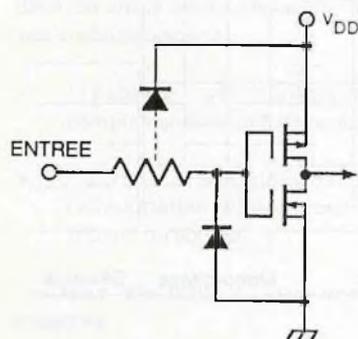
## Caractéristiques dynamiques

Caractéristiques	Symbole	Min	Typ	Max	Unité
Temps de mise en conduction	Ton	-		10	µS
Temps de mise hors conduction	Toff	-		10	µS

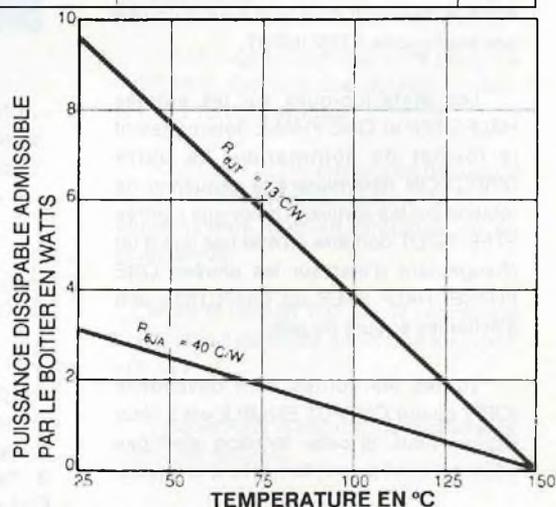
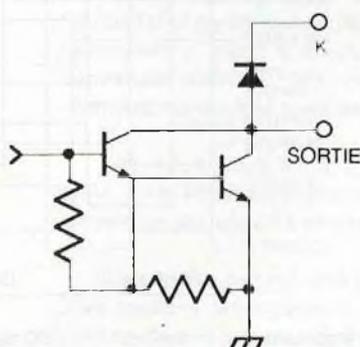
## Caractéristiques thermiques

Caractéristiques	Symbole	Min	Typ	Max	Unité
Résistance thermique, jonction - air (Sans radiateur)	RθJA	-	40	-	°C/W
Température de disjonction thermique	Tj		165		°C

### Circuit d'entrée typique



### Circuit de sortie typique



## Table de vérité

FORMAT	PATTE 9	PATTE 10
Bi-phase	L	L
Mono-phase	H	L
Demi-pas	L	H
Dévalidé	H	H

## Notes d'applications

Le circuit d'initialisation à la mise sous tension interne (POR = Power On Reset) remet à zéro la sortie A (et la sortie D en mode bi-phase) en la rendant conductrice (ON). Après l'initialisation, les sorties peuvent évoluer suivant les états qui sont donnés dans les tables ci-dessous:

### SEQUENCE Mono-phase

Half Step = L, One Phase = H

Step	A	B	C	D
POR	ON	OFF	OFF	OFF
1	ON	OFF	OFF	OFF
2	OFF	ON	OFF	OFF
3	OFF	OFF	ON	OFF
4	OFF	OFF	OFF	ON

### SEQUENCE Bi-phase

Half Step = L, One Phase = L

Step	A	B	C	D
POR	ON	OFF	OFF	ON
1	ON	OFF	OFF	ON
2	ON	ON	OFF	OFF
3	OFF	ON	ON	OFF
4	OFF	OFF	ON	ON

### SEQUENCE Demi-pas

Half Step = H, One Phase = L

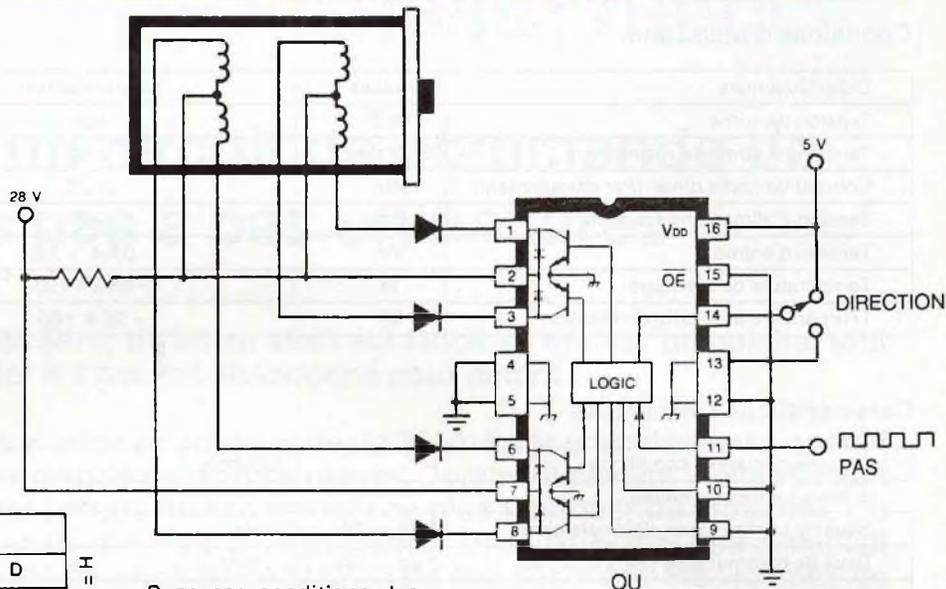
Step	A	B	C	D
POR	ON	OFF	OFF	OFF
1	ON	OFF	OFF	OFF
2	ON	ON	OFF	OFF
3	OFF	ON	OFF	OFF
4	OFF	ON	ON	OFF
5	OFF	OFF	ON	OFF
6	OFF	OFF	ON	ON
7	OFF	OFF	OFF	ON
8	ON	OFF	OFF	ON

Les sorties avanceront d'un pas à chaque transition d'un état haut à un état bas sur l'entrée STEP INPUT.

Les états logiques sur les entrées HALF-STEP et ONE PHASE détermineront le format de commande. La patte DIRECTION déterminera la séquence de rotation sur les sorties. A noter que l'entrée STEP INPUT doit être à l'état bas lors d'un changement d'état sur les entrées ONE PHASE, HALF STEP ou DIRECTION afin d'éviter les erreurs de pas.

Toutes les sorties sont dévalidées (OFF) quand OUTPUT ENABLE est à l'état logique haut. Si cette fonction n'est pas utilisée, l'entrée peut être tirée à la masse.

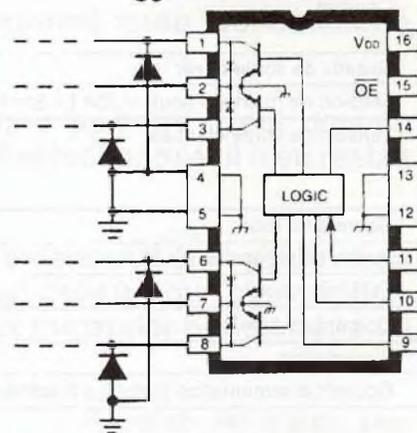
## Applications typiques



Dans ces conditions, les sorties ne dépendent uniquement que de l'avance des pas.

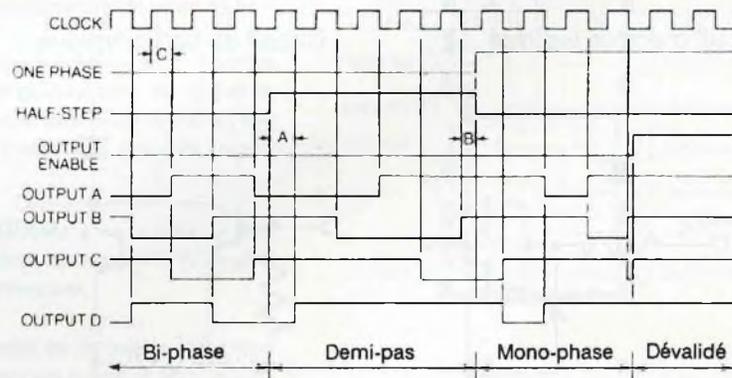
La protection thermique interne dévalide toutes les sorties quand la température de jonction atteint 165°C. Les sorties sont à nouveau validées quand la température est redescendue à 145°C.

Durant les commutations normales d'un moteur pas à pas unipolaire, le couplage mutuel entre les enroulements du moteur peuvent forcer la sortie de l'UCN5804B en dessous de la masse. Cette condition peut provoquer la mise en conduction de la jonction collecteur-substrat et extraire du courant de la sortie. Pour bon nombre d'applications, ce courant de substrat est



suffisant pour affecter accidentellement la logique interne et provoquer des erreurs de pas. Des diodes externes montées en série (des diodes Schottky sont recommandées afin d'améliorer le rendement en fonctionnement en basse tension) empêcheront l'extraction de ce courant sur les sorties. Une autre solution consiste à placer des diodes par rapport à la masse, favorisant ainsi l'extraction du courant par rapport à cette masse plutôt que sur le substrat.

## Conditions d'horloges



- A : Temps d'établissement minimum . . . 100 ns
- B : Temps de maintien permanent . . . 100 ns
- C : Largeur d'impulsion minimum . . . 500 ns



## Mini-alimentations symétriques et protégées

**P**armi les appareils les plus fréquemment utilisés dans un labo ou un atelier, les alimentations occupent une place de choix et des plus importantes.

Comme pour le mini-générateur de signaux, cet article traite en détail l'un des sous-ensembles du pupitre LAB décrit dans cette même revue et en propose la version extraite et placée dans un coffret autonome.

La philosophie adoptée pour ces alimentations permet d'en extraire quatre versions différentes pour répondre aux besoins de chacun.

Elle restent toutefois dans la gamme des petites alimentations d'appoint, mais en se voulant malgré tout souples d'utilisation par leurs pré-sélections et leurs protections intégrées, le tout avec un aspect compact.

### Caractéristiques

Les alimentations que nous allons décrire sont du type symétrique.

La tension de sortie peut varier de 0 Volt à plus et moins 14 à 15 Volts en mode tracking automatique.

Cela veut dire que c'est la sortie positive qui est réglée, la sortie négative ayant pour obligation de fournir la même tension, à la polarité près....

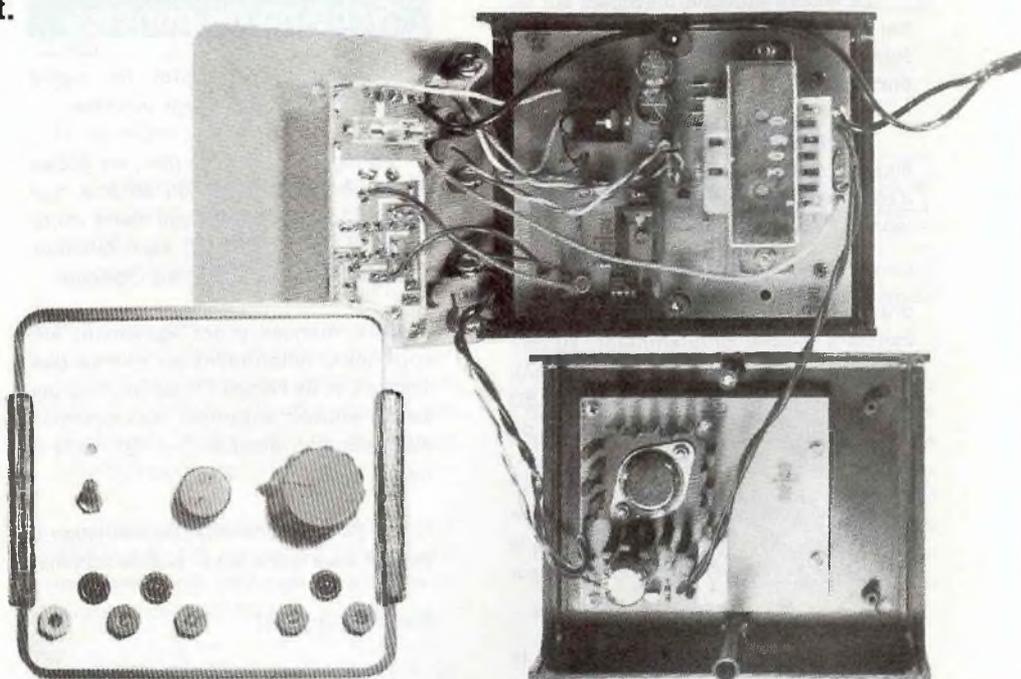
Cela veut encore dire qu'un court-circuit sur la branche positive entraînera également la disparition de la tension négative.

Une alimentation complémentaire de 5 Volts et 750 mA est également disponible en complément. Elle offrira l'avantage d'être totalement isolée de l'alimentation symétrique (masses indépendantes), permettant ainsi toutes sortes de couplages en fonction des besoins.

Différentes versions vont être décrites dans cet article dont nous venons déjà de voir quelques aspects.

- Présence de l'alimentation complémentaire de 5 Volts ou non.
- Courant limite nominal, pour l'alimentation symétrique, fixé à 100 mA ou 500 mA.

Donc au total quatre versions possibles.



Toutes font appel au même circuit imprimé, donc le choix et les modifications ne porteront que sur des valeurs de composants.

Pour la souplesse d'emploi, l'alimentation symétrique est pilotée par un commutateur rotatif à douze positions permettant d'obtenir, sans contrôle au voltmètre, les tensions suivantes:

1.25, 1.5, 3, 4.5, 5, 6, 7.5, 9, 10.8, 12 et enfin 13.8 Volts ainsi que la tension symétrique par rapport à zéro Volt.

Si vous avez compté, cela fait au total onze tensions pré-réglées, la douzième position du commutateur ayant pour rôle

de mettre en service un réglage par potentiomètre.

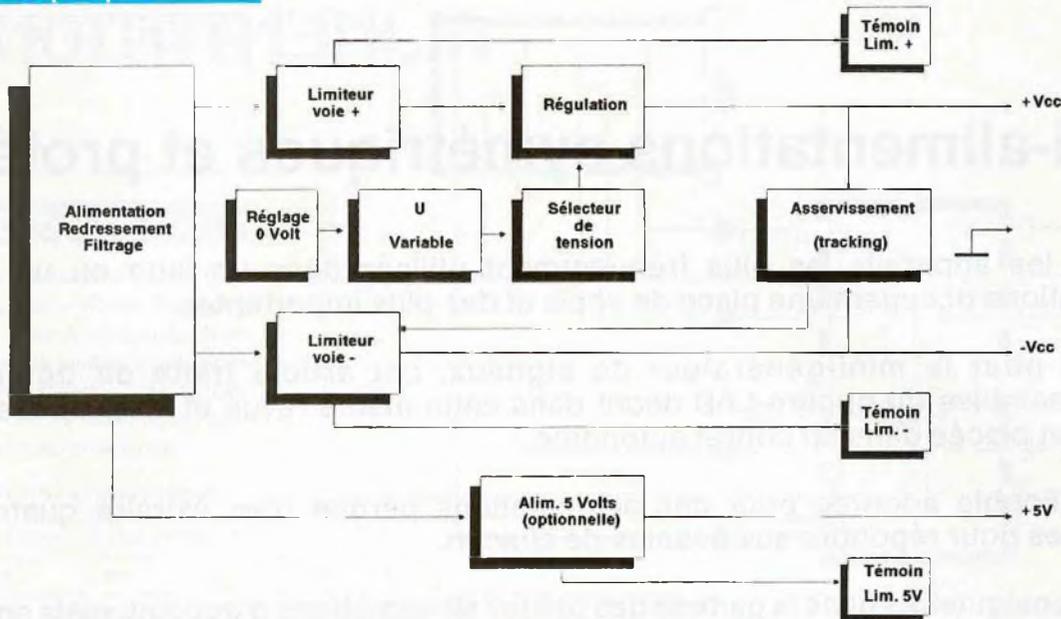
Ce réglage unique et linéaire permet à l'utilisateur d'obtenir une variation de zéro à 14 ou 15 Volts environ.

Enfin, des LEDs, placées au dessus de chacune des sorties, indiquent si ces alimentations sont en limitation ou en court-circuit.

Pour la version 100 mA, le courant de court-circuit est limité en interne à environ 150 mA.

Pour la version 500 mA, celui-ci sera de l'ordre de 650 mA.





La lecture du texte précédent sur les caractéristiques, à lui seul, rend le synoptique facilement compréhensible et presque évident.

A partir du secteur, un redressement et filtrage classique à point milieu permet d'obtenir deux tensions symétriques par rapport à la masse.

La tension positive passe au travers d'un limiteur (générateur à courant constant calibré différemment, suivant qu'il s'agit d'une version 100 ou 500 mA), et signale son fonctionnement par une LED en cas de début de limitation ou de court-circuit.

Cet étage attaque ensuite la régulation proprement dite, réalisée comme nous le verrons par la suite, à l'aide d'un régulateur intégré.

Cette régulation est pilotée par la consigne multi-calibre (tensions pré-réglées) ou par une commande linéaire pour l'une des positions du commutateur.

L'obtention d'un zéro Volt exact, sur cette position variable, est gérée extérieurement.

Un étage d'asservissement référencé à la masse pilote directement le limiteur de la voie négative, signalé, lui aussi, par sa LED.

Enfin, un étage totalement séparé et optionnel, permet l'obtention d'un 5 Volts 750 mA.

Cet étage, comme les deux autres, signale toutes les misères que l'on peut lui infliger par sa LED personnelle.

## Schéma de principe

Le schéma complet de cette alimentation est donné page suivante.

En regardant de plus près, les fidèles reconnaîtront en partie un schéma que nous avons communiqué dans notre numéro 2 de février 91, sans toutefois proposer un circuit imprimé à l'époque.

Des nuances y ont également été apportées, notamment au niveau des limiteurs et de l'ampli OP de tracking qui devait pouvoir supporter des tensions d'alimentation élevées (+/- 23 Volts à vide).

La partie optionnelle d'alimentation 5 Volts se situe tout à fait en bas de schéma.

### Redressement

Tout à fait classique, cette partie ne demande que très peu de commentaires.

Elle fait appel à un transformateur à secondaire 2 x 15 Volts, redressé par D51 à D54 et filtré par C51, C52.

La tension positive est appliquée à un régulateur 5 Volts dont nous verrons l'utilité par la suite.

### Limiteurs

Attaquons de suite un domaine plus intéressant avec les limiteurs flottants (Ce nom uniquement parce qu'il s'agit de limiteurs série, ne se référant à aucun moment à la masse pour fonctionner...).

Leur principe est simple: Le transistor T51 est rendu conducteur et même saturé

par R52, qui lui fournit un courant important dans sa base.

Ce courant circule en totalité dans la base tant qu'il n'est pas dérivé par un autre transistor (en l'occurrence T52).

Comme T52 contrôle en permanence le courant circulant dans la charge, en le mesurant à l'aide de R53 et R54, sa conduction progressive, due par exemple à un excès de consommation, va donc venir diminuer celle de T51.

T51 ayant tendance à se bloquer, le courant de charge ne peut donc que se stabiliser à cette limite, provoquant ainsi le fonctionnement en générateur à courant constant.

En fonctionnement normal, T51 étant du type Darlington, la chute de tension aux bornes du système est de l'ordre de 1.4 à 1.9 Volts pour 100 mA.

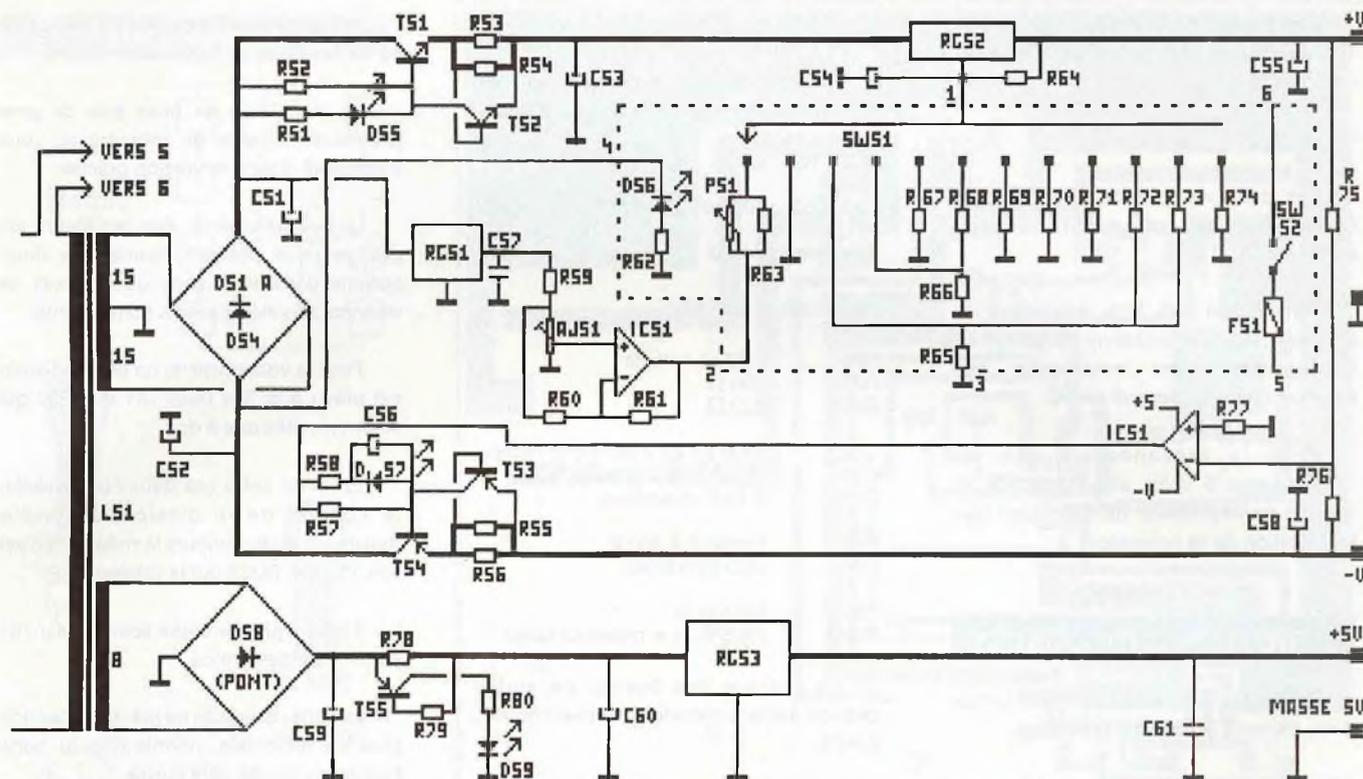
Le courant de court-circuit se calcule simplement en prenant le  $V_{be}$  de T52 (0.65V), divisé par la valeur des résistances de limitation R53 et R54. A noter que pour être exact, il faut y ajouter les courants circulant dans R51, la LED et R52.

C'est d'ailleurs ce courant dans R52 qui va permettre de signaler l'action du limiteur par un éclairage progressif de D55.

Même fonctionnement pour le limiteur de voie négative qui est du même type.

Il est, par contre, simultanément piloté en tension pour fournir la tension négative d'une façon asservie et C56 empêche un allumage de la LED par la dynamique de cet asservissement.





## Régulation et pré-sélections

Elle est assurée par un LM317, régulateur intégré relativement connu, dont la tension de sortie est égale à  $1.25 + (1.25 \times R_x / R64)$ .

Pour faire varier cette tension, c'est  $R_x$  que l'on va pré-sélectionner à l'aide d'un commutateur et de résistances de précision (1%).

L'ensemble de cette partie est regroupée dans la zone encadrée en pointillés du schéma.

Par rapport aux valeurs désirées, les valeurs choisies pour les résistances donnent (à la tolérance près) les valeurs de tensions suivantes:

1.25, 1.495, 2.969, 4.48, 5, 5.99, 7.5, 9.06, 10.87, 11.91 et 13.75 Volts.

Sachant qu'interviennent également en plus la dispersion sur le 1.25 Volts du régulateur et la tolérance sur  $R64$ .

Ces différentes résistances sont commutées par un rotatif à douze positions.

Ce commutateur, sans chevauchement entre les différentes positions, risque de faire monter la tension de sortie lorsqu'il est entre deux positions (Absence de  $R_x$ ). Pour éviter cela,  $C54$  vient temporiser la variation tout en améliorant la qualité de régulation de  $RG52$ .

## U variable

La douzième position met en service un potentiomètre et une résistance parallèle, ce qui donne un potentiomètre de valeur équivalente à  $2990 \Omega$ .

Cette valeur, si elle était reliée à la masse, permettrait en théorie d'obtenir en sortie de régulateur une tension allant de 1.25 à 16.8 Volts (éternel problème des régulateurs intégrés, qui ne descendent pas en dessous de 1.25 Volts).

En fait, cet ensemble est relié à la sortie d'un ampli OP monté en inverseur et fournissant, par calibrage, une référence ajustable de -1.25 Volts.

Cette "offset" va ainsi permettre de redescendre la plage de variation de 0 à 15.55 Volts environ par translation vers le bas.

Cette référence est obtenue par un diviseur  $R59$ ,  $AJ51$  à partir d'un régulateur 5 Volts miniature ( $RG51$ ), servant également à l'alimentation du circuit intégré.

Cette procédure d'alimentation évite de également de faire appel à un ampli OP pouvant supporter au moins 46 Volts à vide de tension d'alimentation (valeur approximative de la tension filtrée redressée  $\pm 23$  Volts), et ce d'autant que l'excursion dans les valeurs positives de ses sorties ne sera jamais utile.

## Asservissement négatif

C'est une seconde moitié de  $IC51$  qui va se charger de piloter le limiteur négatif.

En référant son entrée plus à la masse par  $R77$ , il fera tout pour que son entrée moins soit au même potentiel.

$R75$  et  $R76$  étant des résistances précises et égales, cela veut encore dire que la tension de sortie négative devra être exactement opposée à la positive. Les seules erreurs apportées par ce montage sont la dispersion sur les deux résistances pré-citées et la tension d'offset de l'ampli OP. Un "tracking" à 10 ou 20 mVolts près est, de ce fait, facile à obtenir.

Autre avantage, la disparition accidentelle de  $+V_{cc}$  entraîne la disparition de son symétrique (l'inverse n'est, par contre, pas vrai...).

## Alimentation 5 Volts optionnelle

Un secondaire indépendant du transformateur est utilisé dans le cas de notre montage. Il permet ainsi de procéder à des mises en séries diverses de cette alimentation sur la symétrique.

Dans cette partie du montage, c'est par contre au régulateur intégré  $RG53$  que l'on attribuera la tâche de gérer le courant de court-circuit (de l'ordre de 1.2 à 1.6 A).

Seule une indication du court-circuit ou d'excès de consommation est apportée par mesure du courant en amont de  $RG53$ .

Cette mesure est assurée par R78 et T55 qui, en se saturant, allume plus ou moins la LED D59.

## Versions

Les deux versions de l'alimentation symétrique se traduiront par des différences sur:

R51, R52 et R55, R56, résistances de limitation, les condensateurs de filtrage et, évidemment, la puissance du transformateur et des radiateurs.

Pour la présence ou non de l'alimentation 5 Volts, elle entraînera un type de transformateur différent ainsi que l'adaptation de sa puissance.

## Liste des composants

Toutes les résistances sont des 1/4 de Watt, 5% sauf indications contraires.

### Alimentation symétrique 100 mA

R51, R52	1.8 k $\Omega$
R53 à R56	10 $\Omega$
R57, R58	1.8 k $\Omega$
R59, R60	1 k $\Omega$
R61	2.2 k $\Omega$
R62	1.5 k $\Omega$
R63	8.2 k $\Omega$
R64	240 $\Omega$ 1%
R65	47 $\Omega$ 1%
R66	330 $\Omega$ 1%
R67	620 $\Omega$ 1%
R68	390 $\Omega$ 1%
R69	910 $\Omega$ 1%
R70	1.2 k $\Omega$ 1%
R71	1.5 k $\Omega$ 1%
R72	1.8 k $\Omega$ 1%
R73	2 k $\Omega$ 1%
R74	2.4 k $\Omega$ 1%
R75, R76	10 k $\Omega$ 1%
R77	4.7 k $\Omega$

AJ51	1 k $\Omega$ 82 PR Beckman
P51	4.7 k $\Omega$

C51, C52	470 uF 25V chimique radial
C53	100 uF 25 V chimique radial
C54	1 uF 63 V chimique radial
C55	4.7 uF 40 V chimique radial
C56	2.2 uF 40 V chimique radial
C57	0.1 uF céramique
C58	100 uF 25 V chimique radial

D51 à D54	1N4004
D55 à D57	LED 3 ou 5mm

T51	BD 679
T52	BC 547 B
T53	BD 680
T54	BC 557 B

RG51	78 L 05
RG52	LM 317 TO220
IC51	LM 358 + support 8Br.

SW51	commutateur rotatif 1 circuit 12 positions pour CI
SW52	inter M/A pour CI
F51	fusible 630mA temporisé + support CI
	2 radiateurs ML26

### Alimentation symétrique 500 mA

Ne sont données ci-dessous que les différences par rapport à la version 100 mA.

R53 à R56 2.2  $\Omega$

C51, C52 1000 uF 25 V chimique radial

2 radiateurs ML33

### Extension 5 Volts

R78 0.47  $\Omega$  4 Watts  
R79 390  $\Omega$   
R80 820  $\Omega$

C59 2200 uF 25 V chimique radial  
C60 10 uF 25 V chimique radial  
C61 0.1 uF céramique

D58 Pont 1.5 A 200 V  
D59 LED 3 ou 5mm

T55 BC 557 B  
RG53 7805 TO3 + radiateur tulipe

Le nombre des bornes de sortie dépend évidemment de la version choisie: 3 ou 5.

Toutes les versions sont prévues pour un coffret 117 PM de MMP. Si l'extension 5 Volts n'est pas montée, le 116 PM, plus compact encore, convient également.

### Transformateur

- Symétrique 100 mA: L51 = 2 x 15V 5VA
- Symétrique 500 mA: L51 = 2 x 15V 15VA
- Symétrique 100 mA + 5 Volts: L51 = 2 x 15V + enroulement 8 V. 12VA
- Symétrique 500 mA + 5 Volts: L51 = 2 x 15V + enroulement 8 V. 25VA.

## Réalisation

Trois circuits imprimés, dont les faces cuivre et sérigraphiées sont dans les pages suivantes, composent l'alimentation la plus complète:

- Une carte pour l'alimentation symétrique et prévue pour tous les modèles de transformateurs.
- Une carte spécifique pour le 5 Volts.
- Une carte de façade regroupant le commutateur, l'interrupteur M/A et le potentiomètre.

Les deux premières cartes possèdent des perçages permettant un montage rapide sur les tasseaux des coffrets prévus.

La façade recevra de plus les bornes de sortie ainsi que les LEDs de limitation.

La réalisation ne pose pas de gros problèmes à partir du moment où vous aurez opté pour une version précise.

La bi-implantation des radiateurs est prévue pour pouvoir monter les deux options d'intensité sans que ceux-ci ne viennent toucher d'autres composants.

Pour la voie positive, un seul radiateur est prévu à la fois pour T51 et RG52 qui seront montés dos à dos.

En effet, entre ces deux composants, la somme de la dissipation totale maximum reste toujours la même, et c'est soit T51 soit RG52 qui la dissipe.

Il faudra juste prendre soin d'isoler T51 par une rondelle mica.

La carte de façade ne présente pas non plus de difficultés, hormis que le porte fusible est monté côté cuivre.

Sur cette carte, deux pistes de fortes sections situées à côté du porte fusible sont destinées à recevoir l'un des fils secteur avant de retourner au transformateur pour passer par F51 et SW52

L'autre fil secteur se câble directement à la seconde borne du transformateur.

Les différentes photographies permettront éventuellement de s'aider pour le positionnement des différentes cartes dans le coffret.

Toutes les liaisons entre cette carte et le bloc "alimentation symétrique" seront reliées par fils entre les numéros correspondants (6 au total):

- 3 pour la commutation
- 1 pour la LED de marche
- 2 pour le secteur

Enfin, sur le commutateur à douze positions, ne pas oublier d'enlever le bloqueur de butée puisque l'ensemble de ces positions est utilisé.

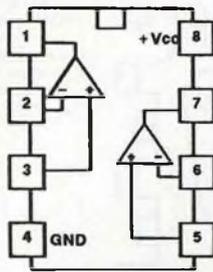
On peut d'ailleurs regretter qu'il soit impossible de faire tourner indéfiniment ces commutateurs dans le même sens, ce qui aurait permis de choisir le chemin le plus court pour aller d'une position de tension à une autre.

Malheureusement, la butée de position 1 est interne au commutateur, et nécessiterait un démontage délicat de la bestiole pour être exécuté.



## Brochages

LM 358

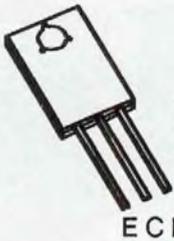


CBE  
BC tous  
types



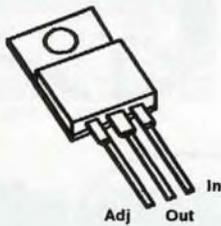
SME

78 L 05



BD 679  
BD 680

ECB

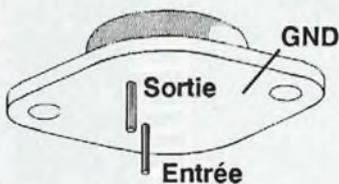


LM 317

Adj

Out

In



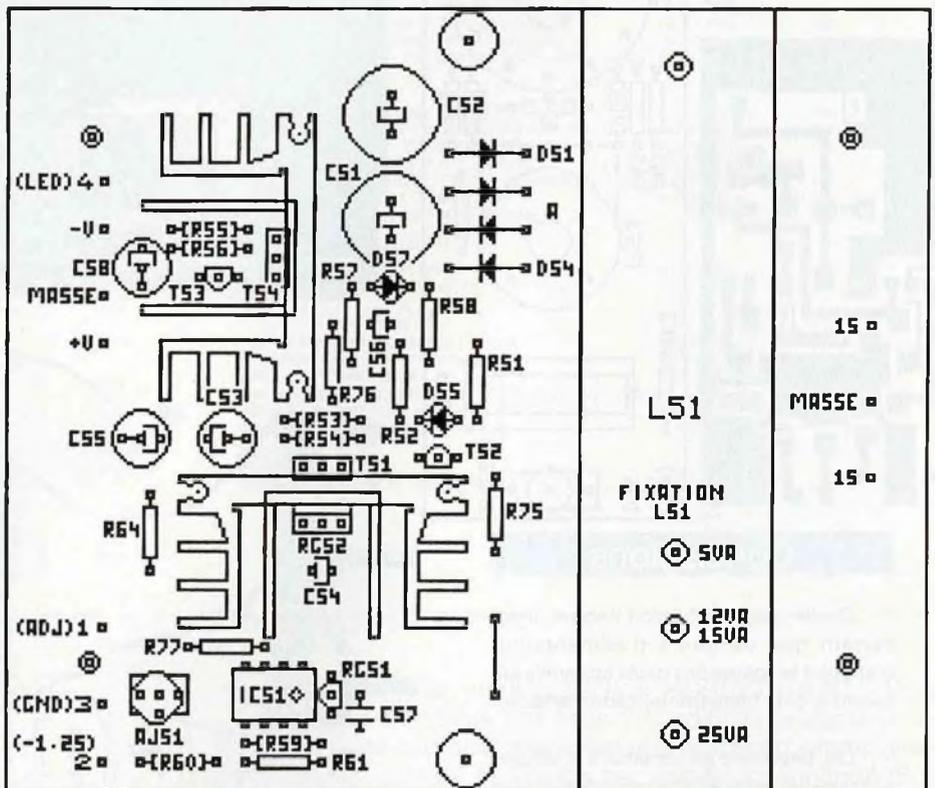
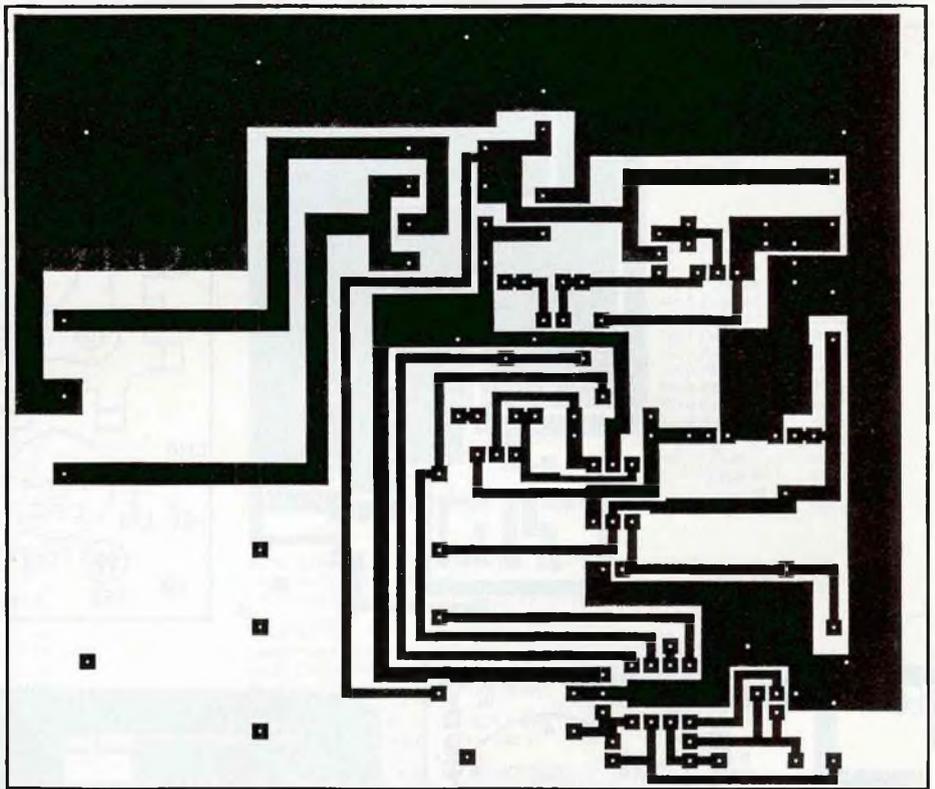
7805 TO 3

## Réglage

Après avoir vérifié le bon câblage et qu'aucun composant ne risque de souffrir d'une inversion de polarité, la mise sous tension peut se faire.

Attention à la carte de façade qui comporte du 220 Volts !!!

On peut, dès lors, vérifier le bon fonctionnement des positions pré-réglées de la tension de sortie, qui ne devrait pas s'écarter énormément des valeurs prévues,



ainsi que l'alimentation 5 Volts si elle est montée.

Un seul réglage est à faire: celui du zéro Volt correspondant au minimum du potentiomètre.

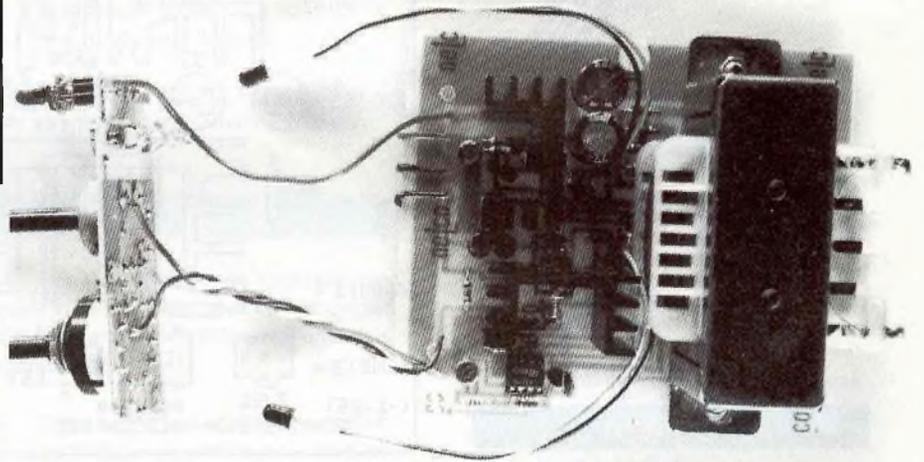
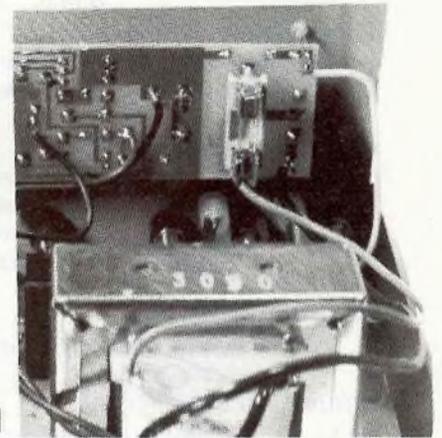
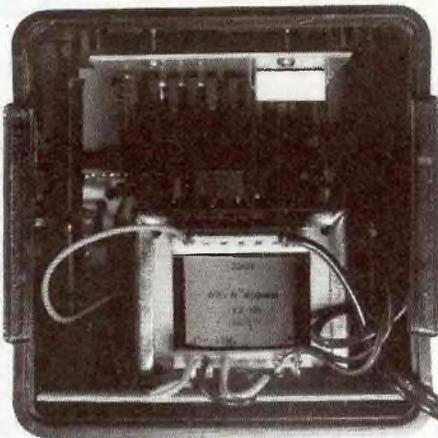
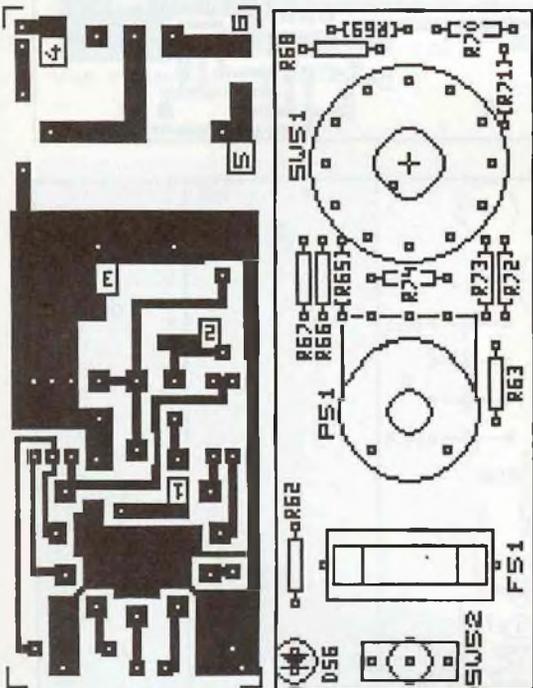
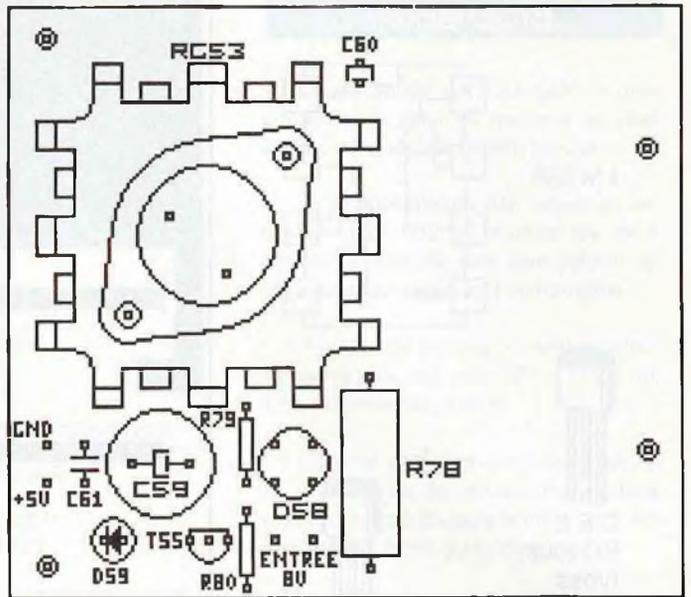
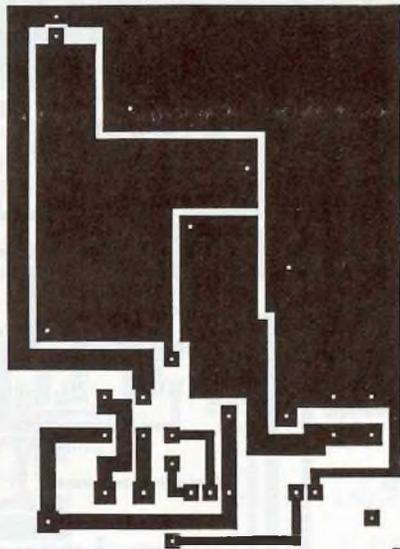
Amener pour cela le commutateur en position U variable et placer le potentiomètre au minimum.

Ajuster ensuite AJ51 pour obtenir un zéro Volt le plus précis possible.

A noter d'ailleurs que le circuit imprimé est prévu pour recevoir un potentiomètre multitour si l'on désire de la précision sur cette étape.

Si tout est correct, la façade peut être sérigraphiée et le coffret fermé.





## Conclusions

Quelle que soit l'option choisie, il est certain que ce genre d'alimentation d'appoint fait partie des petits appareils qui seront le plus fréquemment sous tension.

Les besoins d'alimentations multiples sont en effet monnaie courante dans toutes les manipulations ou essais.

Sachant d'autre part que celle-ci varie de 0 à plus d'une trentaine de Volts (puisque'il est, bien sûr, possible de se brancher entre +Vcc et -Vcc), tout en conservant une protection totale par les limiteurs, c'est donc d'un appoint performant qu'il s'agit.

A noter enfin que si l'on ne désire pas un isolement entre les masses du 5 Volts et

de l'alimentation symétrique, l'utilisation d'un transformateur simple 2x 15 peut être adoptée sans difficultés (Le refroidissement du régulateur 5 Volts étant largement dimensionné).

Pour terminer, si vous vous êtes étonné des numéros de sérigraphie qui commencent à 50, la raison en est très simple.

Cette réalisation étant intégralement reprise sur le pupitre LAB, et ce en même temps que le mini-générateur de signaux, cette solution évite ainsi toute interférence entre les deux listes de composants.

Dans le pupitre LAB, le mini-générateur comportera donc tous les composants à numérotation inférieure à 50, le reste étant réservé à la partie alimentation.

J.TAILLIEZ